

Wegmess-System für Miniatur-Linearmotoren (SensMiLi)

Von der Fakultät Konstruktions-, Produktions- und Fahrzeugtechnik
der Universität Stuttgart
zur Erlangung der Würde eines Doktor- Ingenieurs (Dr.-Ing.)
genehmigte Abhandlung

Vorgelegt von
Dipl.-Ing. Daniel Wibbing
geboren in Bielefeld

Hauptberichter: Prof. Dr.-Ing. W. Schinköthe

Mitberichter: Prof. Dr. rer. nat. J. Binder

Tag der mündlichen Prüfung: 17.12.2012

D 93 Dissertation Universität Stuttgart

Danksagung

Diese Arbeit entstand während meiner Anstellung als Doktorand bei der Festo AG & Co. KG. Mein besonderer Dank gilt Herrn Prof. Dr. rer. nat. Josef Binder, dem damaligen Leiter des Product Center Electronic Systems, ohne dessen Betreuung, Unterstützung und Vertrauen diese Arbeit nicht möglich gewesen wäre. Ebenso gilt mein Dank Herrn Prof. Dr.-Ing. Wolfgang Schinköthe, dem ich die Ermöglichung und wohlwollende Betreuung meiner Arbeit seitens der Universität Stuttgart verdanke. Weiterhin danke ich Herrn Prof. Dr. rer. nat. Heinz Kück für seinen wertvollen Rat und die Herstellung eines optisch diffraktiven Maßstabs am HSG-IMAT.

Ganz herzlich danke ich Dr.-Ing. David M. Hopp, damals am Institut für Technische Optik (ITO) der Universität Stuttgart. Er war mein enger Weggefährte, Diskussionspartner und Berater, mit dem ich gemeinsam viele optische Fragestellungen und Ideen ausgetüftelt habe. Auch bei vielen anderen Mitarbeitern des ITO, unter denen besonders Herr Dipl.-Phys. Christof Pruß zu nennen ist, möchte ich mich herzlich für den Rat und die Herstellung der Chromgittermaßstäbe bedanken. Mein tiefer Dank gilt auch Herrn Dr. rer. nat. Andreas Michalowski, damals am Institut für Strahlwerkzeuge (IFSW) der Universität Stuttgart, der für mich nicht nur Experimente zur Maßstabherstellung mittels Laserdirektstrukturierung durchgeführt, sondern mir zudem wertvolle Anregungen in optischen Fragestellungen gegeben hat. Herrn Dipl.-Ing. Christoph Pauly vom Lehrstuhl für Funktionswerkstoffe der Universität des Saarlandes möchte ich für die Maßstabherstellung mittels fokussierter Ionenstrahlung danken und ihm für seinen Fleiß und sein Engagement meine Achtung ausdrücken.

Viele liebe Kollegen bei Festo sind mir als Helfer, Diskussionspartner und Freunde zur Seite gestanden, haben mich ermutigt und haben mir ermöglicht, zu was ich alleine nicht im Stande gewesen wäre. Dafür gilt ihnen mein großer Dank. Unter ihnen möchte ich mich ganz besonders bei Frau Dr. rer. nat. Ute Gebhard bedanken, die mir die Möglichkeit zu dieser Arbeit erst eröffnet und das Thema dazu vorgeschlagen hat.

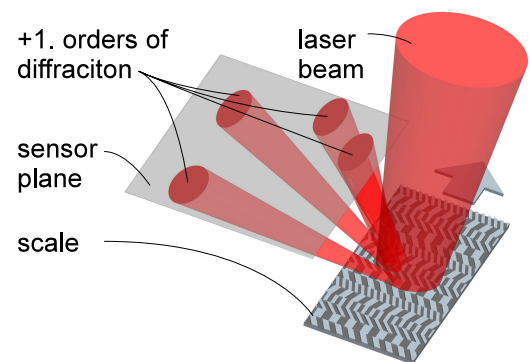
Daniel Wibbing, Stuttgart den 29.06.2012

Abstract

In areas of the automation industry, for example, the semiconductor industry, the electric light assembly industry and the biomedical industry, small parts must be handled in clean environments at accelerations of hundreds of m/s^2 and with precisions in the single-digit micrometer range. Miniature linear motors fulfill these requirements, both dimensionally and dynamically, and when position encoders are integrated, the motor's movements can be controlled. Encoders that read absolute position information, as opposed to incremental ones, are both faster at startup and more reliable during operation.

However, until now, a sufficiently precise absolute linear encoder, which can be used in integration with the miniature linear motor, is not available on the market. To solve this problem a novel method for an optical absolute position encoder is developed. In this method, unique diffraction patterns are analyzed, after they have been reflected onto a sensor plane by a scale, which, for the first time, has been made from a pseudo-randomly coded q -ary sequence of diffraction gratings. In this method, higher code efficiency, simpler sensor architecture, faster position decoding and more tolerant focusing restriction could all be achieved.

A demonstrator was made from a slide and a sensor head, which included a laser diode, a ball lens and a camera chip, which was read by a PC. To create the scale, two different methods were investigated: (1) focused ion beam writing (FIB) on stainless steel and (2) injection moulding of plastics onto stainless steel. Although a resolution of $<1 \mu m$ was achieved with both scales, the plastic scale achieved a slightly higher precision, with a linearity of $3.77 \mu m$ and a repetition accuracy of $2.59 \mu m$. The manufacturing tolerance of the scale was the main limiting factor. The thermal expansion of the scale, which was induced by the temperature change of the motor, was studied, and it was determined that drifts of up to $30 \mu m$ could occur as a result. Although typical imaging position encoders have the same range of mechanical tolerances, the diffractive method has an extraordinary focusing tolerance of $\pm 1 \mu m$, as it is able to decouple the resolution from the depth of focus. Thus, this novel coding principle has proven to be a basis for a position encoder, which can, for the first time, offer the ability of integration into a miniature linear motor and enable the exploitation of the motor's capabilities.



Inhaltsverzeichnis

Formelzeichen.....	9
Abkürzungen.....	11
1 Einleitung.....	12
1.1 Motivation.....	12
1.2 Zielsetzung.....	16
2 Stand der Technik.....	18
2.1 Signalarten.....	18
2.1.1 Inkrementale Signale.....	18
2.1.2 Absolute Signale.....	20
2.2 Signalerzeugung.....	24
2.2.1 Erzeugung inkrementaler Signale.....	24
2.2.2 Erzeugung absoluter Signale.....	27
2.3 Signalerfassung.....	41
2.3.1 Serielle Erfassung.....	42
2.3.2 Scannende Erfassung.....	43
2.3.3 Parallele Erfassung.....	45
2.4 Messverfahren Übersicht.....	47
3 Bewertung und Auswahl eines Messverfahrens.....	49
3.1 Bewertung nach Leistungsmerkmalen.....	50
3.2 Bewertung nach Bauraum.....	52
3.3 Bewertung nach Signalarten.....	58
3.4 Auswahl.....	59
3.4.1 Ergebnis der drei Filterkriterien.....	59
3.4.2 Verschmutzungsempfindlichkeit.....	60

3.4.3	Varianten-Auswahl.....	60
4	Grundlagen Beugungsgitter.....	69
4.1	Beugungsmuster.....	69
4.2	Gitterarten.....	72
5	Codierung.....	74
5.1	Codierung und Decodierung von Pseudo-Zufalls-Sequenzen.....	76
5.1.1	Verlust und Rekonstruktion der Gitter-Reihenfolge.....	76
5.1.2	Codierung und Decodierung der Grobposition.....	78
5.1.3	Detektion der Feinposition.....	81
5.2	Auslegung der Sensormatrix-Geometrie.....	83
5.3	Code-Effizienz.....	87
5.4	Simulation der Wegmessung.....	88
6	Vorversuche.....	98
6.1	Vorversuch zur Codierung & Decodierung.....	98
6.1.1	Aufbau des Versuchs.....	98
6.1.2	Analyse des Beugungsmusters.....	99
6.1.3	Abschätzung der Messgenauigkeit.....	107
6.2	Vorversuch zur Motor-Erwärmung.....	110
6.2.1	Versuchsaufbau.....	110
6.2.2	Versuchsergebnisse.....	112
7	Optik.....	118
7.1	Lichtquelle.....	118
7.2	Linse.....	121
7.3	Strahlengang.....	122
7.3.1	Grundlagen der Strahlverfolgung.....	123
7.3.2	Simulation des Strahlengangs.....	125
7.4	Aufbau der Beleuchtungseinheit.....	127
8	Sensorik.....	130
8.1	Sensortechnologie.....	130

8.2	Photostrom.....	132
8.3	Signalfrequenz der Intensitäts-Änderungen.....	135
9	Elektronik.....	136
9.1	Wandlerelektronik.....	137
9.1.1	Messsignalaufbereitung.....	137
9.1.2	Messsignaldigitalisierung.....	142
9.2	Rechenelektronik.....	148
9.2.1	Vorgehensweise.....	148
9.2.2	Hinweise zu Interpretation der Simulationsergebnisse.....	149
9.2.3	Simulation mit Microcontroller von Atmel und AVR-Studio.....	151
9.2.4	Simulation mit Microcontroller von Texas Instruments und Code Composer Studio.....	152
10	Maßstab.....	153
10.1	Direktstrukturierung von Edelstahl.....	154
10.1.1	Überblick.....	154
10.1.2	Untersuchte Verfahren.....	159
10.2	Kunststoff-Maßstab auf Edelstahl.....	167
11	Demonstrator.....	173
11.1	Versuchsaufbau.....	173
11.1.1	SensMiLi-Demonstrator.....	174
11.1.2	Prüfstand zur Qualifizierung von Wegmess-Systemen.....	176
11.2	Messung der statischen Kennwerte.....	178
11.2.1	Linearität.....	180
11.2.2	Rauschen.....	186
11.2.3	Mikrolinearität.....	191
11.2.4	Auflösung.....	198
11.2.5	Wiederholgenauigkeit.....	202
11.2.6	Hysterese.....	206
11.2.7	Temperaturdrift.....	211
11.2.8	Mechanische Toleranzen.....	219
11.3	Abschätzung der dynamischen Kennwerte.....	229

11.4 Technologieanalyse und -bewertung.....	231
12 Zusammenfassung.....	245
13 Ausblick.....	246
Literatur.....	250
Anhang.....	273
A1 Funktion und Eigenschaften von Linearmotoren.....	273
A2 Messgrößen und -verfahren.....	276
A3 Grundlagen zur Berechnung und Simulation von Beugungsmustern.....	375

Formelzeichen

A	Amplitude, Querschnittsfläche	Kontext, mm ²
B	Flussdichte	T
D	Blenden-Durchmesser, Spalt-Breite	mm
c	Magnetostruktionskoeffizient, Abstand	m ² A ⁻¹ , mm
d	Durchmesser	mm
f	Frequenz, Feldfunktion	Hz, -
f_x	Ortsfrequenz	m ⁻¹
f_y	Ortsfrequenz	m ⁻¹
$\mathcal{F}\{\}$	Fourier-Transformation	
G	Funktion im Frequenzbereich	
GF	Galoiskörper (auch endlicher Körper)	
H	Funktion im Frequenzbereich, Magnetfeldstärke	-, Am ⁻¹
i	imaginäre Einheit, Momentanwert des Stroms	-, A
I	Intensität, Stromstärke	-, A
j	Index, imaginäre Einheit (falls im Zusammenhang mit Strom i)	
k	Kreiswellenzahl, Index, Hall-Konstante	nm ⁻¹ , -, m ³ C ⁻¹
L	Induktivität	H
l	Länge	mm
m	Beugungsordnung, positive natürliche Zahl	
N	Windungszahl	
p	Gitterperiode, Funktion im Zeit- bzw. Ortsbereich, Primzahl	μm, -, -
P	Punkt	
q	Zahlenbasis eines Galoiskörpers	
R	Widerstand	Ω
r	Radius, Abstandsvektor	mm, (m, m, m)
s	Wegstrecke	m
t	Zeit	s
T	Temperatur, Periodendauer	°C, s

U	komplexe Feldstärke	Vm^{-1}
U	skalare Feldstärke, elektrische Spannung	Vm^{-1}, V
u	Momentanwert der Spannung	V
W	Arbeit	J
x	Ortskoordinate	m
y	Ortskoordinate	m
z	Ortskoordinate	m
Z_p	Primkörper, d.h. Galoiskörper einer Primzahl	
α	Gitterwinkel, Ausdehnungskoeffizient	$^\circ, ^\circ\text{K}^{-1}$
β	Beugungswinkel	$^\circ$
γ	Geometrie-Winkel	$^\circ$
δ	Wegdifferenz eines optischen Pfades	m
Δ	Allgemeine Differenz	
ε	Dehnung	m
ζ	Abkürzende Schreibweise für $(kD/2)\sin\beta$	
η	Ortskoordinate	m
θ_{JM}	Winkel zwischen Stromdichtevektor und Magnetfeldvektor	$^\circ$
λ	Wellenlänge	nm
μ	Permeabilität	$\text{Vs}(\text{Am})^{-1}$
ξ	Ortskoordinate	m
ρ	Dichte	kgm^{-3}
Σ	Blende	
Φ	Phase	rad
φ	relative Phasenverschiebung	rad

Abkürzungen

Abb.	Abbildung
AC	Alternating Current
ADC	analog to digital converter
ASIC	Application Specific Integrated Circuit
CCD	Charge-Coupled Device
CLWS	Circular Laser Writing System
CMOS	Complementary Metal Oxide Semiconductor
DC	Direct Current
ELA	Electric- and Light Assembly Industry
FFT	Fast-Fourier-Transformation
FIB	Focused-Ion-Beam
GBP	Gain Bandwidth Product
Gl.	Gleichung
IKFF	Institut für Konstruktion und Fertigung in der Feinwerktechnik
ITO	Institut für Technische Optik der Universität Stuttgart
LFSR	Linear Feedback Shift Register (dt.: linear rückgekoppeltes Schieberegister)
MR	Magnetoresistivität
PM-ED	Produktmanagement der Electric Drives bei der Festo AG & Co. KG
PQW	Prüfstand zur Qualifizierung von Wegmess-Systemen
PSD	Position Sensitive Device, (dt.: Lateraldiode)
PZS	Pseudo-Zufalls-Sequenz (engl.: Pseudo Random Sequence)
REM	Raster-Elektronen-Mikroskop
SEM	Scanning Electron Microscope (siehe REM)
SensMiLi	Projektname dieser Doktorarbeit: „ S ensor für M iniatur- L inearmotoren“
SMD	surface-mounted device (dt.: oberflächenmontiertes Bauelement)
SPS	samples per second (Abtastungen pro Sekunde)
Tab.	Tabelle
VCSEL	Vertical-Cavity Surface-Emitting Laser

1 Einleitung

„Question authority!“

*Miss Dr. Åsa Apelqvist when asked about how to become an excellent scientist
at the Amserham Biosciences and Science Prize awarding ceremony,
Stockholm, 5th of December 2001*

1.1 Motivation

Die mit enormem Tempo voranschreitende Miniaturisierung von Komponenten und Systemen in nahezu allen Produktkategorien wie beispielsweise der Automobiltechnik der Verbraucherelektronik oder der Medizintechnik, stellt die Automatisierungstechnik vor immer wieder neue Herausforderungen im Hinblick auf Anforderungen wie Genauigkeit, Schnelligkeit, Energieeffizienz oder Integrationsfähigkeit in kleinste Fertigungszellen [Schilling07]. Bei der Bereitstellung von Automatisierungslösungen für diese kontinuierlich wachsenden Ansprüche spielt die Weiterentwicklung von Antriebs-Systemen eine zentrale Rolle. Um mit der Miniaturisierung der Produkte Schritt halten zu können, müssen auch diese immer weiter miniaturisiert werden [West05] und gleichzeitig immer präzisere Bewegungen in immer kürzeren Taktzeiten ausführen können. Auf dem Gebiet der translatorischen Antriebe stellen elektrodynamische Lineardirektantriebe hierzu eine Schlüsseltechnologie dar, da sie unter den Linearantrieben ein enormes Miniaturisierungspotential, hochgenaue Positionierbarkeit und das höchste Beschleunigungsvermögen besitzen [Clauß06], [Klement09]. Um diese Potentiale nutzen zu können, müssen jedoch die für sie benötigten Wegmess-Systeme ebenfalls den genannten Anforderungen genügen. Für die Integration hochpräziser Wegmess-Systeme in Miniatur-Linearmotoren existiert jedoch auf dem Markt bislang noch keine hinreichende Lösung. Das ist erstaunlich, denn die Wegmesstechnik ist eine der wohl ältesten Disziplinen der Messtechnik überhaupt, für die in den vergangenen Jahrzehnten und Jahrhunderten eine Vielzahl physikalischer Effekte

erschlossen wurde, um Wege und Distanzen in den verschiedensten Umgebungen und den verschiedensten Anforderungen genügend zu messen.

Warum keine dieser Lösungen ohne Weiteres für die Miniatur-Linearmotoren Anwendung finden kann und wie ein für sie geeignetes Wegmess-System realisiert werden könnte, wird in dieser Arbeit untersucht. Um dabei eine repräsentative Zielsetzung verfolgen zu können, wird konkret auf diejenigen Anforderungen an Miniatur-Linearmotoren Bezug genommen, die durch das Produktmanagement der Electric Drives bei der Festo AG & Co. KG (PM-ED) ermittelt wurden.

Dazu wird in diesem Kapitel zunächst kurz erläutert, welches die potentiellen Anwendungsfelder der Miniatur-Linearmotoren sind und welche Anforderungen diese an die Motoren stellen. Anschließend werden daraus die Anforderungen an das gesuchte Wegmess-System abgeleitet.

Im Weiteren wird als Abkürzung für die Bezeichnung „Wegmess-System für Miniatur-Linearmotoren“ oft der Projektname „SensMiLi“ verwendet, was „**S**ensor für **M**iniatur-**L**inear-**m**otoren“ bedeutet.

Anwendungsfelder von Miniatur-Linearmotoren

Das PM-ED sieht in der Automatisierungstechnik durch Miniatur-Linearmotoren ein Potenzial zur Verkürzung der Taktzeiten dort, wo auf kleinstem Bauraum Bauteile mit geringer Masse präzise und schnell bewegt und positioniert werden müssen. Diese Anforderungen findet man in Anwendungsfeldern wie

- der Bio- und Medizintechnik,
- der Halbleiterindustrie oder
- der Elektronik- und Leichtmontage (engl.: Electric- and Light Assembly, ELA).

In der Bio- und Medizintechnik müssen oft durch Mikrodosiereinheiten kleinste Flüssigkeitsmengen in Titerplatten gefüllt werden, die aus einem Array mikrometerkleiner Kavitäten bestehen.

In der Halbleiterindustrie müssen im sogenannten Backend-Bereich vereinzelte Silizium-

Chips in der Größenordnung von mehreren Mikrometern bis wenigen Millimetern in großen Stückzahlen geprüft, gehandhabt und verpackt werden. Eine noch genauere Positionierung ist erforderlich, wenn Chips gebondet werden und die Bonddrähte präzise auf den wenige Mikrometer großen Bondpads platziert werden müssen.

Auch in der Elektronik- und Leichtmontage ist höchste Positioniergenauigkeit gefordert, wenn beispielsweise Leiterplatten mit SMD-Bauteilen bestückt werden, oder kleine und komplexe Produkte wie Mobiltelefone aus leichten feinwerktechnischen Bauteilen zusammengebaut werden.

Bemerkenswert ist bei diesen Anwendungen, dass sie in Reinräumen durchgeführt werden, um die verschmutzungsempfindlichen Prozesse nicht zu gefährden. Da Reinräume jedoch kosten- und energieintensiv sind, ist es zur Verbesserung der Produktionseffizienz von großer Bedeutung die benötigten Bauvolumina der Automatisierungsanlagen auf ein Minimum zu reduzieren. Tisch-Fabriken (im Englischen Desktop Factories oder Microfactories), bei denen die Anlagengröße in ähnliche Größenordnungen rückt wie die von ihnen bearbeiteten Produkte, finden dabei vermehrt Verbreitung [Okazaki02], [Hesselbach03], [Slatter05].

Anforderungen	Ausprägung	Kommentar
Außendurchmesser	16 mm	am äußeren Rückschluss
Hub	50 mm	
Positioniergenauigkeit	1 μm	
Beschleunigung	250 m/s^2	
Lagerung	Lagerspiel wenige Mikrometer evtl. reinraumtaugliche Kugel- oder Wälzlager	[Michel11]
Schmierung	nicht kontaminierend • Bronze Sinterlager • Reinraum geeignete Schmierstoffe • Kapselung des Lagers • kontinuierliche Partikel-Absaugung	[Bornebusch11] [Thomas09], [Kaun92] [THK06] [THK06]
Bewegungszyklen	80 ... 100 Mio. pro Jahr	hoch frequente Bewegungen
Lebensdauer	500 Mio. Bewegungszyklen	

Tab. 1.1: Anforderungen an Miniatur-Linearmotoren nach PM-ED.

Für den Einsatz in diesen Anwendungsfeldern sind aus Sicht des PM-ED heteropolare Langspulmotoren, wie im Anhang A1 beschrieben, besonders attraktiv. Sie könnten dabei

vorteilhafter Weise die in Tab. 1.1 aufgelisteten Eigenschaften besitzen.

Anforderungen an ein Wegmess-System für Miniatur-Linearmotoren

Aus den oben beschriebenen Anwendungsbereichen und den sich daraus ergebenden Anforderungen an die Miniatur-Linearmotoren können die Leistungsmerkmale abgeleitet werden, die für das gesuchte Wegmess-System benötigt werden. Diese Leistungsmerkmale (siehe Tab. 1.2) wurden sowohl mit dem Produktmanagement als auch mit der Entwicklung der Electric Drives bei der Festo AG & Co. KG erarbeitet und werden im Weiteren bei der Recherche und der Lösungsfindung als Leitlinie dienen.

Anforderungen	Informationen in Kapitel	obligatorisch	gewünscht
Signal-Art	2.2.2	absolut	
Messbereich	5.3	50 mm	100 mm
Linearität	11.2.1	1 μm	2 μm
Wiederholgenauigkeit	11.2.5	1 μm	0,1 μm
Maximale Beschleunigung	A1	250 m/s ²	500 m/s ²
Maximale Geschwindigkeit	A1	3,5 m/s	5 m/s
Signalverarbeitungs-Zeit	9, 11.3	< 300 μs	
Bauraum	11.1.1	in Antrieb integriert	
Kolbenstange verdrehbar	10	nein	ja
Lebensdauer		500 Mio. Zyklen in 5 Jahren (wie Antrieb)	
Herstellungskosten	7, 9	$\leq 500 \text{ €}$	$\leq 250 \text{ €}$
Temperaturbereich	6.2, 11.2.7	20 ... 80 °C	0...120 °C
Umgebungsbedingungen	1.2	Reinraum entsprechend Produktanforderungen	

Tab. 1.2: Anforderungen an ein Wegmess-System für Miniatur-Linearmotoren.

1.2 Zielsetzung

Das Ziel dieser Arbeit ist es, einen Lösungsvorschlag für ein Wegmess-System zu erarbeiten, das für die Integration in Miniatur-Linearmotoren geeignet ist und das ihre zuvor ermittelten Anforderungen erfüllen kann oder konkret aufzeigen kann wo und aus welchem Grund die Erfüllung dieser Anforderungen bei dem gewählten Ansatz auf Grenzen stößt. Dies soll anhand eines funktionsfähigen Demonstrators des Wegmess-Systems gezeigt werden.

Dazu wird zunächst in Kapitel 2 untersucht welche Wegmess-Methoden und -Verfahren bereits existieren und welche Eigenschaften sie besitzen. Vor dem Hintergrund der Anforderungen werden die Messverfahren dann in Kapitel 3 bewertet, um das am besten geeignete zu ermitteln.

Es wird sich dabei herausstellen, dass ein neuartiges optisches Messverfahren, welches auf der Auswertung zweidimensionaler diffraktiver Muster basiert, besonders gut für den Anwendungsbereich geeignet ist. Dieses neuartige diffraktive Messverfahren wurde bisher für Drehgeber konzipiert und untersucht [Mayer09], [Hopp12], [Seybold13]. Da das Prinzip der Winkel-Codierung jedoch bzgl. der Anforderungen für SensMiLi nicht ausreichend gut auf die lineare Wegmessung übertragen werden kann, ist es die Hauptaufgabe dieser Arbeit ein Codierungsprinzip zu entwickeln, dass das Verfahren der absoluten diffraktiven Positionsmessung für die lineare Wegmesstechnik erstmals nutzbar macht. Zu diesem Zweck werden die in Abschnitt 2.2.2.2 beschriebenen Pseudo-Zufalls-Sequenzen benutzt, deren Umsetzbarkeit für die diffraktive Codierung in Kapitel 5 simulativ untersucht wird.

Auf dieser Grundlage werden in den Kapiteln 7, 8 und 9 die Komponenten des Sensorkopfes, die Optik, Sensorik und Elektronik, berechnet und ausgelegt.

In Kapitel 10 werden anschließend Technologien zur Herstellung des Maßstabs untersucht, der später vom Sensorkopf gelesen werden soll.

Abschließend wird in Kapitel 11 ein Demonstrator des Wegmess-Systems aufgebaut, anhand dessen seine statischen Eigenschaften durch Messungen charakterisiert werden. Seine dynamischen Eigenschaften werden, da sie noch nicht messbar sind, mit Hilfe der

Kenndaten und Berechnungen aus den Kapiteln 8 Sensorik und 9 Elektronik näherungsweise bestimmt.

Diese Ergebnisse ermöglichen die in Kapitel 11.4 durchgeführte Bewertung des neuartigen diffraktiven Messverfahrens, SensMiLi, bzgl. seiner Eignung für den Einsatz in einer neuen Generation von Miniatur-Linearmotoren gegenüber den bisher üblichen, optisch abbildenden Messverfahren.

2 Stand der Technik

In diesem Kapitel wird eine Gliederung der Wegmesstechnik in Signalarten, -erzeugung und -erfassung durchgeführt. Diese Gliederung basiert auf der im Anhang A2 befindlichen Recherche zu einer Vielzahl an Messverfahren, auf denen die heute am Markt erhältlichen Wegmess-Systeme beruhen.

