

Das neue Positionierungssystem am Nanometerkomparator der Physikalisch- Technischen Bundesanstalt

Dissertation
zur Erlangung des akademischen Grades

**Doktoringenieur
(Dr.-Ing.)**

vorgelegt der
Fakultät für Maschinenbau der
Technischen Universität Ilmenau

von
Dipl.-Ing. Paul Köchert

Gutachter:

1. Prof. Dr.-Ing. habil. Eberhard Manske
Technische Universität Ilmenau
2. Prof. Dr.-Ing. habil. Tino Hausotte
Friedrich-Alexander-Universität Erlangen-Nürnberg
3. Dr.-Ing. Jens Flügge
Physikalisch-Technische Bundesanstalt Braunschweig

vorgelegt am: 05.12.2017

verteidigt am: 26.03.2018

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand zu wesentlichen Teilen während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter in der Abteilung Fertigungsmesstechnik an der Physikalisch-Technischen Bundesanstalt (PTB) in Braunschweig.

Es ist mir ein Bedürfnis, all denen meinen Dank auszusprechen, die während der Zeit der Bearbeitung dieses Themas und besonders während der Vorbereitung hierzu, stetes Interesse bekundeten und mich unentwegt unterstützt haben.

Mein besonderer Dank gilt meinem Doktorvater Prof. Dr.-Ing. habil. E. Manske, dem Leiter des Instituts für Prozessmess- und Sensortechnik an der TU Ilmenau, dessen langjährige Unterstützung sowie fachlicher Rat mich bei dieser Arbeit begleitet haben. Darüber hinaus ermöglichte er mir, diese Arbeit an seinem Institut fertigzustellen. Für mich schloss sich damit ein Kreis, da mein wissenschaftlicher Werdegang auch an diesem Institut begonnen hat.

Außerdem möchte ich mich bei Dr.-Ing. J. Flügge für das entgegengebrachte Vertrauen und die fortwährende Förderung bedanken, so dass ich an einer Referenzmessmaschine der PTB weitreichende Änderungen und Messungen durchführen durfte.

Bei Prof. Dr.-Ing. habil. T. Hausotte, dessen Arbeit mir stets als Anregung diente, möchte ich mich für die Übernahme des Zweitgutachtens bedanken.

Ausdrücklich gilt mein Dank für die gute Zusammenarbeit und konstruktiven Beiträge den folgenden Kollegen aus Braunschweig und Ilmenau: Dr.-Ing. A. Amthor, Dr.-Ing. S. Bütetisch, Dipl.-Phys. U. Blumröder, Dipl.-Ing. N. Hofmann, Dr.-Ing. R. Köning, Dr.-Ing. K. Meiners-Hagen, Dr.-Ing. G. Molnar, Dipl.-Inf. S. Strube, Dr.-Ing. Ch. Weichert und Dr.-Ing. S. Zschäck.

Für die umfassende technische Unterstützung bei den FPGA-Entwicklungen möchte ich mich bei Herrn T. Häupke von der Firma STRUCK INNOVATIVE SYSTEME bedanken. Für die Hilfe beim Aufbau elektronischer Schaltungen und mechanischer Baugruppen bedanke ich mich bei Dr.-Ing. S. Büchner, M. Dähn, Dr.-Ing. H. Illers, K. Fromm und E. Schötka.

Mein Dank für die äußerst sorgfältige Durchsicht des Manuskripts gilt meinen Arbeitskollegen Dr.-Ing. R. Köning und Dr.-Ing. Ch. Weichert.

Abschließend möchte ich mich bei meinen Eltern bedanken, die mir den eingeschlagenen Weg ermöglicht haben.

Inhaltsverzeichnis

1 Einleitung	1
1.1 Potentielle Ansätze zur Optimierung des Nanometerkomparators.....	3
1.2 Zielstellung der Arbeit.....	7
1.3 Aufbau der Arbeit.....	9
2 Numerische Steuerungen im Präzisionsmaschinenbau	11
2.1 Anforderungen für Positionierungen im Sub-Nanometerbereich.....	11
2.2 Historische Entwicklung.....	12
2.3 Stand der Technik.....	13
3 Antriebskonzept am Nanometerkomparator	17
3.1 Die Maschinenstruktur des Nanometerkomparators.....	17
3.2 Die numerische Steuerung am Nanometerkomparator.....	20
3.2.1 Übersicht zu Umbaumaßnahmen an der numerischen Steuerung.....	20
3.2.2 DSP-basierte Steuereinheit.....	22
3.2.3 FPGA-basierte Steuereinheit.....	24
3.2.4 Dezentrales Steuerungssystem.....	26
3.3 Die Antriebs- und Ausgleichsachsen am Nanometerkomparator.....	30
3.3.1 Linearmotoren für Schlittenantriebe.....	30
3.3.2 Balgausgleich.....	33
3.3.3 Kabelschlepp.....	35
3.3.4 Piezoaktuatoren.....	36
3.4 Die Erweiterung des Antriebssystems am Nanometerkomparator.....	39
3.4.1 Überblick zu hybriden Linearantrieben.....	39
3.4.2 Elektromagnetische Linearantriebe.....	40
3.4.3 Aufbau des hybriden Antriebssystems.....	43
3.5 Referenzierung des erweiterten Antriebssystems.....	45
4 Lagebestimmung am Nanometerkomparator	47
4.1 Interferometrische Sensoren.....	47
4.1.1 Lichtquelle für interferometrische Messsysteme.....	47
4.1.2 Das X-Interferometer.....	49
4.1.3 Die Winkel-Interferometer.....	54
4.2 Das inkrementelle Längenmesssystem.....	56
4.2.1 Funktionsweise des inkrementellen Längenmesssystems.....	57
4.2.2 Einrichtung des Messkopfs.....	58
4.2.3 Einrichtung des Maßstabs.....	59
4.2.4 Fehlereinflüsse des inkrementellen Längenmesssystems.....	61
4.3 Phasenauswertung der Interferometersignale.....	64
4.3.1 Signalverarbeitung durch FPGA-gestütztes Auswertesystem.....	66
4.3.2 Prädiktive Positionswerte und Rückkopplungsdaten.....	72
4.4 Datenerfassungssystem.....	74
4.4.1 Umweltbedingungen.....	74
4.4.2 Datenaufnahmeverfahren für interferometrische Sensoren.....	75

5	Antriebsregelung der Feintriebachse	79
5.1	Regelkreis zur Ansteuerung des Lorentz-Aktuators	81
5.1.1	Untersuchungen an der offenen Regelstrecke.....	82
5.1.2	Entwurf des Regelverfahrens zur Ansteuerung des Lorentz-Aktuators.....	83
5.1.3	Untersuchungen an der geschlossenen Regelstrecke	86
5.2	Charakterisierung des neuen Antriebskonzepts.....	90
6	Vergleichende Messungen am Nanometerkomparator	97
6.1	Vorbereitung vergleichender Messungen.....	97
6.1.1	Strategie des Messablaufs.....	97
6.1.2	Aufnahme und Verarbeitung der Messdaten	98
6.2	Ergebnisse vergleichender Messungen mit Prüfsystem	101
6.2.1	Statische Untersuchungen im stationären Zustand.....	101
6.2.2	Dynamische Untersuchungen bei gleichförmiger Bewegung.....	103
7	Zusammenfassung und Ausblick	111
7.1	Zusammenfassung	111
7.2	Verbesserungsvorschläge	114
7.2.1	Untersuchung des Steifigkeitsverhaltens am Antriebssystem.....	114
7.2.2	Steifigkeitsverhalten am Lagerungssystem des Positioniertischs.....	114
7.2.3	Kompensation von Geradheitsabweichungen in Y-Richtung	116
7.2.4	Signalamplituden der interferometrischen Sensoren	116
7.2.5	Referenzierung der Zeitbasis von Mess- und Steuerungssystem	117
A	Anhang	119
A.1	Numerische Steuerungen an der NPMM der TU Ilmenau	119
A.2	Rauschverhalten des X-Interferometers.....	119
A.2.1	Theoretische Berechnung des Rauschens	119
A.2.2	Bandbreite des Phasenauswerteverfahrens.....	123
A.3	Phasenauswerteverfahren für interferometrische Längenmesssysteme.....	125
A.3.1	Homodyne Systeme.....	125
A.3.2	Heterodyne Systeme.....	126
A.4	Bestimmung der Gewichtskraft des Positioniertischs	133
A.5	Registerbelegung der Phasenauswertelektroniken.....	135
	Literaturverzeichnis	137

Abkürzungs- und Symbolverzeichnis

Abkürzungen

A/D	Analog/Digital
ACC	Akkumulator, <i>Accumulator</i>
ADC	A/D-Wandler, <i>A/D converter</i>
ADEV	Allan-Abweichung, <i>Allan Deviation</i>
ADPLL	<i>All-Digital Phase-Locked Loop</i>
AK	Antriebskonzept
AKF	Autokollimationsfernrohr
AOM	Akusto-Optischer Modulator
AQB	Quadratursignale von Inkrementalgeber/Encoder
AR	Achsregelung
ASIC	Anwendungsspezifische integrierte Schaltung, <i>Application-Specific Integrated Circuit</i>
AV	Aufnahmeverfahren
BIPM	Internationales Büro für Maß und Gewicht, <i>Bureau International des Poids et Mesures</i>
BW	Bandbreite, <i>Bandwidth</i>
CCD	<i>Charge-coupled Device</i>
CFK	Carbonfaserverstärkter Kunststoff
CGPM	Generalkonferenz für Maß und Gewicht, <i>Conférence Générale des Poids et Mesures</i>
CLK	Taktsignal, <i>Clock</i>
CNC	Rechnergestützte numerische Steuerung, <i>Computerized Numerical Control</i>
CPU	Zentrale Verarbeitungseinheit, <i>Central Processing Unit</i>
D/A	Digital/Analog
DFT	Diskrete Fourier-Transformation, <i>Discrete Fourier transform</i>
DPRAM	<i>Dual-Ported Random-Access Memory</i>
DSP	Digitaler Signalprozessor, <i>Digital Signal Processor</i>
ENOB	<i>Effective Number of Bits</i>
EUV	<i>Extreme Ultraviolet</i>
FIR	Endliche Impulsantwort, <i>Finite Impulse Response</i>
FPGA	<i>Field Programmable Gate Array</i>
FTS	<i>Fast-Tool-Servo</i>
GPP	<i>General Purpose Processor</i>
I/O	Eingabe/Ausgabe, <i>Input/Output</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronic Engineers</i>
IIR	Unendliche Impulsantwort, <i>Infinite Impulse Response</i>
INA	Instrumentenverstärker, <i>Instrumentation Amplifier</i>
ITRS	<i>International Technology Roadmap for Semiconductors</i>
IZ	Integrationszeit, <i>Integration Time</i>
LED	Lichtemittierende Diode, <i>Light Emitting Diode</i>
LUT	<i>Lookup Table</i>
MAC	<i>Multiply-Accumulate</i>

MIT	<i>Massachusetts Institute of Technology</i>
MKS	Maschinenkoordinatensystem
MOPS	<i>Million Operations Per Second</i>
MR	Messreihe
NC	Numerische Steuerung, <i>Numerical Control</i>
Nd:YAG	Neodym-dotierter Yttrium-Aluminium-Granat, $\text{Nd:Y}_3\text{Al}_5\text{O}_{12}$
NEP	Rauschäquivalente Leistung, <i>Noise Equivalent Power</i>
NI	<i>National Instruments</i>
NIM	<i>Nuclear Instrumentation Modul</i>
NMK	Nanometerkomparator, <i>Nanometer Comparator</i>
NPMM	Nanopositionier- und -messmaschine, <i>Nano Positioning and Measuring Machine</i>
OP	Optimierungspotential
PC	Personal Computer, <i>Personal Computer</i>
PCI	<i>Peripheral Component Interconnect</i>
PD	Proportional-Differential, <i>Proportional-Derivative</i>
PI	Proportional-Integral, <i>Proportional-Integral</i>
PID	Proportional-Integral-Differential, <i>Proportional-Integral-Derivative</i>
PLC	Speicherprogrammierbare Steuerung, <i>Programmable Logic Controller</i>
PMAC	<i>Programmable Multi-Axis Card</i>
PSD	Phasensensitiver Detektor, <i>Phase Sensitive Detector</i>
Pt	Platin
PTB	Physikalisch-Technische Bundesanstalt
PXI	<i>PCI eXtensions for Instrumentation</i>
RAM	Direktzugriffsspeicher, <i>Random-Access Memory</i>
RB	Randbedingung
RISC	<i>Reduced Instruction Set Computer</i>
RTOS	Echtzeitbetriebssystem, <i>Realtime Operating System</i>
SI	Internationale Einheitensystem, <i>Système international d'unités</i>
SNR	Signal-Rausch-Verhältnis, <i>signal-to-noise ratio</i>
SSI	Synchron-Serielle Schnittstelle, <i>Synchronous Serial Interface</i>
ST	<i>Straight Tip</i>
STD	Standardabweichung, <i>Standard Deviation</i>
TG	Trajektorienengineering
TPF	Tiefpassfilter
TTL	Transistor-Transistor-Logik, <i>Transistor-Transistor Logic</i>
TU	Technische Universität
VHDCI	<i>Very-high-density Cable Interconnect</i>
VHDL	<i>Very High Speed Integrated Circuit Hardware Description Language</i>
VME	<i>Versa Module Eurocard</i>

Symbole und Formelzeichen

<i>A</i>	Rotationsachse um Linearachse X, Fläche, Amplitude
<i>B</i>	Rotationsachse um Linearachse Y, magnetische Flussdichte, Bandbreite
<i>C</i>	Rotationsachse um Linearachse Z
<i>E</i>	Elastizitätsmodul
<i>F</i>	Kraft, Führungsübertragungsfunktion
<i>G</i>	Übertragungsfunktion
<i>I</i>	elektrische Stromstärke
<i>K</i>	Verstärkungsfaktor, Regelparameter
<i>P</i>	Leistung
<i>R</i>	elektrischer Widerstand
<i>S</i>	Störübertragungsfunktion, Sensitivität, analoges Signal
<i>T</i>	Temperatur, Taktperiode
<i>U</i>	Spannung
<i>V</i>	digitales Signal
<i>X</i>	Bezeichnung für Linearachse
<i>Y</i>	Bezeichnung für Linearachse
<i>Z</i>	Bezeichnung für Linearachse
<i>a</i>	Beschleunigung
<i>d</i>	Durchmesser
<i>e</i>	Regelabweichung
<i>f</i>	Frequenz
<i>g</i>	Teilungsgitterperiode
<i>k</i>	Steifigkeit
<i>l</i>	Länge, Strecke
<i>m</i>	Masse
<i>n</i>	Brechzahl, Wicklungszahl, Messrauschen
<i>p</i>	Druck
<i>q</i>	Elementarladung
<i>r</i>	Radius
<i>s</i>	Abstand, Verschiebung, Laplace-Variable
<i>t</i>	Zeit
<i>u</i>	Unsicherheit, Stellgröße
<i>v</i>	Geschwindigkeit
<i>w</i>	Führungsgröße
<i>y</i>	Regelgröße
<i>z</i>	Störgröße
α	thermischer Ausdehnungskoeffizient
β	Parameter für KAISER-Fensterfunktion
λ	Wellenlänge
λ_0	Vakuumwellenlänge
μ	Permeabilität, Reibungskoeffizient
ν	Querkontraktionszahl
φ	Winkel, Phasenwinkel
Ω	Phase von Encodersystem
ω	Kreisfrequenz
σ	Standardabweichung

Kurzfassung

Der Nanometerkomparator (NMK) ist ein nationales Normal der Bundesrepublik Deutschland zur metrologischen Weitergabe der Längeneinheit gemäß der Definition des Internationalen Einheitensystems. Er wird zur Kalibrierung von Strichmaßstäben, Photomasken und interferometrischen Messsystemen über eine Länge von bis zu 550 mm eingesetzt. Gegenstand der vorliegenden Arbeit ist die Entwicklung eines neuen Positionierungssystems für dieses Referenzsystem. Das Ziel ist eine Optimierung der Positionserfassung und eine präzisere Positionierung von Längemaßverkörperungen im stationären und dynamischen Zustand.

Bei der Konzeption des NMK wurde bereits auf die Einhaltung wesentlicher Designparadigmen im Präzisionsmaschinenbau geachtet, um minimale Messunsicherheiten zu erzielen. Um die Leistungsfähigkeit in dieser Hinsicht weiter zu erhöhen und somit steigenden Anforderungen zu entsprechen, wurden Antriebs-, Steuerungs- und Wegmesssystem weiterentwickelt und ihre Abstimmung optimiert. Das Fundament bildete die Entwicklung einer Auswerteelektronik für die interferometrischen Messsysteme am NMK, deren Auswerteverfahren an die Betriebsbedingungen am Nanometerkomparator angepasst wurde und ein Auflösungsvermögen im Sub-Pikometerbereich gewährleistete. Das bestehende Antriebssystem wurde durch einen Feintrieb ergänzt, um Störungen des Antriebssystems über eine feldkraftschlüssige Verbindung mit hoher Steifigkeit zu unterdrücken. Zur Bahnsteuerung der Achsbewegungen wurde ein dezentrales Steuerungssystem geschaffen, welches Rückkopplungsdaten von der Auswerteelektronik des im NMK integrierten Vakuum-Interferometers erhielt und mit einer Unterteilung von einem Pikometer verarbeitete.

Die Lageregelung für die neu geschaffene Feintriebachse wurde mit einer iterativen Reglersynthese entworfen und führte zu einem zweistufigen Regelungskonzept. Untersuchungen des geschlossenen Regelkreises zeigen auf, dass niederfrequente Störungen in erheblichem Maße unterdrückt werden und die 127 kg schwere Vorschubmechanik mit Frequenzen von bis zu 145 Hz ausgeregelt wird.

Anhand experimenteller Untersuchungen wurde ein signifikant verbessertes Positioniervermögen nachgewiesen, wobei Standardabweichungen im stationären und dynamischen Zustand von weniger als 0,3 nm erreichbar sind. Darüber hinaus wurde bei Vergleichsmessungen mit einem Encoder-System nachgewiesen, dass eine Wiederholbarkeit von 0,05 nm und eine Reproduzierbarkeit von 0,28 nm bei Anwendung eines ungetriggerten Aufnahmeverfahrens technisch umsetzbar sind. Es wird zudem gezeigt, dass sowohl die Anpassungen hinsichtlich der Positionserfassung als auch das neue Positionierungssystem zur Erzielung dieser Leistungsfähigkeit beitragen.

Abstract

The Nanometer Comparator (NMC) is a national standard of the Federal Republic of Germany to disseminate the unit of length. The machine is utilized to calibrate line scales, photomasks and interferometric measuring systems up to a length of 550 mm. The subject of the present work is the development of a new positioning system of the NMC. The goal is to optimize the position sensing system and servo system in order to control the position of measurement objects in the sub-nanometer range under stationary and dynamic conditions.

The NMC was conceptionally designed to comply with fundamental design paradigms in precision engineering to achieve minimal measurement uncertainties. In order to enhance the performance beyond that level, the drive, control and measurement systems were further developed, and their tuning was optimized. The development of a new phase evaluation electronics with resolving capabilities in the sub-picometer range paved the way for an upgrade of the driving system, which was supplemented by a redundant electromagnetic drive to suppress disturbances via a force transmission with high stiffness. For the path control of linear axis movements, a decentralized control system was applied to receive feedback data of the evaluation electronics with subdivisions of one picometer. These adjustments ensured that a precise positioning of measurement objects could be traced back to the vacuum interferometer, which was integrated into the machine structure of the NMC.

The position control using a two-stage concept for the new fine drive axis was synthesized using an iterative control design approach. Investigations of the closed control loop show that low-frequency disturbances can be suppressed superiorly and that the 127 kg feed drive mechanism can be controlled with a bandwidth of up to 145 Hz.

Experimental investigations demonstrate a significantly improved positioning capability. The positioning noise under stationary and dynamic conditions exhibits a standard deviation of less than 0.3 nm. Comparative measurements with an encoder system have revealed, that a repeatability of 0.05 nm and a reproducibility of 0.28 nm are technically feasible by means of a highly synchronous data acquisition method. Finally, it is also demonstrated that this level of performance is achieved by contributions of both the position sensing system as well as the servo system.

1 Einleitung

Die vergangenen 50 Jahre waren geprägt von einer fortschreitenden Miniaturisierung in der Halbleiterindustrie. Infolgedessen konnten Strukturen mit erhöhter Packungsdichte gefertigt werden, was mit zunehmender Rechenleistung, gesteigerten Schaltgeschwindigkeiten und einer geringeren Leistungsaufnahme einherging. Diese rapide Entwicklung hatte tiefgreifende Veränderungen bis in das alltägliche Leben zur Folge und bildete das Fundament für neue technische Errungenschaften. Laut der durch die „International Technology Roadmap for Semiconductors“ (ITRS) festgelegten Zielvorgaben wird diese Entwicklung auch in Zukunft fortgesetzt und bedingt Fortschritte in der Fertigungstechnologie [1]. Ein wichtiger Parameter bei der lithographischen Strukturierung integrierter Schaltkreise beschreibt die Überdeckungsgenauigkeit (engl. Overlay) von Strukturen aus den verschiedenen Fertigungsschritten [2]. Für das Jahr 2018 wird eine Überdeckungsgenauigkeit von bis zu 2 nm (3σ) angestrebt [3], was mit hohen Anforderungen an die thermo-mechanische Stabilität der Maschinenstruktur und Positioniervorgänge auf Basis höchst-präziser Messsysteme verknüpft ist. Da die Reproduzierbarkeit bei der planaren Positionserfassung lediglich einen geringen Anteil dieser Toleranzangabe darstellt, werden Reproduzierbarkeiten im Sub-Nanometerbereich von diesen Messsystemen gefordert. Diesen Anforderungen wird durch den zunehmenden Einsatz von EUV-Lithografie und den sich abzeichnenden Strukturverkleinerungen auch zukünftig mit Weiterentwicklungen in der Präzisionsmess- und Positioniertechnik zu begegnen sein. Die Halbleiterindustrie kann auf dem Gebiet der Nanopositionierung als ein Innovationstreiber angesehen werden, wobei deren hohen Investitionskosten aus betriebswirtschaftlichen Gesichtspunkten einen hohen Fertigungsdurchsatz erfordern. Darüber hinaus wird auch im akademischen Umfeld auf dem Gebiet der Nanopositionierung und -metrologie geforscht. Beispielhaft sind Positionierungssysteme für die Rastersondenmikroskopie zu nennen, deren Einsatz in der Materialforschung sowie Biochemie neue Untersuchungsmöglichkeiten im nanoskaligen Bereich ermöglichte. Auf dem Gebiet der Nanometrologie wird zudem an Metrologieinstituten weltweit an der Charakterisierung von Kalibriernormalen geforscht, um eine Weitergabe der Längeneinheit Meter mit geringeren Unsicherheiten sicherzustellen. Diese Kalibriernormale werden in industriellen Messlaboratorien zum Zwecke der fertigungsbegleitenden Qualitätssicherung eingesetzt, um die Herstellung von optischen und mechanischen Bauteilen mit höchster Präzision zu gewährleisten.

Im Zuge dieser anhaltenden Entwicklungen müssen Produktions- und Inspektionsmaschinen somit wachsende Anforderungen an eine präzisere Positionierung von Objekten erfüllen. Diese Maschinen werden dabei hinsichtlich ihrer Maschinenstrukturen gezielt optimiert und verfügen über Positionierungssysteme, deren funktionaler Aufbau untergliedert werden kann in drei Teilsysteme: Antriebs-, Wegmess- und Steuerungssystem. Eine optimale Abstimmung dieser Systeme und der Maschinenstruktur ist dabei zwingend erforderlich, um Positionierungen im Sub-Nanometerbereich zu gewährleisten.

Für das Antriebssystem wird im Präzisionsmaschinenbau ein möglichst hohes Steifigkeitsverhalten angestrebt, wofür zunehmend Direktantriebe (Linearmotoren) in Verbindung mit inkrementellen Längenmesssystemen (Inkrementalgebern) eingesetzt werden [4]. In besonderem Maße trifft dies auf das Forschungsgebiet der Nanopositionierung über Bewegungsbereiche von mehr als 10 mm zu. Im Vergleich zu konventionellen Antriebssystemen (Getriebe, Spindel) kann durch den Einsatz von Linearmotoren eine Vorschubmechanik mit erhöhter Steifigkeit umgesetzt werden, da der Einsatz nachgiebiger Übertragungselemente entfällt. Dadurch ergeben sich wiederum Vorteile bei der Lageregelung, da sowohl Regelkreisverstärkung als auch -bandbreite gesteigert werden können und somit auch eine aktive Dämpfung hochfrequenter Störungen möglich wird. Die Regelgüte eines mit Linearmotor betriebenen Antriebssystems ist abhängig von dessen Regelsteifigkeit, welche durch die Parametrierung des Lageregelkreises zu optimieren ist [5]. Darüber hinaus zeichnet sich diese Antriebstechnik durch geringen Verschleiß, niedrigen Wartungsaufwand und eine höhere Produktivität aus [6].

Das Wegmesssystem stellt einen weiteren technischen Einflussfaktor zur Optimierung der Regelgüte und des thermischen Verhaltens von Positionierungssystemen dar [7]. Beim Einsatz von Linearmotoren wird auf die Erfassung von Geschwindigkeiten über ein zusätzliches Messsystem (Tachogenerator) verzichtet und die notwendige Regelgröße von den Positionsdaten abgeleitet [7]. Die Geschwindigkeit wird dabei direkt aus der bestimmten Positionsänderung über eine bekannte Zeiteinheit berechnet, was einer numerischen Differentiation entspricht. Dieses Verfahren ist allerdings anfällig gegenüber periodischen Störungen und Messrauschen, da diese Störeinflüsse über die Regelkreisverstärkung multipliziert werden und die Regelgüte beeinträchtigen [8]. Die Linearität und das Auflösungsvermögen des Wegmesssystems ist daher speziell bei Positioniersystemen auf der Basis von Linearmotoren von großer Bedeutung [6]. In Verbindung mit Positionsdaten hoher Güte kann durch eine Lageregelung die Einprägung von Vibrationen in die Maschinenstruktur reduziert, die Laufruhe (Geschwindigkeitsstabilität) verbessert und eine unnötige Wärmeentwicklung¹ vermieden werden. Um eine präzise Geschwindigkeitsregelung speziell bei langsamen Bewegungsgeschwindigkeiten zu gewährleisten, müssen Positionsdaten hochunterteilt einem Steuerungssystem bereitgestellt und zuvor durch das Wegmesssystem bis in den Sub-Nanometerbereich aufgelöst werden. Um ein solches Auflösungsvermögen auch bei Bewegungsbereichen von mehr als 10mm zu gewährleisten, wird neben Laserinterferometern zunehmend auf inkrementelle Längenmesssysteme (Inkrementalgeber) zurückgegriffen [4]. Ein inkrementelles Längenmesssystem besteht aus zwei wesentlichen Komponenten: Abtastkopf und Maßstab. Der Maßstab besteht aus einem Trägersubstrat und einem darauf aufgebrachtem Teilungsgitter, dessen periodische Struktur die Längenmaßverkörperung repräsentiert. Minimale Abweichungen dieser Struktur können bei der Fertigung des Teilungsgitters und durch äußere Einflüsse nie vollständig vermieden werden [9]. Diese Maßabweichungen des Teilungsgitters und der Einfluss einer nicht-idealen Signalauswertung führen zu Längen- und Linearitätsfehlern. Eine Bestimmung dieser Abweichungen durch Messungen ist in der Fertigungsmesstechnik zwingend erforderlich, um das Messsystem im Rahmen einer Prüfmittelüberwachung und Qualitätssicherung umfänglich charakterisieren zu können. Für solche Kalibrieraufgaben kommen spezielle Referenzmessmaschinen zur Maßübertragung zum Einsatz, sogenannte Längenkomparatoren².

Der Nanometerkomparator (NMK) der Physikalisch-Technischen Bundesanstalt (PTB) verkörpert eine solche Referenzmessmaschine, die als nationales Normal zur hochgenauen Kalibrierung von Strichmaßstäben, Photomasken sowie inkrementellen Längenmesssystemen eingesetzt wird. Zur Charakterisierung von letztgenannten Systemen wird die Längenmaßverkörperung (Maßstab) auf einem Positioniertisch platziert und über eine Positioniervorrichtung in einer horizontalen Hauptachse verschoben. Diese Längenverschiebung wird sowohl von dem zu untersuchenden Messsystem als auch der Referenzmessmaschine detektiert, wobei die Messergebnisse beider Systeme miteinander verglichen beziehungsweise kompariert werden. Hierzu verfügt der NMK zur Längenmessung über ein laser-interferometrisches Messsystem, welches zur Unterdrückung von Umgebungsstörungen im Vakuum betrieben wird. Da die Frequenz des dem Messsystem zugrunde liegenden Festkörperlasers auf eine Hyperfeinstruktur von Iod gemäß den Empfehlungen des BIPMs stabilisiert wird, können Längenmessungen über stetige Kalibrierungen

¹ Hierzu ist der Effekt des Quantisierungsbrummens zu beachten. Dieses Brummen tritt bei linearen Direktantrieben auf, wenn die Positionsdaten des Wegmesssystems eine geringe Unterteilung aufweisen. Die daraus resultierenden Quantisierungsschritte führen bei hoher Regelkreisverstärkung zu sprunghaftigen Anregungen des Antriebssystems, was im erweiterten Sinne eine erhöhte Wärmeentwicklung zur Folge hat [7].

² In Deutschland werden Längenkomparatoren an den Messlaboratorien von der CARL ZEISS AG (Standort: Jena) und DR. JOHANNES HEIDENHAIN GMBH (Standort: Traunreut) sowie am nationalen Metrologie-Institut der Bundesrepublik Deutschland (PTB, Standort: Braunschweig) zum Zwecke der Kalibrierung von Prüfmitteln sowie zur Rückführung auf das Internationale Einheitensystem betrieben. Zur Maßübertragung werden in diesen Messlaboratorien Strichmaßstäbe und inkrementelle Systeme als Sekundärnormale eingesetzt, welche in regelmäßigen Abständen am Längenkomparator (NMK) der PTB rückgeführt werden. (Persönliche Mitteilung Dr. KÖNING, PTB, E-Mail, Datum: 10.11.2017)

der Iodzelle auf die SI-Einheit Sekunde zurückgeführt³ und somit eine definitionsgemäße Weitergabe der SI-Einheit Meter gewährleistet werden.

In der vorliegenden Dissertation werden Optimierungen am Aufnahme- und Positionierungssystem des Nanometerkomparators beschrieben. Theoretische und praktische Untersuchungen bildeten das Fundament für die Schaffung einer neuen Auswertelektronik zur Messwerterfassung und die umfassende Erweiterung des bestehenden Antriebskonzepts. Anhand von messtechnischen Untersuchungen mit einem inkrementellen Längenmesssystem⁴ wird gezeigt, dass die daraus resultierenden Verbesserungen an der Längenmessmaschine und eine damit einhergehende Erhöhung der Stabilität der Messbedingungen zu einer geringeren Unsicherheit bei der Charakterisierung von Messobjekten führen.

1.1 Potentielle Ansätze zur Optimierung des Nanometerkomparators

Zur Erzielung minimaler Messunsicherheiten wurde bei der Konzeption des Nanometerkomparators auf die Einhaltung von allgemeingültigen Paradigmen im Präzisionsmaschinenbau geachtet, die in Abbildung 1.1 schematisch dargestellt sind und hier von SCHELLEKENS ET AL. [10] abgeleitet wurden. Die Aufgabe des Nanometerkomparators besteht in dem Vergleich von zwei Längenmesssystemen, wobei die Einhaltung des ABBE'schen Komparatorprinzips [11] und das davon abgeleitete Prinzip nach BRYAN [12] eine fundamentale Rolle spielten. Das Komparatorprinzip fordert eine fluchtende Ausrichtung beider Messachsen der zu vergleichenden Längenmesssysteme, wodurch Abweichungen erster Ordnung infolge von Winkelbewegungen unterdrückt werden. In der Praxis kann eine perfekte Ausrichtung jedoch nicht garantiert werden, zusätzlich können Winkelbewegungen aufgrund nicht-idealer Führungseigenschaften nie vollständig vermieden werden. Dem Prinzip nach BRYAN [12] folgend wurden Winkelbewegungen erfasst (vgl. §4.1.3) und durch in die Vorschubmechanik integrierte Aktuatoren kompensiert (vgl. §3.3.4), welche in einem geschlossenen Regelkreis betrieben wurden. Um die Messunsicherheit zu minimieren, wurden Materialien mit geringem oder aufeinander abgestimmten thermischen Ausdehnungskoeffizienten eingesetzt und Maßnahmen zur Entkopplung direkter Wärmequellen ergriffen. Darüber hinaus wurden Maßnahmen zur Kraftkompensation umgesetzt, ein symmetrischer Aufbau gewählt, überwiegend differentielle Messverfahren genutzt und darauf geachtet, dass ein minimaler Versatz zwischen Antriebs- und Messachse bestand.

Durch die genannten Konstruktionsmerkmale⁵ wurde das Zusammenwirken von Positionierungssystem und Maschinenstruktur abgestimmt und das Einwirken von Störungen und Nichtlinearitäten weitestgehend vermieden. Weitere Störungen, beispielsweise induziert durch Luftströmungen, Körperschall und verbleibende Bodenschwingungen, müssen durch eine Regelung von Position und Geschwindigkeit mit höchstmöglicher Bandbreite ausgeglichen werden [13]. Da kinematische Systeme dynamischen Beschränkungen unterliegen, beinhaltet ein wesentliches Konstruktionsmerkmal im Präzisionsmaschinenbau die Forderung nach einer

³ Seit der 17. Generalkonferenz für Maß und Gewicht (Conférence Générale des Poids et Mesures [CGPM]) im Jahre 1983 ist das Meter durch die Strecke definiert (vgl. Resolution 1 in [207]), die Licht innerhalb einer Zeit von $1/299\,792\,458$ Sekunden im Vakuum zurücklegt. Die Längeneinheit Meter ist folglich über die Lichtgeschwindigkeit mit der Zeiteinheit Sekunde verknüpft.

⁴ Zu einer besseren Unterscheidung werden inkrementelle Längenmesssysteme im weiteren Verlauf dieser Arbeit semantisch getrennt. So werden Messsysteme als Bestandteil von Lageregelkreisen am NMK als Inkrementalgeber bezeichnet (vgl. bspw. §3.2.1), während ein zu prüfendes System als Encoder- oder Prüfsystem bezeichnet wird (vgl. bspw. §4.2).

⁵ Am NMK wurde bislang keine Trennung von Antriebs- und Messsystem über einen metrologischen Rahmen umgesetzt, da durch die geringen Beschleunigungen der Antriebe (vgl. §3.2.4) lediglich minimale Zwangskräfte auf die Maschinenstruktur zu erwarten waren und thermo-mechanische Änderungen durch eine strikte Differenzanordnung der Messsysteme kompensiert wurden beziehungsweise durch den Einsatz von Werkstoffen mit geringem Ausdehnungskoeffizienten unterdrückt wurden (vgl. §4.1.2).

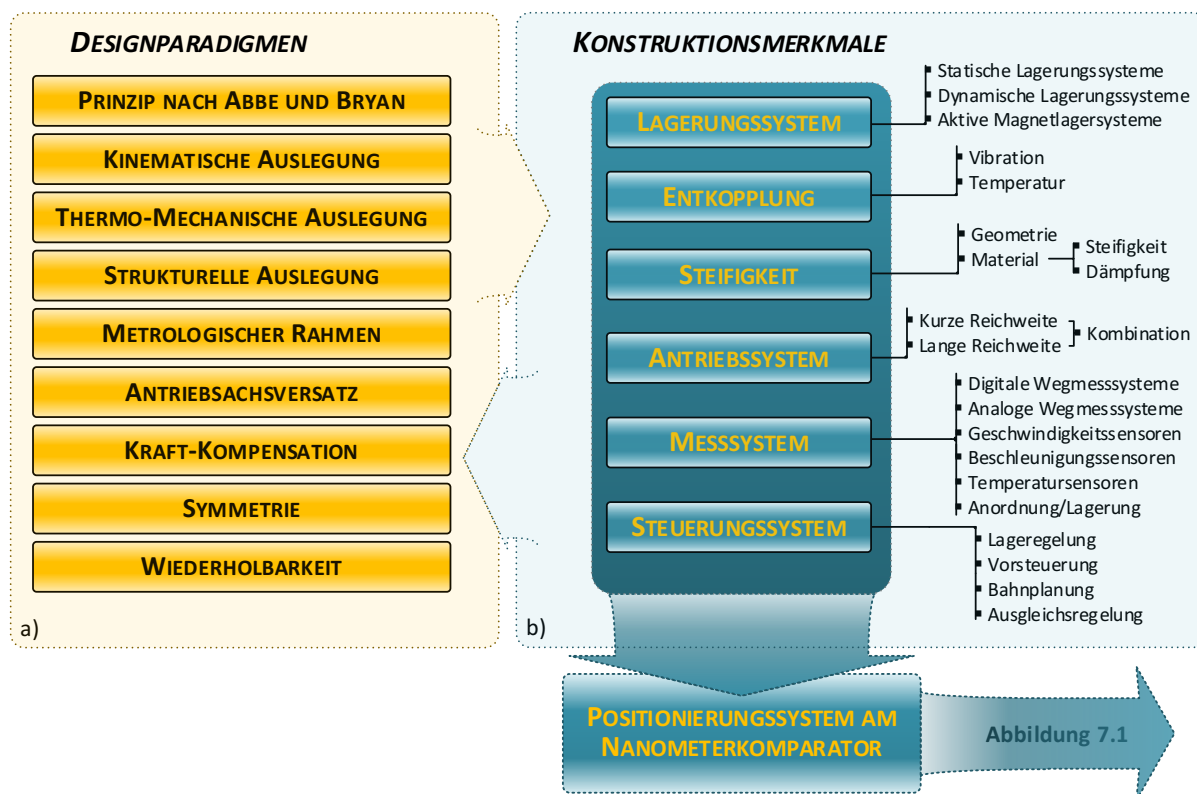


Abbildung 1.1: Schematische Darstellung der nach SCHELLEKENS ET AL. [10] benannten (a) Paradigmen zur Konzeptionierung im Präzisionsmaschinenbau und die (b) davon abgeleiteten Konstruktionsmerkmale. Eine präzisere Positionierung von Messobjekten am NMK wurde durch Optimierung des Antriebs-, Mess- und Steuerungssystems sowie des Steifigkeitsverhaltens angestrebt.

maximalen Steifigkeit⁶ innerhalb des Antriebs- und Messkreises⁷ [14] oder alternativ einer verringerten Gewichtskraft der bewegten Massen, sodass die natürliche Eigenfrequenz des Positionierungssystems maximiert und folglich höhere Regelbandbreiten zur aktiven Störkompensation möglich sind.

DIE STEIFIGKEIT soll zunächst als eines von vier Konstruktionsmerkmalen des Nanometerkomparators (NMK) betrachtet werden, von denen Optimierungspotentiale am Positionierungssystem abgeleitet wurden. Am NMK werden die zu untersuchenden Messobjekte auf einem luftgelagerten Positioniertisch platziert, dessen Lage in der linearen Hauptachse über einen Linearmotor im Zuge von Messungen verändert wird. Wie bereits erwähnt, kann beim Einsatz von Linearmotoren idealerweise auf mechanische Übertragungselemente verzichtet werden, was im Vergleich zu konventionellen Antriebssystemen eine hohe Steifigkeit ermöglicht. Am NMK war der Linearmotor dahingehend nicht direkt mit dem Positioniertisch gekoppelt, sondern über ein mechanisches Übertragungselement mit diesem verbunden. Der Linearmotor war infolgedessen im Randbereich der Maschinenstruktur angeordnet. Durch diese räumliche Trennung konnte zwar die Einflussnahme von freigesetzter Wärme des Linearmotors auf die zu untersuchenden Messobjekte unterdrückt werden, aber eine verringerte Steifigkeit der Vorschubmechanik waren Folge dieser Konstruktion. Zudem wurden Linearmotor und Positioniertisch in getrennten Führungssystemen bewegt und über statische Luftlager dezidiert gelagert. Um mögliche Führungsabweichungen zwischen Tisch und Antrieb auszugleichen, waren zwei Dünnstellen zur

⁶ Dieser Ansatz wird in der englischsprachigen Literatur auch als „Design for stiffness“ bezeichnet [10] und findet speziell Anwendung in der traditionellen Präzisionsmesstechnik [208].

⁷ Unter einem Messkreis oder -zirkel (engl. structural loop [10]) wird die Gesamtheit aller mechanischen Komponenten zusammengefasst, die an einer Verbindung zwischen Prüfling und Antastsystem beteiligt sind (Vorschubantriebe, Übertragungselemente, Positioniereinrichtung, Halterungen, etc.).

gezielten Schwächung in dem mechanischen Übertragungselement integriert. Die Steifigkeit der daraus resultierenden Verbindung wurde durch diese Maßnahme reduziert und erlaubte somit minimale Relativbewegungen zwischen den getrennten Linearführungen. Dies ermöglichte eine aktive Kompensation von Führungsfehlern durch Ausgleichsregelungen. Die mit der reduzierten Steifigkeit des mechanischen Übertragungselements einhergehende Tiefpasswirkung begrenzte jedoch die Regelbandbreite für eine aktive Kompensation von Störungen.

OPTIMIERUNGSPOTENTIAL OP 1 (KONSTRUKTIONSMERKMAL: STEIFIGKEIT, ENTKOPPLUNG, STEUERUNGSSYSTEM)

Die Steifigkeit des mechanischen Übertragungselements zwischen Linearmotor und Positionierungstisch soll hinsichtlich zweier, sich widersprechender Forderungen optimiert werden. Einerseits wird eine Erhöhung der Verbindungssteifigkeit angestrebt, um die Regelbandbreite zu maximieren und somit eine optimalere Störgrößenunterdrückung zu gewährleisten. Andererseits wird an das Übertragungselement die Forderung nach einer Verringerung der Verbindungssteifigkeit (Steigerung der mechanischen Entkopplung) gestellt, um durch die über das Steuerungssystem betriebenen Ausgleichsachsen eine aktive Kompensation von Winkelabweichungen zu gewährleisten.

DAS ANTRIEBSSYSTEM für Vorschubbewegungen am NMK basierte neben zahlreichen Ausgleichsachsen auf einem einzelnen Linearmotor, der in eisenbehafteter Bauart ausgeführt war und über seine Spulen mit Permanentmagneten wechselwirkte. Die Kraftwirkung des Linearmotors ist dabei nicht nur von dem Strom in den Spulenwicklungen des Linearmotor abhängig, sondern auch von den nicht-konstanten Magnetfeldern der Permanentmagneten. Die sich daraus ergebenden Rastkräfte verkörpern einen positionsabhängigen Nichtlinearitätseinfluss, der auch als Kraftwelligkeit bezeichnet wird, und die Regelgüte bei Bewegungsvorgängen beeinträchtigt. Diese Kraftwelligkeit erhöht sich mit zunehmender Geschwindigkeit und wurde am NMK bislang nicht über Korrekturmaßnahmen reduziert. Diese Störung führt zu Linearitätsabweichungen bei der dynamischen Positionierung, welche über das mechanische Übertragungselement auf den Positioniertisch übertragen werden.

OPTIMIERUNGSPOTENTIAL OP 2 (KONSTRUKTIONSMERKMAL: ANTRIEBSSYSTEM, ENTKOPPLUNG)

Das Antriebssystem unterliegt durch die Kraftwelligkeit des Linearmotors bei Vorschubbewegungen einem Nichtlinearitätseinfluss, der entweder durch geeignete Korrekturmaßnahmen passiv minimiert oder über das Steuerungssystem aktiv kompensiert werden soll. Linearitätsabweichungen bei dynamischen Positioniervorgängen am NMK sollen infolgedessen reduziert werden.

DAS MESSSYSTEM, auf dessen Rückkopplungsdaten sich die Lageregelung für die Vorschubachse abstützte, basierte auf einem Inkrementalgeber und war direkt mit dem Linearmotor verbunden. Diese Anordnung war gleichbedeutend mit einer indirekten Lagebestimmung des Tisches und hatte zur Folge, dass Deformationen und thermische Längenänderungen der Vorschubmechanik nicht erfasst und ausgeregelt werden konnten. Dies erschwerte eine reproduzierbare Positionierung von Messobjekten. Zudem waren Positionierungen im Sub-Nanometerbereich nicht durchführbar, da lediglich minimale Weginkremente von 1 nm durch das Messsystem bereitgestellt wurden. Die Linearität des Wegmesssystems (Inkrementalgeber) ist zudem durch langperiodische Teilungsfehler der Längenmaßverkörperung beschränkt (vgl. Abbildung 5.13.c).

Im Vergleich zu Produktionsmaschinen sind auftretende Vorschubkräfte und Bewegungsgeschwindigkeiten an dieser Messmaschine gering. Eine Kollision der Vorschubmechanik muss jedoch mit geringer Verzögerung erkannt werden, was geringe Latenzen bei der Positionsermittlung bedingt. Um eine möglichst fehlerfreie Messung in allen Freiheitsgraden zu ermöglichen, sollte die Positionserfassung über ein Datenaufnahmesystem erfolgen, das eine Synchronität im Sub-Mikrosekundenbereich aufweist. Am NMK wurde die mathematische Verarbeitung zur Berechnung der Messwerte über verschiedene Auswerteelektroniken umgesetzt, die zur Messwertspeicherung über ein gemeinsames Triggersignal miteinander synchronisiert werden mussten. Zur Umsetzung eines geringen Messrauschens der Auswerteelektronik ist eine möglichst geringe Signalbandbreite zu wählen, wobei für Längenmesssysteme eine Maximalbandbreite abgeleitet von der angestrebten Höchstgeschwindigkeit einzuhalten ist.

Eine dahingehende Anpassung der eingesetzten Elektroniken an die maximale Vorschubgeschwindigkeit am NMK war jedoch nicht möglich.

OPTIMIERUNGSPOTENTIAL OP 3 (KONSTRUKTIONSMERKMAL: MESSSYSTEM, STEUERUNGSSYSTEM)

Das Wegmesssystem soll eine direkte Lagebestimmung des Positioniertisches erlauben und im weiteren Sinne eine direkte Positionierung von Messobjekten ermöglichen. Dazu müssen Rückkopplungsdaten von diesem Wegmesssystem an einen Lageregelkreis des Steuerungssystems bereitgestellt werden. Dies würde die Reproduzierbarkeit bei Positioniervorgängen erhöhen, da ein Einfluss geometrischer Änderungen im Antriebsstrang unterdrückt wird. Die Linearität bei Positionierung über große Bewegungsbereiche kann entweder durch die Kompensation von langperiodischen Teilungsfehlern des Inkrementalgebers oder durch den Einsatz eines Wegmesssystems mit verbesserten Linearitätseigenschaften optimiert werden.

OPTIMIERUNGSPOTENTIAL OP 4 (KONSTRUKTIONSMERKMAL: MESSSYSTEM, WIEDERHOLBARKEIT)

Zur Messwertberechnung sowie -speicherung soll eine Auswerteelektronik geschaffen werden, mit welcher interferometrische Messsysteme am NMK gleichzeitig erfasst werden und die Komplexität bei der Datenerfassung reduziert wird. Zudem soll eine hochauflösende Positionserfassung über ein zu implementierendes Phasenauswerteverfahren umgesetzt werden, welches optimal auf die Messbedingungen am NMK abgestimmt ist. Zu diesem Zweck sollen Sensorsignale mit möglichst hohem Auflösungsvermögen demoduliert werden und gleichzeitig Bewegungen mit Vorschubgeschwindigkeiten von maximal 8 mm/s erfasst werden.

DAS STEUERUNGSSYSTEM am NMK wurde durch die Kombination einer DSP-basierten Steuerung und PC-basierten Steuerung gebildet (vgl. §3.2.1), die unabhängig voneinander betrieben wurden. Die DSP-basierte Steuereinheit war dabei verantwortlich für die Lageregelung des Positioniertisches und weiterer Ausgleichsachsen, während die PC-basierte Lösung zur Regelung von zwei weiteren Ausgleichsachsen genutzt wurde. Für eine Bewegung des Positioniertisches in der linearen Hauptachse war eine kommutierende Signalansteuerung der Antriebe erforderlich, die durch Beschränkungen der DSP-basierten Steuereinheit lediglich mit einer minimalen Schrittweite von 5 nm durchgeführt werden konnte. Zudem konnten Regelungsstrategien auf der Steuereinheit durch den Anwender nur begrenzt angepasst werden. Die PC-basierte Steuerung hatte parallel zum Regelbetrieb noch Messdaten zu erfassen, was zusätzliche Zugriffe über einen gemeinsamen Datenbus zur Folge hatte und eine Unterscheidung zwischen beiden Modi zwingend erforderte. Die dieser Steuerung zugrunde liegende Entwicklungsumgebung unterstützte den Anwender nur in geringem Maße mit Werkzeugen zur Fehlerdiagnose und -erkennung, was die Handhabung und Wartung der Software erschwerte.

OPTIMIERUNGSPOTENTIAL OP 5 (KONSTRUKTIONSMERKMAL: STEUERUNGSSYSTEM, MESSSYSTEM)

Das Steuerungssystem zur Achsregelung soll Positionierungen im Sub-Nanometerbereich ermöglichen. Hierfür sollen Positionsinformationen von einem Wegmesssystem (vgl. OP4) im Bereich weniger Pikometer aufgelöst und mit geringer Latenz über eine schnelle Datenverbindung an einen Lageregelkreis übertragen werden (vgl. OP3). Die Ausgleichsachsen sollen über das System angesteuert werden, welches zur Rückkopplung von Positionsdaten nicht auf das Datenbussystem am NMK zugreifen muss.

Neben den bereits genannten Optimierungspotentialen (OP) sind zusätzlich Randbedingungen (RB) in Erwägung zu ziehen, die sich infolge von Änderungen des Positionierungssystems ergeben oder bereits vorgegeben waren. Insbesondere die thermische Stabilität am messtechnischen Aufbau sollte gewahrt werden, was weiterhin eine Entkopplung⁸ der Wärmequelle Linearmotor durch eine räumliche Trennung von Antriebssystem und Positioniertisch erforderte. Zudem sollte das Antriebskonzept dahingehend verändert werden, dass eine zeitaufwendige Neukonzeptionierung des Antriebs- und Steuerungskonzepts vermieden wird. Technische Lösungen sollten

⁸ Von einer aktiven Kühlung des Linearmotors wurde aufgrund der dazu entgegenstehenden Randbedingung RB2 zur Minimierung der Komplexität sowie Vermeidung zeitaufwendiger Konzepte abgesehen. Zudem wurde über eine Kraftkompensation (vgl. §3.3.2) die Einwirkung gleichbleibend hoher Kräfte reduziert und somit eine stärkere Wärmeentwicklung vermieden.

daher mit einer möglichst minimalen Komplexität realisiert werden, um die Bedienbarkeit und Wartung der Maschine zu vereinfachen. Die letzte Randbedingung setzt die Anwendung des Paradigmas der Wiederholbarkeit⁹ (vgl. [15], vgl. Abbildung 1.1) voraus, um über Messungen an der Längenmessmaschine auf deren Leistungsfähigkeit schließen zu können. Diesbezüglich soll unter konstanten Messbedingungen gezeigt werden, dass bei sukzessiven Längenmessungen am NMK ein hoher Grad an Wiederholbarkeit erreicht werden kann.

RANDBEDINGUNG RB 1 (KONSTRUKTIONSMERKMAL: ENTKOPPLUNG)

Um den thermischen Einfluss durch den Linearmotor zu vermeiden, sollen entsprechende Lösungsansätze weiterhin eine räumliche Trennung (Entkopplung) von Antriebssystem und Positioniertisch berücksichtigen.

RANDBEDINGUNG RB 2 (KEEP IT SIMPLE!)

Die erforderlichen Umbaumaßnahmen sollen hinsichtlich des zeitlichen Aufwands und der technischen Komplexität in einem zu rechtfertigenden Ausmaß ausgeführt werden. (vgl. Rule #3 „Keep design solutions as simple as possible.“ in [15])

RANDBEDINGUNG RB 3 (KONSTRUKTIONSMERKMAL: WIEDERHOLBARKEIT)

Getreu den Ideen des deterministischen Entwurfs von Messmaschinen soll eine Beurteilung des Maschinenverhaltens nach dem Gütekriterium der Wiederholbarkeit erfolgen. Dies bedingt am NMK ein wiederholtes Anlegen derselben Messgröße unter gleichbleibenden Messbedingungen (vgl. [16], § 2.20).

1.2 Zielstellung der Arbeit

In dieser Arbeit sollen Teilsysteme des Nanometerkomparators optimiert werden, um Messobjekte über Bewegungsbereiche von bis zu 550 mm im Sub-Nanometerbereich zu positionieren und mit einer Unsicherheit von weniger als 1 nm kalibrieren zu können. Die Schwerpunkte für die Konzeptentwicklung wurden von den Optimierungspotentialen aus Abschnitt 1.1 abgeleitet und orientieren sich an den Konstruktionsmerkmalen Steifigkeit, Antriebs-, Mess- und Steuerungssystem. Ziel ist die Schaffung eines Auswertesystems und die Umsetzung eines neuen Positionierungssystems, dessen Grundkonzept in Abbildung 1.2 dargestellt ist und im Folgenden näher erläutert wird.

DIE STEIFIGKEIT des Antriebssystems wurde durch ein mechanisches Übertragungselement beschränkt. Die Steifigkeit war bereits durch dessen Material- und Geometrieigenschaften dahingehend abgestimmt, dass sowohl lineare Vorschubkräfte des Linearmotors als auch angulare Ausgleichsbewegungen von weiteren Achsen gewährleistet wurden. Positioniertisch und Linearmotor waren dafür durch ein Übertragungselement mit reduzierten Steifigkeiten in Haupt- und Nebenachsen miteinander verbunden. Diese Abstimmung sollte nicht zu Gunsten einer höheren Verbindungssteifigkeit in der linearen Hauptachse verändert werden, da dies die Ausführung von Ausgleichsbewegungen beeinträchtigt hätte. Zur Erhöhung der Steifigkeit soll daher ein zusätzlicher, elektromagnetischer Aktuator eingesetzt werden, welcher über ein Steuerungssystem aktiv geregelt werden soll und Ausgleichsbewegungen in den Nebenachsen erlaubt.

DAS ANTRIEBSSYSTEM auf Basis eines Linearmotors (Grobtrieb) soll durch den zusätzlichen Aktuator (Feintrieb) ergänzt werden, was ein hybrides Antriebssystem zur Folge hat. Das Steifigkeitsverhalten für lineare Bewegungen kann bei diesem Ansatz über den Lageregelkreis der Feintriebachse angepasst werden (vgl. OP1). Über die elektromagnetische Kraft des Feintriebs wird zudem eine feldkraftschlüssige Verbindung zwischen Positioniertisch und Linearmotor geschaffen, was im weiteren Sinne eine mechanische Entkopplung verkörpert. Dadurch können sich Störungen des Linearmotors nicht unmittelbar auf die Lage des Positioniertischs auswirken (vgl. OP2), was zu einer verbesserten Positionsstabilität und Laufruhe bei Positionierungen des Messobjekts beitragen soll. Zur Aufrechterhaltung der kraftschlüssigen Verbindung wird jedoch

⁹ Getreu den Ausführungen von BRYAN [15]: “machine tools obey cause and effect relationships that are within our ability to understand and control and there is nothing random or probabilistic about their behavior”.

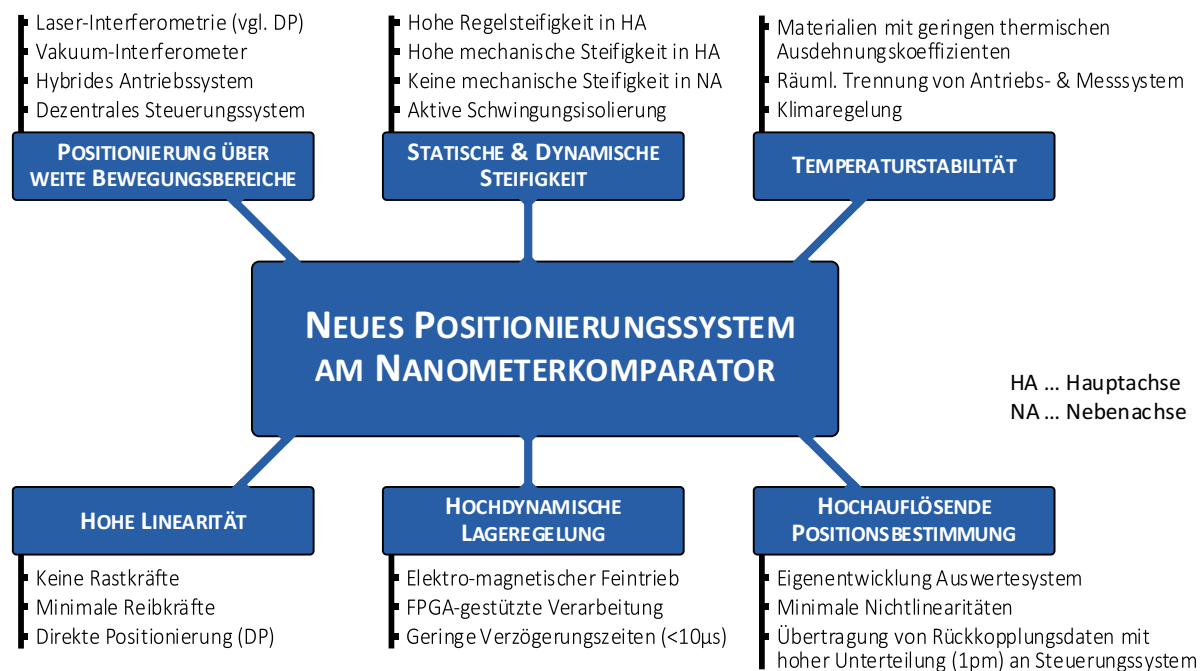


Abbildung 1.2: Konzept des Nanometerkomparators zur präziseren Positionierung von Messobjekten und Messung über ein selbstentwickeltes Auswertesystem. Abgeleitet von dem im Vakuum betriebenen Interferometer soll eine direkte Lagebestimmung erfolgen und Rückkopplungsdaten mit hoher Unterteilung an ein dezentrales Steuerungskonzept bereitgestellt werden. Durch Letzteres wird ein hybrides Antriebssystem, bestehend aus Grobtrieb (Linearmotor) und Feintrieb, angesteuert und erlaubt eine feldkraftschlüssige Verbindung mit hoher Steifigkeit bei gleichzeitiger Vibrationsentkopplung.

eine stetige Positionsrückführung und Lageregelung benötigt, was die Schaffung einer zusätzlichen Achsregelung bedingt und konzeptionelle Änderungen am Steuerungs- und Wegmesssystem erfordert.

DAS STEUERUNGSSYSTEM auf Basis der vorhandenen DSP-gestützten Steuereinheit ist zur Steuerung der neuen Feintriebachse wenig geeignet (vgl. §3.2.1). Da eine aufwendige Neukonzeption der gesamten Steuerelektronik jedoch vermieden werden sollte (vgl. RB2), wurde eine Erweiterung des bestehenden Steuerungssystems ins Auge gefasst. Parallel zur bestehenden Steuereinheit sollte eine sekundäre numerische Steuereinheit zur Regelung der neuen Antriebsachse geschaffen werden. Für Untersuchungen am NMK ist in der gemeinsamen Hauptachse eine simultane Linearbewegung aller Vorschub- und Ausgleichsachsen erforderlich. Die Führungsgrößen zur bahn-gesteuerten Achsenbewegung sollten weiterhin durch die primäre Steuereinheit erzeugt werden. Daher war eine Übertragung dieser Führungsgrößen zur sekundären Steuereinheit erforderlich, um alle Achsregelungen mit identischen Bahnplanerdaten versorgen zu können. Für Bewegungen im Sub-Nanometerbereich (vgl. OP4) musste die neue Steuerungseinheit zudem in der Lage sein, sowohl Bahnplaner- als auch rückgekoppelte Positionsdaten mit Unterteilungen im Sub-Nanometerbereich verarbeiten zu können. Zu diesem Zweck sollten die Bahnplanerdaten von der primären Steuereinheit erzeugt werden, während Positionsdaten von dem Vakuum-Interferometer abgeleitet werden sollten. Auf Basis dieser übermittelten Daten sollte ein Lage-regelkreis zur Positionierung implementiert werden, um Stellgrößen zur Ansteuerung des Aktuators zu erzeugen und somit einen neuen Regelkreis zu schließen. Im weiteren Sinne war dazu ein Regelungsverfahren zur optimale Störgrößenunterdrückung zu entwerfen und dessen Leistungsvermögen zu charakterisieren. Anhand geeigneter Gütekriterien sollte ein Vergleich zwischen altem und neuem Positionierungssystem erfolgen.

DAS WEGMESSSYSTEM auf Basis eines Inkrementalgebers stellt Positionsdaten lediglich mit einer Unterteilung von 1 nm über ein inkrementelles Übertragungsverfahren an das Steuerungssystem bereit. Um eine höhere Unterteilung von Positionsdaten sowie eine direkte Lagebestimmung des Positioniertischs und des Messobjekts zu gewährleisten (vgl. OP3), soll das Vakuum-Interferometer als neues Wegmesssystem am NMK genutzt werden. Bislang wurde das Interferometer-System ausschließlich für messtechnische Untersuchungen eingesetzt und war

nicht Bestandteil des Positionierungssystems, wodurch nun eine Übertragung von Positionsdaten an das Steuerungssystem erforderlich ist.

Die Übertragung von Positionsdaten von der bestehenden Auswerteelektronik am Vakuum-Interferometer zu existierenden DSP-gestützten Steuerungseinheit wäre technisch über eine parallele Schnittstelle im Prinzip möglich gewesen. Dieser Ansatz wurde jedoch aus den folgenden Gründen verworfen. Einerseits war die Unterteilung der Positionsdaten auf 32,5 pm limitiert (vgl. § 4.3, § 4.3.2), andererseits war durch die proprietären Instrumente keine optimale Anpassung an die Betriebsbedingungen des NMK möglich. Darüber hinaus wurden unabhängige Auswerteelektroniken für verschiedene interferometrische Messsysteme am NMK eingesetzt, wodurch eine simultane Messdatenaufnahme an der Messmaschine erschwert worden wäre (vgl. § 4.3). Daher wurde ein Auswertesystem für bis zu acht Interferometer-Achsen selbst entwickelt, das ein Auflösungsvermögen im Bereich weniger Pikometer aufweist und die bislang verwendeten Elektronikeinheiten ersetzt. Zu diesem Zweck wurden adäquate Auswerteverfahren in eine echtzeitfähige Signalverarbeitungseinheit implementiert, um gleichzeitig interferometrische Signale sowohl von heterodyn als auch homodyn Messsystemen erfassen und demodulieren zu können. Eine daraus resultierende Datenerfassung über eine gemeinsame Elektronik sollte die Komplexität bei der Messwertaufnahme reduzieren und deren Synchronität erhöhen (vgl. OP3). Im Zuge von Messungen wird gezeigt, dass mit dieser technischen Entwicklung eine verbesserte Charakterisierung von Prüfsystemen einhergeht (vgl. § 6.2.1). Aus regelungstechnischer Sicht wird an die neue Auswerteelektronik zudem die Forderung gestellt, Positionsdaten über ein Datenübertragungsverfahren mit geringer Latenz und hoher Unterteilung an einen Lageregelkreis zu übermitteln (vgl. OP4).

DIE WIEDERHOLBARKEIT bei vergleichenden Messungen mit einem inkrementellen Längenmesssystem soll als Gütekriterium (vgl. RB3) dienen, um das Maschinenverhalten des alten und neuen Positionierungssystems (vgl. Abbildung 1.1) zu charakterisieren. So soll anhand eines geeigneten Gütemaßes (vgl. § 6.2) gezeigt werden, ob die angestrebten Änderungen am Positionierungssystem zu optimaleren Messbedingungen bei Messungen am Nanometerkomparator geführt haben.

1.3 Aufbau der Arbeit

Die vorliegende Arbeit gliedert sich in sieben Kapitel, wie anhand der Struktur in Abbildung 1.3 nachvollzogen werden kann. Nach der Einleitung (vgl. § 1) wird im zweiten Kapitel (vgl. § 2) eine Einführung zu numerischen Steuerungen im Präzisionsmaschinenbau gegeben. Dabei werden Anforderungen an digitale Achsregelungen, deren historische Entwicklung und der derzeitige Stand der Technik auf dem Gebiet des Präzisionsmaschinenbaus beschrieben. Der messtechnische Aufbau des Nanometerkomparators und dessen Steuerungssystem werden im dritten Kapitel (vgl. § 3) erläutert, wobei zusätzlich auf die durchgeführten Umbaumaßnahmen zur Umsetzung eines hybriden Antriebssystems eingegangen wird. Im darauffolgenden vierten Kapitel (vgl. § 4) werden die interferometrischen Sensoren zur Lagebestimmung am Nanometerkomparator und die Entwicklung des Auswertesystems zur hochauflösenden Phasenbestimmung beschrieben. Zudem wird auf die Implementierung eines Datenübertragungsverfahrens eingegangen, mit welcher Positionsdaten vom Auswertesystem an die FPGA-gestützte Steuerung übermitteln werden. Die geschaffene Lageregelung zur Ansteuerung der neuen Antriebsachse ist

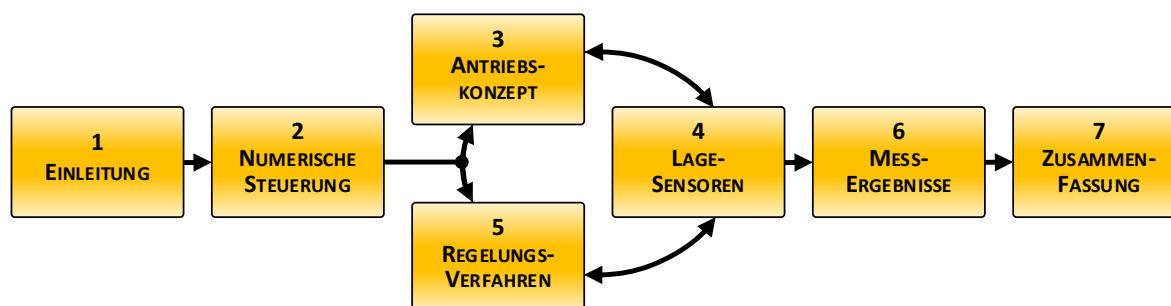


Abbildung 1.3: Schematische Darstellung des strukturellen Aufbaus der Dissertation anhand der einzelnen Kapitel.

Gegenstand des fünften Kapitels (vgl. § 5), wobei das umgesetzte Regelkonzept beschrieben und das optimierte Systemverhalten charakterisiert wird. Darauf aufbauend wird im sechsten Kapitel (vgl. § 6) bei vergleichenden Messungen mit einem inkrementellen Längenmesssystem gezeigt, dass mit einem verbesserten Positioniervermögen des neuen Antriebskonzepts auch eine Optimierung der messtechnischen Bedingungen erreicht werden kann. Im letzten Kapitel (vgl. § 7) dieser Arbeit werden die wesentlichen Erkenntnisse zusammengefasst und ein Ausblick hinsichtlich möglicher Weiterentwicklungen gegeben.

2 Numerische Steuerungen im Präzisionsmaschinenbau

Die Antriebe am Nanometerkomparator sollen über eine numerische Steuerung nachgeführt werden, sodass vorgegebene Bewegungswerte mit höchster Präzision und möglichst verzögerungsfrei in eine Relativbewegung zwischen Maßverkörperung und Messsystem umgewandelt werden. Diese Forderung gilt insbesondere für das mehrachsige Antriebssystem am Nanometerkomparator, bei welchem die Achsbewegungen miteinander wechselwirken und jede Achse mit einer eigenen Antriebs- beziehungsweise Aktuatereinheit ausgestattet ist.

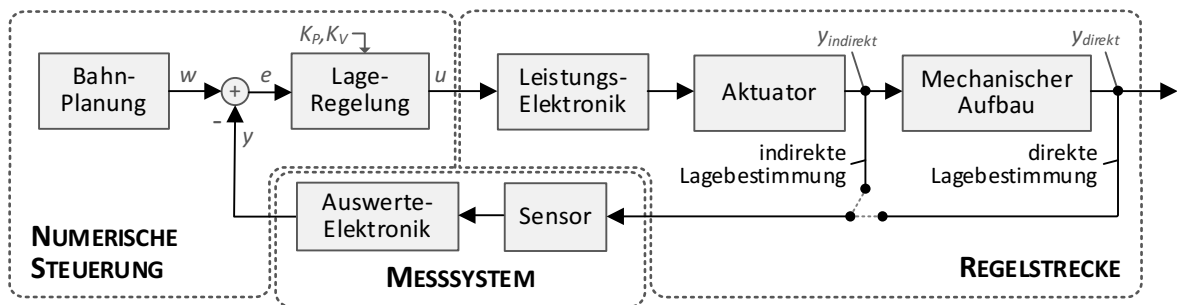


Abbildung 2.1: Schematischer Aufbau eines Regelkreises nach [8], bestehend aus den Teilsystemen: Numerische Steuerung, Messsystem und Regelstrecke. (w – Führungsgröße; u – Stellgröße; e – Regelabweichung; y – Regelgröße, K_p, K_v – Regelparameter für Positions- und Geschwindigkeitsregelung).

Im Allgemeinen werden an eine numerische Steuerung zwei Aufgaben gestellt. Einerseits wird die Erzeugung von Führungsgrößen (Bahnplanerdaten) gewährleistet, wobei für jede Maschinenachse eine entsprechende Bahnbewegung vorgegeben wird. Andererseits erfolgt eine mathematische Verarbeitung dieser vorgegebenen Bahnplanerdaten in Verbindung mit über das Messsystem rückgekoppelte Lagedaten (Position, Winkel), wodurch ein wie in Abbildung 2.1 dargestellter Regelkreis geschlossen wird. Die Bahnplanerwerte w werden mit aktuell gemessenen Regelgrößen y (Position, Winkel) verglichen, wobei sich aus der Differenz beider Größen die Regelabweichung e ergibt. Diese Größe wird wiederum einer Lageregelung zugeführt, wo unter Berücksichtigung der Regelparameter für Position (K_p) und Geschwindigkeit (K_v) eine Stellgröße u für die achsbezogenen Positions- und Geschwindigkeitswerte berechnet wird. Jede berechnete Stellgröße u wird über eine analoge Schnittstelle ausgegeben und einer entsprechenden Leistungselektronik zugeführt, um die Vorschubmechanik über den Aktuator auszusteuern. Jede Achsregelung verfügt dabei über einen solchen Lageregelkreis mit eigenständigen Parametern. An eine solche Steuerung werden daher Forderungen an die Erzeugung von Bahnplanerwerten, Aufnahme von rückgekoppelten Messdaten und die Umsetzung eines Lageregelkreises zur Stellgrößenerzeugung gestellt.

2.1 Anforderungen für Positionierungen im Sub-Nanometerbereich

Für die numerische Steuerung am Nanometerkomparator können aus den Optimierungspotentialen die nachfolgenden Bedingungen abgeleitet werden. In Bezug auf die Trajektorngenerierung muss eine ausreichend hohe Genauigkeit bei der Bahnberechnung gewährleistet werden, um fehlerhafte Bewegungen mit ruckartigem Verhalten zu vermeiden und Führungsgrößen mit hoher Unterteilung zu ändern. Diesbezüglich werden digitale Steuereinheiten eingesetzt, die Bahnplanerdaten mit Auflösungen im Sub-Nanometerbereich interpolieren und bereitstellen können. Damit auch bei kleinsten Vorschubgeschwindigkeiten von weniger als $1 \mu\text{m/s}$ ein ruckfreier Lauf garantiert wird, muss auch das Messsystem über ein hohes Auflösungsvermögen verfügen und Weginkremente mit hoher Unterteilung bereitstellen (vgl. OP5). Am Nanometerkomparator bildete eine kommerzielle Steuereinheit die Basis zur Motoransteuerung mit einer vollkommen ausreichenden Unterteilung der Bahnplanerdaten im Sub-Pikometerbereich, wie in Abschnitt 3.2.2 beschrieben wird.

Zudem sollen Positionsänderungen ohne Umkehrspanne und Totgang erfolgen, was eine möglichst hohe Regelkreisverstärkung bzw. –steifigkeit erfordert (vgl. OP 1). Bei einer optimalen Regelung würden Führungsgrößenänderungen ohne Verzögerung kompensiert, wozu Rückkopplungsdaten ohne Verzögerung und eine unendlich hohe Regelkreisverstärkung notwendig wären. In der Praxis können diese beiden Bedingungen jedoch nicht erfüllt werden, da jede Datenübertragung mit einer Signallaufzeit verbunden ist und dynamische Beschränkungen hinsichtlich des Verhaltens der mechatronischen Übertragungsglieder¹⁰ im Regelkreis bestehen. Die Regelgüte ist mit dem zeitlichen Verhalten der numerischen Steuerungen eng verknüpft, wobei zwischen zeitlichen Verzögerungen (Latenzen) und Schwankungen (Jitter) des echtzeitfähigen Signalverarbeitungssystems unterschieden wird [17]. Üblicherweise treten zeitliche Verzögerungen und Schwankungen bei der Übertragung, Aufnahme, Verarbeitung und Ausgabe von Signalen auf und haben Einfluss auf die Stabilität und Güte einer Lageregelung. Eine konstante Verzögerung bewirkt bei einer konstanten Bewegungsgeschwindigkeit einen gleichbleibenden Folgefehler, was regelungstechnisch die Phasenreserve des Lageregelkreises minimiert. Zeitliche Schwankungen führen während Bewegungsvorgängen zu Positionsabweichungen bei der Signalverarbeitung. Im weiteren Sinne wird an eine numerische Steuerung daher die Aufgabe gestellt, zeitliche Verzögerungen und Schwankungen der Bahnplaner- und Rückkopplungsdaten zu unterdrücken und die Regelkreisverstärkung zu erhöhen. Das zeitliche Verhalten der Bahnplanerdaten kann bei zentralen Steuereinheiten vernachlässigt werden, während Steuerungseinheiten meist auf rückgekoppelte Positionsinformationen angewiesen sind, die von einer Auswerteelektronik über ein Übertragungssystem bereitgestellt werden. Durch gezielte Abstimmung dieser Teilsysteme können diese Störungen minimiert werden, was jedoch eine nicht-proprietäre Soft- und Hardwareumgebung bedingt. Eine optimale Lageregelung wird an die mechanischen und elektrischen Übertragungsglieder der Maschinenstruktur angepasst, weshalb zur Steigerung der Regelkreisverstärkung stets auch das Linearitäts- und Steifigkeitsverhalten des Antriebs- und Wegmesssystems zu beachten ist (vgl. OP 3).

Numerische Steuerungen werden seit über 60 Jahren eingesetzt und haben innerhalb kürzester Zeit einen großen Einfluss auf den Wandel in der Fertigungsmesstechnik genommen, was insbesondere durch eine ununterbrochene Zunahme an Rechenleistung begünstigt wurde. Diese Entwicklung war technisch umsetzbar, da eine stetige Miniaturisierung der Schaltkreise im weiteren Sinne höhere Schaltgeschwindigkeiten erlaubte und gleichzeitig der Strombedarf minimiert werden konnte. Das Steuerungssystem am NMK wurde im Rahmen dieser Arbeit grundlegend verändert, wobei technische Weiterentwicklungen der numerischen Steuerungen das Fundament bilden. Die historische Entwicklung und der derzeitige Stand der Technik sollen daher in dem folgenden Abschnitt beschrieben werden. Neben diesen numerischen Steuerungen wurden lange Zeit auch analoge Steuerungen eingesetzt, welche jedoch aufgrund ihrer Nachteile (vgl. [18], S.197) heute nur in speziellen Anwendungsgebieten eingesetzt werden.

2.2 Historische Entwicklung

Die Einbindung eines Computers zur numerischen Steuerung (engl. numerical control [NC]) einer Maschine wurde erstmalig im Jahre 1952 am Massachusetts Institute of Technology (MIT) demonstriert [19]. Das erprobte Konzept wurde im weiteren Verlauf verbessert, sodass erste numerische Steuerungen für industrielle Anwendungen im Jahr 1955 zur Verfügung standen. Eine generelle Nachfrage nach solchen Systemen war jedoch im Maschinenbau vorerst nicht gegeben, da die grundlegenden Logikeinheiten fest verdrahtet waren und somit an die spezifischen Anforderungen einer jeden Maschine nur mit hohem Aufwand angepasst werden konnten. Neben dieser fehlenden Flexibilität waren diese Lösungen zudem teuer und fehleranfällig, da nur über Großrechner die erforderliche Leistungsfähigkeit bereitgestellt werden konnte und Steuerbefehle auf Lochkarten oder Band hinterlegt wurden. Daher wurden numerische Steuerungen in den Anfangsjahren größtenteils zur Fertigung von hochpräzisen und komplexen Bauteilen eingesetzt, welche beispielsweise in der Luft- und Raumfahrtindustrie benötigt wurden [20,21].

¹⁰ Ein Beispiel hierfür ist die Anstiegszeit einer Verstärkerschaltung als elektrisches Übertragungsglied und die Nachgiebigkeit der Vorschubmechanik als mechanisches Übertragungsglied [5].

Dieser Umstand änderte sich in den 1960er Jahren durch einen wachsenden Einsatz kostengünstiger Minirechner auf Basis integrierter Schaltkreise. Dadurch konnten sich numerische Steuerungen zunehmend etablieren, um den steigenden Anforderungen von Anwendern hinsichtlich Verfügbarkeit, Flexibilität und Funktionsumfang sowie einer einfachen Anpassbarkeit an die jeweilige Maschine gerecht zu werden. In dieser Zeit wurden auch erste Koordinatenmessgeräte¹¹ mit einer numerischen Steuerung vorgestellt. In den 1970er Jahren wurde diese Entwicklung weiter vorangetrieben durch eine stetige Zunahme an Rechenleistung und die gleichzeitige Miniaturisierung von Mikroprozessoren. Der Einsatz von Mikroprozessoren in numerischen Steuerungen ermöglichte es, weit verbreitete, einheitliche und zuverlässige Hardwaremodule zu nutzen und damit spezielle Maschinen an die technischen Erfordernisse anzupassen. Mit Hilfe dieser leistungsfähigen Steuereinheiten wurde zudem ein Wandel in der Automatisierung der Fertigungstechnik eingeleitet, da nun technisch komplexe Konturen einfacher zu fertigen waren und gleichzeitig die Anzahl der Bearbeitungsschritte durch den Operator drastisch minimiert werden konnte. Da nun als zentrales Bauelement ein oder mehrere Rechner zur Steuerung der Maschinen eingesetzt wurden, wurde der Begriff der rechnergestützten numerischen Steuerung (engl.: computerised numerical control [CNC]) eingeführt [22]. Typischerweise besaßen solche Steuerungssysteme zu dieser Zeit eine Regelrate im Bereich von 10 Hz bis 20 Hz [13].

Der nächste Schritt in der Entwicklung von numerischen Steuerungen war die Einbindung von PC-basierter Hardware, um eine standardisierte und günstige Steuerung sowie Prozessüberwachung zu gewährleisten (vgl. [21], S. 26 ff.). Die ersten CNC-Lösungen auf PC-Basis erschienen um 1990 und waren eingeschränkt hinsichtlich ihrer Rechenleistung und Speicherausstattung, sodass eine Steuerung komplexer Maschinen schwer möglich war. Etwa fünf Jahre später waren diese Beschränkungen überwunden und kommerzielle Steuereinheiten mit einem integrierten PC wurden vorgestellt. Da die Hersteller von Steuerungstechnik die Aufgaben nicht mehr auf multiple Verarbeitungseinheiten aufteilen mussten, konnten die Kosten durch die Verwendung verfügbarer PC-Hardware erheblich gesenkt werden. Dieser Ansatz erlaubte zudem Anpassungen der grafischen Benutzeroberfläche und ermöglichte im industriellen Umfeld die Verzahnung von Arbeitsabläufen infolge einer vereinfachten Verbindung mehrerer Rechner über ein lokales Netzwerk.

Darüber hinaus konnte aufgrund eines sich verstärkenden internationalen Wettbewerbs eine Trennung der technischen Entwicklung von Fertigungstechnologien beobachtet werden – einerseits in eine hocheffiziente Produktion, andererseits in eine hochmoderne Technologie (Hochgeschwindigkeit und Ultra-Präzision). Letztere wurde benötigt, um etwa in der Halbleiterindustrie stetig höherwertigere Produkte mit hohem Durchsatz zu fertigen und um Komponenten mit höchster Präzision für Großforschungsvorhaben bereitzustellen [23]. Zusammenfassend stehen diese Entwicklungen für die Einführung einer automatisierten Produktion, die sich auf den Einsatz von programmierbarer Elektronik und Informationstechnologien stützt und rückblickend auch als dritte industrielle Revolution (Industrie 3.0) bezeichnet wird [24,25].

2.3 Stand der Technik

In den letzten 25 Jahren wurden zahlreiche Konzepte vorgestellt, um die wachsenden Anforderungen an Positionierungssysteme und deren Lageregelung zu erfüllen. Die Steuerung solcher Positionierungssysteme musste in der Lage sein, hochauflösende Messsysteme und komplexe Antriebssysteme einbinden zu können. In den folgenden Abschnitten wird daher Bezug auf ausgewählte numerische Steuerungskonzepte der vergangenen 25 Jahre genommen, welche zur Positionierung im Nanometerbereich über Bewegungsbereiche von mehr als 10 mm eingesetzt wurden.

Eine der ersten Arbeiten auf diesem Gebiet wurde von KONKOLA am MIT an einem reibungsfreien Magnetschwebetisch umgesetzt, dessen Funktionsweise auf vorhergehenden Arbeiten von TRUMPER [26] beruhte. Das System verfügte über eine selbstentwickelte Steuerung auf Basis eines

¹¹ Da die italienische Firma DIGITAL ELECTRONIC AUTOMATION und die schottische Firma FERRANTI ihre Koordinatenmessgeräte fast zeitgleich vorstellten, wird die originäre Urheberschaft kontrovers diskutiert [209].

handelsüblichen PCs sowie angebundener Erweiterungskarten und erlaubte unter einem DOS-Betriebssystem eine Regelrate von 2 kHz [27]. Basierend auf diesem Antriebskonzept wurde im Jahre 1995 von Ingenieuren der Universität von North Carolina und des MIT eine Positioniereinheit vorgestellt, deren Positioniervermögen im Sub-Nanometerbereich lag, um metrologische Anwendungen in der Rastertunnelmikroskopie zu unterstützen. Das Steuerungssystem basierte auf einem Standardprozessor (GPP¹²), jedoch wurde die Achsregelung durch einen angebotenen Digitalen Signal Prozessor (DSP¹³) realisiert. Die Wandlerkarte stellte dem DSP über eine Interrupt-Routine die Rückkopplungsdaten von sechs kapazitiven Sensoren bereit, wobei Regelraten von etwa 500 Hz umgesetzt wurden [28].

In den folgenden Jahren wurden zunehmend auf Geräteausstattungen basierend auf dem standardisierten VME¹⁴-Bussystem zurückgegriffen, wodurch der Aufbau von benutzerdefinierten Steuerungen ermöglicht wurde [29–31]. Standardprozessoren konnten nun mittels einer einheitlichen Plattform über dieses parallele Bussystem mit austauschbaren Karten verbunden werden. Solche Einbaukarten waren unter anderem mit DSP-Einheiten ausgestattet. Aufgrund der zugrunde liegenden Harvard-Architektur¹⁵ sind DSPs in der Lage komplexe arithmetische Berechnungen parallel auszuführen und folglich Daten schneller als Mikroprozessoren verarbeiten zu können [32]. Die Funktionsbeschreibung erfolgte mittels höherer Programmiersprachen und vereinfachte die Entwicklung spezifischer Anwendungen zur Bewegungssteuerung, wobei leistungsstarke Steuerungssysteme mit Regelraten von bis zu 8 kHz umgesetzt wurden [30].

Die Nutzung solcher heterogenen Steuerungen war notwendig, da zu dieser Zeit kommerzielle Lösungen eine enge Verknüpfung von geschlossenen Soft- und Hardwarekomponenten aufwiesen und eine Einbindung von benutzerdefinierten Funktionen nicht unterstützt wurde. Zahlreiche Initiativen versuchten daher eine Standardisierung von Soft- und Hardwarekomponenten zu etablieren und einige Hersteller numerischer Steuerungen öffneten ihre spezifischen Systeme für den Anwender [33,34]. Ein gutes Beispiel hierfür ist die PMAC¹⁶-Produktfamilie der Firma DELTA TAU, welche unter anderem zur Steuerung von Nanopositioniersystemen eingesetzt wurde [35,36]. Diese Systeme basierten anfangs auf einem eingebetteten DSP und konnten durch Erweiterungskarten mit speziellen ASIC-Bausteinen für Anwendungen in der Bewegungssteuerung eingesetzt werden. Durch den Einsatz spezifischer ASIC-Bausteine konnten Regelraten von mehr als 100 kHz parametrisiert werden [37]. Der Nanometerkomparator wurde im Jahre 2000 in Betrieb genommen und nutzt für Achsenregelungen eine solche DSP-gestützte Steuerungseinheit, worauf in dieser Arbeit in Abschnitt § 3.2.2 näher eingegangen wird.

Mit der Verfügbarkeit leistungsstarker Prozessoren ging auch ein wesentlicher Umbruch hinsichtlich der Entwicklungsmethodik einher. Während weniger leistungsstarke Mikroprozessoren mittels maschinennaher Sprachen programmiert wurden, konnten Anwender nun Funktionen mittels höherer Programmiersprachen beschreiben. Darüber hinaus konnte bei modellbasierten Softwareentwicklungen zunehmend auf Verfahren zur automatischen Codegenerierung zurückgegriffen werden. Hierzu stehen mittlerweile ausgereifte Entwicklungsumgebungen bereit, wie etwa MATHWORKS MATLAB/Simulink¹⁷ und NATIONAL INSTRUMENTS' LabVIEW¹⁸, die zur Modellierung, Simulation und Analyse von Echtzeitsystemen genutzt werden können. Diese Entwicklung erlaubte die Umsetzung von Steuerungssystemen mit erhöhter Komplexität, Leistungsfähigkeit und Zuverlässigkeit und reduzierte gleichzeitig deren Entwicklungszeit [38]. Dieser Ansatz wird beispielhaft durch die Firma dSPACE verfolgt, welche vor etwa

¹² General Purpose Processor (GPP).

¹³ Digital Signal Processor (DSP).

¹⁴ Versa Module Eurocard (VME).

¹⁵ Die Harvard-Architektur verkörpert eine physikalische Trennung von Befehls- und Datenspeicher, auf die über separate Busse unabhängig und parallel zugegriffen wird. Befehle und Daten können somit unabhängig voneinander simultan geladen oder geschrieben werden.

¹⁶ Programmable Multi-Axis Card (PMAC).

¹⁷ MATLAB™ ist ein Akronym für MATrix LABoratory sowie ein eingetragenes Warenzeichen des Herstellers THE MATHWORKS INC.

¹⁸ LabVIEW™ ist ein Akronym für Laboratory Virtual Instrumentation Engineering Workbench und ein eingetragenes Warenzeichen des Herstellers NATIONAL INSTRUMENTS CORPORATION.

25 Jahren als eine der ersten Firmen eine kommerzielle DSP-gestützte Lösung vorstellte [39]. Dadurch konnten handelsübliche PCs nachträglich mit einem leistungsfähigen Echtzeitprozessor sowie ausgewählten Wandlerkarten erweitert werden und Funktionen unter der Entwicklungs-umgebung Matlab/Simulink entwickelt werden [40]. Spätere Systeme verfügten über einen eingebetteten RISC¹⁹-Prozessor mit Echtzeitbetriebssystem und erlaubten eine wachsende Kartenzahl über einen internen Bus einzubinden. Zahlreiche mehrachsige Steuerungssysteme wurden mittels dieser sogenannten Rapid Control Prototyping Plattform geschaffen, wobei Regel-raten von bis zu 20 kHz erreicht werden konnten [41–46].

Insbesondere auf dem Gebiet des Ultrapräzisionsdrehens wurden jedoch höhere Anforderun-gen an die Echtzeitbedingungen gestellt, da die hierfür eingesetzten Fast-Tool-Servo-Systeme (FTS) mit hoher Bandbreite und geringen Latenzen betrieben werden mussten, um bei den auf-tretenden Rückstellkräften eine Positionierung im Nanometerbereich zu gewährleisten. In diesem Fall konnten die Anforderungen an ein Echtzeitverhalten nicht durch die genannten Rapid Control Prototyping Systeme erfüllt werden. Mit Hilfe einer Erweiterung auf ein dezentrales Steu-erungssystem konnte diesen technischen Erfordernissen begegnet werden. So kombinierte LU [18] beispielhaft ein bestehendes DSPACE-System mit einem selbstentwickelten Steuerungssystem auf Basis dreier DSP-Einheiten. Dieser Ansatz erlaubte eine getrennte Signalverarbeitung und eine Aufnahme der Positionswerte mit kontinuierlichen Datenraten von 1 MSamples/s sowie Latenzzeiten von 1,9 μ s. Solche Systeme können jedoch Beschränkungen in ihrer Ausführungsge-schwindigkeit und Parallelisierbarkeit unterliegen, wenn simultane Zugriffe mehrerer DSPs über einen einzelnen Bus auf einen gemeinsamen Speicher gesteuert werden müssen.

Eine echtzeitfähige Signalverarbeitung durch die bislang vorgestellten Steuerungssysteme auf Basis moderner Standardprozessoren und DSPs wird weniger durch die Rechenleistung der Pro-zessoreinheiten, sondern vielmehr durch deren Ausführungsgeschwindigkeit²⁰ – eingeschränkt beispielsweise durch eine mehrstufige Speicheranbindung sowie die begrenzte Parallelisierbar-keit. Um diese Beschränkungen zu überwinden, werden in Steuerungssystemen zunehmend FPGA²¹-Einheiten eingesetzt. Diese Geräteklasse erlaubt dem Anwender eine Verarbeitung von Daten dahingehend, dass Signale in hohem Maße parallel und zudem deterministisch verarbeitet werden können. Dafür bestehen diese rekonfigurierbaren Schaltkreise aus zweidimensionalen Logikzellen, die beliebig über ein elektrisch programmierbares Verbindungsnetz miteinander verdrahtet werden können. Neben diesen Logikzellen verfügen aktuelle FPGAs auch über spezielle Funktionsblöcke, wie beispielsweise integrierten Speicher und dezidierte Multiplizierer. Diese Bausteine sind vergleichbar mit denen eines DSPs und erlauben Datenoperationen mit hohem Durchsatz oder komplexe Berechnungen in Verbindung mit einem Soft-Core durchzu-führen. Da zudem eine Vielzahl vorhandener Schnittstellen direkt an dem FPGA angebunden werden können, ist eine gleichzeitige Signalerfassung und -generierung mit geringer Latenz umsetzbar. Im Gegensatz zu DSP-Einheiten kann die Signalverarbeitung in höherem Maße parallelisiert werden und somit die Echtzeitfähigkeit des Regelungssystems gesteigert werden. Mit Hilfe eines FPGA-gestützten Systems können infolgedessen numerische Steuerungen entwickelt werden, die den gesteigerten Echtzeitanforderungen an eine Maschine entsprechen. FPGA-gestützte Steuerungssysteme wurden bereits auf dem Gebiet der Nanopositionierung eingesetzt, um mit Stellraten von bis zu 250 kHz ein Fast-Tool-Servo-System auszuregeln [47] und um luftgelagerte Vorschubeinheiten präzise im Sub-Nanometerbereich zu bewegen [48].

Die genannten Entwicklungsschritte umfassen den Einsatz unterschiedlicher Einheiten zur Signalverarbeitung (Standardprozessoren, DSP, FPGA). Am Beispiel der Steuerung für die Nano-positionier- und -messmaschine (NPM) der Technischen Universität Ilmenau kann der Einsatz dieser Signalverarbeitungseinheiten exemplarisch dargestellt werden, wie im Anhang A.1 erläutert wird.

¹⁹ Reduced Instruction Set Computer (RISC).

²⁰ Die Echtzeitfähigkeit wird speziell bei Steuerungssystemen mit modernen Standardprozessoren und deren multiplen Prozessorkernen durch deren zeitliche Fluktuationen bei der Ausführung der Rechenope-rationen bestimmt [210].

²¹ Field Programmable Gate Array (FPGA).

3 Antriebskonzept am Nanometerkomparator

Der Nanometerkomparator ist die Referenzmessmaschine der Physikalisch-Technischen Bundesanstalt (PTB) für die hochgenaue Charakterisierung und Kalibrierung von Encodersystemen [49], Strichmaßstäben [50] und Photomasken [51]. Darüber hinaus können auch Interferometer [52] und andere Längenmesssysteme über einen Bewegungsbereich von bis zu 550 mm untersucht werden. Der Längenkomparator wurde hinsichtlich Aufbau und Funktionsweise in zahlreichen Publikationen beschrieben, wobei insbesondere auf die Integration der Interferometer in den mechanischen Aufbau, die Kompensation der Vakuumkraft in [53], das Antriebssystem und Faserauskopplung in [54], die Winkelregelung [55], die Messkabine und Datenerfassungsprinzipien in [49], die einzelnen laser-interferometrischen Sensorsysteme in [56] und die neue Messbrücke sowie Messobjektaufnahme aus Glaskeramik in [57] eingegangen wurde. Die letztgenannte Aufnahmevorrichtung wird im Folgenden als Trägerwanne bezeichnet.

Im folgenden Abschnitt wird die Funktionsweise und Maschinenstruktur des Nanometerkomparators dargelegt. Nachfolgend werden die Steuerungseinheiten und die durchgeführten Umbaumaßnahmen beschrieben, welche die Schaffung eines dezentralen Steuerungssystems zur Regelung der Antriebsachsen am NMK zur Folge hatten. Die grundlegenden Antriebsachsen für Vorschub- und Ausgleichbewegungen am Nanometerkomparator und deren Veränderungen im Zuge der Neukonzeption des Steuerungssystems werden dabei ebenfalls erläutert. Gegenstand des Abschnitts §3.4 ist die Erweiterung des bestehenden Antriebssystems um eine zusätzliche Antriebsachse. Im weiteren Sinne bildete diese Antriebsachse das Schlüsselement für ein neues Positionierungssystem, mit welchem die Messobjekte am NMK auf Basis eines neuen Wegmess-, Antriebs- und Steuerungssystems in ihrer Lage verändert wurden. Zum Abschluss wird anhand des eingeführten Maschinenkoordinatensystems, das im weiteren Verlauf der Arbeit zur Beschreibung von Achsbewegungen und Messsystemen dient, die Inbetriebnahme der Messmaschine beschrieben.