2.1 Signalarten

2.1.1 Inkrementale Signale

Bei inkrementalen Wegmess-Verfahren werden Signale, die sich in einem festen periodischen Abstand wiederholen, gezählt. Aus dem Produkt des Zählerstandes mit der bekannten Periodenlänge ergibt sich dann der Positionswert.

Beim Einschalten des Wegmess-Systems ist jedoch die Position zunächst nicht bekannt. Der Zähler muss an einer definierten Referenzposition, z.B. an der Position Null des Messbereichs, initialisiert werden. Erst dann kann die absolute Position in Bezug auf diesen Referenzpunkt hochgezählt werden.

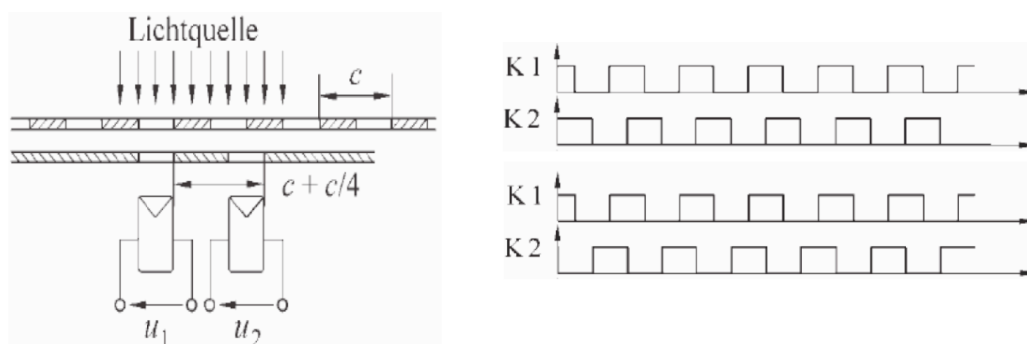


Abb. 2.1: Inkrementaler Weggeber nach dem Prinzip einer Lichtschranke und seine diskreten Ausgangssignale bei einer Bewegung des Maßstabs nach rechts (oben) und nach links (unten). [Reindl04]

Die grundsätzliche Gefahr bei dieser Art der Wegmessung ist der Verlust von Inkrementen. Dies kann auftreten, wenn beispielsweise der Maßstab stellenweise kontaminiert ist, Defekte aufweist, oder Erschütterungen kurzzeitige Aussetzer im Signal verursachen. Diese Zählfehler summieren sich so lange auf, bis wieder eine Referenzposition überfahren wird.

Diskret inkrementale Signale

Im einfachsten Fall handelt es sich bei den Signalen um Rechteck-Impulse [Reindl04]. Diese könnten beispielsweise mit einem optischen Verfahren durch eine lichtschränken-ähnliche Anordnung, wie sie in Abb. 2.1 gezeigt ist, erzeugt werden. Hier durchstrahlt eine Lichtquelle einen Maßstab, der in periodischen Abständen c abwechselnd lichtdurchlässige und lichtundurchlässige Bereiche aufweist. Ein hinter einer Blende befindlicher Lichtsensor gibt eine Spannung u_l aus, sobald und solange die Lichtintensität einen bestimmten Schwellwert überschreitet und generiert so zählbare Spannungspulse. Um zusätzlich die Bewegungsrichtung des Maßstabs feststellen zu können, wird ein zweiter Lichtsensor verwendet, der $n \cdot c + c/4$ vom Ersten entfernt liegt, wobei n eine natürliche Zahl ist. Generiert der rechte Sensor zuerst eine steigende Signal-Flanke, dann folgt daraus, dass sich der Maßstab relativ zu den Sensoren nach rechts bewegt. Erzeugt zuerst der linke Sensor eine steigende Flanke, so erfolgt die Bewegung nach links.

Kontinuierlich inkrementale Signale

Dadurch, dass das in Abb. 2.1 gezeigte Verfahren Signale nur oberhalb eines Schwellwertes der Lichtintensität ausgibt, ist die Positionsinformation robust gegenüber kleinen Intensitätsschwankungen des Lichts. Jedoch verliert sie dadurch auch an Auflösung.

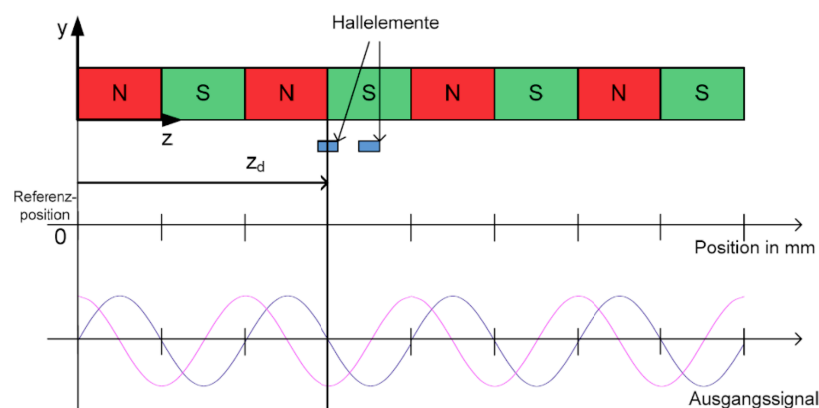


Abb. 2.2: Inkrementaler Weggeber mit magnetischem Maßstab und zwei Hall-Sensoren, die einen kontinuierlichen sinusförmigen Signalverlauf erzeugen. [Ulmer08]

Eine höhere Auflösung der Position erhält man, wenn man den analogen Messwert dem bekannten Signalverlauf der sich kontinuierlich und periodisch verändernden Messgröße zuordnet. Prinzipiell ist dann sogar eine unendlich feine Auflösung der Positionsinformation möglich, die in der Praxis aber immer durch Störeinflüsse begrenzt wird.

Ein Beispiel für die inkrementale Wegmessung anhand eines kontinuierlichen periodischen Signals ist in Abb. 2.2 dargestellt. Hier handelt es sich um einen Magnetmaßstab, dessen Magnete abwechseln in Nord- und Südrichtung ausgerichtet sind. Zwei Hall-Sensoren, die um eine viertel Maßstabs-Periode zueinander versetzt liegen, detektieren das sich bei einer Bewegung des Maßstabs sinusförmig ändernde Magnetfeld. Die Maßstabsposition wird hier berechnet, indem der Zählerstand der Nulldurchgänge zu der relativen Position innerhalb der aktuellen Sinusperiode addiert wird.

2.1.2 Absolute Signale

Bei den absoluten Messverfahren steht die Positionsinformation in voller Auflösung unmittelbar nach dem Einschalten des Messsystems in jeder Position zur Verfügung, ohne dass zuvor eine Bewegung stattgefunden haben muss. Insbesondere ist dies beim Anschalten des Motors von Vorteil (Grundlagen zum Miniatur-Linearmotor siehe Anhang A1). Einerseits ist sofort bekannt wie die Spulenstränge des Motors bestromt werden müssen, um ihn in der gewünschten Richtung in Bewegung zu setzen. Andererseits entfällt die langsame Referenzfahrt zum Nullpunkt, die bei einem inkrementalen Wegmess-System benötigt wird, um seinen Zähler auf Null zu initialisieren (siehe auch Abschnitt 2.1.1). Der Motor kann also mit einem absoluten Messverfahren schneller und ohne Initialisierungsbewegung in Betrieb genommen werden. Das ist besonders dann vorteilhaft, wenn in einem komplexen Antriebs-System, mehrere Antriebe mechanisch miteinander verkoppelt sind und die einzelnen Initialisierungsbewegungen nicht unabhängig voneinander ausgeführt werden können.

Ein weiterer Vorteil des absoluten gegenüber dem inkrementalen Messverfahren ist, dass sich Fehlmessungen nicht aufaddieren können, sodass es in dieser Hinsicht einen zuverlässigeren Betrieb des Motors gewährleistet.

Diese Vorteile eines absoluten Messverfahrens stellen einen deutlichen Mehrwert dar und machen so die im Allgemeinen höhere Komplexität des Systems lohnenswert.

Diskret absolute Signale

Sind die Positionen rein diskret codiert, wozu meist die Verwendung von Maßstäben notwendig ist, dann besitzt jede auflösbare Position eine eindeutige Codierung. Ein einfaches Beispiel hierfür ist der Binärcode, der aus mehreren, parallel abgetasteten binären Spuren besteht. In Abb. 2.3 ist ein Beispiel eines vierspurigen Codes gezeigt, der durch das grau dargestellte Fenster abgetastet wird. Das aktuelle Codewort „0111“ stellt dabei direkt den binären Wert des Schritts 7 dar, der nur noch mit der bekannten physikalischen Breite des kleinsten Strukturelements multipliziert werden muss, um daraus die Positionsinformation zu erhalten. Die Anzahl diskreter Positionsinformationen ergibt sich bei der binären Codierung allgemein zu 2^n , wobei n die Anzahl der binären Spuren ist. Im Beispiel aus Abb. 2.3 ergeben sich also mit $n = 4$ Spuren $2^4 = 16$ unterscheidbare Positionen.

Weitere Varianten zur diskreten Codierung absoluter Positionsinformationen werden in Kapitel 2.2 beschrieben.

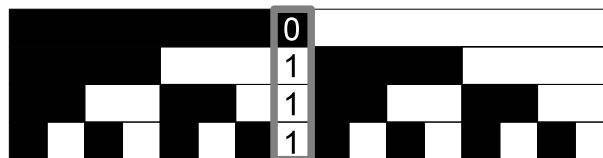


Abb. 2.3: Prinzip der Binärcodierung mit vier Spuren.

Kontinuierlich absolute Signale

Bei dieser Signalart steht ein analoges Signal in direkter Beziehung zur Position wie z.B. bei einem Potentiometer, bei dem der Widerstand proportional mit der Verschiebung der Abtastposition zum festen Abgriffspunkt hin sinkt (siehe Abschnitt A2.1).

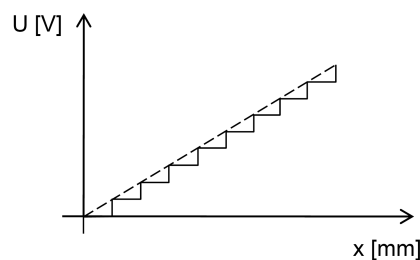


Abb. 2.4: Ausgangssignal bei kontinuierlich absoluten Messverfahren (schematisch). Die prinzipiell unendlich hohe Auflösung der Messgröße (gestrichelte Linie) wird durch das Rauschen begrenzt und durch die elektronische Signalverarbeitung digitalisiert (Stufenlinie).

Dadurch steigt die analoge Spannung U an den Klemmen des Potentiometers (Abb. 2.4), die verstärkt, gefiltert und digitalisiert werden muss, um daraus eine diskrete Positionsinformation zu generieren. Die prinzipiell unendliche Auflösung ist auch hier wieder, wie bei den kontinuierlich inkrementalen Signalen, von den physikalischen Störeinflüssen auf die Messung und den Ungenauigkeiten der elektronischen Verarbeitung begrenzt.

Kombination aus inkrementalen und absoluten Signalen

Um die Auflösung von diskreten absoluten Maßstäben zu erhöhen, wird häufig eine zusätzliche inkrementale Spur verwendet, die entweder als separate Spur ausgebildet oder dem absoluten Maßstab überlagert ist. Ein Beispiel hierfür ist der in Abb. 2.5 dargestellte magnetische Maßstab, bei dem die Hall-Sensoren „sin“ und „cos“ die Position innerhalb einer Periode detektieren, während die Hall-Sensoren „a0 ... a11“ ein 12 bit langes Codewort bezüglich der absoluten Position dieser Periode generieren. Das setzt voraus, dass die absolute Positionsinformation tatsächlich mindestens so hoch aufgelöst ist wie die Länge einer Periode der inkrementalen Spur, da sonst Mehrdeutigkeiten entstehen würden.

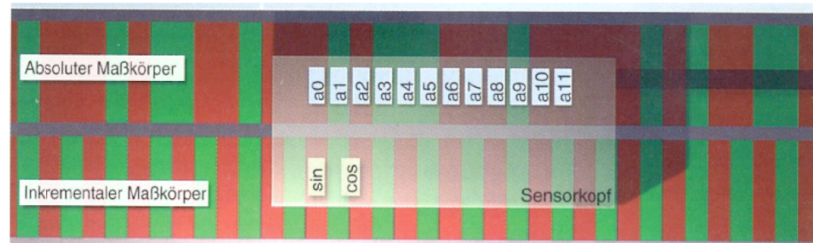


Abb. 2.5: Prinzip-Skizze eines magnetischen Absolutmess-Systems [Burkhardt04]

Quasi-absolute batteriegepufferte inkrementale Signale

Hierbei handelt es sich um ein inkrementales Wegmess-System, das zusätzlich mit einer Batterie ausgestattet ist. Diese ermöglicht es dem Sensor, nach dem Abschalten oder dem Ausfall der Netzspannung für einen gewissen Zeitraum weiterhin im Betrieb zu bleiben. Nur wenn dieser Zeitraum die Kapazität der Batterie überschreitet, oder der Sensorkopf vom Maßstab abgehoben wird, ist eine neue Referenzierung notwendig. Bei der Unterbringung der Batterie ist jedoch ein Kompromiss einzugehen: Wird sie im Sensorkopf eingebaut, dann ist zusätzlicher Bauraum für sie vorzusehen und ihr Austausch, der auch bei

einer langen Lebensdauer nie ganz ausgeschlossen werden kann, muss am Einbauort des Motors geschehen, der oft schwer zugänglich ist. Wird sie zusammen mit dem Controller im Schaltschrank untergebracht, dann muss sichergestellt sein, dass die Verbindung zwischen Controller und Motor niemals getrennt wird. Da laut PM-ED keine dieser beiden Lösungen für den Kunden akzeptabel ist, wird bei SensMiLi von einer Batteriepufferung abgesehen.

2.2 Signalerzeugung

In diesem Kapitel werden Methoden vorgestellt mit denen die im Kapitel 2.1 beschriebenen Signalarten erzeugt werden können. Als Grundlage hierfür dient die Recherche zu Wegmess-Verfahren, die im Anhang A2 zu finden ist.

Die Gliederung erfolgt wieder in inkrementale und absolute Signale kontinuierlicher und diskreter Natur.

2.2.1 Erzeugung inkrementaler Signale

Inkrementale Signale werden meist durch die Abtastung einer periodisch alternierend ausgeprägten Messgröße erzeugt. Hierbei kann hauptsächlich unterschieden werden zwischen:

- Abtastung materieller Maßstäbe
- Betrags-/Phasenmessung interferierender Wellen
- Interferenz-Maßstäbe
- Feld-Verteilung

Eine Ausnahme dazu bildet die

- Bildverfolgung

Zu diesen fünf Methoden der Signalerzeugung werden nun kurze, allgemeine Beschreibungen und Verweise zu detaillierten Informationen entsprechender Wegmess-Verfahren im Anhang gegeben.

2.2.1.1 Erzeugung kontinuierlich inkrementaler Signale

Abtastung materieller Maßstäbe

Auf inkrementalen Maßstäben wird meist eine physikalische Eigenschaft in zwei unterschiedlichen Ausprägungen periodisch alternierend hintereinander angeordnet. Es kann sich dabei beispielsweise um magnetische, kapazitive, induktive oder optische Strukturen

handeln, deren Polarität, Phase, Feldstärke, Leitfähigkeit oder ähnliches von einem darauf empfindlichen Sensorkopf abgetastet werden. Besonders bei optischen Messverfahren befindet sich im Sensorkopf meist eine zusätzliche passive Struktur, ein Gegengitter, das durch die Relativbewegung zum Maßstab zur Signalerzeugung beiträgt.

Die binären Strukturen des Maßstabs und die Sensorelemente im Sensorkopf werden so zueinander ausgelegt, dass bei der Abtastung sinusförmige oder abschnittsweise lineare Signale entstehen, deren Perioden gezählt und deren aktueller Betrag zur Bestimmung der Feinposition innerhalb der Periode herangezogen wird. Zu dieser Gruppe gehören folgende im Anhang beschriebene Messverfahren:

A2.2.3 Magnetischer Maßstab

A2.3.4 Induktiver Maßstab

A2.4.2 Kapazitiver Maßstab

A2.6.1.1 Abbild-Maßstab

Betrags-/Phasenmessung interferierender Wellen

Von einem stationären Sensorkopf aus werden Wellen auf ein sich relativ dazu bewegendes Messobjekt gesendet. Treffen die vom Messobjekt reflektierten Wellen wieder im Sensorkopf ein, dann überlagern sie sich dort auf einem Detektor mit den ausgesendeten Wellen und interferieren mit diesen. Der Detektor wertet entweder den über eine Periode linearen Phasenversatz oder den sinusförmigen Betrag der Interferenz aus, um daraus anschließend ein inkrementales Weg-Signal generieren zu können. Unter den inkrementalen Mess-Verfahren findet dieses Prinzip Anwendung bei den weit verbreiteten Laser-Interferometern, wie sie im Anhang beschrieben sind in:

A2.6.2.1 Inkrementale Interferometrie

Interferenz-Maßstäbe

Eine Kombination aus den beiden oben genannten Methoden „Abtastung materieller Maßstäbe“ und „Betrags-/Phasenmessung interferierender Wellen“ bilden Interferenz erzeugende Maßstäbe, die im Anhang beschrieben sind unter:

A2.6.1.2 Interferenz-Maßstab

A2.6.1.3 Speckle-Interferenz-Maßstab

Feld-Verteilung

Durch die Änderung der Position des Messobjekts ändert sich die Verteilung eines Feldes

im Messraum. Die sensorische Erfassung geschieht meist nicht durch separate Detektoren, sondern durch die Rückwirkung der Feld-Änderung auf die Elemente, die das Feld erzeugen. Sind diese Elemente zu Kämmen gruppiert und ineinander geschachtelt, so resultiert von jedem Kamm ein Ausgangssignal, das sich periodisch wiederholt.

Diese Methode der Signalerzeugung wurde mit der Spulen-Anordnung eines heteropolaren Lineardirektantriebs untersucht und ist im Anhang in folgendem Kapitel beschrieben:

A2.3.3 Induktivitätsänderung der Motorspulen

Bildverfolgung

Bei dieser Methode wird eine Bildfolge auf die Verschiebung ihrer Bildelemente hin untersucht. Am weitesten verbreitet ist dieses Verfahren in optischen Computer-Mäusen, deren Funktionsprinzip beschrieben ist in:

A2.6.3.3 Bildverfolgung

2.2.1.2 Erzeugung diskret inkrementaler Signale

Obwohl sie theoretisch denkbar sind, finden diskrete inkrementale Signale in den in A2 untersuchten Mess-Verfahren keine Anwendung. Der Grund hierfür liegt in der kontinuierlichen Verteilung der Felder und Wellen, die als Maßstäbe verwendet werden. Eine zu frühe Diskretisierung dieser kontinuierlichen Signale durch das Abfragen eines sensorseitigen Schwellwertes würde zwar die Auswertung vereinfachen, hätte jedoch einen erheblichen Verlust an Auflösungsvermögen zur Folge.

Wegmess-Verfahren, deren Signale so stark binär ausgeprägt sind, dass ihre kontinuierliche Auswertung gegenüber der diskreten keinen zusätzlichen Auflösungsgewinn darstellen würde, konnten bei der Recherche in A2 nicht identifiziert werden.

2.2.2 Erzeugung absoluter Signale

Absolute Signale werden durch eine Vielzahl verschiedenster Methoden erzeugt, von denen hauptsächlich die Folgenden Verwendung finden:

- Positionsinformation eines Maßstabs
- Reflexionszeit
- Phasendifferenz
- Abbildungsort
- Abbildungsgeometrie
- Feld-Intensität
- Feld-Verteilung
- Feld-Komponente

Wie im Abschnitt 3.3 deutlich werden wird, sind diskrete absolute Signale, die durch einen pseudozufällig codierten Maßstab erzeugt werden, für SensMiLi besonders gut geeignet. Daher wird diese Art der Signalerzeugung im folgenden Abschnitt 2.2.2.2 besonders ausführlich erklärt. Zunächst wird jedoch kurz auf die Erzeugung kontinuierlich absoluter Signale eingegangen.

2.2.2.1 Erzeugung kontinuierlich absoluter Signale

Kontinuierlich absolute Signale werden durch eine physikalische Größe erzeugt, die über den gesamten Messbereich kontinuierlich zu- oder abnimmt. Zur Generierung einer digitalen Positionsinformation wird diese Größe in einen Strom oder eine Spannung gewandelt, die anschließend digitalisiert wird. Grundsätzlich kommen alle in der Einleitung 2.2.2 genannten physikalischen Eigenschaften zur Erzeugung kontinuierlicher Signale in Frage. Auf welche Weise diese Eigenschaften mit der Position des Messobjekts im Allgemeinen in Verbindung gebracht werden und in welchen speziellen Verfahren sie genutzt werden, wird im Folgenden beschrieben.

Positionsinformation eines Maßstabs

Maßstäbe werden zwar eher selten zur Erzeugung kontinuierlich absoluter Weg-Signale verwendet, prinzipiell ist dies jedoch möglich. Es kann dabei unterschieden werden

zwischen jenen Maßstäben, deren Struktur sich über den Messbereich kontinuierlich verändert und solchen, welche die Phasendifferenz zwischen mindestens zwei inkrementalen Spuren, die leicht unterschiedliche Ortsfrequenzen besitzen, auswerten (siehe nächster Abschnitt „Phasendifferenz“). Nur Letztere wurden in Form optischer Systeme am Markt als Abbild-Maßstab [iCHaus08], [Quasdorf08] und in der Forschung als diffraktiver Maßstab [Samland11] gefunden. Eine Beschreibung des Abbild-Maßstabs ist zu finden in:

A2.6.1.1 Abbild-Maßstab

Phasendifferenz

Es werden zwei Schwingungen mit leicht unterschiedlichen Frequenzen f_1 und f_2 einander überlagert, sodass sich aus ihrer Addition eine Summenschwingung mit einer Schwebung ergibt (siehe Abb. 2.6). Die Schwebungsfrequenz f_s , welche die Einhüllende der Summenschwingung bildet, ergibt sich zu:

$$f_s = \frac{f_1 - f_2}{2} \quad (2.1)$$

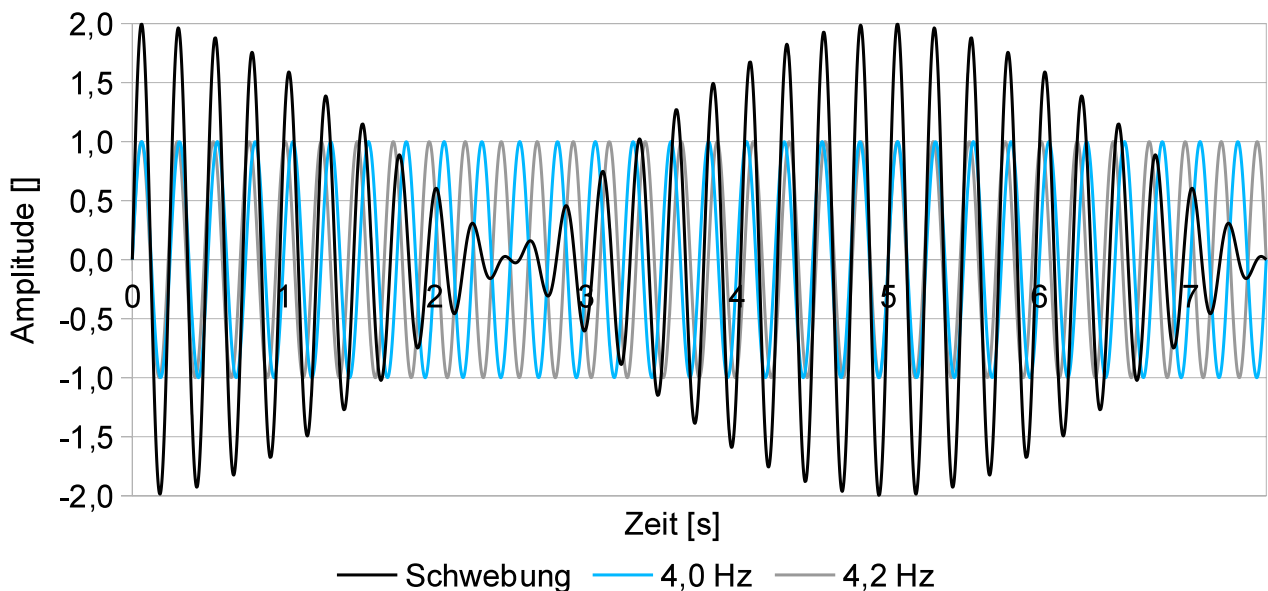


Abb. 2.6: Schwebung, die aus der Summe zweier Sinusschwingungen mit leicht unterschiedlichen Frequenzen entsteht.

Betrachtet man die Phasenverläufe φ_1 und φ_2 der beiden Ausgangsschwingungen und bildet ihre Differenz $\Delta\varphi$, so ergibt sich daraus ein periodisches, diskontinuierlich lineares

Signal. Um die Diskontinuitäten bei den Übergängen der beiden Ausgangssignale von 360° auf 0° zu beseitigen, wird zu jeder negativen Differenz 360° hinzuaddiert. Dadurch ergibt sich schließlich das in Abb. 2.7 dargestellte lineare Differenzsignal, dessen Frequenz sich berechnet zu:

$$f_{\Delta\varphi} = f_1 - f_2 \quad (2.2)$$

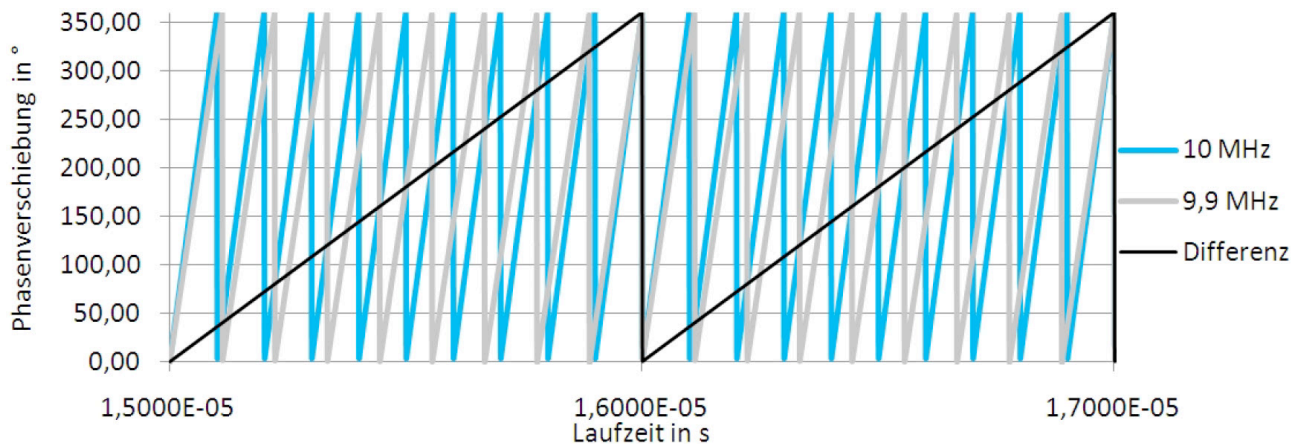


Abb. 2.7: Phasenverläufe φ_1 und φ_2 der Schwingungen mit den Frequenzen f_1 und f_2 und ihre Differenz $\Delta\varphi$ mit der Frequenz $f_{\Delta\varphi}$ aus [Wagner11].

Auf diese Weise erhält man ein Signal, dessen Eindeutigkeitsbereich deutlich länger ist als diejenigen der Ausgangssignale. Unter Hinzunahme weiterer Frequenzen kann der Eindeutigkeitsbereich in beschränktem Maße noch weiter vergrößert oder die Signalqualität durch Redundanzen verbessert werden (siehe auch [Schilling97]).

Auf der sensorischen Seite ermittelt ein Phasendetektor die Phasendifferenz der rückreflektierten Schwingungen, die ein Maß für die Entfernung des Messobjekts ist. Anwendung findet dieses Verfahren bei:

A2.5.1 Mikrowelle

A2.5.2 Ultraschall

A2.6.1.1 Abbild-Maßstab

A2.6.2.2 Absolute Interferometrie

A2.6.6.2 Phasenlaufzeitmessung

Reflexionszeit

Es wird die Zeit gemessen, die von der Aussendung eines Signals (Feld, Welle) bis zu seiner Rückantwort verstreicht. Darauf basieren folgende Mess-Verfahren:

A2.2.4 Magnetostriktion

A2.5.2 Ultraschall

A2.6.6.1 Pulslaufzeitmessung

Auftreff-Ort

Der Ort, an dem sich ein Feld auf einem geometrisch ausgeprägten Detektor konzentriert oder an dem ein mechanischer Kontakt geschlossen wird, wird von der Position des Messobjekts bestimmt. Hierauf basieren die Verfahren:

A2.1 Elektrischer Widerstand

A2.2.1.1 Positionsdetektion mit Hall-Sensor-Zeile

A2.2.1.2 Positions-Detektion mit einem 2D Hall-Sensor

A2.2.5 Magnetoinduktion

A2.6.3.1 Triangulation

A2.6.3.2 LED-Mikrometer

Abbildungsgeometrie

Die geometrische Ausbreitung eines Feldes auf einem geometrisch strukturierten Detektor wird von der Position des Messobjekts bestimmt. Hierauf basieren die Verfahren:

A2.6.5.1 Geometrie der Fokusfleck-Abbildung (Autofokus)

A2.6.2.3 Konoskopische Holographie

Feld-Intensität

Die Intensität eines Feldes steigt oder sinkt mit der Entfernung des Messobjekts von der Quelle des Feldes. Die Messrichtung verläuft dabei längs zur Bewegungsrichtung. Grundsätzlich sind hierfür alle Arten von Feldern (magnetische, kapazitive, induktive und optische) und die auf sie empfindlich reagierenden Detektoren geeignet. Beschreibungen zu den betreffenden Verfahren befinden sich in:

A2.2.1 Hall-Effekt

A2.2.2 Magnetoresistiver Effekt

A2.2.5 Magnetoinduktion

A2.4.1 Kontinuierliche Abstandsmessung (in A2.4 Kapazitiv)

A2.6.4 Reflexionsintensität (in A2.6 Optisch)

A2.6.5.2 Intensität der Fokusfleck-Abbildung (Konfokal)

Feld-Verteilung

Durch die Änderung der Position des Messobjekts ändert sich die Verteilung eines Feldes im Messraum. Die sensorische Erfassung geschieht meist nicht durch separate Detektoren, sondern durch die Rückwirkung der Feld-Änderung auf die Elemente, die das Feld erzeugen. Hauptsächlich wird diese Methode der Signalerzeugung mit induktiven Messverfahren eingesetzt, wie sie im Anhang in folgenden Kapiteln beschrieben sind:

A2.3.1 Tauchanker-Aufnehmer

A2.3.2 Differentialtransformator (LVDT)

Feld-Komponente

Abhängig von der Position des Messobjekts ändert sich die vom Detektor erfasste Komponente des Messfeldes. Dabei kann es sich beispielsweise um einen magnetischen oder elektrischen Feldvektor oder, wie im Anhang beschrieben, um den Ausschnitt eines Lichtspektrums handeln:

A2.6.5.3 Farbe der Fokusfleck-Abbildung (Konfokalchromatographisch)

2.2.2.2 Erzeugung diskreter absoluter Signale

Diskrete absolute Signale werden durch absolut codierte Maßstäbe erzeugt. Die Positionsinformationen des Maßstabs können dabei prinzipiell durch die verschiedensten physikalischen Eigenschaften wie resistive, magnetische, induktive, kapazitive oder optische gebildet werden. Am häufigsten anzutreffen und im Anhang beschrieben sind die magnetisch und die optisch diskret absolut codierten Maßstäbe:

A2.2.3 Magnetischer Maßstab

A2.6.1.1 Abbild-Maßstab

A2.6.1.2 Interferenz-Maßstab

Bezüglich der Codierung der Maßstäbe können grundsätzlich parallele und serielle Codes unterschieden werden, die hier ausführlich beschrieben werden, da sie für das Verständnis dieser Arbeit von zentraler Bedeutung sind.

Parallele Codes

Diese bestehen aus mehreren parallel nebeneinander angeordneten Spuren, die unterschiedliche Teilungsperioden besitzen. Diese Spuren werden fast ausschließlich aus

binären Strukturen aufgebaut und realisieren dabei im einfachsten Fall einen Binärzähler wie dies in Abb. 2.3 dargestellt ist. Das Problem ist jedoch, dass sich bei einem Binärzähler theoretisch beim Übergang von einem in den nächsten Zustand mehrere Ziffern des Codewortes gleichzeitig ändern müssen. Beispielsweise müssen sich beim Übergang von „0001“ zu „0010“ gleichzeitig die niederwertigsten beiden Ziffern ändern. In der Praxis ist dies jedoch auf Grund von Nichtidealitäten wie Laufzeitunterschieden oder Bauteilstreuungen meist nicht der Fall. Dadurch entstehen kurzzeitige Zwischenzustände, die gänzlich falsche Positionsinformationen erzeugen, wie beispielsweise in Abb. 2.8, wo zum Zeitpunkt t_1 eigentlich die Signale mit den Wertigkeiten 2^0 und 2^1 gleichzeitig ihren Zustand ändern sollten. Durch den verzögerten Wechsel des Signals mit Wertigkeit 2^1 folgt jedoch auf das Codewort „0001“ nicht „0010“, sondern kurzzeitig „0000“.

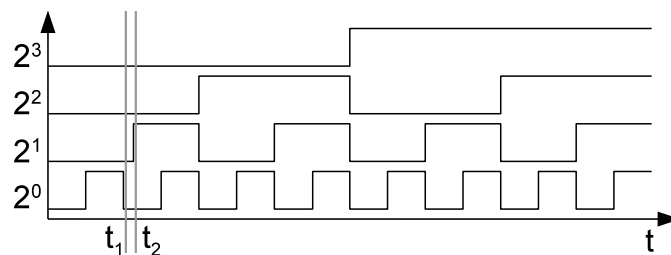


Abb. 2.8: Fehler im Binärcode zum Zeitpunkt t_1 durch verzögerten Anstieg des Signals mit Wertigkeit 2^1 , nach [Wiki11, Gray-Code].

Bei dem sogenannten Gray-Code tritt dieses Problem nicht auf, da sich hier immer nur ein Bit der parallel eingelesenen Signale gleichzeitig ändert. Auch wenn beispielsweise, wie in Abb. 2.9 gezeigt, das Signal mit der Wertigkeit $2^2 - 1$ erst zum leicht verspäteten Zeitpunkt t_2 schaltet, ergibt sich dadurch kein falsches Codewort.

Die Wertigkeit des n -ten Bits im Gray-Code beträgt dabei $2^n - 1$ beginnend bei $n = 1$. Dadurch ergeben sich beispielsweise bei einem 4-Bit Gray-Code die Wertigkeiten: $2^4 - 1$, $2^3 - 1$, $2^2 - 1$, $2^1 - 1$ bzw. 15, 7, 3, 1.

Die Wertigkeiten der Ziffern werden dabei nicht addiert wie beim Binärcode, sondern subtrahiert. Das Codewort „1011“ ergibt damit $15 - (0 - (3 - 1)) = 13$.

Der Gray-Code ist der in Weg- und Winkelmess-Systemen am Markt übliche parallele Code.

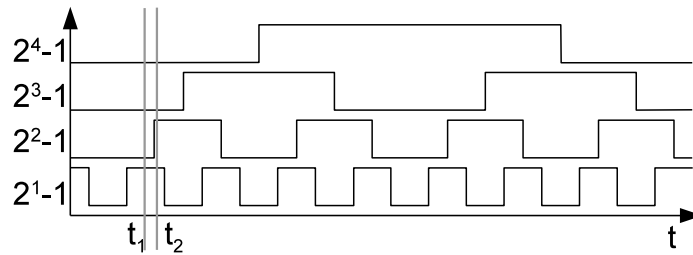


Abb. 2.9: Signale eines 4-Bit Gray-Codes. Trotz des verspäteten Anstiegs des Signals mit Wertigkeit 2^2-1 ergibt sich zum Zeitpunkt t_1 kein falsches Code-Wort. nach [Wiki11, Gray-Code].

Serielle Codes

Beim seriellen Code sind die Ziffern eines Codewortes in Bewegungsrichtung hintereinander, also in Serie, angeordnet. Dadurch kann die Breite des Maßstabs deutlich reduziert werden und das Messsystem wird weniger empfindlich gegen Winkelfehler zwischen Maßstab und Sensorkopf.

Die serielle Codierung ist dann am effizientesten, wenn sich bereits bei der Verschiebung des Abtast-Fensters um eine Ziffer ein neues gültiges Codewort ergibt. Das bedeutet, dass sich jedes n Ziffern lange Codewort aus den $n - 1$ letzten Ziffern des vorherigen Codewortes plus einer neuen Ziffer ergeben muss. Weiterhin sollte die Codierung, um möglichst effizient zu sein, die maximal mögliche Anzahl q^n an unterschiedlichen Codeworten besitzen. Hierbei ist q die Zahlenbasis der Codierung, die im binären Fall 2 entspricht. Dadurch würden sich bei einem binären Codewort der Länge von 4 Bits, genau wie bei der parallelen Codierung, $2^4 = 16$ Codeworte bzw. 16 absolut codierbare Positionsinformationen ergeben.

Diese hohe Effizienz besitzen die sogenannten Pseudo-Zufalls-Sequenzen (engl.: Pseudo Random Sequences), deren Ziffernfolge zwar auf den ersten Blick zufällig erscheint, sich jedoch mit einer festen mathematischen Vorschrift erzeugen lässt. Hierzu können linear rückgekoppelte Schieberegister (engl.: Linear Feedback Shift Registers, LFSR) verwendet werden, die in der Digitaltechnik typischerweise mit D-Flipflops realisiert werden. Wie in [Lempel71] gezeigt, generieren diese für jedes $q = p^m$, das die positive, natürliche Potenz m einer Primzahl p ist, und jedes ganzzahlige n eine Sequenz mit $q^n - 1$ unterschiedlichen Codeworten.

Unterschieden werden kann dabei zwischen einem LFSR nach Fibonacci oder nach Galois, die sich gleichende Sequenzen erzeugen können. Da das Fibonacci LFSR gegenüber dem Galois LFSR die vorteilhafte Eigenschaft besitzt, dass die Sequenz der Regis-

terinhalte mit der Sequenz der Ausgangsziffern übereinstimmt, wird dieses im Weiteren verwendet.

Ein Fibonacci LFSR besitzt im Allgemeinen die in Abb. 2.10 dargestellte Form. Die Registerelemente $u_{n-1} \dots u_0$ werden dabei durch Koeffizienten $a_{n-1} \dots a_0$ linear rückgekoppelt, um so eine neue Ziffer zu berechnen, die im darauffolgenden Takt von links in das Register hinein geschoben wird. Dabei werden alle Registerinhalte um eins nach rechts verschoben, sodass am rechten Ende des Registers eine Ziffer herausfällt. Aus der Sequenz der rechts herausfallenden Ziffern wird so Takt für Takt die Pseudo-Zufalls-Sequenz gebildet.

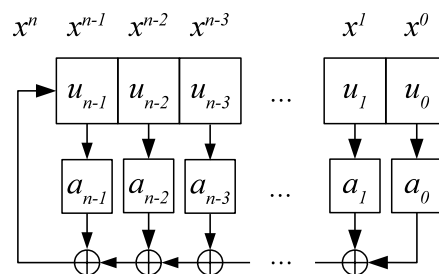


Abb. 2.10: Allgemeine Form eines Fibonacci LFSR.

Das LFSR mit seinen Rückkopplungs-Koeffizienten kann, wie in [Balle09] gezeigt, in Form eines Generatorpolynoms beschrieben werden. Dieses besitzt die allgemeine Form:

$$a(x) = x^n - (a_{n-1}x^{n-1} + \dots + a_1x + a_0) \quad , \text{ wobei } a_0 \neq 0 \quad (2.3)$$

Das Generatorpolynom ist ein primitives Polynom vom Grad n über $GF(q)$, d.h. über dem Galoiskörper (engl.: Galois field, Finite Field) von q . Ein Galoiskörper ist nach [Wiki11, Endlicher Körper] „eine Menge mit einer endlichen Anzahl von Elementen, auf der die Grundoperationen Addition und Multiplikation definiert sind und die alle Eigenschaften eines Körpers erfüllt.“ Es existiert für jede Primzahl p und jede positive ganze Zahl m ein solcher Galoiskörper mit $q = p^m$ Elementen. Die Theorie von Galoiskörpern wird in [McEliese86] behandelt und wird hier soweit beschrieben, wie es für ihre Anwendung notwendig ist. Dabei folgt die Beschreibung der e-mail Korrespondenz mit Herrn Balle, dem Verfasser des oben genannten Artikels [Balle09].

Abhängig von der Zahlenbasis q der Pseudo-Zufalls-Sequenz, entsteht ein mehr oder

weniger kompliziertes LFSR. Hierbei kann zwischen drei Fällen für q unterschieden werden:

$$q = 2 \text{ (binäre Zahlenbasis)}$$

$$q = p \text{ (primäre Zahlenbasis)}$$

$$q = p^m \text{ (nicht primäre Zahlenbasis)}$$

Diese drei Fälle werden im Folgenden anhand von Beispielen erklärt.

LFSR mit binärer Zahlenbasis:

Bei einem binären LFSR werden bestimmte Speicherelemente des n Elemente langen Schieberegisters über Exklusiv-Oder (auch „XOR“ bzw. „ \oplus “) miteinander verknüpft, um dadurch das nächste Bit der Sequenz zu berechnen. Im Beispiel aus Abb. 2.11 mit $n = 4$ werden die Bits der beiden letzten Elemente x^1 und x^0 mit einem XOR verknüpft. Dies entspricht dem Generatorpolynom:

$$x^4 + x + 1 \quad (2.4)$$

Dabei steht x^4 für die Rückkopplung selbst und die weiteren vorhandenen Potenzen von x zeigen an, welche Registerelemente rückgekoppelt werden.

Im aktuellen Takt entsteht durch die Rückkopplung das neue Bit „0“, das nun von links in das Register hineingeschoben wird. Dadurch verschiebt sich die Position aller Bits im Register um eins nach rechts und das letzte Bit bei x^0 wird aus dem Register herausgeschoben. Nun könnten die Bits der beiden letzten Elemente des mit „0011“ neu gefüllten Schieberegisters wieder mit dem XOR verknüpft werden, um das nächste Bit zu erzeugen und es in das Register hineinzuschieben. Da dieses neue Bit aber eine „0“ wäre, würde das neue Codewort „0001“ identisch mit dem ersten sein, mit dem die Erzeugung der Sequenz gestartet wurde. Die maximale Länge der Pseudo-Zufalls-Sequenz ist also in diesem Beispiel schon erreicht und der Schiebevorgang wird beendet.



Abb. 2.11: 4-Bit LFSR bei der Erzeugung des letzten Bits für das $2^4 - 1 = 15$ -te Codewort der Pseudo-Zufalls-Sequenz nach [Wiki11, LFSR].

Diese zyklische Eigenschaft der durch ein LFSR erzeugten Sequenz, die mit demselben Codewort endet wie sie begonnen hat, ist für einen linearen Maßstab dann von Bedeutung, wenn er in einer mehrere Zyklen umfassenden Länge hergestellt wird und auf mehrere Maßstäbe unterschiedlicher Längen abgeschnitten werden soll. Solange die Länge eines Maßstabs die Zykluslänge nicht überschreitet, kann dieser aus beliebigen Bereichen des großen Maßstabs herausgeschnitten werden. Es muss dann lediglich softwareseitig eingestellt werden welches Codewort der Position 0 entspricht.

LFSR mit primärer Zahlenbasis

In Primkörpern Z_p , für die also $m = 1$ ist, lassen sich die Elemente des Körpers immer noch recht einfach addieren und multiplizieren, denn grundsätzlich wird die Arithmetik in Primkörpern einfach *Modulo p* durchgeführt, d.h. die Elemente des Körpers sind $\{0, 1, \dots, p - 1\}$ und Addition als auch Multiplikation werden so durchgeführt, als handle es sich um normale ganze Zahlen. Abschließend wird das Ergebnis dann *Modulo p* reduziert. Im oben gezeigten binären Fall ist eine Addition *Modulo 2* gleichbedeutend mit einer XOR Verknüpfung, wodurch sich die Rechenoperationen noch einmal deutlich vereinfachen. Auch die im binären LFSR vorangehende Multiplikation mit den Koeffizienten $a_{n-1} \dots a_0$ ist sehr einfach, da diese nur entweder 0 oder 1 sein können, die Bits also entweder rückgekoppelt werden oder nicht.

In Primkörpern für die $p > 2$ ist, muss man sich den geltenden Rechenregeln jedoch bewusster werden. Dies wird nun an einem Beispiel für $q = p = 3$ und einer Codewortlänge von $n = 3$ veranschaulicht. Das als Generatorpolynom benötigte primitive Polynom über $GF(q = 3)$ mit der Ordnung $n = 3$ kann dazu prinzipiell nach [Komo93] berechnet werden, wurde hier jedoch der Einfachheit halber mit der Funktion `gfprimdf(3,3)` der Communication Toolbox von Matlab® ermittelt:

$$a(x) = x^3 + 2x + 1 \quad (2.5)$$

Die für die Rückkopplung benötigten Koeffizienten ergeben sich daraus mit Gl. (2.3) zu:

$$\begin{aligned} a_0 &= -1 \\ a_1 &= -2 \\ a_2 &= 0 \end{aligned} \quad (2.6)$$

Das entsprechende LFSR besitzt die in Abb. 2.12 a) gezeigte Form.

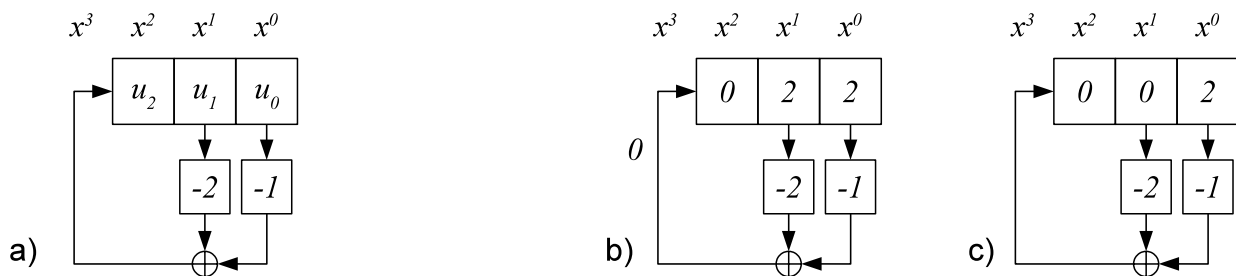


Abb. 2.12: Ternäres LFSR nach Gl. (2.5) und (2.6), a) allgemeine Darstellung, b) beispielhafter Zustand, c) Zustand von b) einen Takt später.

Die neue ternäre Ziffer wird bei diesem LFSR durch die Rückkopplung folgendermaßen berechnet:

$$[(-2 \cdot u_1 \bmod 3) + (-1 \cdot u_0 \bmod 3)] \bmod 3 \quad (2.7)$$

Ist der aktuelle Inhalt des Registers wie in Abb. 2.12 b) beispielsweise $u_2 u_1 u_0 = 022$, dann ergibt sich die neue ternäre Ziffer u_{neu} zu:

$$\begin{aligned} u_{neu} &= [(-2 \cdot 2 \bmod 3) + (-1 \cdot 2 \bmod 3)] \bmod 3 \\ u_{neu} &= [(-4 \bmod 3) + (-2 \bmod 3)] \bmod 3 \\ u_{neu} &= [2 + 1] \bmod 3 \\ u_{neu} &= 0 \end{aligned} \quad (2.8)$$

Damit wird der Inhalt des LFSR im nächsten Takt durch einmaliges Rechtsschieben zu $u_2 u_1 u_0 = 002$, wie dies in Abb. 2.12 c) gezeigt ist.

LFSR mit nicht primärer Zahlenbasis

Um einen Nicht-Primkörper mit $q = p^m$ und $m > 1$ aufzubauen, wird ein Vektorraum der Dimension m über den korrespondierenden Primkörper Z_p benutzt. Das heißt, $GF(p^m)$ ist die Gruppe Z_p^m der Vektoren mit m Elementen aus Z_p . Die Addition wird dann wie üblich koordinatenweise durchgeführt. Um jedoch die Multiplikation zu definieren wird wieder ein primitives Polynom über Z_p mit Grad m benötigt. Dies wird im Folgenden an einem Beispiel

eines Galoiskörpers $GF(4)$ mit $p = 2$ und $m = 2$ veranschaulicht:

$GF(4)$ ist ein Körper mit vier Elementen, die geschrieben werden können als:

$$GF(4) = Z_2^2 = \{(0;0), (0;1), (1;0), (1;1)\} \quad (2.9)$$

In diesem Körper wird die Addition komponentenweise durchgeführt und anschließend jede Komponente *Modulo 2* reduziert. Beispielsweise:

$$\begin{aligned} (0;1) + (1;1) &= (1;2) \\ (1;2) \bmod 2 &= (1;0) \end{aligned}$$

Als nächstes wird eine Multiplikationsvorschrift gegeben, um z.B. ein neues Element von $GF(4)$ für $(0;1) \cdot (1;1)$ zu erhalten. Hierzu wird die Potenzdarstellung von $GF(4)$ verwendet, in der die 4 Elemente von $GF(4)$ dargestellt werden als:

$$GF(4) = \{0; 1; y^1; y^2\} \quad (2.10)$$

Dies führt auf folgende Multiplikations-Vorschrift:

$$\begin{aligned} 0 \cdot y^a &= 0 \\ y^a \cdot y^b &= y^{(a+b) \bmod 3} \end{aligned} \quad (2.11)$$

Hierbei wird die Addition der Exponenten also mit *Modulo* $(p^m - 1) = \text{Modulo } 3$ vorgenommen. Demnach ist beispielsweise:

$$y^1 \cdot y^2 = y^{(3 \bmod 3)} = y^0 = 1$$

In dieser neuen Darstellungsform ist die Multiplikation zwar einfach, die Addition ist jedoch immer noch schwierig. Denn was wäre beispielsweise a in:

$$y^1 + y^2 = y^a ?$$

Der Schlüssel zum Aufbau des Galoisfeldes liegt in einer Übersetzungstafel, mit der man zwischen der Vektor- und der Potenzdarstellung hin und her übersetzen kann, um so immer die geeignetste Form für Addition oder Multiplikation wählen zu können. Diese Übersetzungsvorschrift wird durch ein primitives Polynom über Z_p vom Grad m gegeben. Im vorliegenden Beispiel ist dies ein Polynom über Z_2 vom Grad 2 und könnte lauten:

$$f(y) = y^2 + y + 1$$

Dieses Polynom führt auf die in Tab. 2.1 gezeigte Übersetzungstafel.

Darstellungsart		
Quartärzahl	Vektor	Potenz
0	(0;0)	0
1	(0;1)	$y^0 = 1$
2	(1;0)	$y^1 = y$
3	(1;1)	y^2

Tab. 2.1: Übersetzungstafel für die Zahlendarstellung im Galoisfeld $GF(4)$.