3.1 Die Maschinenstruktur des Nanometerkomparators

Der messtechnische Aufbau des Nanometerkomparators ist in einem unterirdischen Gebäude, das durch ein angrenzendes Nachbargebäude erreicht werden kann, in einer Tiefe von etwa acht Meter eingerichtet. Das Gebäude ist baulich von nebenstehenden Gebäuden getrennt und steht auf einem eigenen Fundament, wodurch eine Abschirmung hinsichtlich störender Schwingungseinprägungen und Temperatureinflüsse gewährleistet wurde. Um verbleibende Einflüsse durch Bodenschwingungen zu minimieren, wurde die Lage des Längenkomparators durch eine pneumatische Schwingungsisolierung sowohl lateral als auch vertikal aktiv geregelt. Das Maschinenbett des NMK bildete ein etwa 4800 kg schwerer Granitstein, der über vier Membran-Luftfedern gelagert war und dessen träges Eigengewicht eine Übertragung mechanischer Schwingungen unterdrückt. Über die gesamte Länge des Steins war eine lineare Führungsnut vorhanden, worin sowohl Mess- als auch Nachführschlitten mittels unabhängiger, aerostatischer Lagerungen nahezu reibungsfrei geführt und getrennt voneinander bewegt werden konnten. Der mechanische Aufbau des Nanometerkomparators ist in der Abbildung 3.1 schematisch dargestellt.

Während des Messbetriebs wurde das zu untersuchende Messobjekt auf einer Trägerwanne positioniert, die aus der Glaskeramik Zerodur^{®22} gefertigt war und auf dem beweglichen Positioniertisch gelagert war. Bei Messungen wurde durch einen Linearmotor die Position des Positioniertischs relativ zu der Brücke geändert. Diese Positionsänderung wurde einerseits durch ein im NMK integriertes Vakuum-Interferometer erfasst, wobei dessen Messspiegel an dem beweglichen Positioniertisch und dessen Referenzspiegel an der Brücke befestigt waren.

²² ZERODUR[®] ist ein eingetragener Markenname der SCHOTT AG für eine Glaskeramik mit einem geringen thermischen Ausdehnungskoeffizienten nahe Null bei Raumtemperaturen um 20°C [103].

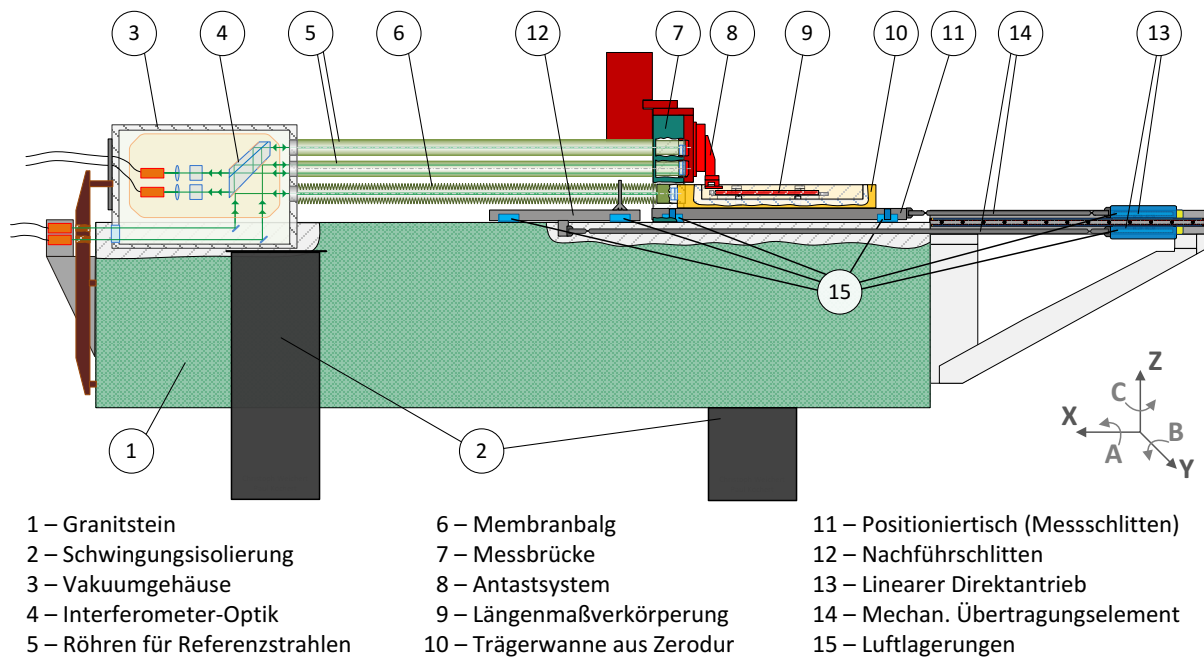


Abbildung 3.1: Schematische Darstellung des Nanometerkomparators vor der Erweiterung des Antriebskonzepts mit einem zusätzlichen elektromagnetischen Aktuator – die Maschine ist 4,25 m lang, 1,2 m breit und 1,8 m hoch.

Andererseits wurde diese Bewegung gleichzeitig über das zu prüfende Messsystem²³ detektiert. Das Messsystem wurde in dieser Arbeit durch ein Encodersystem verkörpert, welches aus Maßstab und Messkopf bestand und in Abschnitt 4.2 beschrieben wird. Durch eine simultane Messwerterfassung des Vakuum-Interferometers und des zu prüfenden Messsystems wird das Fundament für vergleichende Untersuchungen gelegt, anhand derer das Prüfsystem charakterisiert wird. Der gesamte optische Aufbau der Interferometer zur Detektion von X-Position, Gier- und Nickwinkel befand sich dabei in einer evakuierten Atmosphäre mit einem Druck von weniger als 0,8 Pa. Dadurch konnten Auswirkungen durch Luftbrechzahländerungen auf die Lagebestimmung reduziert werden. Die Anwendung der interferometrischen Systeme im Vakuum erforderte jedoch einen zusätzlichen mechanischen Aufwand, da die in Vakuum propagierenden Laserstrahlen und die Mess- und Referenzspiegel gekapselt werden mussten. So wurden die Referenzstrahlen in Röhren und die Messstrahlen in einem Membranbalg geführt. Der längenvariable Membranbalg (vgl. Bauelement #6 in Abbildung 3.1) war notwendig, um Bewegungen des Positioniertischs zu folgen [58]. Der Membranbalg und die Rohre waren jedoch nicht unmittelbar mit dem Positioniertisch und der Messbrücke verbunden, da eine Einwirkung äußerer Kräfte unterdrückt werden sollte. Daher wurde ein Nachführschlitten verwendet, um sowohl die positionsabhängige Federkraft des Membranbalgs als auch die Kraft des umgebenden Luftdrucks auf die evakuierten Strukturen aufzunehmen (vgl. § 3.3.2). Der Positioniertisch und Nachführschlitten waren über ein System, bestehend aus drei kurzen Membranbälgen, verbunden. Dieses Übertragungselement wies eine geringe mechanische Steifigkeit auf, wodurch geometrische Änderungen infolge einer relativen Lageänderung zwischen Positioniertisch und Nachführschlitten sowie durch daraus resultierenden Kraftwirkungen hervorgerufene elastische Verformungen der Trägerwanne minimiert wurden [57].

Die gleiche Vorgehensweise wurde bei der Verbindung zwischen den Röhren und der Messbrücke umgesetzt. Auch bei der Lagerung der Trägerwanne wurde darauf geachtet, dass Verformungen infolge von Änderungen der Vakuumkraft sich nicht auf den Messzirkel (vgl. Fußnote #7, Seite 4) auswirken konnten [59]. Der Positioniertisch wurde in X-Richtung durch einen dezidierten Linearmotor angetrieben, wobei Positioniertisch und Linearmotor über eine Antriebsstange miteinander verbunden waren. Dabei wurden Positioniertisch und Linearmotor

²³ Längenmaßverkörperung: Strichmaßstäbe oder Photomasken ↔ Antastsystem: Mikroskop
 Längenmaßverkörperung: Interferenzieller Maßstab ↔ Antastsystem: Messkopf
 Längenmaßverkörperung: Lichtfrequenz von Laserinterferometer ↔ Antastsystem: Spiegel.

jeweils in getrennten Linearführungen bewegt, was in Abschnitt 3.3.1 weiterführend erläutert wird. Ein wesentlicher Bestandteil der Antriebsregelung am Nanometerkomparator war bereits vor den angestrebten Umbaumaßnahmen (vgl. Abbildung 3.3.a) durch eine DSP-gestützte Motorsteuerung vorgegeben. Diese kommerzielle Lösung wird im nachfolgenden Abschnitt 3.2.2. näher vorgestellt und ermöglichte die Steuerung von insgesamt fünf Achsen, was die Regelung in Hauptachse X von zwei Linearmotoren (vgl. § 3.3.1), einem pneumatischen Ausgleichsbalg (vgl. § 3.3.2) und Drehmotor (vgl. § 3.3.3) sowie eine Achsregelung der Gierwinkellage über mehrere Piezoaktuatoren (vgl. § 3.3.4) umfasste.

Die Festlegung von Koordinatensystemen und Bezugspunkten im Arbeitsraum des NMK ist eine wesentliche Voraussetzung zur Beschreibung von Bewegungen an der Messmaschine. In dieser Arbeit wird sich an den allgemeingültigen Festlegungen für konventionelle Kinematiken orientiert [22], wie anhand der Abbildung 3.1 sowie Abbildung 3.2 nachvollzogen werden kann. Es wird ein rechtshändiges, rechtwinkliges Koordinatensystem mit den Achsen X, Y, Z verwendet, das auf die Führungsbahnen der Maschine ausgerichtet wurde. Die Buchstaben A, B, C kennzeichnen Drehachsen um die linearen Hauptachsen X, Y, Z , wobei die Richtung der Drehachsen durch die Rechtschrauberregel festgelegt wird. Wie bereits in diesem Abschnitt erwähnt, wurde am NMK das zu untersuchende Messobjekt auf dem Positioniertisch platziert und relativ zu einem fixierten Antastsystem bewegt. Infolgedessen werden Koordinatenangaben des zu untersuchenden Messobjekts in gleicher Weise auf das festgelegte Koordinatensystem des NMK bezogen.

Am NMK wurden alle Antriebsachsen in X -Richtung bei der Inbetriebnahme der Messmaschine referenziert, worauf ausführlich in Abschnitt 3.5 eingegangen wird. Die weiteren Linearachsen Y und Z wurden nicht referenziert, da bei den jeweils eingesetzten Messsystemen keine absolute Lagebestimmung gegeben war. Die Winkellage des Positioniertischs hinsichtlich der Drehachsen B und C wurde zudem auf die jeweilige Lage referenziert, die zum Zeitpunkt ihrer Inbetriebnahme bestand. Die Drehachse A beziehungsweise Rollwinkellage wurde am NMK nicht erfasst und konnte daher weder geregelt noch referenziert werden.

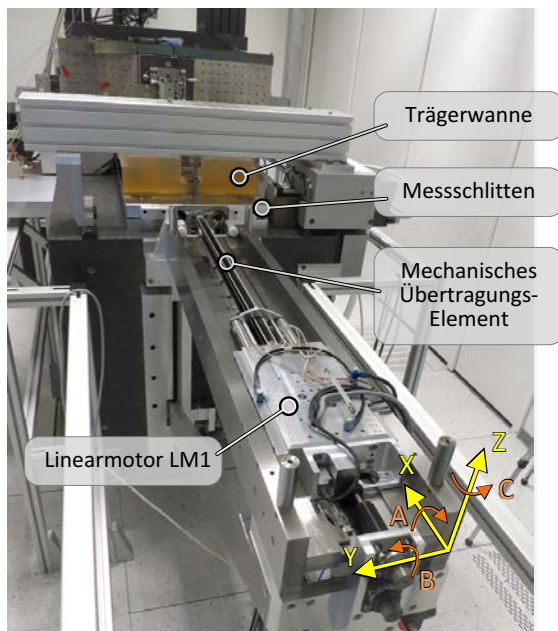


Abbildung 3.2: Darstellung des Maschinenkoordinatensystems (MKS) am NMK. Das Bild zeigt das Antriebskonzept vor den Umbaumaßnahmen. Während die linearen Hauptachsen mit X, Y, Z bezeichnet werden, kennzeichnen die Drehachsen A, B, C im Zuge dieser Festlegung den Roll-, Nick- und Gierwinkel.

3.2 Die numerische Steuerung am Nanometerkomparator

3.2.1 Übersicht zu den Umbaumaßnahmen an der numerischen Steuerung

Im Zuge einer Erweiterung des Antriebskonzepts am Nanometerkomparator wurde eine zusätzliche Antriebsachse geschaffen, um eine präzisere Lageregelung des Positioniertischs in X-Richtung zu gewährleisten. Diesbezüglich sollte eine Antriebsregelung basierend auf den Rückkopplungsdaten des X-Interferometers realisiert werden und somit eine direkte Positionierung des Positioniertischs im Sub-Nanometerbereich gewährleisten. Für diese Zwecke erwies sich die DSP-gestützte Motorsteuerung aus folgenden Gründen als nicht geeignet. Einerseits erlaubte die bestehende Steuereinheit keine direkte Auswertung von heterodynem Interferometer-Signalen. Des Weiteren konnten homodyne Signale lediglich mit 4096-facher Unterteilung aufgelöst werden, was am X-Interferometer einem Wert von 65 pm entsprachen hätte [36]. Außerdem konnten Positionsinformationen von der selbstentwickelten Auswerteelektronik nicht zufriedenstellend über den VME-Bus auf die Steuereinheit übertragen werden, da Latenzen in Verbindung mit einem DSP-gestützten Buskoppler im Bereich von mehr als 20 µs auftraten und diese Verzögerungen zudem ein zeitliches Jittern von mehreren Mikrosekunden aufwiesen. Zudem wurde das Echtzeitverhalten des Bussystems als nicht geeignet angesehen, da weder eine Priorisierung des Buszugriffs noch eine arbiträre Unterbrechung von Übertragungen möglich war. Durch ein serielles Übertragungsverfahren wurden absolute Positionswerte der Auswerteelektronik mit einer hohen Datenübertragungsrate (vgl. §4.3.2) und einer Auflösung von 1 pm bereitgestellt, welche jedoch nicht von der DSP-gestützten Steuerung eingelesen werden konnten. Zudem erschien die Signalverarbeitungsrate der bestehenden Steuereinheit von 4,5 kHz als wenig geeignet für eine hoch-dynamische Antriebsregelung.

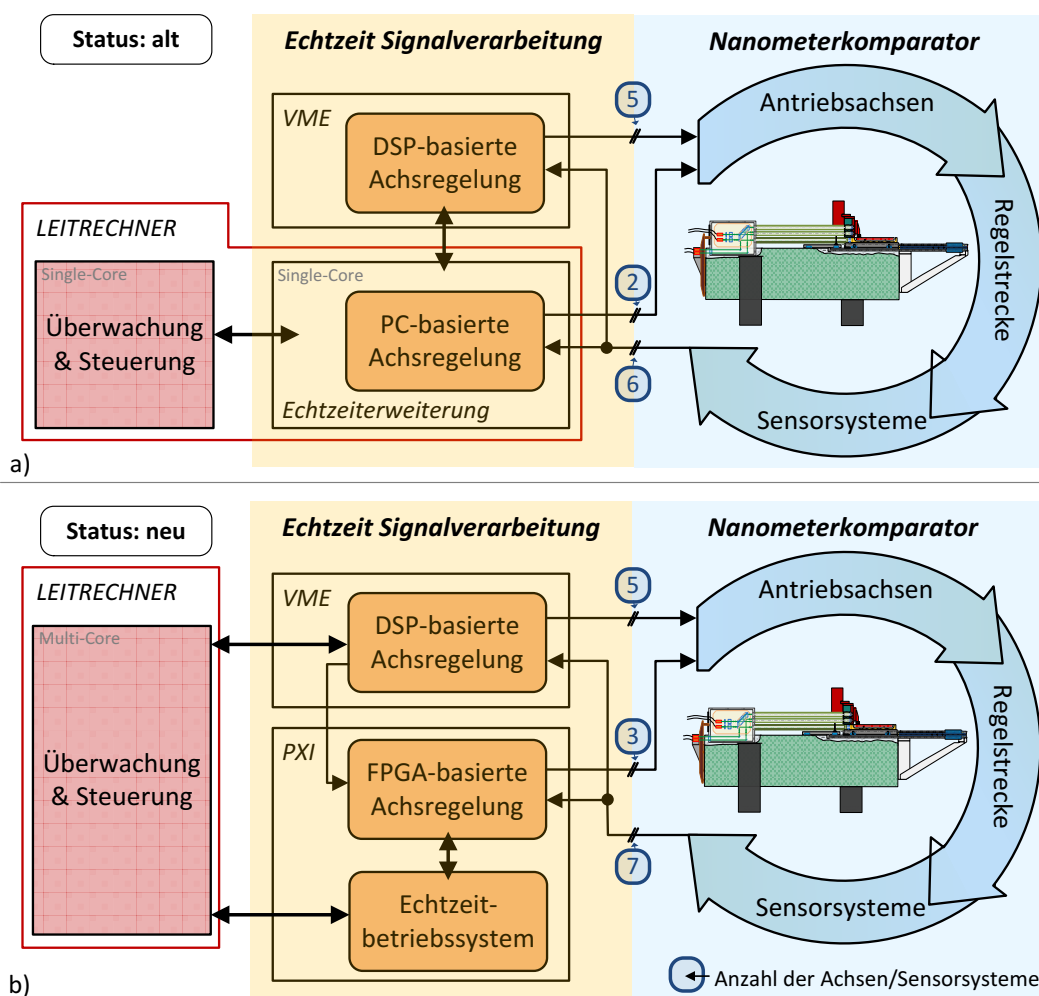


Abbildung 3.3: Schematische Darstellung der Achsenregelungen am Nanometerkomparator vor (a) und nach (b) den Änderungen der Signalverarbeitungseinheiten. Die einzelnen Achsen werden nachfolgend in Tabelle 1 bezeichnet.

Daher wurde eine sekundäre Steuereinheit mit Hilfe von FPGA-gestützten Geräten geschaffen, wodurch hochunterteilte Positionsdaten des X -Interferometers nun mit hoher Datenrate empfangen und zur Ansteuerung einer zusätzlichen Antriebsachse eingesetzt werden konnten. Die zugrunde liegende Hardwarestruktur und verwendete Entwicklungsumgebung zur Inbetriebnahme der neuen Steuereinheit werden im Abschnitt 3.2.3 beschrieben. Da beide Steuereinheiten parallel betrieben wurden und somit ein dezentrales Regelungskonzept bildeten, war eine Kommunikation sowie Synchronisierung zwischen beiden Steuereinheiten erforderlich, um eine identische Führungsgrößenaufschaltung und im erweiterten Sinne zeitlich synchrone Bahnbewegungen zu ermöglichen. Die notwendigen technischen Umsetzungen hierzu werden im Abschnitt 3.2.4 erläutert. Neben den Antrieben zur Positionierung in der Hauptachse X wurde das sekundäre, FPGA-gestützte System auch zur Nickwinkel- und Höhenregelung des Positioniertischs eingesetzt und ersetzte die bisherige PC-basierte Steuerungseinheit. Die letztgenannte Lösung war unter Zuhilfenahme einer Echtzeiterweiterung²⁴ geschaffen worden und erforderte beim Buszugriff eine strikte Trennung zwischen Regelbetrieb und Datenerfassung (vgl. § 3.3.4.2). Zudem musste die Datenübertragung zur Überwachung und Steuerung über diese Echtzeiterweiterung erfolgen, womit eine aufwendige Fehlersuche aufgrund eingeschränkter Diagnosemöglichkeiten verbunden war. Rückblickend konnte durch den Einsatz eines unabhängigen Regelsystems ein wesentlich stabilerer Betrieb nachgewiesen werden, da die Zugriffe der PC-basierten Regelung über den VME-Bus entfielen und eine strikte Trennung zwischen Steuerungssystem und Leitrechner umgesetzt werden konnte. Zudem wurde der Leitrechner durch einen PC mit höherer Rechenleistung ersetzt.

Die Zustände des NMK hinsichtlich der verwendeten Steuerelektronik vor und nach den Änderungen sind in der Abbildung 3.3 dargestellt, während die einzelnen Achsen der Längenmessmaschine und deren Signalverarbeitungseinheiten vor und nach den Umbaumaßnahmen in der Tabelle 1 zusammengefasst sind. Im weiteren Verlauf dieser Arbeit wird sich an diesen festgelegten Achsenbezeichnungen sowie deren Nummerierung orientiert.

Antriebsachse				Signalverarbeitungseinheit	
Nr.	Dimension	Aktuator	Sensor	(a) Vorher	(b) Nachher
1	X	Linearmotor LM1	Inkrementalgeber	DSP	DSP
2	X	Linearmotor LM2	Inkrementalgeber	DSP	DSP
3	X	Druckventil	Stellgröße LM2	DSP	DSP
4	X	Drehmotor	Inkrementalgeber	DSP	DSP
5	$C(\varphi_z)$	Piezo-Aktuator	Laser-Interferometer	DSP	DSP
6	$B(\varphi_y)$	Piezo-Aktuator	Laser-Interferometer	RTOS	FPGA
7	Z	Piezo-Aktuator	Kapazitiv	RTOS	FPGA
8	X	Lorentz-Aktuator	Laser-Interferometer	-	FPGA

Tabelle 1: Zusammenfassung der zu regelnden Antriebsachsen hinsichtlich ihrer Bewegungsrichtung, Antriebsverfahren, Sensoren zur Lagebestimmung und der Signalverarbeitungseinheiten vor und nach den Umbaumaßnahmen (a und b, vgl. Abbildung 3.3).

²⁴ Echtzeiterweiterung VENTURECOM RTX für das Betriebssystem Microsoft Windows.

3.2.2 DSP-basierte Steuereinheit

Wie bereits in den Abschnitten 2.3 und 3.2.1 erwähnt, bildete eine zentrale Steuereinheit das Fundament zur bahngesteuerten Bewegung von Antriebsachsen am Nanometerkomparator. Die verwendete Motorsteuerung²⁵ der Firma DELTA TAU basierte auf einem DSP²⁶ der Firma MOTOROLA und wurde für den Einsatz in einem VME-Bussystem konzipiert. Mit Hilfe dieser Motorsteuerung war es möglich, bis zu acht Achsen gleichzeitig und unabhängig voneinander zu betreiben. Hierfür stellt der Hersteller eine Vielzahl von Optionen und Erweiterungskarten bereit, mit denen die Motorsteuerung an die spezifischen Anforderungen des Nanometerkomparators angepasst wurde. Die zugrunde liegende Hardwarestruktur für die DSP-basierte Motorsteuerung am Nanometerkomparator ist in Abbildung 3.4.b) dargestellt. So wurden für die Ansteuerung von fünf Achsen zwei identische Erweiterungskarten²⁷ eingesetzt, um die Ausgabe der Stellsignale über

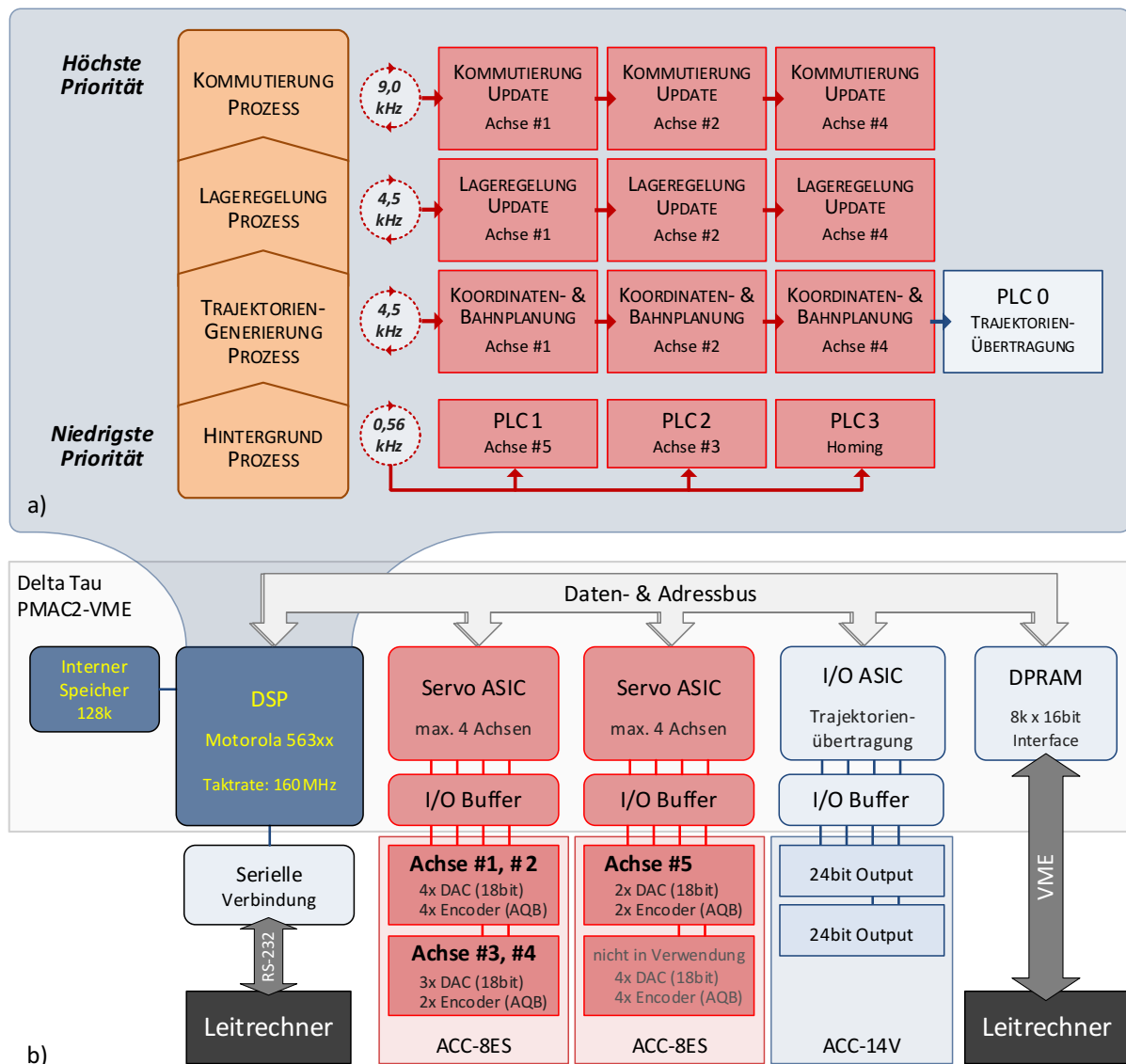


Abbildung 3.4: Schematische Darstellung der (a) präemptiven Zeitablaufsteuerung der DSP-gestützten Achsregelung und der (b) Hardwarestruktur der Steuereinheit am Nanometerkomparator basierend auf einer PMAC2-Stuereinheit der Firma DELTA TAU und entsprechend den Kennzeichnungen in Tabelle 1. (AQB – Quadratursignale von Inkrementalgebern).

²⁵ Motorsteuerung von DELTA TAU, Modell: PMAC2-VME.

²⁶ DSP Modell: Motorola 563xx mit 24 bit Festkomma-Architektur und 160 MHz Taktfrequenz (480 MOPS).

²⁷ Erweiterungskarten von DELTA TAU (Modell: ACC-8ES) mit jeweils vier 18 bit D/A-Wandlern und entsprechenden Eingängen zur Aufnahme der inkrementellen Rückkopplungssignale des Wegmesssystems.

optisch-isolierte Digital-Analog-Wandler und die Aufnahme der Rückkopplungsdaten über digitale Eingänge mit Wandlungsraten von bis zu 40 MHz umzusetzen. Jede Erweiterungskarte war mit einem Hersteller-spezifischen ASIC ausgestattet und über ein paralleles Kabel an die DSP-Einheit gekoppelt, sodass Daten zwischen DSP und ASIC bidirektional übertragen wurden. Die integrierte Logik des ASICs bestand aus 45000 Gattern und stellte Funktionen zur Motorsteuerung bereit. Dieser Ansatz ermöglichte eine geringere Auslastung des DSPs, da eine Vorverarbeitung von Rückkopplungssignalen auf dem ASIC erfolgte und die aufbereiteten Daten direkt in den Adressbereich des DSPs übergeben werden konnten. Der DSP war verantwortlich für die Erzeugung der Führungsgrößen und die Ausführung weiterer Regelungsprozesse zur Ansteuerung der einzelnen Achsen. Dabei wurde die Verarbeitung der Prozesse durch eine vierstufige Priorisierung gesteuert, deren präemptive Ablaufsteuerung in Abbildung 3.4.a) dargestellt ist. Der Kommutierungsprozess besaß hierbei die höchste Priorität und war infolgedessen in der Lage, alle anderen Prozesse zu unterbrechen. Die Kommutierung von drei Motorachsen erfolgte mit einer Wiederholungsrate von 9 kHz, während die Prozesse zur Lageregelung und Bahnplanung mit 4,5 kHz (222 μ s) ausgeführt wurden. Die Verarbeitung eines gesamten Regelungszyklus erforderte eine Ausführungszeit von 166 μ s, wodurch die Regelrate des Systems theoretisch auf 6 kHz hätte gesteigert werden können.

Wie bereits in Abschnitt 2.1 dargelegt wurde, werden bei der Trajektoriengenerierung (Erzeugung der Bahnplanerwerte) hohe zeitliche Anforderungen an eine bahngesteuerte Antriebsregelung gestellt. Der Prozess zur Trajektoriengenerierung erzeugte die Bahnplanerdaten, welche für die Hauptachse X mit einer Auflösung von 0,3125 pm²⁸ unterteilt waren. Alle Achsbewegungen des dezentralen Steuerungssystems in X -Richtung sollen sich im Folgenden auf diese vorgegebenen Daten stützen. Bei den Umbaumaßnahmen wurde in hohem Maße darauf geachtet, dass Bahnplanerdaten über ein verzögerungsfreies und robustes Verfahren in festen zyklischen Abständen übertragen werden konnten. Hierzu erlaubte die PMAC-Steuerung die Umsetzung von benutzerdefinierten Anweisungen durch sogenannte PLC-Programme [60]. Dabei konnten bis zu 32 Programme ausgeführt werden, wobei jedoch ausschließlich das PLC0-Programm nach Beendigung der Trajektoriengenerierung in jedem Zyklus ausgeführt wurde. Im Hintergrund-Prozess wurden weitere PLC-Programme ausgeführt, die nacheinander mit geringster Priorität abgearbeitet wurden und beispielsweise zur Regelung der nicht-kommutierenden Achsen (AR#3,5) genutzt wurden. Da deren Ausführung durch Prozesse mit höherer Priorität jederzeit unterbrochen werden konnte, waren diese Achsregelungen hinsichtlich ihrer Echtzeitfähigkeit eingeschränkt.

Das PLC0-Programm wurde im Zuge dieser Arbeit angepasst, um Bahnplanerdaten für die Hauptachse X an die FPGA-gestützte Achsenregelung mit einer Auflösung von 1,27 pm übertragen zu können. Hierzu wurde die parallele 24-bit-Schnittstelle einer weiteren Erweiterungskarte²⁹ genutzt und die Daten mit dem Regelungstakt in zeitlichen Abständen von 222 μ s aktualisiert. Eine stabile Übertragung der Bahnplanerdaten konnte somit für Geschwindigkeiten von bis zu 48 mm/s³⁰ garantiert werden. Die übertragenen Werte wiesen jedoch eine Verzögerung auf, da die Verarbeitung durch das PLC0-Programm mit einem zeitlichen Versatz von einem Regelungstakt behaftet war. Diese Verzögerung wird durch die FPGA-gestützte Einheit im Zuge einer prädiktiven Positionsermittlung kompensiert (vgl. § 3.2.4).

Zur Inbetriebnahme und Konfiguration der Motorsteuerung wurde die proprietäre Software PEWIN des Herstellers DELTA TAU genutzt, die über die serielle Schnittstelle eine Datenverbindung aufbaute. Im laufenden Betriebszustand erfolgte die Steuerung und Überwachung der Achsen über einen gemeinsam genutzten Speicher³¹ (Dual-Ported RAM [DPRAM]) und der VME-Busverbindung mit dem Leitreechner.

²⁸ Kleinstes Inkrement des Längenmesssystems von 1 nm mit Faktor 32 unterteilt durch die Interpolationsroutine der DSP-gestützten Steuereinheit.

²⁹ Erweiterungskarte mit zwei 50-poligen Flachbandkabeln zur Ausgabe oder Aufnahme von Digital-Signalen über zwei parallele Schnittstelle mit jeweils 24 bit des Herstellers DELTA TAU, Modell: ACC-14V.

³⁰ Berechnungsgrundlage orientiert sich an dem Abtasttheorem nach SHANNON (vgl. [164], Division mittels Divisor 2: $(1,27 \text{ pm} \cdot 2^{24\text{bit}}/2)/222 \mu\text{s} = 48 \text{ mm/s}$).

³¹ Dieser Speicher muss bei Inbetriebnahme der Steuerungseinheit über eine serielle Schnittstelle der DSP-gestützten Steuereinheit initialisiert werden, um über den VME-Bus genutzt werden zu können.

3.2.3 FPGA-basierte Steuereinheit

Zur Erstellung einer sekundären Motorsteuerung wurde eine benutzerdefinierte Geräteplattform genutzt, die auf den im Jahre 1998 vorgestellten PXI-Spezifikationen beruhte und durch dessen Standardisierung eine hohe Interoperabilität gewährleistete [61]. Wie bereits in der Zielstellung erwähnt, sollten Abweichungen in der Höhen- und Nickwinkellage des Positioniertisches kompensiert und dessen Lage in der X -Achse geregelt werden. Die Hardwarestruktur basierte auf einem PXIe-Chassis³² mit einem integrierten Controller³³, auf dem ein Echtzeitbetriebssystem³⁴ ausgeführt wird. Zudem erlaubte die Plattform die Nutzung von zwei FPGA-basierten Elektronik-einheiten, um drei Achsregelungen (AR#6-8) am NMK mit geringen zeitlichen Latenzen und Schwankungen umzusetzen (vgl. Tabelle 1). Mittels spezifischer Taktleitungen des PXI-Busses konnte zudem ein synchroner Betrieb von beiden FPGA-Karten gewährleistet werden. Die zugrunde liegende Architektur der FPGA-basierten Achsregelung ist in Abbildung 3.5 dargestellt.

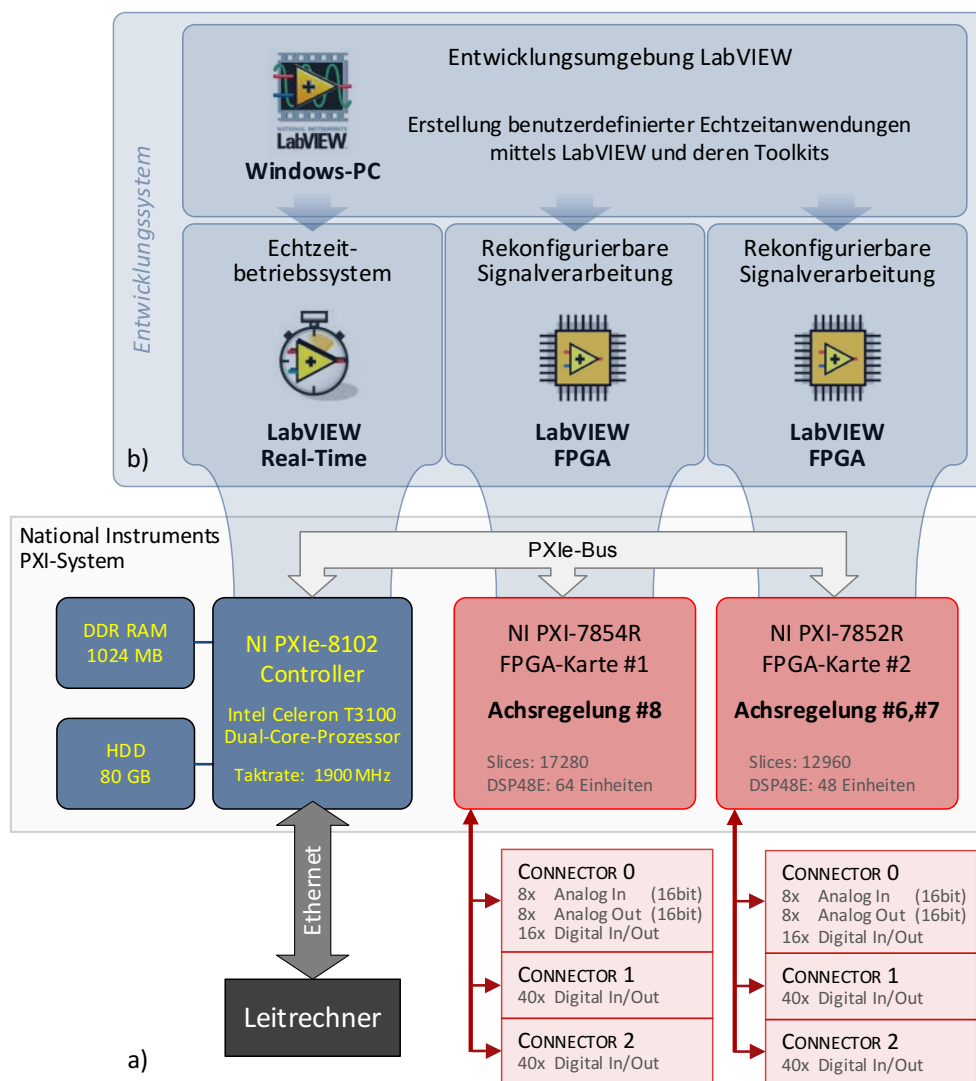


Abbildung 3.5: Hardwarestruktur der FPGA-basierten Steuereinheit (a) unter Verwendung von Systemmodulen auf PXI-Basis und das Entwicklungssystem (b) zur Implementierung deterministischer Anwendungen mittels der Entwicklungsumgebung LabVIEW und deren Erweiterungen.

³² PXIe-Chassis des Herstellers NATIONAL INSTRUMENTS, Modell: NI PXIe-1071.

³³ PXIe-Controller des Herstellers NATIONAL INSTRUMENTS, Modell: NI PXIe-8102 RT.

³⁴ Echtzeitbetriebssystem des Herstellers NATIONAL INSTRUMENTS, Version: NI ETS 2013.

Die eingesetzten FPGA-Karten verfügten über jeweils acht analoge Eingänge mit einer maximalen Wandlungsrate von 750kS/s und acht analogen Ausgängen mit einer maximalen Wandlungsrate von 1MS/s. Sowohl Eingangs- als auch Ausgangswandler konnten über einen Spannungsbereich von $\pm 10V$ angesteuert werden und besaßen ein Auflösungsvermögen von 16 bit. Die analoge 10-V-Schnittstelle entspricht einem internationalen Standard (vgl. [62], S. 125), sodass Antriebe und Leistungselektroniken verschiedener Hersteller mit Hilfe dieser FPGA-Karten und ohne zusätzliche Pegelwandlung genutzt werden konnten.

Darüber hinaus standen auf jeder Karte 96 Kanäle zur Aufnahme von Eingangssignalen oder zur Erzeugung von Ausgangssignalen bereit, die für einen TTL-Logikpegel mit einer maximalen Wandlungsrate von 40 MHz spezifiziert waren. Da die DSP-gestützte Steuereinheit über digitale Wandler mit gleichen Signalpegeln verfügte, konnte ohne aufwendige Pegelanpassung eine Kommunikation zwischen beiden Steuereinheiten erfolgen (vgl. Aufbau des dezentralen Steuerungssystems im folgenden Abschnitt). Die zwei Karten waren mit unterschiedlichen FPGA-Modulen der Virtex-5-Familie des Herstellers XILINX bestückt. Die primäre FPGA-Karte wurde in erster Linie zur Neukonzeption einer neuen Achsregelung (AR #8) genutzt, was im Abschnitt 3.4.3 näher erläutert wird. Da hierzu eine bahngesteuerte Bewegung erfolgen und hochaufgelöste Rückkopplungssignale über eine digitale Schnittstelle seriell übertragen werden sollten, wurde für die primäre FPGA-Karte³⁵ ein Modell mit einer höheren Anzahl an Logikbausteinen eingesetzt. Zudem konnten Messsignale über eine Datenerfassungsroutine auf der primären Karte aufgenommen und auf dem PXI-System abgespeichert werden, was für regelungstechnische Untersuchungen in den Abschnitten 5.1.3 und 5.2 genutzt wurde. Dagegen wurde die sekundäre FPGA-Karte³⁶ vorrangig für die Regelung der Höhen- und Nickwinkellage des Positioniertisches verwendet, was in dem Abschnitt 3.3.4.2 ausführlich erläutert wird.

Im Gegensatz zu der DSP-gestützten Achsregelung wurden durch den Hersteller NATIONAL INSTRUMENTS keine vorgefertigten Funktionen für die Aufnahme von Messsignalen und die Ansteuerung von Antriebsachsen auf der FPGA-gestützten Achsregelung bereitgestellt. Diese Funktionen wurden im Rahmen dieser Arbeit neu geschaffen, um beispielsweise eine Übertragung von Bahnplanerdaten und rückgekoppelten Positionsdaten mit hoher zeitlicher Synchronität zu gewährleisten (vgl. §3.2.4). Die Entwicklungsumgebung LabVIEW und insbesondere dessen Toolkit SoftMotion boten eine breite Palette von Grundfunktionen zur selbstständigen Entwicklung einer Motorsteuerung. Nach Entwicklung der gewünschten Steuerung wurde das entsprechende CPU-Programm automatisiert, mit Hilfe der integrierten Kompilierwerkzeuge in Maschinencode übersetzt und über eine Ethernet-Schnittstelle auf den rechnergestützten Controller geladen. Bei der Erstellung eines FPGA-Programmes wurde mit Hilfe der Hersteller-spezifischen Kompilierwerkzeuge ein Bitfile erzeugt, das über die Ethernet-Schnittstelle auf die entsprechende FPGA-Karte geladen wurde. Anschließend konnten auf beiden Geräteklassen (CPU-Controller, FPGA-Karten) Regelalgorithmen in Echtzeit ausgeführt und getestet werden. Um den Zugriff auf die Programme des Controllers oder der FPGA-Karten zu erhalten, wird über eine Webserver-Applikation auf das entsprechende Endgerät zugegriffen. Dadurch ist der Anwender in der Lage im laufenden Betriebszustand die Regelalgorithmen beliebig zu parametrieren und erfährt Unterstützung durch Visualisierungs- und Speicherfunktionen. Das PXI-System erlaubte diesbezüglich in Kombination mit der Entwicklungsumgebung LabVIEW eine schnelle und simple Untersuchung der implementierten Regelungsverfahren. Darüber hinaus konnten Daten über Netzwerkvariablen von dem Controller an den nachgelagerten Leitrechner übermittelt werden, was eine weitreichende Überwachung des aktuellen Maschinenzustands ermöglichte.

³⁵ FPGA-Karte #1: NIPXI-7854R mit FPGA-Baustein von XILINX (Typ: Virtex-5-LX110, 110592 Logikzellen).

³⁶ FPGA-Karte #2: NIPXI-7852R mit FPGA-Baustein von XILINX (Typ: Virtex-5-LX85, 82944 Logikzellen).

3.2.4 Dezentrales Steuerungssystem

Im Zuge der Umbaumaßnahmen am Nanometerkomparator wurde das Konzept zur Ansteuerung der Antriebsachsen verändert und erweitert. Auf Basis zweier getrennter Steuereinheiten wurde eine Regelung der einzelnen Antriebsachsen realisiert. Dieser Ansatz verkörpert somit ein dezentralisiertes Steuerungssystem, bestehend aus einer primären (DSP-gestützte) und sekundären (FPGA-gestützte) Steuereinheit. Das zugrunde liegende Regelkonzept ist in der Abbildung 3.6 schematisch dargestellt.

Die Achsenregelungen mit piezoelektrischen Aktuatoren (AR#5-7; vgl. Tabelle 1) wurden unter der Annahme eines vernachlässigbaren Übersprechens der Antriebsachsen unabhängig voneinander angesteuert. Diese Achsen kompensierten Positionsabweichungen des Positioniertischs, die während einer X -Bewegung durch die Führungseigenschaften der Lagerungssysteme von Positioniertisch und Antriebssystem hervorgerufen wurden. Die jeweilige Lage dieser Ausgleichsachsen konnte durch den Anwender über eine Änderung der entsprechenden Führungsgröße vorgegeben werden, was eine sprunghafte Lageänderung zur Folge hatte. Eine bahngesteuerte Bewegung dieser Achsen war in Verbindung mit einer gemeinsamen Trajektoriengenerierung nicht notwendig, sodass beide Steuereinheiten bezüglich dieser Achsen unabhängig voneinander betrieben werden konnten.

Die Achsenregelungen AR#1-4 wurden über die DSP-basierte Steuereinheit für eine gemeinsame Bewegung in der Hauptachse X gestellt, wobei die Bahnplanerdaten (Trajektorie) auf der Steuereinheit generiert wurden und somit direkt zur Regelung bereitstanden. Für die Achsregelung AR#8 in der X -Richtung wurde eine Lageregelung auf Basis der FPGA-basierten Steuereinheit entwickelt, die im Gegensatz zur DSP-basierten Steuereinheit die Übertragung hochunterteilter Rückkopplungsdaten über eine serielle Schnittstelle erlaubte. Im Vergleich zu

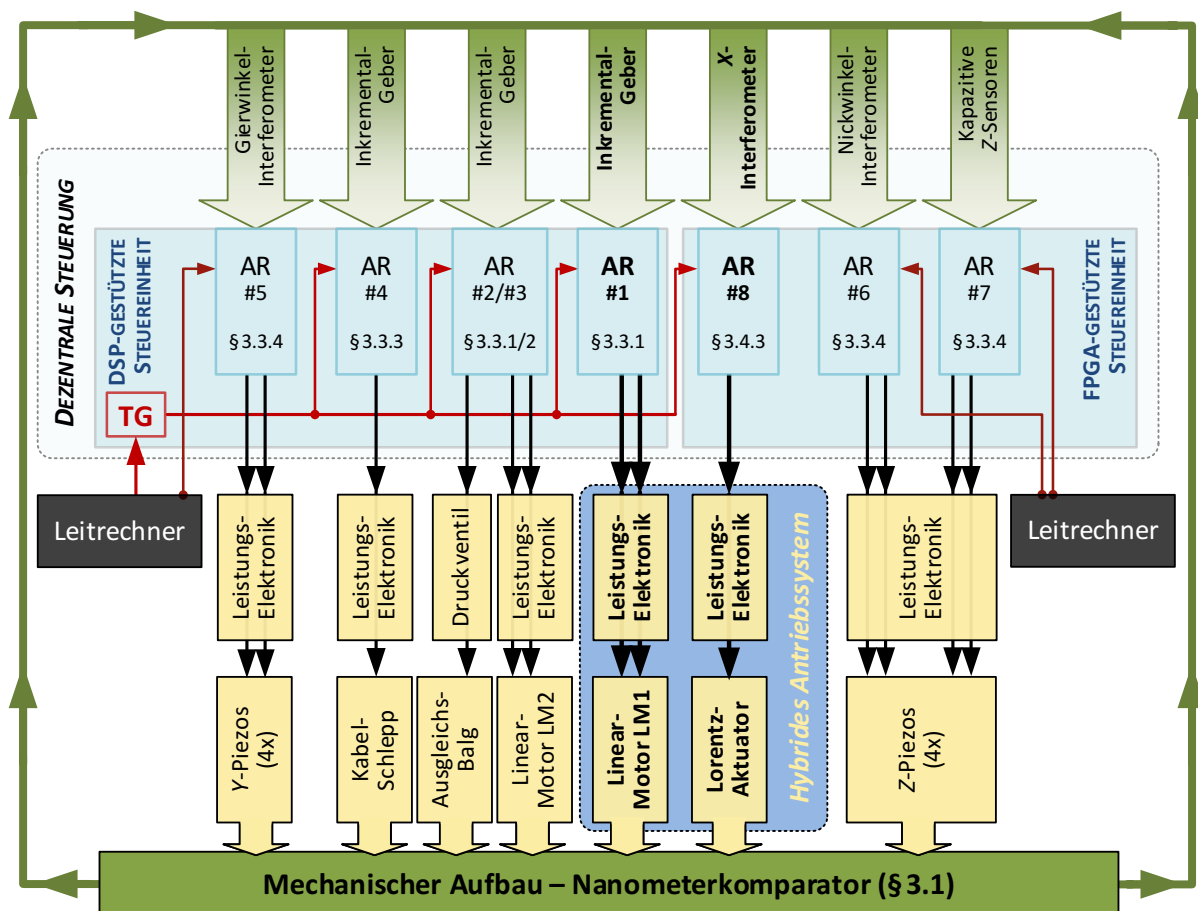


Abbildung 3.6: Schematische Darstellung des dezentralen Steuerungssystems für acht Antriebsachsen. Für eine detaillierte Beschreibung der Achsen wird auf Tabelle 1 und die entsprechenden Abschnitte (§) verwiesen. Es wurde lediglich ein einzelner Leitreechner eingesetzt. (AR – Achsregelung; TG – Trajektoriengenerierung)

parallelen Verfahren benötigt man für eine serielle Übertragung weniger Wandlerbausteine, der sukzessive Datentransfer hat jedoch eine erhöhte Verzögerung zur Folge. Im Zuge dessen wurden verschiedene Techniken zur Latenzminimierung auf der Auswerteelektronik und sekundären Steuereinheit umgesetzt, welche in diesem Abschnitt nachfolgend beschrieben werden. Eine grundlegende Eigenschaft dieses Regelungskonzepts war durch die Trennung der beiden Steuereinheiten gegeben, wodurch die Führungsgrößen der beiden Antriebsachsen (AR#1,8) für eine Positionierung in Hauptachse X nicht verbunden waren. Für eine hochsynchronen Bahnbewegung aller Antriebsachsen in X-Richtung war es jedoch erforderlich, dass beide Steuereinheiten über identische Bahnplanerdaten verfügen.

Wie bereits in Abschnitt 2.1 erwähnt, werden zur Positionierung im Sub-Nanometerbereich zeitliche Anforderungen an das numerische Steuerungssystem gestellt. Dies gilt speziell für die Implementierung eines dezentralen Steuerungskonzepts, bei welchem die Synchronität hinsichtlich der Datenübertragungen zwischen den Steuereinheiten und mit den Auswerteelektroniken sicherzustellen war. So wären Latenzen der Rückkopplungsdaten von $1\ \mu\text{s}$ bei einer Bewegungsgeschwindigkeit von $1\ \text{mm/s}$ mit einem Schleppfehler von $1\ \text{nm}$ verknüpft gewesen. Dieser Einfluss kann aufgrund der gleichförmigen Bewegungen im Messbetrieb der Maschine weitestgehend vernachlässigt werden, etwaige Schäden sollten im Falle einer Kollision jedoch durch rechtzeitige Detektion minimiert werden. Ein gleichverteiltes zeitliches Jittern von $\pm 1\ \mu\text{s}$ führt bei der gleichen Geschwindigkeit zu einer Variation der rückgekoppelten Positionsdaten von $\pm 1\ \text{nm}$. Eine zeitliche Variation ist gleichbedeutend mit einem erhöhten Messrauschen, was wiederum die Regelgüte sowie -stabilität bei dynamischen Bewegungen beeinträchtigt. Die Latenz von Bahnplanerdaten und deren Variation sollten daher in einem minimalen Maß gehalten werden.

Die Bereitstellung von Bahnplanerdaten der primären zur sekundären Steuereinheit und deren Weiterverarbeitung ist in Abbildung 3.7 in gelber Farbe dargestellt und erfolgte über eine parallele Schnittstelle. Wie bereits in Abschnitt 3.2.2 erwähnt, wurden die Bahnplanerdaten von der primären Steuereinheit in zyklischen Abständen von $222\ \mu\text{s}$ aktualisiert, über ein 50-poliges Flachbandkabel mit einer Datenrate von $54\ \text{kbit/s}$ bereitgestellt und von der sekundären Steuereinheit über deren VHDCI-Schnittstelle aufgenommen. Die primäre Steuereinheit wurde dahingehend angepasst (vgl. § 3.2.2), dass Bahnplanerdaten mit einer Auflösung von $1,27\ \mu\text{m}$ und Datenwortlänge von 24 bit bereitgestellt wurden, was einem Eindeutigkeitsbereich von $21,3\ \mu\text{m}$ entspricht. Neben den digitalen Bahnplanerdaten wurde auch der Regeltakt übertragen, wodurch die Übernahme der Busdaten durch die sekundäre Steuereinheit zeitlich ausgelöst werden konnte. Die Übertragungssicherheit des parallelen Busses war dabei weder durch dessen Kabel-

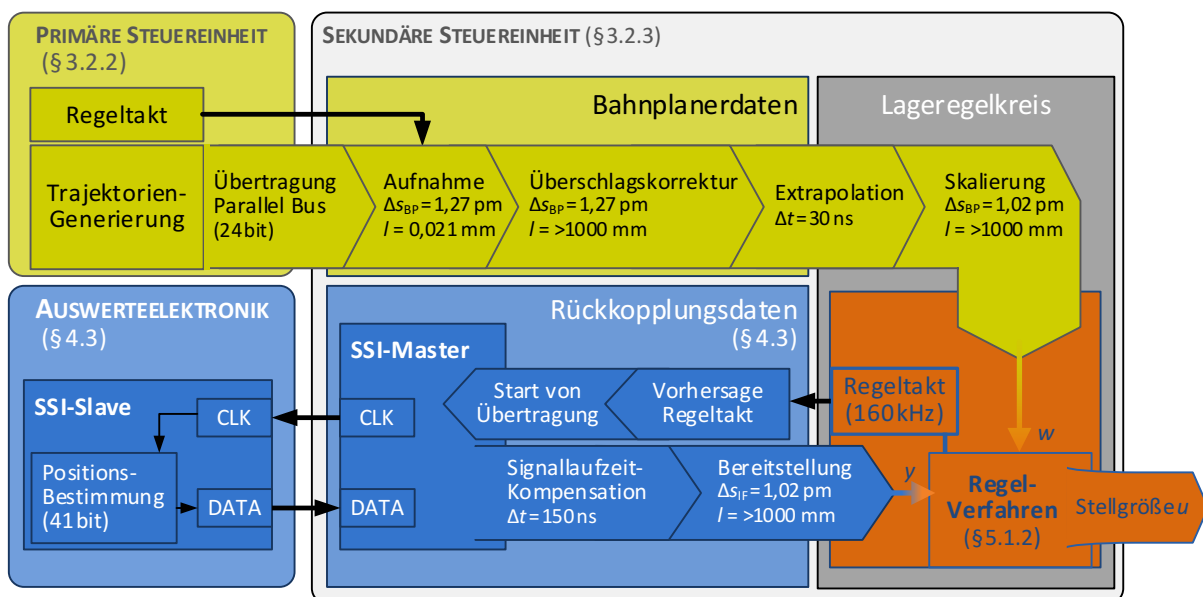


Abbildung 3.7: Schematische Darstellung zur Bereitstellung von Bahnplanerdaten der primären Steuereinheit und von Rückkopplungsdaten der Auswerteelektronik (vgl. § 4.3.1.f.) an die FPGA-gestützte Lageregelung der sekundären Steuereinheit.

länge von etwa 0,5 m noch durch eine Wiederholrate von 4,5 kHz begrenzt. Die sekundäre Steuereinheit konnte die Bahnplanerdaten mit einer zeitlichen Auflösung von 30 ns aufnehmen, was bei gleichförmigen Geschwindigkeiten von 1 mm/s zu Bahnfehlerabweichungen von $\pm 0,03$ nm führte. Da eine Synchronisation beider Steuereinheiten nicht möglich war, konnte dieser Fehler bislang nicht reduziert werden (vgl. § 7.2.5). Die Daten mit einem Eindeutigkeitsbereich von 21,3 μm wurden in zeitlichen Abständen von 222 μs aktualisiert, wodurch Bewegungen mit einer maximalen Geschwindigkeit von 48 mm/s abgebildet werden konnten. Der eingeschränkte Eindeutigkeitsbereich erforderte jedoch eine Detektion und Korrektur von Überschlägen durch die FPGA-basierte Steuereinheit, was eine Erweiterung der Bahnplanerdaten auf eine Wortlänge von 64 bit zur Folge hatte und Bahnbewegungen von weit mehr als ± 550 mm erlaubte. Anschließend wurden die Bahnplanerdaten einer Extrapolationsroutine zugeführt, wodurch Zwischenwerte über ein lineares Approximationsverfahren mit einer zeitlichen Auflösung von 30 ns generiert wurden und der zeitliche Versatz von einem Regeltakt ausgeglichen wurde. Da die Antriebe in der Hauptachse X (AR #1-4, 8) am NMK üblicherweise mit einer maximalen Beschleunigung von $a_{\text{BP}} = 10 \text{ mm/s}^2$ bewegt werden, führte die lineare Approximation zu einem Bahnplanungsfehler von maximal $\Delta_{\text{SBP, Approximation}} = 0,25 \text{ nm}$ ³⁷. Die konditionierten Bahnplanerdaten³⁸ (S_{BP}) wurden einer Skalierungsroutine zugeführt, wodurch eine Weiterverarbeitung mit den Rückkopplungsdaten³⁹ (S_{IF}) erfolgen konnte. Die Umsetzung dieser Routine geschah unter Annahme einer konstanten Ordnungsperiode⁴⁰ des X-Interferometers und konnte über einen Bewegungsbereich von 550 mm zu einer längenabhängigen Abweichung von 1 nm führen, wenn sich die Wellenlänge des Laserlichts im Vakuum um $\Delta f = 1,0 \text{ MHz}$ (beispielsweise durch Änderungen des Vakuumdrucks von 0,6 Pa, vgl. § 4.1.2.2) ändert. Nach der FPGA-gestützten Aufnahme, Überschlagskorrektur, Extrapolation und Skalierung waren somit Bahnplanerdaten verfügbar, die im weiteren Verlauf einem Regelkreis (vgl. § 5.1) zur Positionierung im Sub-Nanometerbereich zugeführt werden konnten.

Für die Bereitstellung der rückgekoppelten Daten wurde ein serielles Übertragungsverfahren verwendet, um die Positionswerte des X-Interferometers mit geringer Verzögerung an die neue Achsregelung zu übermitteln. Aufgrund von beschränkter Schnittstellen an der Auswertelektronik und der hohen Unterteilung der zu übertragenden Daten von etwa $\Delta_{\text{SIF}} = 1 \text{ pm}$ (vgl. § 4.3.2) wurde das nicht-proprietäre SSI-Protokoll verwendet, um Rückkopplungsdaten in Form von absoluten Positionswerten bereitzustellen. Das darauf beruhende Prinzip der Datenübertragung ist in Abbildung 3.7 blau dargestellt und erforderte lediglich zwei Signalkanäle, wobei angesichts der geringen Leitungslänge massebezogene Signale statt der üblichen differentiellen Signale verwendet wurden. Die Steuereinheit verkörperte den SSI-Master und startete die Datenübertragung durch eine fallende Flanke des Taktsignals, worauf die Auswertelektronik als SSI-Slave innerhalb von 183 ns einen Positionswert ermittelte. Die dafür erforderliche Berechnung des Positionswerts erfolgte über ein lineares Approximationsverfahren (vgl. § 4.3.2), wodurch auch Datenlaufzeiten auf der Auswertelektronik und Übertragungszeiten zu der Steuereinheit kompensiert wurden. Anschließend wurde über jede folgende, steigende Flanke des Taktsignals die Positionsinformation (41 bit) von der höchstwertigsten zur niedrigstwertigsten Stelle übertragen. Über die Bitbreite und Auflösung wurde ein Eindeutigkeitsbereich von $l_{\text{IF}} = \pm 1,12 \text{ m}$ abgebildet. Da eine solche serielle Übertragung aufgrund von Signallaufzeiten generell auf Taktfrequenzen von etwa 2 MHz beschränkt ist [63], wurden bei der sekundären Steuerung die Signallaufzeiten auf dessen FPGA-gestützter Signalverarbeitungseinheit nach einer manuellen Anpassung kompensiert. Trotz einer nicht-differentiellen Signalübertragung wurden dadurch erhöhte Taktraten (CLK) von 12,5 MHz umgesetzt, wobei speziell am NMK eine Signallaufzeit von 150 ns ausgeglichen wurde. Durch diese technischen Umsetzungen wurden Rückkopplungsdaten (DATA) über die implementierte Schnittstelle mit einer maximalen Wiederholrate von 285 kHz übertragen, was einer Übertragungszeit von 3,5 μs entspricht.

³⁷ Berechnungsgrundlage für $t = 222 \mu\text{s}$ und $a_{\text{BP}} = 10 \text{ mm/s}^2$; $\Delta_{\text{SBP, Approximation}} = a_{\text{BP}} \cdot t^2 / 2 = 0,25 \text{ nm}$.

³⁸ Das kleinste Weginkrement für die Bahnplanerdaten betrug $\Delta_{\text{SBP}} = 1,271566 \text{ pm}$.

³⁹ Das kleinste Weginkrement für die Rückkopplungsdaten betrug $\Delta_{\text{SIF}} = 1,015176842 \text{ pm}$ ($\lambda_{\text{IF}}/2/2^{18}$).

⁴⁰ Die Signalperiode des Vakuum-Interferometers betrug $\lambda_{\text{IF}}/2 = 266,1225 \text{ nm}$.

Um Latenzen bei der Bereitstellung rückgekoppelter Positionsdaten für die nachfolgende Lage- regelung zu minimieren, wurden die Rückkopplungsdaten bereits vor dem Regelzyklus des FPGA- gestützten Regelalgorithmus übertragen. Die Rückkopplungsdaten wurden über prädiktive Verfahren durch die Auswerteelektronik dahingehend angepasst, dass diese Daten bereits über möglichst geringe Verzögerungen und zeitliche Schwankungen verfügten (vgl. § 4.3.2). Die FPGA- gestützte Steuereinheit hatte nun die Aufgabe, die Verzögerung durch die Übertragungszeit zu kompensieren. Hierzu wurde eine Vorhersage des zukünftigen Regeltaktes umgesetzt, der in festen zeitlichen Abständen von $T_0 = 6,25 \mu\text{s}$ ausgeführt wurde und aufgrund der fehlenden zeitlichen Synchronisierung zwischen beiden Steuereinheiten mit maximal $\pm 15 \text{ ns}$ gleichverteilt schwankte. Auf Basis dieser Information und der benötigten Übermittlungszeit wurde die Über- tragung durch die Steuereinheit so ausgelöst, dass aktuelle Daten $T_{\text{Slip}} = 0,1 \mu\text{s}$ vor dem Regel- zyklus bereitstanden und einem Regelalgorithmus (vgl. § 5.1.2) mit geringer Latenz zugeführt werden konnten. Das zugrunde liegende Verfahren ist schematisch in Abbildung 3.8 dargestellt und erlaubte eine Minimierung der Latenzen von $5,65 \mu\text{s}$ ($T_1 + T_2$) auf $2,0 \mu\text{s}$ (T_2). Diese Minimierung um Faktor 2,8 ist gleichbedeutend mit einer Reduzierung des Schleppfehlers von $5,65 \text{ nm}$ auf $2,0 \text{ nm}$ bei einer Geschwindigkeit von 1 mm/s .

Durch die vorgestellten Entwicklungen konnten Bahnplanerdaten mit einer zeitlichen Auflösung von 30 ns und Rückkopplungsdaten mit Verzögerungen von 100 ns für einen Lageregel- kreis (vgl. § 5.1.2) mit hoher Unterteilung bereitgestellt werden. Über die FPGA-gestützte Steuer- einheit wurden diese Daten basierend auf parallelen und seriellen Schnittstellenverfahren übertragen, wodurch sowohl Soll-Position (Bahnplanerwert) als auch Ist-Position (Rückkopp- lungswert) mit hoher Übertragungssicherheit übermittelt wurden. Im Vergleich zu anderen Geräteklassen (DSP, PC) erlaubt der FPGA-gestützte Lageregler eine deterministischere Signal- verarbeitung [47], wodurch zeitliche Schwankungen infolge der Verarbeitung des Regel- algorithmus und Ausgabe der Stellgröße gering gehalten wurden und ein sich daraus ergebendes Positionsrauschen unterdrückt wurde.

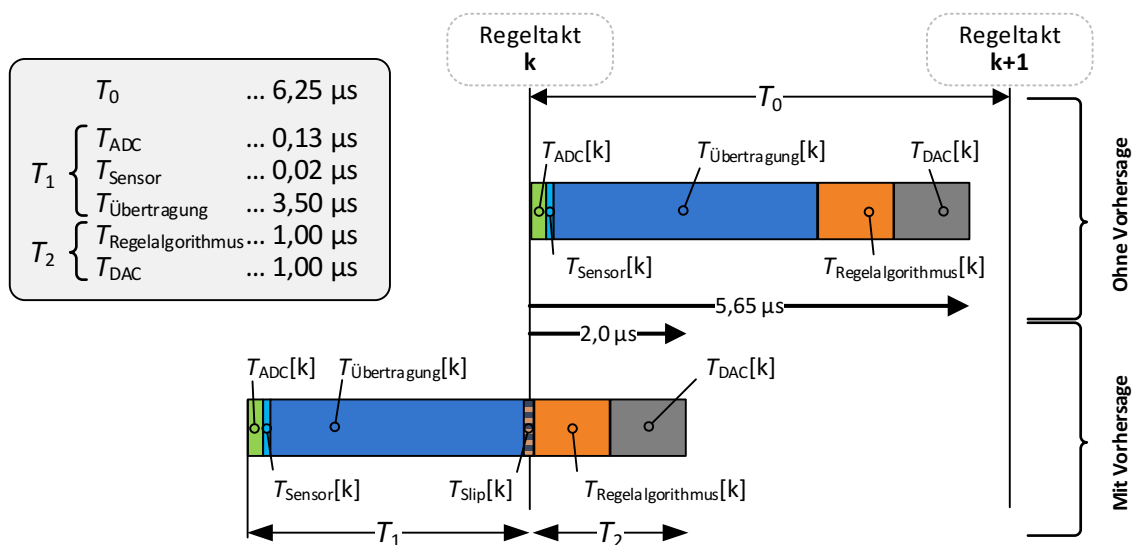


Abbildung 3.8: Schematische Darstellung des implementierten Übertragungsverfahrens zur Kompensation der Datenlaufzeiten durch die FPGA-gestützte Steuereinheit. Das Verfahren basiert auf einer prädiktiven Bestimmung (Vorhersage) des Regeltaktes des Lagereglers, wodurch Positionsdaten frühzeitig übertragen wurden.

3.3 Die Antriebs- und Ausgleichsachsen am Nanometerkomparator

Im Rahmen dieser Arbeit wurde die Steuerung am Nanometerkomparator dahingehend verändert, dass das bestehende Antriebssystem um eine zusätzliche Antriebsachse erweitert wurde. In diesem Abschnitt werden die bestehenden Antriebs- und Ausgleichsachsen beschrieben, bevor im darauffolgenden Abschnitt auf die Erweiterung des Antriebskonzepts eingegangen wird. Vor den Umbaumaßnahmen waren neben der direkten Vorschubachse (AR#1) bis zu sechs Ausgleichsachsen zur Lageregelung von Messobjekten notwendig, um eine aktive Kompensation von eingepprägten Kräften (AR#2-4) und Winkelabweichungen (AR#5-7) zu gewährleisten.

3.3.1 Linearmotoren für Schlittenantriebe

Mess- und Nachführschlitten (vgl. Abbildung 3.1) wurden beide in einer gemeinsamen Nut geführt und über aerostatische Lagerungen durch lineare Direktantriebe bewegt. Jeder Schlitten war hierzu mit einem Linearmotor über ein mechanisches Übertragungselement verbunden, das aus einer Antriebsstange aus Carbonfaser-Kunststoff (CFK) und zwei Dünnstellen⁴¹ bestand. Auf eine starre Verbindung wurde bewusst verzichtet, damit auftretende Führungsabweichungen zwischen den Lagerungen von Schlitten und Antrieben kompensiert werden konnten. Zudem ermöglichte dieser Ansatz aufgrund der geringen Steifigkeit des mechanischen Übertragungselements eine Änderung in den Winkellagen des Positioniertischs und gewährleistete eine räumliche Trennung zwischen dem zu charakterisierenden Messobjekt und des sich erwärmenden Antriebs.

Die eingesetzten Linearmotoren⁴² waren beide baugleich, wurden über zweiphasige Signale angesteuert und konnten durch den Einsatz von Luftlagerungen nahezu reibungsfrei in ihren Führungen aus Stahl⁴³ bewegt werden. Im Gegensatz zu den Maschinenschlitten wurden die aerostatischen Lagerungssysteme über die Anziehungskräfte der beiden Linearantriebe zwischen deren eisenbehafteten Motorspulen und Permanentmagneten mit einer Kraft von 660 N vorgespannt, was eine geringere Dämpfung und somit eine Erhöhung der Lagersteifigkeit zur Folge hatte. Die Position der beiden Schlitten wurde jeweils rückgeführt auf ein inkrementelles Wegmesssystem⁴⁴ und erlaubte somit eine getrennte Achsregelung über die DSP-basierte Steuereinheit, was anhand der Abbildung 3.9 dargestellt wird.

Das Wegmesssystem bestand aus einem Abtastkopf⁴⁵ und einem linearen Maßstab⁴⁶. Während der Abtastkopf mit dem jeweiligen Linearmotor in einem Aluminium-Gehäuse integriert war, waren die Gittermaßstäbe seitlich neben den Magneten mittels Spannpratzen fixiert. Die homodynischen Signale des Messsystems wiesen eine Signalperiode von 2 µm auf und ermöglichten unter Nutzung geeigneter Anpass- und Interpolationselektroniken⁴⁷ die Rückkopplung von Positionssignalen. Diese Signale wurden der DSP-gestützten Steuereinheit über ein inkrementelles Übertragungsverfahren basierend auf Quadratursignalen mit einer Auflösung von 1 nm und 5 nm bereitgestellt. Die Positionsdaten mit einem Weginkrement von 1 nm wurden für die Lageregelung verwendet, während die Kommutierung der Linearmotoren von den Quadratursignalen geringerer Auflösung abgeleitet wurde. Hierzu wurde durch die Motorsteuerung für jede Phase des Linearmotors ein sinusförmiges Kommutierungssignal generiert, welches in 6,4 Millionen Schritten unterteilt wurde. Da die Permanentmagneten gleicher Polarität einen periodischen Abstand von 32 mm aufwiesen, konnte der Linearmotor mit einer minimalen Schrittweite von 5 nm positioniert werden. Zur Erfassung von Positionssignalen mit einer Unterteilung von 1 nm wurden spezielle Interpolationselektroniken verwendet, mit welchen unter Anwendung eines Korrekturverfahrens periodische Nichtlinearitäten des inkrementellen Maßstabssystems kompensiert werden konnten. Die Geschwindigkeit beider

⁴¹ Dünnstellen in rotationssymmetrischer Bauweise mit Verjüngung auf minimal 1,1 mm, Material: Stahl.

⁴² Linearmotor der Firma ETEL S.A., Modell: LMB 06-030-2QA.

⁴³ Material: nichtrostender, ferritischer Chrom-Stahl (1.4104), Längenausdehnung $\alpha_{1.4104}$: $10 \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-1}$.

⁴⁴ Inkrementelles Längenmesssystem von HEIDENHAIN, Modell: LIP 418 – offenes Längenmessgerät.

⁴⁵ Abtastkopf von HEIDENHAIN, Modell: LIP 48 (Abstand zu Maßstab: ca. 0,6 mm).

⁴⁶ Linearer Glasmaßstab von HEIDENHAIN, Modell: LIP 401A (l_{LIP401} : >800 mm, α_{LIP401} : $8 \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-1}$).

⁴⁷ Interpolationselektronik von HEIDENHAIN, Modell: IBV 660 B mit 400- sowie 2048-facher Unterteilung.

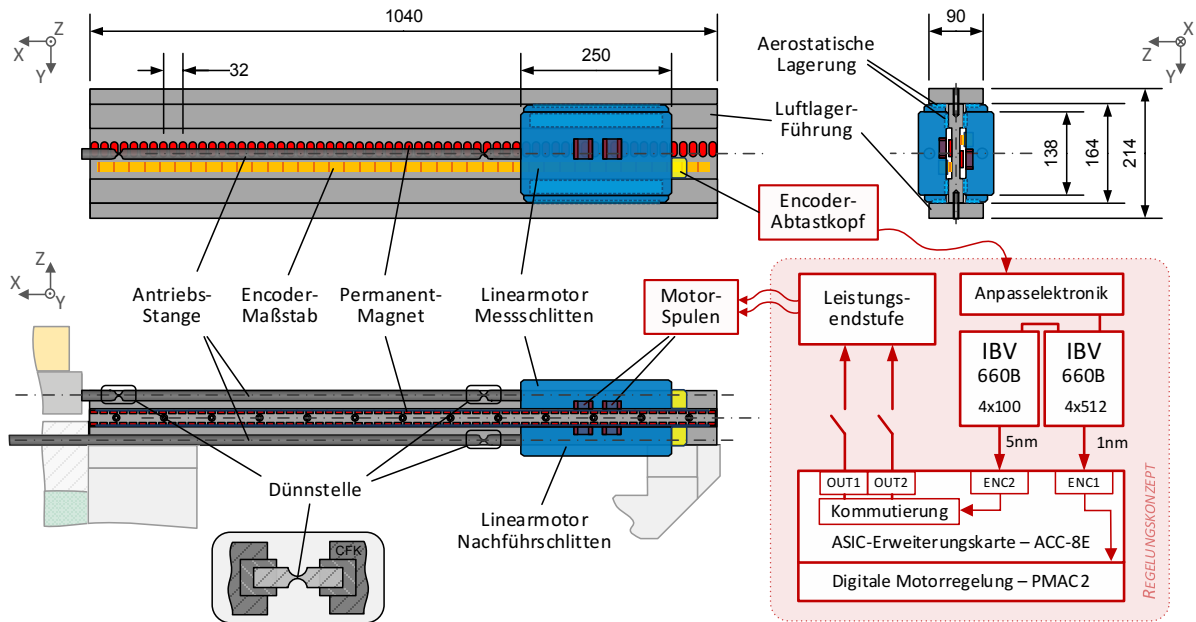


Abbildung 3.9: Strukturelle Darstellung der linearen Antriebe für Positioniertisch und Nachführschlitten. Deren identisches Regelungskonzept wird beispielhaft anhand der Achsregelung AR #1 für den Positioniertisch beschrieben.

Linearantriebe wurde durch den Einsatz dieser Elektroniken auf 8 mm/s beschränkt, da die Flanken der Quadraturssignale nur mit einem Takt von maximal 2 MHz⁴⁸ zuverlässig erzeugt werden konnten.

In Abhängigkeit von diesen Rückkopplungssignalen und der daraus resultierenden Regelabweichung generierte die DSP-basierte Achsregelung (vgl. §3.2.2) für jeden Linearmotor mit einer Taktrate von 4,5 kHz ein zweiphasiges Stellsignal. Dieses Stellsignal wurde auf der Erweiterungskarte in analoge Kommutierungssignale umgewandelt und über eine standardisierte 10-V-Drehzahlschnittstelle (vgl. [62], S.125) an eine Leistungsstufen⁴⁹ ausgegeben. Diese wandelte die Spannungen in Stromsignale um, wodurch jeder Linearmotor mit Signalen von bis zu $\pm 3\text{ A}$ bestromt werden konnte. Die Linearmotoren waren mit einer Kraftkonstante von $30,2\text{ N/A}$ spezifiziert und konnten daher eine Spitzenkraft von bis zu 90 N erzeugen. In den Beschleunigungsphasen wirkte während der Messungen durch den Linearmotor LM1 eine maximale Kraft von 1,27 N (vgl. Anhang A.4) auf den 127 kg schweren Positioniertisch ein. Dies erforderte eine Bestromung der beiden Spulen von maximal 4 mA, was unter Berücksichtigung des Widerstandes der Spulen von $2,5\ \Omega$ einer elektrischen Leistung von etwa 10 mW entsprach. Der Wärmeeintrag durch den Linearmotor LM1 kann gegenüber dem baugleichen Linearmotor LM2 als vernachlässigbar angesehen werden, da letzterer bei Vorschubbewegungen mit 1 mm/s maximale Kräfte von bis zu etwa 10 N erzeugte und folglich bis zu 280 mW an elektrischer Leistung umsetzte.

Die Anziehungskraft zwischen den Permanentmagneten und Motorspulen ermöglichte speziell bei der Montage des Linearmotors LM2 eine Einbauweise entgegen der Gravitationskraft. Die Vorschubkraft, speziell von eisenbehafteten Antrieben, ist nicht ausschließlich vom Strom abhängig, sondern infolge eines inhomogenen Magnetfelds über alle Permanentmagneten und des Einflusses von Reluktanz- bzw. Rastkräften auch ortsabhängig. Diese sogenannte Kraftwelligkeit skaliert mit zunehmender Geschwindigkeit und kann durch technische Anpassungen [64] reduziert werden. So hat eine Zunahme von Antriebsspulen eine Reduktion von Rastkräften zur Folge, wobei zur Umsetzung eines Linearmotors generell der Einsatz von mindestens zwei Spulen erforderlich ist. Zudem kann der Einfluss von Rastkräften durch eine gewinkelte Anordnung der Permanentmagneten oder Spulenwicklungen minimiert werden (vgl. [62], S.31). Da die

⁴⁸ Da die 1-nm-Weginkremente über sowohl steigende als auch fallende Flanken beider Quadraturssignale (4x-Auswertung, vgl. [63], S.135f.) dekodiert wurden, entsprach die maximale Signalfrequenz von 2 MHz einer Geschwindigkeit von 8 mm/s.

⁴⁹ Basisbaustein von TEXAS INSTRUMENTS (Modell: LM12CL) in „Current Drive“-Besaltung (vgl. [211], S. 11).

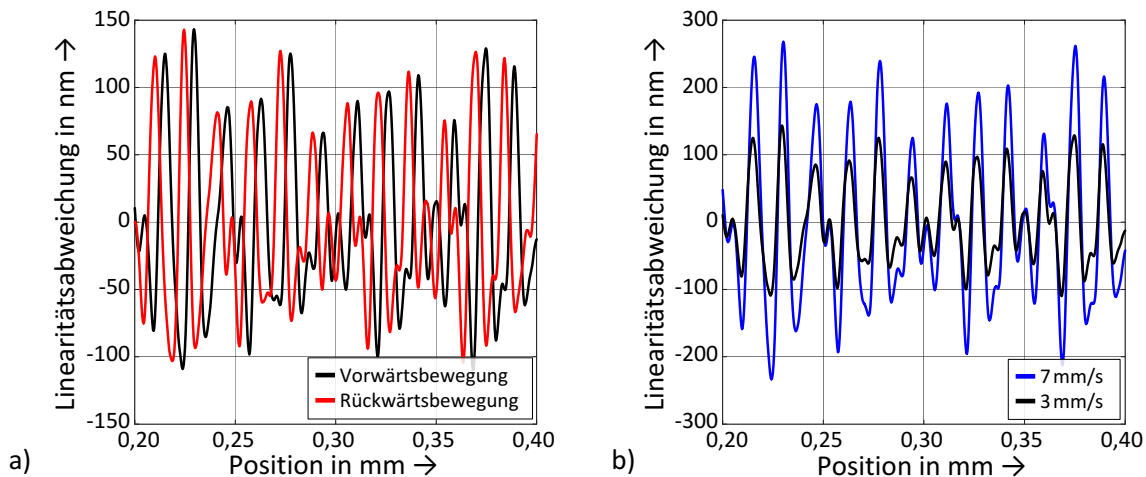


Abbildung 3.10: Messergebnisse zur Bestimmung der Kraftwelligkeit des Linearmotors LM1 bei (a) einer Geschwindigkeit von 3 mm/s und wechselnden Bewegungsrichtungen und (b) bei Geschwindigkeiten von 3 mm/s und 7 mm/s in positiver Bewegung bezogen auf die Hauptachse X. Zur Dämpfung des Messrauschens wurden die Daten über eine Mittelungszeit von 50 ms geglättet.

eingesetzten Linearmotoren am NMK über lediglich zwei Motorspulen verfügten und keine gewinkelte Anordnung der Permanentmagneten gewählt wurde, waren die Linearantriebe bei Vorschubbewegungen diesen störenden Rastkräften ausgesetzt. Um den Einfluss der Rastkräfte zu bestimmen, wurden die Positionsabweichungen bei konstanter Bewegungsgeschwindigkeit untersucht. Die Ergebnisse sind in Abbildung 3.10 dargestellt, wobei die Daten über eine gleitende Mittelwertbildung (Integrationszeit: 0,05 s) nachträglich geglättet wurden. Im ersten Schritt wurden Messungen bei einer Bewegungsgeschwindigkeit des Linearmotors LM1 von 3 mm/s in jeweils wechselnder Richtung durchgeführt (vgl. Abbildung 3.10.a). Es konnten Linearitätsabweichungen von etwa ± 120 nm nachgewiesen werden, welche in Abhängigkeit von der Bewegungsrichtung versetzt waren und harmonische Vielfache [65] des Abstandes zwischen den Permanentmagneten von 32 mm aufwiesen (vgl. Abbildung 5.13). Eine Beeinträchtigung der Bahnfolgegenauigkeit des ursprünglichen Antriebssystems konnte somit nachgewiesen werden, was gleichbedeutend mit einem ortsabhängigen Positionierungsfehler bei gleichförmiger Bewegung war und die Laufruhe störte. Im zweiten Schritt wurde die Messung bei einer Geschwindigkeit von 7 mm/s erneut durchgeführt. Durch die in die Abbildung 3.10.b) dargestellten Ergebnisse konnte nachgewiesen werden, dass die Kraftwelligkeit sich im Vergleich zu den vorangegangenen Messungen um den Faktor 2 erhöhte und dieser nachteilige Effekt somit annähernd linear mit der Bewegungsgeschwindigkeit skalierte.

Eine indirekte Positionierung des Messobjekts, abgeleitet von den etwa 1,3 m entfernten Inkrementalgebern der Linearmotoren, war abhängig von langzeitigen Änderungen der Umweltbedingungen. Diese Schwankungen wirkten auf die thermo-mechanisch aktiven Baugruppen und die Längenmaßverkörperung des Wegmesssystems ein. Die aus Aluminium ($\alpha_{Al} = 23,1 \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-1}$) gefertigten Übertragungsglieder⁵⁰ unterlagen einer gemeinsamen Längenausdehnung von 305 nm unter Annahme einer Temperaturänderung von 10 mK. Die Längenmaßverkörperung war bei selbiger Annahme (Ausdehnungskoeffizient $\alpha_{LIP401} = 8 \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-1}$) ebenfalls Gegenstand einer Längenänderung von 40 nm, falls man eine Messstrecke von 500 mm zugrunde legt. Da die Maßverkörperung zudem Linearitätsabweichungen von etwa 1 μm über 0,3 m aufwies [66], waren Einschränkungen auch durch die Linearitätseigenschaften des Wegmesssystems gegeben (vgl. Abbildung 5.13).

⁵⁰ Bei dieser Approximation wurden der Positioniertisch ($l_{PT} = 1070$ mm) und die Halterung des Linearmotors LM1 ($l_{LM1} = 250$ mm) als thermo-mechanisch aktive Übertragungsglieder in Betracht gezogen, während die Antriebsstange aus CFK ($\alpha_{CFK} = -0,1 \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-1}$) und die darin integrierten Dünnstellen vernachlässigt wurden.

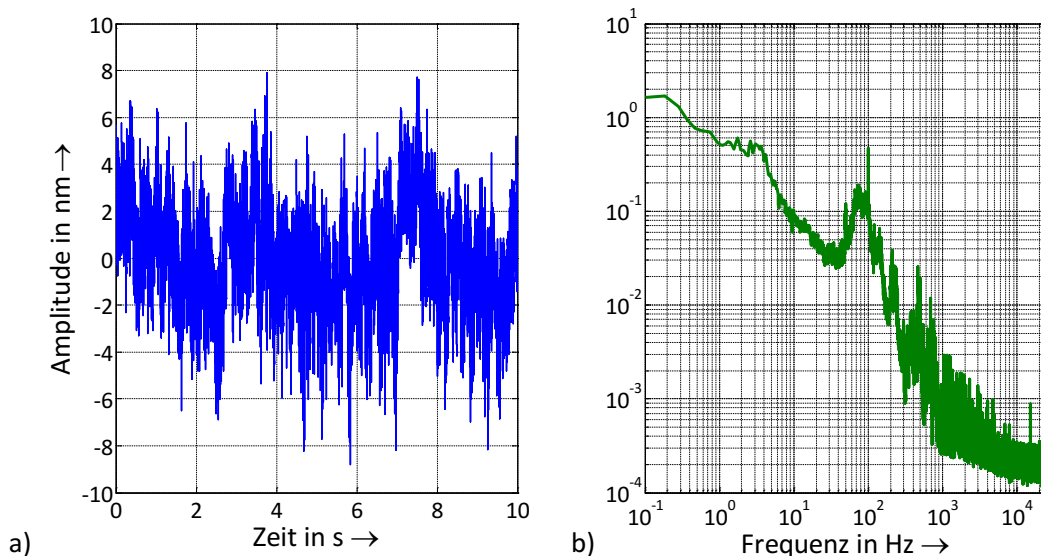


Abbildung 3.11: Messergebnis zur Bestimmung der Positionsstabilität des Positioniertischs in Verbindung mit dem Antriebssystem, bestehend aus Linearmotor LM1 und mechanischen Übertragungselement, im (a) Zeit- und (b) Frequenzbereich. Hierbei wurden maximale Abweichungen von 16,7 nm bestimmt und eine Beeinflussung durch niederfrequente Störungen im spektralen Bereich von weniger als 10 Hz als wesentliche Einflussgrößen auf die Positionsstabilität nachgewiesen.

Die Stabilität bei der Positionierung mit dem alten Antriebssystem wurde anhand von Messungen im stationären Zustand untersucht, wobei die Lage des Positioniertischs in der Hauptachse X direkt durch das Vakuum-Interferometer (vgl. §4.1.2) in Verbindung mit dem selbstentwickelten Auswertesystem (vgl. §4.3.1) bestimmt wurde. Dabei wurden über einen Zeitraum von 10 s maximale Abweichungen von $\pm 8,9$ nm nachgewiesen, was anhand der Ergebnisse in Abbildung 3.11.a dargestellt wird. Die Darstellung des dazugehörigen Amplitudenspektrums (vgl. Abbildung 3.11.b) zeigt zudem, dass das Messergebnis maßgeblich durch niederfrequente Störungen beeinflusst wurde. Das Wegmesssystem und der Wärme dissipierende Linearmotor waren direkt miteinander verbunden. Dadurch konnte insbesondere bei langzeitigen Untersuchungen am NMK eine Beeinträchtigung der Positionsstabilität, hervorgerufen durch ein thermo-mechanisches Driftverhalten des Wegmesssystems, nicht vernachlässigt werden.

3.3.2 Balgausgleich

Neben dem Linearantrieb unterlag der Nachführschlitten auch einer nicht zu vernachlässigenden Krafteinwirkung durch den Membranbalg. Dieser Balg verkörperte ein mechanisches Federelement⁵¹ (vgl. [67], S. 317ff.) und bewirkte somit eine längenabhängige Kraft. Diese Kraft schwankte abhängig von der Position des Nachführschlittens im Bereich von -104 bis 104 N. Innerhalb des Membranbalgs herrschte zudem ein Feinvakuum mit einem Druck von etwa 0,8 Pa. Auf den evakuierten Membranbalg wirkte über eine effektive Fläche von 4840 mm² der Atmosphärendruck ein. Diese Kompressionskraft entsprach bei einem Druckunterschied von 101324 Pa einem Betrag von 490 N. Der Kraftanteil unterlag Schwankungen in Abhängigkeit von der Differenz aus Atmosphärendruck und Vakuumdruck. Der Nachführschlitten war durch den Membranbalg daher Kräften von bis zu etwa 600 N ausgesetzt. Die Lage des Nachführschlittens konnte nicht durch den ausschließlichen Einsatz des Linearantriebs LM2 gestellt werden, da dessen Maximalkraft⁵² lediglich 90 N betrug.

⁵¹ Das mechanische Federelement bestand aus 175 Membranpaaren, welche durch Laserschweißen miteinander verbunden wurden und einen längenvariablen Membranbalg bildeten.

⁵² Der Einsatz eines leistungsstärkeren Motors wurde nicht in Betracht gezogen, da dies mit einer erhöhten Wärmeentwicklung der Antriebseinheit verbunden gewesen wäre. Ein dadurch resultierender Wärmebeitrag wurde durch den Einsatz des Balgausgleichs bewusst vermieden (vgl. RB 1 in 1.1), was stabilere Umgebungsbedingungen und somit auch eine geringere Rückwirkung auf das Messobjekt sowie den gesamten Messkreis (vgl. Fußnote #7, S. 4) zur Folge hatte.

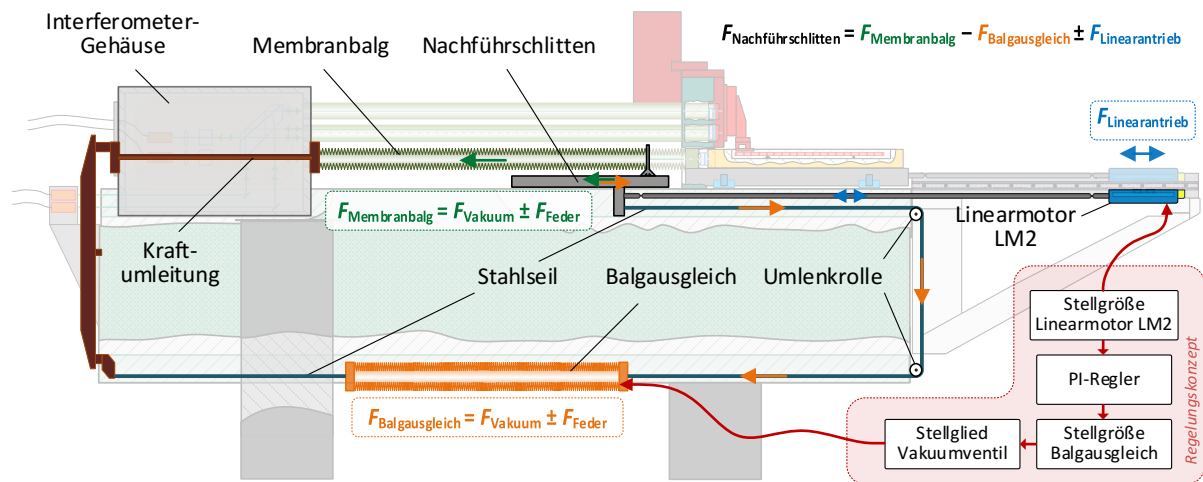


Abbildung 3.12: Schematische Darstellung des Regelungsverfahrens zur Kompensation der Vakuumkraft des Membranbalgs durch Nutzung eines Ausgleichbalgs und weiterer kraftleitender Baugruppen. Die Kraft des Membranbalgs wirkt nicht direkt auf das Interferometergehäuse ein, sondern wird über zwei Stangen um das Gehäuse geleitet, wodurch eine Rückwirkung infolge mechanischer Deformationen auf das darin liegende Interferometersystem unterdrückt wird.

Daher wurden die Kräfte des Membranbalgs auf den Nachführschlitten über eine Ausgleichsachse kompensiert. Hierzu wurde ein vergleichbares Membransystem eingesetzt, der sogenannte Ausgleichsbalg. Dieser Balg⁵³ erzeugte im eingebauten Zustand eine Federkraft im Bereich von 3 N bis -119 N unter Berücksichtigung einer Federkonstante von 220 N/m und einem Bewegungsbereich von 580 mm. Der Differenzdruck innerhalb des Ausgleichbalgs wurde im Gegensatz zum Membranbalg durch den Einsatz eines Vakuumregelventils⁵⁴ im Bereich von 1,3 kPa bis 80 kPa geändert. Zudem verfügte der Balg über eine effektive Fläche von 8840 mm² und war in der Lage, eine Gegenkraft von 11,5 N bis 707 N zu generieren. Die Kraft des Ausgleichbalgs wurde hierbei über Umlenkrollen und Stahlseile auf den Nachführschlitten übertragen, wie in Abbildung 3.12 dargestellt ist.

Um den Nachführschlitten in einer bestimmten Lage zu positionieren, musste ein Kräftegleichgewicht zwischen Linearmotor LM2, Membranbalg und Ausgleichsbalg eingestellt werden. Die Kraft des Linearantriebs war dabei proportional zu dem Stromsignal, welches durch die Zusammenwirkung von Motorsteuerung und Leistungsendstufe generiert wurde. Die Steuerung des Ausgleichbalgs wurde dahingehend ausgelegt, dass der Linearantrieb eine möglichst geringe Leistung beizutragen hatte. Die Motorsteuerung nutzte hierfür das interne, vorzeichenbehaftete Stellsignal für den Linearmotor LM2 als Eingangssignal zur Umsetzung einer weiteren Achsregelung. Unter Zuhilfenahme eines PLC-Programms auf der PMAC2 wurde ein einfacher PI-Regler genutzt, um das Vakuumregelventil auszusteuern und folglich den Differenzdruck beziehungsweise die Kraft des Ausgleichbalgs beständig anzupassen. Der Regler war standardmäßig mit einer Regelrate von etwa 50 Hz sowie einer Integrationszeitkonstante von 1 s parametrisiert. Anhand der Abbildung 3.13 soll verdeutlicht werden, inwiefern die Gegenkraft des Ausgleichbalgs (schwarzer Kurvenverlauf) für ein Kräftegleichgewicht anzupassen war. Prinzipiell konnte die Position beider Schlitten im unregelmäßigen Betrieb durch die Kraft des Ausgleichbalgs angesteuert werden, was während der Initialisierung der Maschine auch genutzt wurde (vgl. § 3.5). Eine Stellgrößenbeschränkung war jedoch notwendig, um zu verhindern, dass die Schlitten durch den Ausgleichsbalg in mechanische Endanschläge bewegt werden konnten. Daher wurde die Regelung dahingehend ausgelegt, dass der Vakuumregler stets in einem Spannungsbereich von 2,4 V bis 9 V betrieben wurde und somit eine Kraftkompensation über einen Bewegungsbereich von 580 mm erlaubte. Dadurch variierte der Differenzdruck zwischen 20,5 kPa und 72,2 kPa und dementsprechend die Vakuumkraft des Ausgleichbalgs in einem Bereich von 181 N bis 638 N.

⁵³ Der Balggleich bildete ebenfalls ein mechanisches Federelement, welches aus 250 verschweißten Membranpaaren bestand.

⁵⁴ Elektronischer Vakuum-Regler von SMC Pneumatics, Modell: ITV2091-31F2L5.

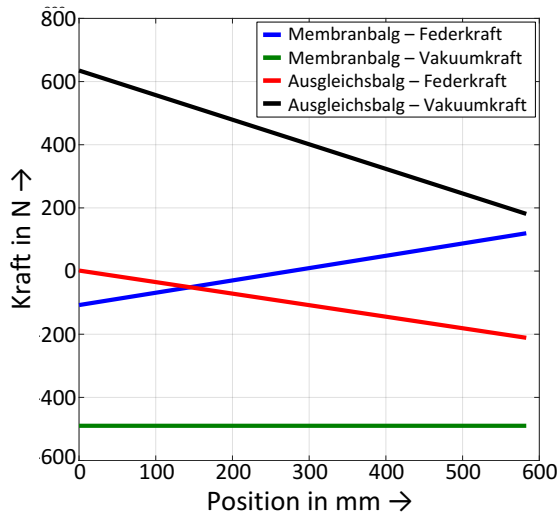


Abbildung 3.13: Darstellung der auf den Nachführschlitten einwirkenden Balgkräfte in Abhängigkeit von der Position in X-Richtung. Eine Kraftaufnahme infolge der Nachgiebigkeit des Stahlseils und der Umlenkrollen wurde vernachlässigt.