Dadurch wird es beispielsweise möglich den Ausdruck $y^1 + y^2$ zu berechnen:

$$y^1 + y^2 = (1;0) + (1;1) = (0;1) = 1$$

Soll also beispielsweise ein LFSR der Länge 8 über $GF(4)$ berechnet werden, so kann auf [Ruskey06] ein geeignetes Rückkopplungs-Polynom nachgeschlagen werden:

$$a(x) = x^8 + bx^7 + ax^5 + x^2 + b$$

wobei:

$$a = \text{Wurzel von } (y^2 + y + 1)$$

$$b = a + 1$$

Dann ergibt sich daraus mit Hilfe der Übersetzungstafel:

$$a = y = (1;0)$$

$$b = y + 1 = (1;0) + (0;1) = (1;1)$$

Damit wird das Rückkopplungs-Polynom in vektorieller Darstellung zu:

$$a(x) = (0;1)x^8 + (1;1)x^7 + (1;0)x^5 + (0;1)x^2 + (1;1)$$

In der quartären Darstellung lässt sich dies schreiben als:

$$a(x) = 1x^8 + 3x^7 + 2x^5 + 1x^2 + 3$$

Das entsprechende LFSR, in einem Zustand aus beliebig gewählten Ziffern, ist in Abb. 2.13 dargestellt. Auf seiner Basis kann nun mit Hilfe der Übersetzungstafel die Pseudo-Zufalls-Sequenz berechnet werden.

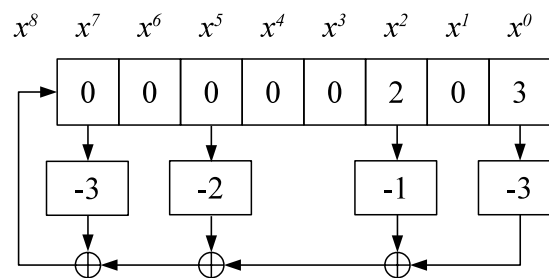


Abb. 2.13: Beispiel eines quartären LFSRs.

Beispielhaft wird dies nun für die erste rückgekoppelte Ziffer durchgeführt. Um die rückzukoppelnden Ziffern des LFSR mit ihren Rückkopplungs-Koeffizienten im $GF(4)$ multiplizieren zu können, werden beide jeweils zunächst mit der Übersetzungstafel aus Tab. 2.1 in die Potenzschreibweise übersetzt (siehe Abb. 2.14).

Aus den Produkten der Multiplikation in Potenzschreibweise ergibt sich im nächsten Schritt die Summe:

$$-y^2 \cdot 0 - y^1 \cdot 0 - y^0 \cdot y^1 - y^2 \cdot y^2 = -y^{(0+1) \bmod 3} - y^{(2+2) \bmod 3} = -y^1 - y^1$$

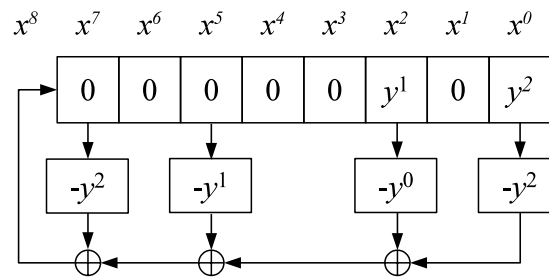


Abb. 2.14: Quartäres LFSR nach 2.13, wobei die rückgekoppelten Ziffern und die Rückkopplungs-Koeffizienten in Potenzschreibweise geschrieben sind.

Um diese Summe im quartären Körper zu berechnen, werden die Summanden zunächst mit Hilfe der Übersetzungstafel aus Tab. 2.1 in die Vektorschreibweise transformiert. Damit ergibt sich die Summe:

$$[-(1;0)-(1;0)]_{\text{mod } 2} = (-2;0)_{\text{mod } 2} = (0;0)$$

Diese Summe wird in quartärer Schreibweise als 0 zurückgekoppelt bzw. von links in das Register hineingeschoben, sodass der Registerinhalt zu „00000020“ wird.

Hiermit wurde nun exemplarisch gezeigt, dass für jeden Galoiskörper mit $q = p^m$ Elementen durch ein LFSR eine Pseudo-Zufalls-Sequenz mit der maximalen Länge $q^n - 1$ erzeugt werden kann. Hierbei bezeichnet p eine Primzahl und m sowie n eine positive natürliche Zahl. Prinzipiell existieren zwar für ein Codewort der Länge n mit q verschiedenen Ziffern q^n verschiedene Kombinationsmöglichkeiten, das LFSR würde jedoch aus dem Zustand, der nur aus Nullen besteht, niemals herauskommen, weswegen dieser weder als Startwort gewählt noch durch irgendeine Rückkopplung erzeugt werden kann. Im Bedarfsfall kann dieser Zustand manuell an die Pseudo-Zufalls-Sequenz angehängt werden.

2.3 Signalerfassung

Signalerfassung bei inkrementalen Messverfahren

Die Signalerfassung bei inkrementalen Messverfahren erfolgt meist mit mindestens zwei Sensorelementen, die derart angeordnet sind, dass eine Erkennung der Bewegungsrich-

tung möglich wird (siehe auch Abb. 2.2). Da mit SensMiLi ein absolutes Mess-Verfahren untersucht werden soll, wird hier auf die Signalerfassung bei inkrementalen Verfahren nicht näher eingegangen.

Signalerfassung bei kontinuierlich absoluten Mess-Verfahren

Die Erfassung kontinuierlich absoluter Wegsignale geschieht meist durch ein einziges oder eine geringe Anzahl von Sensorelementen. Die Anzahl ist jedoch nicht von der Länge des Messbereichs und zumeist auch nicht von der erreichbaren Auflösung abhängig, sondern richtet sich nach der Art des Messverfahrens selbst. Eine von der Signalerzeugung unabhängige Gruppierung bringt folglich für die Auswahl eines Messverfahrens keine weitere Erkenntnis und wird daher hier nicht vorgenommen.

Signalerfassung bei diskret absoluten Messverfahren

Aus den oben genannten Gründen konzentriert sich dieses Kapitel auf die Beschreibung der Signalerfassung bei diskret absoluten Messverfahren, die, wie in Abschnitt 2.2.2.2 erläutert, auf diskret absolut codierten Maßstäben basieren. Das Auslesen bzw. die sensorische Detektion der Positionsinformationen dieser Maßstäbe kann auf drei unterschiedliche Arten erfolgen:

- seriell
- scannend
- parallel

Welche dieser Alternativen verwendet wird, hat einen bedeutenden Einfluss auf die Anzahl benötigter Sensor-Elemente, die Zeitdauer der Positionserfassung und das Verhalten beim Neustart des Wegmess-Systems. Daher werden diese drei Möglichkeiten nun kurz erläutert.

2.3.1 Serielle Erfassung

Der Grundgedanke bei der seriellen Erfassung eines Codewortes ist die Verwendung nur eines einzigen Sensorelements, das die Ziffern durch die Bewegung des Maßstabs der zeitlichen Reihenfolge nach einliest. Wie in [Petriu89] gezeigt, besitzt dieses einfache Verfahren jedoch systematische Fehler. Der schwerwiegendste unter diesen ist der nicht

erkennbare Richtungswechsel eines einspurigen pseudozufallscodierten Maßstabs, der den sofortigen Verlust der Positionsinformation zur Folge hätte.

Um diese Mängel zu beseitigen, wird in [Arsić93] vorgeschlagen, eine zweite sogenannte Synchronisationsspur zu verwenden, die von zwei Sensor-Elementen abgetastet wird und Aufschluss über die Bewegungsrichtung gibt. Abhängig von dieser Information wird eines von zwei Sensorelementen ausgewählt, um die Code-Spur abzutasten. Damit ist sowohl die Erkennung der Bewegungsrichtung als auch eine Prüfung von Lesefehlern möglich.

Im Vergleich mit den beiden anderen Erfassungsarten ergeben sich folgende Vor- und Nachteile:

Vorteile:

- Es sind nur vier Sensorelemente erforderlich, wodurch Kosten und Platz gespart werden können.
- Die Anzahl der für ein Codewort abzutastenden Bits ist unbegrenzt einstellbar. Das ermöglicht das Lesen von Codes mit beliebiger Wortlänge mit demselben Lesekopf.
- Die Auflösbarkeit der Maßstabstrukturen ist im Vergleich zur parallelen Erfassung prinzipiell feiner möglich, da die Maßstabstrukturen kontinuierlich abgetastet werden und nicht im Raster einer Sensormatrix quantisiert werden.

Nachteile:

- Es wird eine zusätzliche Maßspur zur Synchronisation der eingelesenen Daten benötigt.
- Beim Neustart des Wegmess-Systems ist eine Bewegung um die Länge eines Codewortes erforderlich, ehe die Position bekannt ist. Damit handelt es sich definitionsgemäß nicht um ein absolutes Messverfahren.

2.3.2 Scannende Erfassung

Die Ziffern des Codewortes müssen auch bei dieser Methode zeitlich sequentiell eingelesen werden. Jedoch geschieht dies nicht wie in Abschnitt 2.3.1 durch die Bewegung des Maßstabs, sondern durch die Bewegung der Abtasteinheit des Sensorkopfes. Damit ist der Vorgang des Einlesens, im Gegensatz zum Grundgedanken in Abschnitt 2.3.1, bis zu einer gewissen Geschwindigkeit unabhängig von der Bewegung und Bewegungsrichtung des

Maßstabs.

Zur Betrachtung der Vor- und Nachteile gegenüber den beiden vorgenannten Erfassungsarten wird beispielhaft die Realisierungsvariante von [Yeatman04] herangezogen. Diese basiert auf einer vibrierenden Lichtleitfaser, die einen Lichtfleck auf den Maßstab abbildet (siehe Abb. 2.15 links). Der Lichtfleck wandert innerhalb eines durch den Vibrationswinkel vorgegebenen Bereichs auf dem Maßstab auf und ab und reflektiert dabei die Information der binären Strukturen zurück in den Sensorkopf.

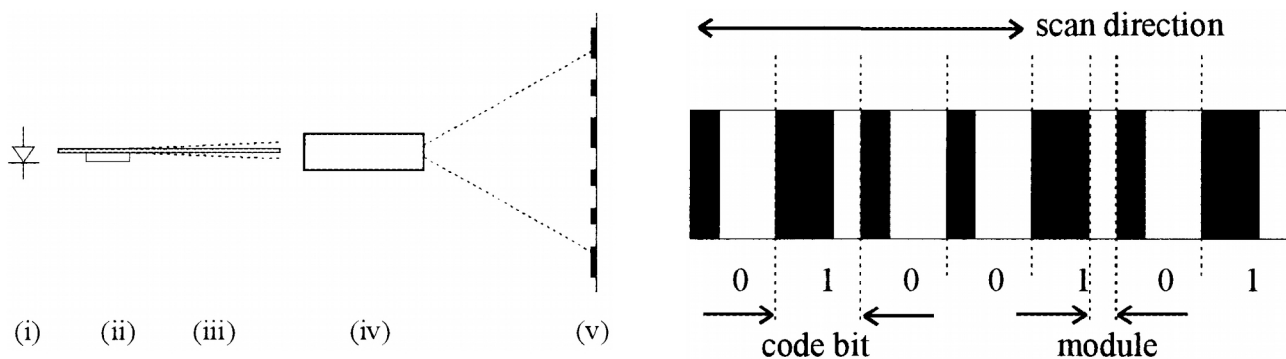


Abb. 2.15: Optisch scannende Erfassung einer binären Maßstabstruktur.

Links: Schematischer Aufbau des Wegmess-Systems aus (i) Lichtquelle, (ii) Aktor- und Detektor-Elemente, (iii) vibrierender Lichtleitfaser, (iv) Linse und (v) reflektierendem Maßstab.

Rechts: Binärer Positionscode, bei dem ein Bit jeweils aus einem reflektierenden (weißen) und nicht reflektierenden (schwarzen) Modul besteht.

Quelle: [Yeatman04]

Vorteile:

- Es ist nur ein einziges Sensorelement erforderlich, wodurch Kosten und Platz gespart werden können.
- Die Anzahl der für eine Codewort abzutastenden Bits kann in gewissen Grenzen elektronisch über den Vibrationswinkelbereich eingestellt werden. Das ermöglicht das Lesen von Codes mit unterschiedlichen Wortlängen mit demselben Lesekopf.
- Die Auflösbarkeit der Maßstabstrukturen kann im Vergleich zur parallelen Erfassung verfeinert werden, da die Maßstabstrukturen kontinuierlich abgetastet werden und nicht im Raster einer Sensormatrix quantisiert werden.
- Die Abtastrate in Form der Vibrationsfrequenz kann elektronisch eingestellt werden. Im Vergleich zur seriellen Abtastung in 2.3.1 ist sie damit nicht von der Bewegungsgeschwindigkeit des Maßstabs abhängig.
- Die Elektronik ist von der Optik über eine Lichtleitfaser leicht trennbar. Das ermög-

licht den Einsatz unter hohen Temperaturen oder unter Explosionsschutz.

Nachteile:

- Die vibrationsbasierte Abtastung ist sehr empfindlich gegen mechanische Störungen.
- Die mechanische Bewegung der Lichtleitfaser verursacht Verschleiß und erhöht das Ausfallsrisiko des Systems.
- Die mechanische Bewegung der Lichtleitfaser benötigt Energie.
- Da eine absolut gleichmäßige Vibrationsfrequenz kaum realisierbar ist, muss der Takt der binären Sequenz aus den Signal-Übergängen zwischen den binären Strukturen rekonstruiert werden. Um dies sicher zu ermöglichen, sind zwei Signalübergänge pro Bit erforderlich (siehe Abb. 2.15 rechts). Das verringert die kleinstmögliche Strukturgröße eines Bits und damit die Auflösung.

2.3.3 Parallele Erfassung

Um die Strukturelemente bzw. die Ziffern eines gesamten Codewortes parallel zu erfassen, wird eine ein- oder zweidimensionale Sensormatrix verwendet. Jede Ziffer wird dabei von einem Element oder einer Gruppe benachbarter Elemente der Matrix erfasst.

Zur Vermeidung von Fehlern erstreckt sich der Erfassungsbereich der Matrix dabei meist auf eine Länge, die größer ist als ein einzelnes Codewort.

Vorteile:

- Im Gegensatz zur scannenden Erfassung sind keine bewegten Teile vorhanden, die Energie verbrauchen würden oder mechanischem Verschleiß unterworfen wären.
- Im Gegensatz zur seriellen Erfassung ist nach einem Neustart keine Initialbewegung erforderlich, um den ersten Positionswert zu erfassen.
- Bei jeder Abtastung wird das vollständige Codewort erfasst, was im Vergleich zu den beiden anderen Erfassungsmethoden weniger anfällig für Fehler ist und eine leichtere Fehlerkorrektur ermöglicht.

Nachteile:

- Die Sensormatrix benötigt eine gewisse Fläche.
- Die Maßstabstrukturen werden auf der Sensormatrix quantisiert, sodass dies

zunächst einen limitierenden Faktor für die Auflösung darstellt.

- Das Auslesen dieser Matrix geschieht in den häufigsten Fällen nicht oder nur teilweise parallel, da die Mikrocontroller oder die digitalen Signalprozessoren nicht genügend Eingänge dafür besitzen. Dadurch ergibt sich ein begrenzender Faktor für die Abtastrate und die Auflösung der Positionsinformationen bei hohen Verfahrensgeschwindigkeiten.

2.4 Messverfahren Übersicht

	Messverfahren	Messbereich	Auflösung	Linearität	Wied.-gen.	Abtatsrate/ Grenzfrequ.	abs.	Quelle/ Info
	Anford. SensMiLi	50 mm	–	1 μm 0,002%	1 μm 0,002%	300 μs 3,33 kHz	✓	1.1
1	Elektrischer Widerstand	2 m 50 mm	10 μm „unendlich“	20 μm 0,25%	– –	– –	✓ ✓	[Festo11] [MicroEpsilon12h] A2.1
2	Magnetische Hall-Sensor-Zeile	50 mm 256 mm	64 μm 50 μm	250 μm 300 μm	– 100 μm	2,85 ms 1,00 ms	✓ ✓	[Festo08] [Sick12] A2.2.1.1
3	Magnetischer 2D Hall-Sensor	40 mm	50 μm	0,2 mm	25 μm	3,40 ms	✓	[Festo09b] A2.2.1.2
4	Magnetischer Maßstab	24 m 10 m	1 μm 10 μm	10 μm –	– 10 μm	0,12 μs 938 μs	× ✓	[Balluff08] [Elgo10] A2.2.3
5	Magentostriktion	250 mm 7,6 m	– 0,0015%	150 μm 0,01%	25 μm 0,001%	385 μs 0,5 ... 5 ms	✓ ✓	[MTS11c] [MTS11b] A2.2.4
6	Magnetoiduktion	60 mm 55 mm	– 0,05%	1 μm 3%	60 μm –	– 1 kHz	✓ ✓	[Balluff11] [MikroEpsilon12] A2.2.5
7	Induktion (LVDT)	50 mm	–	0,5%	–	5 kHz Trägerfreq.	✓	[ESA11] A2.3.2
8	Induktiver Maßstab	1 m 9 m	0,2 μm 1 μm	5 μm 3 μm	0,2 μm –	0,5 μs 10 kHz	× ✓	[Newall09] [AMO11] A2.3.4
9	Induktiver Wirbelstrom	20 mm 80 mm	– 0,2%	600 μm 0,2%	5 μm –	20 Hz 25 kHz	✓ ✓	[Balluff11c] [MikroEpsilon12b] A2.3.5
10	Kapazitiver Abstand	10 mm	0,002%	0,05%	–	8,5 kHz	✓	[MicroEpsilon12c] A2.4.1
11	Kapazitiver Maßstab	1 m	10 μm	–	–	–	×	[Hahn&Kolb12] A2.4.2
12	Ultraschall	30...250 mm	180 μm	–	0,15%	–	✓	[Microsonic12] A2.5.2
13	Optischer Abbild-Maßstab	1120 mm 1130 mm 2040 mm	100 nm 1 nm 1 nm	1 μm 1 μm 5 μm	5 nm – –	20 ns @ 3,24 m/s – 6 μs	× ✓ ✓	[Renishaw09a,11] [Renishaw09b,10] [Heidenhain11] A2.6.1.1
14	Optischer Interferenz-Maßstab	1220 mm	100 nm	3 μm	–	200 kHz	×	[Heidenhain11b] A2.6.1.2
15	Optisches Interferometer	30...70 mm 40 m	0,3 nm 1,25 nm	– 0,62 nm	– –	1 μs 20 ns	× ×	[Sios05] [Jenaer03] A2.6.2.1
16	Optisch konoskopische Hologr.	90...124 mm	–	< 12 μm	3 μm	333 μs	✓	[Optimet08] A2.6.2.3
17	Optische Triangulation	45...95 mm	0,8 μm 0,0015%	10 μm 0,02%	–	50 μs	✓	[MicroEpsilon12d] A2.6.3.1
18	Optisches LED-Mikrometer	150...190 mm	0,1 μm	3 μm	1 μm	435 μs	✓	[MicroEpsilon12e] A2.6.3.2
19	Optische Reflexions-Intensität	254 mm	„unendlich“	–	762 μm	1,5 kHz	✓	[MotionControls12] A2.6.4
20	Optische Fokussierung astigmat.	1,5 mm	10 nm	0,2 μm	10 nm	100 μs	✓	[OPM12] A2.6.5.1
21	Optische Fokussierung konfokal	28...30 mm	0,2 μm	0,30%	–	714 μs	✓	[Solarius12] A2.6.5.2
22	Optische Fokussierung konfokal chromatographisch	213...237 mm	0,7 μm 0,004%	12 μm 0,05%	–	500 μs	✓	[MicroEpsilon12f] A2.6.5.3
23	Optische Pulslaufzeit	0,5...250 m	0,1 mm	3 mm	2 mm	80 μs	✓	[MicroEpsilon12g] A2.6.6.1
24	Optische Phasenlaufzeit	0,1...150 m	1 mm	< 3 mm	0,5 mm	20 ms	✓	[Acuity12] A2.6.6.2

In der hier gezeigten Übersicht sind beispielhafte Kenndaten von 24 grundsätzlich unterschiedlichen Messverfahren aufgelistet. Zu jedem Messverfahren sind die Kenndaten eines beispielhaften, auf dem Markt erhältlichen Wegmess-Systems angegeben. Es wurden dabei solche Wegmess-Systeme ausgewählt, die für SensMiLi prinzipiell geeignet erscheinen. Unter den Ausführungsvarianten eines Wegmess-Systems wurde wiederum dasjenige gewählt, das den Anforderungen an SensMiLi am nächsten kommt.

Die in der Übersicht verwendeten Abkürzungen haben folgende Bedeutungen:

Anford.:	Anforderungen
Wied.-gen.:	Wiederholgenauigkeit
Grezfreq.:	Grenzfrequenz
abs.:	absolutes Wegmess-Verfahren
Hologr.:	Holographie
astigmat.:	astigmatisch

Ist ein Messbereich in der Form „X...Y mm“ angegeben, so bedeutet dies, dass ein Mindestabstand X zum Sensorkopf eingehalten werden muss und sich der Messbereich bis auf Y mm vom Sensorkopf aus gemessen erstreckt.

In zwei Fällen wurde für die Auflösung eines Wegmess-Systems missverständlicherweise die Formulierung „unendlich“ im Datenblatt verwendet. Hiermit ist jedoch lediglich gemeint, dass die Auflösung der Positionsinformation erst durch die elektronische Auswertung des analogen Ausgangs-Signals begrenzt wird.

Die physikalischen Funktionsprinzipien der aufgelisteten Wegmess-Systeme werden im Anhang A2 in den jeweils in der Spalte Quelle/Info angegebenen Kapiteln beschrieben.

3 Bewertung und Auswahl eines Messverfahrens

Um aus der Vielzahl der in 2.4 aufgeführten Wegmessverfahren das für SensMiLi geeignetste auszuwählen, werden diese mit drei Kriterien gefiltert:

- 3.1 Leistungsmerkmale
- 3.2 Bauraum
- 3.3 Signalart




Da bezüglich des Bauraums der Wegmess-Systeme in jedem Fall eine Anpassung an den Linearmotor notwendig sein wird, ist dieser nur durch grobe Abschätzungen beurteilbar. Auch die Beurteilung nach der jeweiligen Signalart ist nur vorsichtig vornehmbar, da sie sehr allgemein gehalten ist und im Speziellen abweichende Eigenschaften auftreten können. Daher werden die beiden Kriterien Bauraum und Signalart nicht als serielle, sondern als parallele Filter verwendet.


Anschließend werden in Abschnitt 3.4 die möglichen Varianten des ausgewählten Messverfahrens im Detail betrachtet, um schließlich die am besten geeignete auszuwählen. In den weiteren Kapiteln dieser Arbeit wird dieses konkrete Wegmess-System dann berechnet, aufgebaut und getestet.

3.1 Bewertung nach Leistungsmerkmalen

	Messverfahren	Messbereich	Auflösung	Line- arität	Wied.- gen.	Abtatsrate/ Grenzfreq.	abs.	Quelle/ Info	👍
	Anford. SensMiLi	50 mm	–	1 µm 0,002%	1 µm 0,002%	300 µs 3,33 kHz	✓	1.1	
1	Elektrischer Widerstand	2 m 50 mm	10 µm „unendlich“	20 µm 0,25%	– –	– –	✓ ✓	[Festo11] [MicroEpsilon12h] A2.1	
2	Magnetische Hall-Sensor-Zeile	50 mm 256 mm	64 µm 50 µm	250 µm 300 µm	– 100 µm	2,85 ms 1,00 ms	✓ ✓	[Festo08] [Sick12] A2.2.1.1	0
3	Magnetischer 2D Hall-Sensor	40 mm	50 µm	0,2 mm	25 µm	3,40 ms	✓	[Festo09b] A2.2.1.2	-1
4	Magnetischer Maßstab	24 m 10 m	1 µm 10 µm	10 µm –	– 10 µm	0,12 µs 938 µs	× ✓	[Balluff08] [Elgo10] A2.2.3	3
5	Magentostriktion	250 mm 7,6 m	– 0,0015%	150 µm 0,01%	25 µm 0,001%	385 µs 0,5 ... 5 ms	✓ ✓	[MTS11c] [MTS11b] A2.2.4	4
6	Magnetoiduktion	60 mm 55 mm	– 0,05%	1 µm 3%	60 µm –	– 1 kHz	✓ ✓	[Balluff11] [MikroEpsilon12] A2.2.5	2
7	Induktion (LVDT)	50 mm	–	0,5%	–	5 kHz Trägerfreq.	✓	[ESA11] A2.3.2	2
8	Induktiver Maßstab	1 m 9 m	0,2 µm 1 µm	5 µm 3 µm	0,2 µm –	0,5 µs 10 kHz	× ✓	[Newall09] [AMO11] A2.3.4	4
9	Induktiver Wirbelstrom	20 mm 80 mm	– 0,2%	600 µm 0,2%	5 µm –	20 Hz 25 kHz	✓ ✓	[Balluff11c] [MikroEpsilon12b] A2.3.5	2
10	Kapazitiver Abstand	10 mm	0,002%	0,05%	–	8,5 kHz	✓	[MicroEpsilon12c] A2.4.1	0
11	Kapazitiver Maßstab	1 m	10 µm	–	–	–	×	[Hahn&Kolb12] A2.4.2	1
12	Ultraschall	30...250 mm	180 µm	–	0,15%	–	✓	[Microsonic12] A2.5.2	1
13	Optischer Abbild-Maßstab	1120 mm 1130 mm 2040 mm	100 nm 1 nm 1 nm	1 µm 1 µm 5 µm	5 nm – –	20 ns @ 3,24 m/s – 6 µs	× ✓ ✓	[Renishaw09a,11] [Renishaw09b,10] [Heidenhain11] A2.6.1.1	5
14	Optischer Interferenz-Maßstab	1220 mm	100 nm	3 µm	–	200 kHz	×	[Heidenhain11b] A2.6.1.2	2
15	Optisches Interferometer	30...70 mm 40 m	0,3 nm 1,25 nm	– 0,62 nm	– –	1 µs 20 ns	× ×	[Sios05] [Jenaer03] A2.6.2.1	3
16	Optisch konoskopische Hologr.	90...124 mm	–	<12 µm	3 µm	333 µs	✓	[Optimet08] A2.6.2.3	1
17	Optische Triangulation	45...95 mm	0,8 µm 0,0015%	10 µm 0,02%	–	50 µs	✓	[MicroEpsilon12d] A2.6.3.1	3
18	Optisches LED-Mikrometer	150...190 mm	0,1 µm	3 µm	1 µm	435 µs	✓	[MicroEpsilon12e] A2.6.3.2	3
19	Optische Reflexions-Intensität	254 mm	„unendlich“	–	762 µm	1,5 kHz	✓	[MotionControls12] A2.6.4	1
20	Optische Fokussierung astigmat.	1,5 mm	10 nm	0,2 µm	10 nm	100 µs	✓	[OPM12] A2.6.5.1	3
21	Optische Fokussierung konfokal	28...30 mm	0,2 µm	0,3%	–	714 µs	✓	[Solarius12] A2.6.5.2	-1
22	Optische Fokussierung konfokal chromatographisch	213...237 mm	0,7 µm 0,004%	12 µm 0,05%	–	500 µs	✓	[MicroEpsilon12f] A2.6.5.3	1
23	Optische Pulslaufzeit	0,5...250 m	0,1 mm	3 mm	2 mm	80 µs	✓	[MicroEpsilon12g] A2.6.6.1	1
24	Optische Phasenlaufzeit	0,1...150 m	1 mm	< 3 mm	0,5 mm	20 ms	✓	[Acuity12] A2.6.6.2	-1

Zur Bewertung der Leistungsmerkmale der verschiedenen, am Markt erhältlichen Messverfahren ist hier noch einmal die Übersicht aus Abschnitt 2.4 gezeigt. In dieser sind alle Merkmale, für die bei SensMiLi eine konkrete Anforderung besteht, mit einer von drei Farben bewertet. Die Farben spiegeln den Erfüllungsgrad der Anforderungen an SensMiLi wie folgt wider:

	fast oder ganz erfüllt	+1 Punkt
	nicht erfüllt, aber evtl. besserbar	0 Punkte
	nicht erfüllt, kaum besserbar	- 1 Punkt
-	keine Angabe vorhanden	0 Punkte

Am rechten Rand der Übersicht ist eine mit  gekennzeichnete Spalte hinzugekommen, in der die Punkte jedes Messverfahrens aufsummiert werden. Die Messverfahren mit den drei höchsten Punkteständen, 5, 4 und 3 Punkten, sind farblich abgestuft gekennzeichnet. Dies sind im Einzelnen die folgenden acht:

Punkte	Nr.	Bezeichnung
5	13	Optischer Abbild-Maßstab
4	5	Magnetostriktion
4	8	Induktiver Maßstab
3	4	Magnetischer Maßstab
3	15	Optisches Interferometer
3	17	Optische Triangulation
3	18	Optisches LED-Mikrometer
3	20	Optische Fokussierung astigmatisch

Durch die Vergabe von 0 Punkten für fehlende Angaben hätte das Bewertungsergebnis verfälscht werden können. Dies ist jedoch nicht der Fall, da auch durch das Einsetzen abgeschätzter Leistungswerte keine anderen Messverfahren unter die besten acht rücken würden.

Als nächstes müssen nun noch diejenigen Messverfahren aussortiert werden, die für SensMiLi ungenügende, kaum besserbare, d.h. rot gekennzeichnete Leistungsmerkmale besitzen. Dies trifft lediglich auf das Messverfahren Nr. 20 „Optische Fokussierung

astigmatisch“ zu, das einen zu kurzen Messbereich besitzt. Dieser ließe sich auf Grund des Funktionsprinzips, wenn überhaupt, nur schwer auf das gewünschte Maß vergrößern, was zudem eine deutliche Verschlechterung von Linearität und Wiederholgenauigkeit mit sich bringen würde.

Daher werden nun nur die ersten sieben Messverfahren der obigen Rangliste hinsichtlich ihres Bauraums untersucht.

3.2 Bewertung nach Bauraum

Das Wegmess-System sollte in den Motor integriert werden können. Das heißt, dass sowohl die Form des Bauraums für das Messsystem als auch seine Größe an die Form und Größe des Motors angepasst sein sollte. Durch das Wegmess-System sollten für den Einbau des Motors in die Fertigungsumgebung keine neuen Restriktionen entstehen. Die dafür prinzipiell zur Verfügung stehenden Bauräume im und am Linearmotor sind in Abb. 3.1 dargestellt.

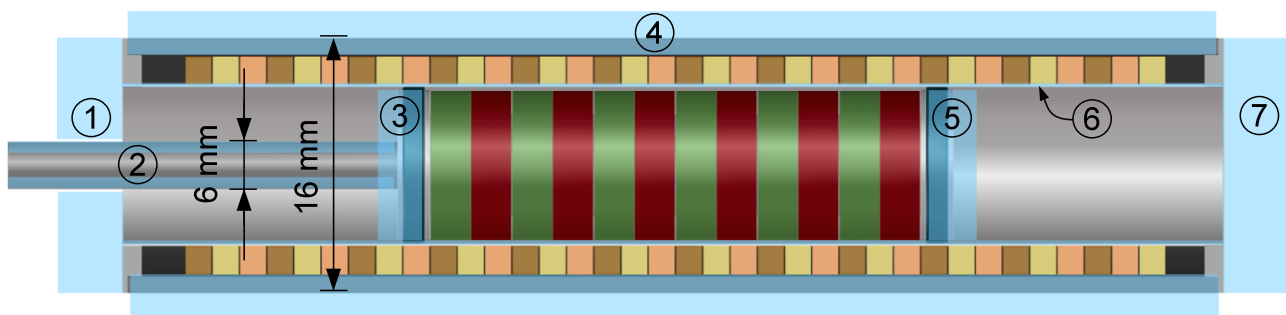
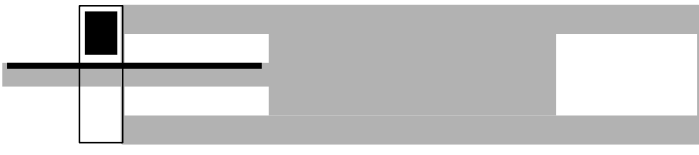






Abb. 3.1: Querschnitt-Skizze eines Linearmotors mit potentiellen Bauräumen zur Integration eines Wegmess-Systems (hellblaue Flächen 1 ... 7).
 1: In axialer Verlängerung des Lagerdeckels, 2: In der Kolbenstange, 3: In Verlängerung des vorderen Führungsrings, 4: Im äußeren Rückschluss, 5: In Verlängerung des hinteren Führungsrings, 6: Im Spulenträger-Rohr, 7: In axialer Verlängerung der Endkappe.

Die in Abschnitt 3.1 ermittelten sieben Wegmess-Systemarten könnten wie in Tab. 3.1 dargestellt in den Motor integriert werden. Die Anordnung der Komponenten wird im Folgenden näher beschrieben und der Bauraum bewertet. Dabei bedeutet:

- +1 gut integrierbar
- 0 bedingt integrierbar
- 1 schlecht integrierbar

Skizze Bauraum	Nr.	Messverfahren	👍
		Maßstab	
	13	optisch abbildend	+1
	8	induktiv	0
	4	magnetisch	0
	5	Magnetostriktion	-1
	15	Optisches Interferometer	-1
	17	Optische Triangulation	0
	18	Optisches LED-Mikrometer	-1

Tab. 3.1: Übersicht zur Bauraum-Bewertung der sieben geeignetsten Wegmess-Verfahren nach Abschnitt 3.1. Linke Spalte: Schematische Darstellung des möglichen Bau- raums. Mittlere zwei Spalten: Name des Messverfahrens mit Nummerierung ent- sprechend Abschnitt 3.1. Rechte Spalte: Bewertung des potentiellen Bauraums.

Nr. 13: Optischer Abbild-Maßstab

Aufbau: Der Maßstab wird in die Kolbenstange des Motors integriert und von einem Sensorkopf abgetastet. Es ist eine Verdrehsicherung der Kolbenstange notwendig, um die planparallele Ausrichtung zwischen Maßstab und Sensor- kopf zu gewährleisten.

Bauraum: Kommerziell erhältliche optische Maßstäbe sind mit ca. 15 mm zu breit zur Integration in die Kolbenstange des Motors (siehe z.B. [Renishaw10]). Von dieser Breite entfallen jedoch nur etwa 6 mm auf die Maßspur selbst. Diese 6 mm wiederum dienen hauptsächlich zur Verbesserung der Lesbarkeit bei mechanischen Toleranzen und Verschmutzung. Das Codierungsprinzip an sich

erlaubt es auch deutlich schmalere Maßstäbe zu verwenden.

Optische Sensorköpfe können für inkrementale Wegmess-Systeme bereits so klein gebaut werden, dass sie im Vergleich zur Größe des Motors keinen nennenswerten Bauraum mehr benötigen (siehe [NumerikJena07], [Schneeberger12]). Sensorköpfe für absolute Wegmess-Systeme sind noch vergleichsweise groß (siehe [Renishaw09b]), bieten aber durch die Auslagerung von Elektronik-Komponenten und die Verwendung von Lichtleitfasern Anpassungspotential.

Fazit: **+1**

Der Bauraum marktüblicher Wegmess-Systeme ist noch etwas zu groß, besitzt aber genügend Potential zur Miniaturisierung.

Nr. 8: Induktiver Maßstab

Aufbau: Der Maßstab des Spherosyn von [Newall09] besteht aus aneinander gereihten Kugeln, die von einem mehrsträngigen Spulensystem abgetastet werden. Zur Erzeugung der Absolutpositionsinformation sind zusätzlich Magnete zwischen den Kugeln und Magnetfeldsensoren im Sensorkopf erforderlich.

Der Maßstab des AMOSIN von [AMO11] besteht aus einem strukturierten Metallstreifen, der von einer Anordnung aus Flachspulen abgetastet wird.

Bauraum: Zur Integration der Maßstabskugeln in die Kolbenstange müssten diese noch deutlich kleiner werden als die kleinsten beim Spherosyn bzw. Microsyn verwendeten, die einen Durchmesser von ca. 5 mm besitzen. Dies würde sich jedoch deutlich auf die Signalqualität und die Genauigkeit auswirken. Die Kolbenstange würde zudem nurmehr aus einem dünnwandigen, nicht ferromagnetischen Rohr bestehen, um die Kugeln und Magnete aufzunehmen. Dies hätte einen negativen Einfluss auf die Steifigkeit.

Das mehrsträngige Spulensystem würde mit seinen ca. 60 mm die Länge des Motors um mehr als die Hälfte vergrößern. Eine Verkürzung der Spulen würde sich jedoch wieder negativ auf die Signalqualität auswirken.

Bei [AMO11] ist das Problem der mit 14 mm sehr breite Maßstab, der aus einer inkrementalen und zwei absoluten Spuren besteht. Es müsste geprüft werden, ob sich die Breite durch einen einspurigen Pseudozufallscode deutlich reduzieren lassen würde.

Auch die Länge des Abtastkopfes von 50 mm müsste deutlich reduziert

werden.

Fazit: **0**

Ein induktiv wirksamer Maßstab ließe sich platzsparend in die Kolbenstange integrieren, indem diese, ähnlich dem Maßstab von [AMO11], mechanisch strukturiert wird. Ob die Breite der Strukturen und die abtastenden Spulen klein genug dimensioniert werden können und gleichzeitig die geforderte Messgenauigkeit erreicht werden kann, ist jedoch fraglich.

Nr. 4: Magnetischer Maßstab

Aufbau: Ein magnetisch codiertes Maßband wird in die Kolbenstange eingebracht und von Magnetfeldsensoren abgetastet.

Bauraum: Die Einbaubreite eines inkrementalen Magnetbandes ist mit ca. 6 mm noch etwas zu groß für SensMiLi. Bei der Verwendung eines absoluten Maßstabs mit einer inkrementalen und einer absoluten Spur (siehe [Elgo10]) verdoppelt sich die Breite noch einmal. Verkleinert man den Maßstab, so werden auch die von ihm erzeugten Magnetfelder schwächer und damit schlechter detektierbar. Es müsste daher eher ein einspuriger, serieller Absolutcode verwendet werden, mit dem die erreichbare Messgenauigkeit und das erreichbare Signal/Rausch-Verhältnis bei genügend kleinen Magneten erst noch zu prüfen wäre.

Die Magnetfeldsensoren sind genügend klein, sodass sie keinen entscheidenden Faktor zur Baugröße beitragen.

Fazit: **0**

Die Integration eines absolutcodierten magnetischen Maßstabs in die Kolbenstange erscheint nicht unmöglich aber kritisch.

Nr. 5: Magnetostriktion

Aufbau: Der Mess-Stab des Mess-Systems verläuft durch den Kolben und evtl. durch die Kolbenstange des Motors. Am Kolben ist ein Betätigungsmagnet für das Mess-System angebracht. Die Detektionseinheit für den Torsionspuls sowie die Elektronik befinden sich außerhalb des Motors.

Die Alternative, den Mess-Stab in den äußeren Rückschluss des Motors zu integrieren hat sich bei Festo-internen Untersuchungen als zu fehlerbehaftet erwiesen.

Bauraum: Eine besonders kritische Größe ist der zylinderförmige Hohlraum, der für den Mess-Stab vorgesehen werden muss. Da der Mess-Stab gegen störende Magnetfelder geschirmt werden muss, wäre gemäß [MTS11c] zusätzlich zur Basisausführung der kleineren aber leistungsschwächeren C-Serie mit Stab-Durchmesser 4 mm eine Schirmung vorzusehen, die den Durchmesser auf ca. 5 ... 6 mm bringen würde. Um eine Berührung des Mess-Stabs im Hohlraum des Motors zu vermeiden, wäre dieser somit auf etwa 7 ... 8 mm Durchmesser zu dimensionieren. Dieses Maß ist bereits größer als der Durchmesser der Kolbenstange, sodass diese deutlich größer dimensioniert werden müsste, wenn sie durchstoßen werden muss.

Die Auswerteeinheit der C-Serie ist mit einer Länge von 36,1 mm und einem Durchmesser von 23 mm für den Anbau an den Motor geeignet.

Fazit: -1

Der Mess-Stab ist zu dick, um durch das Innere des Kolbens und vor allem durch das Innere der Kolbenstange des Motors geführt werden zu können.

Nr. 15: Optisches Interferometer

Aufbau: Der Mess-Strahl des Interferometers wird vom Abschlussdeckel des Motors aus emittiert und von einer Spiegelfläche am Kolben des Motors zurückreflektiert.

Bauraum: An die Frequenzstabilität der Laserquelle werden höchste Anforderungen gestellt, da schon geringste Schwankungen zu erheblichen Messfehlern führen können. Daher ist keine Anwendung bekannt, bei der eine kleinbauende Laser-Diode als Lichtquelle verwendet worden wäre. Stattdessen müssen deutlich aufwändigere, größere Laser verwendet werden, die nicht in den Motor integriert werden können (siehe [Jenaer03]). Es besteht jedoch die Möglichkeit, die Lichtquelle und die Strahl-modifizierenden Elemente durch Lichtleitfasern von dem Sender-Empfänger-Teil zu trennen, wie dies bei [SIOS05] zu finden ist. Besonders für absolut messende Interferometer werden jedoch aufwändige Optik-Komponenten benötigt, welche die Maße des Motors und der Regelungseinheit wahrscheinlich um ein Vielfaches übersteigen würden und daher auch in Form einer separierten Einheit kaum in einem Bauraum sinnvoller Größe unterzubringen wären (siehe auch [Kinder03]).

Fazit: -1

Laserquelle und Optik-Komponenten sind hoch komplex und belegen selbst für eine zweigeteilte Lösung zu viel Bauraum.

Nr. 17: Optische Triangulation

Aufbau: Ein Laserstrahl wird vom Abschlussdeckel des Motors aus auf den Kolben gerichtet, von wo er diffus in den Empfangsteil des Abschlussdeckels zurückreflektiert wird.

Bauraum: Verglichen mit einem Interferometer werden für die Triangulation nur wenige optische Komponenten benötigt, die direkt am Motor untergebracht werden könnten.

Durch das schmale, längliche Innenrohr des Motors wird der Triangulationswinkel, unter dem der auf den Kolben projizierte Lichtfleck betrachtet werden kann, jedoch stark eingeschränkt. Standardmäßig verfügbare Triangulatoren, die unter größeren Winkeln messen, können daher nicht verwendet werden.

Hinzu kommt der große Totbereich von ca. 45 mm direkt vor dem Sensorkopf, in dem übliche Triangulatoren auf Grund des zu großen optischen Einfallswinkels nicht messen können.

Bei der applikationsspezifischen Anpassung eines Triangulators wird aus einer vereinfachten geometrischen Abschätzung (wie in Tab. 3.1 skizziert) deutlich, dass sowohl die Höhe als auch die Länge des zur Verfügung stehenden Bauraums den maximalen Signalhub Δx beeinflussen und damit eine entscheidende Auswirkung auf die Messgenauigkeit besitzen.

Fazit: **0**

Die optischen Komponenten sind zwar einfacher und kleiner als bei der Interferometrie, die Triangulation benötigt jedoch prinzipbedingt einen gewissen Bauraum, um eine ausreichende Messgenauigkeit erzielen zu können.

Nr. 18: Optisches LED-Mikrometer

Aufbau: Ein Lichtstreifen emittiert längs des gesamten Messhubs Licht, das von einer gegenüberliegenden CCD-Detektorzeile empfangen wird. Der Motorkolben schattet einen gewissen Bereich des Lichtstreifens ab, dessen Grenze die aktuelle Position des Kolbens erkennen lässt.

Bauraum: Der Lichtstreifen und die CCD-Zeile müssten sich im Spulenträger befinden. Der Spulenträger muss für eine optimale Kraftübertragung zwischen Motor-

spulen und Kolbenmagneten jedoch mit 0,2 ... 0,3 mm sehr dünn sein. Da diese Breite wahrscheinlich nicht ausreichend wäre, müsste das Spulensystem axial linienförmig aufgeweitet werden, was einen unerwünschten Eingriff in die Motorkonstruktion bedeuten würde.

Die den Lichtstreifen erzeugende Lichtquelle könnte sich zusammen mit der Elektronik im Abschlussdeckel befinden. Das Licht würde dann über Lichtleitfasern in den Motorinnenraum geführt werden.

Fazit: **-1**

Der im Spulenträger benötigte Bauraum ist zu klein.

3.3 Bewertung nach Signalarten

Wie in Kapitel 2.1 beschrieben, kann zwischen kontinuierlichen und diskreten Signalarten unterschieden werden. Die diskreten haben gegenüber den kontinuierlichen trotz ihrer prinzipiell geringeren Auflösung die im Folgenden beschriebenen Vorteile.

Einfluss der Auswerteelektronik auf kontinuierliche und diskrete Signale

Zur Erzeugung diskreter Signale werden Maßstäbe mit örtlich diskret eingepprägten Positionsinformationen verwendet. Jede Positionsinformation besitzt dabei einen bestimmten Toleranzbereich innerhalb dessen sie sich eindeutig von allen anderen Positionsinformationen unterscheidet. Kann die gewünschte Positionsauflösung mit den diskreten Positionsinformationen erreicht werden, so entspricht die Auflösung gleichzeitig der Wiederholgenauigkeit und die Linearität hängt nur noch von der mechanisch linearen Ausprägung der Positionsinformationen ab. Anders ausgedrückt: Gelingt es mit den diskreten Positionsinformationen die gewünschte Auflösung zu erreichen, dann ist die Genauigkeit des Wegmess-System nicht mehr abhängig von den Ungenauigkeiten und Störeinflüssen der Auswerteelektronik.

Anders ist dies bei kontinuierlichen Signalen. Würde man beispielsweise gemäß den Anforderungen für SensMiLi, einen Messbereich von 50 mm in 1 μm Schritten auflösen wollen und hätte dabei einen üblichen Signalhub von 10 V zur Verfügung, dann müsste dieser in 50 000 Spannungsschritte mit einer Differenz von jeweils 200 μV unterteilt werden. Solch geringe Spannungsdifferenzen können mit herkömmlicher Elektronik kaum

noch oder nur mit erheblichem Filterungsaufwand aufgelöst werden.

Statt von Störungen überlagerte Positionsinformationen durch eine kompromissbehaftete Nachbearbeitung des Signals herauszufiltern, ist es vorteilhafter die Information von vornherein auf möglichst störungsfrei detektierbare Weise, also in Form eines diskret codierten Maßstabs, physikalisch zu hinterlegen.

Einfluss der Position des Messobjekts

Ein weiterer Nachteil, den kontinuierliche, nicht Maßstab-basierte gegenüber diskreten, Maßstab-basierten Signalarten besitzen, ist ihre positionsabhängige Signalqualität. Diese verschlechtert sich mit der Wegstrecke, die das Signal vom Messobjekt durch das störungsbehaftete Ausbreitungsmedium hindurch zum Detektor zurücklegen muss. Ein Maßstab hingegen besitzt an jeder Position den gleichen kurzen Abstand zum Detektor und kann daher Signale mit stets gleichbleibender Qualität liefern.

Fazit

Aus diesen beiden zuvor genannten Gründen ist es daher sinnvoll ein Maßstab-basiertes Messverfahren für SensMiLi zu wählen und auf dem Maßstab einen möglichst hochauflösenden, diskreten Absolutcode zu realisieren.

Von den sieben in Kapitel 3.1 ausgewählten Messverfahren wären damit folgende geeignet:

- 13 Optischer Abbild-Maßstab
- 8 Induktiver Maßstab
- 4 Magnetischer Maßstab
- 18 Optisches LED-Mikrometer

3.4 Auswahl

3.4.1 Ergebnis der drei Filterkriterien

Betrachtet man die Ergebnisse der drei Filterkriterien Leistungsfähigkeit, Bauraum und Signalart, so ist unter den verglichenen Messverfahren für SensMiLi am besten geeignet:

Nr. 13: Optischer Abbild-Maßstab

Dieses Verfahren besitzt die beste Leistungsfähigkeit, die beste Eignung zur Integration in den Miniatur-Linearmotor und kann mit einem diskret codierten Maßstab realisiert werden, was eine robuste Signaldecodierbarkeit verspricht.

3.4.2 Verschmutzungsempfindlichkeit

Für den Einsatz in Linearmotoren noch etwas ungewöhnlich ist die Tatsache, dass die Verschmutzungsempfindlichkeit kein Entscheidungskriterium zur Auswahl des Messverfahrens darstellt. Der Grund hierfür ist der ausschließliche Einsatz dieser Motorart in Reinnräumen (siehe Kapitel 1.1). In dieser Umgebung können Verschmutzungen sowohl durch den Linearmotor als auch durch die Umgebung in einem genügend hohen Maß ausgeschlossen werden. Denn Schmutzpartikel, die ein optisches Wegmess-System signifikant verschmutzen würden, müssen allein deshalb schon in ausreichendem Maß reduziert werden, weil sie sonst den hochempfindlichen Fertigungsprozess selbst gefährden würden. Erst unter diesen Rahmenbedingungen wird der zuverlässige Einsatz optischer Wegmess-Verfahren möglich.

3.4.3 Varianten-Auswahl

Unter den optisch Maßstab-basierten Messverfahren mit diskreter Absolutcodierung gibt es mehrere Varianten, von denen hier nun die für SensMiLi am besten geeignete ausgewählt wird. Diese Varianten beinhalten auch Messverfahren, die bisher noch nicht in industrielle Produkte umgesetzt, sondern nur in der Forschung untersucht worden sind. Weil diese noch keine mit Produkten vergleichbaren Leistungsdaten besitzen, sind sie bisher für SensMiLi noch nicht berücksichtigt worden. Jetzt, da die am besten geeignete Art des Messverfahrens feststeht und diese Arbeit zudem einen neuartigen Beitrag zur Forschung auf dem Gebiet der Wegmess-Technik liefern will, werden auch diese noch in Untersuchung befindlichen Wegmess-Verfahren in die Auswahl mit einbezogen. Damit ergeben sich im Wesentlichen drei Varianten diskret absoluter, optisch Maßstab-basierter Messverfahren, die im Folgenden bewertet werden:

- Interferenzielle Absolutcodierung
- Abbildende Absolutcodierung
- Diffraktive Absolutcodierung

3.4.3.1 Interferenzielle Absolutcodierung

Die absolute Positionserfassung mit Gitterinterferometern, die in [Schilling97] erforscht worden ist, basiert auf der in Kapitel 2.2.2.1 beschriebenen Auswertung der Phasendifferenz. Es handelt sich dabei zunächst um ein kontinuierliches Messverfahren, das eine hohe Auflösung von weniger als 10 nm erzeugt, jedoch in seiner elementaren Ausführung nur einen Eindeutigkeitsbereich von deutlich weniger als 1 mm besitzt. Zur Erweiterung des Eindeutigkeits- bzw. Messbereichs werden in [Schilling97] parallele, absolutcodierte Spuren vorgeschlagen, die diskrete Phasensprünge des interferierenden Lichtes erzeugen (siehe Abb. 3.2 oben). Die Erzeugung und Detektion interferenzieller Phasensprünge ist jedoch im Allgemeinen aufwändiger als die Detektion binär codierter Transmissions- oder Reflexionseigenschaften, wie diese bei Abbild-Maßstäben verwendet werden. Daher wird dieses Verfahren nur in Spezialfällen empfohlen.

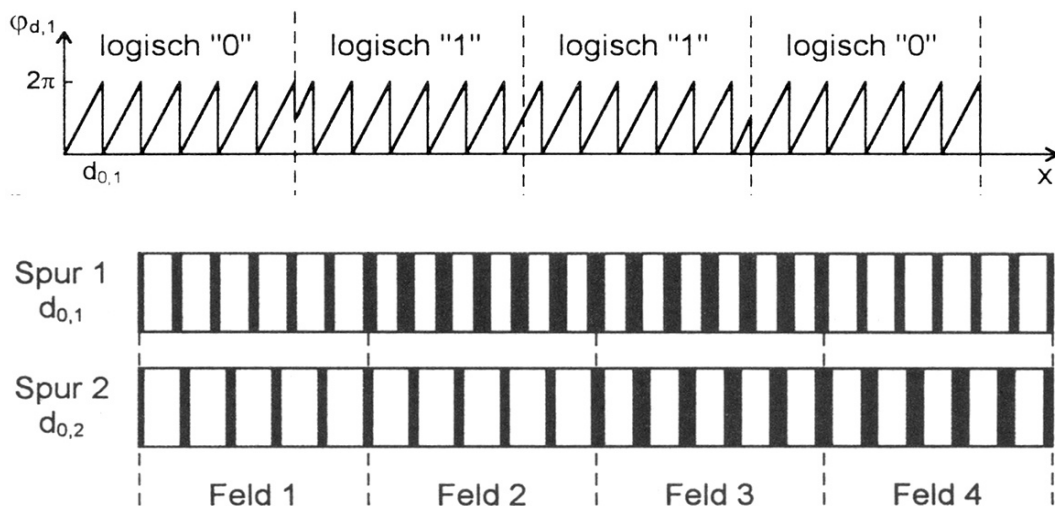


Abb. 3.2: Oben: Absolutcodierung durch binäre Phasensprünge.
Unten: Überlagerte Absolutcodierung durch binäre Variation der Beugungseffizienz.