Das eingesetzte Stellglied verfügte über ein Auflösungsvermögen von etwa 11 bit, während infolge einer Leckrate keine konstanten Druckverhältnisse im Ausgleichsbalg garantiert werden konnten. Dies führte insbesondere im stationären Zustand zu einem Zweipunkt-Regelverhalten, was zu einer zeitlich veränderlichen Kraftwirkung des Ausgleichsbalgs auf den Nachführschlitten führte. Diese Kraft wirkte über das etwa 2 m lange mechanische Übertragungselement auf den Linearmotor LM2 zurück und führte zu einer Verformung des Antriebsstrangs, was in Abschnitt 5.2 näher untersucht wird. Da die Lageregelung des Nachführschlittens durch das Wegmesssystem des Linearmotors LM2 über eine indirekte Lagebestimmung zurückgeführt wurde, war eine Positionierung des Nachführschlittens somit stets abhängig von den vorherrschenden Kraftverhältnissen und den damit einhergehenden Deformationen im Antriebsstrang.

3.3.3 Kabelschlepp

Die beiden Schlitten wurden mit einer Vielzahl an Leitungen versorgt, u. a. Schläuche für die Bereitstellung der Druckluft für die aerostatischen Lagerungen und Signalleitungen zum Auslesen kapazitiver Wegsensoren und zur Ansteuerung der piezoelektrischen Aktuatoren (vgl. § 3.3.4). Um eine Krafteinwirkung der Leitungen auf beide Schlitten zu minimieren, wurden die Leitungen durch den sogenannten Kabelschlepp nachgeführt. Dieser bestand aus einem Schlitten mit einer linearen Rollenführung und wurde über einen Zahnriemen und zwei Umlenkrollen durch einen Drehmotor⁵⁵ bewegt. Das maximale Drehmoment des Motors von 1,49 Nm konnte unter Berücksichtigung des verwendeten Zahnrades mit einem Radius von $r_{ZR} = 7,325$ mm eine Spitzenkraft von 200 N generieren. Die Leitungen wurden dem Kabelschlepp über eine Energieführungskette bereitgestellt, um wechselnde Kraftverhältnisse durch die Kabelzuleitung auf den Motor zu minimieren.

Die Regelung des bürstenlosen Motors wurde mit Hilfe der DSP-basierten Motorsteuerung und einer dezidierten Motorsteuereinheit⁵⁶ umgesetzt. Hierbei wurde die Lage über einen Drehgeber⁵⁷ indirekt bestimmt, der unter Zuhilfenahme von Anpass- und Interpolationselektroniken⁵⁸ eine Positionsauflösung bis in den Sub-Mikrometerbereich ermöglichte. Die primäre Steuereinheit erhielt das Positionssignal mit einer Auflösung von 92 nm, während an der Motorsteuereinheit die Position mit einer Auflösung von 9,2 μ m weitergegeben wurde. Anschließend wurde die Motorsteuereinheit über ein zweiphasiges Kommutierungssignal angesteuert. Diese transformierte die spannungsbasierten Eingangssignale in drei strombasierte Ausgangssignale, welche zur Kommutierung des dreiphasigen Drehmotors genutzt wurden. Ein Einfluss des Kabelschlepps auf die Lageregelung wurde nicht beobachtet und wird im weiteren Verlauf der Arbeit vernachlässigt.

⁵⁵ Drehmotor von INLAND MOTORS, Modell: RBE01800A00.

⁵⁶ Motorregler von MACCON, Modell: TWR12-ENC-14.

⁵⁷ Drehgeber von HEIDENHAIN, Modell: RON 455B.

⁵⁸ Interpolationselektronik von HEIDENHAIN, Modell: EXE 612.

3.3.4 Piezoaktuatoren

3.3.4.1 Mechanische Anordnung am Positioniertisch

Bei Messungen am Nanometerkomparator konnte der Positioniertisch durch seine integrierten Luftlagerungen nahezu reibungslos bewegt werden. Hierzu verfügte der Schlitten über jeweils vier Luftlagerungen in Z- und Y-Richtung, wie in Abbildung 3.14 verdeutlicht wird. Die Z-Lager stützten sich gegen die Oberfläche des Granitsteins ab, während die Y-Lager sich gegen die Seitenwände der Führungsnut innerhalb des Granitsteins abstützten. Aufgrund nicht-idealer Führungseigenschaften⁵⁹ unterlag der Positioniertisch Bewegungsabweichungen in der Z- und Y-Lage, was zu Änderungen seiner Nickwinkel- sowie Gierwinkellage führte. Anhand von Messungen mit einem Autokollimatonsfernrohr (AKF) konnte nachgewiesen werden, dass diese Führungseigenschaften⁶⁰ im unregelmäßigen Betrieb zu einer Variation des Gierwinkels von $3,2\mu\text{rad}/\text{m}$ und des Nickwinkels von $7,9\mu\text{rad}/\text{m}$ führten (vgl. [68], linkes Diagramm von Abbildung 2). In Abhängigkeit vom jeweiligen Abstand zur ABBE-Linie führen diese Winkelvariationen zu Messabweichungen bei Längenmessungen, den sogenannten ABBE-Abweichungen erster Ordnung [69]. Um den Einfluss dieser Abweichungen zu reduzieren, werden Winkeländerungen am Positioniertisch daher durch den Einsatz piezoelektrischer Aktuatoren aktiv ausgeglichen. Dazu sind die im Schlitten integrierten Aktuatoren über Festkörpergelenke mit den Luftlagerungen verbunden. Jeder Aktuator wird über eine eigenständige Verstärkereinheit⁶¹ angesteuert, wobei Spannungen über einen Bereich von 1 kV erzeugt werden. Es wurden jeweils vier Piezoelemente für die Regelung des Gierwinkels und des Nickwinkels genutzt, wobei die Piezoelemente sich

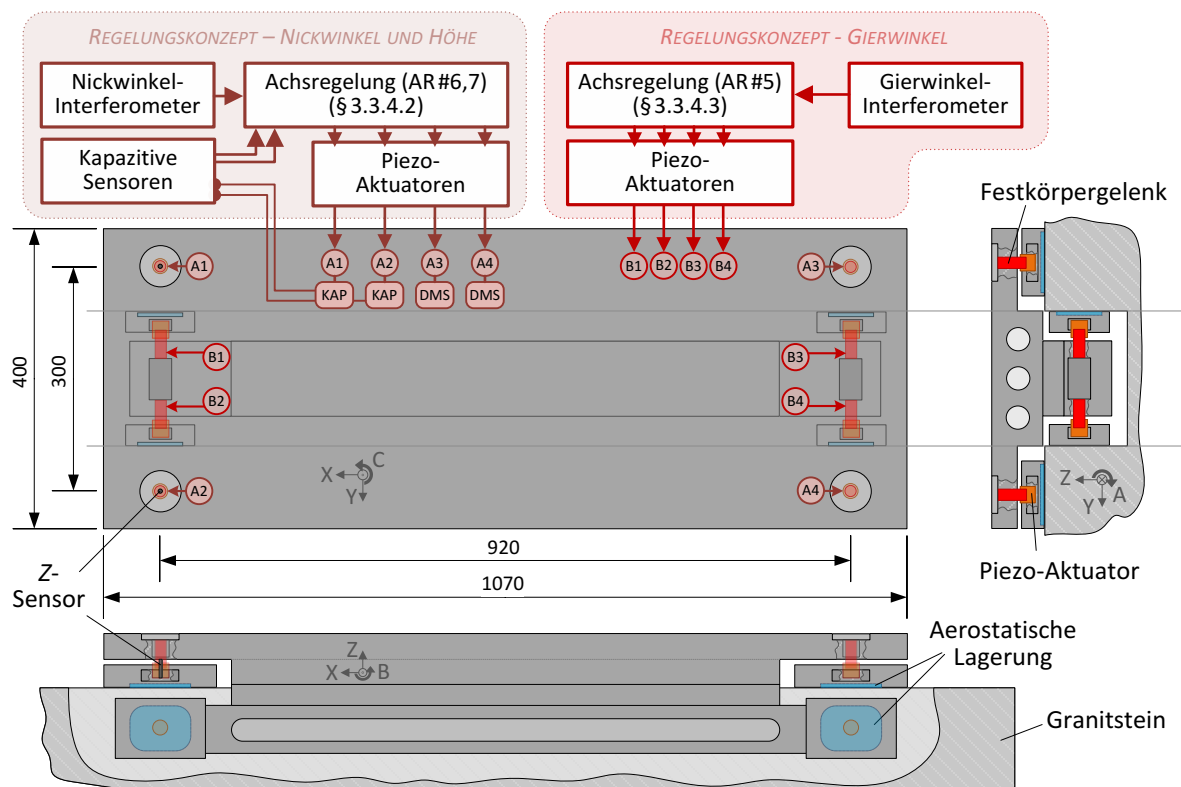


Abbildung 3.14: Schematische Darstellung des Positioniertischs und der integrierten piezoelektrischen Aktuatoren zur Regelung der Nickwinkel-, Gierwinkel- und Höhenlage. (KAP – kapazitive Sensoren, DMS – Dehnungsmessstreifen [nicht im Einsatz]).

⁵⁹ Ursache kann die Topographie des Granitsteins, elastische Durchbiegungen infolge einer Gewichtsverlagerung bei Bewegungen (vgl. [59], § A.4) und elastische Verformungen durch veränderte Kraftverhältnisse sein.

⁶⁰ Auf Grundlage von KÖNIG (vgl. [68], linkes Diagramm von Abbildung 2) wurde jeweils eine lineare Ausgleichsgerade approximiert.

⁶¹ Hochspannungs-Verstärker für Piezo-Aktuatoren von der Firma PHYSIK INSTRUMENTE, Modell: E-507.00.

hinsichtlich ihres Auslenkungsbereiches unterschieden. Lediglich zwei Z-Aktuatoren⁶² (A1,A2) verfügten hierzu über kapazitive Sensoren, welche gemeinsam mit den zwei passiven Z-Aktuatoren (A3,A4) zur Höhen- und Nickwinkelregelung des Positioniertisches genutzt wurden. Eine nähere Beschreibung der Regelkreise zur Ansteuerung der Y- und Z-Piezoelemente erfolgt in den folgenden Abschnitten.

3.3.4.2 Höhen- und Nickwinkelregelung

Die Regelung der Höhe und des Nickwinkels wurde vor den Umbaumaßnahmen am NMK durch ein eigenes Steuerungssystem betrieben, welches durch VME-Wandlerkarten und einen Regler auf Basis eines Echtzeitbetriebssystems verkörpert wurde (vgl. Abbildung 3.15.a). Die Rückkopplungssignale der kapazitiven Sensoren wurden durch ein zusätzliches Modul⁶³ aufbereitet und einer Wandlerkarte⁶⁴ als Spannungssignal im Bereich von 0V bis 10V zur Verfügung gestellt. Der Auslenkungsbereich der Piezoelemente A1, A2 betrug 10 µm, während die Piezoelemente A3, A4 über einen Auslenkungsbereich von 20 µm verfügten. Dadurch waren maximale Höhenvariationen von 10 µm und eine Nickwinkelvariation von etwa ±14 µrad⁶⁵ möglich. Die gezielte Änderung der Nickwinkellage wurde genutzt, um die Abweichung des zu prüfenden Messsystems zur ABBE-Linie in Z-Richtung zu bestimmen (vgl. §4.2.2. und Abbildung 6.1.b) und unter Umständen durch eine nachträgliche Justage-Änderung zu minimieren [68].

Vor dem Umbau wurden die Signale des Nickwinkelinterferometers (vgl. §4.1.3) über eine kommerzielle Messkarte⁶⁶ ausgewertet. Die Auswerteelektroniken zur Bestimmung der Höhe und des Nickwinkels waren in einem gemeinsamen VME-Chassis eingebaut und konnten über den VME-Bus mittels einer Kopplerkarte⁶⁷ ausgelesen werden. Diese Daten wurden über das PC-basierte Steuerungssystem eingelesen, über welches die Höhen- und Nickwinkellage geregelt wurde. Die dadurch berechneten Stellgrößen der Z-Piezoaktuatoren wurden über eine weitere Wandlerkarte⁶⁸ mit einer Auflösung von 16 bit angesteuert und erlaubten eine digitale Minimal-schrittweite von etwa 0,2 nm. Die Regelung des Nickwinkels erforderte somit zyklische Zugriffe

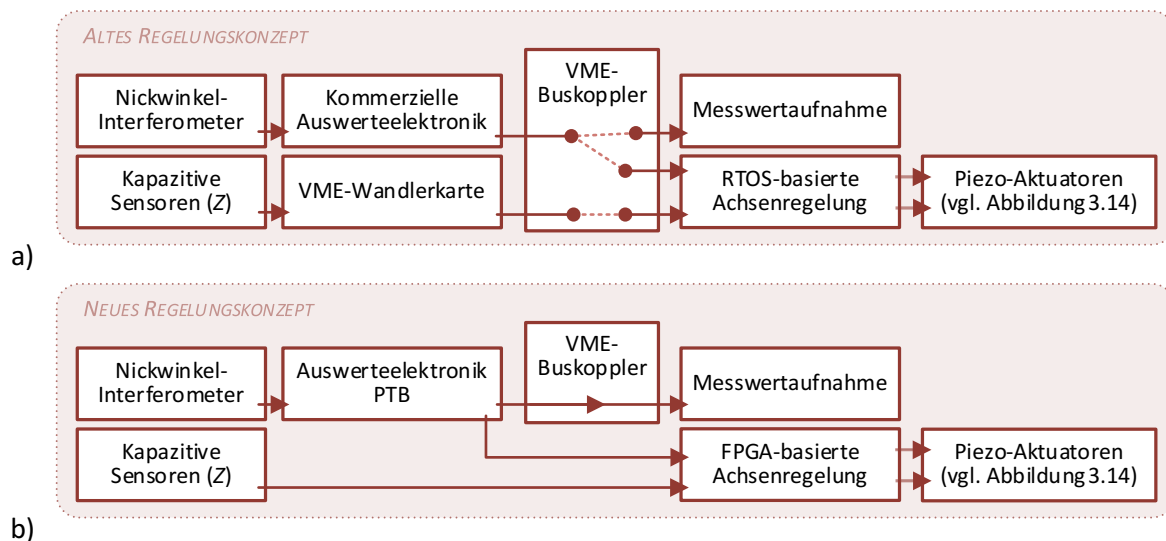


Abbildung 3.15: Schematische Darstellung zur Lageregelung des Nickwinkels und der Höhe mit (a) der alten Achsenregelung auf Basis der Echtzeiterweiterung (RTOS) und (b) der neuen FPGA-basierten Achsenregelung, die eine strikte Trennung zwischen Datenerfassung und Regelbetrieb ermöglichte.

⁶² Piezo-Translator von PHYSIK INSTRUMENTE, Sonderanfertigung auf Basis von Typ: P-025.10H.

⁶³ Signalkonditionierungs-Karte von PHYSIK INSTRUMENTE, Modell: E-509.C2A.

⁶⁴ A/D-Wandlerkarte für VME-Bussysteme von DATEL Inc., Modell: DVME-614M (Auflösung: 16 bit).

⁶⁵ Wert ergab sich aus der Division der Auslenkungsbereiche von ±15 µm über den Basisabstand von 0,92 m.

⁶⁶ Messkarte zur Auswertung heterodyner Interferometerachsen von ZYGO, Modell: ZMI-4004.

⁶⁷ VME-Buskopplerkarte von NATIONAL INSTRUMENTS, Modell: VME-MXI-2 für PCI-Bus.

⁶⁸ Digital-Analog-Wandlerkarte für VME-Bussysteme von DATEL Inc., Modell: DVME-626 mit sechs D/A-Wandlerbausteinen (Auflösung: 16 bit, Monotonie: 14 bit).

auf die Messkarte über den VME-Bus, wobei der Regelbetrieb im Zuge einer Messwerterfassung durch die Messkarte jedoch deaktiviert werden musste. Hierzu wurde eine selbstentwickelte Triggerlogik eingesetzt, um die Datenübertragung zwischen Regel- und Erfassungsmodus umschalten zu können. Die Leistungsfähigkeit dieser Lösung wurde in hohem Maße durch die Triggerlogik bestimmt, wobei keine Trennung zwischen Regelung- und Datenerfassungsbetrieb möglich war.

Im Zuge der Änderungen am Nanometerkomparator wurde die beschriebene Regelung vollständig überarbeitet, wodurch Datenerfassung und Regelbetrieb getrennt werden konnten. Rückkopplungssignale der kapazitiven Z-Sensoren wurden nun durch die sekundäre FPGA-Karte des PXI-Systems eingelesen und anschließend zur Regelung der Höhe des Positioniertischs verwendet (vgl. Abbildung 3.15.b). Die mit einer Abtastrate von etwa 100 kHz abgetasteten Eingangssignale wurden zusätzlich einer anpassbaren Mittelwertbildung zugeführt, um das durch Rauschen beeinträchtigte Auflösungsvermögen der digitalisierten Daten zu erhöhen. Zudem wurde eine eigene Auswerteelektronik (vgl. § 4.3.1) verwendet, um die Nickwinkellage des Positioniertischs zu detektieren und der sekundären FPGA-Karte im PXI-System zu übermitteln. Letztere nutzte die rückgekoppelten Daten zur Lageregelung des Nickwinkels. Das hierfür implementierte Regelverfahren basierte auf einem einfachen PID-Algorithmus und wurde auf der FPGA-Karte mit Regelraten von 1 kHz ausgeführt. Die geänderte Regelung erlaubte einen stetigen Betrieb der Nickwinkelregelung und vereinfachte den Buszugriff, da über das Bussystem nun lediglich die DSP-gestützte Steuereinheit und keine weiteren Einsteckkarten betrieben wurden. Zudem wurde eine galvanische Kopplung zwischen Steuerungseinheit und Leitreechner vermieden.

Zusammenfassend trugen diese Änderungen an der Steuerelektronik dazu bei, dass die Ausfallsicherheit der Maschine nachweislich erhöht werden konnte.

3.3.4.3 Gierwinkelregelung

Die Regelung des Gierwinkels erfolgte über die primäre, DSP-gestützte Steuereinheit. Dazu wurden die homodynene Signale des Gierwinkelinterferometers (vgl. § 4.1.3.2) durch geeignete Auswerte- und Interpolationselektroniken⁶⁹ mit integrierter Korrektur der Nichtlinearitäten über eine 2048-fache Unterteilung in digitale Quadratursignale mit minimalen Winkelschritten von 5 nrad⁷⁰ umgewandelt und der Steuereinheit bereitgestellt. Diese steuerte die Gierwinkellage des Positioniertischs über einen Lageregelkreis und die vier seitlichen Piezoaktuatoren aus. Diese Piezoelemente verfügten jeweils über einen Auslenkungsbereich von etwa $\pm 5 \mu\text{m}$ und konnten durch den Basisabstand von 920 mm eine maximale Gierwinkelvariation des Positioniertischs von etwa $\pm 11 \mu\text{rad}$ bewirken. Dabei wurden die vier Piezoelemente durch die komplementären Spannungssignale zweier differentieller Digital-Analog-Wandler mit einer digitalen Auflösung von 18 bit angesteuert. Da bei einer Inbetriebnahme der Maschine die Nulllage des Gierwinkels stets neu definiert wurde (vgl. § 3.5), konnte keine konsistente Gierwinkellage des Positioniertischs nach einer Referenzierung der Achsregelung gewährleistet werden.

Da die Gierwinkellage nicht über ein heterodynes Interferometersystem sowie die selbstentwickelte FPGA-gestützte Auswerteelektronik erfasst werden konnte und somit eine Bereitstellung extrapolierter Rückkopplungsdaten nicht möglich war, war im Rahmen dieser Arbeit keine Achsregelung über die sekundäre Steuerung (vgl. § 3.2.3) möglich. Im Zuge zukünftiger Umbaumaßnahmen soll die Gierwinkellage durch ein heterodynes Interferometersystem bestimmt werden (vgl. § 7.2.3), was in Verbindung mit der Übertragung absoluter Positionsinformationen und dem Regelbetrieb über die FPGA-gestützte Steuerungseinheit eine reproduzierbare Initialisierung ermöglichen soll.

⁶⁹ Interpolationselektronik von HEIDENHAIN, Modell: IBV 660B.

⁷⁰ Berechnungsgrundlage unter Annahme einer minimalen Schrittweite von $\Delta s = \lambda_{\text{IF}}/2/2048 = 130 \text{ pm}$ und einem Basisabstand von $s_{\text{GW}} = 25,8 \text{ mm}$, $\tan^{-1}(\Delta s/s_{\text{GW}}) = 5 \text{ nrad}$.

3.4 Die Erweiterung des Antriebssystems am Nanometerkomparator

In den vorangegangenen Abschnitten wurde das Antriebssystem vor den Umbaumaßnahmen beschrieben, bestehend aus einer einzelnen Vorschubachse (AR#1) und sechs Ausgleichsachsen (AR#2-7). Das grundlegende Antriebskonzept zur Lageregelung von Messobjekten war durch die indirekte Lagebestimmung des Positioniertisches, die Linearitätsabweichungen des Wegmesssystems sowie den Einfluss von Rast- und Lagerungskräften eingeschränkt und erlaubte lediglich Positionierungen mit einer minimalen Schrittweite von 5 nm.

In diesem Abschnitt werden Maßnahmen zur Beseitigung dieser Nachteile beschrieben, wobei das dezentrale Steuerungssystem (vgl. Abbildung 3.6) als Grundlage dient. In Abschnitt 3.4.1 wird der bisherige Entwicklungsstand hybrider Antriebssysteme vorgestellt und deren Eignung am NMK vergleichend untersucht. Dem Optimierungspotential OP1 folgend soll in der Hauptachse X eine hohe Steifigkeit und gleichzeitig in den Nebenachsen eine möglichst geringe Steifigkeit realisiert werden. Daran anknüpfend werden in Abschnitt 3.4.2 zwei alternative Aktuatoren zum Feintrieb vorgestellt und deren technische Eigenschaften ebenfalls vergleichend untersucht. Im Abschnitt 3.4.3 wird gezeigt, wie die Antriebsachse (AR#8) in das Antriebssystem am Nanometerkomparator eingebunden wurde, um den ausgewählten Feintrieb auszuregulieren und ein hybrides Antriebssystem für Positionierungen von bis zu 550 mm zu schaffen. Dazu wurden gezielt Modifikationen an der Vorschubachse (AR#1, vgl. § 3.1) durchgeführt, was Umbaumaßnahmen hinsichtlich der Vorschubmechanik sowie den Einsatz eines Lorentz-Aktuators umfasste. Das unterlagerte Regelungsverfahren zur Ansteuerung des Feintriebs wird weiterführend in Kapitel § 5 vorgestellt und dort charakterisiert.

3.4.1 Überblick zu hybriden Linearantrieben

Hybride Antriebssysteme basierend auf dem Prinzip der Hubaddition wurden bereits in verschiedenen Anwendungen der Nanopositionierung erfolgreich über einen Bewegungsbereich von mehr als 10 mm eingesetzt. Dabei wurden verschiedene Kombinationen von Aktuatoren zum Betrieb einachsiger Positionierungssysteme angewendet, was anhand ausgewählter Beispiele in Tabelle 2 dargestellt ist.

GLOESS [70], BUICE [44] und MICHELLOD [71] setzten zur Positionierung einen Feintrieb auf Basis eines piezoelektrischen Aktuators ein, wobei zur Erweiterung des Bewegungsbereichs auf bis zu 70 mm stets eine Nachführung des Feintriebs durch einen Grobtrieb notwendig war. BRECHER [47] und DONG [42] nutzten eine Kombination aus Lorentz-Aktuator (Grobtrieb) und piezoelektrischen Translator (Feintrieb) als lineares Positioniersystem, um Schneidwerkzeuge bei Fertigungsschritten in der Hochgeschwindigkeitszerspannung präzise und schnell zu bewegen. LEE [72] setzte ebenfalls piezoelektrische Translatoren ein, um bei Bewegungen mit Linearmotoren (Grobtrieb) die Positioniergüte zu verbessern. Bei diesem Antriebskonzept hatten Bewegungen des Grobtriebs über die mechanische Kopplung mit dem piezoelektrischen Feintrieb eine direkte Positionsänderung des Messobjekts zur Folge und wirkten somit auf die Lageregelung des Feintriebs zurück. Störgrößen von und über das Antriebssystem wurden zudem nicht unterdrückt. Die Lageregelung für den Feintrieb war daher entweder mit hoher Bandbreite zu betreiben, um eingekoppelte Störkräfte über den Feintrieb zu kompensieren, oder erforderte regelungstechnische Entkopplungsstrategien, um gegenseitige Wechselwirkungen zwischen den Antrieben zu reduzieren. SONG [73], ITO [74] und SHINNO [48] nutzten demgegenüber Lorentz-Aktuatoren als Feintrieb, deren Bewegungsbereiche durch Nachführung über einen Linearmotor (Grobmotor) erweitert wurden. Bei diesem Antriebskonzept waren Grob- und Feintrieb mechanisch entkoppelt, sodass Positionsänderungen des Messobjekts nicht mit Bewegungen des Grobtriebs verknüpft waren. Außer der rückwirkenden Feldkraft des Feintriebs wirkten somit keine wesentlichen Wechselkräfte zwischen Grob- und Feintrieb, was den Regelungsaufwand bei diesem Antriebskonzept vereinfachte.

Zusammenfassend wurde zum Feintrieb von hybriden Antriebskonzepten entweder auf piezoelektrische Aktuatoren oder Lorentz-Aktuatoren zurückgegriffen, welche entweder eine hohe oder vernachlässigbare mechanische Steifigkeit des Antriebskonzepts gewährleisteten [75]. Bei piezoelektrischen Aktuatoren sind zudem signifikante Nichtlinearitäten zu beachten, insbesondere durch deren intrinsisches Hysterese-Verhalten. Zudem sind piezoelektrische Aktuatoren

Erstautor	Hybrider Linear-Aktuator		Bewegungsbereich in mm	Positionier- genauigkeit in nm	
	Grobtrieb	Feintrieb		STD	SS
GLOESS [70]	Servomotor	Piezo	15	0,8	2,4
BUICE [44]	Servomotor	Piezo	50	0,7	2,1
MICHELLOD [71]	Schrittmotor	Piezo	70	8,0	30,0
SHINNO [76]	Servomotor	Lorentz	120	5,0	15,0
BRECHER [47]	Lorentz	Piezo	25	7,0	21,0
DONG [42]	Lorentz	Piezo	50	10,0	30,0
LEE [72]	Linearmotor	Piezo	200	5,0	15,0
SONG [73]	Linearmotor	Lorentz	310	4,0	12,0
ITO [74]	Linearmotor	Lorentz	>100	1,6	5,0
SHINNO [48]	Linearmotor	Lorentz	305	0,5	1,6

Tabelle 2: Übersicht ausgewählter Linearantriebe mit einem Bewegungsbereich von mehr als 10mm unter Verwendung hybrider Antriebskonzepte. Für eine Vergleichbarkeit der erzielten Ergebnisse wurden entsprechende Angaben (kursive Darstellung) mit dem Faktor 3 dividiert bzw. multipliziert, um Aussagen über Standardabweichung (STD) bzw. Spitze-Spitze (SS) zu erhalten. Die Werte wurden teilweise aus den Diagrammen der entsprechenden Publikationen entnommen.

empfindlich gegenüber Querkräften, deren Kompensation sowohl integrierter Wegmesssensorik als auch zusätzliche Regelungsverfahren für eine Positionierung im Nanometerbereich [77] erfordert. Der Einsatz eines piezoelektrischen Aktuators ist aufgrund der mechanischen Kopplung und dem nichtlinearen Verhalten mit einem höheren Regelungsaufwand verbunden. Elektromagnetische Linearantriebe erlauben bei geschlossener Lageregelung hingegen über deren einstellbare Feldkraft eine steife Kraftübertragung und gleichzeitig eine mechanische Entkopplung, da hierbei eine Kraft in einer linearen Hauptachse über einen Luftspalt übertragen werden kann. Zudem ist ein solcher Luftspalt in hohem Maße für Positionierungen am Nanometerkomparator geeignet, da auftretende Abweichungen in den Nebenachsen (Y, Z) toleriert werden können (vgl. OP1). Daher wurde vom Einsatz piezoelektrischer Aktuatoren abgesehen und ein elektromagnetischer Antrieb gewählt.

Elektromagnetische Antriebe können nach ihrem Wirkungsprinzip unterschieden werden, was im folgenden Abschnitt anhand der Betrachtung von Lorentz- und Reluktanz-Aktuator erfolgt. Beide erlauben Bewegungen im Millimeterbereich, wobei deren technische Eigenschaften als Feintrieb mit einem relativ geringen Auslenkungsbereich und hoher Linearität vergleichend untersucht wurden. Da bei elektromagnetischen Antrieben keine form- oder reibkraftschlüssige Verbindung gegeben ist, wird eine stetige Lageregelung benötigt, um eine ortsfeste Position halten zu können [78].

3.4.2 Elektromagnetische Linearantriebe

3.4.2.1 Reluktanz-Aktuator

Die Wirkungsweise eines Reluktanz-Aktuators basiert auf der Kraft, welche senkrecht auf die Grenzflächen zwischen zwei Feldräumen mit unterschiedlicher Permeabilität einwirkt und aus dem Bestreben nach einer Minimierung der potentiellen magnetischen Feldenergie resultiert. Der Begriff Reluktanz bezeichnet hierbei den magnetischen Widerstand, der umgekehrt proportional zur Permeabilität $\mu = \mu_r \mu_0$ ist. Die Permeabilität hängt von der Permeabilitätszahl μ_r ab und ist eine Materialeigenschaft⁷¹. Ferromagnetische Werkstoffe besitzen eine sehr hohe Permeabilitätszahl ($\mu_r \approx 300-10000$) im Gegensatz zu Luft ($\mu_r \approx 1$). Die Reluktanzkraft wird durch Elektromagneten erzeugt und wirkt auf ein Joch mit hoher magnetischer Permeabilität, was in der Abbildung 3.16

⁷¹ Diese und weitere Informationen können den Unterlagen und den darin enthaltenen Referenzen zum Laborversuch „Schwebende Kugel“ des Studiengangs Mechatronik an der Leibniz-Universität entnommen werden. (Stand: 30.03.2009, Version: 5.1)

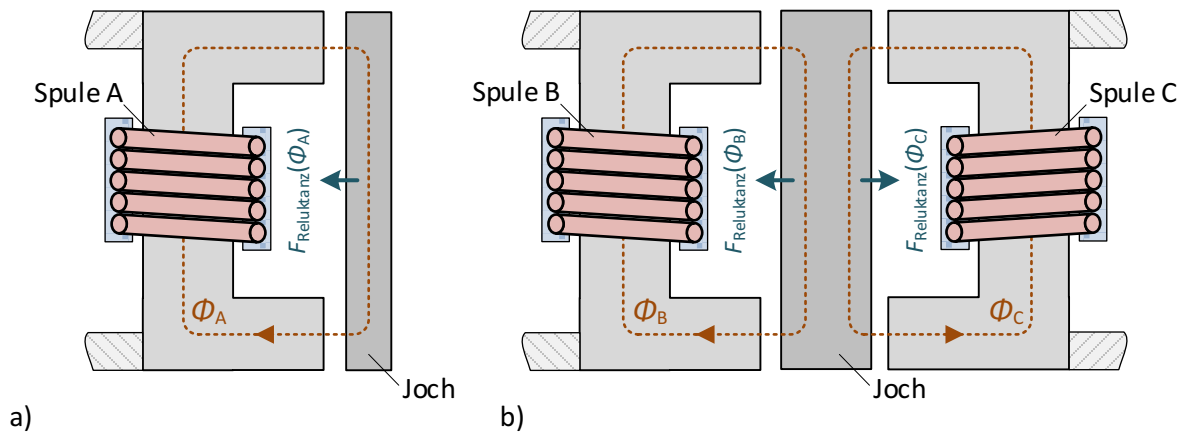


Abbildung 3.16: Schematische Darstellung eines (a) unidirektionalen Reluktanz-Aktuators und (b) bidirektionalen Reluktanz-Aktuators (Differenzanordnung) nach [47].

anhand zweier Prinzip-Skizzen dargestellt wird. Die einfachste Realisierung eines solchen Aktuators basiert auf einem einzelnen Elektromagneten (Spule, vgl. Abbildung 3.16.a). Die erzeugte Kraft kann in Abhängigkeit von der Permeabilität μ_0 , Polschuhfläche A , Spulenzahl n , Strom I und Luftspalt l nach Gleichung (1) näherungsweise berechnet werden. Das negative Vorzeichen zeigt an, dass lediglich Anziehungskräfte umgesetzt werden können. Die Kraft steigt quadratisch mit einer Verringerung des Luftspalts:

$$F_{\text{Reluktanz}} = -\frac{\mu_0 A n^2 I^2}{8 l^2}. \quad (1)$$

Durch eine Differenzanordnung zweier Elektromagnete (vgl. Abbildung 3.16.b) können bidirektionale Kräfte erzeugt werden. Zudem kann die nichtlineare Abhängigkeit des jeweiligen Einzelmagneten vom Luftspalt bei bestimmten Arbeitsabständen linearisiert werden [79]. Eine dynamische Positionierung im Nanometerbereich über größere Auslenkungsbereiche erfordert die präzise Modellierung von nichtlinearen Kraftwirkungen und aufwendige Messmethoden zur Kompensation von Hysterese-Effekten [80]. Anhand von Untersuchungen [81] konnte bereits gezeigt werden, dass durch den Einsatz geeigneter Reluktanz-Aktuatoren eine bis zu zehnfach höhere Kraftkonstante im Vergleich zu Lorentz-Aktuatoren erzeugt werden kann. Dieser hohe Wirkungsgrad führt dazu, dass diese Aktuatoren insbesondere in solchen Positioniersystemen eingesetzt werden, welche strikten Anforderungen hinsichtlich des Wärmeeintrags unterworfen sind [80].

Eine Anwendung am NMK wurde nicht umgesetzt, da Linearantriebe basierend auf der Reluktanzkraft zu Beginn dieser Arbeit wenig verbreitet und kommerzielle Lösungen nicht verfügbar waren. Zudem wären mit diesen Aktuatoren höhere rechentechnische Anforderungen an das Regelungssystem verbunden gewesen und es hätte komplexer Messverfahren zur Bestimmung und Kompensation der genannten Nichtlinearitäten bedurft.

3.4.2.2 Lorentz-Aktuator

Die Wirkungsweise eines Lorentz-Aktuators beruht auf der Kraftwirkung, welche in einem magnetischen Feld auf bewegte Ladungsträger ausgeübt wird. In technischen Anwendungen entspricht diese Ladungsbewegung generell einem stromdurchflossenen Leiter. Diese sogenannte Lorentzkraft F_{Lorentz} kann nach der Gleichung (2) beschrieben werden:

$$F_{\text{Lorentz}} = I(l \times B) = n \cdot IBl. \quad (2)$$

Die Lorentzkraft wirkt senkrecht zur technischen Stromrichtung und der magnetischen Induktion und ist proportional zur Länge des elektrischen Leiters im Magnetfeld, der Stromstärke

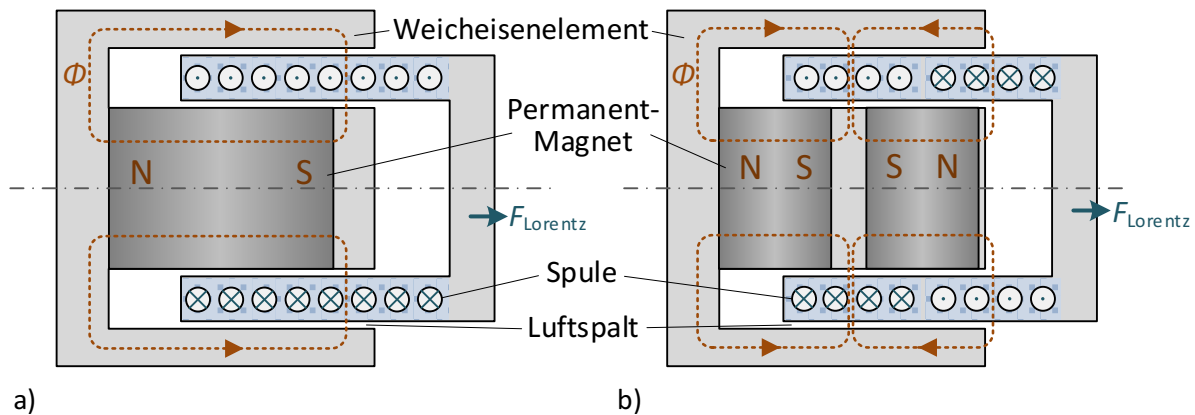


Abbildung 3.17: Schematische Darstellung eines (a) Lorentz-Aktuators unter Verwendung einer einzelnen Spule und eines (b) Lorentz-Aktuators mit doppelter Spulenordnung.

I und der magnetischen Flussdichte B . Unter der Annahme, dass die letztgenannten Größen orthogonal zueinander ausgerichtet sind und dass mehrfache Wicklungen n eine Spule bilden, kann die Lorentzkraft, wie im letzten Teil von Gleichung (2), in skalarer Notation beschrieben werden.

Der Aufbau eines Lorentz-Aktuators (vgl. Abbildung 3.17.a) besteht aus einem Permanentmagneten und einer zylindrischen Spule. Der Permanentmagnet erzeugt einen magnetischen Fluss, der über Weicheisenelemente geführt und über einen Luftspalt geschlossen wird. Innerhalb dieses Luftspaltes wird die Spule in das Magnetfeld platziert beziehungsweise eingetaucht⁷². Durch Anlegen eines Spulenstroms wird ein magnetisches Feld erzeugt, was eine Kraftwirkung zwischen Spule und Permanentmagnet zur Folge hat. Diese magnetische Kraft ist proportional zum Strom und kann durch einen Wechsel der Stromrichtung umgekehrt werden. Der Bewegungsbereich wird durch die längliche Ausdehnung des Permanentmagnets begrenzt.

Durch den Einsatz von zwei Spulen und Permanentmagneten (vgl. Abbildung 3.17.b) kann die Kraftwirkung⁷³ erhöht werden und entweder eine Reduzierung des thermischen Wärmeeintrags oder des Gewichts umgesetzt werden [82]. Dieser Vorteil ist jedoch verbunden mit einer Reduzierung des Bewegungsbereiches. Der Lorentz-Aktuator kann mit einem einphasigen Signal angesteuert werden und bedarf keiner aufwendigen Kommutierungssignale. Zudem erfordert der Aktuator keine aufwendigen Regelungsstrategien, da Rastkräfte und Totgang vernachlässigbar sind und ein lineares Verhalten gegeben ist. Für Anwendungen mit hohen Anforderungen hinsichtlich des Linearitätsverhaltens werden diese Aktuatoren deshalb häufig eingesetzt [83].

Da dieser Aktuator keinen Form- oder Reibkraftschluss besitzt, wird jedoch eine stetige Lage- regelung benötigt, um das magnetische Feld aktiv zu steuern und somit über eine feldkraftschlüssige Verbindung eine feste Position zu halten. Dieser Ansatz ist im weiteren Sinne als aktive magnetische Lagerung anzusehen und findet unter anderem Anwendung bei der Realisierung von Schwingungsisolierungen. Ein Lorentz-Aktuator wurde als zusätzliches Stellelement verwendet, dessen Einbau zur Umsetzung eines hybriden Antriebssystems im folgenden Abschnitt dargelegt wird. Der Aktuator musste Hubbewegungen mit weniger als $30\ \mu\text{m}$ ausführen (vgl. in § 5.2 und [66]), wobei eine Relativgeschwindigkeit von maximal $0,55\ \mu\text{m/s}$ ⁷⁴ zwischen Spule und dem Permanentmagneten auftrat und eine daraus rückwirkende elektromotorische Kraft des Lorentz-Aktuators sowie ein sich veränderndes Linearitätsverhalten zu vernachlässigen war.

⁷² Daher werden diese Aktuatoren in der Umgangssprache auch häufig als Tauchspulenantrieb bezeichnet.

⁷³ Hersteller von Lautsprechern im englischsprachigen Raum verwenden bei dieser Anordnung auch den Begriff Tetra-Coil-Design. Der US-amerikanische Hersteller BEI Kimco hat seit 1989 unter dem Begriff Split-Coil-Design Anordnungen im Portfolio, die über bis zu vier jeweils zueinander versetzte Permanentmagneten und dementsprechend gewickelte Spulenpaarungen verfügen.

⁷⁴ Die maximale Relativgeschwindigkeit ergab sich aus Addition von $v_{\text{LIN}} = 0,45\ \mu\text{m/s}$ (Abweichung der Linearität zwischen altem und neuem Wegmesssystem des Positionierungssystems am NMK betrug $28\ \mu\text{m}$ über $500\ \text{mm}$) und $v_{\text{GV}} = 0,1\ \mu\text{m/s}$ (Geschwindigkeitsvariation induziert durch die Rastkräfte bei $v_{\text{max}} = 8\ \text{mm/s}$).

3.4.3 Aufbau des hybriden Antriebssystems

Der Linearmotor und der Positioniertisch waren vor der Erweiterung des Antriebssystems mechanisch verbunden. Die Verbindung bestand aus einer Antriebsstange aus Carbonfaser-Kunststoff, an deren Enden jeweils eine rotationssymmetrische Dünnstelle (minimaler Radius: $r_{\min} = 1,1 \text{ mm}$) aus Stahl reibkraftschlüssig eingesetzt waren. Die bestehende Vorschubmechanik war hinsichtlich der mechanischen Steifigkeit durch die Dünnstellen begrenzt und wurde daher im Zuge der Umbaumaßnahmen durch einen Ausleger ersetzt, wie in Abbildung 3.18 dargestellt ist.

Dieser Ausleger wurde durch die Kombination von drei CFK-Stäben⁷⁵ und einem Trägerstück gebildet, wobei das erforderliche Verbindungsverfahren [84] durch die Firma SCHÜTZE GmbH ausgeführt wurde. Anschließend wurde der Ausleger mit dem Positioniertisch verschraubt und verkörperte einen Teil der geänderten Vorschubmechanik. Linearmotor und Positioniertisch waren folglich nicht mehr über einen Reibkraft- bzw. Formschluss mechanisch miteinander verbunden. Im nächsten Schritt wurde zwischen Ausleger und Linearmotor ein Lorentz-Aktuator eingesetzt, dessen Feldkraft sowohl auf Positioniertisch als auch Linearmotor wirkte. Eine Kraft des Linearmotors hatte hingegen keine Auswirkung auf den Positioniertisch (vgl. § 5.2), da eine daraus resultierende Bewegung lediglich die Lage zwischen Magnet und Spule des Lorentz-Aktuators und somit dessen Hubstellung veränderte. Infolgedessen war mit dieser Entkopplung auch eine Unterdrückung von Störungen des Linearmotors auf den Schlitten und somit im weiteren Sinne auf das Messobjekt verbunden.

Zum Einsatz kam ein handelsüblicher Lorentz-Aktuator⁷⁶ der Firma PBA SYSTEMS, dessen Bewegungsbereich in X -Richtung mit $\pm 3,25 \text{ mm}$ und lateral in YZ -Richtung mit $\pm 0,5 \text{ mm}$ spezifiziert war. Da der Lorentz-Aktuator bei bahngesteuerten X -Bewegungen lediglich relative Auslenkungen von weniger als $30 \mu\text{m}$ gegenüber dem Linearmotor LM1 (vgl. § 5.2) auszuführen hatte, wurde von einer tiefergehenden Untersuchung des Linearitätsverhaltens abgesehen. Die Komponenten des Lorentz-Aktuators wurden dahingehend angeordnet, dass die Spule an dem Ausleger und der Magnet über eine Halterung an dem Linearmotor befestigt wurden. Dazu wurden amagnetische Messing-Schrauben genutzt, um einen unerwünschten Kraftschluss zwischen Spule und Magnet zu vermeiden. Die Halterung aus Aluminium wurde über Schraubverbindungen auf dem Linearmotor befestigt. Langlöcher in der Halterung ermöglichten die Einstellung einer entsprechenden Hubstellung zwischen Magnet und Spule. Um die maximale Kraftkonstante von $K_F = 25,78 \text{ N/A}$ zu gewährleisten, wurde die mittlere Hubstellung eingestellt. Zudem war ein bidirektionaler Anschlag vorgesehen, der über einen Bereich von $\pm 3 \text{ mm}$ eine freie Bewegung des Lorentz-Aktuators erlaubte. Bei darüber hinausführenden Bewegungen erfolgte durch den Anschlag eine mechanische Kopplung zwischen Mess- und Nachführschlitten, was zum Zweck der Initialisierung der Maschine (vgl. § 3.5) erforderlich war.

Da der Wärmeeintrag des Lorentz-Aktuators über den etwa 1 m langen Ausleger an den Rand der Maschinenstruktur verlagert wurde, konnte eine Beeinflussung von Messungen infolge einer Wärmeentwicklung durch den zusätzlichen Aktuator minimiert werden. Diese Wärmeentwicklung war durch äußere Kräfte auf den Positioniertisch positionsabhängig und betrug bei den vergleichenden Messungen in Kapitel § 6 nicht mehr als 40 mW ⁷⁷ bei den Beschleunigungsvorgängen und weniger als $1 \mu\text{W}$ ⁷⁸ bei gleichförmigen Bewegungen mit einer Geschwindigkeit von 1 mm/s .

Wie in Abbildung 3.18 dargestellt ist, wurden die Teilsysteme zur Wegmessung, Steuerung und zum Antrieb des Positioniertischs geändert und für dessen Lageregelung eine neue Antriebsachse geschaffen. Die vom Vakuum-Interferometer (vgl. § 4.1.2) abgeleiteten Positionsdaten

⁷⁵ Die Carbonfaser-Stäbe (Länge: ca. $0,6 \text{ m}$) bestanden aus der Hochmodul-C-Faser Tenax UMS 2526 (E-Modul: 180 kN/mm^2), Persönliche Mitteilung Dr. E. SCHÜTZE, Schütze GmbH & Co. KG, E-Mail, 11.08.2016.

⁷⁶ Lorentz-Aktuator der Firma PBA SYSTEMS PTE LTD., Modell: CVC40-HF-6.5 – Mittlere Hubstellung: 49 mm .

⁷⁷ Berechnungsgrundlage: $a_{BP} = 10 \text{ mm/s}^2$, $m_{PT} = 127 \text{ kg}$, $K_F = 25,78 \text{ N/A}$; $I = a_{BP} \cdot m_{PT} / K_F$, $P = I^2 \cdot R = 38 \text{ mW}$.

⁷⁸ Da die Beschleunigungskräfte des Positioniertischs vernachlässigbar waren ($P = 0,02 \mu\text{W}$, vgl. Streuung $\sigma = 6,4 \mu\text{m/s}^2$ aus § 5.2), wurde die Leistung von der tatsächlich erzeugten Stellgröße der primären Steuerung während der gleichförmigen Bewegungsvorgänge von 1 mm/s abgeleitet. Diese elektrische Leistung war geringer als $1 \mu\text{W}$.

ermöglichten eine direkte Lagebestimmung des Positioniertisches in der Hauptachse X. Ein FPGA-gestütztes Auswertesystem (vgl. §4.3) wurde geschaffen, um die heterodynischen Interferometer-Signale mit einem hohen Auflösungsvermögen zu demodulieren und anschließend Rückkopplungsdaten über ein schnelles Datenübertragungsverfahren mit geringer Latenz an die sekundäre Steuereinheit zu übermitteln. Auf dieser ebenfalls FPGA-gestützten Steuereinheit wurde über ein iteratives Entwurfsverfahren (vgl. §5.1.2) ein Lageregelkreis implementiert. Die sekundäre Steuereinheit wurde über ein weiteres Datenübertragungsverfahren mit den Bahnplanerdaten der primären Steuereinheit versorgt, wodurch bahngesteuerte Vorschubbewegungen des Positioniertisches der Achsregelungen AR#1,8 synchronisiert wurden. Die durch die FPGA-gestützte Steuereinheit (vgl. §3.2.3) erzeugte Steuerspannung ($\pm 10\text{ V}$) wurde über eine Leistungselektronik in einen Stellstrom umgewandelt. Die dadurch erzeugte Kraft des Lorentz-Aktuators wurde zur Positionierung des Positioniertisches genutzt. Die Leistungselektronik bildete ein spannungsgesteuerter Stromregler (Transkonduktanz-Verstärker⁷⁹), dessen Verstärkung angesichts des elektrischen Widerstandes der Spule von $16\ \Omega$ auf einen Maximalstrom von 1 A ausgelegt war. Die Verstärkereinheit wurde in abgewandelter Form bereits in anderen Nanopositioniersystemen erfolgreich eingesetzt (vgl. [45], Abbildung 3.2), wobei eine konstante Übertragung der Stellsignalamplitude bis zu einer Bandbreite von 10 kHz nachgewiesen wurde. Die Zuführung des Stromsignals zum Aktuator erfolgte über zwei flexible Kabel. Über einen Klemmmechanismus am Linearmotor sowie den bidirektionalen Anschlag wurde eine Zugentlastung geschaffen, um eine Kraftwirkung durch sowie auf die stromführenden Kabel zu vermeiden.

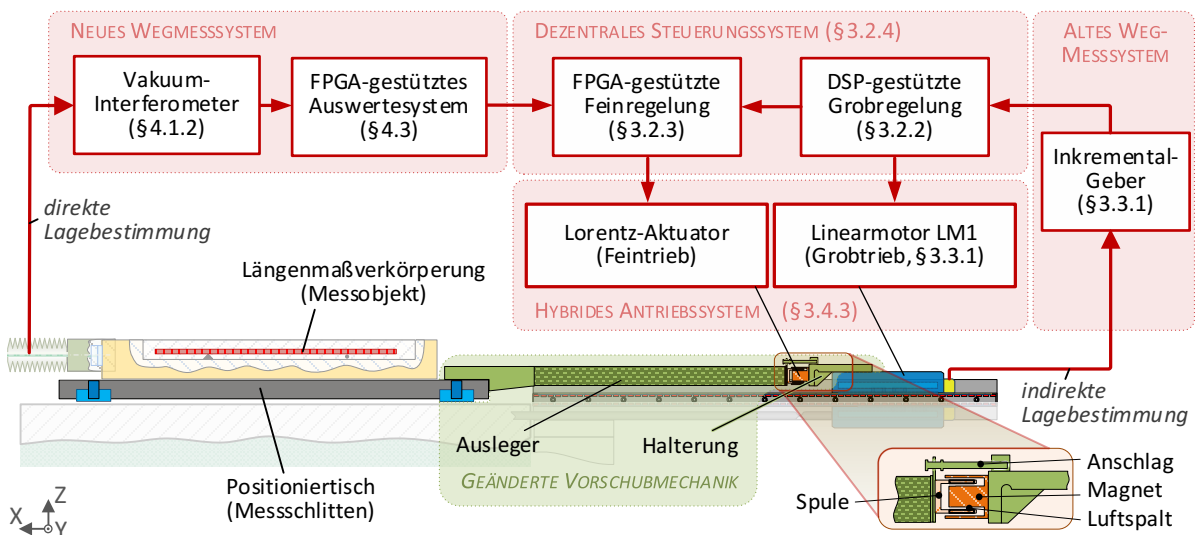


Abbildung 3.18: Schematischer Aufbau des hybriden Antriebssystems (bestehend aus Linearmotor und Lorentz-Aktuator) zur Positionierung des Positioniertisches mit Hilfe des dezentralen Steuerungssystems zur Fein- und Grobregelung. Durch die geänderte Vorschubmechanik besteht keine mechanische Ankopplung zwischen Linearmotor und Positioniertisch.

⁷⁹ Der eingesetzte Transkonduktanz-Verstärker operierte nach dem HOWLAND-Pump-Prinzip [212] und basierte auf einem Instrumentenverstärker von TEXAS INSTRUMENTS (Typ: INA 103). Das Stellglied wurde ursprünglich durch Prof. HAUSOTTE als Spannungsverstärker konzipiert, um die Lorentz-Aktuatoren an der NPMM der TU Ilmenau zu stellen (vgl. [78], S. 77f.). Das spätere Konzept (vgl. [213], S. 127) wurde um eine Transkonduktanz-Wandlung erweitert und durch Herrn Dr.-Ing. BÜCHNER (Fachgebiet Systemanalyse, TU Ilmenau) für die Anwendung als Leistungselektronik am NMK für einen Maximalstrom von 1 A bei einer Eingangsspannung von 10 V ausgelegt (Persönliche Mitteilung Dr. AMTHOR, TU Ilmenau, E-Mail, 15.05.2013).

3.5 Referenzierung des erweiterten Antriebssystems

Bei den folgenden Erläuterungen zur Referenzierung (vgl. Abbildung 3.19) wurde sich an die gewählten Festlegungen hinsichtlich des Maschinenkoordinatensystems (vgl. Abbildung 3.2) und der Achsenbezeichnungen (vgl. Tabelle 1) gehalten. Zur Festlegung des Referenzpunktes in der Hauptachse X wurden beim NMK die inkrementellen Messsysteme seiner Linearmotoren verwendet. Dadurch war bei jeder Initialisierung der Maschine eine Referenzpunktfahrt erforderlich. Diese Referenzpunktfahrt wurde bei beiden Linearmotoren (LM1, LM2) am NMK in negativer X -Richtung ausgeführt und erforderte eine vorherige Grobausrichtung von drei Antrieben (LM1, LM2 und Kabelschlepp-Drehmotor) relativ zu den Referenzpunkten ihrer Inkrementalgeber. Diese Positionierung erfolgte in X -Richtung mit Hilfe des Balgausgleichs, wobei über dessen veränderliche Vakuumkraft die Position des Nachführschlittens und des angekoppelten Linearmotors LM2 gesteuert werden konnte (vgl. § 3.3.2). Über die Bewegung des Nachführschlittens konnte auch der Messschlitten in X -Richtung gestellt werden, da beide Schlitten über ein Balgsystem mechanisch miteinander verbunden waren. Beim Einbau des Lorentz-Aktuator wurde ein Anschlag vorgesehen, der bereits in Abschnitt 3.4.3 beschrieben wurde und eine mechanische Kopplung zwischen dem Positioniertisch und dem Linearmotor LM1 verkörperte. Mit dem Balgausgleich konnten somit beide Linearmotoren im einstelligen Millimeterbereich so positioniert ($X < 10\text{ mm}$) werden, dass anschließend Referenzpunktfahrten durchgeführt werden konnten. Im Rahmen dieser Initialisierung wurden die Positionsdaten der numerischen Steuerung automatisch auf Null gesetzt, wenn ein inkrementelles Messsystem den entsprechenden Referenzpunkt überfahren hatte. Die Antriebsachsen AR#1 und AR#2 mit den dazugehörigen Linearmotoren LM1 und LM2 wurden durch getrennte Referenzpunktfahrten initialisiert. Vor der Referenzpunktfahrt für die Antriebsachse AR#2 musste der Drehmotor des Kabelschlepps (Achsregelung AR#4) relativ zu dem Nachführschlitten gestellt werden. Diese Positionierung wurde durch einen kapazitiven Abstandssensor und die sekundäre FPGA-gestützte Steuereinheit detektiert, wobei der mittlere Aussteuerbereich des Rückkopplungssignals als Zielmarke vorgegeben wurde. Der bislang durch eine manuelle Steuerung betriebene Ausgleichsbalg wurde in die Regelung (Achsregelung AR#3) genommen.

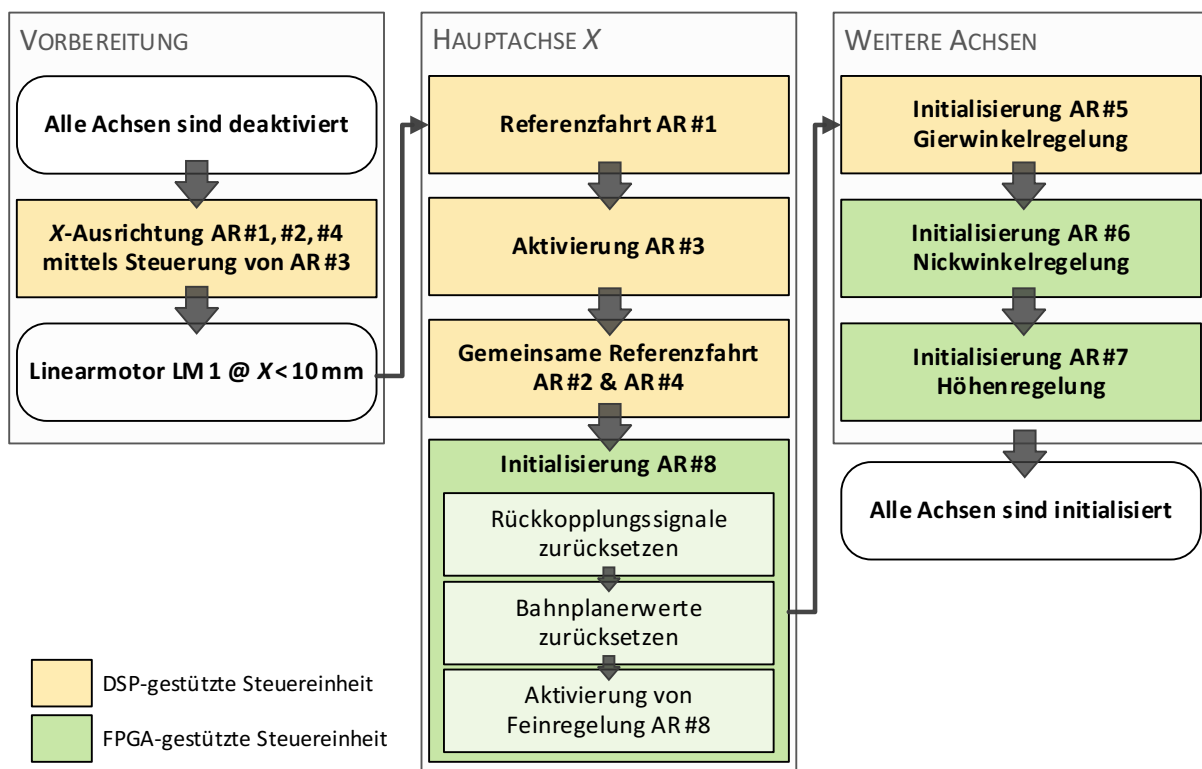


Abbildung 3.19: Schematische Darstellung der sequentiellen Initialisierung der unterschiedlichen Achsenregelungen mit dem dezentralen Steuerungskonzept am Nanometerkomparator.

Anschließend wurden der Linearmotor LM2 und Kabelschlepp-Drehmotor gemeinsam in negativer Richtung bewegt, um eine Referenzpunktfahrt der Antriebsachse AR#2 durchzuführen. Nach erfolgreicher Referenzierung waren die Antriebsachsen AR#1 und AR#2 in Bezug auf das Maschinenkoordinatensystem referenziert. Danach wurde die Achsregelung AR#8 initialisiert, was die Inbetriebnahme des Lorentz-Aktuators in den folgenden Schritten beinhaltete. Zuerst wurde das Rückkopplungssignal, abgeleitet vom Vakuum-Interferometer, genullt und anschließend die Bahnplanung bzw. die Sollposition zurückgesetzt, welche von der DSP-gestützten Motorsteuerung übertragen wurde. In diesem kraftfreien Zustand konnte die FPGA-gestützte Regelung des Lorentz-Aktuators zur Positionierung des Positioniertischs in der Hauptachse X aktiviert werden. Dann wurden über die Achsregelungen AR#6 und AR#5 die Drehachsen B (Nickwinkel) und C (Gierwinkel) initialisiert, wodurch eine Referenzierung des Positioniertischs hinsichtlich der aktuellen Nickwinkel- und Gierwinkellage erfolgte. Durch Aktivierung der Achsregelung AR#7 wurden die Piezo-Aktuatoren (A1-4, vgl. Abbildung 3.14) zur Regelung der Höhenposition in Betrieb genommen, wobei durch die kapazitiven Sensoren (KAP) und deren absolute Positionserfassung eine reproduzierbare Initialisierung gegeben war.

4 Lagebestimmung am Nanometerkomparator

In dem vorangegangenen Kapitel wurden bereits verschiedene Sensoren zur Lagebestimmung am NMK genannt. Dies umfasste sowohl interferenzielle (X -Interferometer, Winkel-Interferometer, Inkrementalgeber der Schlittenantriebe, etc.) als auch kapazitive Sensoren (Z -Lage von Positioniertisch, Abstandsmessung zwischen Schlitten), die zur Erzielung eines Auflösungsvermögens im Nanometer- sowie Nanoradianbereich eingesetzt wurden. Das X - und beide Winkel-Interferometer werden in diesem Kapitel eingehend erläutert, da deren Sensorsignale unter Verwendung eines neuen FPGA-gestützten Auswertesystems (vgl. §4.3.1) ausgewertet und für vergleichende Messungen (vgl. §6) deren Positionsdaten aufgenommen wurden. Zusätzlich wird die dabei ermittelte X - und Nickwinkellage zu Lageregelungen (AR#5,8) des Positioniertisches an die sekundäre Steuereinheit (vgl. §3.2.3) übermittelt, während die Gierwinkellage weiterhin durch die primäre Steuereinheit (vgl. §3.2.2) geregelt wird. Zusätzlich wird das zu prüfende interferenzielle Messsystem (vgl. §4.2) beschrieben, dessen Sensorsignale ebenfalls über das neu geschaffene Auswertesystem aufgenommen werden. Dessen messtechnischen Eigenschaften konnten im Rahmen von vergleichenden Messungen (vgl. §6) mit Hilfe einer einzelnen Auswerteelektronik charakterisiert werden. In diesem Kapitel wird zudem auf die Funktionsweise sowie Einrichtung dieser Messsysteme am NMK eingegangen. Die Fehlerbeiträge der beiden Messsysteme (Prüfsystem, X -Interferometer) für die Hauptachse X werden insbesondere diskutiert.

Demgegenüber sollen die weiteren Sensoren zur indirekten Lagebestimmung von Positioniertisch, Nachführschlitten sowie Kabelschlepp nicht Gegenstand einer näheren Beschreibung sein, da deren Rückkopplungssignale nach den erfolgten Umbaumaßnahmen entweder Ausgleichsachsen (AR#1) zugeführt werden oder wurden (AR#2-4). Auf die kapazitiven Sensoren zur Bestimmung der Z -Lage von Messobjekten soll ebenfalls nicht näher eingegangen werden, da die dabei auftretenden Abweichungen im Bereich weniger Nanometer einen vernachlässigbaren Einfluss auf das zu prüfende Messsystem hatten. Im weiteren Sinne werden diese Sensoren nicht erläutert, da deren Signale bei vergleichenden Untersuchungen nicht durch das Auswertesystem aufgenommen wurden.

4.1 Interferometrische Sensoren

4.1.1 Lichtquelle für interferometrische Messsysteme

Alle am NMK integrierten interferometrischen Messsysteme (vgl. §4.1.2/3) zur direkten Lagebestimmung des Positioniertisches wurden durch eine einzelne Lichtquelle versorgt. Der dafür genutzte Nd:YAG-Festkörperlaser⁸⁰ sendete sowohl infrarotes als auch grünes Licht aus. Für die Interferometer wurde lediglich das Licht im sichtbaren Bereich verwendet, wobei eine maximale optische Leistung von 100 mW zur Verfügung stand. Etwa 15 mW des Laserlichts wurde zu dessen Frequenzstabilisierung verwendet, während das restliche Licht für die entsprechenden Interferometer genutzt werden konnte. Ein Faraday-Isolator wurde nach der Lasereinheit eingesetzt um eine Rückkopplung von rücklaufendem Licht in den Laserresonator zu verhindern.

Im sichtbaren Emissionsbereich der Laserquelle liegen mehrere Absorptionslinien des Iodmoleküls, die als Referenz für dessen Stabilisierung genutzt werden können [85]. Die Laserfrequenz wurde über ein Verfahren der Frequenzmodulationsspektroskopie [86] auf die Hyperfeinstruktur einer solchen Absorptionslinie⁸¹ im grünen Spektralbereich stabilisiert. Die Vakuum-Wellenlänge für diese Absorptionslinie beträgt $\lambda_{R(56) 32,0a10} = 532,245036104 \text{ nm}$ [87]. Der zugrunde liegende Aufbau wurde an der PTB entwickelt, ist in [88] ausführlich beschrieben und ermöglicht eine Stabilisierung der Laserfrequenz auf $\Delta f/f = 0,3 \cdot 10^{-12}$ ($\tau = 1 \text{ s}$)⁸². Dabei wurde

⁸⁰ Laserquelle der Firma INNOLIGHT (jetzt COHERENT), Modell: Prometheus (Leistungsaufnahme: ca. 80 W).

⁸¹ Hyperfeinkomponente R(56) 32-0 von $^{127}\text{I}_2$.

⁸² Ergebnisse wurden mit der zuvor eingesetzten Lichtquelle erzielt, Modell: LIGHTWAVE ELECTRONICS 142.

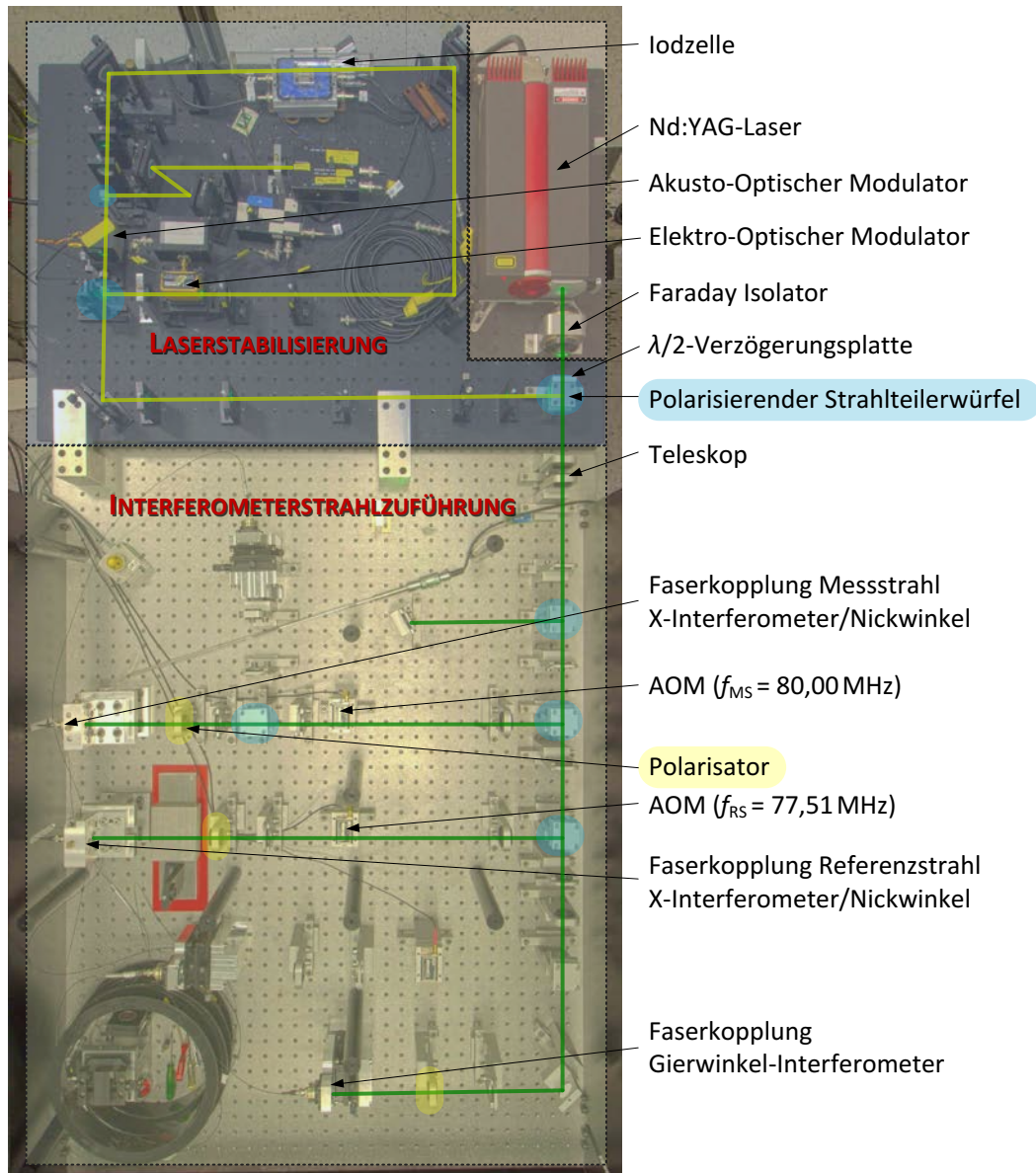


Abbildung 4.1: Darstellung der Lichtquelle bestehend aus Festkörperlaser, Laserstabilisierung und den Strahlzuführungen zu den entsprechenden Interferometer-Systemen zur Lagebestimmung in Hauptachse X sowie von Nick- und Gierwinkel.

ein Pumpstrahl mit einer Modulationsfrequenz von 80 MHz eingesetzt. Die Frequenz des Lasers entsprach daher nicht exakt der Absorptionslinie, sondern war um die halbe Modulationsfrequenz negativ verschoben. Bei der Bestimmung der Unsicherheit der Laserfrequenz wurde sich an den Empfehlungen des BIPM orientiert und ein absoluter Wert von $u_f = 5$ kHz angenommen, was einem relativen Wert von $u_f/f = 8,9 \cdot 10^{-12}$ entspricht [87].

In Abbildung 4.1 ist der Aufbau zur Bereitstellung des Laserlichts für die Frequenzstabilisierung und die drei interferometrischen Messsysteme dargestellt. Der Einsatz von heterodynen Interferometern erfordert prinzipiell die Erzeugung von zwei Laserlichtstrahlen mit zueinander versetzten Frequenzen, wodurch bei deren Überlagerung eine Schwebefrequenz generiert wird [89]. Die Frequenzverschiebung des Lichts wurde mittels akusto-optischer Modulatoren (AOM) umgesetzt. Für das X-Interferometer wurde das Licht für die Messarme mit einer Frequenz von $f_{MS} = 80$ MHz verschoben, während für die Referenzarme ein Frequenzversatz des Lichts von $f_{RS} = 77,51$ MHz erfolgte. Durch Interferenz von Mess- und Referenzstrahl ergab sich eine Schwebefrequenz von $f_s = 2,49$ MHz. Die gleiche Schwebefrequenz wurde für das Nickwinkel-Interferometer genutzt, da hierfür überschüssiges Licht des X-Interferometers verwendet wurde.

Die elektrischen Frequenzsignale (f_{MS}, f_{RS}) wurden durch einen Frequenzgenerator⁸³ erzeugt und über Leistungsverstärker⁸⁴ den Modulatoren zugeführt. Im Gegensatz zu vorangegangenen Untersuchungen [49,57] am NMK wurde ein selbstentwickeltes Auswertesystem (vgl. § 4.3.1) zur Phasenbestimmung der Interferometerachsen eingesetzt. Dadurch konnte die Schwebefrequenz frei gewählt werden und war nicht mehr abhängig von der zuvor verwendeten Messelektronik⁸⁵, bei der eine Schwebefrequenz von 20 MHz vorgegeben war. Das modulierte Licht wurde in polarisationserhaltende Fasern eingekoppelt und anschließend den Interferometeroptiken am NMK zugeführt (vgl. § 4.1.2ff.). Durch die Faserzuführung erfolgte eine räumliche Trennung der Lichtquelle zum messtechnischen Aufbau, wodurch der thermische Eintrag einer wesentlichen Wärmequelle verhindert wurde. Diese Maßnahme trug unter anderem dazu bei, dass Temperaturschwankungen des Positioniertischs von weniger als 10 mK über Beobachtungszeiträume von mehr als einer Stunde nachgewiesen wurden (vgl. § 4.4.1).

Die in den nachfolgenden Abschnitten vorgestellten interferometrischen Aufbauten benötigen Laserlicht mit linearer Polarisation. Daher wurden stets polarisationserhaltende Faserverbindungen eingesetzt, wobei jeweils Glan-Thompson-Polarisatoren vor und nach der Faserzuführung angeordnet waren. Die eingangsseitigen Polarisatoren wurden genutzt, um eine Einkopplung parasitärer Lichtanteile zu reduzieren. Die Polarisationseigenschaft des eingekoppelten Lichts kann in der Praxis durch Übersprechen innerhalb des Lichtwellenleiters nicht ideal übertragen werden [90]. Die ausgangsseitigen Polarisatoren wurden genutzt, um den Einfluss des Übersprechens auf die Stabilität des Interferometersystems zu reduzieren [91,92]. Die beiden frequenzverschobenen Lichtstrahlen wurden aufgrund dieses Übersprechens nicht über einen gemeinsamen Lichtwellenleiter zugeführt, um eine Manifestierung von periodischen Nichtlinearitäten zu vermeiden [90]. Daher wurden die in ihrer Frequenz verschobenen Lichtstrahlen jeweils in eigenen Lichtwellenleitern zum messtechnischen Aufbau geführt. Die verwendeten Fasern verfügten über einen Schrägschliff von 8°, wodurch Rückreflexionen und daraus resultierende periodische Nichtlinearitäten ebenfalls unterdrückt wurden [93,94].

Aufgrund nicht-idealer Materialeigenschaften und der Einprägung äußerer Spannungen [95] transformiert der Lichtwellenleiter teilweise das linear polarisierte Licht am Eingang in elliptisch polarisiertes Licht am Ausgang der Faser. Die Elliptizität des ausgangsseitigen Lichts ist jedoch nicht konstant und unterliegt einem schwankenden Amplitudenverhältnis zwischen den linearen und nichtlinearen Polarisationsanteilen. Polarisatoren können mit zunehmendem Auslöschungsverhältnis den Lichtanteil der unerwünschten Polarisation und den daraus resultierenden, störenden Phaseneinfluss stärker unterdrücken. Im Umkehrschluss führt diese Auslöschung zu veränderlichen Intensitäten des linear polarisierten Lichts. Diese verbliebenen Intensitätsänderungen sind abhängig von der äußeren Anregung und den Eigenfrequenzen des jeweiligen Lichtwellenleiters, wobei generell von Frequenzen von weniger als 10 kHz ausgegangen werden kann [96]. Ein solcher Einfluss konnte bei Messungen am NMK vermieden werden, da die Phaseninformation über ein heterodynes Verfahren bei einer Schwebefrequenz von 2,49 MHz übertragen wurde und das Phasenauswerteverfahren (vgl. § 4.3.1.2) über eine Bandbreite von etwa 90 kHz verfügte.

4.1.2 Das X-Interferometer

4.1.2.1 Messprinzip und optisches Konzept

Der Aufbau des X-Interferometers und dessen Funktionsweise war bereits Gegenstand mehrerer Veröffentlichungen [53,56]. Das optische Konzept stellt eine Eigenentwicklung der PTB in Zusammenarbeit mit der Firma HEIDENHAIN dar. Dabei wurde ein wesentliches Augenmerk auf die Erzielung einer minimalen Messunsicherheit gelegt. Messungen mittels interferometrischer Verfahren zur Bestimmung kinematischer Bewegungen unterliegen zahlreichen Einflussfaktoren und Störgrößen. In diesem Zusammenhang wird auf die beiden Publikationen [53,97] verwiesen.

Speziell bei Atmosphärendruck unterliegen Messungen mit einem Freistrahl-Interferometer stets dem Einfluss wechselnder Umgebungsbedingungen, was durch den Betrieb eines

⁸³ Zwei-Kanal-Frequenzgenerator, Modell: TEKTRONIX AFG 3102 C.

⁸⁴ Verstärkereinheit von MINI-CIRCUITS, Modell: ZHL-2010+ (Verstärkung: ca. +22 dB).

⁸⁵ Auswerteelektronik der Firma ZYGO CORPORATION, Modell: ZMI 4004.

Interferometers im Vakuum weitestgehend verhindert werden kann [58,98]. Andere Unsicherheitsbeiträge können nicht durch nachträgliche Maßnahmen beeinflusst werden, was insbesondere auf die periodischen Nichtlinearitäten von Interferometern zutrifft. Diese sind durch das prinzipielle Konzept des Interferometers und der eingesetzten optischen Elemente vorgegeben. Im Hinblick auf eine konzeptionelle Realisierung kann zwischen dem homodynen und heterodynen Prinzip unterschieden werden. Bei homodynen Interferometersystemen kann die Entstehung periodischer Nichtlinearitäten unter anderem auf veränderliche Gleichspannungsanteile, ungleiche Amplituden sowie Phasenwinkelabweichungen der Quadratur-signale zurückgeführt werden. Bei heterodynen Interferometersystemen manifestieren sich diese periodischen Nichtlinearitäten unter anderem aufgrund eines Polarisations- und somit Frequenz-übersprechens [99].

Es bestehen zwei grundlegende Lösungsansätze, um dieses intrinsische Verhalten zu unterdrücken. So können Nichtlinearitäten durch Korrekturverfahren nachträglich kompensiert werden oder durch geeignete Optikkonzepte vorsorglich vermieden werden. In zahlreichen wissenschaftlichen Arbeiten wurden bereits verschiedene Umsetzungen für Korrekturverfahren aufgezeigt, sodass an dieser Stelle auf eine tiefere Betrachtung bewusst verzichtet wird. Eine Minimierung von periodischen Nichtlinearitäten kann bei heterodynen Interferometern durch die räumlich getrennte Zuführung der beiden Lichtstrahlen unterschiedlicher Frequenz erfolgen [100]. Das darauf beruhende Prinzip wurde bereits in zahlreichen wissenschaftlichen Arbeiten angewendet, wobei eine Reduzierung von Linearitätsabweichungen bis auf unter 10 pm nachgewiesen werden konnte [101]. Aufgrund dieser vernachlässigbaren Linearitätsabweichungen ist im Zuge der Signaldemodulation keine zusätzliche Korrektur der Interferometersignale erforderlich. Außerdem erlaubt dieser Ansatz eine unverzügliche Verarbeitung der Messwerte, was bezüglich einer Lageregelung die unmittelbare Bereitstellung von Rückkopplungssignalen an eine nachgelagerte Steuereinheit garantiert. Dieser Lösungsansatz⁸⁶ wurde auch bei der Konzeption des X-Interferometers verfolgt und soll im weiteren Verlauf näher erläutert werden.

Die Strahlen unterschiedlicher Frequenz wurden über getrennte Fasern dem optischen Aufbau zugeführt, welches schematisch in Abbildung 4.2 dargestellt ist. Nach der Auskopplung des Lichts

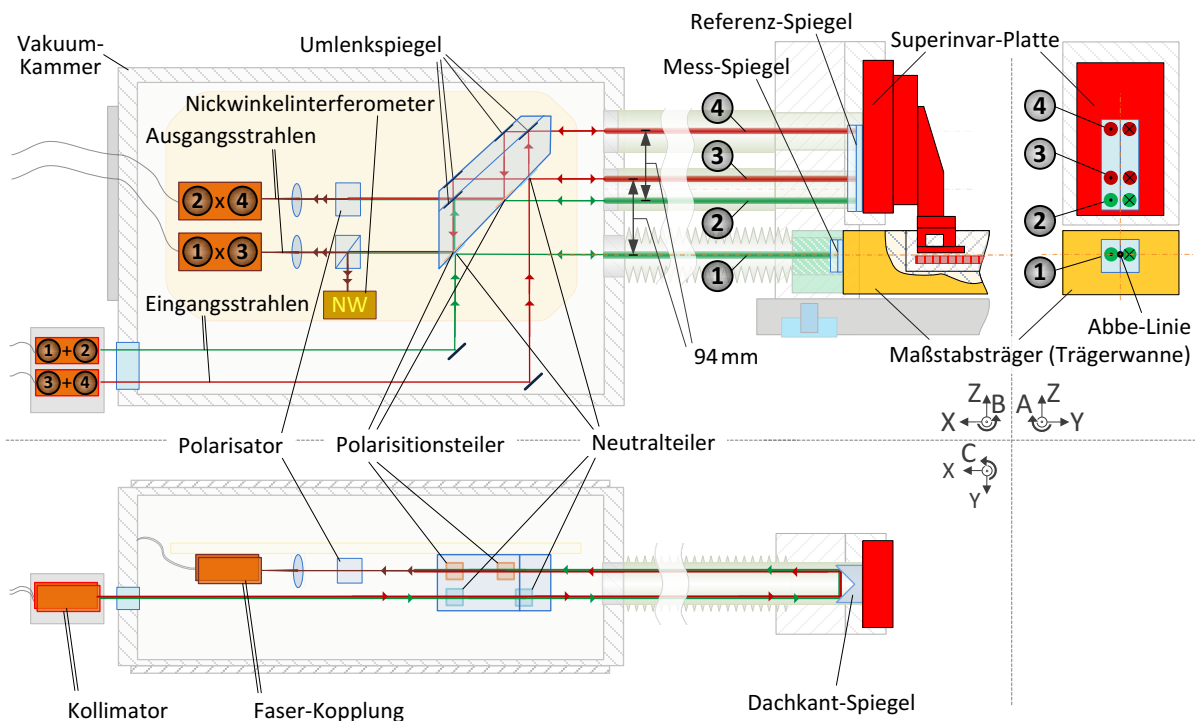


Abbildung 4.2: Schematische Darstellung der Strahlengänge am X-Interferometer, wobei grüne Strahlen mit einer Frequenz von 80 MHz und rote Strahlen mit einer Frequenz von 77,51 MHz versetzt waren. (NW – Nickwinkelinterferometer).

⁸⁶ Eine nachträgliche Korrektur hätte Bestimmung von Parametern erfordert und die Datenlaufzeit erhöht.

an den Faserkollimatoren wurden die getrennten Lichtstrahlen über ein Fenster in eine Vakuumkammer eingekoppelt. Dort wurden die Lichtstrahlen über Umlenkspiegel einer optischen Baugruppe zur Strahlauftteilung und -überlagerung zugeführt, wobei die optischen Bauteile an einem monolithischen Grundkörper, bestehend aus Zerodur[®], befestigt waren. Beide Eingangsstrahlen verfügten über einen Strahldurchmesser von etwa 10 mm und wurden durch zwei Neutralteiler aufgespalten [49]. Letztere waren verkörpert durch Glasplatten mit Teilerschichten, welche an den Grundkörper angesprengt waren. Die an den Neutralteilern transmittierten Strahlen wurden an Spiegelschichten umgelenkt, welche ebenso an diesem Grundkörper angebracht waren. Durch die Anordnung der optischen Baugruppen ergaben sich aus den zwei Eingangsstrahlen vier Ausgangsstrahlen, deren Parallelität durch die Parallelität des Grundkörpers vorgegeben wurde. Alle Strahlen wurden an Dachkantspiegeln reflektiert, wodurch eine geringe Empfindlichkeit des *X*-Interferometers gegenüber Gierwinkeländerungen des Maßstabträgers oder der Messbrücke gegeben war und Mehrfachreflexionen unterdrückt wurden. Ein Dachkantspiegel war am Maßstabträger befestigt und reflektierte einen Strahl (Strahl 1), ein weiterer Dachkantspiegel war an der Messbrücke fixiert und reflektierte drei Strahlen (Strahl 2-4). Im weiteren Sinne verkörperte diese Anordnung zwei Interferometer – die Strahlen 1 & 3 repräsentierten ein Messinterferometer, während durch die Strahlen 2 & 4 ein Kompensationsinterferometer geschaffen wurde.

Die rücklaufenden Strahlen wurden an polarisierenden Teilerschichten überlagert, die mit dem Grundkörper verbunden waren. Die überlagerten Strahlen waren zueinander orthogonal polarisiert und wurden an einem unter 45° stehenden Polarisator zur Interferenz gebracht. Anschließend wurden die beiden Ausgangsstrahlen in Multimode-Fasern eingekoppelt und Fotoempfängern⁸⁷ zugeführt. Die Fotoempfänger waren jeweils mit einer Transimpedanzwandlerstufe direkt verbunden, wodurch die Stromsignale des Fotoempfängers unmittelbar in Spannungssignale umgewandelt wurden. Diese wurden wiederum durch das in Abschnitt 4.3.1 beschriebene Auswertesystem in digitale Daten umgewandelt und dem in Abschnitt 4.3.1.2 beschriebenen Verfahren zur Phasenauswertung zugeführt.

Eine relative Bewegung des Messspiegels gegenüber dem Referenzspiegel führte zu einer differentiellen Phasenänderung zwischen den Signalen der beiden überlagerten Ausgangsstrahlen des Messinterometers. Die Zuführung des Lichts über getrennte Lichtwellenleiter erlaubt die Unterdrückung von periodischen Nichtlinearitäten, jedoch ist dieser Ansatz zusätzlichen Störeinflüssen unterworfen. Die Phasenlage des Lichts innerhalb der beiden Lichtwellenleiter unterliegt Schwankungen, wodurch sich differentielle Phasenänderungen am Ausgang beider Lichtwellenleiter ergeben. Infolgedessen muss das Referenzsignal nach den polarisationserhaltenden Monomode-Fasern optisch detektiert werden und kann nicht vor diesen Fasern abgegriffen werden. Für das *X*-Interferometer wurde die Referenz in Form des Kompensationsinterferometers umgesetzt, dessen Strahlen sich wie der Referenzarm (Strahl 3) des Messinterferometers an einem gemeinsamen Dachkantspiegel abstützten. Durch diese Maßnahme konnten gleichgetakte Phasenschwankungen, welche beispielsweise durch beide Lichtwellenleiter hervorgerufen werden, ausgeglichen und auftretende Nickwinkelvariationen der Brücke kompensiert werden. Letzteres war möglich, da die beiden Strahlen von Mess- und Kompensationsinterferometer jeweils einen Abstand von 94 mm aufwiesen. Infolgedessen führte eine Nickwinkeländerung zu einer Phasenabweichung in beiden Interferometern, was jedoch in der Differenz beider Phasenwerte eine Auslöschung ergab.

Das *X*-Interferometer wurde in einer Vakuumkammer bei einem Druck von 0,8 Pa betrieben und war den dort herrschenden Bedingungen unterworfen. Dadurch können Beiträge auf die Unsicherheit erheblich minimiert werden, welche sich infolge des Einflusses von Schwankungen der Umweltbedingungen auf die Brechzahl ergeben [102]. Eine entsprechende Korrektur der Brechzahl war hingegen für die Restgaszusammensetzung und die Druckverhältnisse nicht gegeben. Daher wurde sich in dieser Arbeit an der Korrekturformel nach WEICHERT (vgl. [59], S. 113 ff.) orientiert, welche experimentell am NMK ermittelt wurde. Es wurde bei einer Wellenlänge von $\lambda_{IF} = 532,25 \text{ nm}$, einem Druck von 0,8 Pa und einer Temperatur von 20°C ein Brechungsindex von $n = 1 + 2,99 \cdot 10^{-9}$ nach Gleichung (3.1) in [59] angenommen.

⁸⁷ Fotoempfänger der Firma FEMTO, Modell: HCA-S-100M (Transimpedanzverstärkung: 50 kV/A).

Durch die Anwendung des Unterdrucks konnte die Abhängigkeit des Brechungsindex gegenüber Temperaturänderungen auf $\Delta n/\Delta T = 20 \cdot 10^{-12} \text{ K}^{-1}$ verringert werden, wohingegen Zerodur® mit $\Delta n/\Delta T = 12,9 \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-1}$ [103] eine wesentlich höhere Abhängigkeit aufweist. Daher verliefen die Strahlen nicht durch den Grundkörper, sondern durch Durchgangsbohrungen ($d_{DB} = 22 \text{ mm}$) innerhalb des Körpers. Dies hatte eine erhöhte Transmission des Lichts zur Folge und minimierte die Abhängigkeit des Interferometers gegenüber einem inhomogenen Brechungsindex, was durch eine inhomogene Temperaturverteilung hervorgerufen werden kann.

Das Phasenauswerteverfahren war bereits Gegenstand von Publikationen [104,105], wobei jeweils ein handelsübliches Interferometersystem⁸⁸ auf Basis einer AOM-basierten Lichtquelle eingesetzt wurde. Es wurde eine 20-MHz-Schwebefrequenz genutzt, welche auch vor den Umbaumaßnahmen am NMK bestand. Bei Untersuchungen mit Anregungssignalen eines Frequenzgenerators wurden Standardabweichungen von $\sigma = 0,4 \text{ mrad}$ (22 pm) und maximale Abweichungen von 3,2 mrad (160 pm) bestimmt. Die Diskrepanz zu den Messungen bei einer Schwebefrequenz von 2,49 MHz (vgl. § 4.3.1.2) und der dabei ermittelten Standardabweichung von etwa $\sigma = 1 \text{ pm}$ sowie maximalen Abweichungen von etwa 6 pm unterstreichen, dass die Leistungsfähigkeit der Wandlerbausteine mit zunehmender Schwebefrequenz beeinträchtigt⁸⁹ wird. Die Wahl der Schwebefrequenz hatte folglich auch einen direkten Einfluss auf das Auflösungsvermögen des FPGA-gestützten Auswertesystems (vgl. schwarze Kurve in Abbildung 4.11).

4.1.2.2 Fehlerbeiträge des X-Interferometers

Die Unsicherheit des X-Interferometers ist abhängig von stochastischen und systematischen Beiträgen, welche beide konstante sowie längenproportionale Terme aufwiesen. Der Rauscheinfluss am X-Interferometer wurde nach einem Formalismus [106] bestimmt, welcher anhand von Messungen an einem Mach-Zehnder-Aufbau experimentell bestätigt wurde. Die theoretisch bestimmten und experimentell erzielten Rauschangaben zeigten dabei einen hohen Grad an Übereinstimmung. Unter Berücksichtigung der Einstellungen am Nanometerkomparator ergab sich ein theoretisch ermitteltes Rauschen von 8,2 pm bei einer Filterbandbreite von 90 kHz und einer Abtastrate von 48,8 kHz, wie im Anhang A.2 ausführlich dargelegt wird.

Bei den vergleichenden Untersuchungen mit einem inkrementellen Längenmesssystem (vgl. § 6) wurden die Abweichungen zwischen den beiden interferometrischen Messsystemen bei einer ortsfesten Position des Positioniertisches bestimmt. Die Differenz zwischen beiden Messsystemen zeigte eine Standardabweichung von 35 pm bei einer Mittelung über Beobachtungszeiträume von 0,1 s – was auch bei Auswertung der Messungen mit dem Prüfsystem umgesetzt wurde (vgl. Tabelle 6). In diesem Ergebnis überlagern sich das verbliebene Detektionsrauschen und elektrische Störeinkopplungen beider Messsysteme, sowie mechanische Relativbewegungen zwischen beiden Systemen [9]. Da keine Trennung zwischen den Beiträgen beider Messsysteme erfolgen kann, wird der Unsicherheitsbeitrag des X-Interferometers hinsichtlich des Rauschens mit einem Maximalwert von $u_{X,R} = 35 \text{ pm}$ angenommen.

Die periodischen Nichtlinearitäten des X-Interferometers wurden ebenfalls während vergleichender Messung mit einem inkrementellen Längenmesssystem quantitativ bestimmt, wobei der Positioniertisch mit konstanter Geschwindigkeit bewegt wurde. Da sich die Signalperioden beider Messsysteme unterscheiden, können die jeweiligen periodischen Nichtlinearitäten im Bildbereich spektral getrennt werden [107]. Die sich dabei ergebenden Frequenzen sind abhängig von Geschwindigkeit und Ordnung der Nichtlinearität. Die bestimmten Amplituden der periodischen Linearitätsabweichungen des X-Interferometer (vgl. Abbildung 4.7) betragen $a_{NL-266\text{nm}} = 4,9 \text{ pm}$ und $a_{NL-133\text{nm}} = 1,7 \text{ pm}$. Der Unsicherheitsbeitrag der Nichtlinearitäten kann als Effektivwert aller Ordnungen angesehen werden, wobei die Berechnung über eine vektorielle Addition der halben Amplitudenquadrate erfolgt (vgl. [108], S.76ff.). Daraus abgeleitet ergibt sich ein Beitrag von 3,7 pm nach der folgenden Gleichung:

$$u_{X,NL} = \sqrt{0,5} \cdot \sqrt{a_{NL-266\text{nm}}^2 + a_{NL-133\text{nm}}^2} = 3,7 \text{ pm} . \quad (3)$$

⁸⁸ Heterodynes System von ZYGO, Modell: Axiom 2/20 mit Differential-Plane-Mirror-Interferometer (DPMI).

⁸⁹ Die Beeinträchtigung der durch den Frequenzgenerator erzeugten Signale wurde hierbei vernachlässigt.

Die Totstrecke des X -Interferometers war bestimmt durch die X -Position des Positioniertisches und war gleichbedeutend mit der Differenz zwischen den optischen Weglängen von Mess- und Referenzstrahl. Da die Messungen jedoch stets auf die Lage des Messobjekts im Positioniertisch bezogen wurden, veränderte sich die Totstrecke in Abhängigkeit von den jeweiligen Ausrichtungen des Maßstabs und Messkopfs. Eine Änderung des Brechungsindex hat bei einem Interferometer mit gleichen optischen Weglängen des Mess- und Referenzstrahls keine Phasen- und somit Längenänderung zur Folge, wohingegen solche Änderungen mit zunehmender Totstrecke einen proportional ansteigenden Einfluss auf die Längenmessung haben. Die Totstrecke am X -Interferometer konnte durch eine Variation der Laserfrequenz bestimmt werden und wurde während der Messungen im Bereich von 147 mm bis 447 mm verändert. Aus den relativen Maximalschwankungen (vgl. Tabelle 6) der Temperatur von $\pm 2,1$ mK und des Drucks innerhalb der Vakuumkammer von $\pm 0,064$ Pa lässt sich ein Unsicherheitsbeitrag von $u_{X,\Delta T,\Delta p} = 49$ pm durch die Gleichung (4) abschätzen:

$$u_{X,\Delta T,\Delta p} = \sqrt{\left(\frac{x_{\text{Tot}}}{n} \cdot \frac{\partial n}{\partial T}\right)^2 \cdot u_T^2 + \left(\frac{x_{\text{Tot}}}{n} \cdot \frac{\partial n}{\partial p}\right)^2 \cdot u_p^2} \quad (4.1)$$

$$u_{X,\Delta T,\Delta p} = 447 \text{ mm} \cdot \sqrt{\left(\frac{20 \cdot 10^{-12}}{\text{K}} \cdot \frac{2,1 \text{ mK}}{\sqrt{3}}\right)^2 + \left(\frac{2,99 \cdot 10^{-9}}{\text{Pa}} \cdot \frac{0,064 \text{ Pa}}{\sqrt{3}}\right)^2} \quad (4.2)$$

Die Wellenlänge des Laserlichts hing von den Umwelteinflüssen in der evakuierten Kammer ab und stellte in der Unsicherheitsbetrachtung einen längenproportionalen Einfluss am X -Interferometer dar. Dieser Einfluss wurde im Wesentlichen durch die Unsicherheit der Druckmessung von 0,1 Pa bestimmt, wobei ein Beitrag von $u_{X,W} = 300$ pm/m durch experimentelle Untersuchungen (vgl. [59], §A.2) bestimmt wurde. Die Stabilisierung der Lichtquelle ergab einen Unsicherheitsbeitrag der Laserfrequenz von $u_f/f = 8,9$ pm/m, wie in Abschnitt §4.1.1. dargelegt wurde.