Zur Reduktion der Zahl paralleler Spuren wird vorgeschlagen, den mindestens zwei Spuren, welche die kontinuierliche Phasendifferenz erzeugen, gröbere diskret absolutcodierte Informationen zu überlagern, indem die Beugungseffizienz der Spuren diskret vari-

iert wird (siehe Abb. 3.2 unten). Dies führt zu diskreten Intensitätsänderungen, die der Phasendifferenzänderung überlagert sind. Unter der Annahme einer in der Praxis erreichbaren Phasengenauigkeit von $2\pi/96$ und einer Gitterkonstante bzw. -periode von $4\ \mu\text{m}$ wird mit drei Spuren nach dem in Abschnitt 2.2.2.1 beschriebenen Phasendifferenzverfahren eine Schwebungswelle mit einem Eindeutigkeitsbereich von $576\ \mu\text{m}$ erreicht. Eine Überlagerung der drei Spuren mit einer binär codierten Änderung der Beugungseffizient würde den Eindeutigkeitsbereich um den Faktor $2^3 = 8$ auf $4,608\ \text{mm}$ erweitern. Um für SensMiLi auf einen Eindeutigkeitsbereich von $50\ \text{mm}$ zu kommen, wären also noch deutlich mehr Spuren erforderlich. Je breiter jedoch der Maßstab wird, desto höher werden die Anforderungen an die Konstanz der Wellenfront der Beleuchtungswelle, da sich sonst störende Phasendifferenzen zwischen den einzelnen Spuren ergeben.

Daher wird schließlich noch die Reduktion des Maßstabs auf eine einzige Spur durch die Verwendung eines sogenannten Mehrfachgitters vorgestellt, das gleichzeitig Signalperioden unterschiedlicher Längen erzeugt und dessen Entwurf ähnlich dem eines Dammann-Gitters erfolgt [Dammann77]. Mit diesem Verfahren werden jedoch wieder rein kontinuierliche Signale erzeugt. Zudem ist eine Erweiterung des erzielten Eindeutigkeitsbereichs von $8,2\ \text{mm}$ nur schwer möglich, da hierzu eine bessere Phasengenauigkeit benötigt würde, die sich aber gerade durch diese Erweiterung eher verschlechtert.

Fazit:

Die interferenzielle Absolutcodierung ist für SensMiLi nicht geeignet, da ein Messbereich von $50\ \text{mm}$ unter Einhaltung der geforderten Genauigkeit gemäß [Schilling97] nicht erreichbar erscheint.

3.4.3.2 Abbildende Absolutcodierung

Auf diesem Messverfahren basierende Wegmess-Systeme sind auf dem Markt weit verbreitet (siehe beispielsweise [Renishaw09b, 10] oder [Heidenhain11]). Sie basieren auf Maßstäben, deren optische Reflexions- oder Transmissionseigenschaften binär codiert sind und die von einem Sensorkopf photographisch abbildend erfasst werden (siehe Abb. 3.3, Abschnitt 2.2.2.2 und Anhang A2.6.1.1).

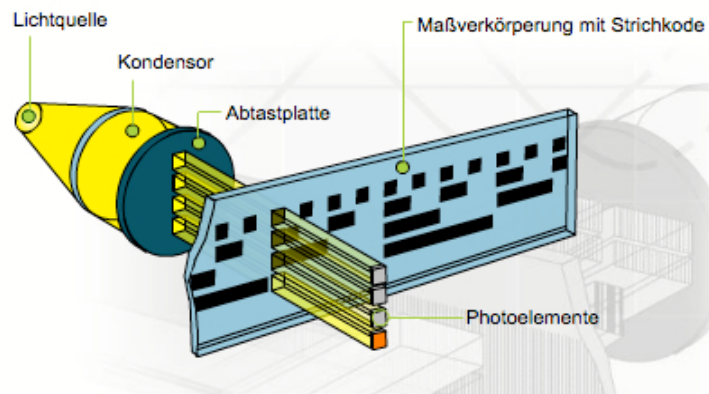


Abb. 3.3: Schematische Darstellung der Komponenten eines abbildenden Wegmess-Systems mit binär codiertem Maßstab. Quelle: www.heidenhain.de, „Absolutes Messverfahren“

Die Leistungsmerkmale dieser Wegmess-Systeme erfüllen die Anforderungen an Sens-MiLi besser als jedes andere auf dem Markt erhältliche (siehe Kapitel 3.1). Allein der benötigte Bauraum ist noch zu groß für ihre Integration in den Miniatur-Linearmotoren (siehe Kapitel 3.2). Diesen Hinderungsgrund zu beseitigen und die elektrischen, optischen und mechanischen Komponenten auf ihre Miniaturisierbarkeit hin zu untersuchen, wäre die Hauptaufgabe dieser Arbeit, sollte dieses Messverfahren gewählt werden.

Fazit:

Das abbildende Messverfahren erfüllt alle Anforderungen an die Leistungsfähigkeit. Der Bauraum ist jedoch noch zu groß.

3.4.3.3 Diffraktive Absolutcodierung

Dieses neuartige Messverfahren wurde ab dem Jahr 2006 im Rahmen eines AiF-Förderprojektes unter dem Namen „Untersuchungen zu einem hochauflösenden optischen Drehwinkelsensor in Low-Cost-Bauweise“ vom HSG-IMAT (Hahn-Schickard-Gesellschaft, Institut für Mikroaufbautechnik) und dem ITO (Institut für Technische Optik) der Universität Stuttgart zusammen mit zahlreichen Industriepartnern erforscht (siehe [AiF08], [AiF12], [Mayer09], [Seybold09], [Hopp11], [Hopp12]).

Wie im Anhang A2.6.1.2 beschrieben, wurde dieses Messverfahren zunächst für die inkre-

mentale, später aber auch für die absolute Winkelmessung ausgelegt.

Das Verfahren basiert auf der Detektion der Intensitäts- und Ortsverteilung von Beugungsflecken der 1. Ordnung. Dieses wird durch die monochromatische Beleuchtung eines rotatorischen Maßstabs erzeugt, der aus einer Vielzahl hintereinander gereihter Beugungsgitter besteht. Bei der gleichzeitigen Beleuchtung einer definierten Anzahl dieser Gitter beugen diese das Licht unter einem Winkel, der ihrer jeweiligen Gitterperiode und ihrem Gitterwinkel entspricht, sodass auf einer Sensorebene ein Muster aus Lichtflecken, den sogenannten Beugungsordnungen, entsteht. Die Position dieser Flecken wird für den Absolutcode von den Beugungsgittern derart moduliert, dass sich ihr Muster über den gesamten Umfang der Codescheibe kein einziges Mal wiederholt und so eine Information über die absolute Winkelposition darstellt. Zusätzlich zur Position wird auch die zyklisch variierende Intensität der Beugungsflecken ausgewertet, um die Auflösung der Winkelposition zu erhöhen. Eine schematische Anordnung der Systemkomponenten und des Strahlengangs einer inkrementalen Version ist in Abb. 3.4 dargestellt.

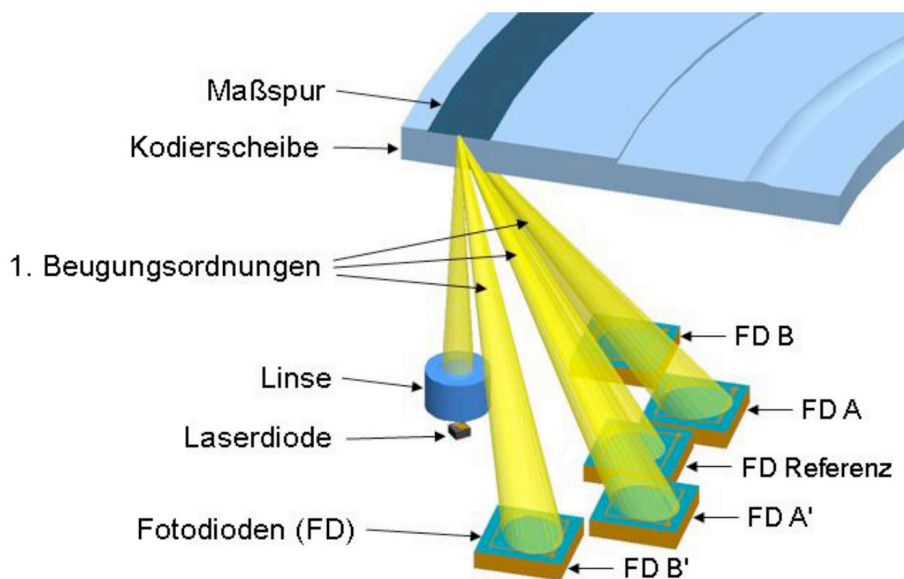


Abb. 3.4: Schematische Darstellung des Strahlengangs des diffraktiven Drehgebers in inkrementaler Bauweise aus [Seybold09]. FD: Fotodetektor.

Eine besondere Eigenschaft des Maßstabs liegt in seiner Absolutcodierung. Diese erzeugt zwar Signale nach dem Gray-Code-Prinzip (siehe Abschnitt 2.2.2.2), ordnet die Spuren dafür jedoch nicht parallel, sondern seriell kammförmig ineinander geschachtelt an, sodass nur eine einzige Codespur benötigt wird. Ein neuer diskreter Winkelpositionswert wird aus dem prinzipiell stufenlosen Absolutcode durch eine Schwellwertabfrage gebildet,

sobald sich der Beleuchtungsfleck über alle zu einer Positionsinformation gehörenden Gitter hinwegbewegt hat. Für den Gray-Code nach [Hopp11], der aus vier ineinander geschachtelten Spuren besteht, bedeutet dies, dass nach dem Überschreiten von 4 hintereinander angeordneten Beugungsgittern ein neues Codewort bereitsteht. Da jedes Beugungsgitter eine Breite von $10\ \mu\text{m}$ besitzt, entsteht also je $40\ \mu\text{m}$ ein neues Codewort. Auf der Codescheibe mit einem Umfang von ca. $84,8\ \text{mm}$ können auf diese Weise 2000 diskrete Winkelpositionen codiert werden. Durch eine zusätzliche 10-fach Interpolation der inkrementalen, sinusförmigen Intensitätsvariation der Beugungsflecken ist anschließend eine Winkelauflösung von $64,8''$ möglich, was einer linearen Auflösung von $4,24\ \mu\text{m}$ entspricht.

Diese Leistungsdaten von Messbereich und Auflösung stellen bereits ein beachtliches Potential für SensMiLi dar. Das Messverfahren des Drehgebers besitzt jedoch noch weitere Potentiale, die es sich lohnen würde, für die Übertragbarkeit auf ein Wegmess-System zu erforschen:

- Große Fokus-Toleranz
- Einfache Optik
- q -näre Codierung

Diese Eigenschaften werden nun näher erläutert, da sie für diese Arbeit von zentraler Bedeutung sind.

Große Fokus-Toleranz

Ein großer Vorteil des diffraktiven Messverfahrens liegt in der Entkopplung der Auflösung von der Schärfentiefe.

Wenn man die mikrometerfeinen Strukturen eines abbildenden optischen Maßstabs mit dem Sensorkopf photographisch auswerten möchte, dann muss man diese auflösen, d.h. als separate Objekte identifizieren können. Dabei muss man beachten, dass die Größe der kleinsten Strukturen d_0 , die man noch auflösen können will, nach Ernst Abbe [Wiki12, Ernst Abbe] von der numerischen Apertur, also u.a. von dem halben Fokuswinkel α abhängt:

$$d_0 = \frac{\lambda}{2 \cdot n \cdot \sin(\alpha)} \quad (3.1)$$

Hierbei ist λ die Wellenlänge des Lichtes und n der Brechungsindex des Mediums.

Je kleiner die Strukturen sind, desto größer muss die numerische Apertur sein. Je größer aber die numerische Apertur ist, desto kleiner wird auch nach Lord Rayleigh die Schärfentiefe z_R (Abb. 3.5 links), [Wiki12, Schärfentiefe]:

$$z_R = \frac{\lambda}{2 \cdot n \cdot \sin^2(\alpha)} \quad (3.2)$$

Setzt man diese beiden Gleichungen (3.1) und (3.2) ineinander ein, so erhält man eine Formel zur Abschätzung der Schärfentiefe in Abhängigkeit der kleinsten aufzulösenden Struktur:

$$z_R = \frac{d_0^2 \cdot 2 \cdot n}{\lambda} \quad (3.3)$$

Würde man also beispielsweise einen Maßstab mit $1 \mu\text{m}$ feinen Strukturen abbildend entziffern wollen und zu dessen Beleuchtung Licht bei einer Wellenlänge von 655 nm verwenden, so ergäbe sich nach Gleichung (3.3) lediglich eine Schärfentiefe von:

$$z_R = \frac{(1 \mu\text{m})^2 \cdot 2 \cdot 1}{0.655 \mu\text{m}} \approx 3,05 \mu\text{m} \quad (3.4)$$

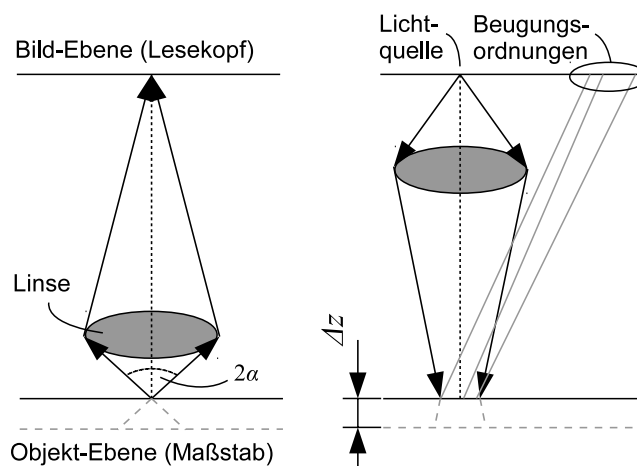


Abb. 3.5: Strahlengang und Schärfentiefe bei abbildender Optik (links) und diffraktiver Optik (rechts).

Schon bei einer Führungstoleranz entlang der optischen Achse, die größer ist als $3,05 \mu\text{m}$

wäre der Maßstab also nicht mehr lesbar. Das ist das fundamentale Problem aller abbildenden Wegmess-Systeme und ein Grund dafür, warum ihre Maßstabs-Strukturen üblicher Weise nicht kleiner gewählt werden als $10\ \mu\text{m}$.

Bei der diffraktiven Sensorik hingegen kommt es nicht darauf an die feinen Striche des Maßstabs aufzulösen, sondern das Licht derart zu fokussieren, dass die für ein Codewort benötigte Anzahl an Gittern gleichzeitig beleuchtet wird. Die numerische Apertur kann also wesentlich kleiner sein, sodass sich über einer Abstandsschwankung Δz eine vergleichsweise deutlich geringere Defokussierung ergibt (siehe Abb. 3.5 rechts). Die Defokussierung ist wiederum nicht primär für die Auflösung, sondern für die Anzahl der beleuchteten Gitter verantwortlich.

Darüber hinaus ist unter Verwendung von mehr als nur einer Linse auch eine weitgehende Parallelisierung des Beleuchtungsstrahls möglich, sodass nahezu keine Defokussierung mehr auftritt. Der Abstand zwischen Lichtquelle und Maßstab wäre dann in weiten Bereichen frei veränderbar.

Dadurch, dass man die Informationen der Strukturen also indirekt über ihr Beugungsmuster entschlüsselt, gelingt es, die Auflösung der Informationen von der Schärfentiefe zu entkoppeln.

Da Lichtquelle und Sensormatrix üblicherweise gemeinsam in einem Sensorkopf untergebracht sind, verschiebt sich jedoch das Beugungsmuster auf der Sensormatrix, wenn sich der Abstand zwischen Sensorkopf und Maßstab ändert. Die Decodierbarkeit der Positionsinformationen ist damit zwar nicht abhängig von der Fokussierung der Beleuchtung, wohl aber von der Verschiebungstoleranz des Beugungsmusters auf der Sensormatrix. Es ist daher interessant zu untersuchen, ob diese Verschiebungstoleranz eine größere Abstandstoleranz Δz zwischen Maßstab und Sensorkopf zulässt als bei den herkömmlichen abbildenden Wegmess-Systemen, bei denen sie meist $\pm 150\ \mu\text{m}$ beträgt.

Einfache Optik

Das diffraktive Messverfahren benötigt nur eine einzige Linse, die im Vergleich zu der recht aufwändigen Strahl-Führung und -Formung bei abbildenden Verfahren eine bessere Miniaturisierung des Sensorkopfes ermöglicht.

Die Sensormatrix besteht bei [Hopp11] aus 4 PSDs (Photo Sensitive Detector), was ebenfalls eine deutlich einfacher und schneller auswertbare Lösung darstellt, als die aus vielen hundert Pixels bestehenden Sensorchips der abbildenden Messverfahren.

***q*-näre Codierung**

Durch die Variation der Auftrefforte der Beugungsflecken auf der Sensorebene ist es leichter als bei abbildenden Verfahren möglich, die Positionsinformationen in einer anderen als der üblichen binären Zahlenbasis zu codieren. Abhängig vom Messbereich und der gewünschten diskreten Auflösung, kann mit einer anderen Zahlenbasis q ein effizienterer Positionscode generiert werden, der weniger Sensorelemente für die gleiche Anzahl zu codierender Positionsinformationen benötigt und damit Platz und Kosten sparen würde (mehr Details hierzu in Abschnitt 5.3).

Fazit:

Unter den drei hier betrachteten Varianten zu diskret absoluten, optisch Maßstab-basierten Messverfahren zeigen die bisherigen Untersuchungen zu diffraktiven Drehgebern für SensMiLi die beste Kombination aus Leistungs- und Integrationsfähigkeit.

Zudem handelt es sich hierbei um ein neues Messverfahren, dessen Untersuchung für die lineare Wegmesstechnik neue Erkenntnisse verspricht.

Aus diesen Gründen wird die diffraktive Absolutcodierung als das am besten geeignete Verfahren ausgewählt und in dieser Arbeit, ausgehend von der Winkelmessung, für die Wegmessung weiterentwickelt.

4 Grundlagen Beugungsgitter

In diesem Kapitel werden die Grundlagen zur Beugung an optischen Gittern erklärt, soweit sie zum Verständnis der Arbeit erforderlich sind. Physikalische Hintergründe zum Phänomen der optischen Beugung und mathematische Erläuterungen zur Berechnung und Simulation von Beugungsmustern befinden sich im Anhang A3.

4.1 Beugungsmuster

Leuchtet man mit gebündeltem, monochromatischem Licht durch ein Gitter, dessen Spalte in der ungefähren Größenordnung der Wellenlänge des Lichtes liegen, so kann man in einiger Entfernung auf einer Abbildungsebene ein Muster aus mehreren Lichtflecken, den sogenannten Beugungsordnungen, beobachten (siehe Abb. 4.1). Dabei bilden diejenigen Strahlen, die unabgelenkt durch das Gitter treten, die 0. Ordnung. Die übrigen $\pm m$. Ordnungen treten punktsymmetrisch zur 0. Ordnung auf und werden vom Gitter unter einem Winkel β gebeugt. Dieser Winkel β ist abhängig von der Wellenlänge λ des Lichtes, der Ordnungszahl m der Beugung und der Gitterperiode g , die den Abstand der Spalte des Gitters angibt [Hecht09]:

$$\beta_m = \arcsin\left(\frac{m \cdot \lambda}{g}\right) \quad \text{mit } m = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots \quad (4.1)$$

Der Begriff der Beugung rührt von der Beobachtung des optischen Phänomens her und dient der anschaulichen Beschreibung mit Hilfe der Vorstellung von Lichtstrahlen. Genauer betrachtet, handelt es sich bei dem Beugungsmuster jedoch um eine Interferenzerscheinung. Damit beschreibt Gleichung (4.1) diejenigen Winkel β_m , unter denen die maximale konstruktive Interferenz der von den Gitterspalten ausgehenden Lichtwellen auftritt.

Die Abhängigkeit des Beugungswinkels von der Gitterperiode g macht es möglich, durch ihre Veränderung den Auftreffort der Beugungsordnung auf dem Abbildungsschirm in y -Richtung zu variieren (siehe Abb. 4.1 oben).

Um den Auftreffort zusätzlich in x -Richtung zu verändern, kann das Gitter in seiner Ebene gedreht werden. Dadurch dreht sich das Beugungsmuster um die 0. Ordnung und es entsteht eine Verschiebungskomponente in x -Richtung (siehe Abb. 4.1 unten).

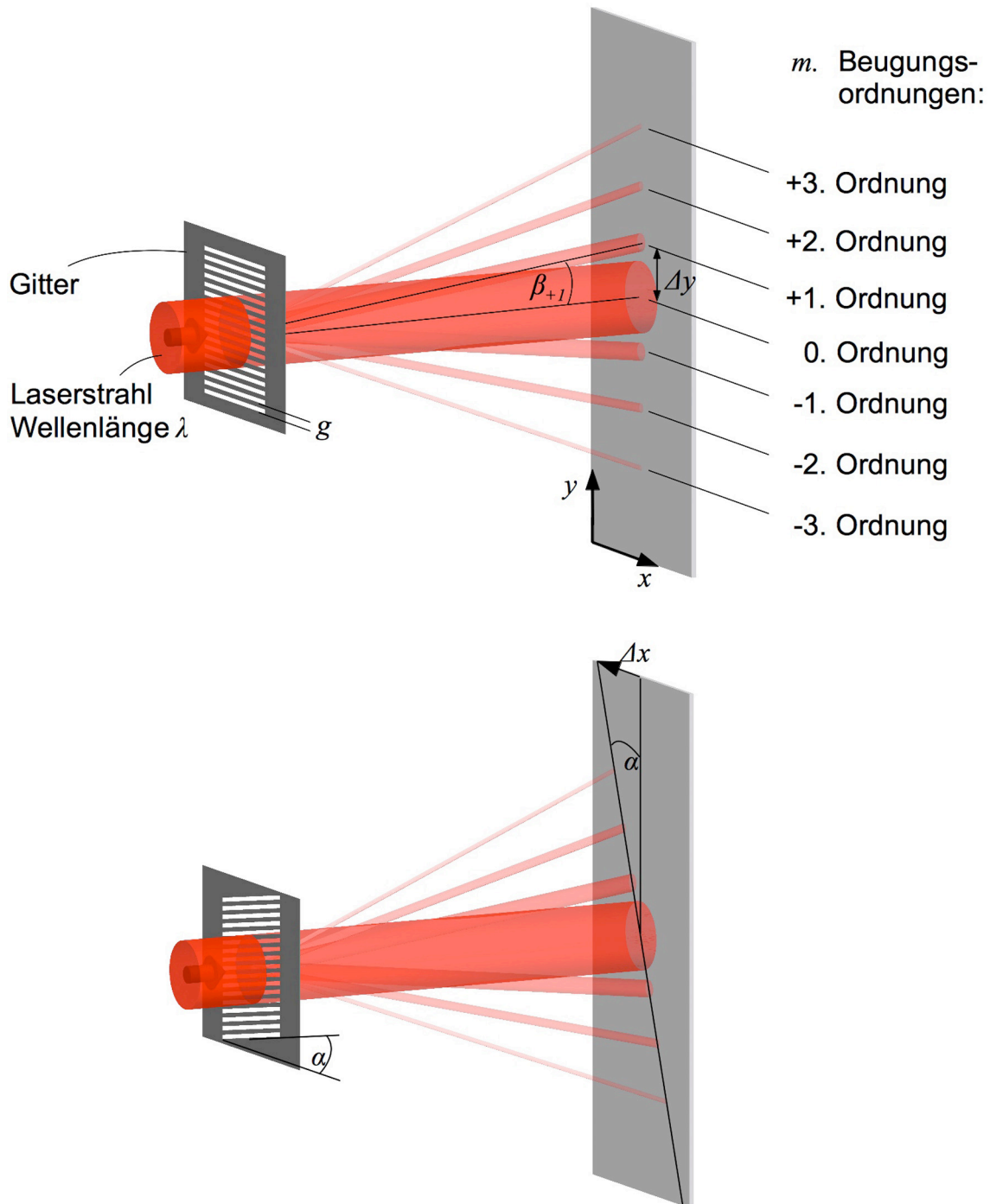


Abb. 4.1: Schematische Darstellung der Beugung von monochromatischem Licht an einem optischen Gitter.

Oben: Einfluss der Gitterperiode g auf den Beugungswinkel β_{+1} und die Distanz Δy des Auftreffortes der +1. Beugungsordnung von der 0. Beugungsordnung.

Unten: Einfluss des Gitterwinkels α auf die Rotation des Beugungsmusters zur Verschiebung des Beugungsmusters in x -Richtung.

Auf diese Weise ist es also möglich, den Auftreffort der Beugungsordnungen auf der Abbildungsebene in weiten Grenzen frei zu bestimmen. Und diese Möglichkeit ist es, die zur diffraktiven Absolutcodierung von Winkel- oder Wegpositionen genutzt werden kann. Hierzu wird ein Maßstab aus vielen hintereinander gereihten Beugungsgittern aufgebaut, wie dies in Abb. 4.2 schematisch dargestellt ist. Beleuchtet man beispielsweise immer vier der reflexiven Gitter des Maßstabs gleichzeitig, so erzeugt jedes Gitter eine +1. Ordnung auf der darüber angeordneten Sensorebene. Der Auftreffort einer Ordnung auf der Sensorebene hängt dabei wie beschrieben von der Periode und dem Winkel des sie erzeugenden Gitters ab.