Der Kosinusfehler am X -Interferometer ergab sich aus der Winkellage des Messstrahls relativ zu dem Messobjekt. Beide wurden anhand der Führungseigenschaften des Positioniertisches zueinander ausgerichtet. Die Winkellage des Messstrahls wurde mit einer ortsfesten Quadrantendiode während einer Bewegung des Positioniertisches bestimmt, wobei sowohl hinlaufende als auch rücklaufende Strahlen im beweglichen Membranbalg untersucht wurden. Bei diesen Untersuchungen wurde eine Winkellage von $|\alpha_{\text{hin}}| = 15,2$ μrad und $|\alpha_{\text{rück}}| = 30,5$ μrad abgeleitet. Bei der Abschätzung der Unsicherheit (vgl. [59], S.42f.) wurde sich an diesen experimentell bestimmten Angaben orientiert, wonach sich ein Beitrag von $u_{X,K} = 120$ pm/m ergab.

Ein weiterer längenproportionaler Einfluss bei Messungen mit dem X -Interferometer ergab sich durch die Beugung der Strahlen. In Abhängigkeit von der Brennweite der Linse, dem Durchmesser der Austrittsblende und dem Strahldurchmesser kann der Einfluss nach DORENWENDT [109] abgeschätzt werden. Am X -Interferometer wurde unter Annahme eines Strahldurchmessers von 10 mm ein Beitrag von $u_{X,B} = 287$ pm/m abgeschätzt werden.

Unter Berücksichtigung der genannten Unsicherheitsbeiträge (vgl. Tabelle 3) ergibt sich für das X -Interferometer eine kombinierte Messunsicherheit von 147 pm über den Messbereich von 287 mm, was durch die Gleichung (5) berechnet wurde.

$$u_X = \sqrt{(u_{X,R}^2 + u_{X,NL}^2 + u_{X,\Delta T,\Delta p}^2) + (u_{X,f}^2 + u_{X,W}^2 + u_{X,K}^2 + u_{X,B}^2) \cdot x^2} \quad (5.1)$$

$$u_X = \sqrt{(79 \text{ pm})^2 + (432 \text{ pm/m})^2 \cdot x^2} \quad (5.2)$$

Bezeichnung	Betrag	Komb. Betrag
$u_{X,R}$	35 pm	79 pm
$u_{X,NL}$	4 pm	
$u_{X,\Delta T,\Delta p}$	49 pm	
$u_{X,f}$	9 pm/m	432 pm/m
$u_{X,W}$	300 pm/m	
$u_{X,K}$	120 pm/m	
$u_{X,B}$	287 pm/m	

Tabelle 3: Auflistung der Fehlerbeiträge zur Bestimmung der Unsicherheit der Längenmessung in Bezug auf das X-Interferometer am Nanometerkomparator.

Die Unsicherheit des X-Interferometers wurde dahingehend ausführlich betrachtet, da die neu geschaffene Lageregelung auf davon abgeleiteten Positionsinformationen beruhte und die vergleichenden Messungen in der Hauptachse X auf Grundlage dieses Messsystems durchgeführt wurden. Im weiteren Verlauf der Arbeit wird in gleicher Weise auf die Fehlerbeiträge des zu prüfenden Messsystems (vgl. §4.2.4) eingegangen. Eine mögliche Ausgleichskorrektur des längenproportionalen Einflusses erfolgte nicht im Zuge der Lageregelung in der Hauptachse X, da der kombinierte Fehlerbeitrag im Sub-Nanometerbereich lag und somit vernachlässigbar gering war.

4.1.3 Die Winkel-Interferometer

Änderungen des Positioniertisches in seiner Nickwinkel- und Gierwinkellage werden am NMK ebenfalls durch zwei interferometrische Messsysteme im Vakuum detektiert und aufgenommen. Durch getrennte Ausgleichsachsen (AR#5,6) wurden diese Winkelbewegungen kompensiert, wodurch der Einfluss infolge von ABBE-Abweichungen reduziert wurde. Im Umkehrschluss wurden diese Winkellagen bei der Ausrichtung von Prüfsystemen zum X-Interferometer gezielt verändert, was die Bestimmung von dessen seitlichen Versatz zur ABBE-Linie erlaubte und im weiteren Sinne eine Minimierung des zugehörigen Messunsicherheitsbeitrags ermöglichte (vgl. §6.1).

4.1.3.1 Das Nickwinkel-Interferometer

Die Ausgangsstrahlen des X-Interferometers wurden mit Hilfe eines polarisationsempfindlichen Strahlteilerwürfels zur Interferenz gebracht, da dieser unter 45° zu den einfallenden Ausgangsstrahlen ausgerichtet war. Dadurch wurde die Hälfte des Lichts der beiden Ausgangsstrahlen abgelenkt. Dieses abgelenkte Licht wurde verwendet, um eine Nickwinkeländerung des Maßstabträgers gegenüber der Messbrücke zu detektieren. Das Prinzip ist schematisch in der Abbildung 4.3 dargestellt. Dazu wurde der umgelenkte Lichtstrahl an einem Keilprisma in zwei Strahlen aufgeteilt und die Phasendifferenz der Teilstrahlen bestimmt [56]. Durch einen Balken konnte der mittlere Teil des umgelenkten Lichts nicht transmittieren, wodurch der Basisabstand zwischen den aufgespalteten Strahlen und somit die Empfindlichkeit der Winkelbestimmung erhöht wurde. Eine relative Nickwinkeländerung zwischen Maßstabträger und Messbrücke hatte eine Änderung der Phasendifferenz zwischen den Teilstrahlen zur Folge. Die überlagerten Signale mit einer Schwebefrequenz von 2,49 MHz wurden in gleicher Weise wie die Signale des X-Interferometers in Multimode-Fasern eingekoppelt und zwei Fotoempfängern⁹⁰ mit integrierter Transimpedanzwandlung zugeführt. Die Spannungssignale wurden mit Hilfe der in Abschnitt 4.3.1 beschriebenen Auswerteelektronik in digitale Signale gewandelt und durch das in Abschnitt 4.3.1.2 beschriebene Phasenauswerteverfahren demoduliert. Schließlich wurde mit Hilfe der detektierten Signale eine Lageregelung des Nickwinkels umgesetzt, welche in Abschnitt 3.3.4.2 ausführlicher beschrieben wird. Während das heterodyne Nickwinkel-Interferometer in früheren Arbeiten mit einer festgelegten Schwebefrequenz von 20 MHz zu betreiben war, konnte durch Einsatz einer neuen Auswerteelektronik (vgl. §4.3.1) die Schwebefrequenz dieses interferometrischen Messsystems frei gewählt werden (vgl. Fußnote #208).

⁹⁰ Fotoempfänger mit Transimpedanzwandlung und einer ST-Steckverbindung von der Firma FEMTO Messtechnik GmbH, Modell: HCA-S-100M (Bandbreite: 100 MHz, Transimpedanzverstärkung: 50 kV/A).

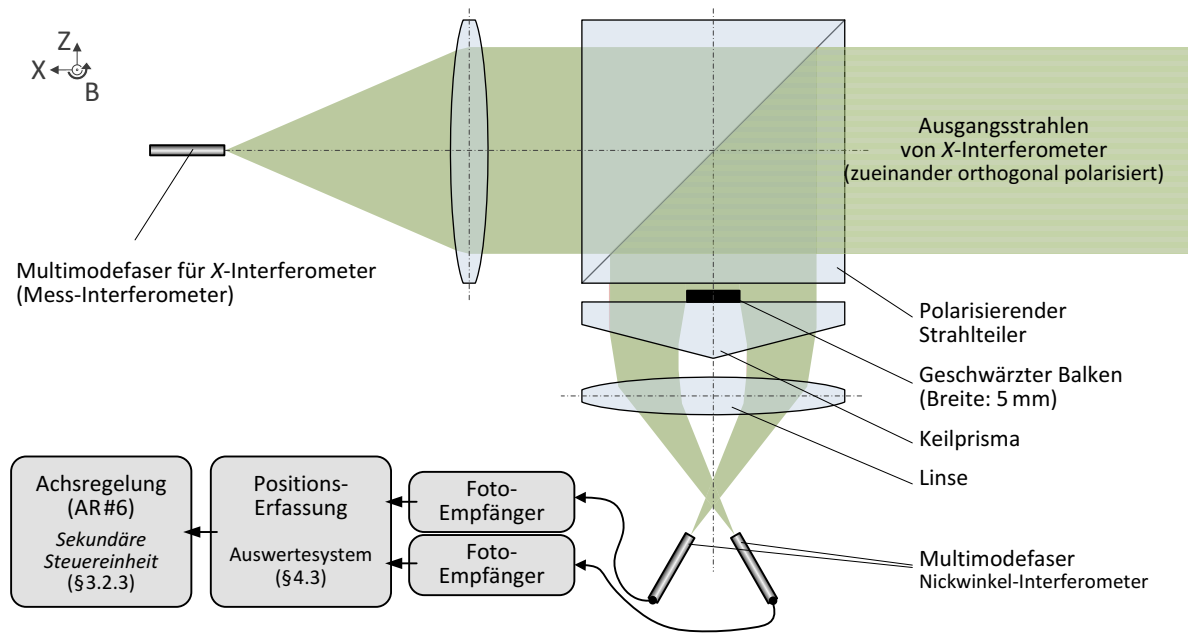


Abbildung 4.3: Schematische Darstellung des interferometrischen Verfahrens zur Bestimmung der Nickwinkellage des Positioniertischs am Nanometerkomparator. Eine weitere Verarbeitung erfolgte hinsichtlich einer Positionserfassung durch das Auswertesystem (vgl. §4.3) und eine Winkelregelung über piezoelektrische Aktuatoren durch die FPGA-gestützte Steuereinheit (vgl. §3.3.4.2).

Im Zuge einer Kalibrierung [59,68] der Winkel-Interferometer am Nanometerkomparator wurde unter Verwendung eines AKFs ein Basisabstand von $\Delta s_{NW} = 6,1 \text{ mm}$ bestimmt und eine längenabhängige Winkelabweichung von 223 nrad/m im geregelten Zustand nachgewiesen. Unter Annahme eines theoretisch ermittelten Rauschens wie am X-Interferometer (vgl. §4.1.2.2) ergibt sich für das Nickwinkel-Interferometer ein Auflösungsvermögen von etwa $1,3 \text{ nrad}$ ⁹¹.

4.1.3.2 Das Gierwinkel-Interferometer

Im Gegensatz zu den zuvor beschriebenen, heterodynen Interferometern werden Gierwinkeländerungen des Positioniertischs durch ein homodynes Interferometer-Messsystem detektiert. Das hierfür benötigte Licht wurde von der Laserlichtquelle durch eine polarisationserhaltende Faser bereitgestellt und über ein Fenster in die Vakuumkammer eingekoppelt. Die darin befindliche Anordnung der optischen Bauelemente zur Strahlaufteilung und -überlagerung ist in Abbildung 4.4 schematisch dargestellt.

Wie am X-Interferometer durchlief das Licht einen Polarisator, um die durch den Lichtwellenleiter erzeugte, unerwünschte Polarisationsmode zu unterdrücken. An der nachfolgenden Polarisationssteilerplatte ist eine polarisationsempfindliche Teilerschicht aufgebracht, wodurch das Licht in zwei Strahlen aufgeteilt wird. Der reflektierte Strahl durchlief erneut die Teilerplatte und wurde an einer Spiegelschicht reflektiert, wodurch der Strahl ein längeres optische Weg durch das optisch dichtere Medium zurücklegt. Der transmittierte Strahl wurde deshalb durch eine Kompensationsplatte geleitet, sodass beide Strahlen gleiche optische Weglängen durch das Glas aufweisen. Anschließend passieren beide Strahlen jeweils eine $\lambda/4$ -Verzögerungsplatte und werden in einem Abstand von $\Delta s_{GW} = 25,8 \text{ mm}$ an einem Planspiegel reflektiert, welcher an dem Maßstabträger fixiert war. Die reflektierten Strahlen durchlaufen erneut die Verzögerungsplatten und werden im Gegensatz zu den einfallenden Strahlen nun einer Polarisationsdrehung von 90° unterworfen. Dadurch konnten die reflektierten Strahlen an der polarisationsempfindlichen Teilerschicht miteinander überlagert werden. Die überlagerten Strahlen passierten eine weitere $\lambda/4$ -Verzögerungsplatte und wurden an einer Neutralteilerplatte aufgespalten. Beide Ausgangsstrahlen durchliefen jeweils ein Wollaston-Polarisator und wurden somit zur Interferenz gebracht. Die 90° -phasenverschobenen Signale wurden von vier Fotoempfängern detektiert und als Stromsignale einer Anpasselektronik zugeführt.

⁹¹ Berechnungsgrundlage: $\tan^{-1}(8,2 \text{ pm}/6,1 \text{ mm}) = 1,3 \text{ nrad}$. (Die Rauschamplitude von $u_{\Delta s} = 8,2 \text{ pm}$ wurde von den theoretischen Annahmen in Anhang A.2 übernommen).

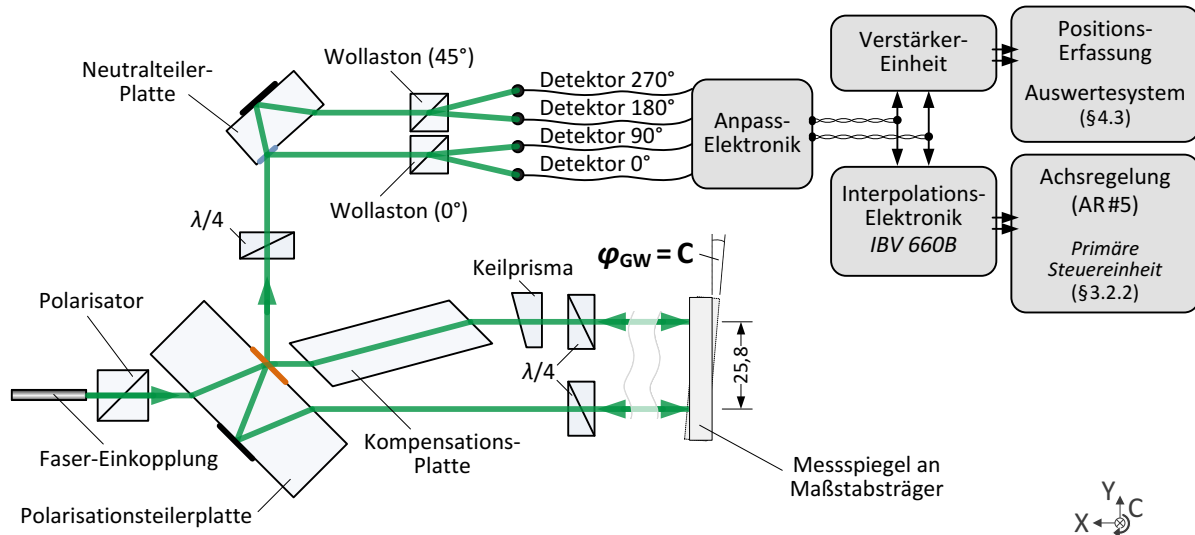


Abbildung 4.4: Schematische Darstellung des interferometrischen Verfahrens zur Bestimmung von Gierwinkeländerungen am Positioniertisch des Nanometerkomparators. Die Interferenz-Signale wurden mit Detektoren in Stromsignale gewandelt und über eine Anpasseelektronik verstärkt und in Spannungssignale gewandelt. Eine Positionserfassung erfolgte durch das Auswertesystem (vgl. §4.3.1) sowie eine Interpolationselektronik. Letztere stellte Positionsinformationen über ein inkrementelles Übertragungsverfahren bereit, was eine Winkelregelung des Positioniertischs durch die DSP-gestützte Steuereinheit (vgl. §3.2.2) ermöglicht.

Messungen mit homodynen Interferometern sind Schwankungen der optischen Intensität unterworfen [89], was ein sich änderndes Gleichsignal zur Folge hat und das Messergebnis beeinträchtigt. Dieser Einfluss kann unter Zuhilfenahme von vier phasenkodierten Signalen und deren differentieller Auswertung minimiert werden [110]. Die Anpasseelektronik wandelte die vier Stromsignale in zwei differentielle Spannungssignale um. Die symmetrische Übertragung mittels differentieller Signale unterdrückte Gleichtaktstörungen [111] und ermöglichte über 10 m lange Signalleitungen den Anschluss einer Interpolationselektronik⁹², in welcher diskrete Quadratursignale generiert und dem heterogenen Steuerungssystem (vgl. §3.2.4) zugeführt wurden. Die Rückkopplungsdaten wiesen unter Zuhilfenahme eines durch Messungen mit einem AKF bestimmten Basisabstandes von $\Delta s_{GW} = 25,8 \text{ mm}$ und einer 2048-fachen Unterteilung des Signals ein minimales Inkrement⁹³ von 5 nrad auf.

Parallel zum Regelbetrieb wurden die homodynen Signale des Gierwinkel-Interferometers durch ein FPGA-gestütztes Auswertesystem (vgl. §4.3) aufgenommen und verarbeitet. Hierzu erfolgte auf Basis einer Elektronikeinheit⁹⁴ gleichzeitig eine vierfache Signalverstärkung und eine Umsetzung der differentiellen auf massebezogene Signale. Dadurch wurde eine simultane Datenerfassung des Gierwinkels gemeinsam mit weiteren interferometrischen Messsystemen sichergestellt, was eine in Abschnitt 4.3.1 näher erläuterte Erfassung homodyner Eingangssignale erforderte.

4.2 Das inkrementelle Längenmesssystem

Es wurde ein inkrementelles Längenmesssystem (Encoder) am Nanometerkomparator verwendet, um die Leistungsfähigkeit des FPGA-gestützten Auswertesystems und der Lageregelung zur Positionierung des Positioniertischs zu bestimmen (vgl. §6). Encoder sind weit verbreit-

⁹² Interpolationselektronik der Firma HEIDENHAIN, Modell: IBV 660B.

⁹³ Berechnungsgrundlage: $\tan^{-1}(\lambda_{LF}/2/2048/25,8 \text{ mm}) = 5 \text{ nrad}$.

⁹⁴ Verstärkereinheit basierte auf dem Grundbaustein AD8129 des Herstellers ANALOG DEVICES und wurde durch Herrn Dipl.-Inf. STRUBE (PTB) konzipiert. Die Fertigung der zweilagigen Leiterplatte erfolgte an einem Fräsbohrplotter der Firma LPKF und wurde durch Herrn Dr. BÜTEFISCH (PTB) ausgeführt.

tete Längenmesssysteme zur Positionsdetektion in Mess- und Werkzeugmaschinen [4]. Hochauflösende Systeme mit einer Signalperiode von weniger als einem Mikrometer sind kommerziell erhältlich und verfügen über ein Rauschniveau von weniger als $0,05 \text{ nm}/\sqrt{\text{Hz}}$ [112].

Die bei einem Encodersystem auftretenden periodischen Nichtlinearitäten können in Echtzeit durch eine geeignete Interpolationselektronik korrigiert werden und somit auf eine maximale Abweichung von weniger als $\pm 75 \text{ pm}$ reduziert werden [113]. In internationalen Vergleichen zwischen industriellen Messlaboratorien [114] und der PTB [115] wurde ein solches Messsystem bereits als TransfERNormal eingesetzt. An den verschiedenen Vakuum-Komparatoren umgesetzte Längenmessungen mit diesem TransfERNormal zeigten Übereinstimmungen von $5,5 \text{ nm}$ und Wiederholbarkeiten von $0,4 \text{ nm}$ [115]. Da die sonst am Nanometerkomparator zur Kalibrierung von Strichmaßstäben eingesetzten Messmikroskope entweder nicht die Auflösung (Spaltnmikroskop) oder nur eine Bandbreite von wenigen 10 Hz (CCD-Mikroskope) haben, bietet sich ein solches inkrementelles Messsystem zur Charakterisierung der messtechnischen Eigenschaften des Nanometerkomparators an. Das Längenmesssystem der Firma HEIDENHAIN bestand aus einem handelsüblichen Messkopf sowie einem speziell angefertigten Maßstab. Durch Messungen mit diesem Längenmesssystem sollte der Zustand des Nanometerkomparators charakterisiert werden, welcher vor und nach Änderungen an Auswerteelektronik und Antriebskonzept bestand. In den folgenden Abschnitten werden die Funktionsweise des interferometrischen Längenmesssystems sowie dessen Justage näher beschrieben, während die Ergebnisse der vergleichenden Messungen in Kapitel § 6 dargelegt werden.

4.2.1 Funktionsweise des inkrementellen Längenmesssystems

Hinsichtlich des Messprinzips kann bei inkrementellen Längenmesssystemen zwischen abbildenden oder interferenziellen Messverfahren unterschieden werden [116]. Beide Verfahren nutzen Teilungen an Maßstab und Messkopf zur Erzeugung variierender Lichtintensitäten, welche für eine Positionserfassung über Photodioden detektiert werden. Während bei Längenmesssystemen nach dem abbildenden Messprinzip Teilungsperioden des Maßstabes von unter $10 \mu\text{m}$ nicht kommerziell erhältlich sind, verfügen interferenzielle Längenmesssysteme über Teilungsperioden von bis zu $0,512 \mu\text{m}$ [113]. Da durch geringere Teilungsperioden die Fehler infolge einer nicht-idealen Interpolation geringer sind [102], werden interferenzielle Systeme insbesondere bei der Forderung an ein hohes Auflösungsvermögen angewendet.

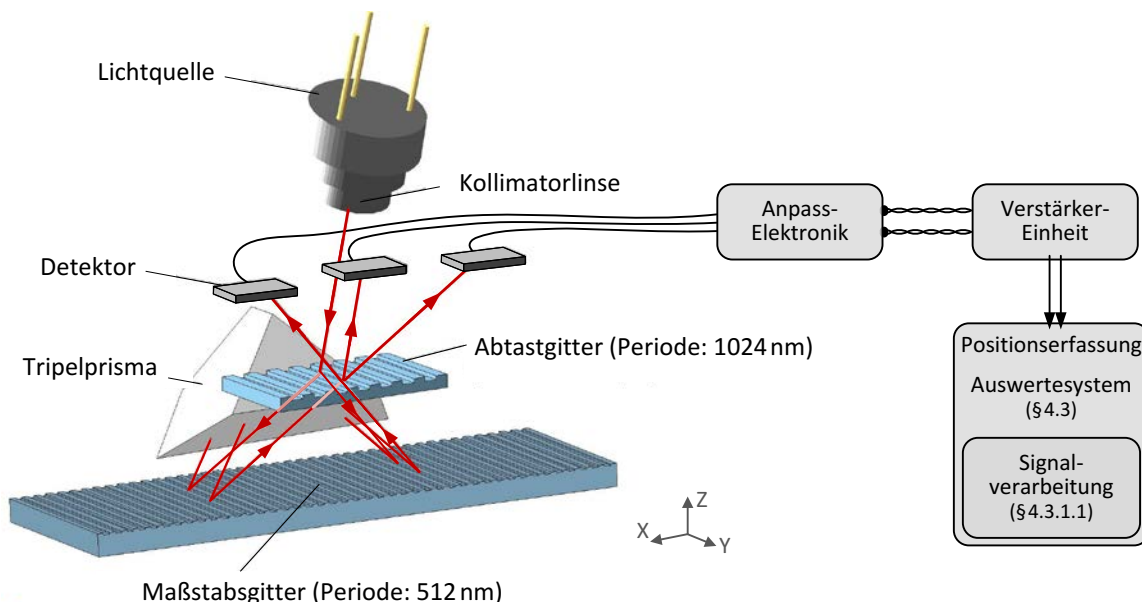


Abbildung 4.5: Schematischer Aufbau des Messkopfs LIP 38 nach SPIES [117] und des Maßstabgitters LIP 302 mit deren Anordnung im Maschinenkoordinatensystem während der Messungen, und die dabei angewandten Schritte zur Signalkonditionierung (Anpasselektronik, Verstärkereinheit) und -verarbeitung (Auswertesystem).

In dieser Arbeit wurde für die Untersuchungen ein interferenzielles Längenmesssystem LIP382 verwendet, bestehend aus dem Messkopf LIP38 und einem speziellen Maßstab vom Typ LIP302. Der Aufbau und Funktionsweise dieses Encoders ist in [117] beschrieben. Im Gegensatz zu anderen interferometrischen Messsystemen am Nanometerkomparator, wo eine Lichtquelle mit hoher Kohärenzlänge eingesetzt wurde, wurde bei dem Encodermesssystem aufgrund dessen Messprinzips eine kostengünstigere LED-Lichtquelle⁹⁵ mit einer vergleichsweise geringen Kohärenzlänge eingesetzt. Die Funktionsweise des Encoders wird in Abbildung 4.5 schematisch dargestellt und kann mit einem homodynem Interferometer verglichen werden. Eine Änderung der Phasenlage tritt jedoch nicht durch eine Verschiebung eines Spiegels in Strahlrichtung auf, sondern bei einer Verschiebung des Maßstabs in der X -Richtung. Die Phasenänderung $\Delta\Omega$ der an der Teilung gebeugten Strahlen erster Ordnung ist abhängig von der Verschiebung der Teilung Δs und kann entsprechend der Gleichung (6) berechnet werden [116]:

$$\Delta\Omega = 2\pi \frac{\Delta s}{g} \quad (6)$$

Das Teilungsgitter des LIP302 Maßstabs wies eine Stufenhöhe von $0,2\ \mu\text{m}$ und eine Periode von $g = 512\ \text{nm}$ auf [118]. Da beide Strahlen erster Beugungsordnung innerhalb des Messkopfs genutzt wurden und die Strahlen über ein Tripelprisma zweimal auf das Teilungsgitter des Maßstabs einfielen, verfügte das Messsystem über eine Signalperiode von $128\ \text{nm}$. Die optischen Signale mit einer Phasendifferenz von 120° wurden von Photodetektoren im Messkopf in Signalströme gewandelt und einer Anpasselektronik zugeführt, wo eine Umsetzung der Signale in zwei 90° -phasenkodierte Spannungssignale erfolgte. Diese analogen Spannungssignale wurden über ein symmetrisches Übertragungsverfahren aus der Messkabine des Nanometerkomparators herausgeführt, um Gleichtaktstörungen zu unterdrücken [111]. Die vier differentiellen Signale mit einem Spannungshub von $\pm 0,4\ \text{V}$ wurden danach durch eine Verstärkereinheit um den Faktor 3,2 verstärkt und in zwei massebezogene Signale umgesetzt. Die Signale waren somit an den Eingangsbereich der Auswerteelektronik von $\pm 1,5\ \text{V}$ angepasst und konnten von dieser über das in Abschnitt 4.3.1.1 beschriebene Verfahren verarbeitet werden. Die elektrische Leistungsaufnahme des gesamten Systems betrug mit angeschlossener Anpasselektronik⁹⁶ etwa $450\ \text{mW}$, was im Vergleich zu den beiden Antriebsachsen AR#1 und AR#8 einen höheren Leistungsbedarf darstellte. In Hinblick auf die Messungen in Kapitel §6 musste daher von einem größeren Wärmebeitrag des Messsystems ausgegangen werden, da die Antriebssysteme zusätzlich im Randbereich der Maschinenstruktur angeordnet waren.

4.2.2 Einrichtung des Messkopfs

Bei der Ausrichtung des $161\ \text{g}$ schweren Messkopfs wurde sich an die Vorgaben des Herstellers gehalten [119]. Bei der Justage wurden dementsprechend Abweichungen des Roll- oder Nickwinkels von weniger als $0,36\ \text{mrad}$, des Gierwinkels von weniger als $\pm 0,5\ \text{mrad}$ und ein Abstand in der Z -Achse von $0,3 \pm 0,1\ \text{mm}$ bei der Ausrichtung des Messkopfs gegenüber dem Maßstab eingestellt.

Der Messkopf wurde auf einer plangeschliffenen Platte (Material: Invar[®] ⁹⁷) über Schraubverbindungen fixiert. Diese Platte wurde wiederum an eine fünfsichtige Justiereinheit aus Invar[®] gebaut, welche an der Messbrücke des Nanometerkomparators befestigt wurde und in einer Veröffentlichung beschrieben ist (vgl. [49], insb. Abbildung 9). Die obere Fläche dieser Invarplatte wurde nun genutzt, um den Messkopf mit Hilfe der Justiereinheit auszurichten. Die Fläche eines auf dem Positioniertisch aufgestellten Endmaßkörpers wurde zur Ausrichtung der Höhenlage

⁹⁵ Lichtquelle mit Wellenlänge von $\lambda_{\text{LED}} = 670\ \text{nm}$ und optischer Maximalleistung von $P_{\text{LED,max}} = 5\ \text{mW}$ [118].

⁹⁶ Die Anpasselektronik wurde auf der Messbrücke abgelegt und befand sich dadurch räumlich näher an dem zu prüfenden Messobjekt als die Linearantriebe. Die Leistungsaufnahme wurde anhand der Stromzuführung über die 5-V-Versorgungsleitung ermittelt.

⁹⁷ Invar[®] ist seit 1907 eine eingetragene Marke der US-amerikanischen Firma IMPHY ALLOYS INC. Die Bezeichnung wird in dieser Arbeit stellvertretend für Eisen-Nickel-Legierungen mit einem geringen thermischen Ausdehnungskoeffizienten verwendet.

genutzt, wobei über ein taktilen Antastsystem⁹⁸ die Höhe eingemessen wurde. Die Winkellage wurde durch den Einsatz eines weiteren taktilen Messsystems⁹⁹ eingerichtet, welches an eine Justierbrücke befestigt wurde. Diese Justierbrücke wurde luftgelagert über den Granitstein bewegt, sodass mit Hilfe des Messsystems die relative Winkellage der Invarplatte gegenüber der Granitoberfläche bestimmt werden konnte. Durch eine Bewegung von etwa 50 mm in *Y*-Richtung konnte der Rollwinkel des Messkopfs auf etwa 0,1 mrad ausgerichtet werden. In *X*-Richtung konnte über eine Messlänge von 20 mm die Nickwinkellage bestimmt und eingestellt werden, wobei eine Unsicherheit von 0,26 mrad abgeschätzt wurde (vgl. [59], S.64). Die Gierwinkellage wurde erst nach der Justage des Maßstabs ausgerichtet, wobei die Signalstärke des inkrementellen Längenmesssystems auf eine möglichst hohe Güte eingestellt wurde.

Die Höhe des Endmaßstapels definierte die relative Höhe des Messkopfs und Maßstabs gegenüber dem Messschlitten. Damit wurde auch die relative Höhe zum Messstrahl des *X*-Interferometers ausgerichtet. Durch definierte Nickwinkelbewegungen des Positioniertischs wurde die Höhe des Endmaßstapels dadurch festgelegt, dass ein solches Nicken lediglich eine minimale Differenz zwischen Encodermesssystem und *X*-Interferometer zur Folge hatte. Die Höhenlage des Messsystems wurde somit dahingehend festgelegt, dass Abweichungen erster Ordnung (ABBE-Fehler) vernachlässigt werden konnten. Abweichungen erster Ordnung treten auf, wenn die Messspuren des Vakuum-Interferometers und des Encodersystems nicht räumlich miteinander fluchten und gleichzeitig Variationen der Winkellage auftreten [12,120]. Diese Abweichungen können bei geringen Winkelvariationen durch eine Multiplikation des Versatzes mit einer entsprechenden Winkeländerung approximiert werden. Im Umkehrschluss kann in Abhängigkeit vom ABBE-Fehler über eine gezielte Änderung der Winkellage des Positioniertischs eine differentielle Verschiebung zwischen Maßstab und Interferometer gemessen werden. Durch eine simultane Bestimmung der Winkelabweichungen und der differentiellen Verschiebung können somit Abweichungen erster Ordnung bestimmt werden und durch eine Lagekorrektur reduziert werden, was am NMK umgesetzt wurde [50]. Um einen solchen Versatz in der *Z*- beziehungsweise *Y*-Lage zu bestimmen, wurde die Nick- beziehungsweise Gierwinkellage des Positioniertischs über dessen integrierte piezoelektrische Stallelemente gezielt verändert und die jeweilige Abweichung zur ABBE-Linie bestimmt. Bei den Messungen in Abschnitt 6.2 waren die beiden Messsysteme hinsichtlich ihrer *Z*-Lage so zueinander ausgerichtet, dass eine mittlere Abweichung des Prüfsystems zur ABBE-Linie von etwa 0,2 mm nachgewiesen werden konnte. In der *Y*-Lage betrug die mittlere Abweichung typischerweise weniger als 0,3 mm.

4.2.3 Einrichtung des Maßstabs

Der verwendete Maßstab des inkrementellen Messsystems besteht aus einem Trägersubstrat aus der Glaskeramik Zerodur® und einem darauf aufgebrachtenteilungsgitter mit einer Breite von 6 mm und einer Länge von 287 mm. Der Maßstab hatte ein Gewicht von 242 g und geometrische Abmessungen von 320×20×15 mm³. Die Maßstabsverkörperung verfügte über keinerlei Referenzmarkierung und war nicht in die Aufnahme eines Stahlträgers gekittet. Um den Einfluss der Durchbiegung¹⁰⁰ des Maßstabs auf die Reproduzierbarkeit von Längenmessungen zu minimieren, wurde der Maßstab in einer spezifischen Dreipunktauflage gelagert. Der Aufbau zur Lagerung des Maßstabs ist in Abbildung 4.6 dargestellt und bestand aus einem Justagerahmen, zwei Verstelleinheiten, und zwei Rollen. Die Rollen¹⁰¹ lagen auf den getrennten Verstelleinheiten auf und wurden über einen Justagerahmen zueinander in der *X*-Lage ausgerichtet. Beide Verstelleinheiten konnten wiederum in ihrer Höhenposition verändert werden und ermöglichten

⁹⁸ Taktilen Messsystem von HEIDENHAIN, Modell: MT 1281 mit interferenziellem Prinzip (Messbereich: 12 mm, Systemgenauigkeit: ±0,2 µm).

⁹⁹ Taktilen Messsystem von MAHR, Modell: Millimar 1340 mit induktiven Prinzip (Messbereich: 2 mm).

¹⁰⁰ Getreu den Ausführungen von BESSEL (vgl. [214], Beilage I): „Die wirkende Kraft ist ursprünglich die Schwere; ihr widersetzt sich aber die Elasticität des Stabes; beides zusammengenommen, bringt eine Änderung der Figur des Stabes hervor“.

¹⁰¹ Die Rollen waren so ausgeführt, dass eine Rolle eine Kontaktfläche und die andere Rolle zwei Kontaktflächen besaß und somit eine Dreipunkt-Auflage umgesetzt werden konnte (vgl. Abbildung 4.6).

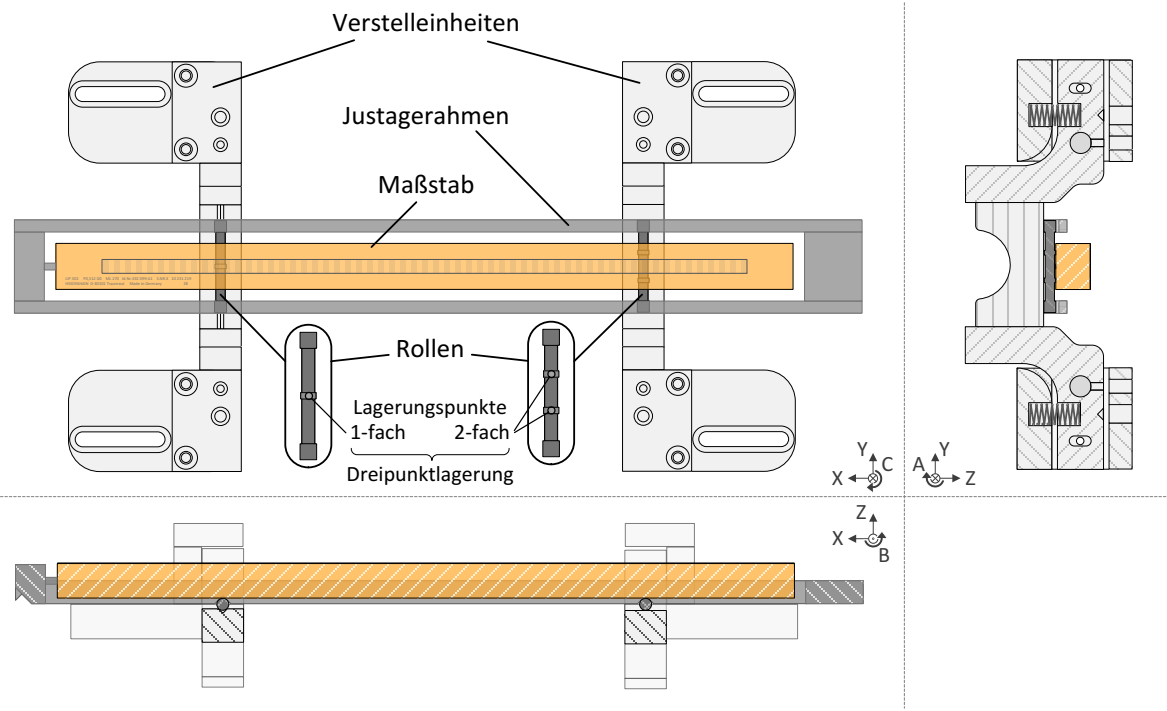


Abbildung 4.6: Auflage des Maßstabs mittels einer Lagerung über zwei Rollen und der Zuhilfenahme eines Justagerahmens. Die beiden Verstelleinheiten waren unter anderem für die Ausrichtung des Maßstabs in der Hauptachse Z sowie Drehachse B notwendig.

eine Ausrichtung des Maßstabs hinsichtlich seiner Höhen-, Nick- und Rollwinkellage. Die Ausrichtung des Maßstabs erfolgte diesbezüglich in der Z-Position mit Hilfe eines optischen Messsystems¹⁰², da eine taktile Antastung zur Beschädigung des Messobjektes geführt hätte.

Der optische Abstandssensor wurde zur Justage an der Justierbrücke befestigt. Als Bezugspunkt diente der Endmaßstapel, welcher auch zur Höhenausrichtung des Messkopfs im vorangegangenen Abschnitt verwendet wurde. Die Lage des Nick- und Rollwinkels wurde nach Bewegungen des Positioniertisches in X-Richtung beziehungsweise der Justierbrücke in Y-Richtung eingestellt. Eine relative Ausrichtung des Maßstabs gegenüber dem Messkopf in der Y-Position wurde durch einen mechanischen Anschlag am Messkopf umgesetzt. Der zur reproduzierbaren Ausrichtung des Maßstabs benötigte Justagerahmen bestand aus der Eisen-Nickel-Legierung Invar® und wurde um den Maßstab auf die beiden überstehenden Rollen aufgesetzt, wodurch die beiden Lagerungspunkte für den Maßstab festgelegt wurden. In dem Rahmen waren hierfür trianguläre Aufnahmen eingearbeitet, welche einen Abstand von 142,78 mm hatten [121]. Zudem wurde der Maßstab mittels eines mechanischen Anschlags am Justagerahmen ausgerichtet, um eine reproduzierbare Positionierung des Maßstabs gegenüber seinen Lagerungspunkten zu gewährleisten. Da auf dem Maßstab keine lateralen Justagemarken vorgesehen waren, wurde dessen Gierwinkellage anhand des kontrastreichen Strukturübergangs zwischen Teilungsgitter und Randbereich ausgerichtet. Hierzu wurde ein Mikroskop verwendet, das über ein Objektiv mit zwanzigfacher Vergrößerung verfügte und mit einer Kamera¹⁰³ ausgestattet war. Die Pixelgröße der CCD-Kamera war mit $11 \times 11 \mu\text{m}^2$ spezifiziert und ermöglichte somit eine optische Auflösung von etwa $0,5 \mu\text{m}$. Das Mikroskop wurde an einer Justierbrücke fixiert und über dem gesuchten Übergangsbereich positioniert. Anschließend wurde der Maßstab unter dem ortsfesten Mikroskop bewegt. Die Ausrichtung war abgeschlossen, wenn bei einer X-Bewegung über etwa 287 mm keine Positionsänderungen des Strukturübergangs in Y-Richtung im Mikroskop zu erkennen waren. Unter Annahme des beschriebenen optischen Auflösungsvermögens, einer mittleren Ebenheitsabweichung des Strukturübergangs von $1 \mu\text{m}$ und einer maximalen Führungsabweichung von $0,5 \mu\text{m}$ konnte die Gierwinkellage des Maßstabs mit einer maximalen Abweichung von $\pm 5,2 \mu\text{rad}$ ¹⁰⁴ eingestellt werden.

¹⁰² Berührungsloses Messsystem von Breitmeier Messtechnik GmbH, Modell: AF 200.

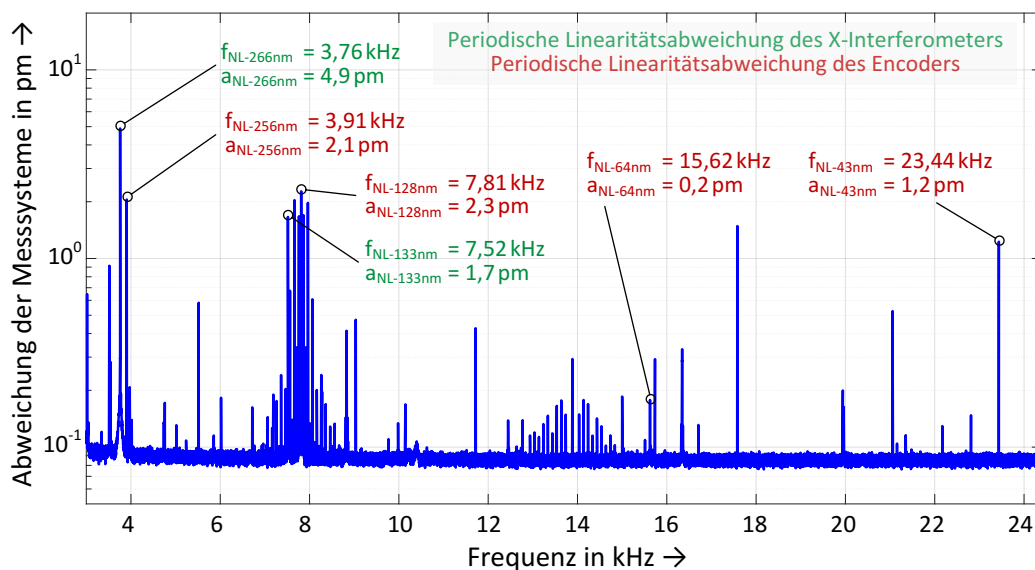
¹⁰³ Kamera mit CCD-Bildsensor und einer Auflösung von 756×581 , Modell: Sony XC77CE.

¹⁰⁴ Berechnungsgrundlage: $\tan^{-1}(\pm 1,5 \mu\text{m} / 287 \text{ mm}) = \pm 5,2 \mu\text{rad}$.

4.2.4 Fehlereinflüsse des inkrementellen Längenmesssystems

Die Maßverkörperung bei einem inkrementellen Längenmesssystem ist durch den Maßstab vorgegeben. In der Praxis ist ein solcher Maßstab stets Abweichungen seines Teilungsgitters unterworfen, was wiederum seine Messunsicherheit wesentlich bestimmt [9]. Für eine rückgeführte Positionierung müssen diese Abweichungen im Rahmen von Kalibrierungen bestimmt werden. Dabei gehen in die Unsicherheit einer solchen Kalibrierung weitere Unsicherheitsbeiträge des inkrementellen Längenmesssystems ein. Das Rauschen des interferentiellen Messsignals kann bei einem beweglichen, luftgelagerten Positioniertisch nicht von einer mechanischen Verschiebung unterschieden werden und bei einer Messung mit einem Vergleichssystem nicht von dessen Rauschen getrennt werden. Zudem kann der Einfluss der Halterung auf die Messergebnisse nicht vernachlässigt werden. Das Rauschen eines LIP 38 Messkopfs wurde jedoch bereits vom Hersteller in Publikationen veröffentlicht, wobei eine Standardabweichung von 5 pm bei einer Bandbreite von 20 kHz [112] ermittelt wurde. Die Messwerte wurden am NMK über das Auswertesystem mit einer Datenaufnahmerate von 48,8 kHz aufgenommen, wobei das Phasenauswerteverfahren über eine Bandbreite von 90 kHz verfügte (vgl. Anhang A.2.2). Unter Annahme gaußverteilter Rauschens und einer Mittelung über 4883 Messwerte (Beobachtungszeit: 0,1s, vgl. Tabelle 6) entsprach dies einem Auflösungsvermögen von $0,11 \text{ pm}^{105}$ und wurde daher als Unsicherheitsbeitrag vernachlässigt (vgl. §4.1.2.2).

Die periodischen Nichtlinearitäten des inkrementellen Längenmesssystems wurden bei den vergleichenden Messungen durch eine Ellipsenkorrektur anhand des Formalismus nach Wu [122] reduziert. Diese Korrektur erfordert die Aufstellung und Lösung eines Gleichungssystems und wurde deshalb nicht während der Messungen in Echtzeit angewendet, sondern im Zuge einer nachgelagerten Auswertung auf einem PC mit hoher Rechenleistung umgesetzt. In vorangegangenen Arbeiten konnte der Einfluss von Nichtlinearitäten während der Messungen fortlaufend korrigiert und somit auf weniger als $\pm 75 \text{ pm}$ unterdrückt werden [113,123]. Im Zuge dieser Arbeit wurden die periodischen Nichtlinearitäten bei vergleichenden Untersuchungen zwischen Vakuum-Interferometer und inkrementellen Längenmesssystem bestimmt (vgl. §6). Der Maßstab wurde dabei mit einer Geschwindigkeit von 1 mm/s bewegt. Im Frequenzbereich können die periodischen Nichtlinearitäten beider Messsysteme spektral getrennt werden [107], was in der Abbildung 4.7 exemplarisch dargestellt ist. Die Frequenzen der periodischen Linearitätsabweichungen berechnen sich aus der Division der Geschwindigkeit mit der jeweiligen Periode. Hierbei wurde eine Ellipsenkorrektur über 976 Werte auf die Signale des homodynen



¹⁰⁵ Berechnungsgrundlage: $5 \text{ pm} / \sqrt{(20 \text{ kHz} / 10 \text{ Hz})} = 0,11 \text{ pm}$.

Abbildung 4.7: Periodische Nichtlinearitäten des inkrementellen Längenmesssystems (Prüfsystem) sowie X-Interferometers ermittelt bei vergleichenden Untersuchungen (vgl. §6) mit einer gleichförmigen Bewegungsgeschwindigkeit von 1 mm/s. Das Grundrauschen ist geringer als 0,1 pm bei dieser messtechnischen Untersuchung.

Encodersystems angewendet, was einem örtlichen Abstand von 20 µm entsprach. Der Unsicherheitsbeitrag des nach der Korrektur verbleibenden Nichtlinearitätseinflusses wurde nach PESCH (vgl. [108], S.76ff.) mit der Gleichung (7) und der Amplituden aus Abbildung 4.7 auf $u_{\text{Enc,NL}} = 2,4 \text{ pm}$ abgeschätzt werden.

$$u_{\text{Enc,NL}} = \sqrt{\frac{a_{\text{NL-256nm}}^2 + a_{\text{NL-128nm}}^2 + a_{\text{NL-64nm}}^2 + a_{\text{NL-43nm}}^2}{2}} = 2,4 \text{ pm} \quad (7)$$

Der Einfluss durch Schwankungen der Umgebungsbedingungen wurde aufgrund des geringen Arbeitsabstands zwischen Maßstab und Messkopf und des damit einhergehenden geringen optischen Pfads unterdrückt. Durch die Temperaturschwankungen im Milli-Kelvin-Bereich (vgl. Abbildung 4.14 und Tabelle 6) waren keine Auswirkungen auf die Messergebnisse bei Messzeiten von etwa 4800 s nachweisbar. Die Maßstabsverkörperung kann über längere Beobachtungszeiten eine Volumenänderung erfahren, beispielsweise durch Änderungen des Luftdrucks und der Temperatur. Der Einfluss dieser Abweichungen wurde für die Kalibrierung von Strichmaßstäben bereits bestimmt und mit Kompensationsverfahren ausgeglichen, welche in entsprechenden Publikationen [124] ausgeführt sind. Mit Hilfe dieser Kompensationsverfahren werden die Messwerte auf Normalbedingungen ($T_0 = 20^\circ\text{C}$; $p_0 = 1013,25 \text{ mbar}$) korrigiert, was im Zuge dieser Arbeit auch umgesetzt wurde.

Da bei Messungen die Temperatur des Maßstabs nicht erfasst wurde und der Ausdehnungskoeffizient des Trägermaterials nicht bekannt war, konnte keine Korrektur des Maßstabs hinsichtlich einer geometrischen Längenänderung infolge einer Temperaturschwankung erfolgen. Unter Annahme eines maximalen Längenausdehnungskoeffizienten der Glaskeramik von $\alpha_{\text{Zerodur}} = 0,1 \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-1}$ und einer Temperaturänderung von 10 mK würde sich das Teilungsgitter mit seiner Länge von $l_{\text{TG}} = 287 \text{ mm}$ um näherungsweise 0,28 nm in seiner Ausdehnung ändern. Speziell Antriebssysteme können mit ihrer Wärmeentwicklung das Messergebnis potentiell beeinflussen. Um diesen Einfluss auf das zu prüfende Messobjekt zu reduzieren, waren die Antriebe im Randbereich der Maschinenstruktur angeordnet (vgl. Abbildung 3.1 und RB 1).

Durch Änderungen des Luftdrucks erfährt der Maßstab in Abhängigkeit von seinem Kompressibilitätsmodul eine Volumenänderung, wodurch die zu messenden Strukturen eine räumliche Verschiebung erfahren [125]. Dieser Effekt kann mit Hilfe einer Korrektur kompensiert werden, was bereits anhand experimenteller Untersuchungen an einem anderen Längenkomparator umgesetzt wurde [126]. Zur Abschätzung dieses Einflusses wurden die Hersteller-spezifischen Angaben [103] angewendet, wie etwa für das Elastizitätsmodul $E_{\text{Zerodur}} = 90,3 \text{ GPa}$ und die Querkontraktionszahl $\nu_{\text{Zerodur}} = 0,24$. Beispielsweise war eine maximale Druckabweichung von $\Delta p = 2660 \text{ Pa}$ (vgl. Tabelle 6) zwischen den Messreihen in Abschnitt 6.2.2 bei der geometrischen Ausdehnung des Teilungsgitters verbunden mit einer Längenänderung von $\Delta l = 4,2 \text{ nm}$ nach der Gleichung (8) (vgl. [126], Gleichung (1)):

$$\Delta l = \frac{1 - 2 \cdot \nu_{\text{Zerodur}}}{E_{\text{Zerodur}}} \cdot (p - p_0) \cdot l_{\text{TG}} \quad (8)$$

Durch Alterungseffekte des Trägersubstrats aus Glaskeramik unterliegen die Teilungen auf der Längenmaßverkörperung dem Einfluss einer langzeitigen geometrischen Änderung. Im Rahmen eines zweijährigen, internationalen Vergleichs mit einem Trägersubstrat gleicher Dimensionen wurde auf Grundlage der Messdaten eine lineare Approximation angewendet und eine sich daraus ergebende jährliche Reduktion des Zerodur® von 19 nm über eine Messlänge von 287 mm abgeschätzt [124]. Durch den Umbau des Nanometerkomparators wurden die in dieser Arbeit aufgeführten Messungen in einem zeitlichen Abstand von 15 Monaten durchgeführt, wodurch der Einfluss einer Reduktion auf die Reproduzierbarkeit der Messergebnisse nicht vernachlässigt

werden konnte. Bei der Alterung des Trägermaterials Zerodur® konnte ebenfalls eine Längenreduktion infolge eines langzeitigen Relaxationsverhaltens beobachtet werden [124], was Positionsabweichungen der zu messenden Strukturen bewirkte. Dieser Prozess stellt ein exponentielles Abklingverhalten dar, wobei die Reduktionsrate abhängig von der Alterung des Substrats und der thermischer Vorbehandlung ist [127]. Im Rahmen dieser Arbeit wurde diese Längenreduktion durch einen linearen Prozess approximiert, wobei anhand von Messreihen mit hohem zeitlichem Versatz eine tägliche Längenreduktion von 8,6 pm/m abgeschätzt wurde. Demgegenüber konnte bei alternativen Trägersubstraten, wie beispielsweise Quarzglas oder NEXCERA [128], eine geringere Abhängigkeit dieses Alterungseffektes auf geometrische Längenänderungen nachgewiesen werden. Zur Langzeitüberwachung wird am Nanometerkomparator daher stets einer von zwei aus Quarz gefertigten Strichmaßstäben eingesetzt [129].

Eine Durchbiegung des Maßstabs war bei der gewählten Dreipunktlagerung (vgl. Abbildung 4.6) über die zwei Rollen stets gegeben. Mit der beschriebenen Lagerung und damit einhergehenden Durchbiegung war bei den Messungen eine maximale Höhenabweichung des Teilungsgitters von weniger als 100 nm (vgl. [121], Gleichung 9) verbunden. In Abhängigkeit von dem Biegewinkel wurden die Teilungspositionen verschoben. Abweichungen von diesen Lagerungspunkten führten zu einer geänderten Durchbiegung des Maßstabs, was wiederum zu Positionsabweichungen des Teilungsgitters führte [121]. Für die Unsicherheit der Messungen war jedoch nicht der absolute Wert der Teilungsposition entscheidend, sondern Positionsabweichungen infolge einer abweichenden Auflageposition. Die Reproduzierbarkeit der Messergebnisse war somit nicht von der absoluten Durchbiegung abhängig, sondern insbesondere wie diese Lagerungspunkte bei den sukzessiven Auflagen wiederholbar eingerichtet werden konnten.

Anhand der Abweichungen von der ABBE-Linie, die im vorangegangenen Abschnitt dargelegt wurden, kann der Einfluss von ABBE-Fehlern über die Länge des Teilungsgitters ($l_{TG} = 287 \text{ mm}$) abgeschätzt werden. Die im Folgenden angesetzten linearen Winkelabweichungen wurden in unabhängigen Messungen bestimmt (vgl. [68], rechtes Diagramm von Abbildung 2). Während eine Abweichung in Z-Lage von 0,2 mm bei einer Variation der Nickwinkellage von 223 nrad/m über die Messlänge zu einem maximalen ABBE-Fehler von $\pm 9 \text{ pm}^{106}$ führte, hatten Abweichungen in der Y-Lage von 0,3 mm bei Veränderungen der Gierwinkellage von 560 nrad/m einen ABBE-Fehler von $\pm 48 \text{ pm}^{107}$ zur Folge.

Der Maßstab verfügte über ein 6 mm breites Teilungsgitter und wurde in Y-Richtung wiederholbar ausgerichtet. Die sich daraus ergebende Messspur des inkrementellen Längenmesssystems wurde über einen mechanischen Anschlag eingestellt, wobei eine Reproduzierbarkeit von etwa 10 μm abgeschätzt wurde. Zudem wurde in Verbindung mit Geradheitsmessungen eine Reproduzierbarkeit der Führungsabweichungen von weniger als 100 nm nachgewiesen. Der Einfluss einer sich zwischen den sukzessiven Auflagen veränderten Messspur konnte dahingehend nicht untersucht werden, da die piezoelektrischen Aktuatoren lediglich über einen Auslenkungsbereich von etwa 10 μm verfügten. Ein Einsatz von piezoelektrischen Aktuatoren mit größerem Auslenkungsbereich wurde nicht angestrebt, da dies zu zeit- und kostenintensiven Umbaumaßnahmen geführt hätte. Der Einfluss konnte somit nicht durch gezielte Änderungen der Messspur bestimmt werden und wurde im weiteren Verlauf der Arbeit nicht weiter beachtet. Durch gezieltes Verschieben kann dieser Einfluss in Zukunft weitergehend untersucht werden.

¹⁰⁶ Berechnung auf Basis von linearer Gierwinkelabweichung ($|d_{GW}| = 560 \text{ nrad/m}$) bei aktivierter Achsregelung (AR#5): $0,3 \text{ mm} \cdot 560 \text{ nrad/m} \cdot 287 \text{ mm} = 48 \text{ pm}$.

¹⁰⁷ Berechnung auf Basis von linearer Nickwinkelabweichung ($|d_{NW}| = 223 \text{ nrad/m}$) bei aktivierter Achsregelung (AR#6): $0,2 \text{ mm} \cdot 223 \text{ nrad/m} \cdot 287 \text{ mm} = 13 \text{ pm}$.

4.3 Phasenauswertung der Interferometersignale

In der Längen- und Winkelmesstechnik werden interferometrische Signale durch eine Messung der Phasenlage aus zwei sinusförmigen Signalen ausgewertet, wobei diese idealerweise um 90° zueinander phasenverschoben sind. Wie bereits in den vorangegangenen Abschnitten beschrieben, wurde an jeder Interferometerachse des Nanometerkomparators ein solches Signalarpaar von den optischen Interferenzen abgeleitet. In den Anfangsjahren wurden interferometrische Messsysteme durch das Zählen ganzzahliger Signalperioden ausgewertet [130]. Heutzutage werden durch geeignete Auswerteverfahren zur Interpolation dieser Signalperioden weitaus höhere Auflösungen erreicht, wobei das Auflösungsvermögen neben der technischen Umsetzung auch von der Signalperiode und dem Signal-Rausch-Verhältnis abhängig ist. Diese Auswerteverfahren unterscheiden sich außerdem wesentlich für homodyne und heterodyne Systeme. Während bei homodynen Systemen eine Phasenmessung direkt aus den Amplituden der Eingangssignale erfolgt, ist im Vergleich dazu bei heterodynen Systemen ein höherer Aufwand bei der Phasenauswertung erforderlich.

Vor den Umbaumaßnahmen am Nanometerkomparator wurden zwei kommerzielle Elektroniken eingesetzt, die zur Auswertung von zwei heterodynen und zwei homodynen Interferometer-Achsen genutzt werden konnten. Die Messwertaufnahme der getrennten Elektroniken wurde dabei über einen gemeinsamen Trigger ausgelöst, wobei die Datenaufnahmerate auf etwa 5 kHz ¹⁰⁸ beschränkt war. Mit den kommerziellen Elektroniken konnten Rückkopplungsdaten nicht zufriedenstellend mit geringer Latenz und Unterteilungen im einstelligen Pikometerbereich für Regelanwendungen bereitgestellt werden. Die Umsetzung von Gerademessungen [59] erforderte zudem drei weitere heterodyne Interferometer-Achsen, wodurch ein Auswertesystem mit höherer Datenaufnahmerate für bis zu sechs Interferometer-Achsen benötigt wurde. Dieses System sollte sowohl homodyne als auch heterodyne Interferometer-Achsen auswerten, und folglich eine synchrone Messwertaufnahme der interferometrischen Systeme und Messobjekten gewährleisten. Darüber hinaus sollte das Messsystem einfach an beliebige Schwebefrequenzen von heterodynen Interferometern angepasst werden können, ein Auflösungsvermögen von etwa $25\ \mu\text{rad}$ ¹⁰⁹ gewährleisten und Rückkopplungsdaten mit hoher Unterteilung über eine digitale Schnittstelle an eine Steuereinheit bereitstellen. Ein solches Auswertesystem war zum Zeitpunkt¹¹⁰ der Umbaumaßnahmen jedoch kommerziell nicht erhältlich und auch nicht Gegenstand von Publikationen. Auf dem Gebiet der interferometrischen Längenmesstechnik wurden unter anderem zweikanalige Lock-In-Verstärker zur hochauflösenden Auswertung von heterodynen Interferometersignalen verwendet. Beispielsweise konnte mit einem kommerziellen, DSP-basierten Gerät¹¹¹ ein Auflösungsvermögen von $179\ \mu\text{rad}$ ($9\ \text{pm}$) nachgewiesen werden [131], wobei Datenaufnahmerate von maximal $512\ \text{Hz}$ möglich waren [132]. Die Bandbreite der eingesetzten Lock-In-Lösungen war zu jener Zeit jedoch entweder durch die analoge Eingangsstufe [133,134], oder die A/D-Wandler [131] beschränkt, wodurch Schwebefrequenzen von maximal $120\ \text{kHz}$ ¹¹² detektierbar waren. Zudem verfügten diese kommerziellen Lock-In-Verstärker meist nur über zwei Signaleingänge [131,134] und können somit nur zur Auswertung einer einzelnen heterodynen Interferometer-Achse eingesetzt werden, was am Nanometerkomparator eine Vielzahl dieser Messgeräte erfordert sowie hohe Anschaffungskosten verursacht hätte.

Daher wurde ein Auswertesystem zur Positionserfassung von homodynen und heterodynen Interferometer-Signalen entwickelt. Die Auswertung der heterodynen Signale war bereits Gegenstand einer Publikation [105]. Potentielle Phasenauswerteverfahren für eine Implementierung in echtzeitfähigen Signalverarbeitungseinheiten werden in den folgenden Abschnitten kurz und im Anhang A.3 detailliert beschrieben. Speziell für die Auswertung

¹⁰⁸ Persönliche Mitteilung Dr. KÖNIG, PTB, persönliches Gespräch, Datum: 29.11.2016.

¹⁰⁹ Wert entspricht einer 250000-fachen Unterteilung der Signalperiode bzw. $\approx 1\ \text{pm}$ am X-Interferometer.

¹¹⁰ Bereits im Jahr 2008 wurde in [56] die Entwicklung einer neuen Auswertelektronik im Zuge von Umbaumaßnahmen und der optischen Rückführung bei der Messung des Gitterabstand von ^{28}Si angestrebt ([215], vgl. §2.2).

¹¹¹ Lock-In Verstärker der Firma STANFORD RESEARCH SYSTEMS (SRS), Modell: SR830.

¹¹² Analoge Bandbreite des in [134] zur Phasenauswertung eingesetzten zweiphasigen Lock-In Verstärkers der Firma SIGNAL RECOVERY (jetzt: AMETEK), Modell: 5210.

heterodyner Interferometersignale wird ein Verfahren vorgestellt, das im Vergleich zu den genannten Messgeräten basierend auf dem Lock-In-Prinzip ein erhöhtes Auflösungsvermögen aufweist und geringere Anforderungen an die Signalverarbeitung stellt (vgl. §A.3.2). Anschließend wird der Aufbau des selbstentwickelten Auswertesystems beschrieben, das eine Messwerterfassung von bis zu acht Interferometer-Achsen ermöglicht, Rückkopplungsdaten mit geringer Latenz bereitstellt und einer Unterteilung im Pikometerbereich an eine Steuereinheit zur Verfügung stellt.

Für die Charakterisierung des Auswertesystems wurden Messungen mit elektrischen Anregungssignalen unter Verwendung eines Frequenzgenerators aufgenommen, wobei die Angaben in Radiant und die geklammerten Angaben davon abgeleitete Längenwerte unter Annahme einer Signalperiode des X-Interferometers von $\lambda_{IF}/2 = 266,1225 \text{ nm}$ darstellten.

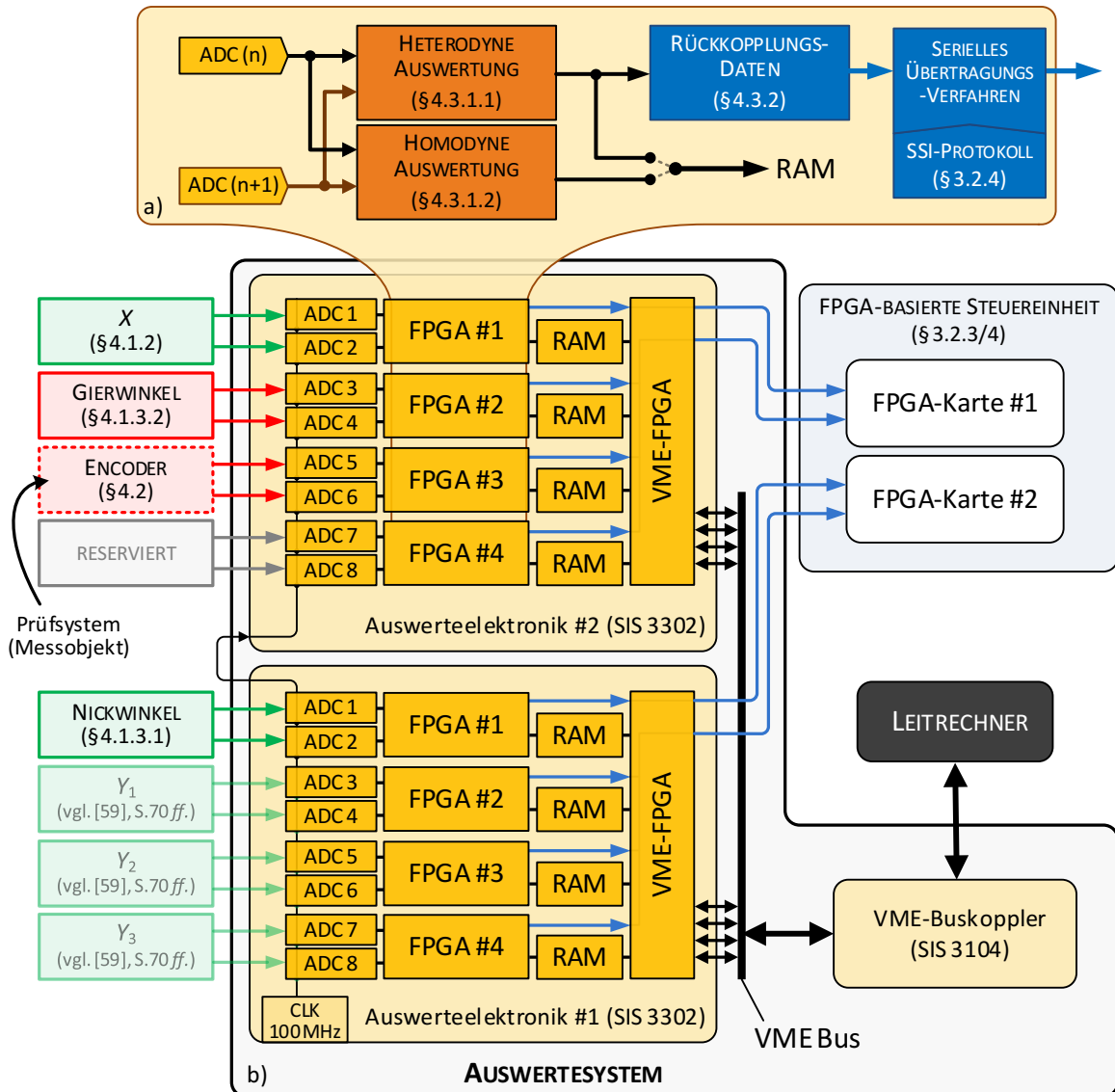


Abbildung 4.8: Schematische Darstellung der (a) parallelen Verfahren zur Phasenauswertung von homodynen oder heterodynen Interferometersystemen und die Bereitstellung von Rückkopplungssignalen an eine nachgelagerte Steuereinheit. In (b) ist die Aufschaltung der einzelnen interferometrischen Systeme auf die beiden Auswerteelektroniken dargestellt, die in ihrer Gesamtheit das Auswertesystem verkörpern. Homodyne und heterodyne Eingangssignale sind in roter bzw. grüner Farbe dargestellt, während Rückkopplungsdaten in blauer Farbe gehalten sind.

4.3.1 Signalverarbeitung durch FPGA-gestütztes Auswertesystem

Für die Phasenauswertung der homodynen und heterodynen Interferometersignale am Nanometerkomparator wurde ein Auswertesystem entwickelt, dessen Signalverlauf schematisch in der Abbildung 4.8.b) dargestellt wird. Die Basis für das System bildeten zwei kommerzielle VME-Karten¹¹³, die über eine gemeinsame 100-MHz-Taktquelle synchronisiert wurden. Jede Karte verfügte über vier FPGA-Einheiten, wobei jeder FPGA¹¹⁴ mit zwei Analog-Digital-Wandlern¹¹⁵ verbunden war. Diese Bausteine wandelten Eingangssignale mit Signalpegeln von bis zu $\pm 1,5\text{V}$ bei einer Abtastrate von 100MS/s um. In den FPGA-Einheiten wurden die digitalisierten Werte anschließend einer homodynen oder heterodynen Phasenauswertung zugeführt, wie in Abbildung 4.8.a) dargestellt wird. Die resultierenden Phasenwerte wurden durch den FPGA in einem externen Direktzugriffsspeicher (RAM, 64MB ¹¹⁶ für jede Achse) mit einer Datenaufnahmerate von $48,8\text{kS/s}$ abgespeichert. Die zwischengespeicherten Werte wurden mit Hilfe eines VME-Buskopplers über eine Glasfaserverbindung an den Leitreechner übertragen, wobei Datentransferaten von maximal 4Gb/s theoretisch möglich waren. Durch das Auswertesystem konnten somit die Messsignale von bis zu acht interferometrischen Systemen aufgenommen werden.

Darüber hinaus wurde das Auswertesystem so angepasst, dass Rückkopplungssignale mit geringer Latenz von den heterodynen Interferometersignalen abgeleitet werden konnten und über eine serielle Schnittstelle an eine Steuereinheit zur Verfügung gestellt wurden (vgl. § 4.3.2). Die Funktionen zur Signalverarbeitung wurden mit Hilfe der spezifischen Werkzeuge des Herstellers XILINX und der Hardwarebeschreibungssprache VHDL¹¹⁷ implementiert. Die getrennten Pfade zur Homo- und Heterodyn-Auswertung wurden parallel verarbeitet, wodurch die Messwerterfassung durch das FPGA-gestützte Auswertesystem während der Laufzeit geändert werden konnte und kein eigenes Kompilat aufgespielt werden musste. Die in den folgenden Abschnitten beschriebenen Implementierungen zur synchronen Signalverarbeitung von Interferometersignalen wurden dahingehend umgesetzt, dass Messwerte von heterodynen und homodynen Interferometer-Achsen mit einer zeitlichen Zuordnung von weniger als 10ns erfasst werden konnten.

4.3.1.1 Phasenauswertung der homodynen Interferometerachsen

Am Nanometerkomparator wurden homodyne Ausgangssignale von zwei interferometrischen Messsystemen (Gierwinkel [§ 4.1.3.2], Messobjekt [§ 4.2]) einer Verarbeitung in dem FPGA-basierten Auswertesystem zugeführt. Hierzu wurde das in Abbildung 4.9 dargestellte Verfahren umgesetzt, welches im weiteren Sinne mit einer FIR-Filterung vergleichbar ist und zur Datenaufnahme von weiteren Messsystemen¹¹⁸ am NMK eingesetzt werden kann. Die durch die Analog-Digital-Wandler digitalisierten Signale wurden in der FPGA-Einheit mit Koeffizienten aus einer Look-Up-Tabelle (LUT) multipliziert. Diese Koeffizienten $FF_0(n)$ entsprachen der symmetrischen Einhüllenden der beiden Fensterfunktionen FF_1 und FF_2 , die bei der heterodynen Auswertung genutzt wurden, und ermöglichten folglich eine Messwertaufnahme mit einem Übertragungsverhalten gleicher Bandbreite. Für jeden Kanal wurde in einem dazugehörigen Akkumulator (ACC) die Summe aus 2048 multiplizierten Werten gebildet. Die Anwendung eines FIR-Filters mit linearem Phasengang ist stets mit einer Gruppenlaufzeit verbunden, wodurch alle Frequenzkomponenten der Ausgangssignale gegenüber den Eingangssignalen zeitlich mit einer konstanten Verzögerung behaftet sind. Daher waren die Ausgangssignale durch den implementierten FIR-Filter mit der halben Akkumulationszeit von $10,24\mu\text{s}$ verzögert. Diese Ausgangsdaten (V_A, V_B)

¹¹³ VME-Karten der Firma STRUCK INNOVATIVE SYSTEME (SIS) aus Hamburg, Modell: SIS 3302.

¹¹⁴ FPGA-Baustein Spartan-3 von XILINX, Modell: XC3S1000 (Anzahl der DSP-Einheiten: 24, Fertigungstechnologie: 90nm).

¹¹⁵ Analog-Digital-Wandler von ANALOG DEVICES, Typ: AD9446-100, Signal-Rausch-Verhältnis: $< 79,7\text{dB}$.

¹¹⁶ Durch die Speichergröße konnten 64-bit -Positionsdaten mit einer Aufnahmerate von $48,8\text{kS/s}$ über eine Zeitspanne von 170s auf der Elektronik zwischengespeichert werden.

¹¹⁷ Very High Speed Integrated Circuit Hardware Description Language nach IEEE Standard 1076.1-1999.

¹¹⁸ So wurde am NMK bei der Kalibrierung von Strichmaßstäben das Signal eines Photomultipliers aufgeschaltet [50]. Für Justageanwendungen können auch Signale einer Quadrantendiode aufgenommen werden.

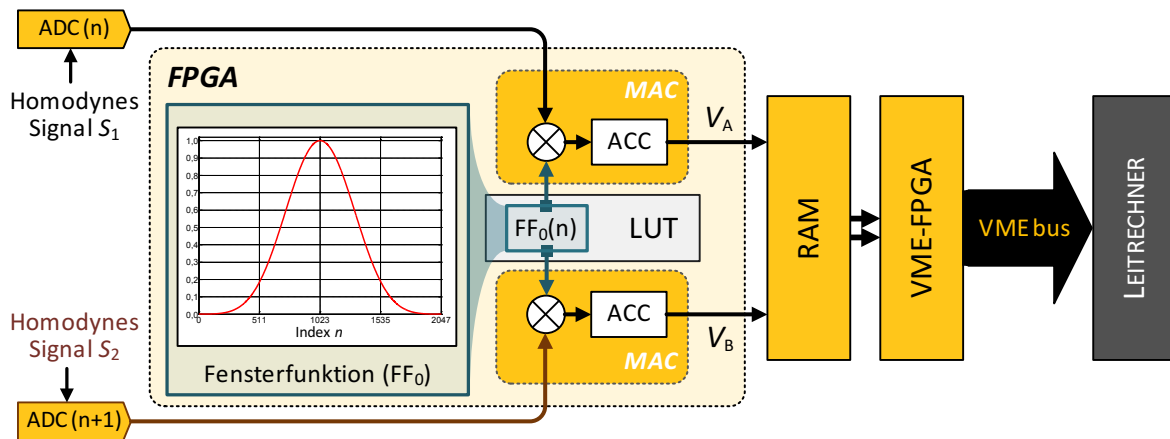


Abbildung 4.9: Schematische Darstellung der Signalverarbeitung von homodynen Eingangssignalen, weitere Details siehe Text. (MAC – Multiply-Accumulate-Einheit, ACC – Accumulator, LUT – Look-Up Table, FF – Fensterfunktion).

wurden anschließend in dem dezidierten Speicher (RAM) abgelegt. Im Zuge von Messungen wurden aktuelle 64-bit-Wertepaare in zeitlichen Abständen von $20,48\mu\text{s}$ generiert, zwischengespeichert und über einen Blocktransfer an den Leitrechner übertragen. Aus den entsprechenden Ausgangssignalen (V_A , V_B) konnte mit Hilfe einer Arkustangens-Funktion jeweils eine Phase bestimmt werden, die wiederum einer Längen- oder Winkelposition entsprach. Vor dieser Phasenauswertung war jedoch eine Korrektur der Ausgangssignale hinsichtlich Nullpunktabweichungen, schwankenden Amplitudenverhältnissen und eines von 90° abweichenden Phasenwinkels notwendig, da die resultierenden Phasenwerte sonst durch periodische Nichtlinearitäten beeinträchtigt wären [135].

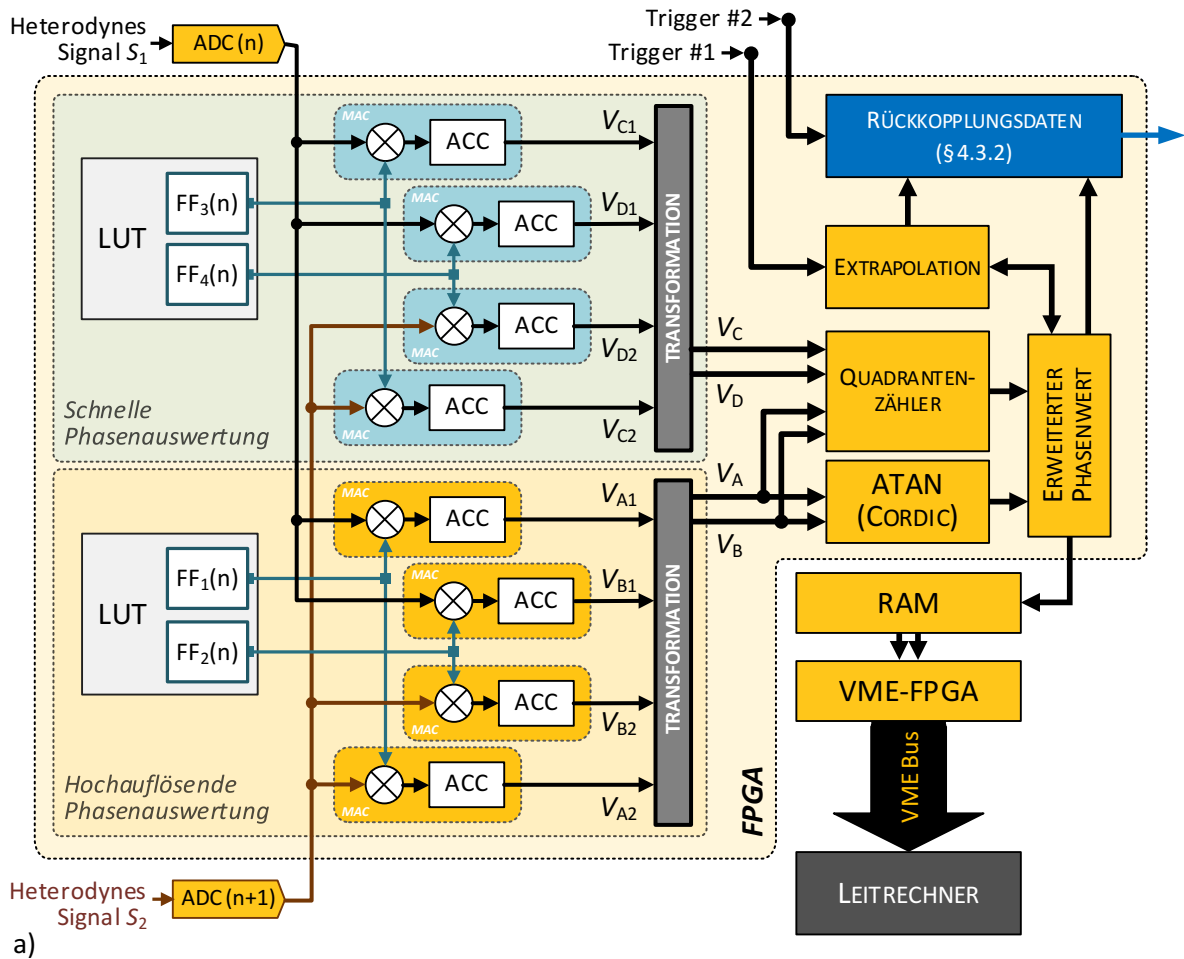
Eine Korrektur von periodischen Linearitätsabweichungen wurde nicht auf der FPGA-basierten Auswerteelektronik umgesetzt, da aufgrund der begrenzten Logikbausteine keine Ressourcen verfügbar waren und eine generelle Rückkopplung von Positionsdaten von einer homodynen Interferometer-Achse zu einer Steuereinheit nicht angestrebt wurde. Gleichwohl wurde eine solche Korrektur der Ausgangssignale bei vergleichenden Untersuchungen nach erfolgter Messwertaufnahme durch ein bekanntes Verfahren [122] nachträglich realisiert, worauf in Abschnitt 6.1.2 weiterführend eingegangen wird.

4.3.1.2 Phasenauswertung der heterodynen Interferometerachsen

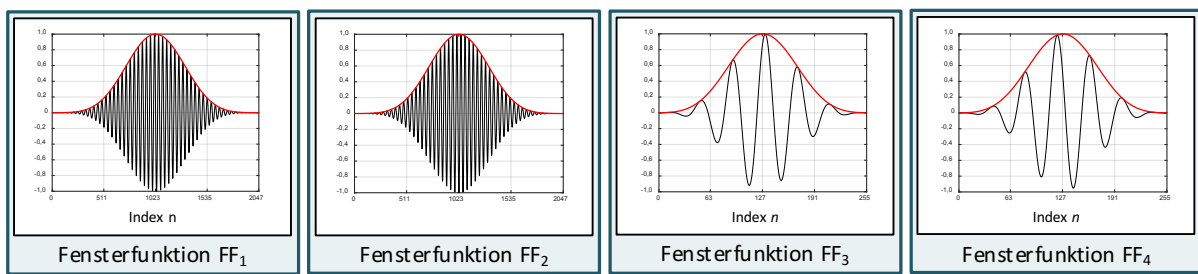
Am Nanometerkomparator wurden die heterodynen Signale von fünf Interferometer-Achsen (X-, Nickwinkel, etc.) einer Verarbeitung in dem FPGA-basierten Auswertesystem zugeführt. Hierzu wurde das in Abbildung 4.10 dargestellte Verfahren umgesetzt, dessen Funktionsweise basierend auf vier phasen-sensitiven Detektoren (vgl. S. 131) näher beschrieben und im Vergleich zu konventionellen Verfahren betrachtet wird. Jedes der beiden digitalisierten Signale wurden in der FPGA-Einheit jeweils mit den in zwei Look-Up-Tabellen (LUT) hinterlegten Koeffizienten multipliziert. Diese Koeffizienten bildeten zwei getrennte Fensterfunktionen (FF_1 , FF_2) mit einer Länge von 2048 Werten, wobei jede Funktion aus der Überlagerung eines synthetischen Trägersignals mit einer Tiefpassfilterfunktion (vgl. Abbildung 4.10.b, rote Farbe) gebildet wurde. Die Fensterfunktion FF_1 basierte auf einem Trägersignal ohne Phasenversatz, während der Fensterfunktion FF_2 ein 90° -phasenverschobenes Trägersignal zugrunde lag¹¹⁹. Für jeden Kanal wurden in zwei Akkumulatoren (ACC) die Summen aus jeweils 2048 multiplizierten Werten gebildet. Die daraus resultierenden Ausgangssignale (V_{A1} , V_{B1} , V_{A2} , V_{B2}) repräsentierten zwei Signalkaare, die jeweils die Phasenlage eines Eingangssignals gegenüber dem synthetischen Trägersignal darstellte. Durch einen zusätzlichen Verarbeitungsschritt (vgl. Transformation, S. 133) konnten die vier Ausgangssignale in zwei Ausgangssignale (V_A , V_B) umgerechnet werden, welche die gesuchte, differentielle Phasenlage mit einer 32-bit-Wortlänge zwischen beiden Eingangssignalen

¹¹⁹ In diesem Zusammenhang wird die Fensterfunktion FF_1 ohne Phasenversatz (engl.: In-phase) bzw. die Fensterfunktion FF_2 mit einem Phasenversatz von 90° (engl.: Quadrature) auch als I- und Q-Signale bezeichnet, woraus sich der auch oft verwendete Begriff der I/Q-Demodulation ableiten lässt.

darstellte. Im Gegensatz zum homodynen Auswerteverfahren konnten die beiden Ausgangssignale ohne zusätzliche Verarbeitungsschritte zur direkten Phasenbestimmung genutzt werden, da Nichtlinearitäten infolge von Nullpunktabweichungen, schwankenden Amplitudenverhältnissen und nicht-idealen Quadratursignalen durch das in Abschnitt 4.1.2 beschriebene Interferometerkonzept vernachlässigbar waren. Die beiden Ausgangssignale (V_A , V_B) wurden daher einer CORDIC¹²⁰-basierten Routine (ATAN) zur Phasenbestimmung zugeführt, wobei durch den 22 bit Phasenwert ein Auflösungsvermögen von $1,5\mu\text{rad}$ (entspricht am X-Interferometer: $0,06\text{pm}$)



a)



b)

$FF_1(n)$ $FF_2(n)$ $FF_3(n)$ $FF_4(n)$

Abbildung 4.10: Schematische Darstellung der Signalverarbeitung von heterodynen Eingangssignalen, weitere Details siehe Fließtext und S.131. (MAC – Multiply-Accumulate-Einheit, ACC – Accumulator, LUT – Look-Up Table, ATAN – Arkustangens-Funktion, RAM – Read-Access-Memory).

¹²⁰ CORDIC ist ein Akronym (Coordinate Rotation Digital Computer) und verkörpert einen iterativen Algorithmus zur Berechnung ausgewählter mathematischer Grundfunktionen [181].

gewährleistet wurde. Neben diesem fraktionellen Phasenwert wurden auch die ganzzahligen Interferenzordnungen ermittelt, wobei die Interferenzordnungen sukzessive inkrementiert bzw. dekrementiert wurden. Dies ermöglichte eine eindeutige Positionsbestimmung am Nanometerkomparator und war im weiteren Sinne die Grundlage für die davon abgeleitete Positionsregelung und getriggerte Messwertaufnahme. Die beiden Ausgangssignale (V_A , V_B) wurden genutzt, um in einem sogenannten Quadrantenzähler die Sprünge von Signalperioden zu detektieren. Durch eine Abtastrate von 100 MS/s und eine Mittelung über die Fensterfunktion mit einer Länge von 2048 Werten ergab sich eine Datenausgangsrate von 48,8 kHz. Abgeleitet von der Datenausgangsrate erlaubte der Zähler eine zuverlässige Erkennung der Ordnungssprünge bis zu einer Rate von 12,2 kHz, was einer Geschwindigkeit am X-Interferometer von 3,25 mm/s entsprach. Da jedoch Geschwindigkeiten am Nanometerkomparator von bis zu 8 mm/s detektiert werden mussten und das implementierte Demodulationsverfahren über eine ausreichende Bandbreite¹²¹ von ± 45 kHz verfügte, wurde die hochauflösende Phasenauswertung um einen zusätzlichen Auswertezweig erweitert. Dieser Auswertezweig umfasste ein nahezu identisches Phasenauswerteverfahren, wobei jedoch eine Demodulation über die Fensterfunktionen (FF_3 , FF_4) mit 256 Werten erfolgte und eine Datenausgangsrate von 390,6 kHz ermöglichte. Dies hatte eine erhöhte Zählrate der Interferenzordnungen von 97,7 kHz zur Folge, was eine Positionserfassung bei Geschwindigkeiten von bis zu 26 mm/s technisch gewährleistete. Die hochfrequenten Ausgangssignale (V_C , V_D) wurden hierzu lediglich zur Erhöhung der Abtastrate des Quadrantenzählers¹²² genutzt, während die hochaufgelösten Ausgangssignale (V_A , V_B) zur Phasenbestimmung genutzt wurden. Die Zusammenführung der Ausgangsdaten der Arkustangens-Funktion (ATAN, 22 bit) und des Quadrantenzählers (23 bit) ergaben somit einen erweiterten Phasenwert mit einer Wortlänge von 45 bit¹²³, der im Direktzugriffsspeicher (RAM) zwischengespeichert und über einen Blocktransfer an den Leitreechner übertragen wurde. Zudem wurde dieser Phasenwert weiteren Verarbeitungsschritten zur Verfügung gestellt, wobei eine getrennte Berechnung von Messwert- und Rückkopplungsdaten umgesetzt wurde (vgl. § 4.3.2). Da die heterodynen Interferometer in dieser Arbeit unter Vakuumbedingungen betrieben wurden, war eine Umweltkorrektur bei der Umwandlung von Phasen- in Positionswerte nicht erforderlich. Zum Zwecke einer nachgelagerten Steuerung wurden die erweiterten Phasenwerte direkt an die sekundäre Steuereinheit übertragen (vgl. § 3.2.4) und dort mit einer konstanten Signalperiode multipliziert. Bei der Auswertung von Messdaten wurde die Signalperiode jedoch in Abhängigkeit von den mittleren Umweltparametern der Vakuumatmosphäre für jede einzelne Messung neu bestimmt (vgl. § 6.1.2).

Zudem wurden über Register (vgl. Anhang A.5) des VME-Busses zusätzliche Informationen durch die Auswerteelektronik zur Verfügung gestellt, wie etwa der Aussteuerungsbereich der Eingangssignale sowie Position und Geschwindigkeit des Messobjekts.

Anhand von Messungen mit einem Frequenzgenerator¹²⁴ bei einer Signalfrequenz von 2,49 MHz konnte nachgewiesen werden, dass mit elektrischen Signalen eine Phasenbestimmung (schwarze Kurve) mit maximalen Abweichungen von 150 μ rad (6 pm) und einer Standardabweichung von etwa 24 μ rad (1 pm) durch das implementierte Auswerteverfahren umgesetzt werden konnte. Die Messergebnisse (schwarze Kurve in Abbildung 4.11.a) wurden aus der Differenz zwischen den Phasenwerten beider Eingangskanäle bestimmt. Die beiden Anregungssignale wurden von einem einzelnen Kanal des Frequenzgenerators abgeleitet und

¹²¹ Abfall auf -3 dB des Betragsmaximums bzw. Dämpfung auf die Hälfte des Eingangswertes bei entsprechender Grenzfrequenz.

¹²² Da bei geringer Dopplerfrequenzen eine fehlerhafte Zuweisung der bestimmten Interferenzordnung durch die hochfrequenten Signale (V_C , V_D) gegenüber den fraktionellen Phasen der niederfrequenten Signale (V_A , V_B) ausgeschlossen werden sollte, wurde der hochfrequente Zähler erst ab einer Dopplerfrequenz von etwa 6 kHz zugeschaltet. Daher müssen die vier Ausgangssignale V_A , V_B , V_C , V_D der Quadrantenzählung zugeführt werden.

¹²³ Dies entspricht am X-Interferometer einem Bewegungsbereich von $\pm 1,12$ m und einer Unterteilung mit einem minimalen Weginkrement von 0,06 pm.

¹²⁴ Frequenzgenerator von TEKTRONIX mit zwei Signalausgängen, Modell: AFG 3102.

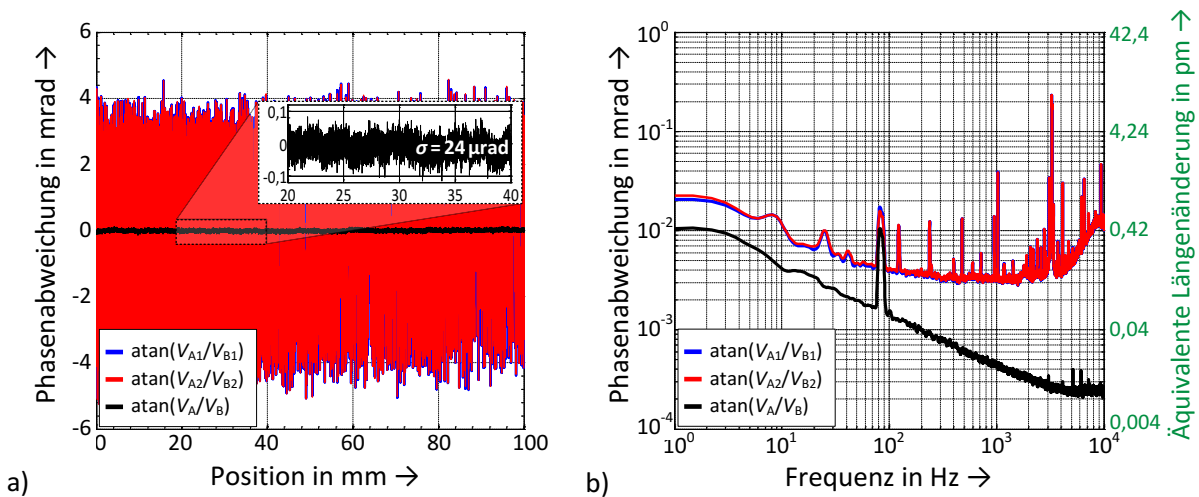


Abbildung 4.11: Messergebnisse zur Charakterisierung des Auflösungsvermögens der implementierten Phasenauswertung über elektrische Anregungssignale eines Frequenzgenerators im (a) Zeit- und (b) Frequenzbereich. Es wurden zwei Signale mit einer Frequenz von 2,49 MHz und einer Amplitude von 1,5 V erzeugt, wobei dessen Zeitbasis mit der Auswerteelektronik synchronisiert wurde.

durch ein T-Stück passiv voneinander getrennt. Die Zeitbasis des Frequenzgenerators wurde auf die Zeitbasis der Auswerteelektronik synchronisiert. Die Phasenwerte eines jeden Kanals (rote und blaue Kurven in Abbildung 4.11.a) repräsentieren daher die Schwankungen zwischen dem Signal des Frequenzgenerators und den internen Quadratursignalen, welche in diesem Fall eine maximale Streuung von 9 mrad (380 pm) und eine Standardabweichung von etwa 1,5 mrad (64 pm) aufwiesen. Das implementierte Verfahren zur Phasenauswertung erlaubt durch die Gleichtaktunterdrückung zwischen beiden Kanälen eine Bestimmung der differentiellen Phasenlage, welche im Gegensatz zu einer nicht-differentiellen Phasenbestimmung eine um Faktor 60 höhere Phasenauflösung garantiert. Die Gleichtaktunterdrückung kann anhand der Darstellung im Frequenzbereich (vgl. Abbildung 4.11.b) zudem nachvollzogen werden.

In Verbindung mit elektrischen Anregungssignalen, welche durch einen Frequenzgenerator erzeugt wurden, konnte ein Auflösungsvermögen der FPGA-gestützten Auswerteelektronik von $24 \mu\text{rad}$ (1 pm) bei einer Datenausgangsrate von 48,8 kHz bestimmt werden. Das Auflösungsvermögen hängt maßgeblich von dem Auflösungsvermögen der Wandlerbausteine und der Bandbreite des Phasenauswerteverfahrens ab (vgl. [136] und Anhang A.2). Letztere ist an beliebige Anwendungen anpassbar, was beispielsweise durch Änderungen der Fensterfunktion realisiert wird. Im Gegensatz zu vorangegangenen Arbeiten am NMK konnte die Positionsbestimmung am X-Interferometer dadurch optimiert werden, dass in Abhängigkeit von der maximalen Vorschubgeschwindigkeit eine minimale Bandbreite zur Demodulation eingestellt wurde (vgl. Anhang A.2.2). Aufgrund des bestimmten Auflösungsvermögens des Auswertesystems wurden die Rückkopplungsdaten ebenfalls mit einem minimalen Weginkrement von etwa 1 pm unterteilt. Die anschließende Übertragung dieser Daten über eine serielle Schnittstelle erlaubte eine Bereitstellung hochunterteilter Positionsinformationen für Regelungsanwendungen (vgl. § 4.3.2).

Zur Charakterisierung des Linearitätsverhalten sowie des Messrauschens und Stabilitätsverhaltens des vorgestellten Phasenauswerteverfahrens wurden Messungen auf Basis von elektrischen Anregungssignalen eines Frequenzgenerators¹²⁵ anderen Typs bei einer Schwebefrequenz von 2,49 MHz umgesetzt. Die daraus resultierenden Messergebnisse sind in Abbildung 4.12 dargestellt. Für die Ermittlung der Linearitätseigenschaften wurde von einer Messung mit einer Frequenzverschiebung eine lineare Ausgleichsgerade abgezogen. Für die Frequenzverschiebung wurde mit 3757 Hz ein Wert gewählt, der einer gleichförmigen Bewegung am X-Interferometer von 1 mm/s entspricht. Nach Abzug der Ausgleichsgerade wurde im Zeitbereich eine Standardabweichung von $46 \mu\text{rad}$ (1,9 pm, blaue Kurve in Abbildung 4.12.a) und

¹²⁵ Frequenzgenerator von TEKTRONIX, Modell: AFG 3252.

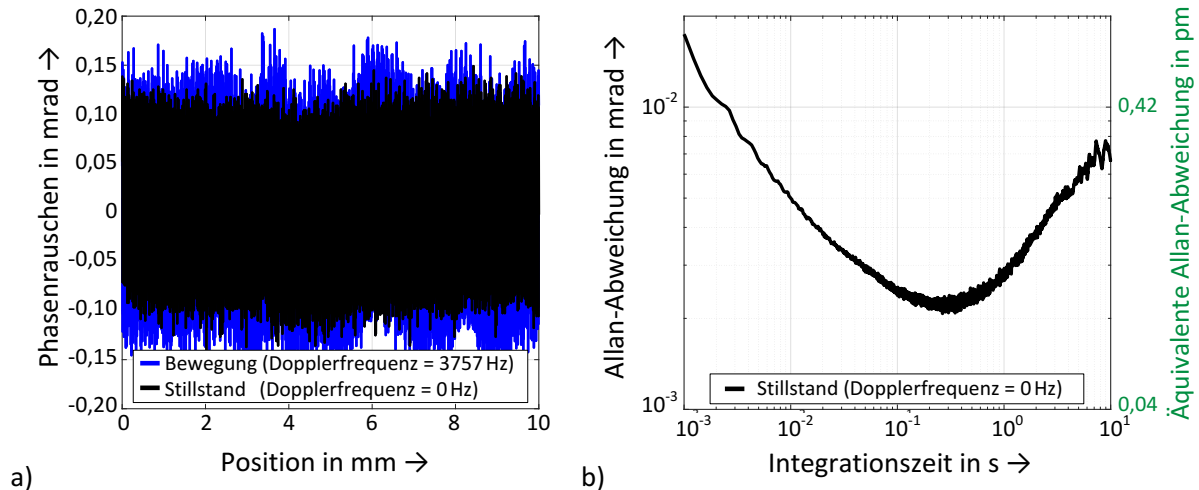


Abbildung 4.12: Messergebnisse des vorgestellten Phasenauswerteverfahrens im (a) Zeitbereich zur Charakterisierung des Linearitätsverhaltens mit frequenzversetzten Signalen und (b) Darstellung der Allan-Abweichung in doppelt-logarithmischer Skalierung (grün gefärbte Ordinate ist die Skalierung für eine äquivalente Längenabweichung am X-Interferometer). Die Anregungssignale mit einer Schwebefrequenz von 2,49 MHz wurden durch einen Frequenzgenerator erzeugt.

durch Spektralanalyse [107] eine periodische Abweichung von $10,6 \mu\text{rad}$ bestimmt, was am X-Interferometer einer Linearitätsabweichung der Auswerteelektronik von $0,4 \text{ pm}$ entspricht.

Dahingehend wurde in unabhängigen Messungen nachgewiesen, dass die Linearitätsabweichungen durch das Übersprechen¹²⁶ zwischen den beiden Wandler-Kanälen hervorgerufen wurden. Um Auflösungsvermögen und Stabilität der Auswerteelektronik zu untersuchen, wurde eine Messung ohne Frequenzverschiebung als Grundlage genommen. Diese Messung (schwarze Kurve in Abbildung 4.12.a) wies über einen Beobachtungszeitraum von 10 s eine Standardabweichung von $35 \mu\text{rad}$ ($1,5 \text{ pm}$) auf. Bei der Anwendung der Standardabweichung als Gütemaß kann Rausch- und Driftverhalten nicht in einfacher Weise¹²⁷ unterschieden werden. Da ein Driftverhalten in der Praxis insbesondere bei langzeitigen Messungen nicht auszuschließen ist (vgl. § 6.2.2), ist dieses Gütemaß für Vergleichszwecke über langzeitige Beobachtungszeiträume lediglich bedingt geeignet. In einem weiteren Schritt wurden daher die Allan-Abweichungen von der Messung berechnet, um Messrauschen und Driftverhalten trennen und somit bestimmen zu können. Anhand der doppelt-logarithmischen Darstellung der Allan-Abweichung in Abbildung 4.12.b) konnte gezeigt werden, dass das Messrauschen bis zu einer Integrationszeit von $0,25 \text{ s}$ stetig bis auf einen Wert von $2,2 \mu\text{rad}$ ($0,09 \text{ pm}$) abnimmt, was einer Mittelung über etwa 12000 Messwerte entspricht. Eine Mittelwertbildung über eine größere Anzahl an Messwerten führte nicht zu einer weiteren Minimierung, da bei Beobachtungszeiträumen von mehr als 1 s langzeitige Effekte das Messergebnis beeinflussten. Dieses Driftverhalten ist womöglich durch ein instabiles Verhalten des Frequenzgenerators, thermo-mechanische Ausdehnungen der Kabelleitungen und eine fehlende Synchronisierung des FPGA-Taktgebers hervorgerufen worden. Letzteres führt zu veränderlichen Phasenwerten (V_A, V_B), die durch den Leck-Effekt minimale Abweichungen von weniger als 5 pm aufwiesen. Durch die Wahl einer geeigneten Fensterfunktion (vgl. Anhang A.2.2) konnte dieser Effekt um mindestens Faktor 5 reduziert werden.

¹²⁶ Während ein Wandler mit einer Signalamplitude von 1 V und -frequenz von $2,49 \text{ MHz}$ angesteuert wurde, wurde mit dem benachbarten Wandler (terminiert mit einem $50\text{-}\Omega$ -Widerstand) eine Anregung von $7,6 \mu\text{V}$ detektiert.

¹²⁷ Einen Idealfall stellt ein Signal mit gleichverteiltem Leistungsdichtespektrum dar, woraus sich eine gaußförmige Häufigkeitsverteilung ergibt und jegliches Driftverhalten ausgeschlossen wird. In diesem speziellen Fall haben sowohl die Standardabweichung als auch die in Abschnitt 6.2 (vgl. S. 102) als Gütemaß eingeführte Allan-Abweichung das gleiche Ergebnis.

4.3.2 Prädiktive Positionswerte und Rückkopplungsdaten

Das beschriebene Verfahren ermöglichte eine Demodulation von heterodynen Interferometersignalen zur Bestimmung von Positionswerten mit einem Auflösungsvermögen im Pikometerbereich. Die generierten Positionsdaten waren aufgrund der Filterung mit einer Verzögerung von $10,24\ \mu\text{s}$ behaftet. Falls jeweils der aktuellste Positionswert an eine Steuereinheit übertragen werden soll, wären damit zusätzlich zeitliche Verzögerungen von bis zu $20,48\ \mu\text{s}$ verbunden. Bei einer extern gesteuerten Messwertaufnahme oder Rückkopplung von Positionsdaten an eine Steuereinheit hätte dies einen zeitlichen Fehler von bis zu $30,72\ \mu\text{s}$ zur Folge, was bei einer maximalen Geschwindigkeit von $8\ \text{mm/s}$ zur einer Maximalabweichung von $0,25\ \mu\text{m}$ geführt hätte. Um diese Verzögerung zu kompensieren und folglich Positionsdaten mit geringer Verzögerung für eine Messwertaufnahme oder Rückkopplung generieren zu können, wurde eine Extrapolationsroutine auf der FPGA-gestützten Auswerteeinheit implementiert.

Im Präzisionsmaschinenbau werden Positionsdaten zwischen Auswerte- und Steuereinheiten größtenteils mit Hilfe inkrementeller Verfahren übertragen, bei denen über zwei Kanäle rechteckförmige Inkrementalsignale bzw. diskrete Quadratursignale bereitgestellt werden [63]. Am NMK stellten beispielsweise die Interpolationselektroniken der Wegmesssysteme über ein solches Verfahren die Rückkopplungsdaten für die Lageregelung (vgl. §3.3.1) bereit. Dabei wurden Taktraten von bis zu $2\ \text{MHz}$ erzeugt, um ein Auflösungsvermögen von $1\ \text{nm}$ bei Geschwindigkeiten von bis zu $8\ \text{mm/s}$ zu garantieren. Rückkopplungsdaten mit dem angestrebten Auflösungsvermögen von $1\ \text{pm}$ würden somit Taktraten von bis zu $2\ \text{GHz}$ erfordern, was bislang mit konventionellen Signalverarbeitungseinheiten nicht umsetzbar ist und zudem durch die Dämpfungseigenschaften der Signalleitungen beschränkt wird. Eine alternative Umsetzung über ein paralleles Bussystem war nicht möglich, da die Auswerteelektronik lediglich über drei digitale Signaleingänge beziehungsweise -ausgänge verfügte. Es wurde infolgedessen ein serielles Protokoll zur Übertragung von Positionsdaten von bis zu zwei Interferometerachsen genutzt. Speziell absolute Positionssensoren nutzen standardmäßig serielle Protokolle zur Übertragung von Rückkopplungsdaten an eine Steuereinheit [137], wobei dem Anwender folgende Protokolle zur Auswahl stehen: Synchronous Serial Interface (SSI, [138]), Bidirectional Synchronous Serial Interface (BiSS), Encoder Data (EnDat) und High Performance Interface (Hiperface). Da für eine minimale Verzögerung eine Punkt-zu-Punktverbindung aufgebaut werden sollte und ein geringer Ressourcenbedarf und die geringe Anzahl an Signalverbindungen bei der Implementierung zu beachten war, wurde das SSI-Verfahren zur Übertragung von absoluten Rückkopplungsdaten ausgewählt. Ein erheblicher Vorteil dieser Schnittstelle lag darin, dass Zeitpunkt und Geschwindigkeit der Datenübertragung durch die Steuerungseinheit (SSI-Master, vgl. Abbildung 3.7) bestimmt werden konnte und folglich eine auf die Anwendung optimierte Übertragungssicherheit umsetzbar war [63].

Durch die Auswerteelektronik wurden die benötigten Positionswerte $P(t)$ in zeitlichen Abständen von $20,48\ \mu\text{s}$ aktualisiert und hatten durch die Mittelung über 2048 Werte bereits eine inhärente Verzögerungszeit von $10,24\ \mu\text{s}$. Ein darauffolgender Wert wurde erst $20,48\ \mu\text{s}$ später erzeugt, wodurch Rückkopplungsdaten mit einer veränderlichen Verzögerung von $10,24\ \mu\text{s}$ bis $30,72\ \mu\text{s}$ behaftet wären. Daraus resultierende Rückkopplungsdaten würden gleichverteilt variieren, was bei einer Bewegungsgeschwindigkeit von $1\ \text{mm/s}$ zu einer maximalen Schwankung der rückgekoppelten Positionswerte von $31\ \text{nm}$ führen würde und somit einen erheblichen Einfluss auf die Güte sowie Robustheit einer Lageregelung hätte. Um diese Schwankungen zu vermeiden und Rückkopplungsdaten mit minimaler Latenz bereitzustellen, wurden die Positionswerte daher einem linearen Approximationsverfahren zugeführt. Auf Basis der letzten vier Positionswerte wurden der Anstieg (Geschwindigkeit) und der arithmetische Mittelwert berechnet. In Abhängigkeit von einem externen Trigger konnten mittels dieser Koeffizienten entweder ein Positionswert zur Speicherung oder für Regelungsanwendungen mit einer zeitlichen Auflösung von $10\ \text{ns}$ ¹²⁸ prädiktiv bestimmt werden, was in Abbildung 4.13 dargestellt ist. Da beide Prozesse durch die jeweilige FPGA-Einheit parallel ausgeführt werden konnten, war eine gleichzeitige Generierung von Positionswerten und Rückkopplungsdaten möglich.

¹²⁸ Die zeitliche Auflösung wurde durch den taktgebenden 100-MHz -Quarzoszillator auf der Auswerteelektronik vorgegeben.

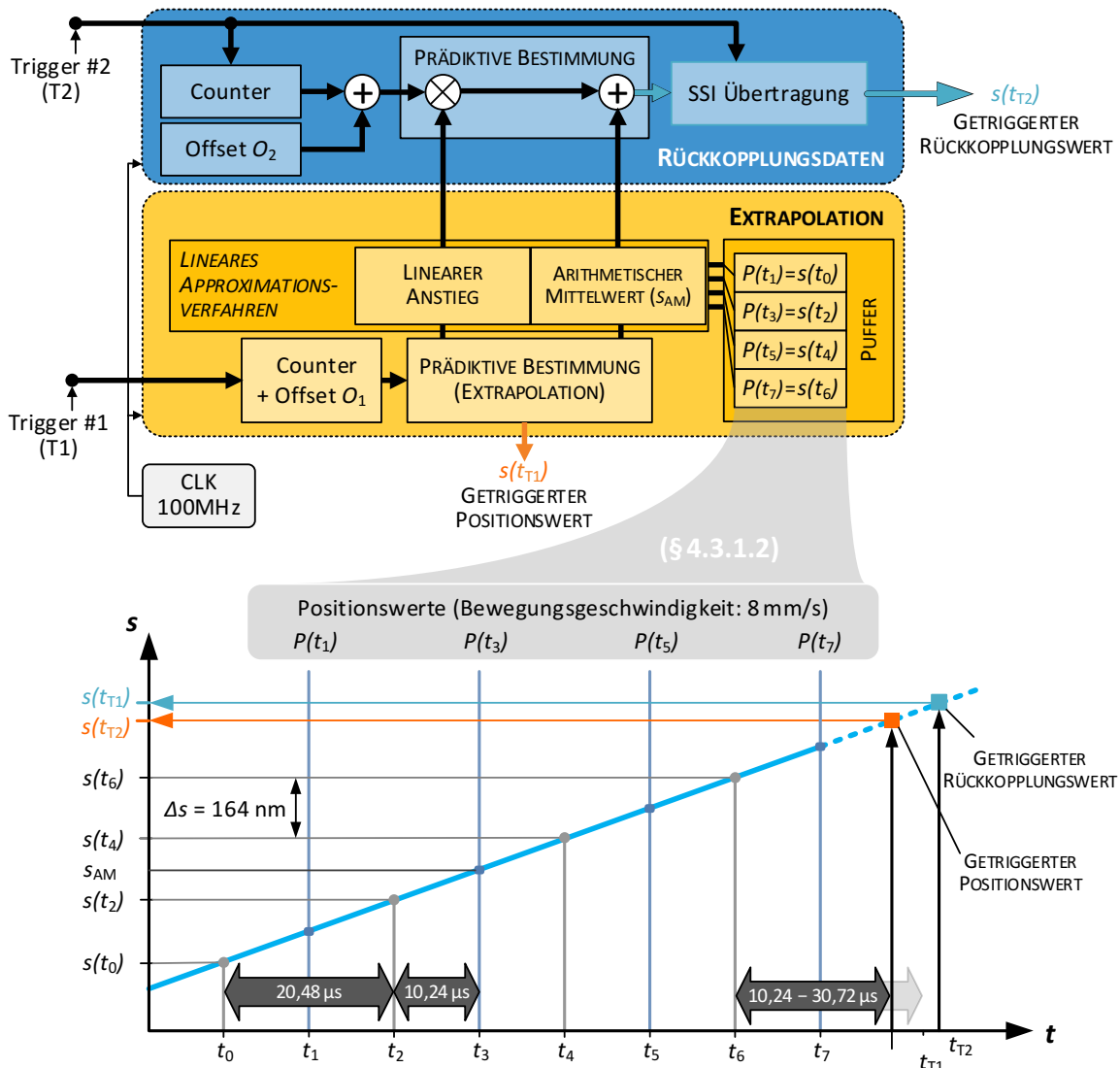


Abbildung 4.13: Schematische Darstellung zur prädiktiven Bestimmung eines getriggerten Positionswertes $s(t_{T1})$ und Rückkopplungswertes $s(t_{T2})$ in Verbindung mit einem echtzeitfähigen Approximationsverfahren. Für die Offset-Werte O_1 und O_2 wurde ein Wert von 1024 und 100 festgelegt, wodurch Verzögerungen durch die Filterung des Demodulationsverfahrens von $10,24 \mu\text{s}$ und durch die Datenlaufzeit der Signalverarbeitung von $1 \mu\text{s}$ kompensiert wurden.

Zur Untersuchung dieser prädiktiven Positionsbestimmung wurden mit einem Zweifrequenz-generator elektrische Signale mit einer Dopplerfrequenz von $3,757 \text{ kHz}$ erzeugt, was einer Geschwindigkeit von 1 mm/s am X-Interferometer entspricht. Die gemessenen Positionswerte wurden anschließend einer PC-basierten Auswertung zugeführt, die das prädiktive Approximationsverfahren für den FPGA nachbildete. Hierbei konnte nachgewiesen werden, dass sowohl getriggerte Positionswerte als auch Rückkopplungsdaten mit einer Standardabweichung von $0,03 \text{ mrad}$ ($1,3 \text{ pm}$) und maximalen Abweichungen von $0,24 \text{ mrad}$ (10 pm) bereitgestellt werden können. Zudem wurde nachgewiesen, dass eine Verzögerung der Phasenauswertung (Offset $O_1 = 10,24 \mu\text{s}$) kompensiert werden kann und eine verzögerungsfreie Messwertaufnahme zu externen Messsystemen mit Datenaufnahmeraten von bis zu 866 kHz möglich war. Bei der Berechnung eines Rückkopplungswertes konnten zusätzliche Laufzeiten über den variablen Offset O_2 durch die 100-MHz -Zeitbasis mit einer Auflösung von 10 ns ausgeglichen werden, wodurch beispielsweise die Dauer der seriellen Datenübertragung von $3,5 \mu\text{s}$ (vgl. §3.2.4) kompensiert wurde. Durch eine Minimierung der Datenlaufzeiten konnten Folgefehler durch die Auswerteelektronik reduziert werden und eine Lageregelung mit erhöhter Phasenreserve (vgl. §5.1.3) betrieben werden, was die Umsetzung höherer dynamischer und statischer Regelsteifigkeiten ermöglicht [62].

4.4 Datenerfassungssysteme

4.4.1 Umweltbedingungen

Der Nanometerkomparator wird innerhalb einer klimatisierten Messkabine betrieben [49]. Wesentliche Wärmequellen waren außerhalb dieser Messkabine aufgestellt, wie beispielsweise der Laser und die Leistungselektronik. Deren Einfluss auf die Umweltbedingungen in der Messkabine und eine damit einhergehende Auswirkung auf die zu untersuchenden Messobjekte wurde somit unterdrückt. Die beiden Linearantriebe der Messmaschine waren über mechanische Übertragungselemente mindestens 1 m von den Messsystemen getrennt, wodurch der thermische Einfluss der Antriebssysteme minimiert worden war. Generell ändern die zu charakterisierenden Messobjekte entsprechend ihres thermischen Ausdehnungskoeffizientens und Kompressionsmoduls bei schwankenden Umweltbedingungen ihre Dimensionen. Darüber hinaus führen solche Schwankungen zu dimensionellen Änderungen im Messkreis, wodurch beispielsweise der Abstand zwischen Messobjekt und Sensor verändert wird. Die Umgebungsbedingungen wurden daher stetig überwacht und durch eine Klimaregelung hinsichtlich Temperatur und Feuchte¹²⁹ konstant gehalten. Diese Regelung umfasste jedoch nicht die Einstellung eines konstanten Luftdrucks, wodurch sich diese Größe in Abhängigkeit von der Wetterlage änderte. Aus diesem Grund mussten die Messobjekte entsprechend des gegenwärtigen Luftdrucks korrigiert werden (vgl. § 4.2.4). Der Luftdruck wurde mit Hilfe eines Digital-Manometers¹³⁰ stetig gemessen, das außerhalb der Messkabine und auf gleicher Höhe wie das Messobjekt aufgestellt war. Das verwendete Gerät erlaubte die Bestimmung des absoluten Luftdrucks mit einer Messunsicherheit¹³¹ von 5 Pa. Bei Messzeiten von weniger als 4800 s¹³² wurden dimensionelle Änderungen des Messobjekts infolge von Luftdruckschwankungen nicht korrigiert, da diese Schwankungen vernachlässigbar waren (vgl. Tabelle 6 in § 6.2.2).

Bei Messungen wurde gewartet bis Temperaturschwankungen an der Maschine über einen Zeitraum von etwa vier Stunden kleiner als 10 mK waren, wie in Abbildung 4.14 dargestellt ist. Zur Erzielung eines solchen thermischen Gleichgewichts wurde bis zu 48 Stunden gewartet, nachdem das Messobjekt durch den Anwender justiert worden war. Dazu wurde die absolute Temperatur durch kalibrierte Pt25-Widerstandsthermometer an zwei festgelegten Messpunkten des messtechnischen Aufbaus bestimmt. Hierzu waren beide Pt25-Messfühler jeweils in einem Kupferblock fixiert, wobei der eine Block im Positioniertisch und der andere Block in einem thermisch isolierten Metallgehäuse, oberhalb der Messbrücke eingesetzt war. Zudem waren am

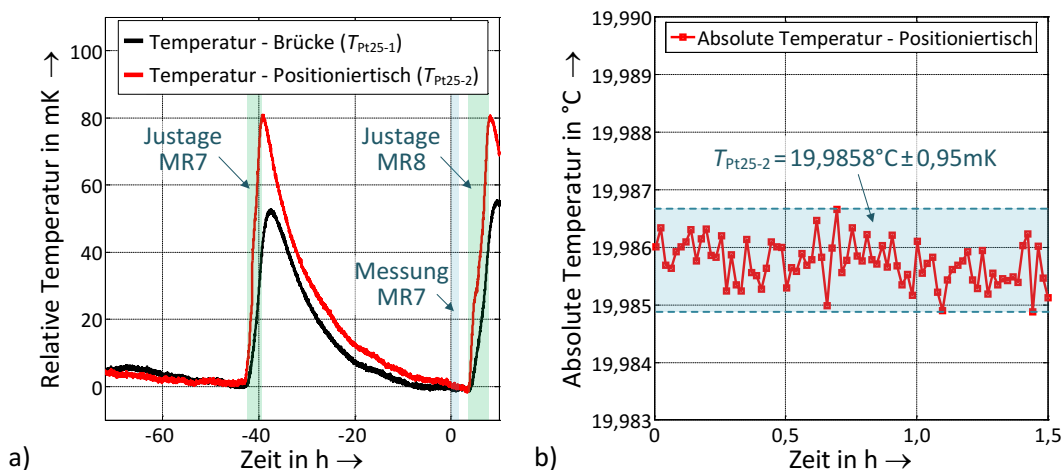


Abbildung 4.14: Ergebnisse zur Ermittlung des Temperaturverlaufs am Nanometerkomparator zur (a) Darstellung des Einlaufverhaltens nach Einrichtung des Prüfsystems und (b) während der Messwertaufnahme von Messreihe 7 (MR 7). Informationen zu weiteren Messreihen können Tabelle 6 entnommen werden. (MR – Messreihe)

¹²⁹ Die Stabilität der Umweltbedingungen hinsichtlich der Feuchte war typischerweise besser als 5 %.

¹³⁰ Digital-Manometer von DRUCK LIMITED (jetzt: GENERAL ELECTRIC), Modell: DPI 140.

¹³¹ Kalibrierzeichen: PTB 30241/14, systematische Abweichung: +28 Pa, Messunsicherheit nach Korrektur der Anzeige betrug 5 Pa bzw. 0,05 mbar (2σ).

¹³² Dieser Zeitraum entspricht der Aufnahme einer Messreihe mit 14 Einzelmessungen (vgl. § 6.1.1).

Aufbau zahlreiche Thermoelemente vorhanden, welche zur Bestimmung relativer Temperaturmesswerte eingesetzt wurden. Jedes Thermoelement verfügte über zwei Lötunkte, an welchen Kupfer und Konstantan (Cu-CuNi, Typ T) miteinander verbunden waren. Jeweils ein Lötunkt der Thermoelemente war in einem der bereits erwähnten Kupferblöcke befestigt, dessen absolute Temperatur durch den Einsatz der Pt25-Messfühler bekannt war. Mit Hilfe dieses Ansatzes konnte eine Vielzahl von Thermoelementen eingesetzt werden, um an beliebigen Standorten die Differenz zu einer absoluten Temperatur messen zu können. Die Signale der Pt25-Sensoren und die Thermospannungen der Thermoelemente wurden über ein eigenständiges Messsystem gemessen. Das Erfassungssystem basierte auf einer Geräteentwicklung der PTB [139]. Die gewandelten Messwerte von mehr als 20 Thermoelementen und zwei Pt25-Messfühlern wurden nach Aufnahme und Konditionierung über das Signalverarbeitungsgerät auf einem Netzlaufwerk unter Einbindung eines absoluten Zeitstempels, zur Darstellung des Aufnahmezeitpunkts, abgespeichert. Die Temperatursensoren und weitere Umweltsensoren wurden in zeitlichen Abständen von 69 s zyklisch eingelesen, wodurch für eine einzelne Messung über ein Beobachtungszeitraum von etwa 300 s maximal fünf Messwerte für die nachfolgenden Korrekturen bereitstanden. Bei den Messungen mit einem inkrementellen Längenmesssystem erfolgte jedoch keine direkte Temperaturbestimmung an der Maßstabsverkörperung (vgl. § 4.2.4), da der thermische Ausdehnungskoeffizient unbekannt war.

Der Druck innerhalb der evakuierten Kammer wurde gemessen, um den Brechungsindex des Restgases in der Vakuumkammer zu korrigieren. Hierfür wurde bei Druckverhältnissen von weniger als 0,65 Pa ein kalibriertes Gasreibungsvakuummeter¹³³ mit einer Unsicherheit von 0,1 Pa eingesetzt. Da die Gaszusammensetzung des Restgases nicht spezifiziert werden konnte, wurde für die Unsicherheit die Herstellerangabe von $\pm 3\%$ übernommen. Die Messsignale wurden zur Datenaufnahme über eine analoge Schnittstelle des Druckmessgeräts ausgegeben und mittels der sekundären Steuerungseinheit aufgenommen und abgespeichert. Zusätzlich wurde der Vakuumdruck mit Hilfe eines Pirani-Vakuummeters¹³⁴ überwacht, welches lediglich zur Erfassung von relativen Druckänderungen verwendet wurde.

Durch eine Bewegung des Positioniertisches in positiver Richtung der Hauptachse X erfolgte eine Stauchung des Membranbalgs und führte zu einer Reduzierung des Vakuumvolumens. Während der Messungen in Kapitel § 6 konnte eine lineare Zunahme des Vakuumdrucks von 33 mPa/m bei einer Reduzierung von etwa 1,5 l nachgewiesen werden. Am NMK wurde für diesen Druckbereich eine Brechzahlkorrektur von WEICHERT [59] experimentell ermittelt, da die Umweltkorrektur mit der angepassten Größenformel nach EDLÉN [140] nicht für diesen Druckbereich und diese Restgaszusammensetzung bestimmt wurde. Unter Annahme des experimentell bestimmten Korrekturwertes von $2,99 \cdot 10^{-9}$ /Pa und einer Messlänge von 287 mm hatte dies bei einer Änderung des Vakuumdrucks von 9,5 mPa einen Maximalfehler für Messungen des X -Interferometers von 0,03 nm zur Folge, was im weiteren Verlauf der Arbeit vernachlässigt wird.

4.4.2 Datenaufnahmeverfahren für interferometrische Sensoren

Neben Rausch- und Linearitätsverhalten verkörpert das zeitliche Verhalten der Auswerteelektronik einen weiteren Unsicherheitsbeitrag bei vergleichenden Messungen zwischen zwei Messsystemen. Am NMK werden bei der Charakterisierung eines Prüfsystems dessen Messwerte mit den Messwerten des Interferometers verglichen. Fehler bei der zeitlichen Zuordnung dieser Messwerte haben bei diesen Messungen somit einen unmittelbaren Einfluss auf das Messergebnis und skalieren linear mit der Bewegungsgeschwindigkeit. Wie bei der Bereitstellung der Rückkopplungssignale (vgl. § 3.2.4) kann bei diesen Fehlern zwischen einer konstanten zeitlichen Verzögerung (Latenz¹³⁵) und deren Schwankung (Jitter) unterschieden werden [141]. Während eine konstante Verzögerung zwischen zwei Messsystemen zu einer konstanten Verschiebung zwischen beiden Messsysteme führt und mittels linearer Korrektur [142] beseitigt werden kann,

¹³³ Gasreibungsvakuummeter der Firma LEYBOLD-HERAEUS GMBH, Modell: VISCOVAC VM 212.

¹³⁴ Pirani-Aktivmessröhre von der Firma EDWARDS, Modell: APG-LNW16 (Messbereich bis zu 10^{-4} mbar).

¹³⁵ Latenzen manifestieren sich durch optische (Ausbreitung des Lichts), elektrische (Ausbreitung in Kabelleitungen) und rechentechnische (digitale Signalverarbeitung) Signallaufzeiten. Eine zeitliche Variation (Jitter) kann durch kurzzeitige Veränderungen dieser Signallaufzeiten hervorgerufen werden.

führen zeitliche Variationen und eine daraus resultierende Streuung der differentiellen Längenmessung zu einem Unsicherheitsbeitrag. In diesem Abschnitt soll untersucht werden, inwiefern die Anwendung eines Datenaufnahmeverfahrens auf Basis des selbstentwickelten Auswertesystems zu Verbesserungen bei der zeitlichen Zuordnung von Messwerten beitragen konnte. Angaben bezüglich des Fehlerbeitrags werden stets auf eine Geschwindigkeit von 1 mm/s bezogen, mit welcher insbesondere die Messungen in Abschnitt 6 durchgeführt wurden.

Im ersten Schritt soll das bisherige Datenaufnahmeverfahren beschrieben werden, welches vor den Umbaumaßnahmen eingesetzt wurde und in vorangegangenen Publikationen beschrieben wurde. Das Verfahren wird in Abbildung 4.15.a) schematisch dargestellt. So wurde die Datenerfassung des X-Interferometers (vgl. [49], Abbildung 5) und der Winkelinterferometer (vgl. [69], Abbildung 2) gegen das gleiche inkrementelle Längenmesssystem beschrieben, das auch in dieser Arbeit für vergleichende Untersuchungen eingesetzt wurde. Das alte Datenaufnahmeverfahren nutzte zur Synchronisierung ein gemeinsames Triggersignal, welches auf die Auswerteelektroniken verschiedener Hersteller geschaltet wurde. Diese Elektronik verfügten über getrennte Taktgeber, welche weder untereinander noch zu einer Zeitbasis synchronisiert wurden.

Für Untersuchungen mit einem inkrementellen Messsystem wurde die Generierung eines Triggersignals über zwei unterschiedliche Betriebsmodi gesteuert: zeitliche und positionsabhängige Steuerung. Zur Charakterisierung des Rausch- und Driftverhaltens sowie zur Bestimmung von Nichtlinearitäten wurde das Triggersignal von einem Signalgenerator generiert, der Taktflanken in zeitlich äquidistanten Abständen erzeugte. Demgegenüber wurde der Takt zur Charakterisierung von Teilungsfehlern von einem Abrufzähler¹³⁶ erzeugt, dessen Signale vom Prüfling abgeleitet wurden. Um den Nichtlinearitätseinfluss auf das Messergebnis zu unterdrücken, wurden die Taktflanken dabei ausschließlich von den Nulldurchgängen der Quadratursignale abgeleitet. Da dieses Verfahren in gleicher Weise bei den Messlaboratorien praktiziert wurde, konnte eine bessere Vergleichbarkeit gewährleistet werden. Die maximale Datenaufnahmerate dieses getriggerten Aufnahmeverfahrens war auf etwa 5 kHz begrenzt (vgl. § 4.3). Die Datenübertragung dieser Messwerte erforderte zeitaufwendige Einzelzugriffe. Bei einem Buszugriff auf die Interferometerelektronik war zudem eine schaltungstechnische Unterscheidung zwischen Regel- und Aufnahmemodus notwendig (vgl. Abbildung 3.15 in § 3.3.4.2). Die Triggersignale und

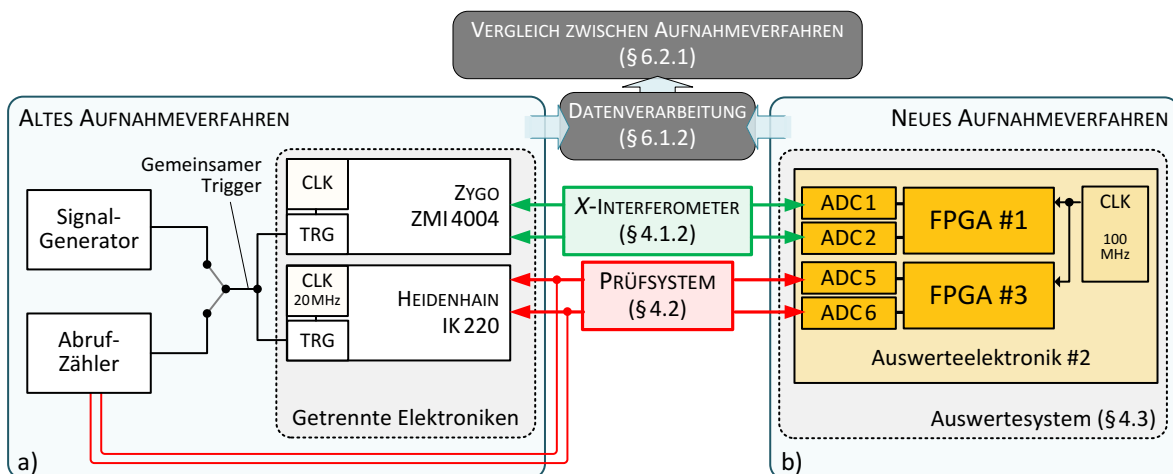


Abbildung 4.15: Schematische Darstellung des (a) alten und (b) neuen Aufnahmeverfahrens zur Erfassung der interferometrischen Sensoren. Durch das neue Aufnahmeverfahren können Messdaten ohne externe Triggerung aufgenommen werden, während das alte Aufnahmeverfahren ein externes Triggersignal zur Synchronisierung einer Datenaufnahme über getrennte Elektronik erforderte. (CLK – Taktgeber, TRG – Triggerdetektion, ADC – A/D-Wandler)

¹³⁶ Der Abrufzähler wurde durch eine Interpolationselektronik mit einfacher Unterteilung (1x) verkörpert, wodurch lediglich Nulldurchgänge des inkrementellen Prüfsystems ein Triggersignal auslösten. Da dies bei einer Vorschubgeschwindigkeit von 1 mm/s mit dem eingesetzten Prüfsystem zu Raten von etwa 8 kHz führte, wurde über ein Triggerzähler diese Rate durch einen einstellbaren Divisor (üblicherweise etwa 100) minimiert.

elektronischen Abtastschaltungen unterlagen dabei jeweils Störungen und zeitlichen Beschränkungen. Diese Fehlerquellen wurden auf dem Gebiet der Zeit- und Frequenzmessung in Bezug auf die verwendeten Instrumente [143,144] beschrieben. Durch Idealisierungen¹³⁷ werden im Folgenden systematische Verzögerungen weitestgehend vernachlässigt, wohingegen ein einzelner Teilaspekt hinsichtlich des Jitters gesondert diskutiert werden soll. Diesbezüglich erfolgte die Abtastung der Triggerflanken über die digitalen Eingänge der jeweils eingesetzten Elektronik. Die Elektronik¹³⁸ des inkrementellen Längenmesssystems wurde mit einer Taktrate von 20 MHz betrieben, was ebenfalls für die digitalen Wandler der Interferometerelektronik¹³⁹ angenommen wurde. Da die Taktgeber der beiden Auswerteelektroniken nicht synchronisiert waren, wurde aufgrund der Abtastzeiten von jeweils 50 ns und der daraus resultierenden Totzeit ein maximaler Fehler von ± 50 ns für Bewegungen mit 1 mm/s abgeschätzt. Dieser Fehlerbeitrag wies eine gleichverteilte Streuung auf und skalierte linear mit der Bewegungsgeschwindigkeit, sodass eine Unsicherheit des getriggerten Aufnahmeverfahrens von 29 pm für unidirektionale Messungen bei 1 mm/s abgeschätzt wurde.

Durch den Einsatz des kontinuierlich aufnehmenden Auswertesystems konnte die Datenerfassung vereinfacht werden und Fehlereinflüsse infolge einer Triggerung wurden unterdrückt, da die FPGA-gestützte Signalverarbeitung auf einen gemeinsamen Zeitgeber zurückgeführt wurde. Das Verfahren wird in Abbildung 4.15.b) schematisch dargestellt. Änderungen der Zeitbasis wirkten sich auf die Signalerfassung der Messsysteme in gleicher Weise aus und konnten folglich bei einer Differenzbildung, wie etwa bei den vergleichenden Messungen in §6, vernachlässigt werden. Im Gegensatz zum alten Aufnahmeverfahren konnte zudem bei der Datenaufnahme von einer identischen Latenzzeit der Wandlerbausteine¹⁴⁰ von 130 ns für die Messsysteme ausgegangen werden. Der Einfluss von zeitlichen Variationen auf Messungen kann somit weitestgehend vernachlässigt¹⁴¹ werden und vereinfachte weiterführende Untersuchungen von Latenzen zwischen den Messsystemen. Diese Latenzen ergaben sich hierbei in zweierlei Hinsicht, durch (1) einen zeitlichen Versatz beim Startvorgang des Phasenmessverfahrens und (2) unterschiedliche Signallaufzeiten in den jeweiligen Messsystemen. Im ersten Fall musste bei Messungen mit dem neuen Auswertesystem davon ausgegangen werden, dass der Start der Messungen auf den verschiedenen FPGA-Einheiten mit einer zeitlichen Verschiebung¹⁴² von maximal 10 ns behaftet war. Dieser Fehler entspricht einer konstanten Verzögerung und wäre gleichbedeutend mit einer Abweichung von ± 10 pm zwischen beiden Messsystemen. Im zweiten Fall wurden zeitliche Verzögerungen zwischen X-Interferometer und Prüfsystem im Zuge vergleichender Messungen bestimmt, wobei der Positioniertisch mit konstanter Geschwindigkeit in positiver und negativer Richtung bewegt wird. Bei mittleren Geschwindigkeiten von ± 1 mm/s wurde nachgewiesen, dass die Positionswerte des X-Interferometers mit einer Differenz von 0,138 nm vorauseilten, was einer Verzögerung¹⁴³ des Encodersignals von 138 ns entsprach. Die gewandelten Werte des X-Interferometers wurden daher um 140 ns verzögert, um eine optimalere Zuordnung von Messwerten beider Messsysteme bei bidirektionalen Messungen zu gewährleisten (vgl. § 6.1.2).

¹³⁷ Es wurde von einer konstanten Anstiegszeit der Triggerflanken von 0,2 ns (TEKTRONIX AFG3102), identischen Kabellängen und konstanten Bedingungen bei der Signalkopplung ausgegangen. Zudem wurde ein sich ändernder Gleichanteil und sich daraus ergebende Hysterese-Effekte auf den Triggerpegel vernachlässigt. Es lagen zudem keine Informationen vor, ob bei den verwendeten Geräten digitale Interpolationsroutinen [143] verwendet wurden und welche Latenzzeiten bei der Signalwandlung vorlagen.

¹³⁸ Interpolationselektronik der Firma HEIDENHAIN, Modell: IBV 660B (Taktrate: 20 MHz, Zykluszeit: 50 ns).

¹³⁹ Auswerteelektronik der Firma ZYGO, Modell: ZMI 4004 (Taktrate von 20 MHz wurde angenommen).

¹⁴⁰ Analog-Digital-Wandlerbausteine der Firma ANALOG DEVICES, Typ: AD 9446-100.

¹⁴¹ Für eine Maximalabschätzung dieses Einflusses wird auf die typischen Zeitvariationen des Wandlers von 60 fs verwiesen.

¹⁴² Persönliche Mitteilung TINO HÄUPKE, Firma: STRUCK INNOVATIVE SYSTEME GMBH, E-Mail, 08.11.2013.

¹⁴³ Eine mögliche Ursache für die ermittelte Verzögerung des Prüfsystems stellt die analoge Eingangsstufe der eingesetzten Anpasselektronik (APE) dar. Die Angabe der Grenzfrequenz von $B_{LIP382} \approx 1$ MHz (vgl. [118], S. 35) des Herstellers bezieht sich lediglich auf das Tiefpassverhalten der Folgeelektronik.

Zusammenfassend wurde bei Messungen mit dem selbstentwickelten Auswertesystem kein externes Triggersignal mehr benötigt, was bei vergleichenden Messungen eine präzisere zeitliche Zuordnung der Messwerte gewährleistete und das gesamte Datenaufnahmeverfahren vereinfachte. Die Daten konnten zudem mit einer höheren Aufnahme rate von 48,83 kHz¹⁴⁴ akquiriert werden und wurden in einem 64 MB großen Direktzugriffsspeicher zwischengespeichert. Die auf dem internen Speicher abgelegten Messwerte wurden anschließend über einen fasergekoppelten VME-Buskoppler¹⁴⁵ auf den Leit rechner übertragen. Über die dabei geschaffene optische Entkopplung konnten Leit rechner und Auswertesystem galvanisch getrennt werden. Das neue Aufnahmeverfahren erlaubte diesen Messbetrieb allerdings nur in Verbindung mit interferometrischen Messsystemen, welche mit Hilfe der konventionellen Signalverarbeitung für homodyne (vgl. § 4.3.1.1) und heterodyne (vgl. § 4.3.1.2) Systeme ausgewertet werden können. Für zukünftige Messungen mit Prüfsystemen, die eine davon abweichende Signalverarbeitung benötigen, kann die Datenaufnahme des Auswertesystems auch über ein Triggersignal gesteuert werden. Hierzu werden die Messwerte über eine prädiktive Bestimmung, wie in Abschnitt 4.3.2 (vgl. Abbildung 4.13, vgl. getriggerte Positionswerte abgeleitet von Trigger T1) bestimmt. Prinzipiell ist ein getriggert er Messbetrieb der Auswerteelektronik infolge der Taktrate von 100 MHz jedoch stets mit einer zeitlichen Streuung von 10 ns behaftet.

¹⁴⁴ Die entspricht einer Steigerung der Datenaufnahmerate um etwa Faktor 10.

¹⁴⁵ Der VME-Buskoppler der Firma STRUCK INNOVATIVE SYSTEME (Modell: SIS3104) besitzt eine Bandbreite von 1 Gb/s, was effektiv (8b/10b-Codierung) eine Übertragung mit 100 MB/s erlaubte und vollkommen ausreichend für eine simultane Messdatenübertragung von bis zu acht Interferometer-Achsen am NMK war (ca. 3,0 MB/s [48,8 kHz · 8 Byte · 8 Achsen]).

5 Antriebsregelung der Feintriebachse

Wie bereits in der Zielstellung in Abschnitt 1.2 erwähnt, wurde durch Erweiterungen des Positionierungssystems eine präzisere Positionierung von Messobjekten am Längenkomparator angestrebt. Hierzu wurden in den vorangegangenen Kapiteln grundlegende Änderungen am Steuerungs-, Antriebs-, und Messsystem beschrieben, welche die Grundlage zur Umsetzung eines Lagereglers bildeten und an dieser Stelle noch einmal zusammengefasst werden. Das Antriebssystem wurde um einen Lorentz-Aktuator erweitert (vgl. § 3.4.3), welcher das mechanische Übertragungselement zwischen Positioniertisch und Linearmotor LM1 ersetzte und infolgedessen beide Komponenten mechanisch entkoppelte. Der Lorentz-Aktuator (Feintrieb) wurde gemeinsam mit dem Linearmotor (Grobtrieb) betrieben, wodurch der neue Aktuator beständig nachgeführt werden konnte und dessen eingeschränkter Auslenkungsbereich von 6,5 mm erweitert wurde. Zusammen bildeten die beiden Antriebe ein hybrides Antriebssystem zur Positionierung des Messobjekts in X-Richtung, wobei die jeweiligen Lageregelkreise auf getrennten Steuerungseinheiten ausgeführt wurden. Um eine identische Bahnbewegung beider Achsen zu realisieren, wurden daher die Führungsgrößen (Bahnplanerdaten) von der primären Steuereinheit über eine selbstentwickelte Schnittstelle auf die sekundäre Steuereinheit übertragen (vgl. § 3.2.4). Die sekundäre Steuereinheit erlaubte hierfür die Aufnahme von Rückkopplungsdaten von einem selbstentwickelten Auswertesystem, das die heterodynen Interferometersignale des in Vakuum betriebenen X-Interferometers demodulierte (vgl. § 4.3.1). Abgeleitet von den mit 1 pm unterteilten Rückkopplungsdaten (vgl. § 4.3.2) des X-Interferometers war nun eine direkte Positionierung des Messobjekts im Sub-Nanometerbereich umsetzbar. In diesem Kapitel wird nun schrittweise die Entwicklung des implementierten Regelkonzepts für die neue Antriebsachse vorgestellt. Wesentliche Störgrößen konnten bereits im Vorfeld durch geeignete Maßnahmen unterdrückt werden, was durch Abbildung 5.1 dargestellt wird und anhand von fünf Einflussfaktoren in der nachfolgenden Diskussion erläutert werden soll.

DIE REIBKRÄFTE sind etwa bei der Umsetzung von Positioniersystemen mit wälzkörpergeführten Linearführungen nicht zu vermeiden (vgl. [145], § 5.6), was eine Bestimmung und Kompensation dieses nichtlinearen Störeinflusses erfordert. Infolgedessen sind komplexe Regelungsstrategien notwendig, um eine Reibkraftkompensation zu ermöglichen und somit die Regelgüte zu erhöhen [146]. Da am Nanometerkomparator sowohl der Linearmotor als auch der Positioniertisch über nahezu reibungsfreie, aerostatische Lagerungen geführt wurden, waren keine aufwendigen Strategien zur Detektion und Kompensation dieses Störeinflusses notwendig. Neben den Reibungseigenschaften wird durch diese Lagerungen eine gute Dämpfung, geringer Verschleiß und ein spielfreies Umkehrverhalten gewährleistet (vgl. [145], S. 336). Im Gegensatz zu den Lagerungen der Linearmotoren (vgl. § 3.3.1) waren die Lagerungen der Schlitten nicht durch eine feldkraftschlüssige Verbindung vorgespannt, wodurch ein Optimierungspotential in Hinblick auf eine zu steigende Steifigkeit der Lagerung bestand (vgl. § 7.2.2).

DIE RASTKRÄFTE und die sich daraus ergebende Kraftwelligkeit des Linearmotors führten mit zunehmender Geschwindigkeit zu steigenden Positionierungsfehlern des Positioniertischs (vgl. Abbildung 3.10). Diese Störungen wurden dabei über das mechanische Übertragungselement auf den Positioniertisch übertragen. Durch die Anwendung geeigneter Kompensationsverfahren kann dieser Störeinfluss minimiert werden [147], was im Umkehrschluss eine Erweiterung der Regelungsstrategie erfordert. Demgegenüber wird über das in dieser Arbeit vorgestellte, hybride Antriebskonzept eine direkte Einwirkung dieser Störkraft auf den Positioniertisch unterdrückt, da der Lorentz-Aktuator eine mechanische Entkopplung zwischen Positioniertisch und Linearmotor erlaubt und prinzipbedingt ein lineares Verhalten aufweist. Eine Kraftwirkung des Linearmotors auf den Lorentz-Aktuator kann als vernachlässigbar angesehen werden (vgl. Abbildung 5.9), sodass bei dieser Form der Mehrfachregelung auf eine Entkopplung über regelungstechnische Strategien verzichtet werden konnte.

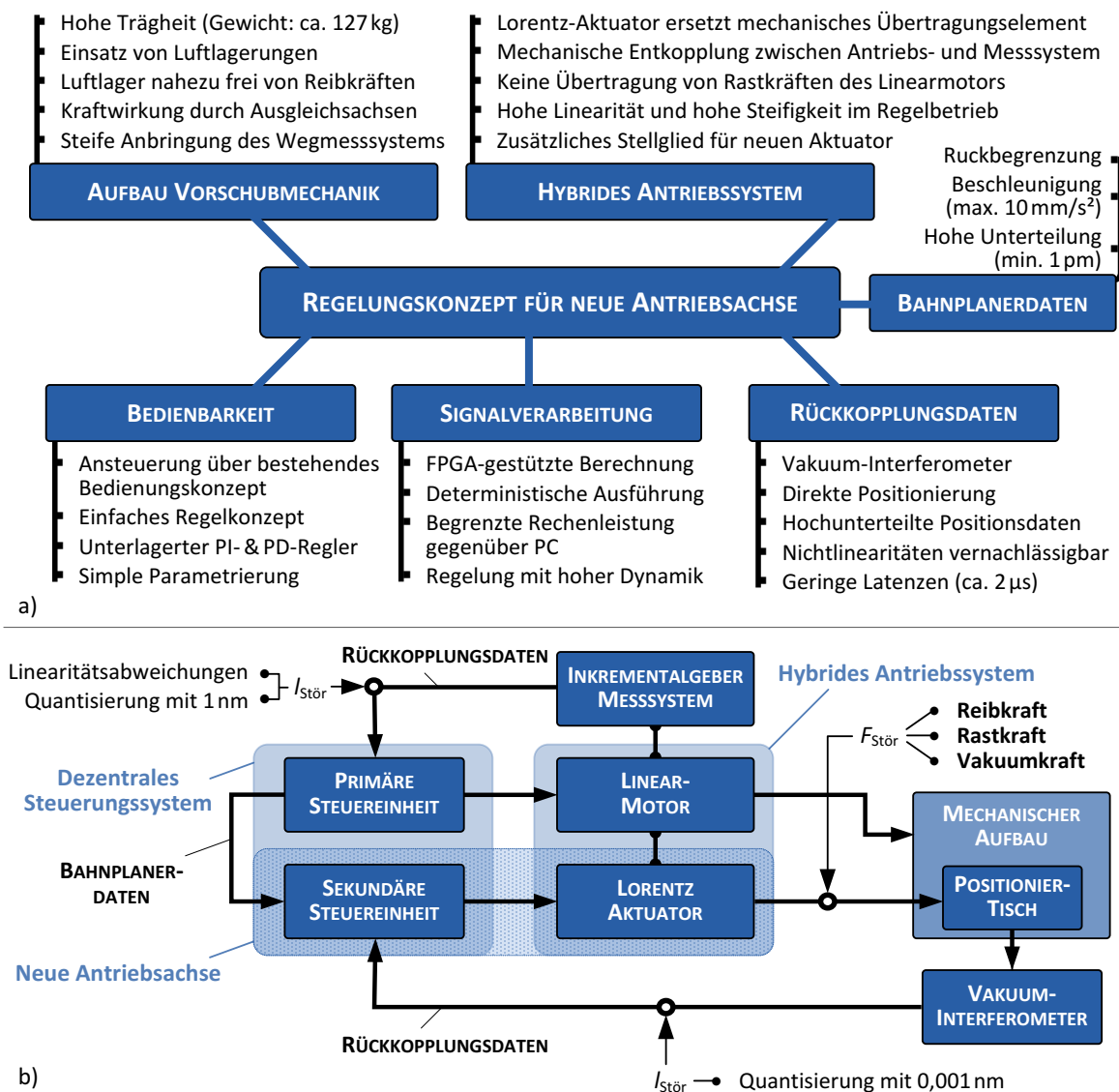


Abbildung 5.1: Schematische Darstellung der (a) maßgebenden Aspekte und des (b) überlagernden Regelkonzepts bei der Umsetzung einer Regelung für die neue Antriebsachse auf Basis eines Lorentz-Aktuators und der sekundären Steuereinheit.

DIE VAKUUMKRAFT wirkte unmittelbar auf den Positioniertisch und wurde über ein Ausgleichssystem, bestehend aus Nachführschlitten, Ausgleichsbalg und Kraftentkopplung (vgl. §3.3.2), weitestgehend kompensiert. Zur Kraftentkopplung war der Nachführschlitten über Membranbälge (vgl. [59], §3) mit dem Positioniertisch mechanisch verbunden, was bei einer Relativbewegung zwischen den Schlitten eine geänderte Kraftwirkung auf den Positioniertisch zur Folge hatte. Die Position des Nachführschlittens konnte bei ausgeschalteten Linearmotoren lediglich in Schritten von etwa einem Millimeter über den Druck innerhalb des Ausgleichsbalgs gestellt werden. Durch eine sich daraus ergebende Regelabweichung zum Linearmotor LM2 wirkte nun eine veränderliche Kraft auf den Nachführschlitten und führte im weiteren Sinne zu einer Positionsabweichung des Nachführschlittens. Zudem hatte diese geänderte Kraft eine Auswirkung auf das mechanische Übertragungselement zwischen Nachführschlitten und Linearmotor LM2, dessen geometrische Abmessungen durch eine Verformung des Übertragungselements änderten. Verformungen in der Vorschubmechanik wurden durch die indirekte Lagebestimmung des Wegmesssystems am Linearmotor 2 nicht erfasst. Eine daraus resultierende Positionsabweichung des Nachführschlittens führte zu einer relativen Bewegung beider Schlitten und bewirkte über das Balgsystem eine Störkraft auf den Messschlitten. Dieser Störeinfluss wird anhand einer Messung in Abschnitt 5.2 charakterisiert und über die direkte Lagebestimmung des Messschlittens im neuen Positionierungssystem kompensiert.

PERIODISCHE NICHTLINEARITÄTEN und weitere Fehler ($I_{\text{Stör}}$) des interferometrischen Wegmesssystems beeinträchtigen zudem die Regelgüte von Positionierungssystemen. Durch periodische Linearitätsabweichungen werden die Rückkopplungsdaten von Wegmesssystemen in Abhängigkeit von Bahngeschwindigkeit sowie Amplitude und Periodizität der Nichtlinearitäten von einer Störgröße überlagert, die sich insbesondere auf eine Geschwindigkeitsregelung auswirkt und somit gleichförmige Bahnbewegungen negativ beeinflusst [148,149]. Da die Rückkopplungsdaten zur Lageregelung des Feintriebs von dem Vakuum-Interferometer abgeleitet wurden, konnten dessen Nichtlinearitäten von weniger als 10 pm (vgl. Abbildung 4.7) für die Lageregelung des bewegten Schlittens als vernachlässigbar angesehen werden.

DIE LINEARITÄT DES FEINTRIEBS ist abhängig von dessen Kraftkonstante K_F über den Bewegungsbereich. Um eine konstante Kraftwirkung zu gewährleisten, wurde bei der Auswahl des eingesetzten Feintriebs (Lorentz-Aktuator) auf geringe Abweichungen¹⁴⁶ beziehungsweise eine hohe Linearität geachtet. Schwankungen der Kraftkonstante werden zudem durch den Sachverhalt vermieden, dass der Feintrieb lediglich Minimalauslenkungen im Mikrometerbereich gegenüber dem ihm nachführenden Grobtrieb (Linearmotor) auszuführen hatte. Die daraus resultierende hohe Linearität des Stellglieds erlaubte eine konstant hohe Regelverstärkung und begünstigte folglich auch das Stabilitätsverhalten des Regelkreises.

Aufgrund des mechanischen und messtechnischen Aufbaus konnten wesentliche Störgrößeneinflüsse im Vorfeld somit weitestgehend unterdrückt werden, was eine Vermeidung von Kompensationsverfahren und einen geringeren Regelungsaufwand zur Folge hatte.

5.1 Regelkreis zur Ansteuerung des Lorentz-Aktuators

Um die dynamische Steifigkeit von linearen Direktantrieben zu maximieren und die Dämpfungseigenschaften des Antriebssystems zu erhöhen, werden die Lageregelkreise von Positionierungssystemen mit maximalen Regelkreisverstärkungen parametrisiert [5,150]. Demgegenüber steht wiederum die Forderung nach einem stabilen Betriebsverhalten, wobei speziell bei luftgelagerten Linearantrieben hohe Anforderungen an die Interpolationsgenauigkeit von Wegmesssystemen gestellt werden. So kann in Abhängigkeit vom Unterteilungsvermögen des Wegmesssystems und den Dämpfungseigenschaften der Lagerung ein sogenanntes Quantisierungsbrummen hervorgerufen werden und die Erzielung hoher Kreisverstärkungen beeinträchtigen [7]. Weitere Begrenzungen sind zudem durch die physikalischen Systemeigenschaften vorgegeben, wie etwa die bewegten Massen. Der Positioniertisch am NMK hatte ein Gewicht von $m_{PT} = 127 \text{ kg}$ (vgl. Anhang A.4). Durch diese Trägheit war die Regeldynamik des Systems nicht durch das Antriebssystem begrenzt, sondern wurde maßgeblich durch Masse und Steifigkeit der Vorschubmechanik beeinflusst [150]. Für die Auslegung des Regelkreises ergab sich daher die Herausforderung, auftretende Schwingungen unterhalb der systematischen Eigenfrequenz optimal zu dämpfen beziehungsweise durch eine entsprechende Geschwindigkeitsregelung zu unterdrücken. Demgegenüber sollten Rückkopplungen von Schwingungen der Vorschubmechanik in den Regelkreis vermieden werden und deren Einfluss durch eine entsprechende Regelungsauslegung unterdrückt werden.

Die nachfolgenden Abschnitte stellen das umgesetzte Regelverfahren vor und beschreiben die Schritte, welche zur Konzeption und Charakterisierung durchgeführt wurden. Hierbei wurde das Frequenzkennlinienverfahren angewendet, um eine Charakterisierung bei offenem (vgl. § 5.1.1) und geschlossenem Regelkreis (vgl. § 5.1.3) zu ermöglichen. Zwischen diesen Abschnitten erfolgt eine Vorstellung des implementierten Reglerentwurfs (vgl. § 5.1.2). Der Frequenzgang des Reglers wurde durch Minimierung der quadratischen Regelfläche (vgl. [151], S.433) dahingehend angepasst, dass das Übertragungsverhalten der geschlossenen Regelstrecke verbessert wurde.

¹⁴⁶ Laut Angaben des Herstellers kann bei einer Bewegung um die mittlere Hubstellung von $\pm 1 \text{ mm}$ (ca. 30 % des Maximalhubs) von einer Abweichung der Kraftkonstanten von weniger als 1 N (4 %) ausgegangen werden.

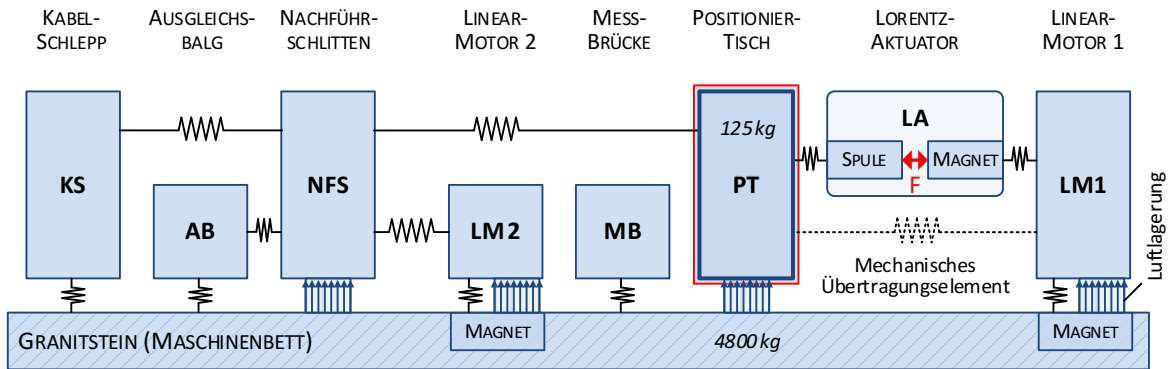


Abbildung 5.2: Schematische Darstellung eines vereinfachten dynamischen Modells der Maschine, wobei die Steifigkeiten durch Federelemente angedeutet werden. Der Nachführschlitten war direkt mit dem Linearmotor 2 (LM2) verbunden und wurde von diesem über ein mechanisches Übertragungselement angetrieben. Durch den Einsatz des Lorentz-Aktuators anstatt des mechanischen Übertragungselements (gestrichelte Darstellung) wurde eine direkte mechanische Entkopplung zwischen Linearmotor LM1 und Positioniertisch umgesetzt.

5.1.1 Untersuchungen an der offenen Regelstrecke

Durch den Einbau des Lorentz-Aktuators war der Positioniertisch nicht mehr über ein mechanisches Übertragungselement mit dem Antriebssystem direkt verbunden, was anhand der schematischen Darstellung in Abbildung 5.2 zu entnehmen ist. Die Strahlführung des X-Interferometers im Vakuum erforderte allerdings weiterhin eine Ankopplung des Positioniertischs zum Nachführschlitten und damit mittelbar zum Ausgleichsbalg.

Aus den Vorgaben des Frequenzkennliniendiagramms der offenen Regelstrecke wurden entsprechende Forderungen an den neu zu entwerfenden Antriebsregler am NMK abgeleitet. Für die Untersuchungen am Nanometerkomparator wurde die offene Regelstrecke dazu in drei wesentlichen Schritten untersucht, wobei die Betriebsbedingungen hinsichtlich des Vakuumsystems und der Luftlagerung verändert wurden.

Im ersten Schritt wurde der Lorentz-Aktuator deaktiviert, das Ausgleichssystem auf einem festen Arbeitspunkt geregelt und die interferometrischen Messsysteme weiterhin unter Vakuumbedingungen betrieben. In diesem Zustand konnte über eine Messzeit von 10 s eine maximale Abweichung von mehr als $1\ \mu\text{m}$ (blaue Kurve in Abbildung 5.3) nachgewiesen werden. Im zweiten Schritt wurde die Vakuumkammer mit Umgebungsluft geflutet. Die interferometrischen Messsysteme wurden nun unter Normalbedingungen betrieben. Sie waren jedoch abgeschirmt von Luftturbulenzen und unterlagen somit lediglich langzeitigen Änderungen des Brechzahlindex und Bewegungen des Positioniertischs, welche durch den Abzug eines angepassten Polynoms dritten Grades ausgeglichen wurden. Zusätzlich wurde der Nachführschlitten deaktiviert und der Ausgleichsbalg mit einer festen Führungsgröße (Differentialdruck) betrieben. Der Einfluss einer veränderlichen Vakuumkraft auf das Ausgleichssystem konnte somit als vernachlässigbar angesehen werden, da dadurch eine äußere Anregung des Ausgleichsbalgs auf die die beiden luftgelagerten Maschinentische unterdrückt wurde. In diesem Zustand konnten maximale Abweichungen des Positioniertischs von etwa $\pm 0,2\ \mu\text{m}$ nachgewiesen werden (rote Kurve), was einer Reduzierung um den Faktor 2,5 entsprach. Im letzten Schritt wurden die Luftlagerungen der beiden Schlitten deaktiviert, wodurch diese nun auf den Granit abgesetzt wurden und folglich einer Eigenreibung unterlagen. Da der Nachführschlitten abgesetzt worden war, wurde auch die Kraftwirkung des Ausgleichsbalgs auf den Positioniertisch unterdrückt. In diesem Zustand war eine signifikante Reduzierung der Positionsabweichungen erkennbar, wobei eine maximale Abweichung von $\pm 1,5\ \text{nm}$ (schwarze Kurve) und eine Standardabweichung von $0,35\ \text{nm}$ bestimmt wurde. Da die Luftlagerungen beider Schlitten über eine gemeinsame Druckzuführung versorgt wurden, war keine sukzessive Abschaltung möglich.

Wie bereits in einer anderen Arbeit [72] mit luftgelagerten Positioniersystemen gezeigt werden konnte, wird insbesondere im Frequenzbereich unter 10 Hz das Verhalten der Regelstrecke durch dessen aerostatische Lagerungen bestimmt. Zudem konnte am Nanometerkomparator der Einfluss des Ausgleichssystems auf die Regelstrecke nicht vernachlässigt werden, da durch dessen sprunghafte Stelländerungen eine zusätzliche Anregung in das System zwangsweise

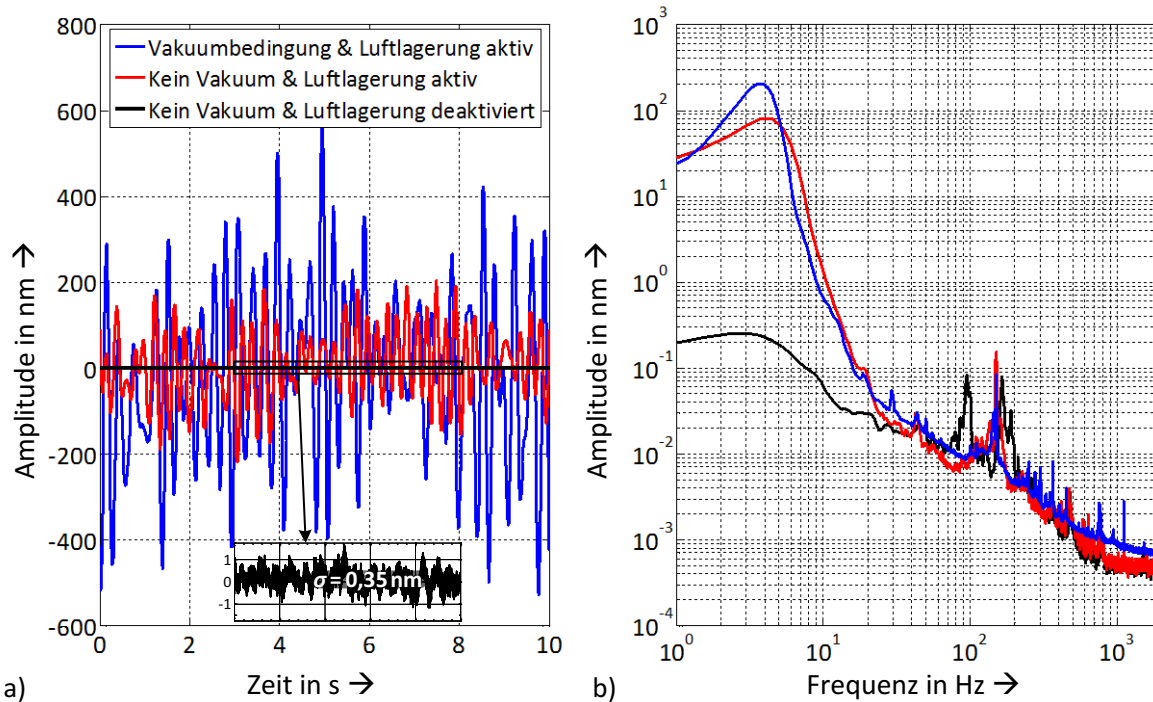


Abbildung 5.3: Messergebnisse zur Charakterisierung des Verhaltens des offenen Regelkreises am Positioniertisch dargestellt (a) im Zeitbereich über eine Messzeit von 10 s und (b) im Frequenzbereich. Die Messergebnisse wurden mit einer Datenrate von 48,8 kHz aufgenommen und wurden nicht nachträglich über eine Mittelwertbildung geglättet.

eingepägt wurde. Das Frequenzspektrum über 20 Hz entspricht überdies einem masseabhängigen Dämpfungsverhalten von etwa -40 dB pro Dekade. Im Falle der aktivierten Luftlagerungen war eine Schwingung bei etwa 150 Hz vorhanden, während bei deaktivierter Luftlagerung zwei Schwingungen bei etwa 95 Hz sowie 160 Hz auftraten. Die Schwingungsamplituden waren in beiden Fällen jedoch geringer als 0,15 nm und waren somit im Vergleich zu den niederfrequenten Störungen zu vernachlässigen. Für die Konzeption des Regelungsverfahrens bedeutete dies, dass eine gezielte Unterdrückung dieser hochfrequenten Störungen nicht angestrebt wurde.

5.1.2 Entwurf des Regelverfahrens zur Ansteuerung des Lorentz-Aktuators

Bei der Auslegung des Regelsystems sollte der Einfluss der aerostatischen Lagerung in hohem Maße unterdrückt werden, wodurch Positionsabweichungen in der gleichen Größenordnung wie mit abgesetzten Positioniertisch und deaktivierten Luftlagern erreicht werden sollten. Die maximalen Positionsabweichungen sollten folglich von $\pm 7,5$ nm (vor dem Einbau des Lorentz-Aktuators, vgl. Abbildung 3.11.a) auf unter $\pm 1,5$ nm (Schwankungen des abgesetzten Positioniertischs, vgl. schwarze Kurve in Abbildung 5.3.a) reduziert werden. Für den Lageregelkreis der neu geschaffenen Antriebsachse wurde der Entwurf eines Regelverfahrens unter folgenden Überlegungen umgesetzt. Neben einer präziseren Positionierung im Stillstand, sollte auch bei dynamischen Bewegungsvorgängen ein Regelfehler im einstelligen Nanometerbereich erreicht werden. Bei der Regelung des Positioniertischs durch den Lorentz-Aktuator wurde eine Dämpfung der geschlossenen Regelstrecke dahingehend angestrebt, dass geringe oder keine Oszillationen der Regelgröße und möglichst keine bleibenden Abweichungen (Schleppfehler) speziell im dynamischen Zustand nachweisbar waren. Eine möglichst hohe Regelbandbreite und gute Störgrößenunterdrückung bedingen eine ausreichende Phasenreserve des Regelkreises, wobei im Umkehrschluss die Stabilität und Robustheit des geschlossenen Regelkreises nicht beeinträchtigt werden sollte. Anhand eines mit dem Nanometerkomparator vergleichbaren Demonstrator konnte gezeigt werden, dass ein luftgelagertes Positionierungssystem in Verbindung mit einem Lorentz-Aktuator und einer simplen PD-Regelung im Sub-Nanometerbereich geregelt und gestellt werden kann [104]. Die daraus abgeleiteten Prinzipien wurden anschließend auf den Nanometerkomparator übertragen, auf dessen Regelstrecke entsprechend

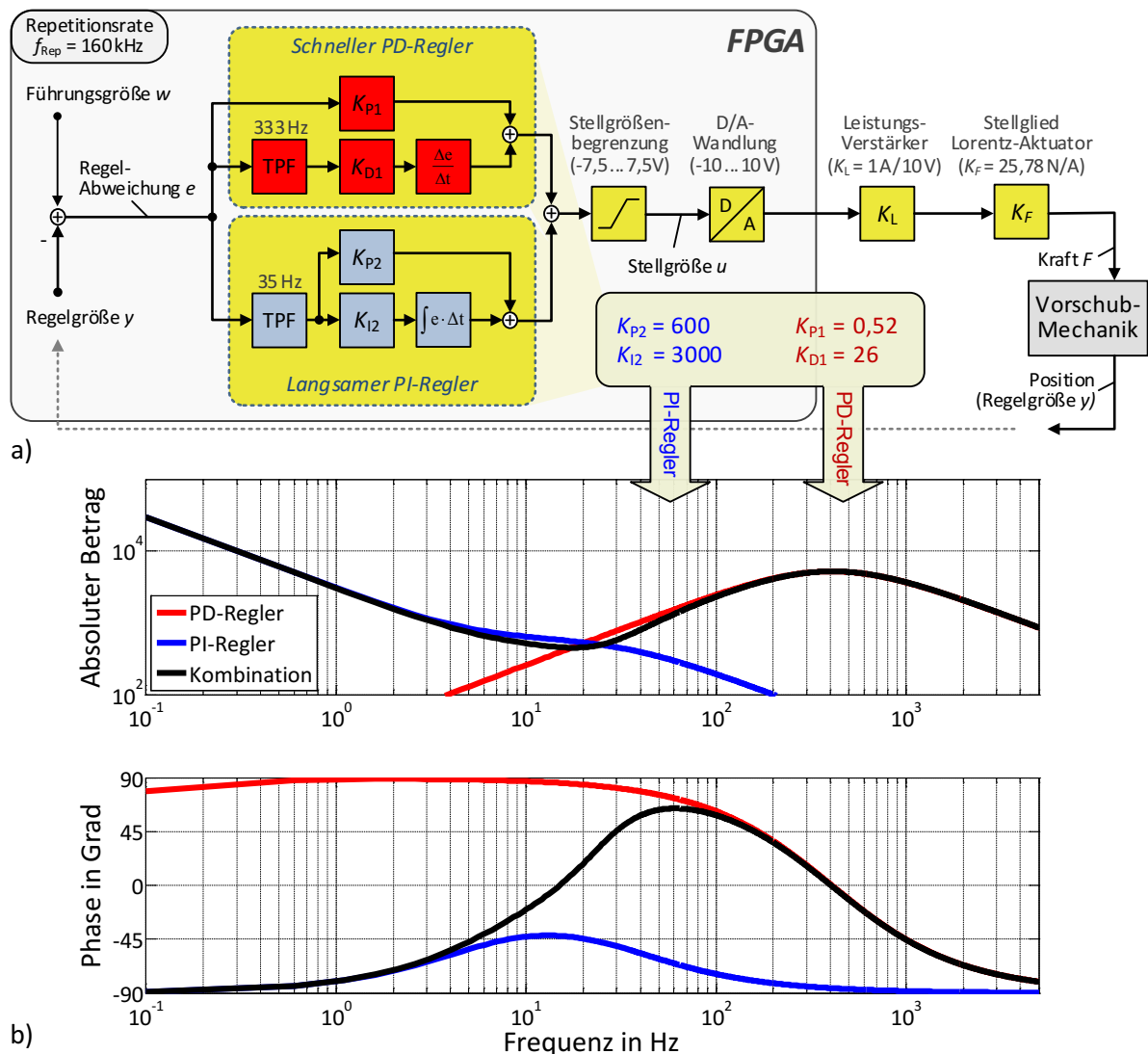


Abbildung 5.4: Schematische Darstellung des (a) Regelungsverfahrens basierend auf einer Parallelstruktur zweier getrennter Regler (PD- & PI-Regler) zur FPGA-gestützten Positionsregelung des Positioniertisches und (b) deren Übertragungsfunktion basierend auf den gewählten Parametern für die PD-Regelung (K_{P1} , K_{D1}) und PI-Regelung (K_{P2} , K_{I2}) sowie deren über Addition kombinierte Übertragungsfunktion (schwarze Kurve) als Bode-Diagramm. (TPF – Tiefpassfilterung)

abgestimmt und um zusätzliche Anpassungen erweitert. Das sich daraus ergebende Regelungsprinzip ist in Abbildung 5.4.a) dargestellt und basierte grundsätzlich auf zwei getrennten Reglern, die parallel verknüpft wurden und deren Stellgrößen additiv verknüpft eine gemeinsame Stellgröße u ergaben. Dabei wurde die für das Verfahren benötigte Regelabweichung e stets mit einer Repetitionsrate von $f_{rep} = 160 \text{ kHz}$ auf der FPGA-gestützten Signalverarbeitungseinheit aktualisiert. Zusätzlich wurde über eine Beschränkung der Stellgröße gewährleistet, dass der Lorentz-Aktuator auch bei Dauerlast mit einem Strom von maximal $0,75 \text{ A}$ operierte und damit innerhalb der Spezifikationen des Herstellers betrieben wurde.

Im ersten Schritt wurden die Parameter (K_{P1} , K_{D1}) des PD-Reglers im Zuge einer iterativen Reglersynthese empirisch so angepasst, dass der Positioniertisch in einer ortsfesten Position gehalten werden konnte. Dies war ohne einen I-Anteil der Regelung umsetzbar, da die nahezu reibungsfreie Luftlagerung eine Auslenkung mit einer vergleichsweise geringen Verstärkung K_{P1} erlaubte und niederfrequente Störungen in erster Näherung nicht beachtet wurden. Der D-Anteil des PD-Reglers musste in seiner Bandbreite dahingehend beschränkt werden, dass hochfrequente Störungen nicht zu aufklingenden Resonanzen führten (vgl. [151], S.372). Dazu wurde der

D-Anteil durch die Implementierung eines vorgelagerten Tiefpassfilters¹⁴⁷ [75] in seiner Bandbreite begrenzt, um eine solche Anregung zu dämpfen. Dabei wurde ein IIR-Filter zweiter Ordnung genutzt, dessen Grenzfrequenz durch Anpassung der Filterkoeffizienten schrittweise angepasst wurde und bei den folgenden Untersuchungen auf einer Grenzfrequenz von 333 Hz festgelegt war. Über die sich daraus ergebenden Pol- und Nullstellen ergab sich die Übertragungsfunktion des gedämpften PD-Reglers, die in dem doppelt-logarithmischen Bodediagramm in Abbildung 5.4.b) rot dargestellt ist. Die Auslegung des PD-Reglers ermöglichte theoretisch eine phasenanehebende Verschiebung von maximal 60° bei etwa 60 Hz, wodurch die Regelbandbreite im geschlossenen Regelkreis erweitert wurde. In diesem Zustand wurde die Leistungsfähigkeit der PD-Regelung hinsichtlich der Positionsstabilität des Positioniertisches untersucht. Die Messergebnisse sind in der Abbildung 5.5 durch einen roten Kurvenverlauf im Zeit- und Frequenzbereich dargestellt. Dabei konnte über eine Messzeit von 10 s eine maximale Abweichung von $\pm 2,7$ nm und eine Standardabweichung von 0,6 nm nachgewiesen werden.

Die Betrachtung im Frequenzspektrum zeigt gegenüber der offenen Regelstrecke (vgl. Abbildung 5.3, blaue Kurve) eine Unterdrückung der niederfrequenten Störungen um den Faktor 4000. Nichtsdestotrotz wurde das Messergebnis durch Störungen im spektralen Bereich von weniger als 1 Hz beeinträchtigt. Im nächsten Schritt wurde daher ein zusätzlicher PI-Regler parallel zum PD-Regler eingebunden, um diese niederfrequenten Störungen stärker zu dämpfen. Die dem PI-Regler zugeführten Regelabweichungsdaten wurden hierfür über eine Fensterlänge von 2048 Werten gemittelt und dadurch auf eine Abtastrate von etwa 78 Hz¹⁴⁸ begrenzt. Anschließend wurden die Parameter (K_{P2} , K_{I2}) angepasst, um eine möglichst optimale Störgrößenunterdrückung zu ermöglichen. Durch die sich daraus ergebenden Pol- und Nullstellen ergab sich wiederum die Übertragungsfunktion des PI-Reglers, die anhand des Bodediagramms in Abbildung 5.4.b) in blauer Farbe dargestellt wird. Der additive Einsatz beider Regler führte nun zur kombinierten Übertragungsfunktion, welche im selben Diagramm in schwarzer Farbe dargestellt wird. Die Positionsstabilität in Verbindung mit diesem erweiterten Regelkonzept wurde erneut verifiziert, wobei die dazugehörigen Messergebnisse in Abbildung 5.5.a) durch schwarze Kurvenverläufe repräsentiert werden. In dieser Konfiguration wurde über eine Messzeit von 10 s eine maximale Abweichung von $\pm 1,6$ nm bei einer Standardabweichung von 0,32 nm bestimmt. Diese Messergebnisse bei geschlossener Regelstrecke waren damit vergleichbar mit denen bei offener Regelstrecke (vgl. schwarze Kurve in Abbildung 5.3). Aus der Darstellung im Frequenzbereich in Abbildung 5.5.b) kann zudem geschlossen werden, dass durch den Einsatz des zusätzlichen PI-Reglers insbesondere niederfrequente Störungen ($f < 30$ Hz) um bis zu zwei Größenordnungen unterdrückt wurden und somit sämtliche spektrale Anteile auf eine Amplitude von weniger als 50 pm reduziert wurden. Die im Zuge dieser Untersuchungen gezeigten Messergebnisse wurden mit Hilfe des in Abschnitt 4.3.1 vorgestellten Auswertesystems mit einer Datenaufnahmerate von 48,8 kHz aufgenommen, wobei keine nachträgliche Mittelung der aufgenommenen Daten erfolgte. Für eine bessere Vergleichbarkeit der Ergebnisse zu den nachfolgenden Messergebnissen in Abschnitt 5.2 wurde zudem eine Mittelung der Daten über eine Integrationszeit von 10 ms durchgeführt, wodurch das hochfrequente Messrauschen des Messsystems reduziert wurde und sich mit dem erweiterten Regelkonzept maximale Abweichungen von $\pm 1,25$ nm und eine Standardabweichung von 0,26 nm ergaben.

Die beschriebene Implementierung war das Ergebnis einer iterativen Reglersynthese, wobei die quadratische Regelfläche als Gütekriterium genutzt wurde (vgl. [151], S.433). Dabei wurden die Regelparameter der unterlagerten Regler dahingehend angepasst, dass die quadratische Abweichung des Regelfehlers auf ein Minimum reduziert werden konnte. Durch diese

¹⁴⁷ Ein Tiefpassfilter bzw. I-Anteil (phase lag) führt dazu, dass die Phasenreserve des phasenanehebenden D-Anteil (phase lead) reduziert wird. In der Fachliteratur wird in diesem Anwendungsfall auch von einem lead-lag-compensator [75] oder PDT₁-Regler gesprochen [151,152].

¹⁴⁸ Die Abtastrate von 78 Hz ergab sich aus einer Division der Regelabtastrate von 160 kHz über eine gleichgewichtete Mittelung von 2048 Werten, die auf dem FPGA über bitweises Verschieben von 11 Stellen umgesetzt wurde. Die Mittelung über eine rechteckförmige Fensterfunktion (Zeitdauer T_{RF} : 12,8 ms) hatte eine Bandbreite der gefilterten Signale von 34,6 Hz zur Folge. Durch diese Mittelwertbildung wurde das Messrauschen auf einen Wert von weniger als 0,03 nm gedämpft (vgl. Abbildung 6.2).

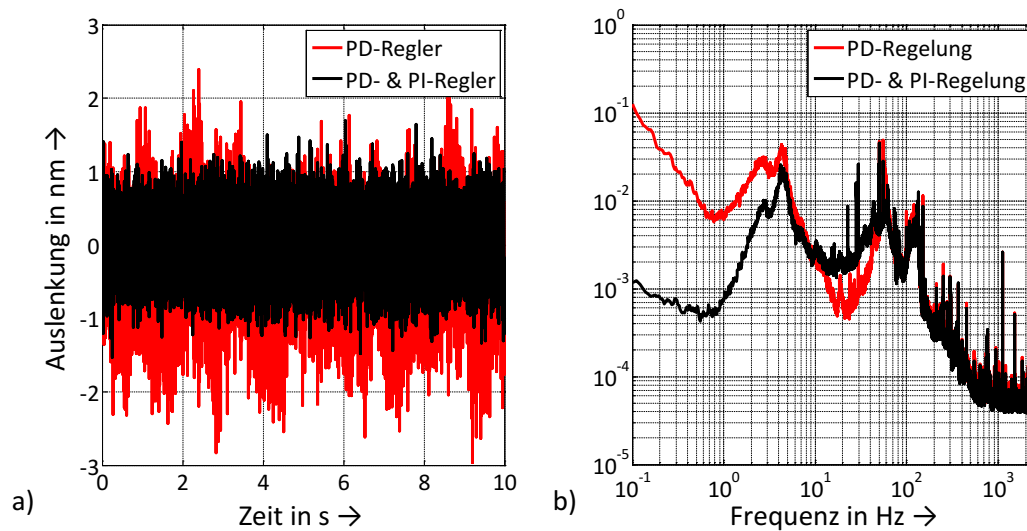


Abbildung 5.5: Vergleichende Messergebnisse im (a) Zeitbereich und (b) Frequenzbereich zur Bestimmung der Leistungsfähigkeit der eingesetzten Regelungsverfahren im Stillstand. Die Messdaten wurden durch das FPGA-gestützte Auswertesystem (vgl. §4.3.1) von den Signalen des X-Interferometers abgeleitet und mit einer Datenaufnahmerate von 48,8 kHz erfasst.

Vorgehensweise ergab sich schließlich eine Regelparmetrierung, die in hohem Maße mit Vorgaben aus der Fachliteratur (vgl. [75], §4.3.5.3) zur Regelung eines Positionierungssystems in Verbindung mit einem Lorentz-Aktuator übereinstimmte und dort zugleich als optimale Lösung hinsichtlich der Robustheitseigenschaft beschrieben wird. Zudem wurden Latenzen durch die in Abschnitt 4.3.2 vorgestellte Bereitstellung von Rückkopplungsdaten minimiert und Verzögerungen durch das in Abschnitt 3.2.4 umgesetzte Datenübertragungsverfahren auf etwa $2 \mu\text{s}$ reduziert (vgl. Abbildung 3.8). Dies war gleichbedeutend mit einer stabilen Phasenreserve und verhinderte Phasenlagenänderung der Regelgröße. Auf Basis des Frequenzkennlinienverfahrens werden Untersuchungen im folgenden Abschnitt beschrieben, um das beschriebene Regelverfahren an dem geschlossenen Regelkreis zu charakterisieren und dessen dynamisches Verhalten beurteilen zu können.

5.1.3 Untersuchungen an der geschlossenen Regelstrecke

Anhand von Messungen wurde das Verhalten der geschlossenen Regelstrecke hinsichtlich deren dynamischer Eigenschaften untersucht, wobei sowohl das Führungsgrößen- als auch das Störgrößenverhalten charakterisiert wurden. Abgeleitet von dem allgemeinen Strukturbild eines einschleifigen Regelkreises, der in Abbildung 5.6 dargestellt ist, lassen sich unter Zuhilfenahme der Übertragungsfunktionen für den Regler $G_R(s)$ und die Regelstrecke $G_S(s)$ die Übertragungsfunktionen des geschlossenen Regelkreises aufstellen [152]. Bei der zu untersuchenden Regelstrecke handelt es sich in erster Näherung um ein System zweiter Ordnung, dessen offene Strecke als stabil angesehen wird. Das Übertragungsverhalten des Messsystems $G_M(s)$ wurde aufgrund vorangegangener Messungen (vgl. §4.3.1.2) als linear angenommen, während auf die Betrachtung einer Vorsteuerung sowie das Messrauschen $n(s)$ verzichtet wurden. Durch diese Vereinfachungen kann eine Charakterisierung des geschlossenen Regelkreises mit Hilfe von vier Übertragungsfunktionen¹⁴⁹ umgesetzt werden, die in Tabelle 4 aufgeführt sind [75,153]. Über die Führungsübertragungsfunktion $F(s)$ und die Störübertragungsfunktion $S(s)$ kann beispielsweise das Verhalten eines geschlossenen Lageregelkreises aufgrund von Änderungen der Führungsgröße w oder durch eine äußere Laststörgröße z_2 charakterisiert werden. Daraus kann wiederum eine möglichst hohe Steifigkeit des Reglers ($G_R(s) \gg 1$) abgeleitet werden, um ein gutes Führungsverhalten ($F(s) \approx 1$) und eine gute Störgrößenunterdrückung ($S(s) \approx 0$) zu ermöglichen.

Um die Übertragungsfunktionen der geschlossenen Regelstrecke zur Positionierung des Positioniertisches in der Hauptachse X zu bestimmen, wurde die FPGA-gestützte Achsregelung

¹⁴⁹ In der englischsprachigen Fachliteratur werden die Funktionen auch als „Gang of Fours“ bezeichnet [75].

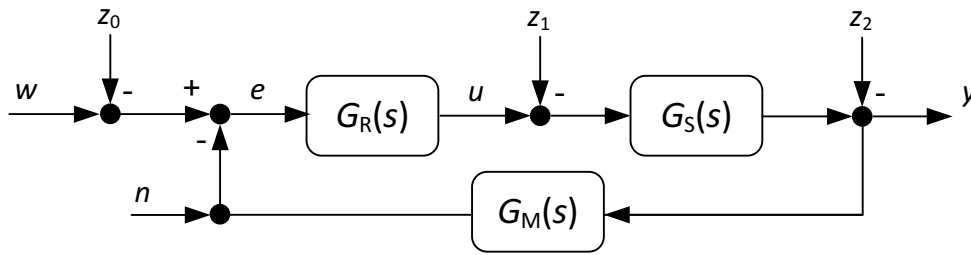


Abbildung 5.6: Schematische Darstellung einer einschleifigen Regelkreisstruktur unter Einwirkung einer Führungsstörgröße z_0 , Versorgungsstörgröße z_1 und Laststörgröße z_2 . (Führungsgröße w , Regeldifferenz e , Stellgröße u , Regelgröße y , Messrauschen n)

$$F(s) = \frac{Y(s)}{Z_0(s)} = \frac{G_R(s)G_S(s)}{1 + G_R(s)G_S(s)} \quad S_S(s) = \frac{Y(s)}{Z_1(s)} = \frac{G_S(s)}{1 + G_R(s)G_S(s)} = G_S(s)S(s)$$

$$S_R(s) = \frac{U(s)}{Z_0(s)} = \frac{G_R(s)}{1 + G_R(s)G_S(s)} = G_R(s)S(s) \quad S(s) = \frac{Y(s)}{Z_2(s)} = \frac{1}{1 + G_R(s)G_S(s)} = \frac{F_{\text{rück}}(s)}{F_{\text{offen}}(s)}$$

Tabelle 4: Übertragungsfunktionen zur Beschreibung einen einschleifigen Regelkreises in Bezug auf dessen Führungsfolgeverhalten $F(s)$ und verschiedener Störgrößenverhalten $S(s)$.

um Funktionen zur gezielten Anregung von Störgrößen erweitert. So konnte die Führungsgröße w mit einem einstellbaren Rauschsignal z_0 überlagert werden, was für den vorgestellten Regler mit erhöhtem Messrauschen des Rückkopplungssignals und für den geschlossenen Regelkreis mit einer Führungsgrößenänderung gleichzusetzen war. Zudem konnte über das Ansteuersignal des Lorentz-Aktuators eine einstellbare Störquelle zugeschaltet werden, um das dynamische Verhalten des geschlossenen Regelkreises hinsichtlich einer Versorgungsstörgröße z_1 zu untersuchen. Bei den Experimenten wurden Führungs- und Versorgungsstörgröße über ein gaußverteiltes Rauschsignal mit einem RMS-Wert von 13 nm respektive 0,25 mN variiert, was im linearen Übertragungsbereich des Stellglieds einem weißen Rauschen mit einem gleichverteilten Leistungsdichtespektrum entspricht [154]. Das Verhalten des Regelkreises wurde folglich im untersuchten spektralen Bereich bis 500 Hz mit einem Rauschen gleicher Amplitude angeregt. Die daraus resultierenden Ergebnisse sind zusammenfassend in Abbildung 5.7 dargestellt. Die erforderlichen Eingangs- und Ausgangsdaten zur Bestimmung der Übertragungsfunktionen $F(j\omega)$, $S_R(j\omega)$, $S_S(j\omega)$ wurden durch das PXI-System mit einer Datenaufnahmerate von 2 kHz erfasst. Die Störübertragungsfunktion $S(j\omega)$ wurde hingegen auf Basis zweier getrennter Messungen bei offener und geschlossener Regelstrecke (F_{offen} , $F_{\text{rück}}$) durch das Auswertesystem mit einer Datenaufnahmerate von 48,8 kHz bestimmt.

DAS FÜHRUNGSÜBERTRAGUNGSVERHALTEN $F(j\omega)$ stellt speziell für die sich langsam ändernden Führungsgrößen von Lageregelungen ein wesentliches Kriterium dar [153], was am NMK ein hochpräzises Folgeverhalten impliziert und im Stillstand die Vermeidung von bleibenden Regel Fehlern bedingt. Das in Abbildung 5.7.a) dargestellte Führungsübertragungsverhalten $F(j\omega)$ der geschlossenen Regelstrecke zeigt, dass der Positioniertisch mit einer Regelbandbreite¹⁵⁰ von bis zu 145 Hz positioniert werden kann. Zudem ist im Frequenzbereich von mehr als 10 Hz eine betragsmäßige Erhöhung der Amplitude erkennbar, wobei insbesondere Resonanzen bei Frequenzen von 60 Hz sowie 135 Hz mit einer 10-fachen Verstärkung zu erkennen sind. Diese Eigenmoden hatten im unregulierten Ruhezustand eine Amplitude von weniger als 0,1 nm (vgl. Abbildung 5.3) und konnten aufgrund der komplexen Maschinenstruktur, bestehend aus einer Vermaschung verschiedener Antriebe und Übertragungselemente (vgl. Abbildung 5.2), bislang nicht eindeutig einer Ursache zugeordnet werden. Da bei der Festwertregelung der Positioniertisch im Ruhezustand gehalten werden soll, bestand die maßgebende Aufgabe des Regelkreises in der Unterdrückung von Störgrößen. Zur Bewertung der Regelgüte repräsentieren die

¹⁵⁰ Zur Bestimmung der Bandbreite des Regelkreises wurde die generelle Definition übernommen, bei welcher die effektive Bandbreite durch den betragsmäßigen Abfall des Führungsübertragungsverhaltens auf 1/2 (-3 dB) verkörpert wird.

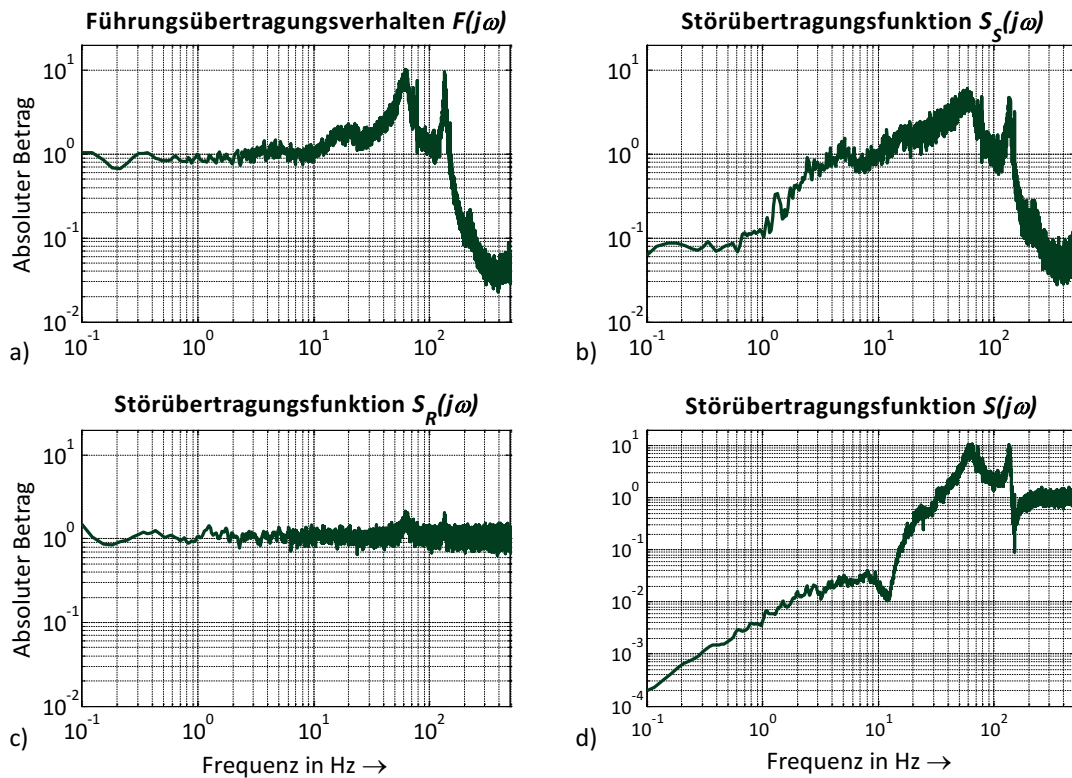


Abbildung 5.7: Darstellung des dynamischen Verhaltens des geschlossenen Regelkreises hinsichtlich des (a) Führungsübertragungsverhaltens und (b-d) Störübertragungsverhaltens zur Bestimmung verschiedener Sensitivitäten im geschlossenen Regelkreis.

Empfindlichkeiten des Regelkreises gegenüber verschiedenen Störgrößen zusätzliche Beiträge, welche nachfolgend erläutert werden und in Abbildung 5.7.b-d) grafisch dargestellt sind.