Selbstverständlich entstehen auch die höheren positiven und die spiegelsymmetrischen negativen Ordnungen. Da sie jedoch keine weiteren neuen Informationen besitzen und die Intensität der Ordnungen mit ihrer Ordnungszahl abnimmt, werden nur die +1. Ordnungen sensorisch erfasst.

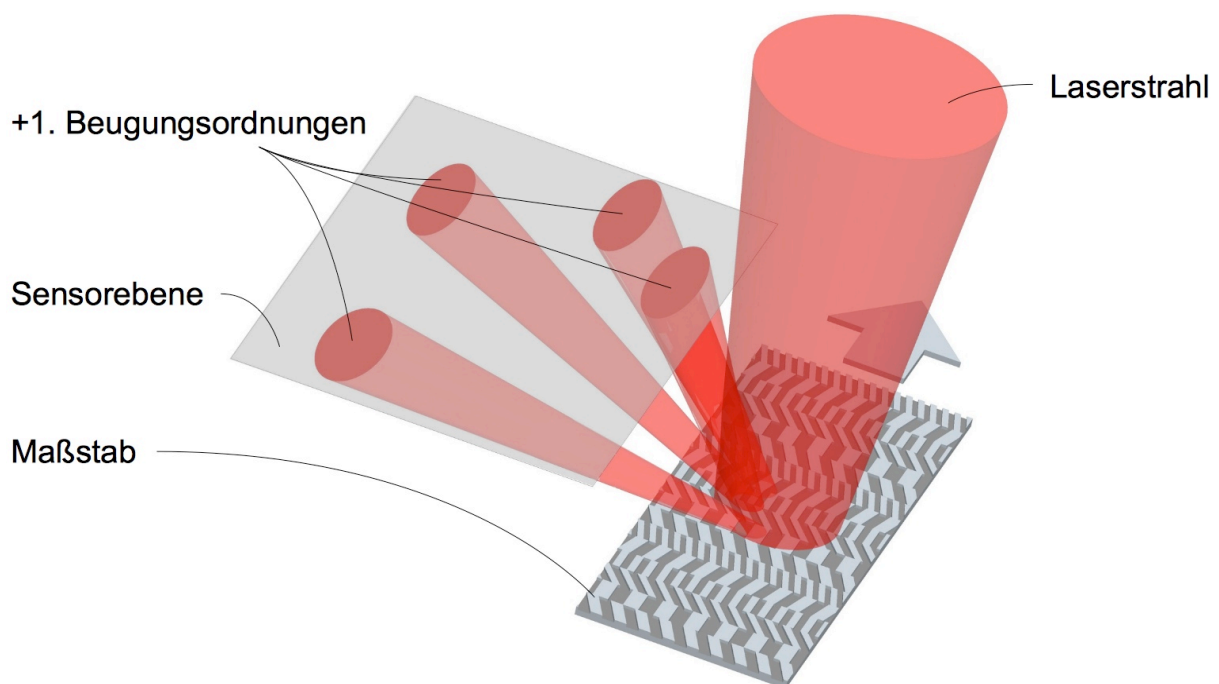


Abb. 4.2: Schematische Darstellung eines Maßstabs, der aus reflexiven, hintereinander angeordneten Beugungsgittern besteht. Die gleichzeitige Beleuchtung von vier Gittern verursacht vier +1. Beugungsordnungen auf einer Sensorebene. Höhere und negative Beugungsordnungen sind nicht dargestellt.

Gelingt es nun, die Perioden und Winkel der gleichzeitig beleuchteten Gitter so zu wählen, dass sich das Beugungsmuster entlang des gesamten Maßstabs nicht wiederholt, so stellt

dieses Muster eine absolute Positionsinformation dar. Wie die Perioden und Winkel gewählt werden, um dieses Ziel zu erreichen, wird in Kapitel 5 „Codierung“ erklärt.

4.2 Gitterarten

Obwohl viele verschiedene Arten von optischen Gittern wie Blazegitter oder Sinusgitter bekannt sind (siehe [Wiki12, Optisches Gitter]), geht es hier nur um binäre Gitter, da diese meist am einfachsten herstellbar sind.

Es existieren zwei unterschiedliche Kategorien von Gittereigenschaften, deren Ausprägungsvarianten frei miteinander kombiniert werden können, wie dies in Abb. 4.3 gezeigt ist.

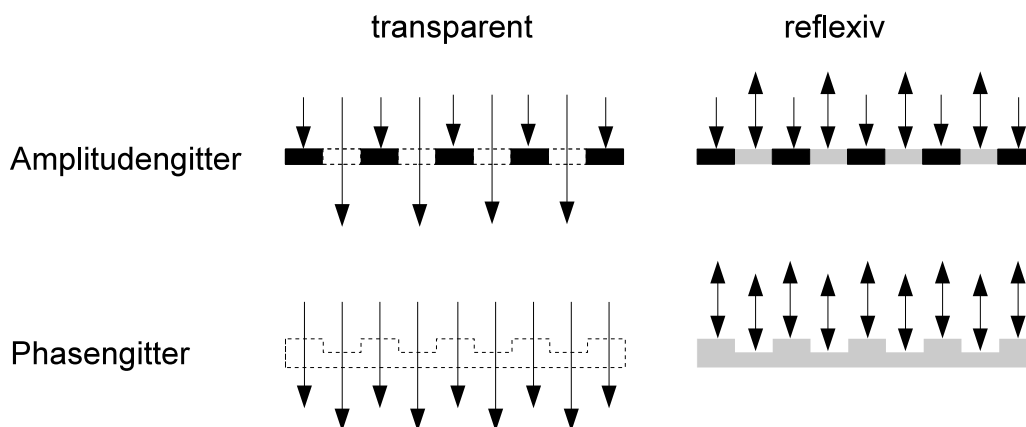


Abb. 4.3: Schematische Darstellung der vier möglichen Gitterarten. Die Pfeile deuten Lichtstrahlen an, wobei ein Pfeil mit Spitzen an beiden Enden die Reflexion des Lichtes anzeigt.

Bei Amplitudengittern wird durch den Maßstab, dem Namen entsprechend, die Amplitude des einfallenden Lichtes moduliert, indem ein Teil des Lichtes durch die periodische Anordnung absorbierender Strukturen ausgelöscht wird, während ein anderer Teil zur Sensorfläche gelangt. Die Sensorfläche befindet sich, abhängig davon, ob es sich um einen transparenten (Abb. 4.3 rechts oben) oder reflexiven Maßstab (Abb. 4.3 links oben) handelt, auf der selben oder der gegenüberliegenden Seite des Maßstabs, auf der sich die Lichtquelle befindet.

Bei Phasengittern wird durch den Maßstab die Phase des einfallenden Lichtes moduliert.

Dies geschieht entweder, indem die Pfadlänge, die das Licht durch ein transparentes, optisch dichteres Medium als Luft zurücklegen muss, periodisch variiert wird (Abb. 4.3 links unten), oder indem die optische Pfadlänge der Lichtstrahlen durch das reflektierende Oberflächenprofil periodisch variiert wird (Abb. 4.3 rechts unten). Nicht dargestellt, aber ebenfalls möglich ist es, die Phase des Lichtes durch transparente, optisch unterschiedlich dichte Materialien zu modulieren.

Phasengitter besitzen generell eine höhere Lichtausbeute als Amplitudengitter, da von ihnen nahezu kein Licht absorbiert wird. Zusätzlich erlauben sie es theoretisch die uninteressante oder sogar störende 0. Beugungsordnung vollständig zu unterdrücken, wenn ihr Höhenprofil derart gewählt wird, dass alle Strahlen unter dem Winkel der 0. Ordnung (0° bei orthogonaler Beleuchtung) destruktiv interferieren.

Bei einem transparenten Phasengitter sind die dafür zu wählenden binären Struktur-tiefen von dem Brechungsindex des Maßstabs und der damit verbundenen Stauchung der Wellenlänge abhängig.

Bei einem reflektierenden Phasengitter und orthogonaler Beleuchtung führt eine Struktur-tiefe von $\lambda/4$ unter orthogonal reflektierten Strahlen zu einer Phasendifferenz von $\lambda/2$ und damit zu einer vollständigen Auslöschung der 0. Ordnung, wie dies in Abb. 4.4 dargestellt ist.

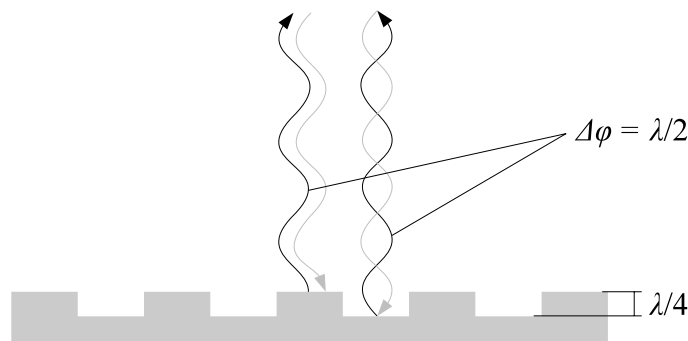


Abb. 4.4: Schematische Darstellung der destruktiven Interferenz der Lichtwellen der 0. Beugungsordnung an einem reflexiven Phasengitter mit der Struktur-tiefe $\lambda/4$.

Nachdem nun die grundlegende Funktionsweise der Beugungsgitter erarbeitet worden ist, wird im nächsten Kapitel untersucht, wie mit ihrer Hilfe absolute Positionsinformationen auf eine Art codiert werden können, die sich besonders für die lineare Positionsmessung eignet.

5 Codierung

Mit dem absoluten, diffraktiven Winkelmess-Verfahren nach [Hopp12], wie es in Kapitel 3.4.3.3 und im Anhang A2.6.1.2 beschrieben ist, wird zwar bereits ein linearisierbarer Umfang von 84,8 mm mit einer Auflösung von 4,24 μm erreicht, für die Wegmessung bei SensMiLi besitzt der serielle Gray-Code jedoch noch folgende Nachteile:

- Niedrige Code-Effizienz
- Erweiterung des Messbereichs verschlechtert die Genauigkeit
- Auflösung für SensMiLi noch zu gering

Code-Effizienz

Die Code-Effizienz η wird in dieser Arbeit definiert als der Quotient aus der Anzahl erzeugbarer diskreter Positionsinformationen bzw. Codeworte und der Anzahl dazu benötigter Sensorelemente bzw. unterscheidbarer Signale:

$$\eta = \frac{\text{Codeworte}}{\text{Sensorelemente}} \quad (5.1)$$

Bei dem seriellen Gray-Code werden für 2000 Codewörter $2+10+10+10 = 32$ unterscheidbare Signale benötigt, was einer Code-Effizienz von 62,5 entspricht.

Bei einem optimal umgesetzten, konventionellen Binär- oder Gray-Code werden hingegen zur Codierung von 2048 Wörtern nur $2 \cdot 11 = 22$ unterscheidbare Signale benötigt, was einer deutlich besseren Code-Effizienz von 93,1 entspricht.

Es ist daher interessant zu untersuchen, ob ein neuer diffraktiver Code entworfen werden kann, der eine verbesserte Code-Effizienz besitzt (Näheres zur Wahl der Code-Parameter siehe in Abschnitt 5.3).

Erweiterung des Messbereichs

Möchte man den Messbereich des seriellen Gray-Codes erweitern, so muss eine weitere Spur kammförmig hinzugefügt werden. Bei der Erweiterung von 4 auf 5 Spuren würden

dann jeweils Gruppen von 5 aufeinander folgenden Gitter ein Codewort bilden. Ein neues Codewort würde damit nicht mehr nach dem Überschreiten von 4 sondern von 5 Gittern entstehen, sodass ein Codewort in Messrichtung dann ein Gitter länger wäre (siehe Abb. 5.1). Die Erweiterung des Messbereichs um das 10-fache verursacht in diesem Fall also einen in Messrichtung vergrößerten Platzbedarf einer diskreten Positionsinformation um 20%. Es ist daher auch eine Verringerung der Auflösung in dieser Größenordnung zu erwarten. Zudem müsste auf der Detektorebene ein weiteres PSD vertikal neben den 4 bisherigen angeordnet werden, wodurch die PSDs enger zusammenrücken müssten. Dies würde die Gefahr des Übersprechens eines Beugungsflecks auf ein benachbartes PSD erhöhen.

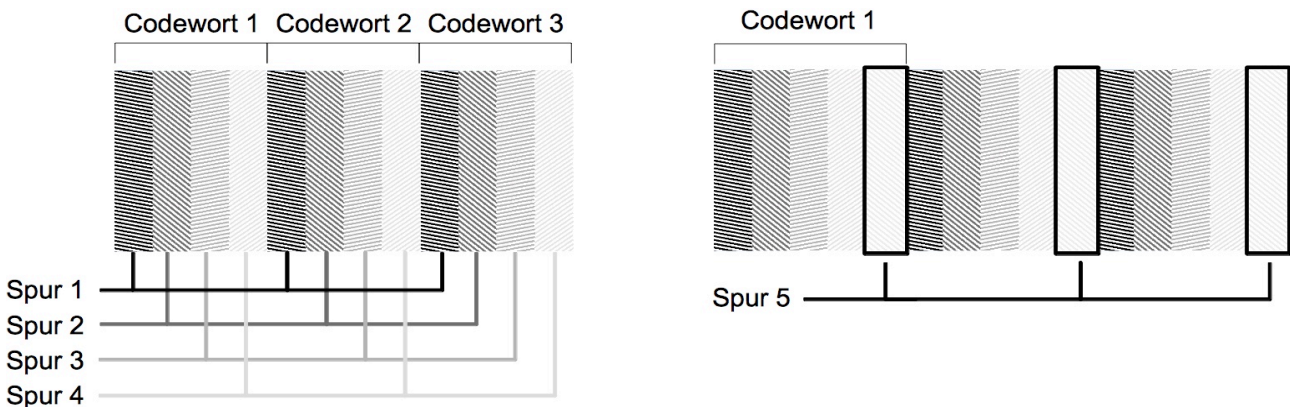


Abb. 5.1: Ausschnitt aus seriellem Gray-Code nach [Hopp11] zur Verdeutlichung der kammförmig in einander geschachtelten Code-Spuren und ihre Gruppierung zu den einzelnen Codewörtern. Links: Code aus 4 Spuren. Rechts: Code mit zusätzlicher 5. Spur zur Erweiterung des Messbereichs.

Sowohl bei dem herkömmlichen parallelen Gray-Code als auch bei dem seriellen Pseudo-Zufalls-Code (siehe Kapitel 2.2.2.2) ist eine Erweiterung des Messbereichs nicht mit einer Vergrößerung der Auflösung verbunden. Während diese Eigenschaft bei parallelen Codes unmittelbar ersichtlich ist, gelingt dies bei Pseudo-Zufalls-Codes bemerkenswerterweise ebenfalls, indem beim Vorrücken um eine einzige Ziffer bereits ein neues Codewort entsteht.

Es ist daher interessant zu untersuchen, ob eine Erweiterung des Messbereichs ohne Beeinflussung der Messgenauigkeit, insbesondere durch die Realisierung eines diffraktiv codierten Pseudo-Zufalls-Codes, möglich ist.

Auflösung

Durch die 10-fache Interpolation der Sinus-Signale, die durch den seriellen Gray-Code automatisch mit erzeugt werden, ist nach [Hopp12] eine Auflösung von 64,8 arcsec möglich, was einer linearen Auflösung von 4,24 μm entspricht. Um für SensMiLi eine Linearität und Wiederholgenauigkeit von 1 μm zu erreichen, wird jedoch eine Auflösung benötigt, die deutlich kleiner ist als 1 μm .

Es ist daher interessant zu untersuchen, ob und durch welche Maßnahmen die Auflösung einer diffraktiven Absolutcodierung verfeinert werden kann.

Fazit

Angesichts der im Rahmen des AiF Projekts „Drehgeber“ [AiF08], [AiF12] gezeigten Vorteile des diffraktiven Codierungsverfahrens einerseits, aber aufgrund der Nachteile des dabei verwendeten seriellen Gray-Codes für die lineare Positionsmessung andererseits, wird in diesem Kapitel nun eine neuartige diffraktive Codierung eines Pseudo-Zufalls-Codes untersucht.

5.1 Codierung und Decodierung von Pseudo-Zufalls-Sequenzen

In diesem Unterkapitel wird beschrieben, wie die Perioden und Winkel der Beugungsgitter gewählt werden, damit sie, zu einem Maßstab aufgereiht, Beugungsmuster erzeugen, die eindeutig absoluten Positionsinformationen zugeordnet werden können. Dabei wird zum ersten Mal gezeigt, wie Pseudo-Zufalls-Sequenzen mit Hilfe von Beugungsgittern codiert werden können. Das auf diesem Verfahren beruhende Wegmess-System wurde im Rahmen dieser Arbeit zum Patent angemeldet [Wibbing10].

5.1.1 Verlust und Rekonstruktion der Gitter-Reihenfolge

Überlegt man sich, wie die Parameter der Gitter gewählt werden sollen, um eine absolute Codierung zu erreichen, dann könnte man zunächst davon ausgehen, dass es genügen

sollte einen Parameter zu variieren, um durch jedes Gitter einen Wert zu codieren. Man könnte z.B. nur die Periode variieren. Eine kleine Periode g_1 könnte dann den Wert 0 und eine große Periode g_2 den Wert 1 im Binärsystem darstellen. Durch ein Beispiel, wie es in Abb. 5.2 zu sehen ist, wird jedoch schnell die Problematik dieses Codierungsversuchs deutlich: Zeichnet man die beiden Gitter, welche die Werte 0 und 1 symbolisieren, nebeneinander (Abb. 5.2 links) und führt mit diesem Bild eine zweidimensionale Fouriertransformation durch, so erhält man als Ergebnis eine Annäherung an das Beugungsmuster, das entstehen würde, wenn man tatsächlich zwei solche Gitter durchleuchten würde (Abb. 5.2 rechts). Als Erklärung hierzu siehe Anhang A3. In diesem Beugungsmuster sind nun, wie erwartet, die 0. Beugungsordnung, die ± 1 . Beugungsordnungen des Gitters 1 und die ± 1 . Beugungsordnungen des Gitters 2 zu erkennen. Im Beugungsmuster geht jedoch die Information über die Reihenfolge der Gitter verloren, da alle Beugungsordnungen exakt zentrisch angeordnet sind und nicht das eine Paar der ± 1 . Ordnungen weiter links und das andere Paar weiter rechts, wie man es intuitiv hätte vermuten können. Es kann also nicht mehr erkannt werden, ob es sich um das Codewort „01“ oder „10“ handelt.

Der Grund hierfür liegt in der Betrachtung des Lichtes im Fernfeld nach Fraunhofer (siehe Anhang A3). In dieser Entfernung gleicht das Lichtmuster einer Frequenzanalyse. Und so wie die Information über die zeitliche Abfolge der sich zeitlich ausbreitenden Schallwellen bei einer Analyse ihrer zeitlichen Frequenzen verloren geht, so geht bei der Betrachtung des Lichtmusters hinter den Gittern die Information über ihre räumliche Abfolge verloren und es bleibt nur die Information über ihre räumliche Frequenz bzw. Periode.

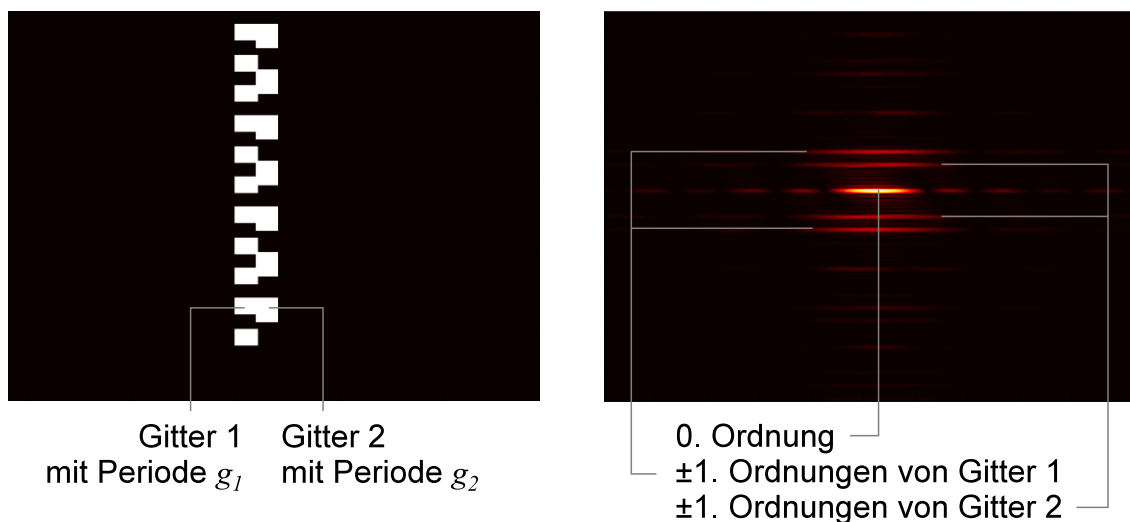


Abb. 5.2: Simulation in Matlab: Zwei Gitter (links) und ihr Beugungsmuster (rechts)

Um die Information über die Reihenfolge der Ziffern eines Codewortes dennoch zurückzugewinnen, kann man sich zusätzlich der Variation des zweiten Gitterparameters, in diesem Fall des Gitterwinkels bedienen. Auf welche Weise dieser codiert werden muss, wird im nächsten Abschnitt gezeigt.

5.1.2 Codierung und Decodierung der Grobposition

Die Codierung einer Pseudo-Zufalls-Sequenz wird anhand eines Beispiels erklärt, das in Abb. 5.3 gezeigt ist. In diesem Beispiel besteht ein Codewort aus $n = 7$ Ziffern, die jeweils $q = 5$ Werte zwischen 0 und 4 annehmen können. Die maximale Länge dieser Pseudo-Zufalls-Sequenz beträgt also $5^7 = 78\,125$ Codeworte, von denen jedes eine diskrete Position codiert.

Die Länge 7 des Codewortes ergibt sich durch die Breite des Lichtflecks, der die Gitter beleuchtet. Der Lichtfleck einer Laserdiode besitzt jedoch keine scharfe Berandung, sondern eine gaußförmige Intensitätsverteilung, die sich auch in der Intensität der Beugungsflecken widerspiegelt und die man sich später zur Decodierung des Codewortes zu Nutze machen kann.

In Abb. 5.3 sieht man links oben einen Ausschnitt des aus schmalen Gittern bestehenden Maßstabs, der von einem Lichtfleck auf einer Breite von ca. 7 Gittern beleuchtet wird. Auf der rechten Seite ist eine Simulation des Beugungsmusters zu sehen, das bei der Beleuchtung dieser Gitter entstehen würde. Über dieses Beugungsmuster ist eine Matrix aus rechteckigen Sensor-Elementen gelegt, mit deren Hilfe das Beugungsmuster später decodiert wird.

Um die Information über die Reihenfolge der Beugungsgitter bzw. die Reihenfolge der Ziffern im Codewort aus dem Beugungsmuster ermitteln zu können, wird die vertikale Position der Beugungsordnungen auf der Sensorebene variiert. Dies geschieht hauptsächlich durch die Variation der Periode g der Gitter, wodurch jeder Beugungsfleck auf eine andere der 9 Zeilen der Sensormatrix gelenkt wird. Die Variation der Gitterperiode erfolgt zyklisch wiederkehrend über den gesamten Maßstab, wobei die Länge des Zyklus um

zwei länger ist als die Länge eines Codewortes. In Abb. 5.3 werden die zyklisch wiederkehrenden Perioden der Gitter durch eine wiederholt von 1 bis 9 laufende Zahlenreihe direkt über den Gittern verdeutlicht.

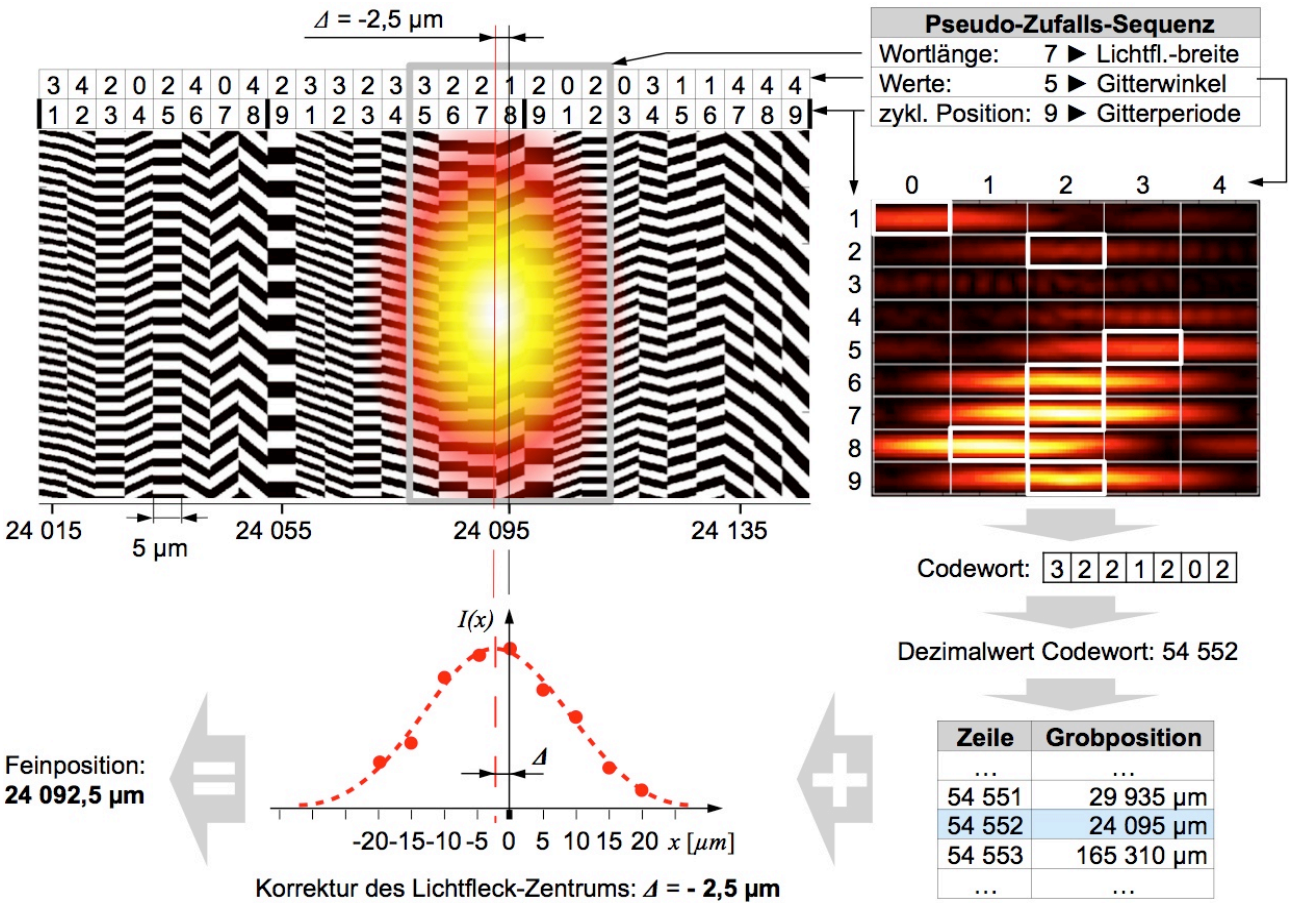


Abb. 5.3: Codierung und Decodierung der diffraktiven Pseudo-Zufalls-Sequenz.