DAS STÖRÜBERTRAGUNGSVERHALTEN BEI VERSORGUNGSSTÖRGRÖßEN $S_S(j\omega)$ war für das Regelungssystem am NMK verknüpft mit dem linearen Verhalten des Lorentz-Aktuators und dessen Leistungselektronik. Eine frequenzabhängige Variation der Versorgungsgröße sollte vermieden werden. Das Störübertragungsverhalten $S_S(j\omega)$ in Abbildung 5.7.b) ist ein Indikator für die Sensitivität der Regelstrecke gegenüber einer eingprägten Versorgungsstörgröße z_1 . Diesbezüglich konnte für die Lageregelung eine signifikante Dämpfung von Störfrequenzen von weniger als 10 Hz festgestellt werden, wobei die Empfindlichkeit gegenüber Störungen mit steigender Frequenz signifikant anstieg und Verstärkungen bis zu Faktor 5,1 bei den entsprechenden Eigenfrequenzen des rückgekoppelten Systems festzustellen waren (vgl. Abbildung 5.5). Eine mögliche Ursache könnte in Schwingungen der Vorschubmechanik begründet sein, welche durch die direkte Lagebestimmung erfasst und in den Regelkreis rückgekoppelt werden. Im weiteren Sinne beeinträchtigt dies die Regelgüte und muss bei der Auslegung des Regelverfahrens beachtet werden [5]. Durch die indirekte Lagebestimmung wurde eine Rückkopplung von Eigenmoden der Vorschubmechanik unterdrückt.

DAS STÖRÜBERTRAGUNGSVERHALTEN BEI RAUSCHEN DES RÜCKKOPPLUNGSSIGNALS $S_R(j\omega)$ wird bei einem geschlossenen Regelkreis durch das Rauschen des Messsystems sowie ein zeitliches Jittern bei der Bereitstellung der Regelgröße eingpräg. Das Störübertragungsverhalten $S_R(j\omega)$ in Abbildung 5.7.c) zeigt die Sensitivität des vorgestellten Reglers gegenüber eingprägten Störungen durch die Variation der Führungsgröße z_0 , was bei der Festwertregelung auch als erhöhtes Messrauschen n interpretiert werden kann. Hierbei ist ein quasi-lineares Verhalten des Reglers über den gesamten Frequenzbereich bis zu 500 Hz nachweisbar, wobei eine Erhöhung um Faktor 2 bei den bereits angesprochenen Frequenzen von 60 Hz und 135 Hz sichtbar ist. Eine darüber hinausgehende Erhöhung der Regelsteifigkeit führte zu einer Verstärkung dieser spektralen Anteile und folglich zu aufklingenden Schwingungen im geschlossenen Regelkreis. Eine gesteigerte Empfindlichkeit bei höheren Frequenzen, hervorgerufen durch numerische

Differentiation des Messrauschens (entspricht dem D-Anteil des Reglers, vgl. [155], §4), konnte dagegen nicht nachgewiesen werden.

DAS STÖRÜBERTRAGungsverhalten BEI LASTSTÖRGRÖßEN $S(j\omega)$ wird zur Beurteilung des geschlossenen Regelkreises bei einer Störung am Ausgang der Regelstrecke genutzt. Am NMK wurden diese ausgangsseitigen Störungen insbesondere durch die Luftlagerung und das Ausgleichssystem hervorgerufen. Der Regelkreis hatte diesbezüglich die Aufgabe, diese niederfrequenten Störgrößen zu unterdrücken. Das Störübertragungsverhalten $S(j\omega)$ in Abbildung 5.7.d) zeigt die Sensitivität des rückgekoppelten Regelkreises gegenüber äußeren Störungen. Im Gegensatz zu einer Anregung durch eine äußere Störgröße z_2 erfolgte die Bestimmung der Sensitivität durch zwei getrennte Messungen des Ausgangsverhaltens bei offener und geschlossener Regelstrecke im stationären Zustand [156]. Die daraus ermittelten Übertragungsverhalten F_{offen} und $F_{\text{rück}}$ wurden anschließend in ein Verhältnis gesetzt. Das daraus resultierende Störübertragungsverhalten $S(j\omega)$ ist über drei charakteristische Frequenzbereiche zu unterscheiden [151,157]. Bei Frequenzen zwischen 0,1 Hz bis 35 Hz ist eine Empfindlichkeit von $|S(j\omega)| < 1$ erkennbar, was ein gutes Folgeverhalten der Regelgröße y zur Führungsgröße w impliziert. Zudem werden auftretende Störungen nur mit gedämpfter Amplitude an den Ausgang des Regelkreises übertragen, was einer Störgrößenunterdrückung infolge einer Gegenkopplung entspricht. Im Frequenzbereich von 35 Hz bis etwa 145 Hz ist eine erhöhte Empfindlichkeit $|S(j\omega)| > 1$ gegeben, was eine Erhöhung der betragsmäßigen Amplitude um einen Faktor von bis zu 10,1 umfasst¹⁵¹. In diesem Frequenzband sind die Regelabweichungen des geschlossenen Regelkreises größer als bei der offenen Regelstrecke, was einer unerwünschten Mitkopplung¹⁵² entspricht. Im Frequenzband von mehr als 150 Hz kann von einer Empfindlichkeit von $|S(j\omega)| \approx 1$ gesprochen werden. Die Regelung ist in diesem spektralen Bereich also unwirksam, da die Übertragungsfunktionen des offenen und geschlossenen Regelkreises sich nicht unterscheiden.

Die drei untersuchten Teilbereiche stehen zueinander in einer Beziehung, die seit 1952 als sogenanntes Gleichgewichtstheorem¹⁵³ nach WESTCOTT [158] bekannt ist. Bezüglich einer detaillierten Betrachtung der mathematischen Hintergründe wird an dieser Stelle auf die Arbeiten von WESTCOTT [158] und KREBS [159] verwiesen. WESTCOTT dehnte die grundlegenden Überlegungen von BODE [160] zu rückgekoppelten Verstärkerschaltungen auf einschleifige Regelkreise aus und konnte nachweisen (vgl. Gleichung (9)), dass die Güte einer Regelung von stabilen Systemen zweiter Ordnung oder höher, über deren gesamte Regelbandbreite betrachtet, begrenzt ist.

$$\int_0^{\infty} \log |S(j\omega)| d\omega = \int_0^{\infty} \log \left| \frac{1}{1 + G_R(s)G_S(s)} \right| d\omega = 0 \quad (9)$$

Das Theorem impliziert somit, dass eine Verbesserung der Regelgüte im niederfrequenten Bereich (Gegenkopplungsbereich) immer auch eine Verschlechterung im höherfrequenten Bereich (Mitkopplungsbereich) zur Folge hat. Bei der Reglersynthese wird der Anwender daher stets einen Kompromiss eingehen müssen zwischen einem Folgeverhalten hoher Güte im Gegenkopplungsbereich und einer optimierten Störgrößenunterdrückung infolge einer reduzierten Störgrößenverstärkung im Mitkopplungsbereich [151]. Bei Lageregelungen von Positioniersystemen im Allgemeinen [75] und dem NMK im Speziellen (vgl. Abbildung 5.3) treten Störungen vorwiegend im niederfrequenten Bereich auf, wobei diese Störungen üblicherweise in Form eines $1/f$ -Verhaltens mit zunehmender Frequenz abnehmen. Daher wurde für die Regelung am NMK eine vorteilhafte Auslegung gezielt in diesem Bereich angestrebt, wodurch eine Störgrößenunterdrückung im Gegenkopplungsbereich in höherem Maße zur Verbesserung der Regelgüte beitrug als eine Minimierung der Störgrößenverstärkung bei erhöhten Frequenzen des

¹⁵¹ Eine Verstärkung des Störübertragungsverhaltens $S(j\omega)$ von größer Faktor 2 im Resonanzgebiet kann mit einer vergleichsweise aggressiven Parametrisierung des Reglers nach den Vorgaben von ZIEGLER-NICHOLS [216] verglichen werden [157].

¹⁵² Die Regelung erfährt eine positive Rückkopplung, d. h. die Regelgröße wirkt verstärkend auf sich zurück.

¹⁵³ Üblich ist auch der Begriff Wasserbett-Effekt [75], WESTCOTT'sches Theorem oder der „Satz von der Erhaltung des Ärgers“ [159]. Zur Verdeutlichung des Effekts wird gemeinhin darauf hingewiesen, eine lineare Achsendarstellung der Frequenzangaben zu verwenden (vgl. [75], Abbildung 4.25).

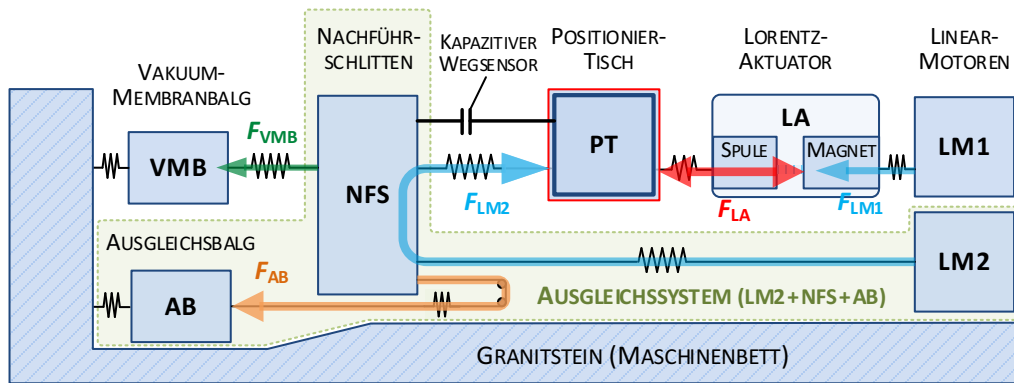


Abbildung 5.8: Schematische Darstellung der Maschinenstruktur bezüglich potentieller Kräfteinwirkungen auf den Positioniertisch, einerseits durch die Kraft F_{LA} des Lorentz-Aktuators und andererseits durch die Kraft F_{LM2} des Linearmotors LM2 als Bestandteil des Ausgleichsystems, welches über den Ausgleichsbalg die Kraft F_{AB} erzeugt und die Kraft des Vakuummembranbalgs F_{VMB} weitgehend kompensiert.

Mitkopplungsbereichs. Anhand der Übertragungsfunktion des vorgestellten Regelkreises (vgl. Abbildung 5.4) ist ersichtlich, dass insbesondere die hohe Verstärkung des unterlagerten PI-Reglers zu einer erhöhten Störgrößenunterdrückung bis etwa 10 Hz beitrug. Die erreichbare Regelbandbreite der zu regelnden Strecke wird vorwiegend von der Verstärkung sowie Phasenreserve des Reglers bei hohen Frequenzen bestimmt. Um diese Eigenschaften im geschlossenen Regelkreis mit hoher Stabilität zu gewährleisten, war der unterlagerte PD-Regler für eine möglichst hohe Regelbandbreite von bis zu 145 Hz sowie eine Phasenreserve von bis zu 60° ausgelegt worden. Dagegen führte eine höhere Regelkreisverstärkung des PD-Reglers zu aufklingenden Resonanzen des geschlossenen Regelkreises am NMK, was eine erhöhte Störgrößenverstärkung und somit eine Beeinträchtigung der Regelgüte zur Folge hatte.

5.2 Charakterisierung des neuen Antriebskonzepts

Die Eigenschaften des neuen Antriebskonzepts sind Gegenstand von Untersuchungen in diesem Abschnitt, wobei das mechanische Entkopplungsverhalten, der Einfluss von Verformungen im Antriebsstrang und das Positionierungsvermögen im stationären und dynamischen Zustand untersucht wurden. Die dazu festgelegten Bezeichnungen und Kraftwirkungen in der Maschinenstruktur sind in der Abbildung 5.8 schematisch dargestellt.

In einer ersten Messung wurde untersucht, ob Störungen infolge einer Kraft (F_{LM1}) bzw. Bewegung des Linearmotors LM1 übertragen werden. Hierzu wurde der Linearmotor mit einer maximalen Geschwindigkeit von 1 mm/s und Beschleunigung von 10 mm/s^2 über einen Bereich von $\pm 1 \text{ mm}$ bewegt, während der Positioniertisch durch die Regelung des Lorentz-Aktuators ortsfest verharren sollte. Die in Abbildung 5.9 dargestellten Messergebnisse zeigen, dass aufgrund der mechanischen Entkopplung über den Lorentz-Aktuator keine Rückwirkungen auf die Lage-regelung des Positioniertischs nachgewiesen werden konnte. Die Messdaten des Linearmotors wurden von dessen Wegmesssystem abgeleitet, während die Position des Positioniertischs vom X-Interferometer abgeleitet wurde. Die Standardabweichung bei einer unabhängigen Bewegung des Linearmotors betrug 0,4 nm und lag damit in der gleichen Größenordnung wie die bereits ermittelte Standardabweichung im Stillstand von etwa 0,3 nm (vgl. Abbildung 5.5). Bei dieser Messung erfolgte eine Relativbewegung zwischen der Spule und dem Permanentmagneten des Lorentz-Aktuators von $\pm 1 \text{ mm}$, sodass die Stellgröße zur Regelung des Lorentz-Aktuators einen Rückschluss auf Linearität des Aktuators erlaubt. Im Zuge dessen konnte keine signifikante Kraftänderung und folglich keine Linearitätsabweichung des Feintriebs im stationären Zustand nachgewiesen werden.

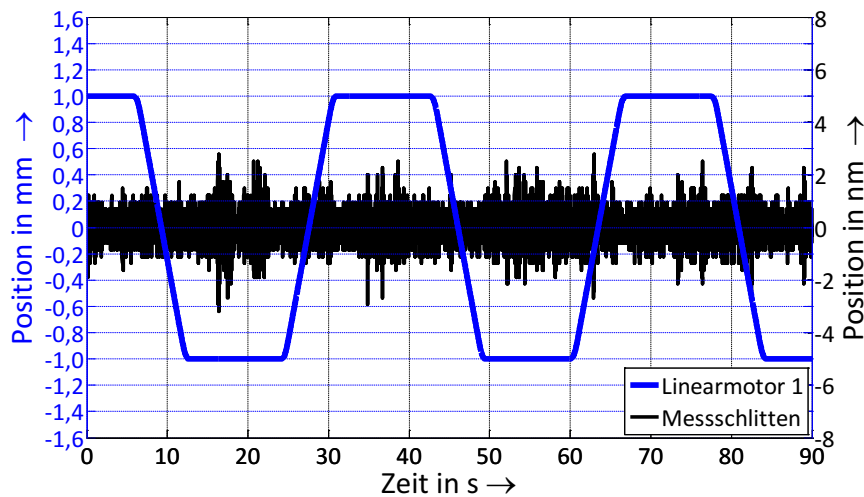


Abbildung 5.9: Messergebnisse bei einer ortsfesten Positionierung des über den Lorentz-Aktuator mechanisch entkoppelten Positioniertisches (Messschlitten) während der Linearmotor LM1 bewegt wurde.

In einer zweiten Messung wurde untersucht, inwiefern Positionierungsfehler des Linearmotors LM2 einen Einfluss auf den Positioniertisch haben. Dazu wurde das System im stationären Betriebszustand untersucht, wobei der Linearmotor LM2 mit seiner Kraft F_{LM2} ein Bestandteil des Ausgleichssystems zur Kompensation der Vakuumkraft (vgl. §3.3.2) war. Die Messungen in Abbildung 5.10.a) zeigen, dass der Lorentz-Aktuator eine Kraft von etwa ± 10 mN erzeugte um den Positioniertisch in seiner ortsfesten Lage zu halten. Die bestimmte Kraft des Lorentz-Aktuators wurde hierbei über dessen Kraftkonstante von $25,78 \text{ N/A}$ und der Stellgröße des FPGA-gestützten Reglers abgeleitet. Die in Abbildung 5.10.b) gezeigten Messergebnisse wurden gleichzeitig aufgenommen und verdeutlichen, dass über den Nachführschlitten eine Wechselwirkung zwischen Linearmotors LM2 und Positioniertisch bestand. Der Linearmotor LM2 konnte im Stillstand nicht als kraftfrei angesehen werden und erzeugte Kräfte im Bereich von ± 300 mN, um seine Position halten zu können. Dies war notwendig, da die Kraft des Ausgleichsbalgs F_{AB} über das Druckventil nur mit eingeschränkter Auflösung gestellt wurde und folglich die verbliebene Kraft durch den Linearmotor LM2 aufgebracht werden musste. In getrennten Messungen konnte diesbezüglich nachgewiesen werden, dass Positionsänderungen am Nachführschlitten gleichzeitig mit Stellvorgängen am Druckventil erfolgten. Eine daraus resultierende Druckänderung war gleichbedeutend mit einer unmittelbaren Rückwirkung auf die Kraft F_{LM2} des Linearmotors, da eine dynamische Umkehr des Kraftverhältnisses zwischen Ausgleichsbalg und Antrieb erfolgte und eine sich daraus ergebende sprunghafte Anregung zu Regelabweichungen von bis zu 20 nm führte. Die Position des Positioniertisches konnte als ortsfest angesehen werden (vgl. schwarze Kurve in Abbildung 5.10.a). Ein kapazitiver Wegsensor wurde zur Detektion des Abstands zwischen beiden Schlitten genutzt und ermöglichte Positionsschwankungen des Nachführschlittens von bis zu ± 90 nm nachzuweisen. Der Linearmotor LM2 verharrte durch die Lageregelung auf Basis einer indirekten Positionserfassung ebenfalls in seiner ortsfesten Lage. Die ermittelte Auslenkung des Nachführschlittens resultierte aus der mechanischen Verformung des Übertragungselements¹⁵⁴ infolge geänderter Kräfte. In erster Näherung konnte aus den erzielten Messergebnissen eine Steifigkeit des Übertragungselements (Länge: ca. 2 m) von etwa $k_{UE} = 2 \text{ kN/m}$ abgeschätzt werden. Im Umkehrschluss bedeutete dies, dass durch die indirekte Positionsmessung des Nachführschlittens über das Wegmesssystem des Linearmotors LM2 ein bleibender Positionierungsfehler durch mechanische Verformungen in dessen Antriebsstrang nicht zu vermeiden waren. Eine sich daraus ergebende Abweichung über die mechanische Verbindung zwischen beiden Schlitten hatte eine geänderte Kraftwirkung auf den Positioniertisch zur Folge. Da dem neuen Positionierungssystem über das X-Interferometer eine direkte Lagebestimmung zugrunde liegt,

¹⁵⁴ Diesbezüglich wurde das mechanische Übertragungselement zwischen den beiden Schlitten, bestehend aus drei Membranbälgen mit einer Ersatz-Steifigkeit von $k = 5,4 \text{ kN/m}$ und eines daraus resultierenden Kräfteinflusses von $0,1$ mN, vernachlässigt.

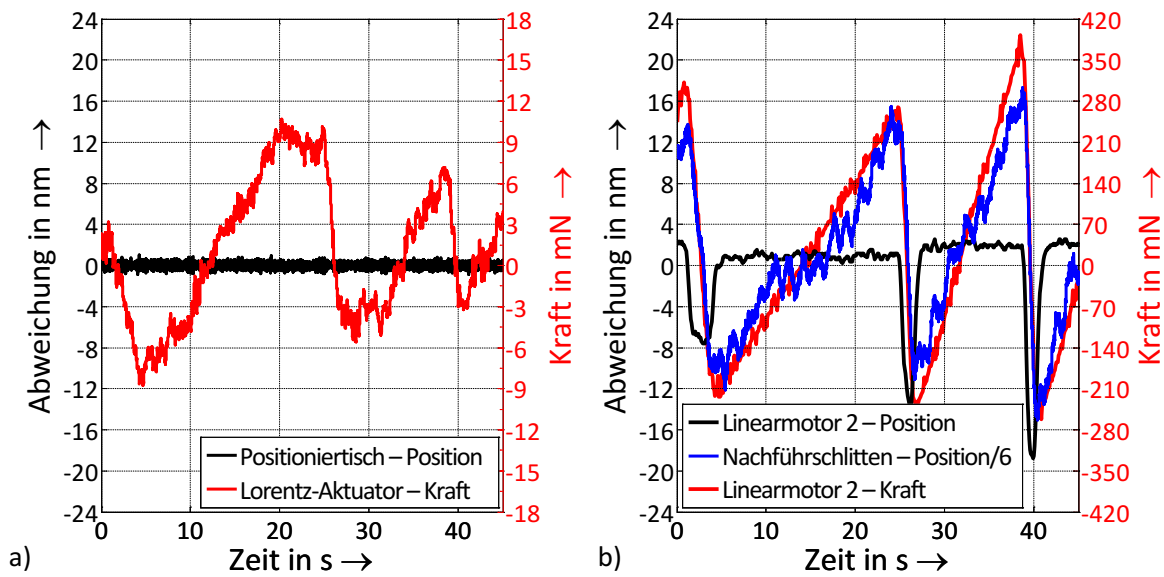


Abbildung 5.10: Messergebnisse zur Charakterisierung der neuen Lageregelung bei einem Kräfteintrag durch den Linearmotor LM2 während einer typischen Messung des Positioniertischs im Stillstand (schwarze Kurve in [a]). Die Bewegung des Nachführschlittens (blaue Kurve in [b]) wurde mit Hilfe eines kapazitiven Wegsensors zwischen den Schlitten bestimmt. Die Messergebnisse wurden über die PXI-Station bei einer Datenrate von 2 kHz aufgenommen und zur Glättung der Messdaten über eine Integrationszeit von 0,25 s gemittelt. Zur besseren Anschaulichkeit wurde die blaue Kurve um Faktor 6 herunterskaliert.

können Lageabweichungen des Positioniertischs infolge von äußeren Kräften detektiert und ausgeregelt werden. Insbesondere Störungen durch den Ausgleichsbalg können somit durch das neue Regelkonzept kompensiert werden, wobei auch geometrische Änderungen des Antriebsstrangs infolge langzeitiger Temperatur- und Feuchteänderungen sowie des Übertragungselements¹⁵⁵ infolge geänderter Kraftverhältnisse ausgeglichen werden. Das alte Positionierungssystem war durch die indirekte Lagebestimmung und die Nachgiebigkeit des mechanischen Übertragungselements dazu prinzipiell nur begrenzt in der Lage, da mechanische Verformungen im Antriebsstrang nicht erfasst und folglich nicht kompensiert werden konnten.

Im Zuge weiterer Messungen wurde das alte und neue Positionierungssystem am NMK hinsichtlich der jeweiligen Leistungsfähigkeit verglichen, wobei standardmäßige Testverfahren [161] im stationären, quasi-stationären und dynamischen Zustand angewendet wurden. Die Messergebnisse des X-Interferometers im stationären Zustand sind in Abbildung 5.11. dargestellt. Anhand der Messungen im Zeitbereich (vgl. Abbildung 5.11.a) bei einer Datenrate von 48,8 kHz konnte eine wesentliche Verbesserung der Lagestabilität nachgewiesen werden. Während mit der alten Antriebsregelung eine Maximalabweichung von $\pm 10,2$ nm über 40 s nachgewiesen wurde, konnte der Wert mit der neuen Antriebsregelung auf $\pm 1,6$ nm¹⁵⁶ reduziert werden. Dies entspricht einer Verbesserung um den Faktor 6,4. Gleichzeitig konnte eine Standardabweichung von $0,34$ nm¹⁵⁷ bestimmt werden, was wiederum einer Verbesserung um den Faktor 8 entspricht. Dieser Wert war vergleichbar mit dem Positionsrauschen der Messmaschine mit abgesetzten Schlitten ohne Einfluss des Ausgleichssystems (vgl. schwarze Kurve in Abbildung 5.3.a) und entsprach damit der angestrebten Regelgüte des Lagereglers.

¹⁵⁵ Wie bereits in Abschnitt 3.3.1 erwähnt, waren Linearmotor LM2 und Nachführschlitten über ein mechanisches Übertragungselement (Material: CFK) mit eingearbeiteten Dünnstellen (Stahl) miteinander verbunden.

¹⁵⁶ Bei einer Mittelungszeit von 10 ms entsprach dies einem Wert von $\pm 1,25$ nm.

¹⁵⁷ Bei einer Mittelungszeit von 10 ms entsprach dies einem Wert von $\pm 0,26$ nm.

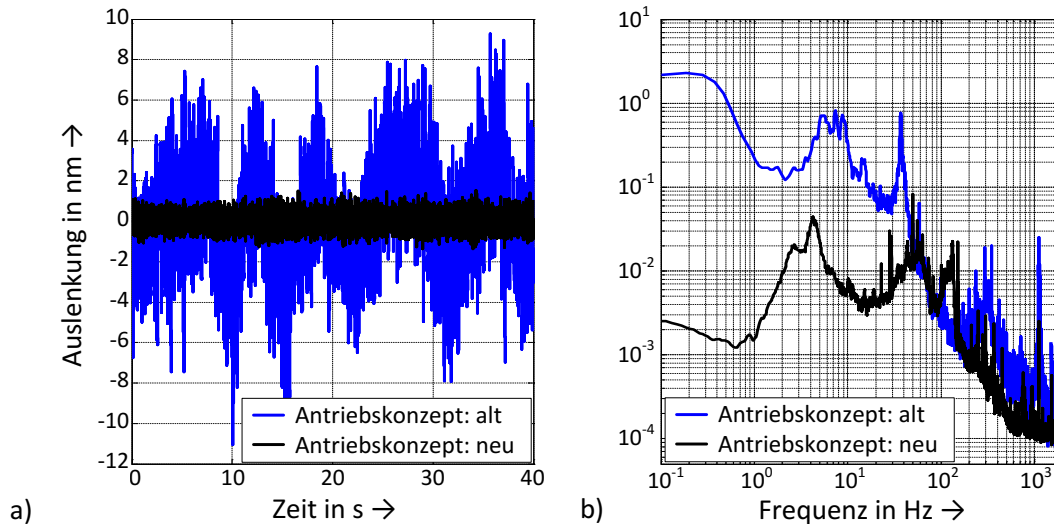


Abbildung 5.11: Vergleich von Messergebnissen mit altem und neuem Antriebskonzept im (a) Zeitbereich und (b) Frequenzbereich in ortsfester X -Lage des Positioniertischs. Die Positionierung des alten Antriebskonzepts erfolgte indirekt basierend auf dem Wegmesssystem des Linearmotors LM1 (Auflösung: 1 nm), während das neue Antriebskonzept eine direkte Positionierung des Positioniertischs über Daten des Vakuum-Interferometers (Weginkrement: 4,1 pm) gewährleistete.

Darüber hinaus konnte bei der Messung mit dem alten Positionierungssystem eine lineare Bewegung von 1,1 nm über die Messzeit von 40 s festgestellt werden, während ein solches Driftverhalten in Verbindung mit dem neuen Positionierungssystem nicht nachgewiesen werden konnte. Anhand der von den Messergebnissen abgeleiteten Amplitudenspektren (vgl. Abbildung 5.11.b) kann gezeigt werden, dass mit Hilfe des neuen Positionierungssystems eine wesentlich bessere Störgrößenunterdrückung umgesetzt wurde. Im Gegensatz zum alten Konzept konnten niederfrequente Störungen durch den Einsatz des neuen Regelkonzepts um einen Faktor von bis zu 1000 besser ausgeglichen werden. Im spektralen Bereich zwischen 50 Hz bis 100 Hz waren beide Regelkonzepte gleichwertig, während die neue Antriebsregelung zwischen 100 Hz und 150 Hz eine höhere Störgrößenverstärkung aufwies, was durch das Gleichgewichtstheorem (vgl. § 5.1.3) begründet werden kann. Ein über die Frequenz von 150 Hz hinausführender Vergleich der Positionierungssysteme ist nicht zielführend, da die Regelstrecke solch höherfrequenten Anregungen nicht folgt (vgl. Führungsübertragungsverhalten $F(j\omega)$).

Das Positionierungsvermögen im quasi-stationären Betrieb [162,163] wurde im Zuge von Messungen zur Ermittlung der kleinsten Schrittweite untersucht, wobei ausschließlich das neue Positionierungssystem eingesetzt wurde. Es wurden Schrittweiten im Sub-Nanometerbereich umgesetzt, welche mit dem alten Positionierungssystem aufgrund dessen begrenzter Unterteilung der Rückkopplungsdaten nicht umgesetzt werden konnten (vgl. § 3.3.1). Die Messergebnisse sind in Abbildung 5.12 dargestellt. Im Zuge dessen wurde die FPGA-gestützte Lageregelung mit Weginkrementen der Rückkopplungsdaten von 4,1 pm und der Bahnplanerwerte von 1 pm betrieben. Die Position des Positioniertischs wurde durch das X -Interferometer erfasst. Bei den Messungen in Abbildung 5.12.a) wurde die X -Lage des Positioniertischs schrittweise in zeitlichen Abständen von 30 s um 0,1 nm geändert. Durch die über eine Integrationszeit von $I_Z = 1$ s gemittelten Messdaten (orange Kurve) wird gezeigt, dass mit dem neuen Positionierungssystem die Lage des Positioniertischs im Sub-Nanometerbereich geändert und ortsfest gehalten wurde.

Bei den Messungen in Abbildung 5.12.b) wurde eine sinusförmige Trajektorie mit einer Periodenzeit von 12,25 s und einer Amplitude von 1 nm erzeugt. Die Messergebnisse zeigen, dass durch das neue Positionierungssystem eine Positionierung im Sub-Nanometerbereich ohne signifikante Quantisierungsfehler gewährleistet werden konnte. Da das alte Positionierungssystem infolge der bereits genannten Restriktionen des Wegmesssystems und der beschränkten Kommuntierungsfähigkeit der DSP-gestützten Steuerung nicht zu solchen Messungen in der Lage war, konnte auch in diesem Zusammenhang keine vergleichende Untersuchung durchgeführt werden.

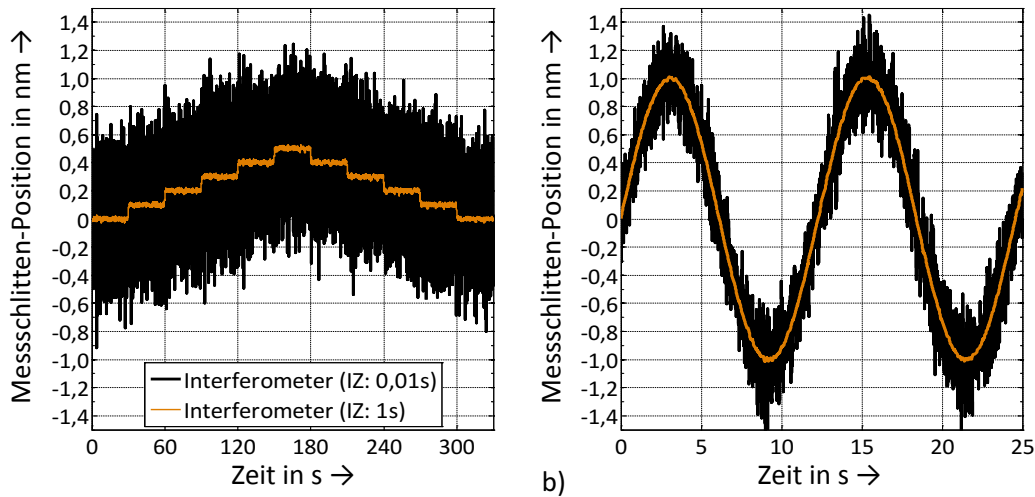


Abbildung 5.12: Messergebnisse zur präzisen Positionierung des Positioniertischs durch (a) schrittweise und (b) sinusförmige Veränderung der Bahnplanerwerte im Sub-Nanometerbereich mit der neuen Antriebsregelung. Die Messwerte verkörpern gemittelte Daten, die durch eine gleitende Mittelwertbildung über Integrationszeiten (IZ) von 0,01 s sowie 1 s berechnet wurden und in schwarzer sowie oranger Farbe dargestellt sind.

Nach den beschriebenen Verifikationen im stationären und quasi-stationären Zustand, wurde im Zuge von vergleichenden Untersuchungen die Leistungsfähigkeit des alten und neuen Antriebskonzepts bei gleichförmiger Bahnbewegung des Positioniertischs bewertet. Hierzu wurde der Positioniertisch jeweils über einen Bewegungsbereich von 287 mm mit einer konstanten Geschwindigkeit von 1 mm/s in X-Richtung bewegt. Es wurden zwölf Messungen mit einer Datenrate von 48,8 kHz aufgenommen, wobei jeweils sechs Messungen in positiver (schwarze Kurve) und negativer (rote Kurve) Bewegungsrichtung durchgeführt wurden. Die aufgenommenen Messdaten wurden über eine Integrationszeit von 10 ms gemittelt, was einer Mittelung über 488 Messwerte entsprach. Diese Positionsdaten wurden anschließend durch eine direkte Differentiation in Geschwindigkeitsdaten umgerechnet. Die daraus abgeleiteten Messergebnisse zur Bestimmung der Geschwindigkeitsstabilität beider Antriebskonzepte sind in der Abbildung 5.13.a) und b) dargestellt. Während dynamische Positionierungen mit dem alten Antriebskonzept eine maximale Abweichung von $v_{aA} = \pm 4,50 \mu\text{m/s}$ und eine Standardabweichung von $\sigma_{v,aA} = 0,409 \mu\text{m/s}$ aufwiesen, konnten mit dem neuen Antriebskonzept eine maximale Abweichung von $v_{nA} = \pm 0,25 \mu\text{m/s}$ und eine Standardabweichung von $\sigma_{v,nA} = 0,037 \mu\text{m/s}$ nachgewiesen werden. Das neue Antriebskonzept erlaubte somit hinsichtlich der bestimmten Standardabweichungen eine Verbesserung um den Faktor 11. Weitergehende Betrachtungen der dabei auftretenden Beschleunigungen ergaben, dass der Positioniertisch mit dem neuen Antriebskonzept standardmäßig mit $\sigma_{a,nA} = 6,4 \mu\text{m/s}^2$ und maximal mit $a_{nA} = 55,8 \mu\text{m/s}^2$ beschleunigt wurde und damit jeweils um Faktor 8 geringeren Kräften¹⁵⁸ bei konstanter Geschwindigkeit ausgesetzt war. Zudem wurde eine lineare Ausgleichsgerade von den Positionsdaten der jeweiligen Messreihe abgezogen. Infolgedessen konnten Abweichungen bei einer gleichförmigen Bewegung bestimmt werden, die in den Abbildung 5.13.c-d) für die Antriebskonzepte vergleichend dargestellt sind. Die vom X-Interferometer abgeleiteten Messergebnisse zeigen, dass bei dem alten Antriebskonzept reproduzierbar eine Linearitätsabweichung von bis zu $1 \mu\text{m}$ auftrat. Da das alte Antriebskonzept sich auf Rückkopplungsdaten des inkrementellen Wegmesssystems des Linearmotors LM1 stützte, stellten insbesondere Teilungsfehler¹⁵⁹ auf dessen inkrementellen Maßstab eine direkte Fehlergröße dar. Dagegen wurden mit dem neuen Positionierungssystem maximale Linearitätsabweichungen von etwa 2 nm nachgewiesen. Auf Basis von Rückkopplungsdaten des X-Interferometers wurde somit einerseits eine deutliche Verbesserung

¹⁵⁸ Auf den Positioniertisch ($m_{PT} = 127 \text{ kg}$) wirkte dadurch eine mittlere Kraftanregung von $0,8 \text{ mN}$, wenn weitere Kräfte durch Reibung und Luftwiderstand vernachlässigt werden.

¹⁵⁹ Laut Spezifikationen des Herstellers verfügte das maßstabs-basierte Wegmesssystem (Inkrementalgeber, vgl. § 3.3.1) über maximale Linearitätsabweichungen von $\pm 1 \mu\text{m}$ (vgl. [118], S. 11).

bei der Lageregelung erzielt und andererseits eine direkte Lagebestimmung des Positioniertisches ermöglicht.

Durch eine weitere Prozessierung der Messdaten wurden zusätzliche Störeinflüsse des alten Antriebskonzepts charakterisiert. So konnte nach Abzug eines gemeinsamen Mittelwertes die Positionsabweichungen bei positiver und negativer Bewegungsrichtung ermittelt werden (vgl. Abbildung 5.13.e). Diese Abweichungen streuten mit ± 40 nm und wurden durch die Kraftwelligkeit des Linearmotors hervorgerufen, wie bereits in Abschnitt 3.3.1 diskutiert. Um eine positionsabhängige Betrachtung im Frequenzbereich zu ermöglichen, wurden die Positionsabweichungen unter Berücksichtigung der Geschwindigkeit im Ortsfrequenzraum aufgetragen (vgl. Abbildung 5.13.g). Dies ermöglichte einen direkten Rückschluss auf geometrische Größen, wodurch dominante Spektralanteile bei 16 mm, 8 mm und 4 mm mit Amplituden von unter 20 nm nachgewiesen wurden. Diese Anteile entsprachen jeweils einem ganzzahligen Teiler des absoluten Abstands zwischen den Permanentmagneten von 32 mm. Wie bereits in [65] gezeigt wurde, ergaben sich diese harmonischen Anteile durch die Wechselwirkungen zwischen den beiden Antriebsspulen und dem inhomogenen Kraftfeld der Permanentmagneten.

In Verbindung mit dem neuen Antriebskonzept waren keine signifikanten Abweichungen¹⁶⁰ durch Rastkräfte erkennbar, was anhand der Darstellungen im Zeitbereich (vgl. Abbildung 5.13.d) und im Ortsfrequenzraum (Abbildung 5.13.h) verdeutlicht wird. Die Positionsabweichungen betragen bei gleichförmiger Bewegung maximal $\pm 2,4$ nm, während eine Standardabweichung von 0,4 nm nachgewiesen wurde. Bei diesen Messungen wurden aber parabelförmige Abweichungen¹⁶¹ der Position im Sub-Nanometerbereich zu einer gleichförmigen Bewegung nachgewiesen, die anhand des überlagerten Messrauschens nur schwer erkennbar waren und daher durch eine jeweils berechnete Ausgleichsfunktion (Ausgleichsparabel) abgeleitet von der entsprechenden Messreihe in Abbildung 5.13.f dargestellt wurden. Diese parabelförmigen Funktionen wiesen Abweichungen von weniger als ± 1 nm auf, was bei der vorgegebenen Geschwindigkeit einer relativen Abweichung von weniger als ± 1 ppm entsprach. In getrennten Messungen mit synthetischen Anregungssignalen zweier gekoppelter Frequenzgeneratoren konnte nachgewiesen werden, dass diese parabelförmigen Abweichungen durch langzeitige Frequenzänderungen erster Ordnung vom Quarzoszillator der Auswertelektronik verursacht wurden. Nach jeweiligem Abzug der entsprechenden Ausgleichsparabel hatten die Linearitätsmessungen eine maximale Abweichung von $\pm 1,8$ nm und eine Standardabweichung von 0,29 nm. Die maximalen Positionsabweichungen lagen somit sowohl im Stillstand als auch bei einer gleichförmigen Bewegung von 1 mm/s in einem Bereich von weniger als ± 2 nm. Die Darstellung im Ortsfrequenzraum (vgl. Abbildung 5.13.h) zeigt, dass die restlichen Abweichungen durch Fehler mit niedriger Spektralbreite bestimmt wurden, deren Amplituden stets geringer als 0,1 nm waren.

¹⁶⁰ Die spektralen Anteile mit einer Ortsfrequenz von 8 mm und 16 mm (vgl. Abbildung 5.13.h) wiesen eine Amplitude von weniger als 10 pm auf und wurden gegenüber dem alten Positionierungssystem um einen Faktor von mehr als 1000 gedämpft.

¹⁶¹ Zur Berechnung der Geschwindigkeit wird üblicherweise eine numerische Differentiation angewendet, wobei eine Positionsänderung über ein festgelegtes Zeitfenster dividiert wird. Bei Annahme einer konstanten Zeitbasis kann eine Ausgleichsgerade genutzt werden, um Geschwindigkeit und deren Änderungen zu berechnen. Falls eine konstante Abweichung der Zeitbasis zu einem bestimmten Zeitfenster ($T_{ADC} = 10$ ns) vorliegt, so ist dies gleichbedeutend mit einem Versatz des zu bestimmenden Geschwindigkeitswerts. Eine lineare Änderung der Zeitbasis führt zu einer Veränderung des Zeitfensters, was wiederum gleichbedeutend mit einer stetigen Änderung des Geschwindigkeitswerts beziehungsweise einer konstanten Beschleunigung ist. Im weiteren Sinne führt diese Beschleunigung zu parabelförmigen Abweichungen von Geschwindigkeit und Position. Eine relative Änderung der Zeitbasis hat somit stets eine Geschwindigkeitsvariation zur Folge, die im weiteren Sinne eine Positionsabweichung zu einer mittleren Geschwindigkeit suggeriert. Im Umkehrschluss kann über die Ausgleichsgerade die Änderung der Zeitbasis abgebildet werden, wenn von konstanten Positionsänderungen ausgegangen wird. (Diese Positionsänderungen hängen am X-Interferometer von der zeitlichen Stabilität des Frequenzgenerators zur Ansteuerung der AOMs und dessen Zeitbasis ab. Die Zeitbasis des Frequenzgenerators wird über ein hochstabiles 10-MHz-Zeitgebersignal extern synchronisiert, das von Abteilung 4 über ein internes Faser-Netzwerk an der PTB verteilt wird [Persönliche Mitteilung Dr. KÖNING, PTB, E-Mail, 14.11.2017]).

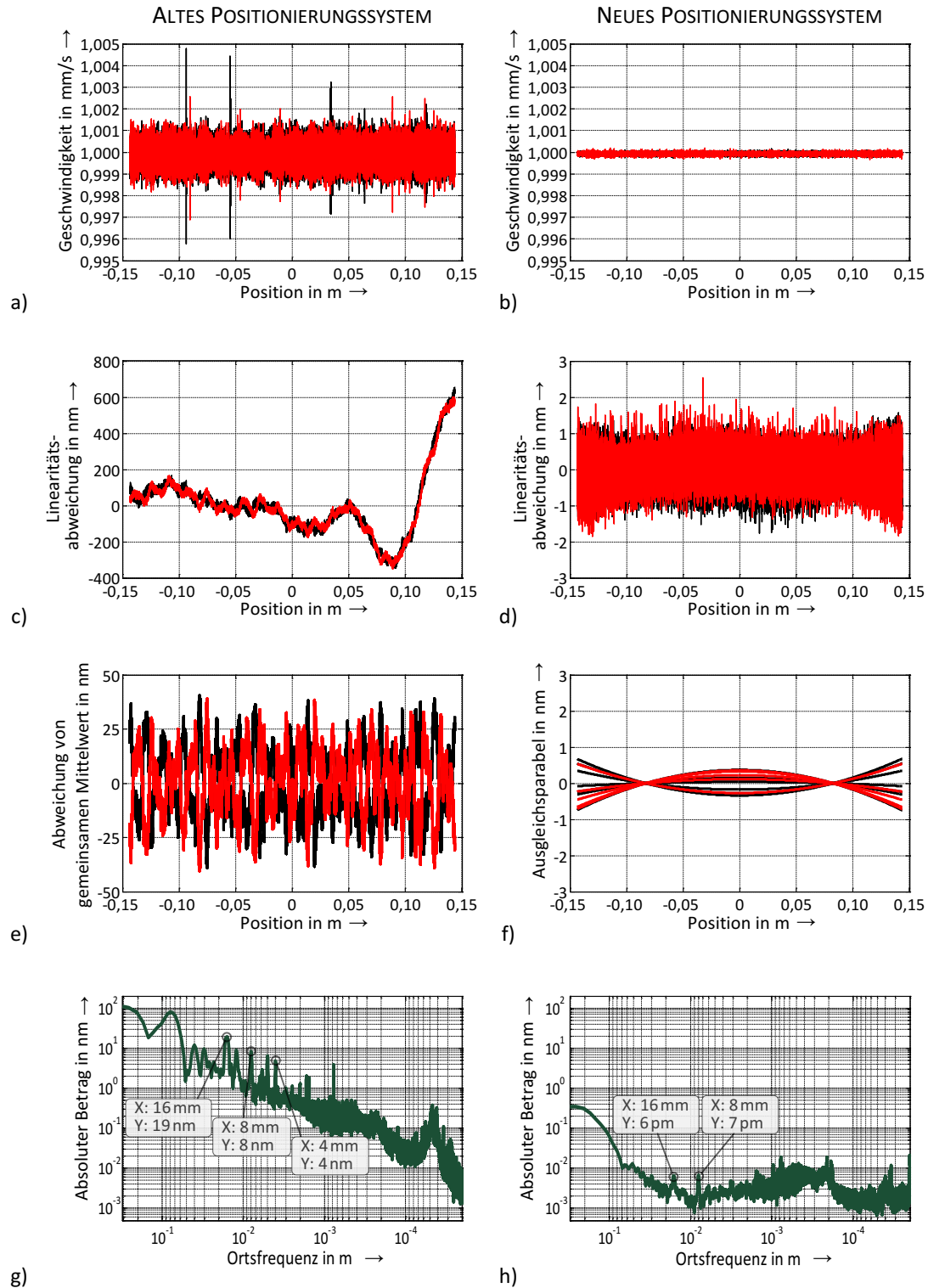


Abbildung 5.13: Messergebnisse für vergleichende Untersuchungen zwischen altem und neuem Positionierungssystem bei gleichförmiger Bewegung des Positioniertisches von 1 mm/s über jeweils 12 Messungen, wobei jeweils sechs Messungen in positiver (schwarze Kurve) und negativer (rote Kurve) Bewegungsrichtung durchgeführt wurden. Die Darstellung der Ortsfrequenzen wurde über die Mittelung von 12 Spektren (grüne Kurve) aus den jeweils zugrunde liegenden Messreihen (MR2 und MR12, vgl. § 6.1.1) bestimmt.

6 Vergleichende Messungen am Nanometerkomparator

In den vorangegangenen Kapiteln wurden Umbaumaßnahmen am Positionierungssystem des Nanometerkomparators beschrieben. Es wurden Änderungen am Antriebs-, Wegmess- und Steuerungssystem vorgenommen, wodurch Messobjekte im Sub-Nanometerbereich positioniert und bewegt werden können. Darüber hinaus wurde ein Auswertesystem (vgl. §4.3) geschaffen, was ein Auflösungsvermögen von wenigen Pikometern besitzt und eine hochauflösende Messwertaufnahme von interferometrischen Systemen am NMK gewährleistet.

In diesem Kapitel wird anhand von vergleichenden Messungen mit einem Prüfsystem untersucht, ob mit der neuen Auswerteelektronik und der optimierten Lageregelung von Messobjekten auch eine Verbesserung der Messergebnisse einherging. In den folgenden Abschnitten wird beschrieben, wie die Messungen mit dem Prüfsystem geplant sowie ausgeführt wurden und inwiefern die dabei gewonnenen Messdaten erfasst sowie im weiteren Sinne verarbeitet wurden.

6.1 Vorbereitung vergleichender Messungen

6.1.1 Strategie des Messablaufs

Als Prüfsystem wurde ein inkrementelles Längenmesssystem eingesetzt, welches in Abschnitt §4.2 beschrieben wurde. Es war dahingehend für diese Untersuchungen geeignet, da sich ein vergleichbares Messsystem bereits als TransfERNormal für Längenmessungen zwischen Längenkomparatoren, deren Interferometer jeweils in Vakuum betrieben wurden, bewährt hatte (vgl. [114,115]). Eine Charakterisierung des Prüfsystems hinsichtlich der Teilungsfehler ist am NMK anhand einer einzelnen Messung möglich. Zur Bestimmung der Unsicherheit einer solchen Messung bedarf es jedoch weiterer messtechnischer Untersuchungen. So wurde die Wiederholbarkeit der Messung bestimmt, während der Maßstab in unveränderter Auflage in jeweils wechselnder Bewegungsrichtung relativ zum Messkopf bewegt wurde. Zur Bestimmung der für eine Messunsicherheit zu bestimmenden Reproduzierbarkeitsbeiträge¹⁶² musste das Prüfsystem mehrfach neu eingerichtet werden. Im Zuge dessen wurde sowohl der Maßstab als auch Messkopf durch Umschlagen¹⁶³ in seiner Lage verändert, was die Bestimmung von längenabhängigen oder positionsabhängigen Fehlerquellen beider Messsysteme gewährleistete. Messkopf und Maßstab wurden gemeinsam umgeschlagen, um möglichst wiederholbar die Messspur auf dem Maßstab mit Hilfe des mechanischen Anschlags auszurichten. Diese Bedingung wurde bei einer einzelnen Messreihe (MR8) nicht eingehalten, was zu deutlichen Abweichungen¹⁶⁴ der Messwerte gegenüber den anderen Messreihen von bis zu $\pm 1,8$ nm führte. Die Ergebnisse dieser Messreihe wurden nicht in die Berechnung der Reproduzierbarkeit einbezogen. Insgesamt wurden zwölf Messreihen in acht wiederholten Auflagen aufgenommen. Dabei wurden auch Messreihen in unveränderter Auflage erfasst, welche bei einem zeitlichen Versatz von zwei bis zu 25 Tagen erfasst wurden und somit zur Bestimmung der Wiederholbarkeit über längere Zeiträume genutzt wurden. Jede dieser Messreihen bestand aus mindestens zwölf Messungen. Für eine Bestimmung der Reproduzierbarkeit wurden ausgewählte Messreihen unterschiedlicher Auflagen miteinander verglichen, worauf im folgenden Abschnitt 6.2.2 ausführlicher eingegangen wird. Bei den ersten beiden Messreihen (MR1-2, vgl. Tabelle 5) wurde der Prüflingsmaßstab mit dem alten Positionierungssystem bewegt, während der Positionstisch bei den übrigen Messreihen mit dem neuen Positionierungssystem positioniert wurde. Die X-Interferometerdaten von zwei Messreihen (MR2, MR12) wurden bereits zur Charakterisierung der beiden unterschiedlichen Antriebskonzepte im vorangegangenen Abschnitt 5.2 genutzt (vgl. Abbildung 5.13). Im Zuge der sich nun anschließenden

¹⁶² In dieser Arbeit wird der Begriff Reproduzierbarkeit für die Wiederholbarkeit von Messungen verwendet, deren Messbedingungen sich hinsichtlich Zeit (>1 d) sowie einer geänderten Auflage unterscheiden und die erweiterte Vergleichpräzision (engl.: measurement reproducibility) darstellt (vgl. [16], §2.25).

¹⁶³ Dieser Vorgang führt zwangsläufig zu einer Unterscheidung in eine 0°- oder 180°-Orientierung.

¹⁶⁴ Die Charakterisierung des Prüfsystems wurde durch den fehlenden Umschlag des Messkopfs mit einer veränderten Messspur auf dem maßgebenden Teilungsgitter abgetastet.

Untersuchungen soll gezeigt werden, dass das nachweislich erhöhte Positioniervermögen des neuen Antriebskonzepts auch einen Beitrag zu Verbesserungen bei Messungen mit einem zu prüfenden System am Nanometerkomparator leistet. Hierzu wurden Messungen sowohl im Stillstand (vgl. § 6.2.1) als auch bei gleichförmiger Bewegung (vgl. § 6.2.2) umgesetzt.

6.1.2 Aufnahme und Verarbeitung der Messdaten

Im Gegensatz zu vorangegangenen Messungen [49] mit inkrementellen Längenmesssystemen wurden die Messungen im Zuge dieser Arbeit nicht auf ein positionsabhängiges Triggersignal zurückgeführt, das vom Prüfsystem abgeleitet wurde (vgl. § 4.4.2). Stattdessen wurden die Signale aller Messsysteme über das in Abschnitt 4.3.1 vorgestellte Auswertesystem kontinuierlich erfasst, wodurch Signale der interferometrischen Messsysteme mit einer Synchronität besser als 10 ns erfasst wurden. Damit einhergehende Verbesserungen durch das geänderte Aufnahmeverfahren sind Gegenstand von Untersuchungen im stationären Zustand (vgl. § 6.2.1), bei denen das alte und neue Aufnahmeverfahren miteinander verglichen werden.

Bei den Untersuchungen in Abschnitt 6.2.2 wurde der Positioniertisch wiederholt mit einer Geschwindigkeit von 1 mm/s über eine Distanz von 300 mm in positiver und negativer Bewegungsrichtung bewegt. Die Tabelle 5 fasst die durchgeführten Messungen am Nanometerkomparator zusammen, die im Zuge der Messungen mit dem Prüfsystem durchgeführt wurden. Darin enthalten ist die jeweilige Orientierung des Maßstabs gegenüber der X-Koordinate der Maschine. Da keine Referenzmarkierungen auf dem Maßstab zur Verfügung standen, musste der Messbereich über ein gesondertes Verfahren von der Länge des Teilungsgitters auf dem Maßstab abgeleitet werden. Die genauen Start- und Endpositionen des Prüfsystems wurden hierzu von der Signalleistung des inkrementellen Messsystems abgeleitet und legten den Bereich der auszuwertenden Daten von X-Interferometer und Prüfling fest. Den Messungen gingen gezielte Änderungen der Nick- und Gierwinkellage voraus, was die Bestimmung und Vermeidung von ABBE-Fehlern in der Y- und Z-Achse ermöglichte [69]. Das Prüfsystem wurde mit einer mittleren ABBE-Abweichung von 0,3 mm in Y-Richtung und von 0,18 mm in Z-Richtung ausgerichtet. Änderungen in der Winkellage des Positioniertischs wurden über die Achsregelungen AR#6, #7 ausgeglichen (vgl. § 3.3.4).

Nr.	Datum	OR	Wdhl.	Messlänge l_M in mm	Δl_M in μm	SD(K_V) in mm	SD(K_H) in mm	PosSys
1	30.01.2014	180°	14	287,241	$\pm 0,44$	0,630	0,674	alt
2	03.02.2014	180°	12	287,241	$\pm 0,19$			alt
3	22.12.2014	0°	14	287,290	$\pm 0,36$	0,608	0,645	neu
4	14.01.2015	0°	13	287,290	$\pm 0,39$			neu
5	03.02.2015	0°	14	287,316	$\pm 0,33$	0,627	0,654	neu
6	10.02.2015	180°	14	287,132	$\pm 0,30$	0,633	0,697	neu
7	13.02.2015	0°	14	287,242	$\pm 0,36$	0,624	0,667	neu
8	15.02.2015	180°	14	287,220	$\pm 1,08$	1,174	0,674	neu
9	04.03.2015	180°	14	287,320	$\pm 0,11$	0,608	0,667	neu
10	07.03.2015	0°	14	287,295	$\pm 0,35$	0,624	0,658	neu
11	09.03.2015	0°	14	287,297	$\pm 0,37$			neu
12	03.04.2015	0°	14	287,294	$\pm 0,38$			neu

Tabelle 5: Übersicht über die Messreihen im Zuge von vergleichenden Messungen am Nanometerkomparator. Dabei werden aufgeführt: die Nummerierung der Messreihe, das Datum der Messwertaufnahme, die ausgerichtete Lage des Prüfsystems entsprechend dem Maschinenkoordinatensystem (vgl. Abbildung 3.2/3), die über das Kantendetektionsverfahren bestimmte Messlänge l_M und deren Variation Δl_M , sowie der aus dem Verfahren bestimmte mittlere Strahldurchmesser (SD) für die vordere und hintere Kante (K_V , K_H) und eine Unterscheidung der Positionierungssysteme (PosSys).

Die Datenauswertung der abgespeicherten Messwerte erfolgte auf einem weiteren PC, wobei die entsprechenden Schritte in Abbildung 6.1.b) schematisch dargestellt werden. Die aufgenommenen Messwerte der beiden Messsysteme wurden unterschiedlichen Verfahren zur Korrektur von Umwelteinflüssen zugeführt, die in Abschnitt 4.2.4 erläutert werden. So wurde die Länge des Prüflingsmaßstabs in Abhängigkeit von seinem Kompressibilitätsmodul und dem bestimmten Luftdruck auf Normalbedingungen korrigiert. Die Kontraktion des Maßstabssubstrats wurde anhand ausgesuchter Messreihen¹⁶⁵ durch eine lineare Approximation abgeschätzt, wobei eine tägliche Kontraktion des Teilungsgitters von 8,6 pm/d ermittelt wurde. Dieser Wert ist geringer als zuvor ermittelte Angaben mit einem Prüfling (vgl. § 6.2 in [124]), dessen Substrat eine geringere Alterung aufwies. Eine Korrektur des Prüflingsmaßstabs in Abhängigkeit von der Temperatur wurde nicht umgesetzt, da der thermische Ausdehnungskoeffizient nicht bekannt war. Die Wellenlänge des in Vakuum betriebenen X-Interferometers wurde über eine Korrektur der Brechzahl an die entsprechenden Druckverhältnisse des Restgases angepasst (vgl. § 4.1.2.2). Eine Umrechnung der Phasen- in Positionswerte erfolgte über die Signalperiode, die für jede Messreihe als konstant angesehen wurde. Die Messwerte des homodynem Längenmesssystems wurden zuvor einer Ellipsenkorrektur nach [122] zugeführt, um den Einfluss periodischer Nichtlinearitäten zu minimieren.

Zur Eingrenzung des Messbereichs wurden die Quadratursignale nach der Ellipsenkorrektur genutzt, da keine Referenzmarkierungen am Prüfsystem vorhanden waren. Durch die quadratische Addition beider Quadratursignale und anschließendes Wurzelziehen wurde die Signalleistung berechnet, welche in einem weiteren Schritt normiert wurde. Anhand dieser normierten Signalleistung wurden in einer zweiten Iteration die Messwerte aus jedem Datensatz extrahiert, die über einem vorgegebenen Schwellwert lagen. Dieser Schwellwert lag bei der Hälfte der normierten Signalleistung. Die Festlegung erfolgte dabei über ein lineares Approximationsverfahren, wodurch Ausgleichsgeraden zwischen den steigenden und fallenden Flanken der normierten Signalleistungen zwischen 0,35 und 0,65 bestimmt wurden. Alle über dem Schwellwert liegenden Messdaten wurden den weiteren Datenverarbeitungsschritten zugeführt. Die Festlegung der Start- und Endpositionen wurde folglich von der Signalleistung des Prüflings abgeleitet und für jede einzelne Messung neu bestimmt, wobei die Länge des Teilungsgitters m_L innerhalb einer Messreihe um etwa $\pm 0,32 \mu\text{m}$ im Mittel und zwischen den Messreihen mit $\pm 94 \mu\text{m}$ maximal schwankte. Dieses Kantendetektionsverfahren erlaubt zudem eine Abschätzung des Strahldurchmessers des verwendeten Prüfsystems. Bei einer Geschwindigkeit von 1 mm/s wurde über den Anstieg der Signalstärke der Durchmesser des gaußförmigen Strahls bestimmt. Hierbei wurde aus den vorliegenden Messreihen ein mittlerer Strahldurchmesser von $SD(K_V) = 622 \mu\text{m}$ ermittelt.

Die Ortsauflösung von kurzperiodischen Teilungsfehlern wurde durch das gaußförmige Strahlprofil des Laserstrahls am Messkopf beschränkt, welches als räumlicher Tiefpassfilter anzusehen ist und somit Amplituden höherer Ortsfrequenzen bedämpft. Bei einer Bewegungsgeschwindigkeit von 1 mm/s müsste dem Abtasttheorem nach SHANNON [164] folgend eine Abtastung mit mindestens der doppelten Ortfrequenz erfolgen, um langperiodische Teilungsfehler des Maßstabs zu erfassen. Dies entspräche für die vergleichenden Messungen dem halben Strahldurchmesser beziehungsweise einer Bandbreite der aufzunehmenden Daten von 3,2 Hz. Davon abgeleitet wurden die aufgenommenen Daten der Messsysteme durch die Anwendung einer Fensterfunktion mit einer Länge von 4883 Werten in ihrer Bandbreite auf 10 Hz beschränkt, wodurch höherfrequentes Messrauschen gedämpft und lagerungsspezifische Schwingungen unterdrückt wurden. Die Filterung in Verbindung mit der vorgegebenen Geschwindigkeit führten dazu, dass die gemittelten Messwerte einen räumlichen Abstand in X-Richtung von 100 μm hatten.

Jede Messung dauerte jeweils 320 s und wurde mit einer Datenaufnahmerate von 48,8 kHz durchgeführt, wodurch 15,625 Millionen Messwerten für jedes Messsystem aufgenommen wurden. Da maximal 14 Messungen pro Messreihe aufgenommen wurden, dauerte die Aufnahme einer Messreihe höchstens 80 min. Nach der Festlegung des zu untersuchenden Messbereichs von 287 mm blieben etwa 14 Millionen Messwerte für jedes Messsystem bestehen, die einer weiterführenden Datenverarbeitung zugeführt wurden. Die Messwerte des X-Interferometers wurden

¹⁶⁵ Grundlage waren Messreihen MR1 und MR7, welche einen zeitlichen Abstand von 379 Tagen aufwiesen.

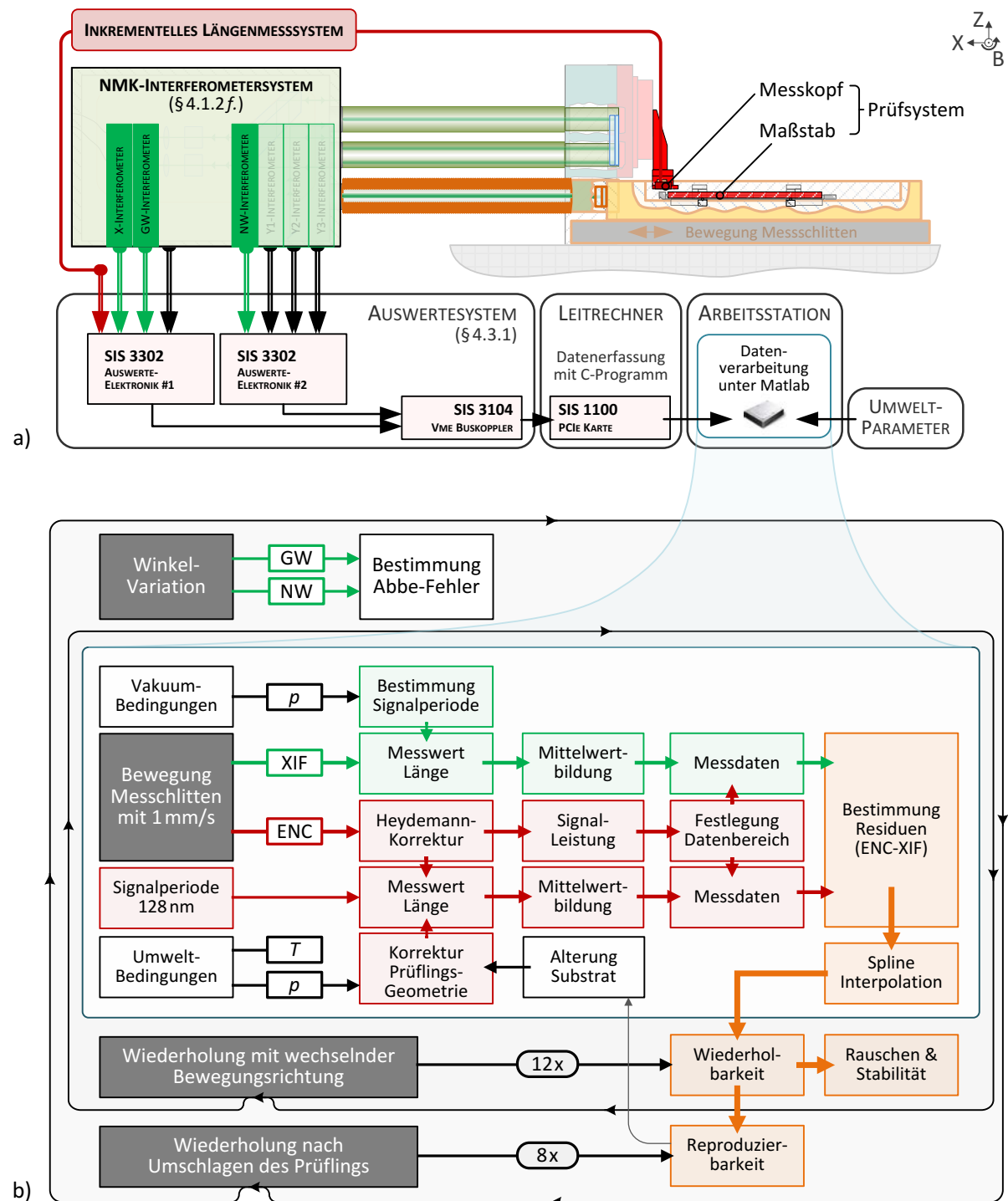


Abbildung 6.1: Schematische Darstellung des (a) messtechnischen Aufbaus und der kontinuierlichen Messwertaufnahme basierend auf dem selbstentwickelten Auswertesystem für die Charakterisierung des Prüfsystems, bestehend aus Messkopf und Maßstab, unter Zuhilfenahme des in Vakuum betriebenen Interferometersystems. Das Signalflussdiagramm in (b) zeigt die Schritte bei der Datenverarbeitung der aufgenommenen Messdaten in Verbindung mit den Versuchsänderungen hinsichtlich der Wechsel der Bewegungsrichtung und des Umschlagens des Prüflings, zur Bestimmung der Wiederholbarkeit sowie Reproduzierbarkeit. (ENC – Inkrementelles Längenmesssystem (Prüfsystem), XIF – X-Interferometer, GW – Gierwinkel, NW – Nickwinkel).

nun von denen des Prüflings abgezogen, wodurch die Abweichungen zwischen beiden Messsystemen ermittelt wurden.

Um eine Vergleichbarkeit zwischen den einzelnen Messungen einer Messreihe zu gewährleisten, wurden die zuvor gemittelten Messwerte einer jeden Messung in einem zusätzlichen Verarbeitungsschritt auf gemeinsame Stützstellen bezogen. Hierzu wurde eine kubische Spline-Interpolationsroutine angewendet. Anschließend konnten sowohl einzelne

Messungen als auch Messreihen miteinander verglichen werden, was eine Grundbedingung für die Untersuchungen in Abschnitt 6.2.2 zur Bestimmung von Wiederholbarkeit und Reproduzierbarkeit darstellte.

In unabhängigen Messungen konnte eine Verzögerung der Messwerte des Prüfsystems gegenüber denen des X -Interferometers von etwa 138 ns nachgewiesen werden. Diese Latenz wurde auf der FPGA-gestützten Auswerteelektronik kompensiert, wobei die Eingangssignale des X -Interferometers um 14 Zyklen (140 ns) verzögert wurden (vgl. § 4.4.2).

6.2 Ergebnisse vergleichender Messungen mit Prüfsystem

6.2.1 Statische Untersuchungen im stationären Zustand

Im Stillstand wurden vergleichende Messungen [49] mit dem Prüfsystem in Verbindung mit dem alten Auswerteverfahren bereits vorgenommen (vgl. § 4.4.2). In diesem Abschnitt erfolgt ein Vergleich zwischen dem alten und neuen Aufnahmeverfahren anhand solcher Messungen. Darüber hinaus wird der Einfluss durch das neue Positionierungssystem untersucht. Dabei wird das differentielle Positionsrauschen zwischen beiden Messsystemen (X -Interferometer und Prüfsystem) anhand eines geeigneten Gütekriteriums untersucht, um insbesondere die Stabilität der Messbedingungen bei geändertem Positionierungssystem vergleichen zu können.

Die Messwerte wurden mit den unterschiedlichen Aufnahmeverfahren nicht mit einer identischen Datenaufnahmerate akquiriert. Das alte Aufnahmeverfahren basierte auf einem Triggersignal, das durch einen Pulsgenerator erzeugt wurde und mit welchem die Datenaufnahme von zwei getrennten Auswerteelektroniken gesteuert wurde. Die Aufnahmezeit war durch die Speicher- und Übertragungsmöglichkeiten auf etwa 2 kHz begrenzt. Dagegen war bei Messwertaufnahmen mit dem selbstentwickelten Auswertesystem keine Triggerung erforderlich, da alle interferometrischen Signale über dasselbe FPGA-gestützte System mit einer Datenaufnahmerate von 48,8 kHz aufgenommen und in Phasenwerte umgerechnet wurden. Zur Vergleichbarkeit wurden die aufgenommenen Messwerte der unterschiedlichen Messungen in Verbindung mit entsprechenden Filterfunktionen¹⁶⁶ dahingehend prozessiert, dass alle Messdaten eine Bandbreite von 145 Hz aufwiesen. Dieser Wert entsprach der maximalen Regelbandbreite des neuen Positionierungssystems (vgl. § 5.2). Über eine Beobachtungszeit von 60 s konnte nachgewiesen werden, dass bei stationären Messungen mit dem neuen Auswerteverfahren eine signifikante Verbesserung gegenüber dem alten Auswerteverfahren möglich war (vgl. Abbildung 6.2.a). In Verbindung mit dem alten Positionierungssystem wurden mit dem alten Aufnahmeverfahren maximale Abweichungen von $\pm 0,92$ nm (blaue Kurve) und eine Standardabweichung von 0,22 nm detektiert, während mit dem neuen Aufnahmeverfahren maximale Abweichungen von $\pm 0,26$ nm (schwarze Kurve) und eine Standardabweichung von 0,06 nm bestimmt wurden. Zusätzlich wurde eine Messung im Stillstand mit dem neuen Positionierungssystem durchgeführt, wobei maximale Abweichungen von $\pm 0,14$ nm (rote Kurve) und eine Standardabweichung von 0,04 nm nachgewiesen wurden.

Die Standardabweichung der Differenz beider Messsysteme beinhaltet die Rauschanteile von beiden interferometrischen Systemen. Darüber hinaus sind diese Messungen auch Gegenstand von langzeitigen Variationen respektive Driftverhalten, was das Messergebnis und die Bestimmung des Auflösungsvermögens beeinträchtigt. Sowohl Messrauschen als auch Driftverhalten unterscheiden sich in Abhängigkeit von den Beobachtungszeiten und spektralen Teilbereichen. Die zur Datenaufnahme genutzten Elektroniken sind Teil des jeweiligen Messsystems. Diese Elektroniken bestehen zu einem nicht unerheblichen Maße aus analogen Komponenten, deren Übertragungsverhalten sich in Abhängigkeit von Umgebungsbedingungen¹⁶⁷ und Alterungseffekten ändert. Ein dadurch induziertes Driftverhalten kann das Messergebnis beeinflussen. Um die

¹⁶⁶ Die Filterfunktionen wurden aufgrund unterschiedlicher Datenaufnahmeraten so angepasst, dass die gefilterten Werte mit einem identischen Tiefpassverhalten (Bandbreite: 145 Hz) berechnet wurden und somit ein direkter Vergleich zwischen den Messaufnahmen erfolgen konnte.

¹⁶⁷ Als Beispiel für ein verändertes Übertragungsverhalten kann u. a. das in Anhang A.3.2.1 erläuterte Hysterese-Verhalten von Schmitt-Triggerkreisen angeführt werden.

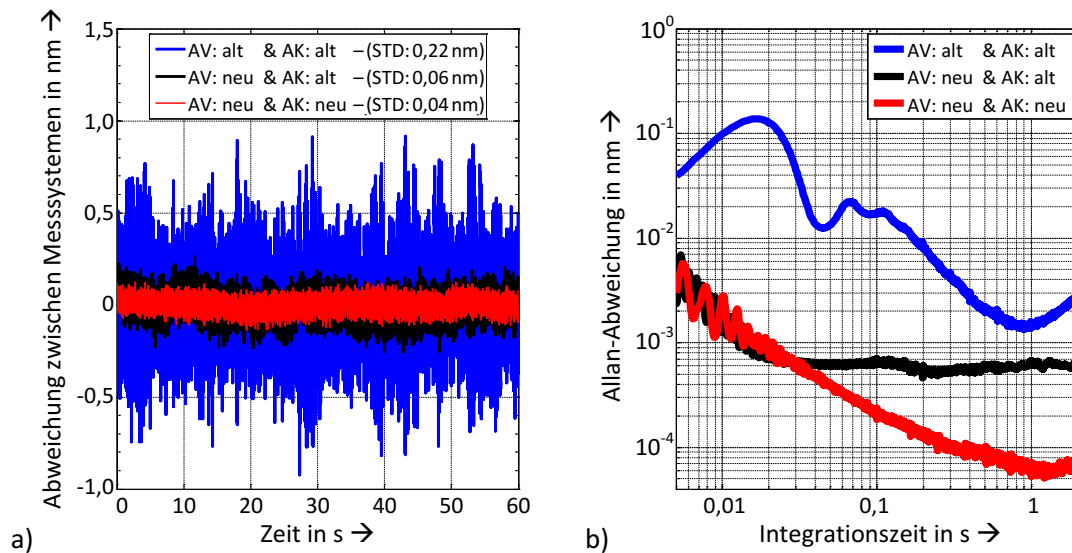


Abbildung 6.2: Messergebnisse der vergleichenden Untersuchung im stationären Zustand bei veränderten Aufnahmeverfahren (AV) und Antriebskonzepten (AK) im (a) Zeitbereich bei einer Tiefpassfilterung (Bandbreite: 145 Hz) und (b) bei der doppelt-logarithmischen Darstellung der Allan-Abweichung über veränderliche Beobachtungs- bzw. Integrationszeiten von 5 ms bis 2 s, was Messraten von 200 Hz bis 0,5 Hz entsprach. Für die Darstellung im Zeitbereich wurde zu Vergleichszwecken die Standardabweichung (STD) über einen Beobachtungszeitraum von 60 s angegeben.

Leistungsfähigkeit des alten und neuen Aufnahmeverfahren zu charakterisieren, wurde eine Analyse zur Unterscheidung von Messrauschen und Driftverhalten durchgeführt. Dazu wurden unter Anwendung eines geeigneten Gütemaßes sowohl Rauschquellen identifiziert als auch unterschiedliche Messbedingungen im Vergleich betrachtet.

Bei Verwendung der Standardabweichung als Gütemaß konnte keine signifikante Verbesserung der Messbedingung durch das neue Antriebskonzept nachgewiesen werden. Die Standardabweichung wird bekanntlich durch eine Summation der Quadrate der Differenz der Messwerte zu einem gemeinsamen Mittelwert bestimmt. Um Messungen mit Hilfe der Standardabweichung vergleichen zu können, müssen deren Verteilungsfunktionen identisch sein. Idealerweise wird dabei ein Signal mit konstantem Leistungsdichtespektrum und eine daraus resultierende Normalverteilung mit einer Streuung von σ um einen konstanten Mittelwert \bar{x} vorausgesetzt. Dieses Gütemaß war für eine Bewertung des vorliegenden Positionsrauschen nicht geeignet¹⁶⁸, da nicht zu vernachlässigende Störungen niedriger Frequenz eine Beeinträchtigung des Mittelwertes über längere Beobachtungszeiträume zur Folge hatten und zudem Änderungen¹⁶⁹ des hochfrequenten Messrauschens auftraten. Eine Unterscheidung in kurzzeitige und langzeitige Störeinflüsse musste über ein anderes Gütemaß erfolgen.

Ein alternatives Gütemaß ist die nach dem amerikanischen Physiker DAVID W. ALLAN benannte Allan-Abweichung [165]. Allan modifizierte die Berechnung der Standardabweichung, indem er die quadrierten Differenzen der Messwerte über verschiedene Beobachtungszeiten aufsummierte bzw. integrierte. Der zugrunde liegende Formalismus wurde ursprünglich zur Untersuchung von Zufallsprozessen¹⁷⁰ angewendet, die Instabilitäten hochpräziser Oszillatorfrequenzen zur Folge

¹⁶⁸ Getreu nach SCHLITT (vgl. [217], S.12): „Wenn das Eingangssignal jedoch keine GAUSS-Verteilung besitzt, dann hat das zugehörige Ausgangssignal eines linearen Systems im allgemeinen eine veränderte Amplitudenverteilung, und dies ist allgemein nicht durch die Angabe der Funktionswerte“ \bar{x} und σ festgelegt.

¹⁶⁹ Während die Nutzsignale des Prüfsystems keine signifikanten Änderungen zwischen den Messungen erfuhren, traten Schwankungen der Signalamplituden des X-Interferometers um etwa Faktor 3 auf. Dies führte zu einem geänderten Messrauschen des X-Interferometers und somit des differentiellen Signals (vgl. §7.2.4).

¹⁷⁰ Mit zunehmender Anzahl an Messwerten können bestimmte Zufallsprozesse (insbesondere Funkelrauschen) dazu führen, dass der Wert der Standardabweichung nicht auf einen endlichen Wert konvergiert [165]. Liegt ausschließlich weißes Rauschen bzw. ein konstantes Rauschleistungsdichtespektrum vor, ist der Wert der Allan-Abweichung und der Standardabweichung gleich [218].

haben (vgl. [166], S.78ff.). In Hinblick auf die Untersuchungen im stationären Zustand wurde das differentielle Positionsrauschen betrachtet. Durch die Betrachtung über verschiedene Integrationszeiten war eine Unterscheidung von kurzzeitigen und langzeitigen Störeinflüssen möglich. Das Gütemaß wurde durch eine überlappende Berechnung der Allan-Abweichung bestimmt, wobei jeweils eine fünfminütige Datenaufnahme zur Berechnung¹⁷¹ gemittelter Messwerte über verschiedene Integrationszeiten genutzt wurde.

Anhand dieses Gütemaßes wurde das differentielle Positionsrauschen der drei Messungen aus Abbildung 6.2.a) untersucht und deren Stabilität bei veränderten Messbedingungen bestimmt. Die daraus resultierenden Kurvenverläufe sind in Abbildung 6.2.b) in doppelt-logarithmischer Skalierung dargestellt. Die Messergebnisse des alten Aufnahmeverfahrens waren hinsichtlich der Allan-Abweichungen bei Beobachtungszeiträumen von mehr als 100 ms etwa eine Größenordnung schlechter als mit dem neuen Aufnahmeverfahren. Die Allan-Abweichungen der beiden Messungen mit neuem Auswerteverfahren hatten hingegen bei Beobachtungszeiträumen kleiner als 30 ms ein vergleichbares Rauschverhalten, welches jeweils von einem $1/f$ -Verhalten geprägt war und bei zunehmender Frequenz ein höheres Rauschen aufwies. Dieses $1/f$ -Verhalten setzte sich bei Messungen mit neuem Antriebskonzept bis zu einem Beobachtungszeitraum von etwa 1 s fort, während bei Messungen mit altem Antriebskonzept ein gleichbleibendes Rauschniveau für differentielle Messdaten im Zeitbereich von 0,03 s bis 1 s nachgewiesen wurde.

Mit dem neuen Antriebskonzept wurde speziell in dem Frequenzbereich von 1 Hz bis 30 Hz eine erhöhte Stabilität bei der Positionierung des Messobjekts nachgewiesen (vgl. § 5.2, insbesondere Abbildung 5.11). Durch die um Faktor 8 erhöhte Positionierstabilität (vgl. § 5.2) unterlag das Messobjekt zudem geringeren Kräften beziehungsweise Beschleunigungen während der Messungen. Dies hatte zur Folge, dass eine Krafteinwirkung auf die Maßstabsauflage unterdrückt wurde und eine mögliche Asynchronität zwischen beiden Messsystemen einen geringeren Einfluss auf das Messergebnis hatte.

Anhand des reduzierten Rauschens der Messergebnisse lässt sich daher die Annahme ableiten, dass die verbesserte Positionierstabilität auch zu einer erhöhten Stabilität der Messergebnisse beitrug. Nach den Änderungen von Aufnahme- und Positionierungssystem wurde bei einer Integrationszeit von 1 s eine minimale Allan-Abweichung von 8 pm¹⁷² (rote Kurve in Abbildung 6.2.b) bestimmt, während vor den Systemänderungen ein Wert von 40 pm (blaue Kurve in Abbildung 6.2.b) ermittelt wurde. Unter Annahme eines vergleichbaren Rauschniveaus bei den Messungen mit beiden Messsysteme entspricht dies einer Verbesserung um Faktor 5.

Im stationären Zustand wurden Messungen mit einem inkrementellen Längenmesssystem bei geändertem Aufnahme- und Positionierungssystem durchgeführt. Diese Messungen zeigen, dass durch das neue Aufnahmeverfahren das Auflösungsvermögen und durch das neue Positionierungssystem die Stabilität erhöht wurde. Daran anknüpfend sollen Untersuchungen im folgenden Abschnitt bei gleichförmiger Bewegung erfolgen, was die generelle Betriebsbedingung bei der Kalibrierung von Längenmaßverkörperungen repräsentiert.

6.2.2 Dynamische Untersuchungen bei gleichförmiger Bewegung

Anhand der in Abschnitt 6.1.1 dargelegten Strategie wurden Messungen mit einem inkrementellen Längenmesssystem durchgeführt, welche über die in Abschnitt 6.1.2 beschriebenen Verfahren zur Datenaufnahme und -verarbeitung ausgewertet wurden. In diesem Abschnitt werden langperiodische Teilungsabweichungen des Prüfsystems untersucht und die Wiederholbarkeit sowie Reproduzierbarkeit der Messungen untersucht. Die Wiederholbarkeit jeder Messreihe wurde bestimmt durch die Abweichungen aller Einzelmessungen zu deren gemeinsamen Mittelwert. Die Reproduzierbarkeit wurde über die Abweichungen des gemeinsamen Mittelwerts jeder Messreihe zu einem gemeinsamen Mittelwert aller Messreihen bestimmt. Durch den Vergleich der Wiederholbarkeiten von zwei Messungen mit unterschiedlichen Antriebskonzept zeigte sich, dass der Einsatz des neuen Positionierungssystems auch eine verbesserte Stabilität der Messbedingungen bei gleichförmiger Bewegung zur Folge hatte.

¹⁷¹ Die Richtigkeit der ermittelten Werte wurde durch unabhängige Berechnungen mit dem Programm AlaVar (Version: 5.2, [219]) geprüft.

¹⁷² Die Berechnung der Standardabweichung über die gleiche Integrationszeit ergab einen Wert von 11 pm.

Messreihe Nr.	1	2	3	4	5	6	7	9	10	11	12
Wdhl.	14	12	14	12	14	14	14	14	14	14	14
Orientierung	180°	180°	0°	0°	0°	180°	0°	180°	0°	0°	0°
T_{Mittel} in °C	20,021	20,023	19,948	19,929	19,936	19,990	19,986	19,981	19,988	19,979	20,033
ΔT_{Mittel} in mK	1,7	4,1	2,0	2,0	2,1	1,8	1,9	1,5	2,0	2,3	1,3
$p_{\text{Luft-Mittel}}$ in mbar	1003,1	1004,7	1002,9	1000,7	994,2	1020,3	1009,1	1013,0	1020,8	1018,5	1009,6
$\Delta p_{\text{Luft-Mittel}}$ in mbar	0,6	0,7	0,51	1,28	0,62	0,17	1,09	0,53	0,24	0,67	0,29
$\Delta I_{\text{ENC}} (p_{\text{Luft}})$ in nm	1,68	1,41	1,71	2,07	3,15	-1,16	0,69	0,04	-1,25	-0,87	0,60
ΔI_{ENC} in nm durch Alterung	3,26	3,22	0,46	0,26	0,09	0,03	0	-0,16	-0,19	-0,20	-0,42
p_{Vakuum} in μbar	5,96	6,28	6,30	5,71	5,22	5,61	5,18	5,46	5,46	5,84	5,62
W in pm (BW: 10 Hz)	103	151	83	94	74	86	62	77	95	72	69
$W_{+/-}$ in pm (BW: 10 Hz)	50	72	54	65	45	67	42	58	71	51	59
ADEV in pm (IZ: 0,19 s)	22,6	24,0	10,7	14,9	10,3	16,3	10,1	10,2	18,1	11,8	15,9
Antriebskonzept	alt		neu								

Tabelle 6: Übersicht über die Ergebnisse der vergleichenden Messungen mit einem inkrementellen Längenmesssystem am Nanometerkomparator sowie deren Umweltbedingungen, aus welchen sich unter anderem die Korrekturen für ΔI_{ENC} ergaben. Die Nummerierungen (Nr.) der Messreihen (MR), Anzahl der Wiederholungen (Whdl.) und Orientierungslage sind identisch zu den Angaben in Tabelle 5. Die Umweltbedingungen werden für die jeweiligen Messreihe sowohl mit dem absoluten Mittelwert als der maximale Abweichung angegeben. Die Wiederholbarkeiten (W , $W_{+/-}$) sind Standardabweichungen, die auf Basis von 12 Messungen berechnet wurden. Dabei wurde bei der Berechnung entweder keine oder eine Unterscheidung für die Wiederholbedingung getroffen (W oder $W_{+/-}$). (BW – Bandbreite, ADEV – Allan-Abweichung, IZ – Integrationszeit).

Im Gegensatz zu den vorangegangenen Untersuchungen im stationären Zustand erfolgte keine Untersuchung hinsichtlich des geänderten Aufnahmeverfahrens. Die Messungen wurden stets mit dem neuen Aufnahmeverfahren umgesetzt. Die Messungen mit verschiedenen Antriebskonzepten wurden wie folgt umgesetzt; bei den ersten Messreihen (MR 1,2) wurde der Positioniertisch durch das alte Antriebskonzept bewegt, während die Bewegung in den nachfolgenden Messreihen durch das erweiterte Antriebskonzept erfolgte. Jede Messreihe bestand aus mehreren Einzelmessungen mit einer festgelegten Lageorientierung und unter dem Einfluss bestimmter Umweltbedingungen, welche anhand der Tabelle 6 nachvollzogen werden können.

Die Wiederholbarkeit innerhalb einer Messreihe war insbesondere relativen Änderungen der Umweltbedingungen unterworfen. Dagegen war die Reproduzierbarkeit neben den absoluten Änderungen der Umweltbedingungen zwischen den Messreihen, auch langzeitigen Änderungen des Substrats und sich ändernden Durchbiegungen der wechselnden Auflagen unterworfen. Durch Anwendung von Korrekturen (vgl. § 4.2.3) wurden maximale Änderungen der Maßstabsteilung durch Schwankungen des Luftdrucks von bis zu 4,4 nm und durch Alterung des Substrats von bis zu 3,66 nm ausgeglichen, wodurch eine Messabweichung infolge systematischer Umweltänderungen zwischen den Messreihen reduziert wurde. Die maximale Änderung des Vakuumdrucks von 1,18 μbar zwischen den Messreihen hatte eine Korrektur der Messwerte am X-Interferometer von etwa 0,1 nm zur Folge. Zwischen den einzelnen Messreihen wurden maximale Abweichungen der Temperatur von bis zu 100 mK festgestellt. Dieser Einfluss wurde aufgrund des unbekanntem Ausdehnungskoeffizienten und fehlender Temperaturmessung am Maßstab nicht nachträglich korrigiert (vgl. § 4.4.1). In Bezug auf einen möglichen thermischen Einfluss wurden die Messreihen MR 11 und MR 12 untersucht, welche in unveränderter Auflage gemessen wurden

und eine Temperaturabweichung von etwa 50 mK aufwiesen. Es konnten jedoch keine signifikanten Abweichungen zwischen diesen Messreihen festgestellt werden, was für eine Vernachlässigung des Temperatureinflusses spricht. Um den Beitrag sich ändernder Umwelteinflüsse während der Messungen möglichst gering zu halten, wurde der messtechnische Aufbau über einen längeren Zeitraum thermalisiert bis sich ein thermisches Gleichgewicht¹⁷³ eingestellt hatte (vgl. § 4.4.1). Dieses Vorgehen hatte zur Folge, dass Temperaturänderungen des Positioniertisches von weniger als $\pm 2,1$ mK über die Messdauer einer jeden Messreihe nachweisbar waren.

Die Abweichung des Teilungsgitters des Prüfsystems und die Wiederholbarkeit der Messungen werden anhand der Messreihe MR 5 exemplarisch dargestellt. Die Abweichungen des Prüfsystems gegenüber dem X-Interferometer am Nanometerkomparator betragen maximal 370 nm, was anhand der Abbildung 6.3.a) gezeigt wird. Die lineare Steigung der Teilungsfehler des etwa 12 Jahre alten Maßstabs betrug etwa $1,3 \cdot 10^{-6}$. Die Abweichungen zu einer davon abgeleiteten Ausgleichsgeraden waren stets geringer als ± 15 nm.

Zur Berechnung der Wiederholbarkeit wurden die Differenzen der 12 Einzelmessungen zum gemeinsamen Mittelwert gebildet. Die Abweichungen der Einzelmessungen zu diesem gemeinsamen Mittelwert betragen maximal $\pm 0,214$ nm (vgl. Abbildung 6.3.b), und eine mittlere Standardabweichung wurde über die Gesamtheit der differentiellen Messdaten von $W = 0,074$ nm bestimmt. In Abhängigkeit von der Bewegungsrichtung unterschieden sich die Kurvenverläufe. Dieses Verhalten konnte in getrennten Messungen durch Abnahme der Bewegungsgeschwindigkeit verstärkt werden und wurde bereits in einer vorangegangenen Arbeit¹⁷⁴ (vgl. [54], Abbildung 8) beschrieben. Dieser Effekt konnte zwar durch Bewegungen des Positioniertisches vor den eigentlichen Messungen minimiert, aber nicht vollständig beseitigt werden.

Da die Ursache für dieses Verhalten nicht eindeutig bestimmt werden konnte, werden an dieser Stelle lediglich zwei Vermutungen geäußert. Die erste Vermutung zielt auf eine durch thermische Schwankungen induzierte Längenänderung des Maßstabs, beispielsweise durch eine vom Messkopf hervorgerufene lokale Erwärmung¹⁷⁵. Dahingehend wurden die zwei Messreihen MR 11-12 untersucht, welche in einem zeitlichen Versatz von 25 Tagen bei unveränderter Auflage aufgenommen wurden und deren Absoluttemperaturen einen Unterschied von 54 mK aufwiesen. Der Unterschied war somit in einer Größenordnung, um über die thermische Ausdehnung des Maßstabs eine signifikante Abweichung zwischen den Messreihen zu bewirken¹⁷⁶. Es konnte jedoch kein messbarer Einfluss in den Messergebnissen dahingehend nachgewiesen werden. Die zweite Vermutung beruht auf einer Verschiebung des Messkopfs infolge einer thermischen Größenänderung seiner Halterung. Für eine praktische Untersuchung dieses Sachverhalts wurde die mechanische Halterung thermisch über einen Heizdraht durchgestimmt¹⁷⁷, während der Maßstab in seinem thermischen Zentrum¹⁷⁸ unter dem Messkopf positioniert wurde. Die Ergebnisse zeigten eine Temperaturvariation von 15 mK und gleichzeitig Abweichungen zwischen den Messsystemen von 0,7 nm, was einer Empfindlichkeit von 47 nm/K entsprach. Eine Abschätzung¹⁷⁹

¹⁷³ Die maßgebliche Temperatur wurde hierbei innerhalb des Positioniertisches gemessen (vgl. § 4.4.1).

¹⁷⁴ Die Messungen wurden mit einem baugleichen Encodersystem durchgeführt, wobei die Halterungen für Messkopf und Maßstab aus Aluminium gefertigt waren.

¹⁷⁵ Die Elektronik des Prüfsystems (Anpasselektronik, Messkopf) benötigte eine elektrische Leistung von 0,5 W (vgl. § 3.4.3). Es kann angenommen werden, dass ein nicht unerheblicher Teil dieser Leistung im Messkopf in Wärme umgewandelt wurde. Die Vermutung lag daher nahe, dass die Wärmequelle Messkopf über den geringen Arbeitsabstand zum Maßstab zu einer lokalen Erwärmung des Selbigen führte (vgl. [220] und § 4.3.3) und dadurch eine geometrische Ausdehnung des Teilungsgitters erfolgte.

¹⁷⁶ Bei einer Maximalabschätzung mit einem thermischen Ausdehnungskoeffizienten der Glaskeramik von $\alpha_{\text{zerodur}} = 0,1 \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-1}$ (vgl. § 4.2.4) hätte eine Temperaturänderung zu einer messbaren Längenänderung des Teilungsgitters von $\Delta l_{\text{TG}} (\Delta T_{\text{MR11-12}} = |54 \text{ mK}|) = 1,4 \text{ nm}$ geführt.

¹⁷⁷ Anregung mittels dreieckförmiger Modulation mit einer Periodendauer von einer Stunde (287 μHz) und einem maximalen Leistungshub von 16 mW. Relative Temperaturänderungen wurden über ein Thermoelement am Messkopf erfasst.

¹⁷⁸ An dieser Stelle kann der Einfluss einer homogenen Längenänderung des Teilungsgitters infolge von Temperaturschwankungen weitestgehend unterdrückt werden (vgl. [221], § 2.3.7).

¹⁷⁹ Als Randbedingungen für diese Abschätzung wurde ein thermisch-aktiver Weg von 40 mm (Persönliche Mitteilung Dr. WEICHERT, PTB, Telefonat, Datum: 08.08.2017) und ein thermischer Ausdehnungskoeffizient der Eisen-Nickel-Legierung Invar[®] von $\alpha_{\text{Invar}} = 1,0 \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-1}$ angenommen.

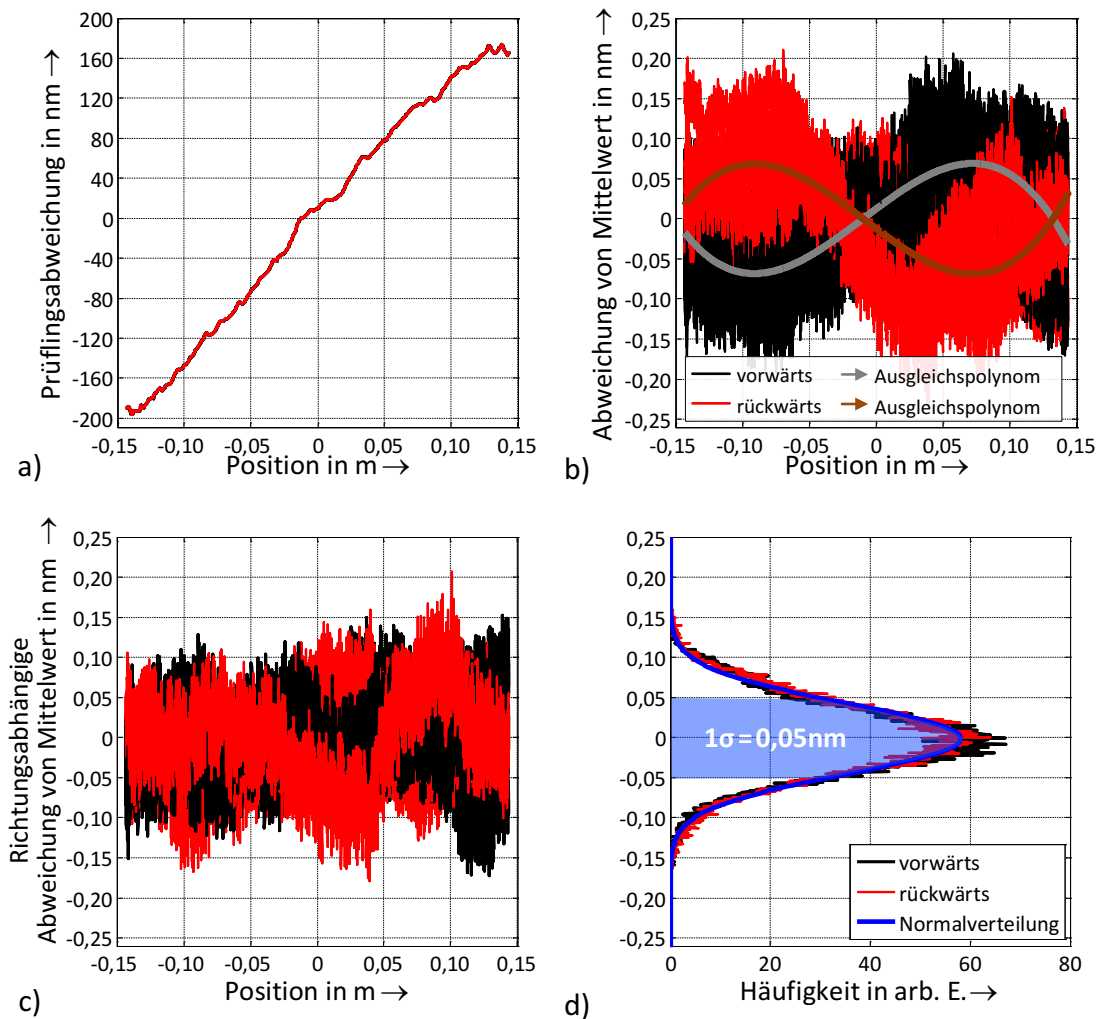


Abbildung 6.3: Messergebnisse zur Bestimmung (a) langperiodischer Teilungsfehlern und (b) der Wiederholbarkeit über alle Messungen. Diese Wiederholbarkeit wurde durch Berechnung der Differenz jeder einzelnen Messung zu einem gemeinsamen Mittelwert aus zwölf Messungen ermittelt. Die Daten auf Basis der Messreihe MR 5 wurden über eine Tiefpassfilterung (Bandbreite: 10 Hz) gefiltert. In Abhängigkeit von der Bewegungsrichtung konnte ein systematischer Trend zum gemeinsamen Mittelwert festgestellt werden, der zur Verdeutlichung als kubisches Ausgleichspolynom für die jeweilige Bewegungsrichtung dargestellt wird. Durch Abzug eines richtungsabhängigen Mittelwertes wurden die Abweichungen in (c) ermittelt. Die in (d) dargestellten Häufigkeitsverteilungen beziehen sich auf die richtungsabhängigen Messabweichungen in (c), wobei eine Normalverteilungsfunktion mit einer Standardabweichung von $\sigma = 0,05\text{ nm}$ über die Gesamtheit aller Abweichungen angeglichen wurde.

ergab eine überschlägige Empfindlichkeit von 40 nm/K . Aus beiden Ergebnissen kann die Vermutung abgeleitet werden, dass am Nanometerkomparator bei Messungen ein Temperaturunterschied von 7 mK an den Halterungen des Messkopfs ausreichend für Längenänderungen von $0,3\text{ nm}$ wäre. Eine solche Änderung der Temperaturverhältnisse wurde am NMK in Abhängigkeit von der X-Lage des Positioniertischs bereits beobachtet. Es sind weiterführende Untersuchungen erforderlich, um das dieser Vermutung zugrunde liegende Ursache-Wirkungs-Prinzip eindeutig mit Messergebnissen bestätigen zu können.

Gemäß dem Internationalen Wörterbuch der Metrologie (vgl. [16], §2.20) kann für die Wiederholbedingung von Messungen zwischen wechselnden Betriebsbedingungen unterschieden werden, wobei in dem vorliegenden Fall eine Unterscheidung nach Bewegungsrichtung angewendet wurde. Dazu wurde für Messungen in positiver und negativer X-Richtung jeweils ein gemeinsamer Mittelwert abgezogen. Die Ergebnisse sind in Abbildung 6.3.c) dargestellt. Die Maximalabweichungen nach dieser Unterscheidung betragen $\pm 0,16\text{ nm}$ und $\pm 0,19\text{ nm}$. Eine mittlere Standardabweichung von $W_{+/-} = 0,045\text{ nm}$ wurde ermittelt. Anhand der Häufigkeitsverteilungen in Abbildung 6.3.d) wird zudem gezeigt, dass die Verteilungsfunktionen der Messungen in unterschiedlichen Richtungen normalverteilt sind. Dies wird durch die

Normalverteilung (blaue Kurve) mit einer Standardabweichung von 0,045 nm unterstrichen, welche auf Basis aller Messdaten aus Abbildung 6.3.d) angeglichen wurde. Für eine bessere Vergleichbarkeit zwischen den Messreihen sind die berechneten Wiederholbarkeiten in Tabelle 6 dargestellt. Die Ergebnisse beruhen auf Standardabweichungen von Messabweichungen, welche entweder auf keiner oder einer richtungsabhängigen Unterscheidung beruhen (W oder $W_{+/-}$).

Wie zudem in Abbildung 6.3.c) zu erkennen ist, wurden die Abweichungen zwischen den Messsystemen durch langzeitige Störungen beeinträchtigt. Wie bei der Betrachtung im stationären Zustand (vgl. §6.2.1), konnte mit der Anwendung der Standardabweichung als Gütemaß keine signifikante Verbesserung durch die Erweiterung des Antriebskonzepts beim Vergleich der verschiedenen Messreihen nachgewiesen werden. Während die unkorrigierten Messwerte des neuen Antriebskonzepts eine minimalere Standardabweichung im Vergleich zum alten Antriebskonzept aufwiesen, waren die Standardabweichungen der korrigierten Messwerte beider Antriebskonzepte annähernd gleich. Eine mögliche Ursache kann in der Rückwirkung von Umweltbedingungen (vgl. Tabelle 6, insbesondere Temperaturvariation von Messreihe MR 2) auf den gesamten Messzirkel (vgl. Fußnote #7) begründet liegen, woraus sich mutmaßlich eine mechanische Relativbewegung zwischen beiden Messsystemen und somit ein Driften ergab.

Wie bereits im vorangegangenen Abschnitt wurde daher mit der Allan-Abweichung ein Gütemaß zum Vergleich der einzelnen Messungen gewählt, welches sich auch für Stabilitätsuntersuchungen von langzeitigen Störungen eignet. Im Weiteren wurde aus den Messreihen MR 1 (AK: alt) und MR 5 (AK: neu) jeweils eine Messung für einen Vergleich bei Bewegung ausgewählt. Die in Abbildung 6.4.a) dargestellten Messergebnisse zeigen die Abweichung einer einzelnen Messung zum gemeinsamen Mittelwert der jeweiligen Messreihe. Beide Messungen zeigen über einen Beobachtungszeitraum von 287 s eine vergleichbare Standardabweichung von weniger als 0,06 nm. Bei der Auswertung wurden Integrationszeiten von 2 ms bis 10 s untersucht, wodurch Untersuchungen über die gesamte Bandbreite der Regelstrecke von 145 Hz möglich waren. Die daraus resultierenden Allan-Abweichungen sind in Abbildung 6.4.b) mit doppelt-logarithmischer Skalierung dargestellt. Während bei Integrationszeiten von weniger als 1 s mit dem neuen Antriebskonzept erneut ein $1/f$ -Verhalten¹⁸⁰ nachgewiesen wurde, war mit dem alten Antriebskonzept ein solches Verhalten nicht nachweisbar.

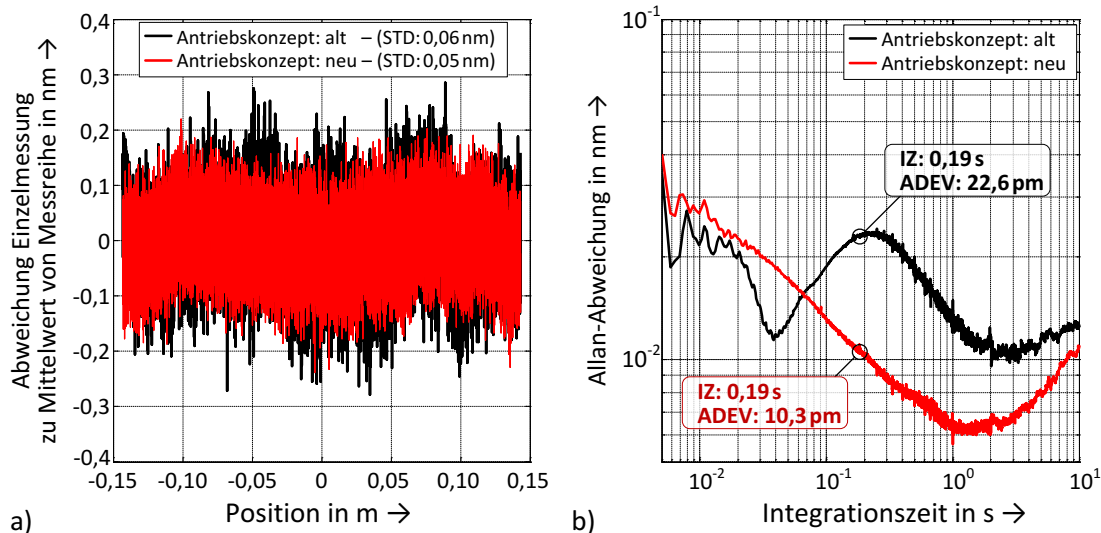


Abbildung 6.4: Messergebnisse vergleichender Untersuchung mit einer gleichförmigen Bewegung und bei veränderten Antriebskonzepten im (a) Zeitbereich bei einer Tiefpassfilterung (Bandbreite: 145 Hz) und (b) bei doppelt-logarithmischer Darstellung der Allan-Abweichung über Integrationszeiten (IZ) von 5 ms bis 10 s. Für die Darstellung im Zeitbereich wurde zu Vergleichszwecken die Standardabweichung (STD) über den Beobachtungszeitraum von 287 s angegeben.

¹⁸⁰ Der approximierete Anstieg (≈ -0.4) zwischen den Integrationszeiten von 0,01 s bis 1 s kann mit einem weißen Frequenzrauschen angenähert werden.

Die Messung mit dem alten Antriebskonzept wies insbesondere bei Integrationszeiträumen zwischen 30 ms und 0,5 s eine erhöhte Abweichung und somit eine reduzierte Stabilität auf, was im stationären Zustand (vgl. Abbildung 6.2.b) nicht nachgewiesen wurde. Die Messung mit erweitertem Antriebskonzept zeigte in dieser Hinsicht keine Minimierung der Stabilität und wies bei Integrationszeiten zwischen 0,1 s und 10 s im Vergleich eine höhere Stabilität auf. Bei Mittelungen über Integrationszeiten höher als 2 s wurden die Rauschanteile beider Messungen von einem langzeitigen Störverhalten überlagert. Im Gegensatz zum alten Antriebskonzept zeigten die Messungen mit dem neuen Antriebskonzept im stationären Zustand und bei gleichförmiger Bewegung keine signifikanten Unterschiede hinsichtlich Rauschverhalten und Stabilität.

Hinsichtlich der gezeigten Allan-Abweichungen lässt sich unter Einbeziehung des ermittelten Strahldurchmessers (0,622 mm) eine Aussage zum Messrauschen des Prüfsystems treffen, da durch die damit einhergehende Begrenzung der Ortsauflösung der Einfluss von Teilungsfehlern gedämpft wird und somit von diesen getrennt werden kann. Aufgrund der konstanten Geschwindigkeit von 1 mm/s und dem Strahldurchmesser lässt sich für die Untersuchung der langperiodischen Teilungsfehler eine maximale Bandbreite von 3,2 Hz ableiten, wie bereits einführend erwähnt wurde. Diese Bandbreite entspricht unter Berücksichtigung des gleichverteilten Rechteck-Fensters¹⁸¹ des Mittelwertbildners einer Integrationszeit von 0,19 s. Unter Annahme eines identischen Rauschniveaus wurden beide Messungen hinsichtlich ihres Messrauschens untersucht. Dabei konnte mit dem neuen Antriebskonzept ein Messrauschen von 10,3 pm (IZ: 0,19 s) ermittelt werden, was eine Verbesserung um etwa Faktor 2 entspricht. Zur Vergleichbarkeit sind die Allan-Abweichungen (ADEV) der Messreihen für diese ausgewählte Integrationszeit (IZ) in Tabelle 6 zusammengefasst. Im weiteren Sinne kann für den Fall, dass beide Messsysteme in gleicher Weise zu diesem differentiellen Positionsrauschen beitragen, ein anteiliges Messrauschen des inkrementellen Längenmesssystems von 7,3 pm¹⁸² angenommen werden. Dieser Wert entspricht 0,006 % bzw. 1/17500 der Signalperiode. Zusammenfassend konnte durch die Anwendung der Allan-Abweichung gezeigt werden, dass durch das neue Antriebskonzept die Stabilität bei vergleichenden Messungen mit dem Prüfsystem erhöht wird.

Neben der Untersuchung von Wiederholbarkeit und Stabilität wurde auch die Reproduzierbarkeit anhand der durchgeführten Messungen untersucht. Hierzu wurden lediglich Messreihen (MR) mit einer in zeitlichem Abstand veränderter Auflage (vgl. Legenden zu Abbildung 6.5) in die Untersuchung einbezogen, um Abweichungen zu einem gemeinsamen Mittelwert zu bestimmen. Es lagen Beschädigungen im Anfangsbereich der Maßstabsverkörperung vor, die zu Abweichungen von mehreren Nanometern zwischen den Messreihen führten. Daher wurden die entsprechenden Bereiche (etwa 20 mm) nicht in die folgende Betrachtung einbezogen und sind in der Abbildung 6.5 ausgegraut. Über einen Bereich von 267 mm schwankten die Messungen mit geänderten Einrichtungen des Prüfsystems mit einer Standardabweichung von 0,28 nm. Unter Vernachlässigung einzelner Ausreißer konnten zudem maximale Schwankungen von etwa ± 1 nm nachgewiesen werden.

Die bestimmten Abweichungen zwischen den Messreihen (Reproduzierbarkeiten) schwankten damit deutlich stärker als die ermittelten Abweichungen innerhalb einer Messreihe (Wiederholbarkeiten). Diese Differenzen zeigten keinen systematischen Verlauf und wiesen keine Korrelation mit einem der in Tabelle 6 angegebenen Einflussfaktoren – wie Temperatur, Alterung, Luft- & Vakuumdruck – auf. Die bei diesen Messungen nachgewiesene Reproduzierbarkeit war weder durch das Auflösungsvermögen noch durch die Stabilität der Umweltbedingungen begrenzt. Die Messreihen MR 6 und MR 7 wurden unter einer geänderten Auflage und Orientierung durchgeführt. Da die Abweichungen zum gemeinsamen Mittelwert in gleichem Maße ausgeprägt waren, kann ein längenproportionaler Fehler des X-Interferometers und Einfluss durch die Orientierung der Längenmaßverkörperung vernachlässigt werden. Die hierbei auftretenden Abweichungen konnten somit nicht einer systematischen Fehlerquelle zugeordnet

¹⁸¹ Bei der Datenausgangsrate von 48,8 kHz führte eine Mittelung über 15259 Werte zwar zu einer Datenausgangsrate von 3,2 Hz, die Übertragungsfunktion dieses Mittelwertbildners wies jedoch eine Signalbandbreite (Abfall des Betragsmaximums auf -3 dB) von 1,93 Hz auf. Umgekehrt wurde die gewünschte Bandbreite von 3,2 Hz bei einer Ordnung von etwa 9200 erzielt, was einer Integrationszeit von 0,19 s entsprach.

¹⁸² Die Berechnung erfolgte durch die übliche Division des differentiellen Rauschens von 10,3 pm mit $\sqrt{2}$.

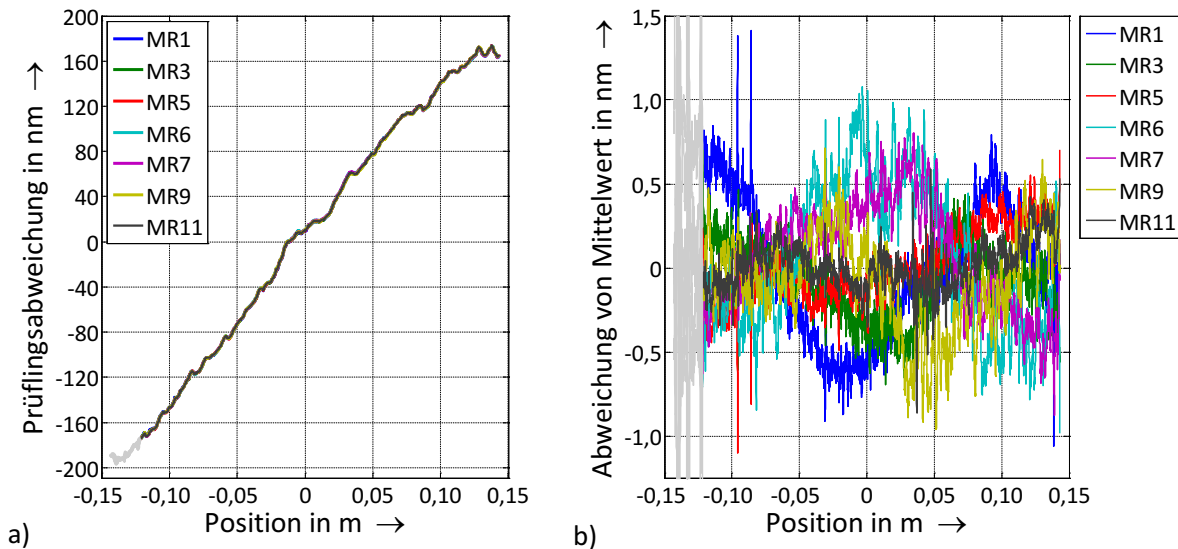


Abbildung 6.5: Messergebnisse beim Vergleich ausgewählter Messreihen (MR) zur Bestimmung der Reproduzierbarkeit. Das in (a) dargestellte Diagramm zeigt die Teilungsfehler des Prüfsystems gegenüber dem Referenzmesssystem, während in (b) die Abweichungen dieser Teilungsfehler zu einem gemeinsamen Mittelwert dargestellt werden.

werden. Eine mögliche Ursache könnte in der veränderten Durchbiegung des Maßstabs und einer sich daraus ergebenden geometrischen Verschiebung des Teilungsgitters liegen. Zur Abschätzung wurde eine solche Verschiebung in Abhängigkeit von geänderten Unterstützungspunkten mit Hilfe einer Simulation nachgebildet, wobei ausschließlich absolute Abstandsänderungen beider Punkte relativ zur idealen Mittenposition angenommen¹⁸³ wurden. Um eine maximale Änderung der Teilungslänge von 0,5 nm zwischen den Auflagen zu erhalten, wäre eine Lageänderung beider Unterstützungspunkte von jeweils 1 mm erforderlich gewesen. Eine Änderung in dieser Größenordnung kann jedoch ausgeschlossen werden. Zukünftig sollte der Einfluss der Messspur durch ein gezieltes Verschieben des Messkopfs oder des Maßstabs in Y-Richtung untersucht werden.

¹⁸³ Diese Annahme wurde getroffen, um gezielt den Einfluss der parabelförmigen Abweichungen, zu untersuchen (vgl. dazu beispielsweise die gleichförmigen Messreihen MR6 [Farbe: türkis] und MR7 [Farbe: lila] in Abbildung 6.5, die in einer zueinander entgegengesetzten Orientierungslage aufgenommen wurden).

7 Zusammenfassung und Ausblick

7.1 Zusammenfassung

Die Fortschritte auf dem Gebiet der Nanotechnologien erfordern eine fortschreitende Weiterentwicklung von Mess- und Inspektionsmaschinen. In diesen Maschinen werden Positionierungssysteme eingesetzt, deren Leistungsfähigkeit in hohem Maße von den technischen Eigenschaften ihrer Messsysteme bestimmt wird. Bei höchsten Anforderungen an die Präzision werden Wegmesssysteme mit interferometrischen Messprinzipien eingesetzt, wie etwa Laser-Interferometer oder inkrementelle Längenmesssysteme (Encoder). Im Rahmen der Qualitätssicherung ist eine fertigungsbegleitende Überwachung dieser hochpräzisen Messsysteme und eine metrologische Rückführung der dazu verwendeten Messmaschinen auf Normale unablässig. Zur Kalibrierung dieser Normale werden spezielle Messmaschinen eingesetzt werden. Diese sogenannten Längenskomparatoren werden unter anderem an nationalen Metrologieinstituten betrieben, um im Zuge messtechnischer Untersuchungen die metrologische Rückführbarkeit von Längennormalen auf das Internationale Einheitensystem zu gewährleisten. Die Physikalisch-Technische Bundesanstalt unterhält für solche Messaufgaben den Nanometerkomparator. Die Längeneinheit wird an dieser Messmaschine durch ein im Vakuum betriebenes Interferometer dargestellt, dessen Wellenlänge gemäß der Meterkonvention auf die Zeiteinheit zurückgeführt wird. Bei Kalibrierungen werden Prüfsystemen mit diesem Längennormal verglichen, wobei eine Verschiebung der Maßverkörperung über eine luftgelagerte Positioniervorrichtung erfolgt.

In der vorliegenden Dissertation wurde der Nanometerkomparator hinsichtlich seiner Teilsysteme zur Positionierung und Datenerfassung verbessert, wobei speziell Weiterentwicklungen zur hochpräzisen Positionserfassung und einer darauf aufbauenden Lagepositionierung im Sub-Nanometerbereich im Vordergrund standen. Für die Neukonzeptionierung des Positionierungssystems wurde die Messmaschine im Hinblick auf vier Konstruktionsmerkmale angepasst: Steifigkeit, Antriebs-, Steuerungs- und Messsystem (vgl. Abbildung 7.1).

DIE STEIFIGKEIT der Vorschubmechanik wurde durch eine geänderte Kopplung zwischen Linearmotor und Positioniertisch erhöht, wodurch Störungen mit einer Regelbandbreite von bis zu 145 Hz aktiv ausgeregelt werden konnten (vgl. OP 1). Für die Neugestaltung des Antriebssystems wurde dem Stand der Technik entsprechend ein hybrides Antriebssystem geschaffen, wobei eine zusätzliche Achse zum Feintrieb des Positioniertischs implementiert wurde. Es wurde ein Lorentz-Aktuator eingesetzt, der über eine dynamische Lageregelung ausgeregelt wurde und ein hochlineares Verhalten aufwies.

DAS ANTRIEBSSYSTEM wurde durch diesen Umbau mechanisch vom Positioniertisch entkoppelt, da der Lorentz-Aktuator eine feldkraftschlüssige und keine formschlüssige Lagerung in der linearen Hauptachse X aufweist. Dies unterdrückte die Übertragung von Störungen des Antriebssystems und Fehlern des Wegmesssystems, welches zur Positionierung des Linearmotors verwendet wird. So wurden Störungen durch die Kraftwelligkeit des Linearmotors reduziert (vgl. OP 2), deren Einfluss vor den Umbaumaßnahmen zu Linearitätsabweichungen von bis zu 20 nm führten, und mit dem neuen Positionierungssystem zu vernachlässigen sind. Linearitätsabweichungen von bis zu 1 μm durch Teilungsfehler des maßstabsbasierten Wegmesssystems auf die Position des Verschiebetischs wurden durch die neue Lageregelung kompensiert. Dadurch wurde die Position mit einer Standardabweichung von 0,3 nm im stationären Zustand präzise geregelt und Linearitätsabweichungen von weniger als 1 nm bei Bewegungen ermittelt. Linearmotor und Lorentz-Aktuator waren in Reihe und am Rande der Maschinenstruktur angeordnet, wodurch die thermische Entkopplung gewahrt wurde.

DAS STEUERUNGSSYSTEM wurde um eine zusätzliche Achsregelung erweitert, sodass der neue Aktuator den Positioniertisch stetig in einer vorgegebenen Position platzieren konnte. Dazu wurde das bisherige Steuerungssystem auf Basis einer kommerziellen Steuereinheit um eine sekundäre Steuereinheit erweitert. Diese Einheit stellte eine Neuentwicklung auf der Basis FPGA-gestützter Signalverarbeitungseinheiten dar. Die Steuereinheiten bildeten zusammen ein dezentrales Steuerungskonzept, wobei vorwiegend Anpassungen an der sekundären Steuerung

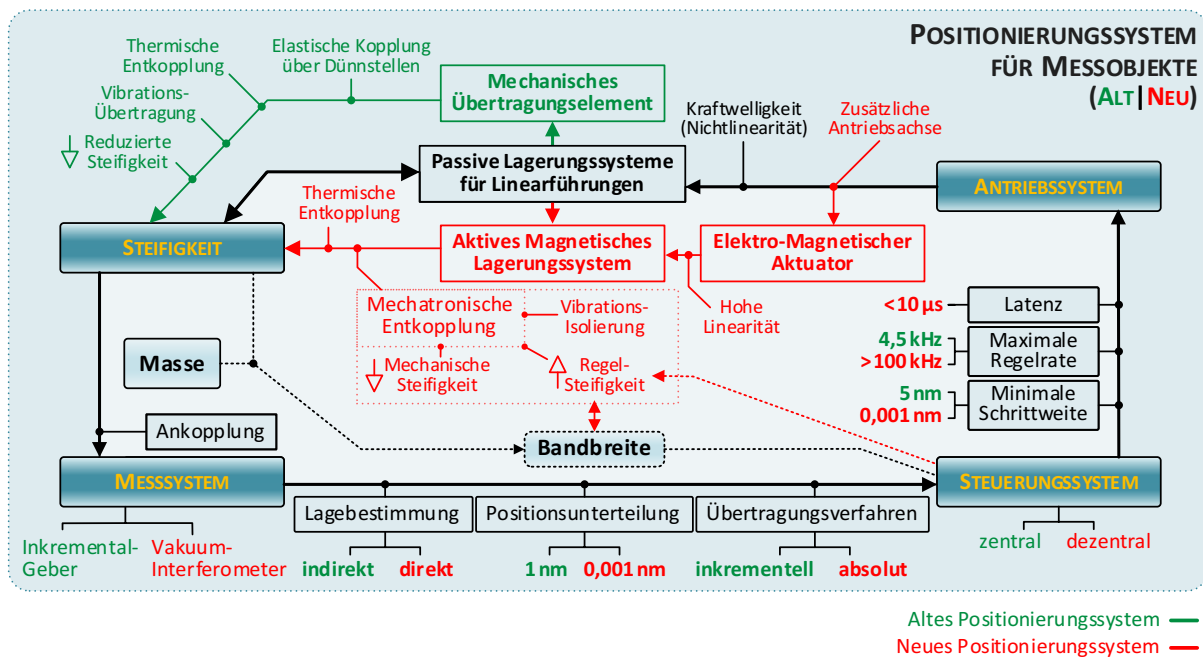


Abbildung 7.1: Schematische Darstellung der geänderten Konstruktionsmerkmale (Mess-, Antriebs-, Steuerungssystem und Steifigkeit) am Positionierungssystem des NMKs vor und nach den Umbaumaßnahmen.

umgesetzt wurden und lediglich geringe Anpassungen an der primären Steuerung notwendig waren. Eine aufwendige Neugestaltung des Steuerungssystems wurde somit vermieden, erforderte jedoch eine Übertragung von Führungsgrößen zwischen den Steuereinheiten zur gemeinsamen Bahnbewegung unabhängiger Verschiebeachsen. Die neu geschaffene Achsregelung für den Feintreib nutzte Positionsdaten, die von Signalen des Vakuump-Interferometers abgeleitet werden und in eine Unterteilung von 1 pm bereitgestellt werden (vgl. OP 3). Durch Prädiktion des Regeltaktes konnten Latenzen innerhalb des Regelkreises von weniger als $2 \mu\text{s}$ erreicht werden. Im Zuge von Änderungen am Steuerungssystem wurden die Regelungen der Ausgleichsachsen auf die sekundäre Steuereinheit übertragen, wodurch für einen Regelbetrieb keine Zugriffe mehr über das VME-Bussystem erforderlich waren und die Betriebssicherheit im Messbetrieb gesteigert werden konnte (vgl. OP 5).

DAS MESSSYSTEM für das neue Positionierungssystem wurde dahingehend geändert, dass die Weginformation vom Vakuump-Interferometer abgeleitet wurde und eine direkte Lagebestimmung ermöglichte (vgl. OP 3). Zudem wurde zur Datenerfassung ein neues Auswertesystem entwickelt, was mit seiner Datenaufnahmerate von $48,8 \text{ kHz}$, Signalbandbreite von 90 kHz und einer Schwebefrequenz von $2,49 \text{ MHz}$ gezielt an die Messbedingungen am Nanometerkomparator angepasst wurde. Hierzu wurde ein Auswertesystem auf Basis FPGA-gestützter Signalverarbeitungseinheiten geschaffen, was eine Signaldemodulation von bis zu acht differentiellen Interferometer-Achsen ermöglichte und hochunterteilte Positionsinformationen an eine Steuereinheit bereitstellte. Durch die Einbindung geeigneter Phasenauswerteverfahren werden Dopplereffektverschiebungen von bis zu 98 kHz sowohl von heterodynen als auch homodynen Interferometer-Systemen detektiert. Da die gesamte Datenaufnahme über eine gemeinsame Elektronik ausgeführt werden konnte, wurden messtechnische Untersuchungen am NMK vereinfacht und ein erhöhter Grad an Synchronität gewährleistet – die maximale Latenz beträgt 10 ns . Im Zuge von Messungen mit elektrischen Anregungssignalen eines Frequenzgenerators wurde das Auflösungsvermögen der implementierten Phasenauswerteverfahren bestimmt. Bei einer Datenausgangsrate von $48,8 \text{ kS/s}$ wurden Phasenlagen mit einer Standardabweichung von $24 \mu\text{rad}$ aufgelöst, was einer Positionsaufösung von 1 pm am X-Interferometer entspricht (vgl. OP 4). Die alte Auswertelektronik erlaubte Positionsdaten mit bis zu $32,5 \text{ pm}$ zu unterteilen. Anhand theoretischer Berechnungen (vgl. Anhang A.2.1) wurde für das X-Interferometer ein Rauschniveau von weniger als 10 pm bestimmt, wobei der Einfluss der einzelnen Rauschvarianzen proportional mit der Bandbreite zunimmt. Das Phasenauswerteverfahren wurde deshalb optimiert, sodass Dopplereffektverschiebungen in Abhängigkeit von der maximalen

Vorschubgeschwindigkeit der Messmaschine bis zu einer Bandbreite von 90 kHz demoduliert wurden. Das Auflösungsvermögen des Interferometers war somit nicht mehr durch die eingesetzte Auswertelektronik begrenzt, sondern durch das Schrot- und Verstärkerrauschen (vgl. Anhang A.2.2).

Von diesen Positionsdaten wurden Rückkopplungsdaten mit einer maximalen Unterteilung von 1 pm abgeleitet und der neuen Steuereinheit über eine serielle Schnittstelle bereitgestellt, um einen Lageregelkreis für Positionierungen im Sub-Nanometerbereich umzusetzen (vgl. OP 5). Zeitliche Verzögerungen bei der Demodulation und Übertragung konnten durch eine prädiktive Bestimmung von Positionsdaten mit einer zeitlichen Auflösung von 10 ns kompensiert werden. Der Einsatz von FPGA-gestützten Signalverarbeitungseinheiten sowohl im Auswerte- als auch Steuerungssystem erlaubte die Implementierung einer seriellen Schnittstelle, wodurch absolute Positionsdaten mit 41 bit Breite mit Wiederholraten von bis zu 285 kHz übertragen wurden. Die Positionsdaten wurden von den Signalen des unter konstanten Umweltbedingungen betriebenen Vakuum-Interferometers abgeleitet, wodurch eine Anpassung der Längenwerte in Abhängigkeit von den Umweltbedingungen nicht erforderlich war und die Daten unverzüglich an die Steuereinheit übertragen werden konnten.

Mit einer iterativen Reglersynthese wurde auf der sekundären Steuereinheit ein Lageregelkreis zur Ansteuerung des Feintriebs mit einer Regelwiederholrate von 160 kHz geschaffen. Das Regelverhalten wurde durch Übertragungsfunktionen zur Ermittlung des Führungs- und Störgrößenverhaltens untersucht. Dabei wurde eine maximale Regelbandbreite von 145 Hz mit dem 127 kg schweren Positioniertisch ermittelt. Mit dem neuen Positionierungssystem kann der Positioniertisch nun in der Hauptachse X mit einer Standardabweichung von 0,26 nm ortsfest gehalten werden, was gleichbedeutend mit einer Verbesserung um den Faktor 8 ist. Bei gleichförmigen Bewegungen mit 1 mm/s wurden Geschwindigkeitsstabilitäten (Laufruhe) von 37 nm/s sowie Positionsabweichungen von 0,29 nm nachgewiesen. Dies ist gleichbedeutend mit einer Verbesserung um den Faktor 11 und zeigt zudem, dass die Regelgüte im Stillstand und bei Bewegungen gleichwertig ist. Im Gegensatz zum alten Positionierungssystem können nun Lageänderungen im Sub-Nanometerbereich ausgeführt werden, wobei keine Einschränkung durch eine Quantisierung der übermittelten Bahnplaner- und Positionsdaten nachweisbar war.

DIE WIEDERHOLBARKEIT bei vergleichenden Messungen mit einem maßstabs-basierten Prüfsystem wurde als Gütekriterium genutzt, um die Leistungsfähigkeit des Auswertesystems und des neuen Positionierungssystems bei statischen und dynamischen Bedingungen bewerten zu können. Bei Untersuchungen im Stillstand konnte gezeigt werden, dass durch ein neues Datenaufnahmeverfahren und das geänderte Positionierungssystem die Streuungen der Differenz zwischen Prüfsystem und Vakuum-Interferometer um Faktor 6 reduziert wurden. Für weitergehende Untersuchungen wurde die Allan-Abweichung angewendet, um zwischen Rausch- und Driftverhalten bei diesen Messungen unterscheiden zu können. Abgeleitet vom Prüfsystem wurde ein minimales Messrauschen von den Messbedingungen mit dem Prüfsystem abgeleitet und eine Integrationszeit von 0,19 s angewendet. Während mit dem neuen Positionierungssystem eine mittlere Allan-Abweichung von 13,4 pm erzielt wurde, wurden mit dem alten Positionierungssystem mehr als 20 pm nachgewiesen. Das Messrauschen bei den vergleichenden Untersuchungen konnte somit reduziert werden. Bei Untersuchungen mit einer gleichförmigen Geschwindigkeit von 1 mm/s wurden Teilungsfehler des inkrementellen Längenmesssystems mit einer Standardabweichung von 45 pm bestimmt, wenn zur Unterscheidung eine richtungsabhängige Wiederholbedingung gewählt wird. Darüber hinaus wurde eine Reproduzierbarkeit von 0,28 nm anhand ausgewählter Messreihen bestimmt, die einen zeitlichen Abstand von bis zu einem Jahr aufwiesen. Die Reproduzierbarkeit der Messungen wurde weder durch das Auflösungsvermögen des Auswertesystems noch durch die Regelgüte des neuen Positionierungssystems beschränkt.

Durch die vorgestellten Entwicklungen am Nanometerkomparator können Längenmesssysteme mit einem Auflösungsvermögen von bis zu 10 pm charakterisiert werden und Messobjekte im Sub-Nanometerbereich gezielt positioniert werden. Die Messbedingungen wurden sowohl durch die Datenaufnahme über das neue Auswertesystem als auch durch die Lageregelung über das Positionierungssystem in ihrer Stabilität verbessert. Die Verbesserungen stellen einen wesentlichen Schritt dar, um höchsten Anforderungen auf dem Gebiet der Präzisionsmesstechnik auch in Zukunft mit dieser Längenmessmaschine entsprechen zu können.

7.2 Verbesserungsvorschläge

7.2.1 Untersuchung des Steifigkeitsverhaltens am Antriebssystem

Das dynamische Verhalten mechatronischer Regelsysteme wird neben den mechanischen Eigenschaften, auch von dessen elektrischen Übertragungsgliedern und dem Übertragungsverhalten des Reglers beeinflusst. Die mechanischen Eigenschaften der Regelstrecke am NMK wurden aufgrund der Masse des Positioniertischs von 127 kg im Wesentlichen durch die Steifigkeit der mechanischen Ankopplung bestimmt. Das mechanische Übertragungselement, bestehend aus einer Antriebsstange aus CFK und zwei eingearbeiteten Dünnstellen, wurde zum Antrieb des Nachführschlittens und in gleicher Weise vor den Umbaumaßnahmen für den Positioniertisch verwendet. Bei Messungen am NMK konnte eine Verbindungssteifigkeit von etwa 2 kN/m für das mechanische Übertragungselement am Nachführschlitten bestimmt werden (vgl. § 5.2). Das Steifigkeitsverhalten bei der neu geschaffenen feldkraftschlüssigen Verbindung, verkörpert durch den Lorentz-Aktuator, kann im Rahmen von experimentellen Untersuchungen ermittelt werden oder anhand der Regelparameter abgeschätzt werden. Zukünftige Optimierungen insbesondere des dynamischen Steifigkeitsverhaltens können somit gezielt im Vorfeld abgeschätzt werden, wie etwa der Einbau eines anderen Lorentz-Aktuators.

Für experimentelle Untersuchungen mit einem luftgelagerten Linearmotor (vgl. [150]) wird hierzu ein Gewicht über ein Stahlseil an dem Positioniertisch befestigt. Diese Verbindung wird anschließend durchtrennt bzw. abgeschieden, wodurch eine sprungförmige Anregungskraft erzeugt wird und der Positioniertisch ausgelenkt wird. Setzt man die von der Stellgröße abzuleitende und vom Aktuator erzeugte Gegenkraft in Relation zur Auslenkung, so erhält man die dynamische Steifigkeit des gesamten Positionierungssystems. Die dynamische Steifigkeit des Regelkreises wurde über eine Näherung¹⁸⁴ von den Regelparametern abgeschätzt, wobei sich ein Wert von 639 kN/mm ergab. Dieser Wert stellt gegenüber der mechanischen Steifigkeit des Übertragungselements am Nachführschlitten eine um Faktor 300 000 höhere Steifigkeit dar, beinhaltet jedoch lediglich das Übertragungsverhalten des Reglers. Für eine ganzheitliche Analyse des Steifigkeitsverhaltens am Antriebssystem bedarf es weiterer experimenteller Untersuchungen, um den Einfluss der mechanischen Übertragungsglieder und das Übertragungsverhalten von der Antriebselektronik (Anstiegszeit) einzubeziehen.

7.2.2 Steifigkeitsverhalten am Lagerungssystem des Positioniertischs

Das Lagerungssystem des Positioniertischs bestand in Z- und Y-Richtung aus getrennten aerostatischen Luftlagerungen, wie in Abschnitt 3.3.1 bereits erwähnt wurde. Diese nahezu reibungslosen Lagerungen wurden über eine gemeinsame Versorgung mit Druckluft versorgt, wobei ein Druck von etwa 3 bar eingestellt wurde. Jede Luftlagerung bestand aus vier Pads des Herstellers Aerolas. Jedes Pad bestand aus einer Vielzahl an Mikrodüsen, deren Anordnung gezielt abgestimmt wurde, um ein möglichst konstante Verteilung der Luft und somit ein gleichmäßiges Luftpolster zu erzeugen. Durch diese technischen Maßnahmen wird bei konstanter Druckversorgung eine Lagerspalthöhe im Mikrometerbereich geschaffen. Die Eigenschaften der Luftlagerung sind jedoch auch von der Qualität des Oberflächenmaterials abhängig, was insbesondere für die Rauheit der Gegenfläche gilt und am NMK durch eine geläppte Granitoberfläche verkörpert wurde. Bei optimaler Abstimmung des Lagerungssystems kann die Spalthöhe im Nanometerbereich gehalten werden [167].

Eine Bewegung der Lagerung in vertikaler Richtung sollte vermieden werden, da dies über Winkelbewegungen zu Bewegungsänderungen in X-Richtung am NMK führen kann. Anhand der

¹⁸⁴ Bei der Maximalabschätzung wird der Stromregelkreis als ideal angenommen und lediglich der additiv verknüpfte Geschwindigkeitsregler (PD-Regler, vgl. Abbildung 5.4 in § 5.1.2) mit seinen Parametern $K_{D1} = 26$, $K_{P1} = 0,52$ betrachtet, die unter Einbeziehung eines Weginkrements von $\Delta_{SIF} = 32,48$ pm/Digit und einem Skalierungswertes zur Berechnung von Strom- aus Digitalsignalen von $K_{D/A} = 32768^{-1}$ A/Digit in die angepassten Werte $K_{P1} = (K_{P1} \cdot K_{D/A}) / \Delta_{SIF} = 488$ A/mm und $K_{D1} = (K_{D1} \cdot K_{D/A}) / \Delta_{SIF} = 24291$ A/mm überführt wurden. Unter Einbeziehung der Motorkonstanten $K_F = 25,78$ N/A ergibt sich nach Gleichung (22) aus [150] eine dynamische Ersatzsteifigkeit von $k_{dyn} = (K_{P1} + K_{D1}) \cdot K_F = 639$ N/ μ m für den verwendeten Regler.

Lagerungen für die Z-Achse wird dies im Rahmen der folgenden Näherung abgeschätzt, wobei für die vier Z-Lagerungen im Rahmen einer Minimalabschätzung¹⁸⁵ eine Variation der Lagerspalthöhe von jeweils $\pm 2,8$ nm angenommen wurde, wie auch in Abbildung 7.2 gezeigt wird. Bei Nickwinkelvariationen werden in dieser Näherung lediglich die Höhenabweichung der beiden hinteren Piezo-Aktuatoren in die Betrachtung einbezogen und die X-Position des Messspiegels fluchtend in die Z-Achse mit den vorderen Piezo-Aktuatoren angenommen. Deren Luftspalte sind fluchtend in der Y-Achse angeordnet und verkörpern somit die Rotationsachse. Das hintere Luftlagerpaar unterliegt nun der obigen Positionsänderung von $\Delta z = \pm 2,8$ nm. Eine solche Höhenvariation würde bei dem Abstand zwischen den Lagerpaarungen von 0,92 m zu einer Nickwinkeländerung von $\Delta\varphi_{NW} = \pm 3$ nrad führen, was im weiteren Sinne bei einem Versatz zwischen Messachse (ABBE-Linie) und Lagerungsachse von 130 mm zu einer Abweichung erster Ordnung von $\Delta x_{IF} = \pm 0,4$ nm führt. Ein Rauschen in der Z-Position der hinteren Piezo-Aktuatoren würde über diesen Achsversatz folglich zu einem Positionsrauschen in der Hauptachse X führen. An dieser Stelle sei auf das Positionsrauschen in der Regelung von etwa $\pm 0,3$ nm verwiesen (vgl. Abbildung 5.5).

Eine Reduzierung dieser Winkelbewegung auf die X-Bewegung kann entweder durch minimierte Höhenabweichungen der Luftlagerspalte oder durch einen geringeren Versatz der Messachse zur Lagerachse bewirkt werden. Der Achsversatz stellt ein Designparadigma im Präzisionsmaschinenbau dar (vgl. Antriebsachsversatz in Abbildung 1.1) – am NMK kann eine Optimierung durch die bereits vorgegebene Maschinenstruktur jedoch schlecht umgesetzt werden. Eine aktive Kompensation der Nickwinkelvariationen ist durch die Ausgleichsregelung (AR#6, vgl. § 3.3.4.2) nur bedingt möglich, da auftretende Höhenabweichungen nicht an den hinteren Piezo-Aktuatoren (von A3-4, vgl. § 3.3.4.1) detektiert werden. Eine Lagebestimmung durch diese kapazitiven Sensoren wird zudem durch Messrauschen überlagert, was die Ermittlung der Z-Position im Bereich von wenigen Nanometern beeinträchtigt, und unterliegt zudem Änderungen der Umweltbedingungen, was insbesondere bei Feuchtevariationen zu Positionsabweichungen führt. Das Nickwinkel-Interferometer ist ebenfalls durch ein Messrauschen¹⁸⁶ von etwa 8 nrad in seinem Auflösungsvermögen begrenzt, wodurch eine aktive Kompensation über die Ausgleichsregelung AR#6 beeinträchtigt wird. Dagegen kann eine höhere Lagersteifigkeit durch eine Vorspannung des Lagers realisiert werden, was geringere Höhenabweichungen des Luftlagerspalts infolge äußerer Störkräfte¹⁸⁷ bewirkt und über ein bereits vorgesehenes Vakuumsystem am NMK umgesetzt werden kann. Des Weiteren können

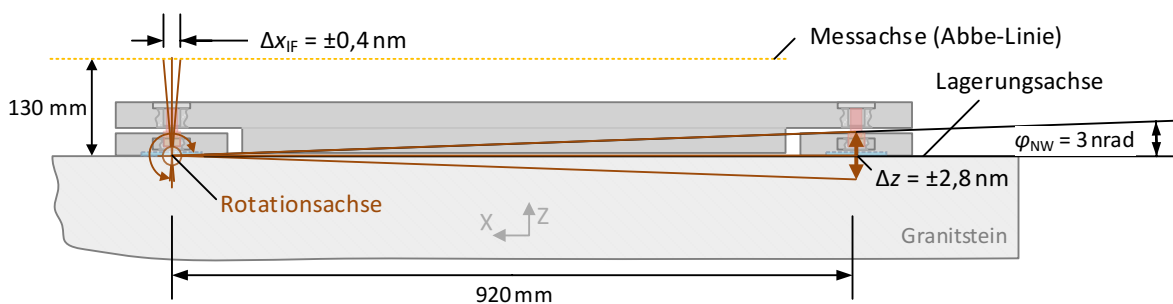


Abbildung 7.2: Schematische Darstellung zur Verdeutlichung des Einflusses von Nickwinkelfehlern auf die Positionierung in der Hauptachse X (Geometriemaße nicht maßstabsgetreu). Ein Rauschen von $\pm 2,8$ nm an den Piezoaktuatoren der hinteren Z-Achse hätte am Nanometerkomparator ein Positionsrauschen von $\pm 0,4$ nm in der nach ABBE fluchtenden X-Achse zur Folge.

¹⁸⁵ Diese Annahme beruht auf Messungen mit vergleichbaren Luftlagerungen an einer anderen Messmaschine (vgl. [167], Abbildung 2.19 auf S. 16). Diese Luftlagerungen waren hingegen vorgespannt und wurden über eine digitale Luftdruckversorgung geregelt, die eine Druckstabilität von 100 Pa ermöglichte.

¹⁸⁶ Persönliche Mitteilung Dr. WEICHERT, persönliches Gespräch, 01.09.2017.

¹⁸⁷ Eine solche Störkraft kann am Nanometerkomparator durch veränderliche Bedingungen erzeugt werden, welche sowohl durch Luftdruckänderungen der Druckluftversorgung als auch durch veränderte Luftströmungen induziert durch die Klimaregelung in der Messkabine hervorgerufen werden.

konstantere Luftdruckbedingungen über eine digitale Druckregelung (vgl. [167,168]) gewährleistet werden, was zu stabileren Spalthöhen an den Luftlagern führt.

7.2.3 Kompensation von Geradheitsabweichungen in Y -Richtung

Über die Ausgleichsachsen am NMK können bisher Abweichungen in der Gier- und Nickwinkel-lage sowie der Höhenlage kompensiert werden. Eine weitere Ausgleichsregelung in der Y -Achse würde zu einer weiterführenden Optimierung beitragen, da Geradheitsabweichungen induziert durch nicht-ideale Eigenschaften der Linearführung kompensiert werden können. Geradheitsabweichungen treten bei Vorschubbewegungen in der linearen Hauptachse X auf und beeinträchtigen die Wiederholbedingung von Messungen. Bei X -Bewegungen des Positioniertischs über einen Bewegungsbereich von über 400 mm wurden Abweichungen in der Y -Richtung von bis zu 600 nm festgestellt (vgl. [59], Abbildung 4.10.a). Diese Abweichungen führten bei den vergleichenden Messungen in Abhängigkeit von der Lageorientierung des Maßstabs zu einer veränderten Messspur und durch positions- und richtungsabhängige Abweichungen der Linien zu einer Beeinträchtigung der Reproduzierbarkeit. Eine Kompensation dieser Führungsabweichungen sollte am NMK in drei Schritten umsetzbar sein. Im ersten Schritt müssen die Führungsabweichungen in Hinblick auf den aktuellen Zustand am NMK bestimmt werden und in Form einer positionsabhängigen Korrekturtabelle vorliegen. Im Zuge von Geradheitsmessungen am NMK können diese Führungsfehler bereits über ein Fehlerseparationsverfahren bestimmt werden, wodurch die unmittelbare Generierung einer solchen Korrekturtabelle sichergestellt werden kann. Im zweiten Schritt muss auf der sekundären Steuereinheit des Steuerungssystems eine Antriebsachse zur Ansteuerung der Y -Piezoelemente umgesetzt werden. Hierzu werden Positionsdaten abgeleitet von einem der drei heterodyn Y -Interferometer benötigt, welche im Zuge der Implementierung von Geradheitsmessungen am NMK bereits geschaffen wurden. Diese Daten werden bereits von der sekundären FPGA-Karte des Auswertesystems auf die sekundäre FPGA-Karte des Steuerungssystems übertragen. Im dritten und letzten Schritt muss die Ansteuerung der Y -Piezoelemente von der primären auf die sekundäre Steuereinheit überführt werden. Eine neu zu schaffende Ausgleichsachse auf der FPGA-gestützten Steuereinheit hat nun die Aufgabe die Positionsdaten in X - und Y -Richtung mit den hinterlegten Daten der Korrekturtabelle zu vergleichen und somit positionsabhängige Ausgleichsbewegungen durchzuführen.

Durch die Schaffung einer Ausgleichsachse zur Ansteuerung der Y -Piezos auf der sekundären Steuereinheit ergibt sich zudem ein weiteres Optimierungspotential. Bei jeder Initialisierung der Antriebsregelung der Gierwinkelachse wird der Nullwert bisher auf den aktuellen Wert bezogen (vgl. § 3.5). Dies ist notwendig, da über die inkrementelle Datenübertragung keine absolute Bestimmung der Winkellage möglich ist. Eine für die Zukunft bereits geplante Umbaumaßnahme beinhaltet die Realisierung eines heterodyn $Gierwinkelinterferometers$, anstatt des bestehenden homodyn Systems. Dies hätte den Vorteil, dass mit Hilfe des neu geschaffenen Auswertesystems die Gierwinkellage in Form von absoluten Positionsinformationen an die sekundäre Steuereinheit übertragen werden kann, da Winkeländerungen des Positioniertischs eine ganze Signalperiode am Winkelinterferometer nicht überschreiten. Eine weitere Antriebsachse zur Ausgleichsregelung kann infolgedessen umgesetzt werden, um Abweichungen in der Gierwinkel-Lage zu kompensieren und die Maschine reproduzierbar mit der gleichen Winkellage zu initialisieren. Die vier Piezoelemente würden zur simultanen Lageregelung von zwei Maschinenachsen (Kombination Y -Position und Gierwinkel) eingesetzt, was bereits zur Z -Position und Nickwinkelregelung eingesetzt wurde und in Abschnitt 3.3.4.2 beschrieben ist.

7.2.4 Signalamplituden der interferometrischen Sensoren

Ein Aspekt bei der Auswertung der vergleichenden Messungen bestand in einer Rauschanalyse des normalverteilten Messrauschens, welches aus dem differentiellen Rauschen zwischen X -Interferometer und dem maßstabs-basierten Prüfsystem hervorging. Hierbei wurde stets für Vergleichszwecke von konstanten Signalamplituden beider Messsysteme ausgegangen. Während die Signalamplitude für das Prüfsystem mit hoher Reproduzierbarkeit eingerichtet werden konnte, unterlag die Signalamplitude am X -Interferometer jedoch einer langzeitigen Beeinträchtigung. Für zukünftige Untersuchungen des Messrauschens sollten die Signalamplituden der heterodyn Interferometer-Achsen aufgenommen werden, um aussagekräftigere Rückschlüsse

zum Signal-Rausch-Verhältnis von Messungen mit großem zeitlichen Abstand ziehen zu können. Die Daten werden bereits in einem Register des Auswertesystems abgelegt. Aufgrund der eingeschränkten Ressourcen auf der FPGA-gestützten Signalverarbeitungseinheit konnte mit ihr keine Wurzelfunktion zur Leistungsberechnung ausgeführt werden. Von dem Registerwert muss nach dem Einlesen die Quadratwurzel gezogen werden, um die optische Leistung der interferometrischen Sensoren abzubilden. Die Werte sollten zum Zwecke einer Langzeitüberwachung bei der Speicherung von Messdaten am Anfang der Messung in die bereits vorhandene Datenspeicherungsroutine eingebunden werden.

Ein weiterer Ansatz besteht in der Nachregelung der optischen Leistung, wodurch eine gleichbleibende Signalleistung für das X -Interferometer gewährleistet werden kann. Hierzu kann der Registerwert als Regelgröße genutzt werden, um die Amplitude des Treibersignals der akustooptischen Modulators (vgl. Abbildung 4.1) entsprechend nachzuregeln. Der Regler sollte dahingehend ausgelegt werden, dass durch eine hohe Integrationszeit ein Aufschwingen vermieden wird und die Stabilität der Regelung gewährleistet wird.

7.2.5 Referenzierung der Zeitbasis von Mess- und Steuerungssystem

Bei den Messungen zur Bestimmung der Laufruhe (vgl. Abbildung 5.13.f) wurden mit dem neuen Positionierungssystem nichtlineare Abweichungen im Sub-Nanometerbereich bestimmt, welche anhand getrennter Messungen auf die zeitlichen Variationen der Zeitbasis zurückgeführt werden konnten. Für eine Geschwindigkeitsregelung mit höherer Güte ist eine stabilere Zeitbasis erforderlich, was an dem FPGA-gestützten Auswertesystem über die Bereitstellung einer externen 100-MHz-Taktquelle mit NIM-Pegel möglich ist.

Durch die Bereitstellung eines 10-MHz-Signal kann zudem auch das PXI-basierte Steuerungssystem an diese Zeitbasis gekoppelt werden. Da für die Laserstabilisierung bereits ein 10-MHz-Signal bereit steht, kann von diesem eine Signalverteilung und -vervielfachung abgeleitet werden. Für ein solche Umsetzung stehen kommerzielle Lösungen bereit. Dadurch können sowohl Steuerungs- als auch Messsystem auf eine gemeinsame Zeitbasis zurückgeführt werden, was zusätzlich eine phasen-starre Datenübertragung zwischen den beiden Teilsystemen zur Folge hätte.

A Anhang

A.1 Numerische Steuerungen an der NPMM der TU Ilmenau

An der Technischen Universität in Ilmenau wurde seit Mitte der 1990er Jahre eine sogenannte Nanopositionier- und messmaschine (NPMM, [78]) mit einem dreidimensionalen Bewegungsbereich von $25 \times 25 \times 5 \text{ mm}^3$ entwickelt. Das der originären Maschine zugrunde liegende Steuerungssystem basierte auf einer einzelnen DSP-Einheit¹⁸⁸ [169]. Das Steuerungssystem wurde wie die gesamte Messmaschine im Rahmen eines Sonderforschungsbereichs in dem Zeitraum von 2002 bis 2013 stetig weiterentwickelt. Im Zuge dieses technologischen Fortschritts wurden mehrere Ansätze verfolgt, um die Verarbeitungsleistung des Steuerungssystems zu steigern. Eine solche Leistungssteigerung war erforderlich, um veränderliche Reibkrafteinflüsse induziert durch die eingesetzten Wälzlagerführungen zu detektieren und durch die rechenintensive Berechnungen eines Störgrößenbeobachters zu kompensieren [146]. Hierzu wurde für grundlegende Forschungsarbeiten auf die modellbasierte Entwicklungsumgebung Matlab/Simulink zurückgegriffen, um über eine automatische Codegenerierung eine geeignete Verarbeitung zu realisieren und mit einer PC-basierten Recheneinheit zu evaluieren [170]. Darüber hinaus konnte ein paralleler Einsatz multipler DSP-Einheiten erfolgreich getestet werden, jedoch war aufgrund des hohen Bedarfs paralleler Signalverarbeitungsschritte die Nutzung von Lösungen auf Basis von FPGA-Einheiten bereits absehbar [171].

Im Zuge eines sich daran anschließenden Transferprojekts wurde basierend auf dem PXI-Standard ein echtzeitfähiges Verarbeitungssystem unter Verwendung multipler FPGA-gestützter Mess- und Steuerkarten entwickelt [172], um die Regelung einer neuen Nanopositionier- und messmaschine mit einem erweiterten Bewegungsbereich von $200 \times 200 \times 25 \text{ mm}^3$ zu garantieren [173]. Das vorgestellte Steuerungssystem erlaubte hierbei Mess- und Regelraten von bis zu 83 kHz und gewährleistete eine präzise Positionierung im Sub-Nanometerbereich [174].

Die speziell an dieser Maschine durchgeführten Forschungsarbeiten spiegeln exemplarisch die fortschreitenden Entwicklungen von Steuerungssystemen und der sich sich ändernden Geräteplattformen bzw. Signalverarbeitungseinheiten wider, welche bereits im Abschnitt 2.3 vorgestellt wurden.

A.2 Rauschverhalten des X-Interferometers

In den folgenden beiden Abschnitten erfolgt eine theoretische Betrachtung des Rauschverhaltens am X-Interferometer und daran anknüpfend eine Optimierung des Phasenauswerteverfahrens an die Betriebsbedingungen am NMK.

A.2.1 Theoretische Berechnung des Rauschens

Das Auflösungsvermögen der heterodyn Interferometersysteme am NMK wird wesentlich durch deren Rauschverhalten bestimmt. Gegenstand der folgenden Betrachtung ist das X-Interferometer, welches in Abschnitt §4.1.2 vorgestellt wurde. Hierzu wird sich an einem theoretischen Modell orientiert, welches durch WEICHERT & KÖNIG aufgestellt und bereits veröffentlicht wurde [106].

Bei der folgenden Berechnung wurde angenommen, dass das Auflösungsvermögen durch eine Kombination verschiedener Beiträge des Amplitudenrauschens begrenzt wird. Die Verschiebung (Δ_{SIF}) eines einfachen Verschiebeinterferometers, wie etwa das X-Interferometer, kann in Abhängigkeit von einer zu bestimmenden Phasendifferenz ($\Delta\varphi$) und der durch die stabilisierte Laserlichtquelle vorgegebenen Wellenlänge (λ_{IF}) nach Gleichung (A.1) im Allgemeinen und nach Gleichung (A.2) speziell für das auf den Auswerteelektroniken implementierte Phasenauswerteverfahren (vgl. S.131) berechnet werden:

¹⁸⁸ Digitaler Signal Prozessor mit Gleitkommaarithmetik von TEXAS INSTRUMENTS, Modell: TMS320C31 mit einer Taktgeberfrequenz von 60 MHz (vgl. [78], S. 72).

$$\Delta s_{\text{IF}} = \frac{\lambda_{\text{IF}}}{4\pi} \Delta\varphi = \frac{\lambda_{\text{IF}}}{4\pi} (\varphi_1 - \varphi_2) \quad (\text{A.1})$$

$$\Delta s_{\text{IF}} = \frac{\lambda_{\text{IF}}}{4\pi} (\Delta\varphi_1 - \Delta\varphi_2) = \frac{\lambda_{\text{IF}}}{4\pi} ((\varphi_{\text{M}} - \varphi_{\text{V}}) - (\varphi_{\text{R}} - \varphi_{\text{V}})) \quad (\text{A.2})$$

Es wird für die folgende Betrachtung angenommen, dass die Wellenlänge idealerweise konstant ist. Die Phasenauswertung zur Bestimmung von $\Delta\varphi$ wurde anhand eines Phasenauswerteverfahrens (vgl. §4.3.1.2) durchgeführt, welches auf einer FPGA-gestützten Auswertelektronik (vgl. §4.3.1) implementiert war. Dabei wurden die beiden eingangsseitigen Signale der A/D-Wandler ($V_{\text{M}}, V_{\text{R}}$) jeweils mit den Koeffizienten von zwei Referenztabelle ($V_{\text{V1}}, V_{\text{V2}}$ – Nullphasenversatz von 0° und 90° (vgl. S.131) multipliziert, wobei über eine Fensterfunktion gleichzeitig eine Tiefpassfilterung umgesetzt wurde. Die beiden daraus resultierenden 32-bit-Ausgangssignale ($V_{\text{A}}, V_{\text{B}}$ – vgl. Abbildung 4.10 und S. 131) wurden genutzt, um die Phasenlage über eine CORDIC-basierte Arctangens-Funktion ($\Delta\varphi_0 = \tan^{-1}(V_{\text{A}}/V_{\text{B}})$) mit einer numerischen Genauigkeit von 22bit¹⁸⁹ zu berechnen. Die Phasenlage der beiden Ausgangssignale veränderte sich auch in Abhängigkeit von den Änderungen der in den Referenztabelle vorgegebenen synthetischen Frequenz ($\omega_{\text{V}t} + \varphi_{\text{V}}$), welche sich beispielsweise in Abhängigkeit von der Taktgeberfrequenz änderte. Da diese Abweichungen sich jedoch auf beide Phasenlagen (φ_1, φ_2) auswirkte, konnte dieser als Gleichtakt anzusehender Einfluss durch eine Differenzbildung zwischen beiden Phasenlagen unterdrückt werden (vgl. Gleichungen (A.25.1-8)).

Die mittlere Abweichung der Verschiebung wird durch die Multiplikation der partiellen Ableitung mit der Wurzel aus dem Unsicherheitsbeitrag bestimmt, welcher sich aus der quadratischen Addition beider Varianzen der unkorrelierten Phasenänderungen sowie deren über den mit dem Korrelationskoeffizient r verbundenen Mischterm ergibt:

$$u_{\Delta s} = \frac{\lambda_{\text{IF}}}{4\pi} \sqrt{u_{\varphi_1}^2 + u_{\varphi_2}^2 + 2r u_{\varphi_1} u_{\varphi_2}} \quad (\text{A.3})$$

Da die Signale sowohl von baugleichen Detektoren als auch identischen A/D-Wandlern erfasst wurden, werden die Varianzen als gleich angesehen ($u_{\varphi_1}^2 = u_{\varphi_2}^2$). Der absolute Betrag der Phasenänderungen kann mit den relativen Schwankungen der Signalamplituden ($A_{\text{M,R}}$) von Mess- und Referenzarm gleichgesetzt werden, was bereits in vorangegangenen Arbeiten (vgl. bspw. [175]) zur Berechnung des Einflusses von Nichtlinearitäten angenommen wurde:

$$|\Delta\varphi| = \left| \frac{\Delta A_{\text{M,R}}}{A_{\text{M,R}}} \right| = \left| \frac{\sigma_i^2}{i_{\text{Sig}}^2} \right| = \left| \frac{P_{\text{Rauschen}}}{P_{\text{Signal}}} \right| = \frac{1}{\text{SNR}} \quad (\text{A.4})$$

Abweichungen in der Signalamplitude sind somit als proportional zur Varianz σ_i^2 des Signalstroms der Photodiode anzusehen. Im weiteren Verlauf muss beachtet werden, dass der Strom in einem nachgelagerten Transimpedanzverstärker in eine Spannung gewandelt wird und sich durch die gleichzeitige Verstärkung und die Bandbreite B des Phasenauswerteverfahrens ein linearer Skalierungsfaktor ergibt. Dieser Faktor ist identisch mit dem Quadrat des effektiven Mittelwertes des Signalstroms. Durch diese Annahme lässt sich die Standardunsicherheit der bestimmten Verschiebung für das X-Interferometer über die Varianz des Signalstroms mit der Gleichung (A.5) bestimmen:

$$u_{\Delta s} = \frac{\lambda_{\text{IF}}}{4\pi} \sqrt{\frac{2\sigma_i^2(1+r)}{i_{\text{Sig}}^2}} \quad (\text{A.5})$$

¹⁸⁹ Durch diese Unterteilung wurde ein digitales Auflösungsvermögen von 0,06 pm ($\lambda_{\text{IF}}/2/2^{22}$) gewährleistet.

Die Amplitude des Signalstroms wird unter anderem durch den Photostrom i_{Sig} beeinflusst, der sich bei entsprechender Schwebungsfrequenz durch die Empfindlichkeit der Photodiode S_{PD} , die optische Leistung P_0 und den optischen Kontrast m_0 ergibt. Der effektive Mittelwert des quadrierten Signalstroms kann durch folgende Gleichung (A.6) berechnet werden:

$$i_{\text{Sig}}^2 = \frac{1}{2} (m_0 P_0 S_{\text{PD}})^2 = 2,8 \cdot 10^{-15} \text{ A}^2. \quad (\text{A.6})$$

Zudem unterliegt das zu messene Signal unterschiedlichen Rauscheinflüssen. Die Varianzen dieser im Folgenden betrachteten Rauschquellen werden akkumuliert und ergeben die Varianz des Signalstroms σ_i^2 .

Das Schrotrauschen lieferte einen Beitrag bei der Bestimmung des Rauschverhalten für Messungen am X-Interferometer. Nach Gleichung (A.7) war dieser Rauschbeitrag abhängig von der optischen Leistung P_0 , der Empfindlichkeit der Photodiode S_{PD} , der Elementarladung $q = 1,602 \cdot 10^{-19} \text{ C}$ und der Bandbreite des Bandpasses des Phasenauswerteverfahrens (vgl. [176], Gleichung (4.7)):

$$\sigma_{i_{\text{SCH}}}^2 = 2 q S_{\text{PD}} P_0 \cdot B = 4,8 \cdot 10^{-24} \text{ A}^2/\text{Hz} \cdot B. \quad (\text{A.7})$$

Im Durchlassbereich des dem Phasenauswerteverfahren zugrunde liegenden Bandpasses ($f_{\text{Schwebung}} \pm B$) konnten die Schwankungen der Laserintensität nicht von Phasenänderungen des Interferometers unterschieden werden. Das Laserintensitätsrauschen skaliert linear mit der Bandbreite des Bandpasses. Bei einer Frequenz von 2,49 MHz betrug das relative Intensitätsrauschen des Festkörperlaser $\text{RIN} = -145 \text{ dB}/\sqrt{\text{Hz}}$. Unter der Zuhilfenahme der Gleichung ((A.8), vgl. Gleichung (A.17) in [59]) kann mit den Werten eine Stromvarianz berechnet werden:

$$\sigma_{i_{\text{RIN}}}^2 = \left(S \cdot P_0 \cdot 10^{\frac{\text{RIN}}{20}} \right)^2 \cdot B = 0,7 \cdot 10^{-24} \text{ A}^2/\text{Hz} \cdot B. \quad (\text{A.8})$$

Das Schrotrauschen am X-Interferometer wurde von Angaben der Empfangseinheit abgeleitet, deren kombinierter Aufbau bereits eine Photodiode und Transimpedanzverstärkerstufe umfasste. Durch die bereitgestellten Herstellerangaben zur rauschäquivalenten Leistung (engl.: noise equivalent power [NEP]) konnte unter Beachtung der Sensitivität S_{PD} und der Bandbreite B des Bandpasses eine Stromvarianz mit Hilfe der Gleichung (A.9) berechnet werden:

$$\sigma_{i_{\text{NEP}}}^2 = (S_{\text{PD}} \cdot \text{NEP})^2 \cdot B = 3,2 \cdot 10^{-24} \text{ A}^2/\text{Hz} \cdot B. \quad (\text{A.9})$$

Die durch die Transimpedanzverstärker bereitgestellten Spannungssignale wurde durch die Auswerteelektronik über A/D-Wandler digitalisiert. Dieser Wandlungsvorgang ist rauschbehaftet, unterliegt Nichtlinearitäten sowie weiteren Störeinflüssen¹⁹⁰ und kann ebenso in eine Varianz des Stroms umgerechnet werden. Dafür wurde über ein Verfahren nach dem IEEE1057-Standard [177] ein Wert zur Bestimmung des Signal-Rausch-Verhältnisses ermittelt. Hierzu wurde ein sinusförmiges Testsignal benötigt, welches durch einen Frequenzgenerator¹⁹¹ mit vergleichsweise hohem Signal-Rausch-Verhältnis von mehr als 90 dB erzeugt wurde. Da mit diesem Gerät keine Anregungssignale mit Frequenzen im Bereich von mehreren Megahertz erzeugt werden konnten, wurde eine Frequenz von 100 kHz genutzt. Dabei wurde ein Signal-Rausch-Verhältnis¹⁹²

¹⁹⁰ Die A/D-Wandlerbausteine der Auswerteelektronik wurden durch einen Zeitgeber getaktet, dessen Signal über FPGA-Logik geroutet wurde. Diese Maßnahme hatte eine Steigerung des zeitlichen Jitters (Clock Jitter) von mehreren 10 ps (vgl. [222], Table 2) zur Folge, was zu einem erhöhten Phasenrauschen führte. Dies beeinträchtigt mit zunehmender Schwebefrequenz dessen Auflösungsvermögen (vgl. [222], Figure 3).

¹⁹¹ Frequenzgenerator von STANFORD RESEARCH SYSTEMS, Modell: SRS DS360 mit einer 20-bit-D/A-Wandlung von ANALOG DEVICES (Typ: AD1862-J, spezifiziert mit einem Signal-Rausch-Verhältnis von 110 dB).

¹⁹² Das Übersprechen zwischen den Eingangskanälen (vgl. § 4.3.1.2) wurde mit -101,3 dB (ENOB: 17,0 bit) gedämpft und daher für diese Betrachtung vernachlässigt.

von 72,7 dB (ENOB: 12,25 bit) ermittelt, was einer Standardabweichung von 13,5 Digits bei einer Vollausteuernng des 16-bit-A/D-Wandlers von 3 V entsprach. Das Spannungssignal $U_{\text{ADC, SNR}} = 0,62 \text{ mV}$ wurden über den Rückkopplungswiderstand ($R_K = 50 \text{ k}\Omega$) der Verstärker-einheit in ein Stromsignal zurückgerechnet und addiert. Die sich daraus ergebende Rauschvarianz des A/D-Wandlers wurde über die Bandbreite des Phasenauswerteverfahrens und den in der analogen Eingangsstufe umgesetzten Antialiasing-Filter (Bandbreite: 50 MHz) skaliert:

$$\sigma_{i_{\text{ADC}}}^2 = \left(\left(\frac{U_{\text{ADC, SNR}}}{R_K} \right)^2 \right) \cdot \frac{B}{50 \text{ MHz}} = 3,1 \cdot 10^{-24} \text{ A}^2/\text{Hz} \cdot B. \quad (\text{A.10})$$

Unter Zuhilfenahme der gegebenen Spezifikation (vgl. Tabelle 7) kann nun die Varianz jeder einzelnen Rauschquelle berechnet werden. Die Addition der einzelnen Rauschvarianzen zu einer kombinierten Rauschabweichung $u_{\Delta s}$ erfolgt im nächsten Schritt mittels der Gleichung (A.11), welche auf Gleichung (A.5) zurückzuführen ist:

$$u_{\Delta s} = \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right) \sqrt{\frac{2 (\sigma_{i_{\text{SCH}}}^2 + \sigma_{i_{\text{RIN}}}^2 + \sigma_{i_{\text{NEP}}}^2 + \sigma_{i_{\text{ADC}}}^2)}{i_{\text{Sig}}^2}} \quad (\text{A.11})$$

Durch die Berechnung ergab sich eine Standardunsicherheit des Positionsrauschens des X -Interferometers von $u_{\Delta s} = 8,2 \text{ pm}$. Das Rauschen des X -Interferometers wurde in der vorgestellten Konstellation durch die Empfangseinheit (Addition von Schrotrauschen¹⁹³ und rauschäquivalenter Leistung¹⁹⁴) bestimmt, während die Laserlichtquelle¹⁹⁵ und die Auswertelelektronik¹⁹⁶ einen geringeren Einfluss hatten. Da sämtliche Rauschvarianzen σ_i^2 linear mit der Bandbreite des Phasenauswerteverfahrens skalieren, soll im folgenden Abschnitt eine kurze Darstellung zur Realisierung einer möglichst optimalen Bandpassfilterung für die Betriebsbedingungen am Nanometerkomparator erfolgen.

Symbol	Bezeichnung	Wert
P_o	Optische Leistung von Laser	50 μW
S_{PD}	Sensitivität von Photodiode	0,3 A/W
m_o	Optischer Kontrast	0,71
NEP	Rauschäquivalente Leistung	6 pW/ $\sqrt{\text{Hz}}$
R_K	Rückkopplungswiderstand	50 k Ω
B	Bandbreite der Phasenauswertung	90 kHz

Tabelle 7: Auflistung der zur Bestimmung des Rauschverhaltens am X -Interferometer genutzten Spezifikationen.

¹⁹³ $\sigma_{i_{\text{SCH}}} = 2,2 \cdot 10^{-12} \sqrt{B}$.

¹⁹⁴ $\sigma_{i_{\text{NEP}}} = 1,8 \cdot 10^{-12} \sqrt{B}$.

¹⁹⁵ $\sigma_{i_{\text{RIN}}} = 0,8 \cdot 10^{-12} \sqrt{B}$, bei einem maximalen Laserintensitätsrauschen von RIN = -135 dB (vgl. [223], Angabe bei „noise eater“ aktiv und Frequenz von 20 kHz) würde sich ein dominierender Rauscheinfluss von $2,6 \cdot 10^{-12} \sqrt{B}$ ergeben.

¹⁹⁶ $\sigma_{i_{\text{ADC}}} = 1,9 \cdot 10^{-12} \sqrt{B}$, bei einem idealen 10-bit-A/D-Wandler würde sich ein dominierender Rauscheinfluss von $8,3 \cdot 10^{-12} \sqrt{B}$ ergeben.

A.2.2 Bandbreite des Phasenauswerteverfahrens

Die Signalverarbeitung mit Hilfe des Phasenauswerteverfahrens wurde für Messungen mit höchster Präzision am Nanometerkomparator optimal abgestimmt. Eine optimale Anpassung auf eine von den Vergleichsmessungen abgeleitete Geschwindigkeit von 1 mm/s war für den Betrieb am NMK nicht zielführend¹⁹⁷. Daher wurden drei wesentliche Randbedingungen bei der Umsetzung einer FIR-Filterung mit linearem Phasengang in Betracht gezogen:

- (1) die RAUSCHUNTERDRÜCKUNG in Abhängigkeit von der maximalen Vorschubgeschwindigkeit in Hauptachse X am NMK,
- (2) die FILTERORDNUNG in Abhängigkeit von den verfügbaren Ressourcen auf der FPGA-gestützten Signalverarbeitungseinheit und
- (3) die FENSTERFUNKTION zur Anpassung des Frequenzgangs für eine optimierte Signalfilterung hinsichtlich Filterbandbreite und Dämpfung von Nebenmaxima.

Das Rauschen nimmt bei interferometrischen Messungen am NMK in Abhängigkeit von der Wurzel der Bandbreite zu, wie im vorangegangenen Abschnitt §A.2.1 anhand einer theoretischen Betrachtung für das X -Interferometer abgeschätzt wurde. Zur Veranschaulichung ist dieser Zusammenhang grafisch in Abbildung A.1 dargestellt. Durch die anzupassende Signalfilterung wurde eine optimale Unterdrückung des Rauscheinflusses in Abhängigkeit von der Bandbreite angestrebt und gleichzeitig eine ungedämpfte Amplituden- und lineare Phasenübertragung von Nutzsignalen innerhalb des Durchlassbereichs gefordert. Die Maximalgeschwindigkeit von Vorschubachsen am NMK betrug ± 8 mm/s und war durch die verwendeten Interpolationselektroniken¹⁹⁸ beschränkt (vgl. §3.3.1). Diese Geschwindigkeit entspricht bei Bewegungen am heterodynem X -Interferometer einer Dopplerfrequenzverschiebung von ± 30 kHz.

Zur Implementierung des in Abschnitt §4.3.1 vorgestellten Auswertesystems war für jede Interferometerachse ein FPGA-Baustein zur Phasenbestimmung vorgesehen, welcher über 24

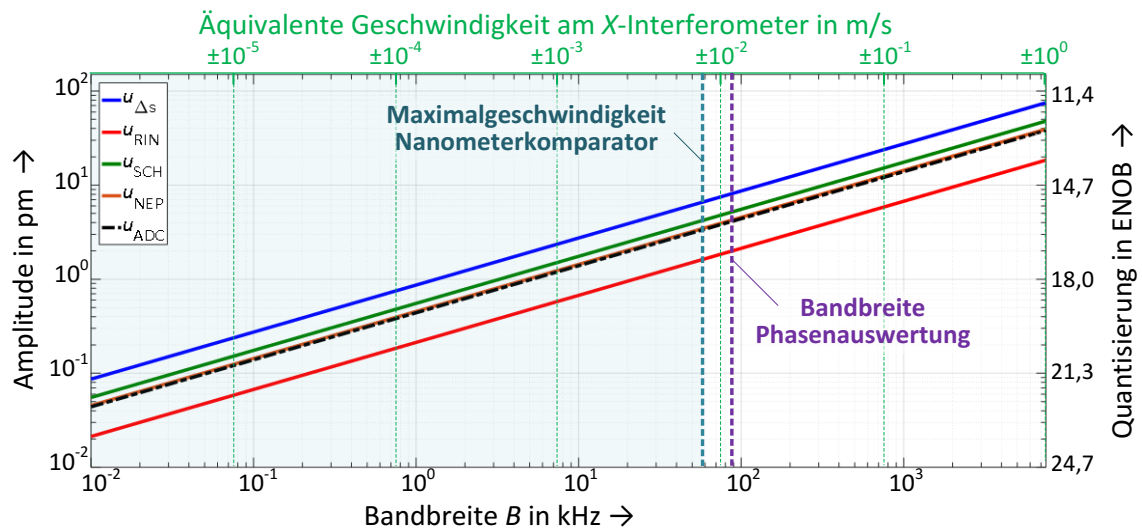


Abbildung A.1: Unsicherheiten der einzelnen Rauscheinflüsse und deren kombinierter Betrag $u_{\Delta s}$ am X -Interferometer des NMKs in Abhängigkeit von der Signalbandbreite B (vgl. Gleichung (A.11) in Anhang A.2.1). Die Randbedingungen orientieren sich an der Maximalgeschwindigkeit und der Bandbreite bei der Signalfilterung. Die Angaben an der rechten Ordinate stellen die Unterteilung bezogen auf die Signalperiode am X -Interferometer in effektiver Anzahl von Bits (ENOB) dar.

¹⁹⁷ Die Geschwindigkeit von 1 mm/s hätten bei einer Filterbandbreite von $\pm 3,8$ kHz zu einem theoretischen Rauschen von 2,5 pm geführt. Dieser Ansatz wurde aus den folgenden zwei Gründen verworfen. Einerseits war die neu geschaffene Lageregelung am NMK auch bei höheren Geschwindigkeit auf Rückkopplungsdaten mit geringem Rauschen angewiesen, andererseits trat eine Signalfrequenz von $\pm 7,8$ kHz bei Messungen mit dem Prüfsystem bei 1 mm/s auf und hätte keine Demodulation von homodynem Phasenwerten erlaubt.

¹⁹⁸ Eine Änderung auf die größeren 5-nm-Weginkremente für die Lageregelung würde theoretisch Maximalgeschwindigkeiten von bis zu 40 mm/s ermöglichen. Insbesondere der Ausgleichsbalg würde dann jedoch mit seiner begrenzten Steldynamik die maximale Vorschubgeschwindigkeit einschränken.

integrierte, DSP-ähnliche Funktionseinheiten verfügte. Diese Einheiten verfügten über spezifische Multiplikatoren und eine schnelle Speicheranbindung, um mathematischen Operationen für eine Signalfilterung bei einer 100-MHz-Taktrate auszuführen. Für die Umsetzung des Phasenauswerteverfahrens waren Koeffizienten zur Umsetzung einer benutzerdefinierten FIR-Filterung auf dem RAM zu hinterlegen. Jede dieser DSP-Einheit war mit einem jeweils $1024 \times 18\text{bit}$ großen RAM-Speicher verbunden. Zudem konnten diese Einheiten miteinander gekoppelt werden. Über die Anzahl der dort zu hinterlegenden Koeffizienten konnte die Ordnung des FIR-Filters festgelegt werden, wodurch im weiteren Sinne u. a. die Flankensteilheit zwischen Durchlass- und Sperrbereich und die Datenausgangsrate angepasst wurden. Durch die gleichzeitige Auswertung von homodynen und heterodynen Signalen und der begrenzten Anzahl an DSP-Einheiten konnte zur Umsetzung des Phasenauswerteverfahrens keine beliebig hohe Anzahl an Filterkoeffizienten bzw. Filterordnung genutzt werden. Während für die heterodyne Auswertung jeweils 2048 und 256 Koeffizienten für die präzise und schnelle Phasenbestimmung gewählt, wurden für die homodyne Auswertung zwei FIR-Filter mit 2048 Koeffizienten genutzt. Dadurch wurde die Hälfte der DSP-Einheiten für die Signalfilterung genutzt, während die übrigen DSP-Einheiten für weitere Berechnungen auf der Signalverarbeitungseinheit genutzt werden konnten.

Neben der Anzahl an Koeffizienten kann der Amplitudengang einer Filterübertragungsfunktion auch durch den Einsatz einer Fensterfunktion angepasst werden, um die Breite des Durchlassbereichs zu erweitern und gleichzeitig Nebenmaxima im Sperrbereich zu unterdrücken. Hierzu steht eine Vielzahl an möglichen Fensterfunktionen zur Verfügung, deren Eigenschaften zur Filterung beispielsweise durch HEINZEL ET AL. [178] untersucht wurden. Es wurde eine Fensterfunktion nach KAISER [179] gewählt, da diese über den Parameter β eine einfache Anpassbarkeit der Bandbreite erlaubte und gleichzeitig eine gute Unterdrückung der Nebenmaxima gewährleistete (vgl. [180], §7.5.3). Für die Filterung wurde eine Fensterfunktion mit 2048 Koeffizienten (18bit) und dem Parameterwert $\beta = 13.1$ gewählt¹⁹⁹. Diese Umsetzung gewährleistete einen Durchlassbereich²⁰⁰ von $\pm 45,8\text{kHz}$ und eine Unterdrückung des Nebenmaximums auf $-98,9\text{dB}$, was anhand der Abbildung A.2 grafisch dargestellt wird. Diese Fensterfunktion ist gleichbedeutend mit der Fensterfunktion FF_0 (vgl. Abbildung 4.9) und wird bei der heterodynen Phasenauswertung durch die Einhüllende der Fensterfunktion FF_1 bis FF_4 (vgl. rote Kurve in Abbildung 4.10) dargestellt.

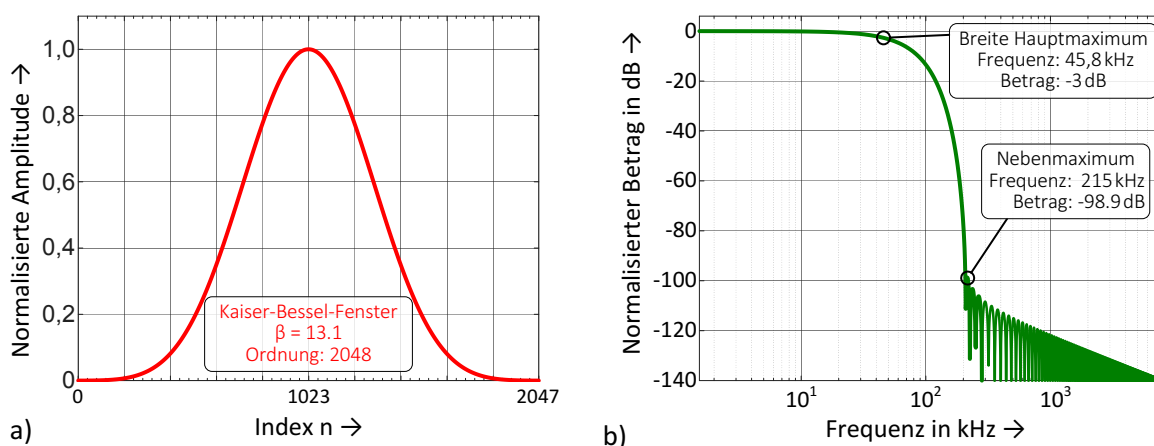


Abbildung A.2: Darstellung der (a) implementierten Fensterfunktion zur gezielten Tiefpassfilterung von Interferometersignalen im Zeitbereich und (b) der davon abgeleitete Amplitudengang im Frequenzbereich.

¹⁹⁹ Eine weitere darüberhinausgehende Steigerung von β hatte eine höhere Dämpfung der Nebenmaxima zur Folge, führte jedoch im Umkehrschluss zu einer geringeren Bedämpfung der Rauschbeiträge bei einer gleichzeitigen Erweiterung des Durchlassbereichs.

²⁰⁰ Der Durchlassbereich wird hier durch den einseitigen Abfall des Hauptmaximums auf -3dB repräsentiert. Für bidirektionale Vorschubbewegungen und die Rauschbetrachtung am heterodynen X-Interferometer ist der beidseitige Abfall des Hauptmaximums in Betracht zu ziehen, weshalb stets eine Bandbreite von $B = 90\text{kHz}$ angenommen wird.

Eine Signalbandbreite von 45 kHz wurde gewählt, da im Zuge von experimentellen Untersuchungen eine Beeinträchtigung der Phasenauswertung bei dem betragsmäßigen Abfall auf -3 dB festgestellt wurde. Bei diesem zugrundeliegenden Experiment wurden leicht unterschiedliche Frequenzen zwischen zwei Anregungssignalen eines Frequenzgenerators erzeugt. Im Frequenzbereich zwischen 30 kHz und 45 kHz wurde im Zuge der Phasenauswertung ein Anstieg des Phasenrauschens um Faktor $\sqrt{2}$ nachgewiesen (vgl. [104], Abbildung 5). Dieser Anstieg entsprach somit der Wurzel des betragsmäßigen Abfalls der Amplitudengangs für einen einzelnen Kanal. Durch den über die Filterfunktion festgelegten Amplitudengang konnte somit eine Beeinträchtigung bei der Phasenbestimmung vermieden werden.

A.3 Phasenauswerteverfahren für interferometrische Längenmesssysteme

Im Rahmen der Arbeit wurden Verfahren zur Auswertung von homodynen und heterodynen Signalen implementiert und untersucht. In diesem Abschnitt soll im Zuge einer darüber hinausgehenden Betrachtung der Stand der Technik auf diesem Gebiet beschrieben werden. Dazu werden Auswerteprozesse für homodyne Systeme (vgl. Anhang A.3.1) und heterodyne System (vgl. Anhang A.3.2) beschrieben. Abschließend werden Verfahren auf Basis von phasen-sensitiven Detektoren vorgestellt und deren Messprinzipien zur differentiellen Phasenbestimmung mathematisch beschrieben (vgl. S. 129-133).

A.3.1 Homodyne Systeme

Die Phasenauswertung der interferometrischen Signale erfolgt bei homodynen Systemen direkt aus den Amplituden der beiden Eingangssignale, welche idealerweise einen Phasenversatz von 90° aufweisen. Aus dem Quotienten der beiden gewandelten Signalamplituden V_R und V_M ergibt sich $V_M/V_R = \tan(\varphi)$. Die Anwendung der Umkehrfunktion (Arkustangens) erlaubt eine direkte Bestimmung der Phasenlage zwischen beiden Eingangssignalen. Da die Berechnung der Arkustangens-Funktion für echtzeitverarbeitende Signalverarbeitungseinheiten einen rechenintensiven Prozess verkörperte, wurde oft der Quotient als Adresse eines Speichers verwendet, welcher die dazugehörigen Arkustangens-Werte enthielt [116]. Dieses Verfahren erfordert jedoch zur Hinterlegung einer mit $24 \mu\text{rad}$ (1 pm) unterteilten Tabelle einen Speicherbereich von etwa 300000 Werten und eine Bitbreite von 18 bit, was wiederum etwa 5 Megabyte entspricht. Da diesen hohen Anforderungen selbst mit aktuellen Signalverarbeitungseinheiten schwer zu entsprechen ist, wird mittlerweile vermehrt das iterative CORDIC-Verfahren [181] für eine hochauflösende Interpolation der Phase eingesetzt.

Bei der Interpolation treten Abweichungen mit einer ganzen oder einem ganzzahligen Teiler der Signalperiode auf, welche bei homodynen Messsystemen durch periodische Nichtlinearitäten hervorgerufen werden und schwer zu vermeiden sind. Der Grund hierfür sind Abweichungen der Eingangssignale hinsichtlich schwankender Gleichanteile, unterschiedlicher Signalamplituden und einem Phasenwinkel von ungleich 90° zueinander. Daher wird der Einfluss von Nichtlinearitäten entweder durch geeignete Messstrategien kompensiert oder durch aufwendige Korrekturverfahren reduziert. Eine gängige Strategie zur Vermeidung periodischer Nichtlinearitäten ist eine Messwertaufnahme an den Nulldurchgängen homodyner Messsysteme. Bei diesen Messpunkten ist der Einfluss von periodischen Nichtlinearitäten minimal, falls keine Nullpunktabweichungen der Eingangssignale auftreten. Demgegenüber werden Korrekturverfahren nach Aufnahme der Eingangssignale angewendet und erlauben eine Reduzierung dieser Längenabweichungen, wobei zwischen einer dynamischen [182] und statischen (vgl. [183], §6.3.1) Anpassung der Korrekturparameter unterschieden werden kann. In dieser Arbeit wird jedoch nicht weiter auf Korrektur-Verfahren eingegangen, welche Gegenstand darüber hinausgehender Publikationen sind [97,122,184]. Bei vergleichenden Messungen mit dem inkrementellen Längenmesssystem am Nanometerkomparator wurde eine Korrektur erst nach erfolgter Messwertaufnahme angewendet, wobei das Verfahren nach Wu [122] angewendet wurde. Unter Verwendung ausreichend vieler Eingangswerte (Anzahl: >100 , vgl. [185]) kann davon ausgegangen werden, dass diese Methode einen zu vernachlässigenden Unsicherheitsbeitrag darstellt.

A.3.2 Heterodyne Systeme

Die Phasenauswertung interferometrischer Signale erfolgt bei heterodynen Systemen nicht direkt über die Signalamplituden. Für eine Implementierung in echtzeitfähige Signalverarbeitungseinheiten wurden bislang zwei grundlegende Ansätze verfolgt, welche nachfolgend beschrieben werden sollen. Darüber hinaus sind weitere Verfahren zur Phasenmessung zwischen zwei sinusförmigen Signalen bekannt. Diese Verfahren finden jedoch wenig Anwendung, weil sie entweder nur mit hohem Aufwand betrieben werden können (Abgreifen räumlich getrennter Laufzeitglieder [186]) oder für eine echtzeitfähige Auswertung sehr hohe Anforderungen an die Rechenleistung der Signalverarbeitungseinheit stellen (Verfahren basierend auf einem Sinus-Fit [187]).

A.3.2.1 Zeitliche Messung des Nulldurchgangs

Über die Bestimmung des zeitlichen Abstands zwischen den Nulldurchgängen des Messsignals im Verhältnis zum Referenzsignal kann die Phasenbeziehung zwischen beiden Signalen gemessen werden [188]. Dieses Verfahren entspricht folglich einer Zeitmessung und stellt keine hohen Anforderungen an die Rechenleistung einer Signalverarbeitungseinheit, sondern vielmehr an dessen zeitliches Auflösungsvermögen. Daher wurden oft spezielle Auswerteeinheiten auf Basis von diskreten Logikbausteinen mit einer Taktrate von 12,8 MHz [189], einer FPGA-Einheit mit einer Taktrate von 400 MHz [190] und einer ASIC-Einheit mit einer Taktrate von 1280 MHz [191] genutzt. Die Umsetzung eines solchen technischen Interpolationsverfahrens soll anhand eines kommerziellen Systems der Firma ZYGO [192] verdeutlicht werden, welches mit einer Schwebefrequenz von 20 MHz betrieben wird und in der Abbildung A.3 dargestellt ist. Bei dieser Realisierung werden Referenz- und Messsignal mit den jeweiligen Frequenzen f_R und f_M über eine elektronische Komparator-Schaltung²⁰¹ jeweils in ein diskretisiertes Signal überführt. Die Nulldurchgänge beider Eingangssignale werden von den sich daraus ergebenden Flanken abgeleitet. Eine Phasenbestimmung kann nun von der zeitlichen Zuordnung der Flankensignale zwischen Mess- und Referenzsignal abgeleitet werden. Dazu wird das diskretisierte Referenzsignal durch Integration in ein Dreieckssignal transformiert. Anschließend kann die differentielle Phasenlage direkt durch eine Division des aktuellen Wertes des Dreieckssignals, der bei dem Nulldurchgang des Messsignals anliegt, mit der maximalen Amplitude bestimmt werden. In Abhängigkeit von dem Auflösungsvermögen des verwendeten A/D-Wandler kann die Phase in

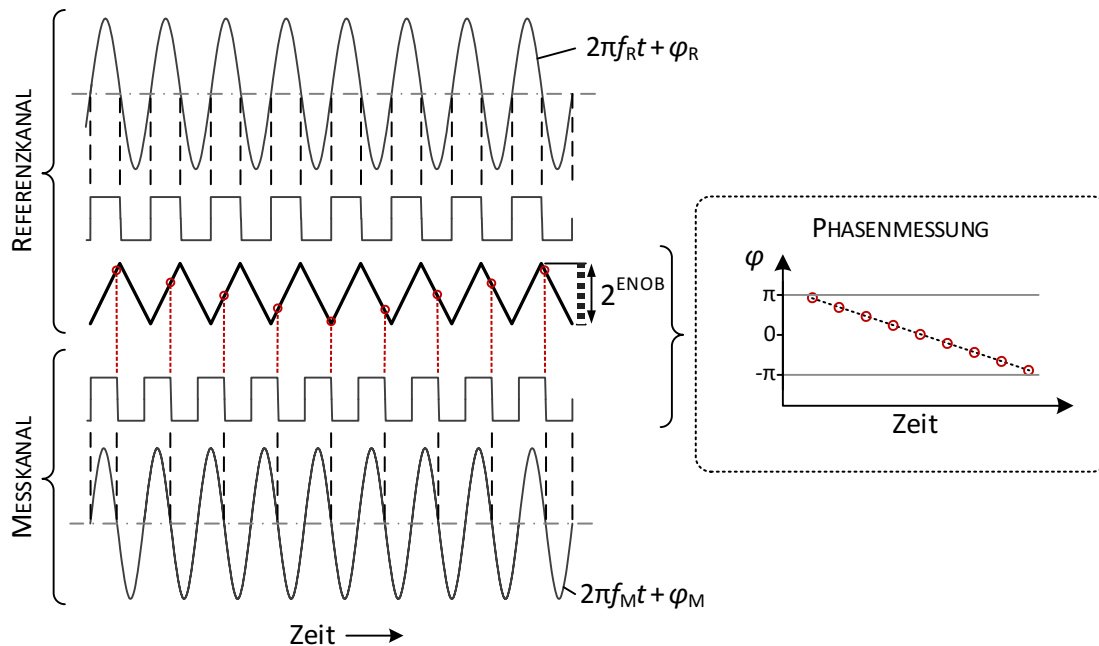


Abbildung A.3: Schematische Darstellung zur Phasenauswertung heterodyner Eingangssignale abgeleitet von der zeitlichen Erfassung der Nulldurchgänge nach dem Prinzip des Interferometersystems Axiom 2/20 von ZYGO [192,193].

²⁰¹ Üblicherweise wird eine solche Schaltung durch einen Schmitt-Trigger-Logikkreis verkörpert.

diskretisierte Schritte unterteilt werden. Anschließend kann durch eine inkrementelle Akkumulation dieser Phasenschritte die Phasenverschiebung zwischen beiden Signalen absolut verfolgt werden, woraus auf die Bewegung eines Messobjekts geschlossen werden kann. Dieses Verfahren ermöglicht Positionsbestimmungen bei Dopplerfrequenzverschiebungen (Geschwindigkeiten) von bis zu 13,3 MHz²⁰² (3,5 m/s)²⁰³. In Verbindung mit digitalen Filterungsstufen konnte mit einer vergleichbaren Auswerteelektronik und durch Signalgeneratoren erzeugte Anregungssignale eine Standardabweichung von 2,8 mrad (118 pm) bei einer Bandbreite von 128 kHz nachgewiesen werden [191]. Eine Herausforderung stellt hierbei die Vermeidung von Störeinflüssen dar, wenn eine Stabilität im Bereich von weniger als 1 mrad (42 pm) angestrebt wird. So sollte die Signalstärke einen Minimalpegel nicht unterschreiten und ein hohes Signal-Rausch-Verhältnis vorliegen, um eine korrekte Triggerung durch die Komparatorschaltung zu garantieren und eine mehrfache Detektion des gleichen Nulldurchgangs auszuschließen [194]. Ein wesentlicher Fehlereinfluss ist zudem durch die thermische Stabilität der elektrischen Bauelemente gegeben, wie etwa die Komparatorschaltung zur Nulldurchgangsdetektion oder Bandpass-Filterstufen zur Reduzierung des Rauschniveaus. Beide Einheiten werden üblicherweise durch analoge Schaltungen verkörpert, welche infolge schwankender Umgebungsbedingungen Änderungen des Trigger-Schwellwerts oder des Übertragungsverhaltens unterworfen sind und somit auf die zeitliche Phasenmessung einwirken [195]. Zudem können das Hysterese-Verhalten der Komparatorschaltungen und eingeprägte Störimpulse als zusätzliche Einflussfaktoren bei diesem Messverfahren nicht vernachlässigt werden. Da dieses Verfahren einen hohen Dynamikumfang garantiert und aufgrund seiner Einfachheit geringe Anforderungen bei der Implementierung stellt, findet es auch gegenwärtig Anwendung in der Umsetzung von Auswerteelektroniken für heterodyne Interferometer [196,197].

Dieses Verfahren wurde für eine Phasenauswertung am Nanometerkomparator aus den folgenden Gründen nicht eingesetzt. So waren Bewegungen der Maschine durch das Antriebssystem auf Geschwindigkeiten beziehungsweise Dopplerfrequenzen von mehr als 8 mm/s beziehungsweise 30 kHz beschränkt. Bei dem zu entwickelnden Auswertesystem sollte eine Positionserfassung mit hohem Auflösungsvermögen auch bei einer geringen Signalstärke sichergestellt werden, wodurch eine davon abgeleitete Achsregelung zur Positionierung des Positioniertisches nicht beeinträchtigt wäre. Zudem waren die interferometrischen Eingangssignale am Nanometerkomparator mit Störungen durch die Übertragung im Lichtwellenleiter behaftet, was zu einer fehlerhaften Triggenerlösung und Mehrfachdetektionen hätte führen können.

A.3.2.2 Phasenmessung durch phasensensitive Detektoren

Die Phasenbeziehung zwischen einem Eingangs- und Referenzsignal kann durch den Einsatz eines phasensensitiven Detektors (PSD, vgl. Abbildung A.4.a) gemessen werden, welcher erstmalig am MIT zur Messung von thermischer Strahlung eingesetzt wurde [198]. Bei einer solchen Messung wird das Messsignal mit einem Referenzsignal in einem Multiplizierer gemischt und das resultierende Produkt in einem Tiefpassfilter anschließend geglättet. Durch den einfachen Einsatz eines solchen PSDs kann eine Phasenbestimmung jedoch nur für kleine Winkeländerungen umgesetzt werden, wie auf S. 129 dargelegt wird.

Im weiteren Verlauf werden daher zur Bestimmung der Phasenlage zwischen zwei Signalen mindestens zwei phasensensitive Detektoren (vgl. Abbildung A.4.b-d) in Verbindung mit zwei Quadratursignalen betrachtet. Diese beiden Signale haben idealerweise einen 90°-Phasenversatz zueinander. Die Verarbeitung der Signale erfolgt in den getrennten PSDs und ergibt zwei Ausgangssignale (V_A und V_B , vgl. Gleichungen (A.18.1-2), mit denen der gesuchte Phasenwinkel bestimmt werden kann (vgl. Gleichungen (A.20)). In analogen Detektionsverfahren wird üblicherweise das in Abbildung A.4.b) dargestellte Verfahren zur Phasenbestimmung umgesetzt. Wie im zeitlichen Messverfahren des vorangegangenen Abschnitts, wird das Referenzsignal als vorzeichenbehaftetes, alternierendes Rechtecksignal bereitgestellt oder über eine Komparatorschaltung in ein solches umgewandelt [199]. Die sich daraus ergebenden diskreten

²⁰² Der Eindeutigkeitsbereich ist dadurch bestimmt, dass nur ein Nullpunktübergang pro Dreiecksflanke ausgewertet werden kann. Die Dopplerfrequenz darf somit nicht größer als $40 \text{ MHz}/3$ sein.

²⁰³ Angabe für das X-Interferometer mit einer Signalperiode von $\lambda_{IF}/2$ (Wellenlänge: $\lambda_{IF} = 532,25 \text{ nm}$).

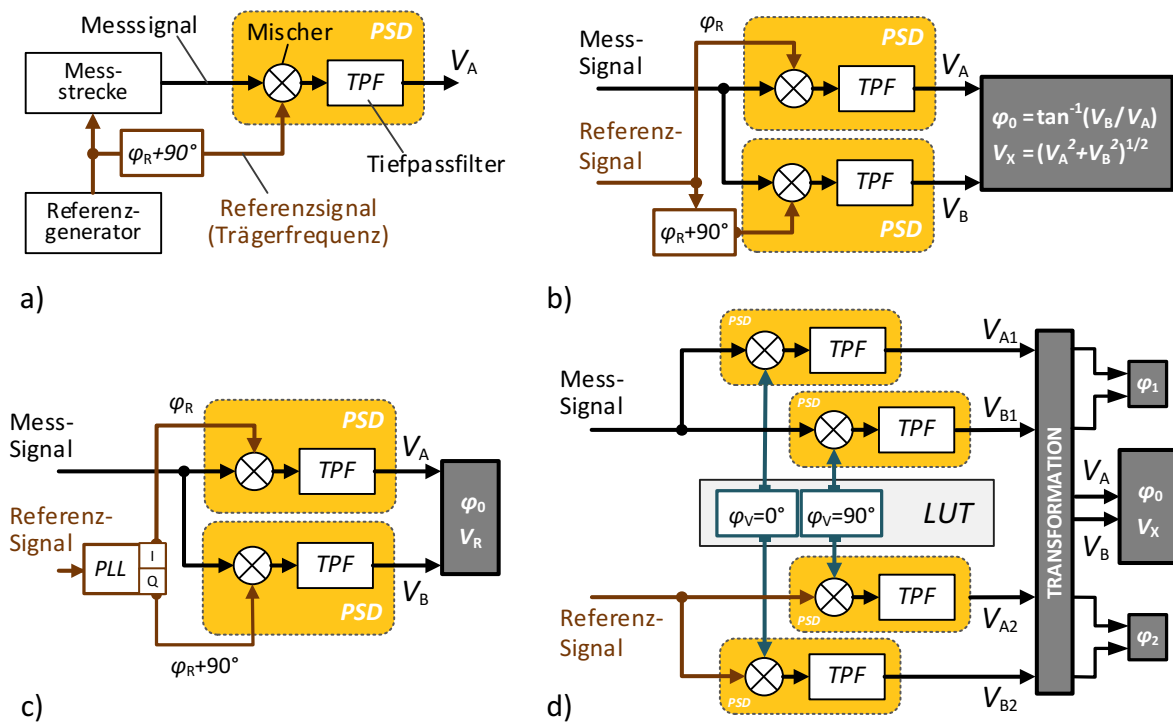


Abbildung A.4: Schematische Darstellung der Messverfahren zur Phasenbestimmung mittels phasensensitiver Detektoren (PSD).

Quadratursignale werden anschließend mit den sinusförmigen Eingangssignalen in den PSDs verarbeitet, was unerwünschte Oberschwingungen der Ausgangssignale zur Folge hat. Dieses analoge Verfahren zur Phasenbestimmung unterliegt zudem Gleichanteilschwankungen hervorgerufen durch unabgeglichte Schaltungen und asymmetrischen Eingangssignalen sowie einem temperaturabhängigen Driftverhalten der Komponenten in den analogen PSDs [200]. Aufgrund des Driftverhaltens werden diese analogen Systeme daher meist gekapselt betrieben, um durch stabilere Umweltbedingungen den Einfluss thermischer Änderungen auf die Phasenmessung zu minimieren [201]. Zudem weichen die Quadratursignale typischerweise um etwa $1,7 \text{ mrad}$ ($0,1^\circ$, [201]) von der idealen Orthogonalität ab, was wiederum zu Nichtlinearitäten von $0,85 \text{ mrad}$ (36 pm) bei der Phasenbestimmung führt.

Infolge der genannten Herausforderungen bei Phasenmessungen mit analogen Verfahren, werden heutzutage zumeist Phasenmessverfahren mit Hilfe von digitalen Signalverarbeitungssystemen (PC, DSP, FPGA) umgesetzt. Diese Einheiten wandeln die Eingangssignale mit hochauflösenden A/D-Wandlern um und führen diese einer digitalen Signalverarbeitung zu. Durch eine numerische Phasenregelschleife (ADPLL²⁰⁴, vgl. Abbildung A.4.c) wird üblicherweise eine Rückgewinnung der Trägerfrequenz umgesetzt, wodurch digitale Quadratursignale ($V_{\text{PLL}}(\varphi_R=0^\circ)$ und $V_{\text{PLL}}(\varphi_R=90^\circ)$) von dem Referenzsignal abgeleitet werden und einer Verarbeitung in dezidierten Multipliziereinheiten zugeführt werden. Im Gegensatz zu der analogen Darstellung können die digitalen Quadratursignale hinsichtlich ihrer Phasenquadratur als ideal angesehen werden [200] und weisen ein hohes Auflösungsvermögen von bis zu 20 bit auf [136], wodurch Oberschwingungen des Ausgangssignals vermieden werden [202]. Zudem besitzen die Multipliziereinheiten der digitalen PSDs ein Verhalten mit höherer Linearität. Infolgedessen unterliegt eine digitale Signalverarbeitung nicht dem Einfluss thermischer Änderungen und wird hinsichtlich seiner Leistungsfähigkeit in hohem Maße vom Verhalten der A/D-Wandler bestimmt [136]. Die Phasenregelschleife erlaubt somit die Bereitstellung von Quadratursignalen auch bei größeren Änderungen der Trägerfrequenz, wobei jedoch ein ausreichendes Signal-Rausch-Verhältnis des Referenzsignals vorausgesetzt wird [203]. Eine fehlerhafte Detektion der Trägerfrequenz hat einen direkten Messfehler bei der Phasenbestimmung zur Folge. Zudem sollten zur Erzielung

²⁰⁴ ADPLL: All-Digital Phase-Locked Loop.

eines geringen Phasenrauschens die Taktgeber der Phasenregelschleife und der Trägerfrequenz-erzeugung synchronisiert werden.

Bei der Phasenauswertung der heterodynen Interferometerachsen am Nanometerkomparator treten jedoch lediglich geringe Frequenzverschiebungen des Referenzsignals im Bereich von weniger als 10 kHz auf. Daher soll im weiteren Verlauf ein Phasenauswerteverfahren basierend auf einer diskreten Fourier-Transformation (DFT) beschrieben werden, das keine aufwendige Bestimmung der Quadratur-signale über eine Phasenregelschleife erfordert. Die ersten Untersuchungen zur Anwendung einer solchen Phasenauswertung wurden im Zuge der Detektion von Gravitationswellen realisiert [204], wobei zur Demodulation Quadratur-signale aus einer Look-Up Table (LUT) genutzt wurden (vgl. Abbildung A.4.d). Das Messsignal wird folglich nicht mit veränderlichen Quadratur-signalen gemischt, welche vom Referenzsignal abgeleitet werden. Stattdessen werden beide Eingangssignale digitalisiert und einer digitalen Verarbeitung in getrennten PSDs zugeführt, wo beide Eingangssignale mit festgelegten, virtuellen Quadratur-signalen gemischt und tiefpassgefiltert werden. Die Phasenlagen (φ_1 und φ_2) der beiden Eingangssignale zu den virtuellen Quadratur-signalen wird durch die Ausgangssignalpaare V_{A1}/V_{B1} und V_{A2}/V_{B2} verkörpert. Die gesuchte Phasendifferenz φ_0 zwischen beiden Eingangssignalen kann anschließend durch eine Differenzbildung der Phasenlagen [204] beziehungsweise durch eine Transformation der Ausgangssignalpaare und Anwendung einer Arkustangensfunktion (vgl. Gleichungen (A.26.1-3)) berechnet werden. Eine geringe Frequenzabweichung f_V der beiden Eingangssignale zu der festgelegten Frequenz der virtuellen Quadratur-signale führt somit zu Änderungen der Phasenwinkel (φ_1 bzw. φ_2) mit einer identischen virtuellen Winkelgeschwindigkeit ω_V , welche durch diese Differenzbildung beider Phasenwinkel wiederum beseitigt wird. Infolgedessen ist eine Synchronisierung unterschiedlicher Taktgeber nicht zwingend erforderlich, da durch den taktgebenden Oszillator der digitalen Signalverarbeitungseinheit auftretende Frequenzänderungen durch das differentielle Verfahren ausgeglichen werden. Ein weiterer Vorteil gegenüber PLL-basierten Verfahren ist die hohe Robustheit, eine geringere Komplexität bei der Implementierung in Signalverarbeitungseinheiten und eine hohe Gegentakt-Unterdrückung, wodurch eine signifikante Verbesserung des Phasenrauschens um eine Größenordnung erzielt werden kann [205]. Um ein erhöhtes Phasenrauschen infolge gedämpfter Ausgangssignale und eine Phasenverschiebung infolge der Tiefpassfilterung zu vermeiden, sollte eine Frequenzabweichung der Eingangssignale nicht bis an die Bandbreite der Filterstufe angenähert werden (vgl. Anhang A.2.2).

DIFFERENTIELLE PHASENMESSUNG MIT PHASENSENSITIVEN DETEKTOREN

Messung der Phasenlage zwischen zwei sinusförmigen Signalen, die im weiteren Verlauf als Messsignal V_M und Referenzsignal V_R bezeichnet werden und jeweils eine eigene Amplitude (A_M, A_R) und einen eigenen Phasenwinkel (φ_M, φ_R) besitzen. Wenn beiden Signale mit der gleichen Frequenz moduliert sind, dann gilt $\omega_M = \omega_R$ und die differentielle Phasenlage φ_0 zwischen beiden Signalen kann einfach durch die Differenz von φ_M und φ_R berechnet werden:

$$V_M = A_M \sin(2\pi f_M t + \varphi_M) = A_M \sin(\omega_M t + \varphi_M) \quad (\text{A.12.1})$$

$$V_R = A_R \sin(2\pi f_R t + \varphi_R) = A_R \sin(\omega_R t + \varphi_R) . \quad (\text{A.12.2})$$

PHASENMESSUNG MIT EINEM EINFACHEN PHASENSENSITIVEN DETEKTOR (vgl. Abbildung A.5)

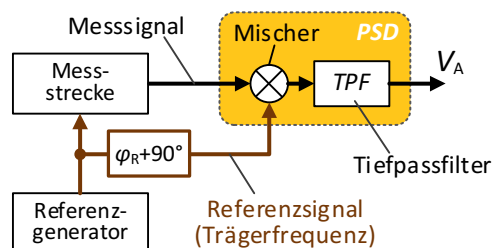


Abbildung A.5: Schematische Darstellung zur Phasenmessung mit einem phasensensitiven Detektor.

Bei einer solchen Messung werden in einem Mischer das Eingangssignal V_M und Referenzsignal V_R miteinander multipliziert (vgl. Formel (A.13.1)) und somit das Produkt V_A gebildet, welches anschließend tiefpassgefiltert wird. Durch die Tiefpassfilterung (TPF) wird der additive Teil unterdrückt und daher im weiteren Verlauf nicht weiter betrachtet (vgl. durchgestrichenen Teil in Formel (A.13.2)):

$$V_A = V_M \cdot V_R \quad (\text{A.13.1})$$

$$V_A = \frac{1}{2} A_M A_R \left(\cos((\omega_M t + \varphi_M) - (\omega_R t - \varphi_R)) - \cancel{\cos((\omega_M t + \varphi_M) + (\omega_R t - \varphi_R))} \right). \quad (\text{A.13.2})$$

Für eine Messung des Phasenwinkels zwischen beiden Signalen wird die Phase des Referenzsignals φ_R um 90° relativ zur Phase des Messsignals φ_M verschoben [201], das heißt:

$$\varphi_R = \varphi_M \pm \frac{\pi}{2}. \quad (\text{A.14})$$

Wenn beide Signale in ihrer Frequenz identisch sind ($f_M = f_R$) ergibt sich ein Ausgangssignal V_A des phasensensitiven Detektors, welches idealerweise einen Nullwert darstellt:

$$V'_A \left(\varphi_R = \varphi_M \pm \frac{\pi}{2} \right) = \frac{1}{2} A_M A_R \left(\cos \left(\varphi_M - \left(\varphi_M \pm \frac{\pi}{2} \right) \right) \right) = \frac{1}{2} A_M A_R \left(\cos \left(\mp \frac{\pi}{2} \right) \right) = 0. \quad (\text{A.15})$$

Infolge einer nun auftretenden Phasenverschiebung $\Delta\varphi$ des Messsignals ändert sich das Ausgangssignal V'_A des phasensensitiven Detektors durch folgende Beziehung nach Gleichung (A.16):

$$V'_A(\varphi_M = \varphi_0) = \frac{1}{2} A_M A_R \left(\cos \left(\Delta\varphi \mp \frac{\pi}{2} \right) \right) = \frac{1}{2} A_M A_R (\sin(\varphi_0)). \quad (\text{A.16})$$

Hierbei kann in erster Näherung für kleine Phasenabweichungen von $\sin(\varphi_0) \approx \varphi_0$ ausgegangen werden und es ergibt sich folgende Beziehung nach Gleichung (A.17) für das Ausgangssignal V_A :

$$V'_A(\varphi_M = \varphi_0) = \frac{1}{2} A_M A_R \cdot \varphi_0. \quad (\text{A.17})$$

Dieses Verfahren zur Phasendetektion ist somit in hohem Maße abhängig von Schwankungen der Signalamplituden (A_M, A_R) und nur zur Bestimmung kleiner Änderungen des Phasenwinkels φ_0 geeignet [201].

PHASENMESSUNG MIT ZWEI PHASESENSITIVEN DETEKTOREN (vgl. Abbildung A.6)

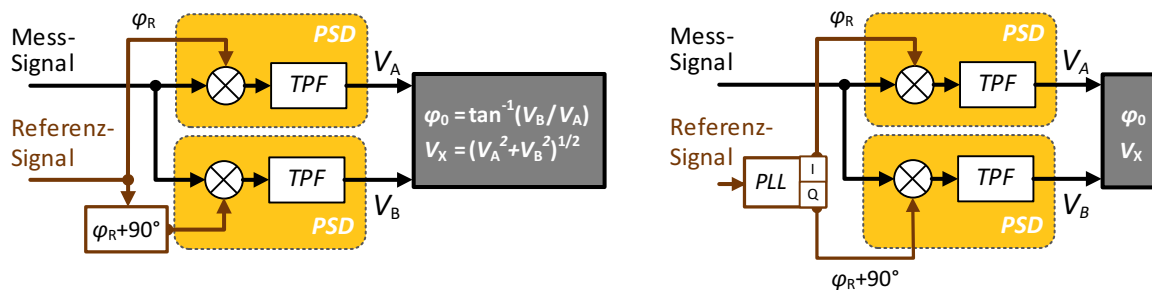


Abbildung A.6: Schematische Darstellung zur Bestimmung der Phasenlage zwischen den zwei sinusförmigen Eingangssignalen mittels zweier phasensensitiver Detektoren.

Der Einsatz von zwei phasensensitiven Detektoren findet Anwendung in analogen und digitalen Verfahren und erlaubt die Bestimmung der Phasenlage zwischen dem Messsignal V_M und Referenzsignal V_R und deren jeweiligen Amplitudenbetrag.

$$V_A = V_M \cdot V_R(\varphi_R = 0^\circ) = \frac{1}{2} A_M A_R \left(\cos((\omega_M t + \varphi_M) - (\omega_R t - \varphi_R)) \right). \quad (\text{A.18.1})$$

$$V_B = V_M \cdot V_R(\varphi_R = 90^\circ) = \frac{1}{2} A_M A_R \left(\sin((\omega_M t + \varphi_M) - (\omega_R t - \varphi_R)) \right). \quad (\text{A.18.2})$$

Mit Hilfe der beiden resultierenden Ausgangssignale V_A und V_B können der vektorielle Betrag V_X von dem Eingangssignal V_M und Referenzsignal V_R sowie die gesuchte Phasendifferenz φ_0 zwischen V_M und V_R bestimmt werden.

$$V_X = |V_M + V_R| = \sqrt{(V_A^2 + V_B^2)} \quad (\text{A.19})$$

$$\varphi_0 = \tan^{-1} \left(\frac{V_B}{V_A} \right). \quad (\text{A.20})$$

Dabei ist die bestimmte Phasendifferenz zwar unabhängig von den Amplitude V_M und V_R , hängt aber unmittelbar von φ_M und φ_R und wird durch Störungen sowie Verzerrungen beeinflusst. Insbesondere durch einen nicht-idealen 90° -Versatz beim Einsatz eines Phasenschiebers beziehungsweise durch ein frequenzabhängiges Verhalten der einer PLL zugrunde liegenden Phasenregelschleife kann eine fehlerhafte Abstimmung beziehungsweise Verzerrung²⁰⁵ des Nullphasenwinkels φ_R zur Folge haben. Im folgenden Abschnitt wird ein Verfahren vorgestellt, das ohne den Einsatz eines Phasenschiebers oder eine Phasenregelschleife genutzt werden kann.

PHASENMESSUNG MIT VIER PHASESENSITIVEN DETEKTOREN (vgl. Abbildung A.7)

Dieses Verfahren bildete das Fundament zur arithmetischen Berechnung der Phasenwerte von heterodynem Interferometersignalen durch die FPGA-gestützten Auswertesystem (vgl. § 4.3.1.2) und ist in Abbildung A.7 dargestellt. Eine vergleichende Betrachtung im Vergleich zu weiteren Verfahren erfolgte bereits in Anhang A.3.2. In diesem Abschnitt werden die zugrunde liegenden mathematischen Grundoperationen zur Phasenbestimmung detaillierter beschrieben.

Es werden vier phasensensitiven Detektoren genutzt um eine direkte digitale Phasenbestimmung durchführen zu können. Hierzu werden beide Eingangssignale (V_M , V_R) jeweils mit zwei virtuellen Quadratursignalen (V_{V1} , V_{V2} – vgl. Gleichungen (A.21.1-2)) gemischt. Dadurch entstehen vier Ausgangsprodukte (V_{A1} , V_{B1} , V_{A2} , V_{B2} – vgl. Gleichungen (A.22.1-4)).

$$V_{V1} = A_V \sin(2\pi f_V t) = A_V \sin(2\pi \omega_V t) \quad (\text{A.21.1})$$

$$V_{V2} = A_V \cos(2\pi f_V t) = A_V \cos(2\pi \omega_V t). \quad (\text{A.21.2})$$

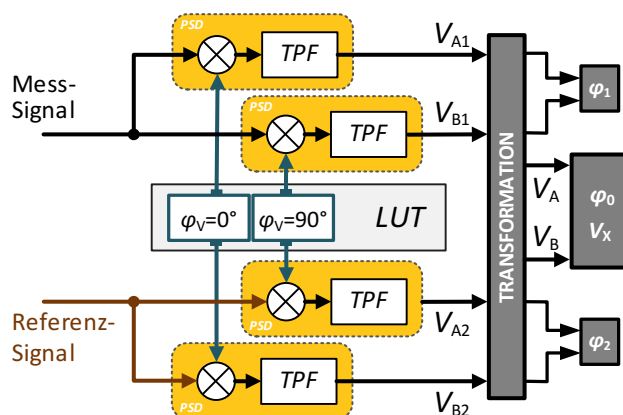


Abbildung A.7: Schematische Darstellung zur Bestimmung der Phasenlage zwischen zwei sinusförmigen Eingangssignalen mit Hilfe von vier phasensensitiven Detektoren. Dieses Phasenauswerteverfahren wurde zur Auswertung der heterodynem Interferometer-Messsysteme am NMK genutzt.

²⁰⁵ Durch das Tiefpassverhalten von Phasenregelschleifen werden hochfrequente Spektralanteile stark abgedämpft, wodurch diese Informationen im Gegensatz zu denen des Messsignals bei einer differentiellen Phasenbestimmung unterdrückt werden und somit eine reduzierte Gleichtaktunterdrückung zur Folge hat.

$$V_{A1} = V_M V_{V1} = \frac{1}{2} A_M A_V \cos((\omega_M - \omega_V)t + \varphi_M - \varphi_V) = \frac{1}{2} A_M A_V \cos(\varphi_1) \quad (\text{A.22.1})$$

$$V_{B1} = V_M V_{V2} = \frac{1}{2} A_M A_V \sin((\omega_M - \omega_V)t + \varphi_M - \varphi_V) = \frac{1}{2} A_M A_V \sin(\varphi_1) \quad (\text{A.22.2})$$

$$V_{A2} = V_R V_{V1} = \frac{1}{2} A_R A_V \cos((\omega_R - \omega_V)t + \varphi_R - \varphi_V) = \frac{1}{2} A_R A_V \cos(\varphi_2) \quad (\text{A.22.3})$$

$$V_{B2} = V_R V_{V2} = \frac{1}{2} A_R A_V \sin((\omega_R - \omega_V)t + \varphi_R - \varphi_V) = \frac{1}{2} A_R A_V \sin(\varphi_2). \quad (\text{A.22.4})$$

Für die weiteren Berechnungen werden zum Zweck einer besseren Anschaulichkeit die Amplituden A_M, A_R als gleichwertig angesehen und die Nullphasenwinkel aller Signale genullt²⁰⁶, sodass die folgende Vereinfachung getroffen werden:

$$1 = \frac{1}{2} A_M A_V = \frac{1}{2} A_R A_V \quad (\text{A.23.1})$$

$$0 = \varphi_M = \varphi_R = \varphi_V. \quad (\text{A.23.2})$$

Anschließend erfolgt eine Berechnung der Phase mittels Arkustanges-Funktion. Dies erfordert eine Differenzbildung der Phasenbeziehung von den beiden Eingangsfrequenzen $\omega_M t$ und $\omega_R t$ in Relation zu den virtuellen Eingangsfrequenzen $\omega_V t$, wie in den folgenden Gleichungen (A.24.1-3) dargestellt ist:

$$\varphi_1 = \tan^{-1} \left[\frac{V_{B1}}{V_{A1}} \right] = \tan^{-1} \left[\frac{\cos((\omega_M - \omega_V)t)}{\sin((\omega_M - \omega_V)t)} \right] \quad (\text{A.24.1})$$

$$\varphi_2 = \tan^{-1} \left[\frac{V_{B2}}{V_{A2}} \right] = \tan^{-1} \left[\frac{\cos((\omega_R - \omega_V)t)}{\sin((\omega_R - \omega_V)t)} \right] \quad (\text{A.24.2})$$

$$\varphi_0 = \varphi_1 - \varphi_2. \quad (\text{A.24.3})$$

Zur Berechnung der Phasenwindeldifferenz φ_0 zwischen den beiden Phasenwinkeln φ_1 und φ_2 unter der Verwendung von den zwei digitalen Signalen (V_{V1}, V_{V2} - vgl. Gleichungen (A.21.1-2)) werden einleitend drei Substitutionen durchgeführt und anschließend die Gleichungen (A.25.1-8) durchgeführt:

$$x = \omega_V t, \quad y = \omega_M t, \quad z = \omega_R t$$

$$= \tan^{-1} \left[\frac{\cos(y-x)}{\sin(y-x)} \right] - \tan^{-1} \left[\frac{\cos(z-x)}{\sin(z-x)} \right] \quad (\text{A.25.1})$$

$$= \tan^{-1} \left[\frac{\cos(y) \cdot \sin(x) \cdot [\tan(y) + \cot(x)]}{\cos(y) \cdot \cos(x) \cdot [\tan(y) - \tan(x)]} \right] - \tan^{-1} \left[\frac{\cos(z) \cdot \sin(x) \cdot [\tan(z) + \cot(x)]}{\cos(z) \cdot \cos(x) \cdot [\tan(z) - \tan(x)]} \right] \quad (\text{A.25.2})$$

$$= \tan^{-1} \left[\frac{\tan(x) \cdot \tan(y) + 1}{\tan(y) - \tan(x)} \right] - \tan^{-1} \left[\frac{\tan(x) \cdot \tan(z) + 1}{\tan(z) - \tan(x)} \right] \quad (\text{A.25.3})$$

$$= \cot^{-1} \left[\frac{\tan(y) - \tan(x)}{\tan(x) \cdot \tan(y) + 1} \right] - \cot^{-1} \left[\frac{\tan(z) - \tan(x)}{\tan(x) \cdot \tan(z) + 1} \right] \quad (\text{A.25.4})$$

$$= \frac{\pi}{2} - \tan^{-1} \left[\frac{\tan(y) - \tan(x)}{\tan(x) \cdot \tan(y) + 1} \right] - \left[\frac{\pi}{2} - \tan^{-1} \left[\frac{\tan(z) - \tan(x)}{\tan(x) \cdot \tan(z) + 1} \right] \right] \quad (\text{A.25.5})$$

$$= \frac{\pi}{2} + y - x - \left[\frac{\pi}{2} + z - x \right] = y - z = (\omega_M - \omega_R) t \quad (\text{A.25.6})$$

$$= 2\pi(f_M - f_R) t \quad (\text{A.25.7})$$

$$\varphi_0 = \varphi_1 - \varphi_2 = 2\pi(f_M - f_R) t. \quad (\text{A.25.8})$$

²⁰⁶ Bei der Berechnung der Phasenbeziehung zwischen dem Mess- und Referenzarm ist nur eine relative Phasenänderung von Interesse.

Die Phasenwinkeldifferenz φ_0 zwischen den beiden Phasenwinkel ist somit abhängig von den Frequenzänderungen bzw. Dopplereffektverschiebungen über die Zeit. Durch die Differenzoperation heben sich die Beiträge der virtuellen Quadraturssignale auf.

Die Berechnung soll im Folgenden für die mathematischen Operationen auf einer FPGA-Einheit vereinfacht werden, beginnend mit der folgenden Substitution:

$$y = \frac{V_{B1}}{V_{A1}}, z = \frac{V_{B2}}{V_{A2}}.$$

Durch die folgende Transformation (vgl. Gleichungen (A.26.1-3)) kann eine Bestimmung der Phasendifferenz nach Gleichung (A.24.3) ohne die Anwendung zweier getrennter Arkustangensfunktion auf einer echtzeitfähigen Signalverarbeitungseinheit erfolgen.

$$\varphi_0 = \tan^{-1} \left(\frac{(y - z)}{(1 + yz)} \right) \quad (\text{A.26.1})$$

$$\varphi_0 = \tan^{-1} \left(\frac{(V_{B1} V_{A2} - V_{B2} V_{A1})}{(V_{A1} V_{A2} + V_{B1} V_{B2})} \right) \quad (\text{A.26.2})$$

$$\varphi_0 = \tan^{-1} \left(\frac{V_B}{V_A} \right). \quad (\text{A.26.3})$$

Im Gegensatz zu dem im letzten Abschnitt vorgestellten Verfahren muss kein aufwendiger Phasenversatz des Referenzsignals um 90° durchgeführt werden. Durch die Nutzung von vier phasensensitiven Detektoreinheiten kann somit auf den Einsatz von Phasenschiebeverfahren und auf die Umsetzung einer Phasenregelschleife verzichtet werden. Das Verfahren bedingt zwei synthetische Referenztabellen, in denen virtuelle Quadraturssignale in idealer 0° - und 90° -Lage zu hinterlegen sind. Dieses Verfahren kann ausschließlich zu Demodulation einer spezifischen Schwebungsfrequenz genutzt werden, was jedoch keinen Einfluss für eine Phasenauswertung am NMK hat. Zusätzlich besitzt das Verfahren eine hohe Gleichtaktunterdrückung²⁰⁷ und bedarf vergleichsweise geringeren Ressourcen auf Signalverarbeitungseinheiten und wurde daher für die FPGA-gestützte Auswertung von heterodyn Interferometersignalen genutzt. Dabei wurden Kompilate mit unterschiedlichen Referenztabellen²⁰⁸ erzeugt, die beliebig im Bereich zwischen 100 kHz bis 25 MHz anpassbar sind.

A.4 Bestimmung der Gewichtskraft des Positioniertischs

Die Bestimmung der Gewichtskraft wurde auf Grundlage der Stellgrößen für den Lorentz-Aktuator abgeleitet. Dieses Prinzip wurde bereits in vorangegangenen Arbeiten (vgl. [206]) bei luftgelagerten Vorschubtischen angewendet. Am NMK wurden zur Vereinfachung folgende Idealisierungen angenommen. Es wurde angenommen, dass der volle Aussteuerbereich der D/A-Wandler an der sekundären Steuereinheit $\pm 10\text{V}$ betrug, dieses Signal durch den Transkonduktanzverstärker mit $0,1\text{A/V}$ transformiert wurde und der Lorentz-Aktuator in seiner mittleren Hubstellung eine Kraftkonstante von $25,78\text{N/A}$ aufwies. Zudem wurde bei den folgenden Bewegungsvorgängen bei mehr als $0,25\text{mm/s}$ ein Einfluss durch Haftreibung vernachlässigt. In getrennten Messungen wurde ein Gleitreibungskoeffizient für die viskose Reibung von $\mu_{GR} = 0,02$ bei einer Geschwindigkeit von $0,5\text{mm/s}$ experimentell bestimmt und dieser Einfluss für den Zeitpunkt einer maximalen Beschleunigung von 10mm/s^2 korrigiert.

²⁰⁷ Man beachte, dass Anregungsfrequenzen von bis zu etwa 10 kHz durch die Faserzuführungen hervorgerufen werden können (vgl. § 4.1 sowie [96]).

²⁰⁸ Am Nanometerkomparator wurden Schwebefrequenzen demoduliert mit folgenden Frequenz: 20 MHz, 1,5625 MHz (vgl. [59], S. 71), 2,49 MHz (vgl. § 4.1.1 und [224]) sowie 4 MHz und 19,992 MHz. Zudem wurde gezeigt, dass prinzipiell zwei unterschiedliche Trägerfrequenzen gleichzeitig über einen gemeinsamen Photodetektor optisch erfasst und demoduliert werden können (vgl. [105]).

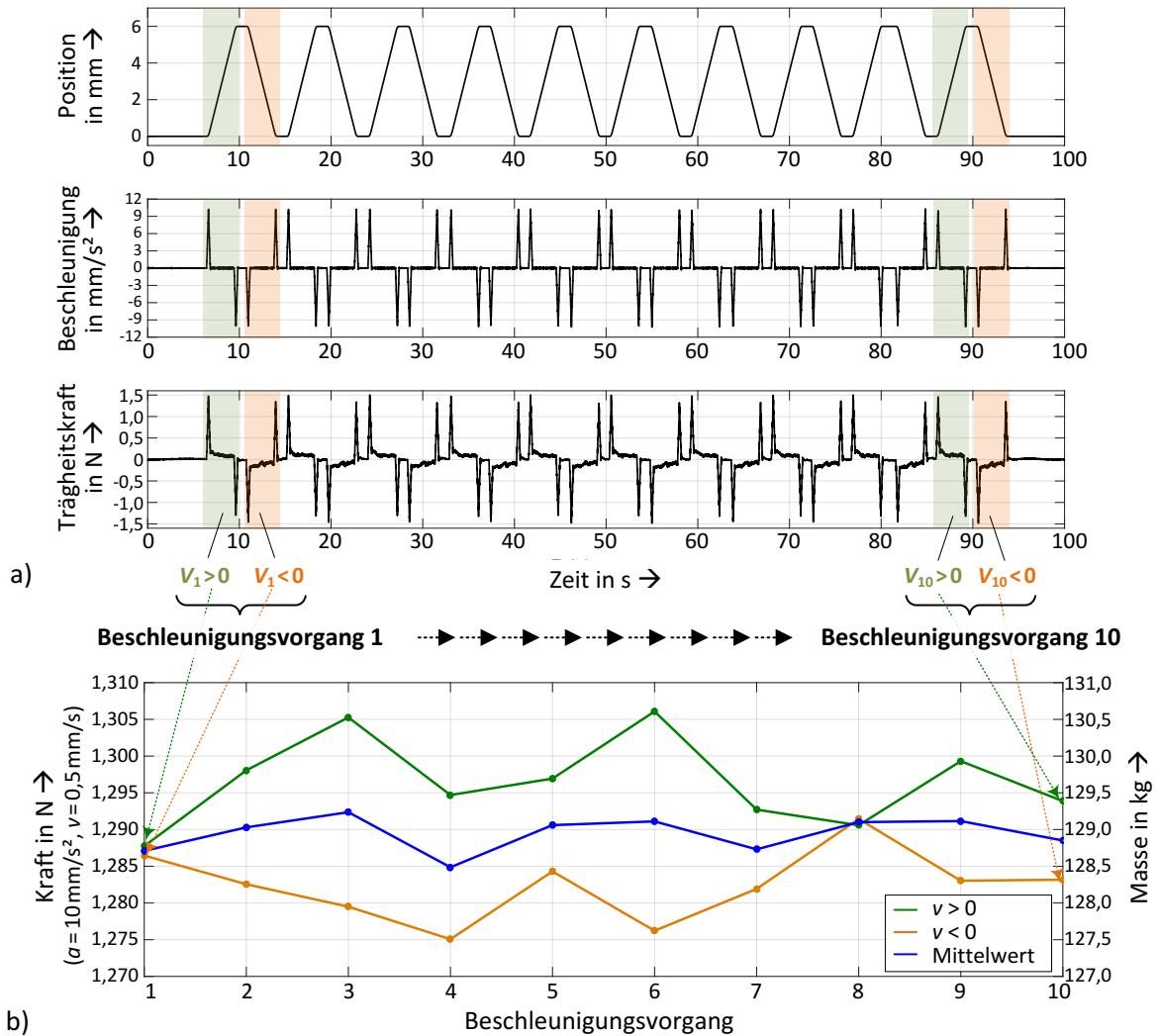


Abbildung A.8: Messergebnisse der aufgenommenen Größen während des Experiments zur Bestimmung der Gewichtskraft. Der Positioniertisch war während des in (a) dargestellten Bewegungsverlaufs lediglich mit den beiden Verstell-einheiten und nicht mit aufgelegten Prüfsystem beladen.

Bei den in Abbildung A.8.a) dargestellten Messungen wurde der Positioniertisch über einen 6 mm langen Weg in alternierender Richtung bewegt, wobei die Maximalbeschleunigung von 10 mm/s^2 umgesetzt wurde. Die Positionen sowie die daraus ermittelten Beschleunigungen und die Stellgrößen²⁰⁹ wurden simultan über das Auswertesystem aufgenommen. Die Stellgröße wurde über einen Faktor von $2,578 \text{ N/V}$ in eine Kraft umgewandelt. Bei den Messungen wurde in jedem der zehn Vorgänge in positiver und negativer Richtung eine Bewegung durchgeführt, wobei jede dieser Bewegung sowohl eine positive als auch negative Beschleunigung erforderte. Zur Vereinfachung wurde für jede Bewegungsrichtung der Mittelwert aus den beiden absoluten Beträgen der entgegengesetzten Beschleunigungskräfte gebildet, welche als grüne und orangene Kurven in Abbildung A.8.b) dargestellt sind. Auf Grundlage des Mittelwerts dieser beiden Werte wurde die Kraft des Lorentz-Aktuators zur Beschleunigung des Positioniertischs ermittelt. Dieser Wert wurde über zehn Beschleunigungsvorgänge bestimmt (vgl. blaue Kurve in Abbildung A.8.b)), wobei ein Mittelwert der Kraft von $1,289 \text{ N}$ und eine Standardabweichung $2,4 \text{ mN}$ festgestellt wurde. Dies entsprach bei einer vorgegebenen Beschleunigung von 10 mm/s^2 einer Masse von $128,9 \pm 0,24 \text{ kg}$. Nach Abzug des Gewichts der zum Zeitpunkt der Messungen

²⁰⁹ Die Stellgröße wurde direkt als Spannungssignal auf die Auswerteelektronik geschaltet. Diese Eingangssignale wurden im homodynen Auswertezweig tiefpassgefiltert. Da Spannungssignale von weniger als $\pm 0,6 \text{ V}$ durch die sekundäre Steuereinheit erzeugt wurden, musste keine zusätzliche Pegelanpassung erfolgen.

installierten Verstelleinheiten von 1,7 kg hatte der unbeladene Positioniertisch somit eine Masse von näherungsweise $m_{PT} = 127,2$ kg.

A.5 Registerbelegung der Phasenauswertelektroniken

Für einen Zugriff auf die Register von beiden Auswertelektroniken, werden die primäre und sekundäre Elektronik über verschiedene globale Adressen betrieben. Diese globalen Adressen werden über Hardware-Jumper eingestellt und sind wie folgt für das Auswertesystem ausgeführt:

Karte #1: 0x30000000

Karte #2: 0x60000000

Jede Karte wird zur Auswertung von bis zu vier Interferometer-Achsen. Über getrennte Adressbereiche kann über den VME-Bus auf diese Achsen zugegriffen und konfiguriert werden, wie nachfolgend dargestellt ist:

Achse #1: 0x02000000

Achse #2: 0x02800000

Achse #3: 0x03000000

Achse #4: 0x03800000

In der Tabelle 8 sind die einzelnen Register hinterlegt, welche für das Auslesen von Zusatzinformationen auf der Auswertelektroniken dienen und somit zur Überwachung des Auswertesystems genutzt werden können. Hierbei werden unter anderem Schwellwerte über Register zur Konfiguration von minimaler Leistung und maximaler Geschwindigkeit genutzt. Auf der Auswertelektronik werden diese Werte mit den aktuellen Statussignalen der jeweiligen Interferometerachse verglichen. Falls sich ein Statussignal außerhalb des Wertebereichs befindet, wird im Fehlerstatus-Register ein Flag auf '1' gesetzt. Diese Statussignale können über ein weiteres Register wieder zurückgesetzt werden.

Zusätzlich werden Signale über diese Register bereitgestellt, über welche der aktuelle Zustand der Achse durch Einzelzugriffe über den VME-Bus überwacht werden kann. Dies umfasst die aktuelle Positions-, Geschwindigkeits- und Leistungsinformationen. Wie bereits in Abschnitt 7.2.4 erwähnt, kann die Leistungsinformation von Mess- und Referenzarm über diese Register ausgelesen werden. Hierbei muss in einem zusätzlichen Schritt die Quadratwurzel aus den Registerwerten gezogen werden, um eine lineare Skalierung zu gewährleisten.

Die Speicherung und Weitergabe der Messdaten erfolgt über eine davon unabhängige Datenaufnahmeroutine auf Basis eines Ringbuffers und anschließender Blocktransfers, auf welche in dieser Arbeit nicht eingegangen werden soll.

REGISTER	R/W	LÄNGE IN BYTE	BEMERKUNG
0x00000020	R	4	Aktuelle ADC-Daten
0x00000034	R/W	4	Minimale Leistung für Fehlererkennung
0x0000003C	R/W	4	Maximale Geschwindigkeit für Fehlererkennung
0x00000050	R/W	2	Fehlererkennung zurücksetzen
0x00000084	R	4	Quadrierter Leistungswert auf primären Kanal
0x00000088	R	4	Quadrierter Leistungswert auf sekundären Kanal
0x0000008C	R	4	Positionswert von Interferometerachse
0x00000090	R	4	Geschwindigkeit von Interferometerachse
0x0000009C	R	4	Fehlerstatus-Register (LSB-MSB), Fehler: high-active 1. Bit: Eingangsbereich (3535 – 62000 Digits) 2. Bit: Leistung unterschritten 3. Bit: Geschwindigkeit überschritten

Tabelle 8: Belegung von ausgewählten Registern der beiden baugleichen Auswerteelektroniken. Diese Zusatzinformationen sind über Einzelzugriffe einstell- sowie abrufbar und dienen zur Fehlererkennung und Maschinenüberwachung. Durch die überlagerten Adressbereiche kann der Status von bis zu acht interferometrischen Achsen überwacht werden. (LSB – Least Significant Bit, MSB – Most Significant Bit)

Literaturverzeichnis

- [1] NEISSER, M. ; S. WURM: ITRS lithography roadmap: 2015 challenges, In: *Advanced Optical Technologies* (2015), 4(4), S. 235–240.
- [2] MEGENS, H.: An introduction to photolithography - Overlay, In: *ASML Images* (2007), (3).
- [3] BOEF, A.J. DEN: Optical wafer metrology sensors for process-robust CD and overlay control in semiconductor device manufacturing, In: *Surface Topography: Metrology and Properties* (2016), 4(2), S. 23001.
- [4] OIWA, T. ; M. KATSUKI ; M. KARITA ; W. GAO ; S. MAKINOUCI ; K. SATO ; Y. OOHASHI: Questionnaire survey on ultra-precision positioning, In: *International Journal of Automation Technology* (2011), 5(6), S. 766–772.
- [5] WECK, M. ; P. KRÜGER ; C. BRECHER: Grenzen für die Reglereinstellung bei elektrischen Linear-direktantrieben, In: *antriebstechnik* (1999), 38(2), S. 55–58.
- [6] DR. JOHANNES HEIDENHAIN GMBH, *Messgeräte für Linearmotoren in der Elektronikindustrie*, Technische Information, Februar 2006.
- [7] ZIRN, O. ; A.H. GLATTFELDER: Entwurf dynamischer Positionsregelkreise unter Berücksichtigung der Meßwertquantisierung, In: *at - Automatisierungstechnik* (1998), 46(12), S. 575–581.
- [8] HESSELBACH, J.: *ISW Forschung und Praxis - Digitale Lageregelung an numerisch gesteuerten Fertigungseinrichtungen*, Springer-Verlag, Berlin, 1981, ISBN: 9783540106418.
- [9] ISRAEL, W.: Hochpräzise Messungen an einem photoelektrischen Längenmessgeräten mit einem 120-mm-Abbe-Komparator (High-Precision Measurements of Photoelectric Linear Encoders using a 120 mm Abbe Comparator), In: *tm - Technisches Messen* (2002), 69(12), S. 512–518.
- [10] SCHELLEKENS, P. ; N. ROSIELLE ; H. VERMEULEN ; M. VERMEULEN ; S. WETZELS ; W. PRIL: Design for Precision: Current Status and Trends, In: *CIRP Annals - Manufacturing Technology* (1998), 47(2), S. 557–586.
- [11] ABBE, E.: Messaparate für Physiker, In: *Zeitschrift für Instrumentenkunde* (1890), 10(12), S. 446–448.
- [12] BRYAN, J.B.: The Abbé principle revisited: An updated interpretation, In: *Precision Engineering* (1979), 1(3), S. 129–132.
- [13] KURFESS, T.R. ; H. JENKINS: Ultra-High Precision Control, In: *Control System Applications*, W.S. Levine (Hrsg.), CRC Press LLC, Boca Raton, 2000, S. 212–231.
- [14] BRUSSEL, H. VAN ; J. VAN EIJK ; H. SPAAN ; E. BRINKSMIEIER: Precision Engineering: The European way, In: *Proc. 23rd Annual ASPE Meeting*, Portland (OR), USA, 2008.
- [15] BRYAN, J.B.: The Power of Deterministic Thinking in Machine Tool Accuracy, In: *First International Machine Tool Engineers Conference*, Tokyo, Japan, 1984.
- [16] BRINKMANN, B.: *Internationales Wörterbuch der Metrologie (VIM)*, 4. Aufl., Beuth Verlag GmbH, Berlin, 2012, ISBN: 9783410224723.
- [17] SMEDS, K. ; X. LU: Effect of sampling jitter and control jitter on positioning error in motion control systems, In: *Precision Engineering* (2012), 36(2), S. 175–192.
- [18] LU, X.: *Electromagnetically-Driven Ultra-Fast Tool Servos for Diamond Turning*, Massachusetts Institute of Technology, Dissertation, 2005.
- [19] McDONOUGH, J.C. ; A.W. SUSSKIND: Numerically Controlled Milling Machine, In: *Proc. Review of Input and Output Equipment Used in Computer Systems*, New York City, 1952, S. 133–137.
- [20] KIEF, H.B. ; H.A. ROSCHIWAL: *CNC-Handbuch*, 30. Aufl., Carl Hanser Verlag, München, 2017, ISBN: 9783446451735.
- [21] ARNOLD, H.: The recent history of the machine tool industry and the effects of technological change, In: *Munich Business Research* (2001), 14, S. 1–60.
- [22] WECK, M. ; C. BRECHER: *Werkzeugmaschinen 4 - Automatisierung von Maschinen und Anlagen*, 6. Aufl., Springer-Verlag, Berlin, 2006, ISBN: 9783642387470.

- [23] SHORE, P. ; P. MORANTZ: Ultra-precision: enabling our future, In: *Philosophical Transactions of the Royal Society A: Mathematical, Physical and Engineering Sciences* (2012), 370(1973), S. 3993–4014.
- [24] FRANK, T.: Industrie 4.0 - Ein pragmatischer Ansatz zur Einordnung, In: *Spritzgießen 2016, VDI-Gesellschaft Kunststofftechnik (VDI-K)*, VDI-Verlag, Düsseldorf, Baden-Baden, 2016, S. 1–13.
- [25] LIU, C. ; X. XU: Cyber-physical Machine Tool - The Era of Machine Tool 4.0, In: *Procedia CIRP* (2017), 63, S. 70–75.
- [26] TRUMPER, D.L.: *Magnetic Suspension Techniques for Precision Motion Control*, Massachusetts Institute of Technology, Dissertation, 1990.
- [27] KONKOLA, P.T.: *Magnetic bearing stages for electron beam lithography*, Massachusetts Institute of Technology, Dissertation, 1998.
- [28] HOLMES, M. ; D. TRUMPER ; R. HOCKEN: Atomic-scale Precision Motion Control Stage (The Ångstrom Stage), In: *CIRP Annals - Manufacturing Technology* (1995), 44(1), S. 455–460.
- [29] KIM, W.-J. ; D.L. TRUMPER ; J.B. BRYAN: Linear Motor-Leviated Stage for Photolithography, In: *CIRP Annals - Manufacturing Technology* (1997), 46(1), S. 447–450.
- [30] HASHIZUME, H. ; H. SHINNO: Nanometer positioning of a linear motor driven ultraprecision aerostatic table system with electroheological fluid dampers, In: *CIRP Annals - Manufacturing Technology* (1999), 48(1), S. 289–292.
- [31] KRAMAR, J. ; J. JUN ; W. PENZES ; F. SCIRE: The molecular measuring machine, In: *Proc. Intl Conf. Mechatronic Technology*, 1998, S. 477–487.
- [32] MALINOWSKI, A. ; H. YU: Comparison of Embedded System Design for Industrial Applications, In: *IEEE Transactions on Industrial Informatics* (2011), 7(2), S. 244–254.
- [33] PRITSCHOW, G. ; Y. ALTINTAS ; F. JOVANE ; Y. KOREN ; M. MITSUISHI ; S. TAKATA ; H. VAN BRUSSEL ; M. WECK ; K. YAMAZAKI: Open Controller Architecture – Past, Present and Future, In: *CIRP Annals* (2001), 50(2), S. 463–470.
- [34] KOREN, Y.: Open Architecture Controllers for Manufacturing Systems, In: *Open Architecture Control Systems - Summary of Global Activity*, ITIA Series, 1998, S. 85–99.
- [35] HERCHER, M. ; D. MANSUR: *High speed, high accuracy stage for advanced lithography*, Topsfield, MA, 2001.
- [36] RUBEN, S.D.: *Modeling, Control, and Real-Time Optimization for a Nano-Precision System*, University of California Los Angeles (UCLA), Dissertation, 2010.
- [37] DELTA TAU DATA SYSTEMS, *PMAC/PMAC2 : Software Reference Manual*, Referenzhandbuch, 2008.
- [38] BUCCELLA, C. ; S. MEMBER ; C. CECATI ; H. LATAFAT: Digital Control of Power Converters — A Survey, In: *IEEE Transactions on Industrial Informatics* (2012), 8(3), S. 437–447.
- [39] LAMBRECHTS, P.F.: Digital H-infinity controller implementation on mechanical servo systems using a DSP, In: *Selected topics in identification modelling*, O.H. Bosgra, P.M.J. van den Hof (Hrsg.), Volume 6, Delft University Press, Delft, 1993, S. 107–113.
- [40] ROOVER, D. DE: *Motion Control of a Wafer Stage*, Technische Universiteit Delft, Dissertation, 1997.
- [41] LU, X. ; D.L. TRUMPER: Electromagnetically Driven Fast Tool Servo, In: *Proc. 18th Annual ASPE Meeting*, Portland (OR), USA, 2003, S. 103–106.
- [42] DONG, W. ; J. TANG ; Y. ELDEEB: Design of a linear-motion dual-stage actuation system for precision control, In: *Smart Materials and Structures* (2009), 18(9), S. 95035.
- [43] CHOI, Y.M. ; D.G. GWEON: A high-precision dual-servo stage using halbach linear active magnetic bearings, In: *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics* (2011), 16(5), S. 925–931.
- [44] BUICE, E.S. ; D. OTTEN ; R.H. YANG ; S.T. SMITH ; R.J. HOCKEN ; D.L. TRUMPER: Design evaluation of a single-axis precision controlled positioning stage, In: *Precision Engineering* (2009), 33(4), S. 418–424.
- [45] AMTHOR, A.: *Modellbasierte Regelung von Nanopositionier- und Nanomessmaschinen*, Technische Universität Ilmenau, Dissertation, 2010.
- [46] PARMAR, G. ; K. BARTON ; S. AWATAR: Large dynamic range nanopositioning using iterative learning control, In: *Precision Engineering* (2014), 38(1), S. 48–56.

- [47] BRECHER, C. ; D. LINDEMANN ; M. MERZ ; C. WENZEL: FPGA-Based Control System for Highly Dynamic Axes in Ultra-Precision Machining, In: *Proc. Control of Precision Systems - Spring Topical Meeting of ASPE*, Cambridge (MA), 2010, S. 17–22.
- [48] SHINNO, H. ; H. YOSHIOKA ; H. SAWANO: A newly developed long range positioning table system with a sub-nanometer resolution, In: *CIRP Annals - Manufacturing Technology* (2011), 60(1), S. 403–406.
- [49] KÖNING, R. ; J. FLÜGGE ; H. BOSSE: Characterizing the performance of the PTB line scale interferometer by measuring photoelectric incremental encoders, In: *Proceedings of SPIE 5879 - Recent Developments in Traceable Dimensional Measurements III*, San Diego (CA), USA, 2005, S. 587908.
- [50] KÖNING, R. ; J. FLÜGGE ; H. BOSSE: Achievement of sub nanometer reproducibility in line scale measurements with the nanometer comparator, In: *Proceedings of SPIE 6518 - Metrology, Inspection, and Process Control for Microlithography XXI*, San Jose (CA), United States, 2007, S. 65183F–65183F–8.
- [51] KÖNING, R. ; C. WEICHERT ; B. PRZEBIERALA ; J. FLÜGGE ; W. HAESSLER-GROHNE ; H. BOSSE: Implementing registration measurements on photomasks at the Nanometer Comparator, In: *Measurement Science and Technology* (2012), 23(9), S. 94010.
- [52] KÖCHERT, P. ; C. WEICHERT ; S. STRUBE ; R. KÖNING ; J. FLÜGGE ; E. MANSKE: A fully-fibre coupled interferometer system for displacement and angle metrology, In: *Proc. 16th Int. Conf. EUSPEN*, Nottingham, UK, 2016.
- [53] FLÜGGE, J. ; R. KÖNING: Status of the Nanometer Comparator at PTB, In: *Proc. SPIE 4401 - Recent Developments in Traceable Dimensional Measurements I*, München, 2001, S. 275–283.
- [54] FLÜGGE, J. ; R. KÖNING ; H. BOSSE: Recent activities at PTB nanometer comparator, In: *Proc. SPIE 5190 - Recent Developments in Traceable Dimensional Measurements II*, San Diego (CA), USA, 2003, S. 391–399.
- [55] FLÜGGE, J. ; R. KÖNING ; H. BOSSE: Control system for guiding deviations on the PTB nanometer comparator, In: *Proc. 5th Int. Conf. EUSPEN*, Montpellier, France, 2005, S. 233–236.
- [56] FLÜGGE, J. ; C. WEICHERT ; H. HU ; R. KÖNING ; H. BOSSE ; A. WIEGMANN ; M. SCHULZ ; C. ELSTER ; R.D. GECKELER: Interferometry at the PTB Nanometer Comparator: Design, Status and Development, In: *Proc. SPIE 7133 - 5th International Symposium on Instrumentation Science and Technology*, Shenyang, China, 2008.
- [57] FLÜGGE, J. ; R. KÖNING ; E. SCHÖTKA ; C. WEICHERT ; P. KÖCHERT ; H. BOSSE ; H. KUNZMANN: Improved measurement performance of the Physikalisch-Technische Bundesanstalt nanometer comparator by integration of a new Zerodur sample carriage, In: *Optical Engineering* (2014), 53(12), S. 122404.
- [58] HOSOE, S. ; S. TANAKA: A low-cost method of obtaining a stable environment for a highly precise displacement-measuring laser interferometer, In: *Nanotechnology* (1995), 6(1), S. 24–28.
- [59] WEICHERT, C.: *Implementierung von Gerademessungen am Nanometerkomparator der Physikalisch-Technischen Bundesanstalt*, Technische Universität Braunschweig, Dissertation, 2016.
- [60] DELTA TAU DATA SYSTEMS, *PMAC PLC Programming Techniques*, Application Note, Juli 1998.
- [61] ULLRICH, A.: PXI Express for Real-Time Control and High Performance Acquisition, In: *Proc. 15th IEEE-NPSS Real-Time Conference*, Batavia (IL), USA, 2007, S. 1–5.
- [62] WECK, M. ; C. BRECHER: *Werkzeugmaschinen 3 - Mechatronische Systeme, Vorschubantriebe, Prozessdiagnose*, 6. Aufl., Springer-Verlag, Berlin, 2006, ISBN: 9783540225065.
- [63] BASLER, S.: *Encoder und Motor-Feedback-Systeme*, 1. Aufl., Springer-Vieweg, Wiesbaden, Brigachtal, 2016, ISBN: 9783658128432.
- [64] JOERGES, P. ; W. SCHINKÖTHE: Geometrisch optimierte Rastkräfte bei Lineardirektantrieben, In: *Innovative Klein- und Mikroantriebstechnik - 8. ETG/GMM-Fachtagung*, Würzburg, 2010, S. 16.
- [65] HOLTZ, J. ; L. SPRINGOB: Identification and compensation of torque ripple in high-precision permanent magnet motor drives, In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* (1996), 43(2), S. 309–320.

- [66] KÖNING, R. ; P. KÖCHERT ; J. FLÜGGE: The New Position Control and Data Acquisition Concept of the Nanometer Comparator, In: *Proc. 10th Int. Conf. Measurement*, Smolenice, Slovakia, 2015, S. 179–182.
- [67] SMITH, S.T.: Hinges of rotational symmetry, In: *Flexures: Elements of Elastic Mechanisms*, CRC Press LLC, 2000, S. 287–334.
- [68] KÖNING, R. ; C. WEICHERT ; P. KÖCHERT ; J. GUAN ; J. FLÜGGE: Redetermination of the Abbe Errors' Uncertainty Contributions at the Nanometer Comparator, In: *Proc. 9th International Conference on Measurement*, Smolenice, 2013, S. 171–174.
- [69] KÖNING, R. ; J. FLÜGGE ; H. BOSSE: A method for the in situ determination of Abbe errors and their correction, In: *Measurement Science and Technology* (2007), 18(2), S. 476–481.
- [70] GLOESS, R. ; K. ZIMMERMANN ; J. REITH ; T. HAASE ; C. ENKRICH: Piezo vs Voice Coil Modules in the Hybrid Actuator for the E-ELT Telescope, In: *Proc. 28th Annual ASPE Meeting*, St. Paul (MN), USA, 2013.
- [71] MICHELLOD, Y. ; P. MULLHAUPT ; D. GILLET: Strategy for the Control of a Dual-stage Nano-positioning System with a Single Metrology, In: *Proc. IEEE Conference on Robotics, Automation and Mechatronics*, Bangkok, Thailand, 2006, S. 1–8.
- [72] LEE, C.-W. ; S.-W. KIM: An ultraprecision stage for alignment of wafers in advanced microlithography, In: *Precision Engineering* (1997), 21(2–3), S. 113–122.
- [73] SONG, Y. ; J. WANG ; K. YANG ; W. YIN ; Y. ZHU: A dual-stage control system for high-speed, ultra-precise linear motion, In: *International Journal of Advanced Manufacturing Technology* (2010), 48(5–8), S. 633–643.
- [74] ITO, S. ; J. STEININGER ; G. SCHITTER: Low-stiffness dual stage actuator for long range positioning with nanometer resolution, In: *Mechatronics* (2015), 29, S. 46–56.
- [75] MUNNIG SCHMIDT, R.H. ; G. SCHITTER ; J. EIJK: *The Design of High Performance Mechatronics: High-Tech Functionality by Multidisciplinary System Integration*, 1. Aufl., IOS Press (Delft University Press), Amsterdam, 2011, ISBN: 9781607508250.
- [76] SHINNO, H. ; H. HASHIZUME: High Speed Nanometer Positioning Using a Hybrid Linear Motor, In: *CIRP Annals - Manufacturing Technology* (2001), 50(1), S. 243–246.
- [77] DEVASIA, S. ; E. ELEFThERIOU ; S.O.R. MOHEIMANI: A Survey of Control Issues in Nanopositioning, In: *IEEE Transactions on Control Systems Technology* (2007), 15(5), S. 802–823.
- [78] HAUSOTTE, T.: *Nanopositionier- und Nanomessmaschine*, Technische Universität Ilmenau, Dissertation, 2002.
- [79] DENKENA, B. ; J. IMIELA ; F. KALLAGE: Regelung eines hybriden Positioniersystems (Control of a Hybrid Positioning System), In: *at - Automatisierungstechnik* (2004), 52(11–2004), S. 536–543.
- [80] KATALENIC, A.: *Control of Reluctance Actuators for High-Precision Positioning*, Technische Universiteit Eindhoven, Dissertation, 2013.
- [81] LARO, D. ; R. BOSHUISEN ; J. DAMS ; J. VAN EIJK: Linear Hybrid Actuator for Active Force Cancellation, In: *Linear Drives for Industry Applications*, 2011, S. 244–248.
- [82] GODKIN, M.: The latest developments in the field of voice coil actuators, In: *Proc. 11th European Space Mechanisms and Tribology Symposium*, Luzern, Schweiz, 2005, S. 341–345.
- [83] BUTLER, H.: Position Control in Lithographic Equipment, In: *IEEE Control Systems Magazine* (2011), 31(5), S. 28–47.
- [84] SCHÜTZE, E.: *Anschluss zur Übertragung von Zugkräften in Stäben oder innerdruckbelasteten Röhren*, Patentschrift DE 102004021144 B4, 15.09.2011.
- [85] SCHNATZ, H.: Länge - Die Basiseinheit Meter, In: *PTB Mitteilungen* (2012), 122(1), S. 7–22.
- [86] BJORKLUND, G.C.: Frequency-modulation spectroscopy: a new method for measuring weak absorptions and dispersions, In: *Optics Letters* (1980), 5(1), S. 15–17.
- [87] QUINN, T.J.: Practical realization of the definition of the metre, including recommended radiations of other optical frequency standards, In: *Metrologia* (2003), 40(5), S. 103–133.

- [88] SCHNATZ, H. ; F. MENSING: Iodine-stabilized frequency-doubled Nd:YAG lasers at $\lambda=532$ nm: Design and Performance, In: *Proceedings of SPIE 4269 - Laser Frequency Stabilization, Standards, Measurement, and Applications*, J.L. Hall, J. Ye (Hrsg.), San Jose (CA), USA, 2001, S. 239–248.
- [89] DUKES, J.N. ; G.B. GORDON: A two-hundred-foot yardstick with graduations every micro inch, In: *Hewlett Packard Journal* (1970), 21(August 1970), S. 2–8.
- [90] KNARREN, B. A. W.H. ; S.J. A. G. COSIJNS ; H. HAITJEMA ; P.H.J. SCHELLEKENS: Validation of a single fibre-fed heterodyne laser interferometer with nanometre uncertainty, In: *Precision Engineering* (2005), 29(2), S. 229–236.
- [91] WEICHERT, C. ; J. FLÜGGE ; R. KÖNING ; H. BOSSE ; R. TUTSCH: Aspects of design and the characterization of a high resolution heterodyne displacement interferometer, In: *Fringe*, 2009, S. 1–6.
- [92] MASSA, E. ; G. MANA ; J. KREMPPEL ; M. JENTSCH: Polarization delivery in heterodyne interferometry, In: *Optics Express* (2013), 21(22), S. 27119–27126.
- [93] WU, C.-M.: Periodic nonlinearity resulting from ghost reflections in heterodyne interferometry, In: *Optics Communications* (2002), 215(1–3), S. 17–23.
- [94] CAVAGNERO, G. ; G. MANA ; E. MASSA: Effect of recycled light in two-beam interferometry, In: *Review of Scientific Instruments* (2005), 76(5), S. 53106.
- [95] ZHANG, L. ; S.R. PATTERSON: Optical mixing errors in a fiber-optic coupled heterodyne interferometer, In: *Proc. 17th Annual ASPE Meeting*, St. Louis (MO), USA, 2002.
- [96] WEICHERT, C. ; J. FLÜGGE ; P. KÖCHERT ; R. KÖNING ; R. TUTSCH: Stability of a fiber-fed heterodyne interferometer, In: *Proc. 10th IMEKO Symp. Laser Metrology for Precision Measurement and Inspection in Industry*, VDI Verlag, Düsseldorf, Braunschweig, 2011, S. 243–250.
- [97] BOBROFF, N.: Recent advances in displacement measuring interferometry, In: *Measurement Science and Technology* (1993), 4(9), S. 907–926.
- [98] KUNZMANN, H. ; T. PFEIFER ; J. FLÜGGE: Scales vs. Laser Interferometers Performance and Comparison of Two Measuring Systems, In: *CIRP Annals - Manufacturing Technology* (1993), 42(2), S. 753–767.
- [99] QUENELLE, RC, WUERZ, L.J.: A new microcomputer-controlled laser dimensional measurement and analysis system, In: *Hewlett-Packard Journal* (1983), 34(4), S. 3–13.
- [100] TANAKA, M. ; T. YAMAGAMI ; K. NAKAYAMA: Linear interpolation of periodic error in a heterodyne laser interferometer at subnanometer levels, In: *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* (1989), 38(2), S. 552–554.
- [101] WEICHERT, C. ; P. KÖCHERT ; R. KÖNING ; J. FLÜGGE ; B. ANDREAS ; U. KUETGENS ; A. YACOOT: A heterodyne interferometer with periodic nonlinearities smaller than ± 10 pm, In: *Measurement Science and Technology* (2012), 23(9), S. 94005.
- [102] FLÜGGE, J.: *Vergleichende Untersuchungen zur meßtechnischen Leistungsfähigkeit von Laserinterferometern und inkrementellen Maßstabsmeßsystemen*, Rheinisch-Westfälische Technische Hochschule Aachen, Dissertation, 1996.
- [103] SCHOTT AG, *TIE-43: Properties of ZERODUR*, Technical Information, 2011.
- [104] KÖCHERT, P. ; J. FLÜGGE ; R. KÖNING ; C. WEICHERT ; E. MANSKE: Ultra-präzise Lageregelung mittels interferometrischer Positionsdetektion und Tauchspulenantrieb, In: *tm - Technisches Messen* (2014), 81(6), S. 316–323.
- [105] KÖCHERT, P. ; J. FLÜGGE ; C. WEICHERT ; R. KÖNING ; E. MANSKE: Phase measurement of various commercial heterodyne He-Ne-laser interferometers with stability in the picometer regime, In: *Measurement Science and Technology* (2012), 23(7), S. 74005.
- [106] WEICHERT, C. ; P. KÖCHERT ; R. KÖNING ; J. FLÜGGE: Stability of a fully fibre-coupled interferometer, In: *Proc. 58th Ilmenau Scientific Colloquium (IWK)*, 2014, S. 8–12.
- [107] BADAMI, V.G. ; S.R. PATTERSON: A frequency domain method for the measurement of nonlinearity in heterodyne interferometry, In: *Precision Engineering* (2000), 24(1), S. 41–49.
- [108] PESCH, B.: *Bestimmung der Messunsicherheit nach GUM*, 1. Aufl., Books on Demand GmbH, Norderstedt, 2003, ISBN: 3833010398.

- [109] DORENWENDT, K. ; G. BÖNSCH: Über den Einfluß der Beugung auf die interferentielle Längenmessung, In: *Metrologia* (1976), 12(2), S. 57–60.
- [110] DOWNS, M.J. ; K.W. RAINE: An unmodulated bi-directional fringe-counting interferometer system for measuring displacement, In: *Precision Engineering* (1979), 1(2), S. 85–88.
- [111] PECK, E.R.: Fractional-Fringe Measurements with the Corner-Cube Interferometer, In: *Journal of the Optical Society of America* (1955), 45(10), S. 795–797.
- [112] HOLZAPFEL, W.: Advancements in displacement metrology based on encoder systems, In: *Proc. 23rd Annual ASPE Meeting*, Portland (OR), USA, 2008.
- [113] YACOOT, A. ; N. CROSS: Measurement of picometre non-linearity in an optical grating encoder using x-ray interferometry, In: *Measurement Science and Technology* (2003), 14(1), S. 148–152.
- [114] ISRAEL, W. ; I. TIEMANN ; G. METZ ; Y. YAMARYO ; F. MAEDA ; T. SHIMOMURA: An international length comparison at an industrial level using a photoelectric incremental encoder as transfer standard, In: *Precision Engineering* (2003), 27(2), S. 151–156.
- [115] TIEMANN, I. ; C. SPAETH ; G. WALLNER ; G. METZ ; W. ISRAEL ; Y. YAMARYO ; T. SHIMOMURA ; T. KUBO ; T. WAKASA ; T. MOROSAWA ; R. KÖNING ; J. FLÜGGE ; H. BOSSE: An international length comparison using vacuum comparators and a photoelectric incremental encoder as transfer standard, In: *Precision Engineering* (2008), 32(1), S. 1–6.
- [116] ERNST, A.: *Digitale Längen- und Winkelmesstechnik*, 4. Aufl., moderne industrie, Landsberg/Lech, 2001, ISBN: 3478932645.
- [117] SPIES, A.: Linear and Angular Encoders for the High-Resolution Range, In: *Proc. 9th International Precision Engineering Seminar - Progress in Precision Engineering and Nanotechnology*, Braunschweig, Germany, 1997, S. 54–57.
- [118] DR. JOHANNES HEIDENHAIN GMBH, *Offene Längenmessgeräte*, Produktkatalog, 2016.
- [119] DR. JOHANNES HEIDENHAIN GMBH, *Montageanleitung : LIP 382*, 2003.
- [120] STEINMETZ, C.R.: Sub-micron position measurement and control on precision machine tools with laser interferometry, In: *Precision Engineering* (1990), 12(1), S. 12–24.
- [121] KÖNING, R. ; B. PRZEBIERALA ; C. WEICHERT ; J. FLÜGGE ; H. BOSSE: A revised treatment of the influence of the sample support on the measurement of line scales and the consequences for its use to disseminate the unit of length, In: *Metrologia* (2009), 46(3), S. 187–195.
- [122] WU, C.-M. ; C. SU ; G.-S. PENG: Correction of nonlinearity in one-frequency optical interferometry, In: *Measurement Science and Technology* (1996), 7(4), S. 520–524.
- [123] THIEL, J. ; E. SPANNER: Interferential Linear Encoder with 270 mm Measuring Length for Nanometrology, In: *Proc. 1st Int. Conf. EUSPEN*, Bremen, Germany, 1999, S. 419–422.
- [124] BOSSE, H. ; W. HÄBLER-GROHNE ; J. FLÜGGE ; R. KÖNING: Final report on CCL-S3 supplementary line scale comparison Nano3, In: *Metrologia - Technical Supplement* (2003), 40.
- [125] BAYER-HELMS, F.: Über den Einfluß von Luftdruck und Gewichtskraft auf Endmaße, In: *PTB-Mitteilungen* (1973), 83(2), S. 97–98.
- [126] TAKAHASHI, A. ; N. MIWA: An experimental verification of the compensation of length change of line scales caused by ambient air pressure, In: *Measurement Science and Technology* (2010), 21(4), S. 45305.
- [127] BAYER-HELMS, F.: Langzeitige Längenänderungen der Glaskeramik „Zerodur“ als Auswirkung eines Diffusionsvorganges, In: *Metrologia* (1987), 23, S. 145–151.
- [128] TAKAHASHI, A.: Long-term dimensional stability of a line scale made of low thermal expansion ceramic NEXCERA, In: *Measurement Science and Technology* (2012), 23(3), S. 35001.
- [129] KÖNING, R. ; C. WEICHERT ; P. KÖCHERT ; J. FLÜGGE ; H. BOSSE: The evolution of measurements of graduated scales at the Nanometer Comparator at PTB, In: *Proc. 3rd MacroScale*, Helsinki, Finland, 2017.
- [130] PECK, E.R. ; S.W. OBETZ: Wavelength or Length Measurement by Reversible Fringe Counting, In: *Journal of the Optical Society of America* (1953), 43(6), S. 505–509.
- [131] LAWALL, J. ; E. KESSLER: Michelson interferometry with 10 pm accuracy, In: *Review of Scientific Instruments* (2000), 71(7), S. 2669–2676.

- [132] STANFORD RESEARCH SYSTEMS, *Model SR830: DSP Lock-In Amplifier*, Technische Information, Rev. 2.5, Oktober 2011.
- [133] EOM, T.B. ; J.A. KIM ; C.-S. KANG ; B.C. PARK ; J.W. KIM: A simple phase-encoding electronics for reducing the nonlinearity error of a heterodyne interferometer, In: *Measurement Science and Technology* (2008), 19(7), S. 75302.
- [134] JOO, K.-N. ; J.D. ELLIS ; J.W. SPRONCK ; P.J.M. VAN KAN ; R.H. MUNNIG SCHMIDT: Simple heterodyne laser interferometer with subnanometer periodic errors, In: *Optics letters* (2009), 34(3), S. 386–388.
- [135] HEYDEMANN, P.L.M.: Determination and correction of quadrature fringe measurement errors in interferometers, In: *Applied optics* (1981), 20(19), S. 3382–3384.
- [136] STANFORD RESEARCH SYSTEMS, *About Lock-In Amplifiers*, 1999.
- [137] DANAHER INDUSTRIAL CONTROLS: *Encoder Application Handbook*, 2003.
- [138] SIRAKY, J.: *Anordnung zur seriellen Übertragung der Messwerte wenigstens eines Messwertwandlers*, Patentschrift EP 0 171 579 A1, 1985.
- [139] BÖNSCH, G. ; H.J. SCHUSTER ; R. SCHÖDEL: Hochgenaue Temperaturmessung mit Thermoelementen, In: *tm - Technisches Messen* (2001), 68(12), S. 550–557.
- [140] EDLÉN, B.: The refractive index of air, In: *Metrologia* (1966), 2(2), S. 71–80.
- [141] MUSINSKI, D.: *Displacement-measuring interferometers provide precise metrology*, *Laser Focus World*, 2003.
- [142] ZYGO CORPORATION, *ZMI 4000 Series Measurement Board*, Operating Manual (OMP-0460Q), 2007.
- [143] HEWLETT-PACKARD, *Fundamentals of Time Interval Measurements*, Application Note 200-3, 1997.
- [144] STANFORD RESEARCH SYSTEMS, *Model SR620 - Universal Time Interval Counter*, Operating Manual, Rev. 2.7, Februar 2006, S.23ff.
- [145] WECK, M. ; C. BRECHER: *Werkzeugmaschinen 2 - Konstruktion und Berechnung*, 8. Aufl., Springer-Verlag, Berlin, 2006, ISBN: 9783642387456.
- [146] ZSCHÄCK, S.: *Mehrgrößenregelung von Nanopositionier- und Nanomessmaschinen mit großen Bewegungsbereichen*, Technische Universität Ilmenau, Dissertation, 2015.
- [147] PRITSCHOW, G.: A Comparison of Linear and Conventional Electromechanical Drives, In: *CIRP Annals - Manufacturing Technology* (1998), 47(2), S. 541–548.
- [148] ZSCHÄCK, S. ; S. HESSE ; A. AMTHOR ; M. KATZSCHMANN ; C. SCHÄFFEL ; C. AMENT: Vergleich der Scan-Performance bei Nanopositioniersystemen mit großem Bewegungsbereich, In: *tm - Technisches Messen* (2014), 81(6).
- [149] HESSE, S. ; C. SCHAEFFEL ; S. ZSCHÄCK ; C. AMENT ; A. MUELLER ; E. MANSKE: Scan performance of nanopositioning systems with large travel range, In: *Proc. 58th Ilmenau Scientific Colloquium (IWK)*, 2014, S. 8–12.
- [150] WECK, M. ; P. KRÜGER ; C. BRECHER ; F. REMY: Statische und dynamische Steifigkeit von linearen Direktantrieben, In: *antriebstechnik* 36 (1997), 12, S. 57–63.
- [151] LUNZE, J.: *Regelungstechnik 1*, 6. Aufl., Springer-Verlag, Berlin, 2007, ISBN: 9783540707905.
- [152] LUTZ, H. ; W. WENDT: *Taschenbuch der Regelungstechnik*, 4. Aufl., Harri Deutsch, Frankfurt am Main, 2003, ISBN: 3817118074.
- [153] ÅSTRÖM, K.J.: *Control System Design, Lecture notes for ME 155A*, 2002.
- [154] OPPELT, W.: *Kleines Handbuch technischer Regelvorgänge*, 5. Aufl., Verlag Chemie GmbH, Weinheim/Bergstr., 1972, ISBN: 3527253475.
- [155] ÅSTRÖM, K.J. ; T. HÄGGLUND: *Advanced PID Control*, Research Triangle Park, 2006, ISBN: 9781556179421.
- [156] ITO, S. ; G. SCHITTER: Comparison and classification of high-precision actuators based on stiffness influencing vibration isolation, In: *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics* (2016), 21(2), S. 1169–1178.
- [157] JANSSEN, J.M.L.: Die Deutung des Verhaltens eines Regelsystems aus dem Abweichungsverhältnis, In: *Regelungstechnik* (1955), 12(3), S. 303–309.

- [158] WESTCOTT, J.H.: The Development of Relationships Concerning the Frequency Bandwidth and Mean Square Error of Servo Systems from Properties of Gain-Frequency Characteristics, In: *Automatic and Manual Control (papers contributed to the Conference at Cranfield)*, A. Tustin (Hrsg.), Academic Press, New York, 1952, S. 45–64.
- [159] KREBS, V.: Das Gleichgewichtstheorem — eine grundsätzliche Aussage über das Verhalten von Regelkreisen, Teil 1, In: *Regelungstechnik und Prozeß-Datenverarbeitung* (1973), 21(1), S. 25–27.
- [160] BODE, H.W.: *Network analysis and feedback amplifier design*, 12. Aufl., D. Van Nostrand Company Inc., 1955, ISBN: 0882752421.
- [161] FESPERMAN, R. ; N. BROWN ; K. ELLIOTT ; J. ELLIS ; A. GRABOWSKI ; S. LUDWICK ; B.O. CONNOR ; S. WOODY: Methods for Performance Evaluation of Single Axis Positioning Systems : A New Standard, In: *Proc. 28th Annual ASPE Meeting*, St. Paul (MN), USA, 2013, S. 498–503.
- [162] WECK, M. ; C. BRECHER: *Werkzeugmaschinen 5 - Messtechnische Untersuchung und Beurteilung, dynamische Stabilität*, 7. Aufl., Springer-Verlag, Berlin, 2006, ISBN: 9783540225058.
- [163] CONNOR, B.O. ; R. FESPERMAN ; S. MANEUF: Methods for Performance Evaluation of Single Axis Positioning Systems: Incremental Step Test, In: *Proc. 28th Annual ASPE Meeting*, St. Paul (MN), USA, 2013, S. 512–517.
- [164] SHANNON, C.E.: Editorial note on „Communication in the presence of noise“, In: *Proceedings of the IEEE* (1984), 72(9), S. 1713.
- [165] ALLAN, D.W.: Statistics of Atomic Frequency Standards, In: *Proceedings of the IEEE* (1966), 54(2), S. 221–230.
- [166] SCHUG, M.: *Aufbau und Test einer phasensensitiven Laserfrequenz-Langzeitstabilisierung an COLLAPS*, Johannes Gutenberg–Universität Mainz, Diplomarbeit, 2009.
- [167] SEGGELEN, J. VAN: *NanoCMM: A 3D Coordinate Measuring Machine with low moving mass for measuring small products in array with nanometer uncertainty*, Technische Universiteit Eindhoven, Dissertation, 2007.
- [168] THOMSEN-SCHMIDT, P.: Characterization of a traceable profiler instrument for areal roughness measurement, In: *Measurement Science and Technology* (2011), 22(9), S. 94019.
- [169] HAUSOTTE, T. ; G. JÄGER ; O. SAWODNY: Control System of a Nanopositioning and Nanomeasuring Machine, In: *Proc. 9th International Conference on New Actuators*, Bremen, 2004, S. 123–126.
- [170] AMTHOR, A. ; S. ZSCHAECK ; C. AMENT: High Precision Position Control Using an Adaptive Friction Compensation Approach, In: *IEEE Transactions on Automatic Control* (2010), 55(1), S. 274–278.
- [171] MÜLLER, M. ; W. FENGLER ; A. AMTHOR ; C. AMENT: Model-driven development and multiprocessor implementation of a dynamic control algorithm for nanopositioning and nanomeasuring machines, In: *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part I: Journal of Systems and Control Engineering* (2009), 223(1), S. 417–429.
- [172] ZSCHÄCK, S. ; J. KLÖCKNER ; I. GUSHCHINA ; A. AMTHOR ; C. AMENT ; W. FENGLER: Control of nanopositioning and nanomeasuring machines with a modular FPGA based data processing system, In: *Mechatronics* (2013), 23(3), S. 257–263.
- [173] BALZER, F.G.: *Entwicklung und Untersuchungen zur 3-D-Nanopositioniertechnik in großen Bewegungsbereichen*, Technische Universität Ilmenau, Dissertation, 2014.
- [174] JÄGER, G. ; E. MANSKE ; T. HAUSOTTE ; A. MÜLLER ; F. BALZER: Nanopositioning and nanomeasuring machine NPMM-200—a new powerful tool for large-range micro- and nanotechnology, In: *Surface Topography: Metrology and Properties* (2016), 4(3), S. 34004.
- [175] WU, C.-M. ; J. LAWALL ; R.D. DESLATTES: Heterodyne interferometer with subatomic periodic nonlinearity, In: *Applied optics* (1999), 38(19), S. 4089–4094.
- [176] UDEM, T.: *Phasenkohärente optische Frequenzmessungen am Wasserstoffatom. Bestimmung der Rydberg-Konstanten und der 1S Lamb-Verschiebung*, LMU München, Doktorarbeit, 1997.
- [177] HÄNDEL, P.: Properties of the IEEE-STD-1057 four-parameter sine wave fit algorithm, In: *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* (2000), 49(6), S. 1189–1193.
- [178] HEINZEL, G. ; A. RÜDIGER ; R. SCHILLING: *Spectrum and spectral density estimation by the Discrete Fourier transform (DFT), including a comprehensive list of window functions and some new flat-top*, Hannover, Germany, 2002.

- [179] KAISER, J.F. ; R.W. SCHAFER: On the use of the 10-Sinh Window for Spectrum Analysis, In: *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing* (1980), 28(1), S. 105–107.
- [180] OPPENHEIM, A. V ; R.W. SCHAFER: *Discrete-Time Signal Processing*, 3. Aufl., Pearson Higher Education., Upper Saddle River, 2010, ISBN: 9780131988422.
- [181] VOLDER, J.E.: The CORDIC Trigonometric Computing Technique, In: *IRE Transactions on Electronic Computers* (1959), EC-8(3), S. 330–334.
- [182] KIM, J.-A. ; J.W. KIM ; C.-S. KANG ; T.B. EOM ; J. AHN: A digital signal processing module for real-time compensation of nonlinearity in a homodyne interferometer using a field-programmable gate array, In: *Measurement Science and Technology* (2009), 20(1), S. 17003.
- [183] DONTSOV, D.: *Homodyninterferometer zur berührungslosen Schwingungsanalyse*, Technische Universität Ilmenau, Doktorarbeit, 2003.
- [184] EOM, T.B. ; T.Y. CHOI ; K.H. LEE ; H.S. CHOI ; S.K. LEE: A simple method for the compensation of the nonlinearity in the heterodyne interferometer, In: *Measurement Science and Technology* (2002), 13, S. 222.
- [185] KÖNING, R. ; G. WIMMER ; V. WITKOVSKÝ: The statistical uncertainty of the Heydemann correction: a practical limit of optical quadrature homodyne interferometry, In: *Measurement Science and Technology* (2015), 26(8), S. 84004.
- [186] MÜLLER, J. ; M. CHOUR: Zweifrequenz-Laserwegmeßsystem für extreme Verfahrensgeschwindigkeiten und hohe Genauigkeit, In: *tm - Technisches Messen* (1991), 58, S. 253–257.
- [187] SEDLACEK, M. ; K. MICHAL: Digital measurement of phase difference – a comparative study of DSP algorithms, In: *Metrology and Measurement Systems* (2005), 12(4), S. 427–448.
- [188] HOWARD, W.G.: Measuring Phase Digitally, In: *Electronic Industries* (1966), 3, S. 161–164.
- [189] OKA, K. ; M. TSUKADA ; Y. OHTSUKA: Real-time phase demodulator for optical heterodyne detection processes, In: *Measurement Science and Technology* (1991), 2(2), S. 106–110.
- [190] ZHANG, E. ; B. CHEN ; L. YAN ; T. YANG ; Q. HAO ; W. DONG ; C. LI: Laser heterodyne interferometric signal processing method based on rising edge locking with high frequency clock signal, In: *Optics Express* (2013), 21(4), S. 4638.
- [191] DEMAREST, F.: High-resolution, high-speed, low data age uncertainty, heterodyne displacement measuring interferometer electronics, In: *Measurement Science and Technology* (1998), 9(7), S. 1024–1030.
- [192] ZYGO CORPORATION, *Axiom 2/20 : Laser Measurement System, Operation and Reference Manual* (OMP-0220), April 1988.
- [193] SOMMARGREN, G.E.: A new laser measurement system for precision metrology, In: *Precision Engineering* (1987), 9(4), S. 179–184.
- [194] THALMANN, R. ; W. HOU: Limitations of interpolation accuracy in heterodyne interferometry, In: *International Progress in Precision Engineering*, Elsevier, Kobe, Japan, 1993, S. 11–23.
- [195] HALVERSON, P.G. ; F.M. LOYA: Signal processing for order 10 pm accuracy displacement metrology in real-world scientific applications, In: *Proc. 5th International Conference on Space Optics*, Toulouse, 2004, S. 571–580.
- [196] MELI, F.: Economic high resolution fringe counting for heterodyne interferometers using FPGA technology, In: *Proc. 2nd MacroScale*, Wien, 2014, S. 1–9.
- [197] MUTTI, P. ; M. JENTSCHEL ; T. MARY ; F. REY ; G. MANA ; E. MASSA: Measuring Angle with Picometer Resolution, In: *Proceedings of ICALEPCS2011*, Grenoble, Frankreich, 2011, S. 1014–1018.
- [198] DICKE, R.H.: The measurement of thermal radiation at microwave frequencies, In: *Review of Scientific Instruments* (1946), 17(7), S. 268–275.
- [199] MEADE, M.: Advances in lock-in amplifiers, In: *Journal of Physics E: Scientific Instruments* (1982), 395(15), S. 395–403.
- [200] GARDNER, F.M.: *Phaselock techniques*, 3. Aufl., John Wiley & Sons, 2005, ISBN: 9780471430636.
- [201] MEADE, M.L.: *Lock-in Amplifiers: Principles and Applications*, 1. Aufl., Peter Peregrinus Ltd, London, 1983, ISBN: 9780906048948.
- [202] KUMM, M. ; H. KLINGBEIL ; P. ZIPF: An FPGA-based linear all-digital phase-locked loop, In: *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers* (2010), 57(9), S. 2487–2497.

- [203] O'SHEA, P.: Phase Measurement, In: *Measurement, Instrumentation, and Sensors Handbook*, J.G. Webster, H. Eren (Hrsg.), 2. Aufl., CRC Press Inc., Boca Raton, 2014.
- [204] HEINZEL, G. ; V. WAND ; A. GARCÍA ; O. JENNRICH ; C. BRAXMAIER ; D. ROBERTSON ; K. MIDDLETON ; D. HOYLAND ; A. RÜDIGER ; R. SCHILLING ; U. JOHANN ; K. DANZMANN: The LTP interferometer and phase-meter, In: *Classical and Quantum Gravity* (2004), 21(5), S. 581–587.
- [205] SHERMAN, J.A. ; R. JÖRDENS: Oscillator metrology with software defined radio, In: *Review of Scientific Instruments* (2016), 87(5), S. 54711.
- [206] FUJII, Y. ; H. FUJIMOTO: Measurements of frictional characteristics of a pneumatic linear bearing, In: *Measurement Science and Technology* (1999), 10(5), S. 362–366.
- [207] GIACOMO, P.: News from the BIPM, In: *Metrologia* (1984), 20(1), S. 25–30.
- [208] PRATT, G.A. ; M.M. WILLIAMSON ; P. DILLWORTH ; J. PRATT ; K. ULLAND ; A. WRIGHT: Stiffness Isn't Everything, In: *Experimental Robotics IV. Lecture Notes in Control and Information Sciences (LNCIS)*, O. Khatib, J.K. Salisbury (Hrsg.), 223. Aufl., Springer-Verlag, Berlin, 1997, S. 253–262.
- [209] BUICE, E.S.: *Implementation of a dynamic positioning machine for nano-scale engineering*, University of North Carolina, Charlotte, Dissertation, 2007.
- [210] GEELEN, W. ; D. ANTUNES ; J.P.M. VOETEN ; R.R.H. SCHIFFELERS ; W.P.M.H. HEEMELS: The Impact of Deadline Misses on the Control Performance of High-End Motion Control Systems, In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* (2016), 63(2), S. 1218–1229.
- [211] TEXAS INSTRUMENTS, *LM12CL 80W Operational Amplifier*, Datenblatt, Rev. D, April 2013.
- [212] SHEINGOLD, D.H.: Impedance and Admittance Transformations using Operational Amplifiers, In: *Lighting Empiricist* (1964), 12(1), S. 1–8.
- [213] HAUSOTTE, T.: *Nanopositionier- und Nanomessmaschinen - Geräte für hochpräzise makro- bis nanoskalige Oberflächen- und Koordinatenmessungen*, Technische Universität Ilmenau, Habilitationsschrift, 2011.
- [214] BESSEL, F.W.: DRUCKEREI DER KÖNIGLICHEN AKADEMIE DER WISSENSCHAFTEN, *Darstellung der Untersuchungen und Maaßregeln, welche, in den Jahren 1835 bis 1838 durch die Einheit des Preußischen Längenmaßes veranlasst worden sind*, März 1839.
- [215] BOSSE, H. ; B. BODERMANN ; G. DAI ; J. FLÜGGE ; C.G. FRASE ; H. GROß ; W. HÄBLER-GROHNE ; P. KÖCHERT ; R. KÖNING ; F. SCHOLZE ; C. WEICHERT: Challenges in nanometrology: High precision measurement of position and size, In: *tm - Technisches Messen* (2015), 82(7–8), S. 346–358.
- [216] ZIEGLER, J.G. ; N.B. NICHOLS: Optimum Settings for Automatic Controllers, In: *Transaction of the ASME* (1942), 64, S. 759–768.
- [217] SCHLITT, H.: *Stochastische Vorgänge in linearen und nichtlinearen Regelkreisen*, 1. Aufl., F. Vieweg & Sohn GmbH, Braunschweig, Erlangen, 1968, ISBN: 9783528048495.
- [218] BARNES, J.A. ; A.R. CHI ; L.S. CUTLER ; D.J. HEALEY ; D.B. LEESON ; E.T. MCGUNIGAL ; J.A. MULLEN ; W.L. SMITH ; R.L. SYDNOR ; R.F.C. VESSOT ; G.M.R. WINKLER: Characterization of Frequency Stability, In: *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* (1971), 20(2), S. 105–120.
- [219] MAKDISSI, A., *AlaVar User Guide : Allan Variance Software*, User Manual, Rev. 4.5, 2003.
- [220] BOSMANS, N. ; J. QIAN ; D. REYNAERTS: Design and experimental validation of an ultra-precision Abbe-compliant linear encoder-based position measurement system, In: *Precision Engineering* (2017), 47, S. 197–211.
- [221] SOEMERS, H.: *Design Principles for Precision Mechanisms*, 1. Aufl., Enschede, 2010, ISBN: 9789036531030.
- [222] REEDER, R. ; W. GREEN ; R. SHILLITO: Analog-to-Digital Converter Clock Optimization: A test engineering perspective, In: *Analog Dialogue* (2008), 42(2), S. 1–7.
- [223] COHERENT, *Prometheus - Ultra-Narrow Linewidth CW DPSS Green Laser*, Datenblatt (MC-014-13-0M1017), Rev. D, 2017.
- [224] WEICHERT, C. ; P. KÖCHERT ; E. SCHÖTKA ; J. FLÜGGE ; E. MANSKE: A Straightness Measuring Interferometer characterised with Different Wedge Prisms, In: *Proc. 59th Ilmenau Scientific Colloquium (IWK)*, Ilmenau, 2017, S. 11–15.

Erklärung

Ich versichere, dass ich die vorliegende Arbeit ohne unzulässige Hilfe Dritter und ohne Benutzung anderer als der angegebenen Hilfsmittel angefertigt habe. Die aus anderen Quellen direkt oder indirekt übernommenen Daten und Konzepte sind unter Angabe der Quelle gekennzeichnet.

Bei der Auswahl und Auswertung des Materials haben Personen weder entgeltlich noch unentgeltlich geholfen.

Weitere Personen waren an der inhaltlich-materiellen Erstellung der vorliegenden Arbeit nicht beteiligt. Insbesondere habe ich hierfür nicht die entgeltliche Hilfe von Vermittlungs- bzw. Beratungsdiensten (Promotionsberater oder anderer Personen) in Anspruch genommen. Niemand hat von mir unmittelbar oder mittelbar geldwerte Leistungen für Arbeiten erhalten, die im Zusammenhang mit dem Inhalte der vorgelegten Dissertation stehen.

Die Arbeit wurde bisher weder im In- noch im Ausland in gleicher oder ähnlicher Form einer Prüfungsbehörde vorgelegt.

Ich bin darauf hingewiesen worden, dass die Unrichtigkeit der vorstehenden Erklärung als Täuschungsversuch bewertet wird und gemäß § 7 Abs.10 der Promotionsordnung den Abbruch des Promotionsverfahrens zur Folge hat.

Ilmenau, 5. Dezember 2017

Paul Köchert