Oben links: Ausschnitt des aus Beugungsgittern bestehenden Maßstabs mit Beleuchtungsfleck.

Oben rechts: Simulation des Beugungsmusters, das bei der Beleuchtung des Maßstabs entstehen würde.

Unten rechts: Ablauf der Decodierung des Codewortes aus dem Beugungsmuster bis zur Identifikation des zugehörigen groben Positionswertes.

Unten links: Rekonstruktion des gaußförmigen Intensitätsverlaufs des Beleuchtungsflecks aus den Einzelintensitäten der Beugungsflecken zur Ermittlung der Feinposition.

Entspräche die Zykluslänge genau der Codewortlänge (hier 7), so würde am linken und rechten Rand des Beleuchtungsflecks immer ein Gitter mit der gleichen Zyklusposition beleuchtet werden (siehe vereinfachte Darstellung in Abb. 5.4). Dies würde in der entsprechenden Zeile der Sensormatrix zwei Beugungsflecken verursachen, sodass durch ihre

Überlagerung in den meisten Fällen die Bestimmung ihrer Spaltenposition nicht mehr möglich wäre. Daher muss die Zykluslänge mindestens um 1 länger sein als die Codewortlänge.

1	2	3	4	5	6	7	1	2	3	4	5	6	7
---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---

Abb. 5.4: Ausschnitt aus der Abfolge der Zykluszahlen, welche die Zeilenposition eines Beugungsflecks bestimmen, für den Fall, dass Zykluslänge = Codewortlänge (hier = 7). Überlagert werden die Zykluszahlen von einem Abtastfenster, das vereinfacht die Abtastung der Gitter durch den Beleuchtungsfleck symbolisiert.

Um eine Doppelbeleuchtung einer Sensorzeile auch noch bei einem leicht schwankenden Durchmesser des Beleuchtungsflecks vermeiden zu können, wird die Zykluslänge in der Praxis um 2 länger gewählt als die Codewortlänge.

Die Reihenfolge der Beugungsgitter kann nun rekonstruiert werden, indem davon ausgegangen wird, dass der intensivste Beugungsfleck vom Zentrum des Beleuchtungsflecks und somit vom Zentrum des Codewortes herrühren muss. Der intensivste Beugungsfleck, der sich im Beispiel aus Abb. 5.3 in Zeile 8 (Z8) der Sensormatrix befindet, kann also in die Mitte des Codewortes geschrieben werden:

___ **Z8** ___

Die drei vor der Zeile 8 befindlichen Zeilen müssen auf Grund der zyklischen Codierung auch im Codewort in dieser Reihenfolge vor der mittleren Zeile stehen:

Z5 Z6 Z7 Z8 ___

Die drei hinter der Zeile 8 befindlichen Zeilen müssen aus dem gleichen Grund hinter der mittleren Zeile stehen. Wegen der zyklischen Codierung ist ein Überschlag zu beachten:

Z5 Z6 Z7 Z8 Z9 Z1 Z2

Somit steht die Reihenfolge der Beugungsflecken im Codewort fest und es müssen nun noch ihre Werte detektiert werden. Diese werden hauptsächlich durch die Winkel der Gitter codiert, die verursachen, dass die Beugungsflecken ihrem Wert entsprechend in die

Spalten 0 bis 4 der Sensormatrix gebeugt werden. Aus dem am intensivsten beleuchteten Element einer Zeile kann also der Wert eines Beugungsflecks abgelesen werden, sodass sich im Beispiel, der zuvor ermittelten Reihenfolge der Zeilen entsprechend, das Codewort wie folgt ergibt:

3 2 2 1 2 0 2

Dieses Codewort entspricht, wie erwartet, den Werten der beleuchteten Gitter, wie sie in Abb. 5.3 in dem Ausschnitt der Pseudo-Zufalls-Sequenz in der zweiten Zahlenreihe über dem Bild der Gitter ablesbar sind.

Der dem Codewort entsprechende Positionswert kann in einer hinterlegten Tabelle nachgeschlagen werden. Wenn die Codewörter in dieser Tabelle in der Reihenfolge ihrer Dezimalwerte gespeichert werden, dann kann durch die Berechnung dieses Dezimalwertes des aktuellen Codewortes der gesuchte Positionswert unmittelbar in der entsprechenden Zeile der Tabelle abgelesen werden, ohne suchen zu müssen. Eine Alternative zu diesem speicherplatzintensiven Ansatz ist ein rechenaufwändiger Ansatz, bei dem das aktuelle Codewort in das LFSR eingesetzt wird, das ursprünglich zur Erzeugung der Codesequenz benutzt wurde. Anschließend wird das LFSR so lange rückwärts getaktet bis das Codewort der Position Null erreicht ist. Die Anzahl der hierzu benötigten Takte wird gezählt und ergibt, multipliziert mit der physikalischen Breite einer Codeziffer bzw. eines Beugungsgitters, die Absolutposition.

Einen Kompromiss aus Speicherplatz- und Rechenaufwand erreicht man, indem man wie in [Petriu87] vorgeschlagen Meilensteine entlang der Codesequenz verteilt, deren absolute Position bekannt ist. Auf diese Weise muss das LFSR immer nur bis zum nächsten Meilenstein zurückgetaktet werden.

Im Beispiel aus Abb. 5.3 wird der dem Codewort entsprechende Positionswert einer Tabelle entnommen und beträgt 24 095 μm .

5.1.3 Detektion der Feinposition

Der bisherigen Beschreibung entsprechend, ist die Auflösung der Positionsmessung auf

die Breite eines Gitters begrenzt, die im Beispiel aus Abb. 5.3 $5\ \mu\text{m}$ beträgt. Experimente haben gezeigt, dass es schwierig ist mit Gittern zu arbeiten, die schmäler sind als $5\ \mu\text{m}$. Denn je schmäler die Gitter in der Vertikalen sind, desto länger werden die Beugungsflecken in der Horizontalen und desto schwieriger wird es daher, ihre horizontale Position zu bestimmen.

Um die Auflösung dennoch zu erhöhen, kann man sich die Intensitätsverteilung des Beleuchtungsflecks erneut zu Nutze machen. Das Ziel ist es dabei, die kontinuierlich gaußförmige Intensitätsverteilung des Beleuchtungsflecks aus den diskreten Intensitätsunterschieden der Beugungsflecken zur rekonstruieren und daraus eine subgittergenaue Information über die tatsächliche Lage des Zentrums des Beleuchtungsflecks relativ zu den Gittern zu erhalten. Dazu werden die Intensitäten der am intensivsten beleuchteten Elemente jeder Zeile der Sensormatrix in einem Koordinatensystem aufgetragen und dabei entlang der x -Achse gemäß der relativen Positionen der sie erzeugenden Gitter beabstandet (siehe Abb. 5.3 links unten). Die Reihenfolge der Intensitäten des Codewortes ist dabei durch die vorangegangene Entschlüsselung des Codewortes bereits bekannt. Von den beiden fehlenden Intensitäten muss sich auf Grund der gaußförmigen Intensitätsverteilung des Beleuchtungsflecks die eine am Anfang und die andere am Ende des Codewortes befinden. Diese Bedingung führt im Beispiel aus Abb. 5.3 auf die einzig mögliche Reihenfolge:

Z4 Z5 Z6 Z7 Z8 Z9 Z1 Z2 Z3

Zunächst wird nun wieder wie bei der Decodierung des Codewortes davon ausgegangen, dass die Lage des Gitters, das den Beugungsfleck mit der größten Intensität erzeugt, mit dem Zentrum des Beleuchtungsflecks übereinstimmt. Dieser Intensitätswert (hier in Zeile 8) wird deshalb in den Nullpunkt der x -Achse gelegt. Werden die restlichen Intensitäten der ermittelten Reihenfolge nach und im Abstand ihrer Gitter im Koordinatensystem aufgetragen, so wird die gaußförmige Verteilung der Intensitätswerte sichtbar (siehe Abb. 5.3 links unten). Durch die Einpassung der zugehörigen Funktionskurve wird die Stelle x_s des Scheitelpunktes der Gauß-Funktion ermittelt, die der gesuchten tatsächlichen Lage des Zentrums des Beleuchtungsflecks entspricht.

Die zuvor ermittelte Grobposition (hier $24\ 095\ \mu\text{m}$) kann nun durch die Differenz Δ zwischen dem bei $x = 0$ angenommenen Scheitelpunkt und seiner berechneten Lage x_s korrigiert werden, sodass sich die Feinposition ergibt aus:

Grobposition – Δ = Feinposition

Auf diese Weise erhält man ohne zusätzlichen konstruktiven Aufwand eine subgittergenaue Positionsinformation, die sich im Beispiel berechnet zu

$$24\,095\ \mu\text{m} - 2,5\ \mu\text{m} = 24\,092,5\ \mu\text{m}$$

Die theoretische Funktionsfähigkeit dieses Detektionsverfahrens wird in Abschnitt 5.4 „Simulation der Wegmessung“ untersucht werden.

In der Praxis ist zu erwarten, dass die Intensitätswerte der Beugungsflecken von der idealen Gaußverteilung abweichen, was zu Fehlern bei der Bestimmung der Feinposition führt. Der Einfluss und die Korrigierbarkeit dieser Fehler wird in Abschnitt 6.1 „Vorversuch zur Codierung & Decodierung“ sowie im Abschnitt 11.4 „Technologieanalyse und -bewertung“ analysiert werden.

5.2 Auslegung der Sensormatrix-Geometrie

Bei der Auslegung der Sensormatrix-Geometrie muss darauf geachtet werden, dass keine Überlagerung der 1. Beugungsordnungen durch höhere, insbesondere 2. Beugungsordnungen stattfindet, da sonst die Position der 1. Ordnung unkenntlich wird.

Für den idealen Fall, in dem das Verhältnis zwischen Gitterperiode g und Lückenbreite D zwischen den Gitterstegen genau $1/2$ beträgt, werden die Intensitäten aller geraden Beugungsordnungen zu Null, sodass durch sie keine Gefahr der Überlagerung der 1. Ordnungen mehr besteht. Warum das so ist, kann anhand einer vereinfachten Formel für die Intensitätsverteilung I der Beugungsordnungen als Funktion des Beugungswinkels β erklärt werden, wie sie im Anhang A3 hergeleitet wird:

$$I(\beta) = I_0 \left(\frac{\sin \xi}{\xi} \right)^2 \cdot \left(\frac{\sin(N\psi)}{\sin \psi} \right)^2$$

$$\text{wobei } \xi = \frac{kD}{2} \sin \beta, \quad \psi = \frac{kg}{2} \sin \beta, \quad \sin \beta = \frac{m\lambda}{g}, \quad k = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (5.2)$$

und N : Anzahl der Gitterperioden

Setzt man in dieser Formel die Ordnungszahl m auf eine gerade Zahl und $g = 2D$, so wird die Intensität $I = 0$. Anschaulich wird dies durch die Betrachtung der Funktionskurve von $I(\beta)$ und ihrer Einhüllenden in Abb. 5.5. Die Funktion der Einhüllenden besitzt die Form:

$$I_{\text{Einzel}}(\beta) = I_0 \left(\frac{\sin \xi}{\xi} \right)^2 \quad (5.3)$$

Dies ist die Intensitätsfunktion eines Einzelspaltes, die den ersten Faktor in $I(\beta)$ aus Gl. (5.2) bildet. Ihr Verlauf bestimmt die Höhe der Maxima von $I(\beta)$ und ist damit auch für die Auslöschung der geraden Beugungsordnungen für den Fall $g = 2D$ verantwortlich. Schon bei einer kleinen Abweichung von diesem Verhältnis findet die Auslöschung jedoch nicht mehr vollständig statt, wie aus dem Vergleich des linken und rechten Kurvenverlaufs in Abb. 5.5 ersichtlich wird.

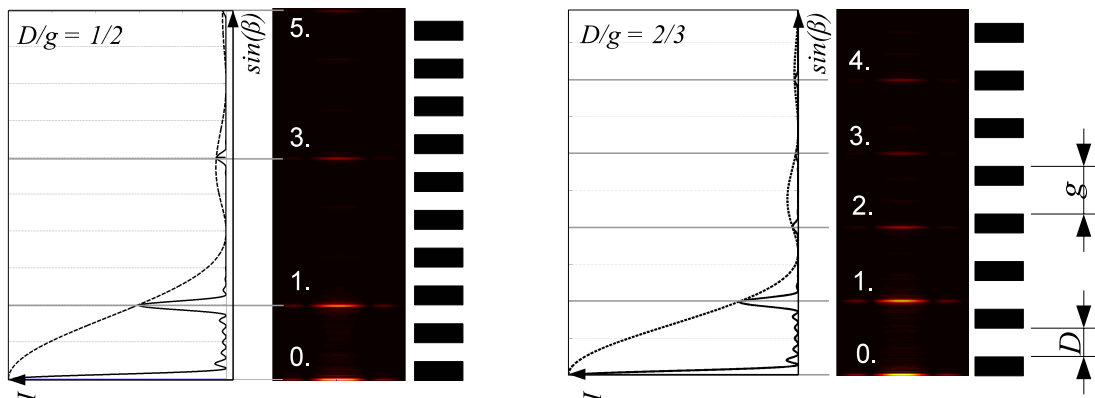


Abb. 5.5: **Jeweils links:** Intensitätsverläufe $I(\beta)$ der Beugungsmusters hinter einem Gitter und ihre Einhüllenden $I_{\text{Einzel}}(\beta)$ von einem Einzelspalt mit Breite D .
Jeweils in der Mitte: Simulation des Beugungsmusters bei der Beleuchtung des Gitters mit der Beschriftung der Beugungsordnungen.
Jeweils rechts: Beugungsgitter, die das jeweils links daneben dargestellte Beugungsmuster erzeugen.

Die Fertigungstoleranzen der Gitter so genau einzuhalten, dass $g = 2D$ in ausreichendem Maße erfüllt ist, hat sich in Experimenten als äußerst schwierig herausgestellt (siehe Abschnitt 6.1 „Vorversuch zur Codierung & Decodierung“ und Kapitel 10 „Maßstab“). Daher sollten die Auftrefforte der 1. Beugungsordnungen so ausgelegt werden, dass sie sich von vornherein nicht mit 2. oder höheren Ordnungen überlagern. Um dies auf einfache Weise zu erreichen, kann man sich an drei geometrischen Beziehungen orientieren, die in Abb. 5.6 veranschaulicht sind und im Folgenden erläutert werden:

1. Der maximale Abstand $r_{1,max}$, in dem eine 1. Beugungsordnung entfernt von der 0. Beugungsordnung auf der Sensormatrix auftreten kann, bzw. ihr maximaler Beugungswinkel ist abhängig von dem Abstand z zwischen Maßstab und Sensorebene, der Wellenlänge λ und der kleinsten fertigungstechnisch realisierbaren Gitterperiode g_{min} :

$$r_{1,max} = z \cdot \tan\left(\arcsin\left(\frac{m\lambda}{g_{min}}\right)\right) \quad \text{wobei } m = 1 \quad (5.4)$$

Die Vergrößerung des Abstands z hilft jedoch nicht dabei, eine größere Fläche zur Platzierung der Beugungsflecken zur Verfügung zu stellen, da diese sich hierbei ebenfalls vergrößern. Auch hilft eine Verkleinerung der Gitterperiode g_{min} allein nicht, da für den Fall dass $g_{min} < \lambda$ kein deutliches oder gar kein Beugungsmuster mehr entsteht (siehe auch Abb._A3.3 im Anhang A3). Durch diese Zusammenhänge ist die äußere Berandung des für die Sensorelemente zulässigen Bereichs gegeben (siehe Abb. 5.6).

2. Der Abstand r_2 eines Beugungsfleckes der Ordnung $m = 2$ von der 0. Ordnung ist nach Gl. (5.4) nichtlinear abhängig von der Gitterperiode g . Er ist jedoch immer mindestens doppelt so groß wie der Abstand zwischen der 1. und der 0. Ordnung, d.h. $r_2 \geq 2r_1$. Damit alle 2. Beugungsordnungen außerhalb von $r_{1,max}$ auftreten, muss daher gelten:

$$r_{1,min} \geq \frac{r_{1,max}}{2} \quad (5.5)$$

Dadurch ist die innere Berandung des für die Sensorelemente zulässigen Bereichs gegeben (siehe Abb. 5.6).

3. Die Ränder der aneinandergereihten Gitter des Maßstabs bilden ebenfalls ein gleichmäßiges Beugungsgitter, dessen Beugungsordnungen sich in horizontaler Richtung allen anderen Beugungsordnungen überlagern. Diese Nebenordnungen genannten Beugungsflecken konnten bereits beiläufig in der ersten Simulation eines Beugungsmusters in Abb. 5.2 beobachtet werden. Um potentielle Beeinflussungen durch die Nebenordnungen zu vermeiden, müssen zwei Entwurfskriterien beachtet werden:

a) In einer Sensorzeile sollten nur dann zwei 1. Beugungsordnungen erzeugt werden, wenn diese horizontal so weit voneinander entfernt sind, dass sie sich gegenseitig nicht durch das erste Paar ihrer Nebenordnungen stören.

b) Um eine Überlagerung mit den Nebenordnungen der 0. Ordnung zu vermeiden, sollten keine 1. Ordnungen unter einem Winkel $< \alpha_{min}$ in der Sensorebene erzeugt werden. Dieser Winkel hängt von der Intensität und der geometrischen Ausdehnung

der Nebenordnungen ab und wird hier empirisch gewählt zu:

$$\alpha_{min} = 12^\circ \quad (5.6)$$

Dadurch ist die seitliche Berandung des für die Sensorelemente zulässigen Bereichs gegeben (siehe Abb. 5.6).

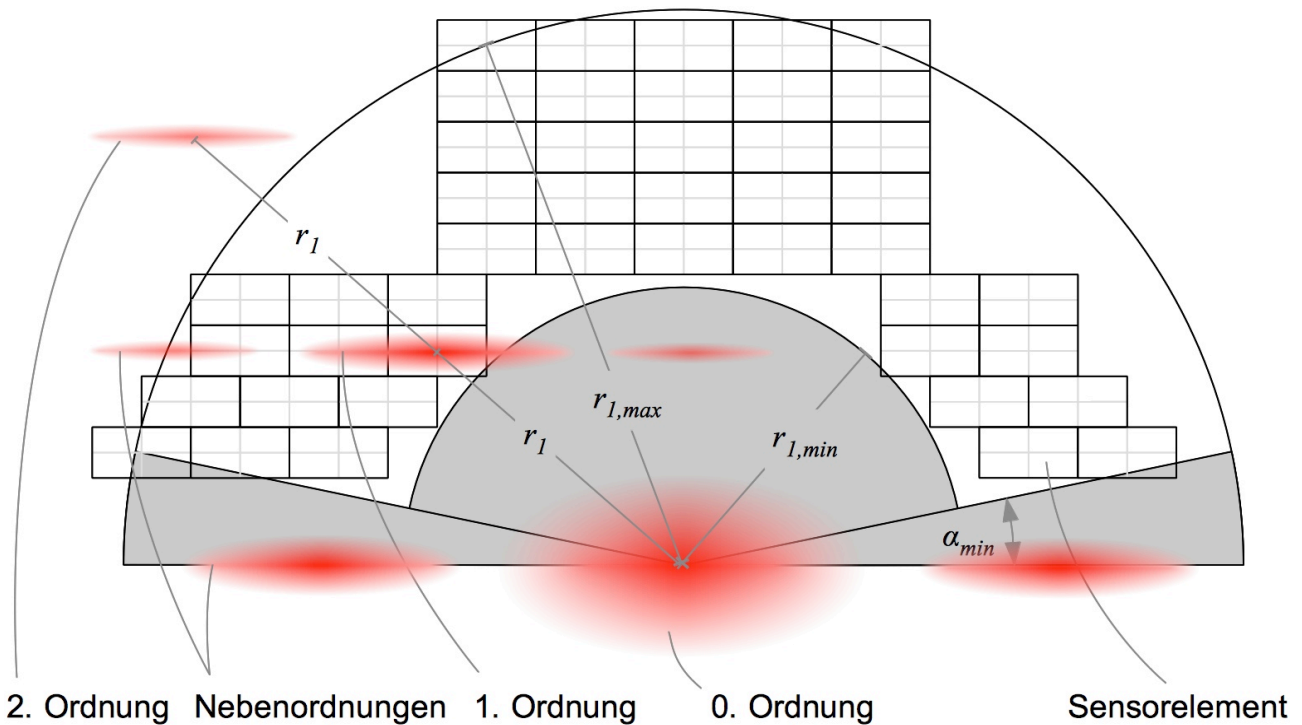


Abb. 5.6: Richtlinien zur Auslegung der Sensormatrix-Geometrie mit der Andeutung exemplarischer Beugungsordnungen. Nur das weiße Ringsegment sollte zur Platzierung der Sensorelemente verwendet werden.

Durch diese drei geometrischen Beziehungen entsteht ein Ringsegment (weiße Fläche in Abb. 5.6), innerhalb dessen die zu detektierenden 1. Beugungsordnungen auf die Sensorfläche auftreffen sollten, um nicht durch 2. Ordnungen überlagert zu werden. Innerhalb dieses Ringsegments werden nun die Sensorelemente angeordnet. Ihre Fläche sollte dabei so groß wie möglich sein, um möglichst weite Toleranzen bei der Detektion der Lage eines Beugungsflecks zu erreichen.

Die drei geometrischen Beziehungen sind jedoch nicht als streng mathematische Gesetzmäßigkeiten zu betrachten, deren Einhaltung eine fehlerfreie oder gar optimale Auslegung der Sensormatrix-Geometrie gewährleistet. Viel mehr sind sie als Orientierungshilfe zu verstehen, innerhalb derer die Anordnung und Größe der Sensorelemente iterativ optimiert werden muss.

5.3 Code-Effizienz

Wie bereits in der Einleitung dieses Kapitels 5 erwähnt, wird die Code-Effizienz η in dieser Arbeit definiert als der Quotient aus der Anzahl erzeugbarer diskreter Positionsinformationen bzw. Codeworte und der Anzahl zu ihrer Decodierung benötigter Sensorelemente bzw. zu unterscheidender Signale:

$$\eta = \frac{\text{Codeworte}}{\text{Sensorelemente}} \quad (5.7)$$

Meist entspricht die Anzahl erzeugbarer Codeworte jedoch nicht der benötigten, sodass in der Praxis vor allem die Anzahl zur Decodierung benötigter Sensorelemente eine Rolle spielt, da sie mit den Kosten der Verarbeitungsgeschwindigkeit und der Baugröße zusammenhängt.

Da SensMiLi einen Messbereich von 50 000 μm abdecken soll und eine Gitterbreite bzw. Ziffernbreite von 5 μm besitzt, wird eine Codierung benötigt, mit der $q^n \geq 10\,000$ Codeworte erzeugt werden können. q stellt dabei die Zahlenbasis und n die Codewortlänge dar. In Abb. 5.7 ist die Code-Effizienz und die Anzahl benötigter Sensorelemente für verschiedene Codeparameter q und n dargestellt, wobei q aufsteigend sortiert ist und das n dazu so gewählt ist, dass sich mindestens 10 000 Codeworte ergeben.

Es ist zu erkennen, dass sich für die Codeparameter $9^5 = 59\,049$ die höchste Code-Effizienz ergibt. Jedoch werden auch sehr viele Sensorelemente benötigt, da viel mehr Codeworte erzeugt werden können als gefordert sind. Die geringste Anzahl benötigter Sensorelemente erhält man mit den Codeparametern $2^{14} = 16\,384$. Dafür werden jedoch $n + 2 = 16$ Sensorzeilen mit jeweils zwei Elementen benötigt. Die sich dabei ergebende schmale und lange Form der Sensormatrix kann auf der halbringförmigen Nutzfläche, wie sie in Abschnitt 5.2 beschrieben wurde, nicht untergebracht werden. Die Codierungsart mit der nächsthöheren Anzahl an Sensorelementen ist diejenige mit den Parametern $3^9 = 19\,683$. Sie benötigt mit $3 \cdot (9 + 2) = 33$ nur ein Sensorelement mehr als die Binärcodierung und besitzt zudem eine deutlich höhere Code-Effizienz, was die Erweiterung des Messbereichs über die Anforderung hinaus auf $19\,683 \cdot 5\,\mu\text{m} = 98\,415\,\mu\text{m}$ ermöglicht.

Aus diesem Grund ist die Codierung mit $q = 3$ und $n = 9$ für SensMiLi am besten geeignet und wird im weiteren Verlauf der Arbeit ausschließlich verwendet.

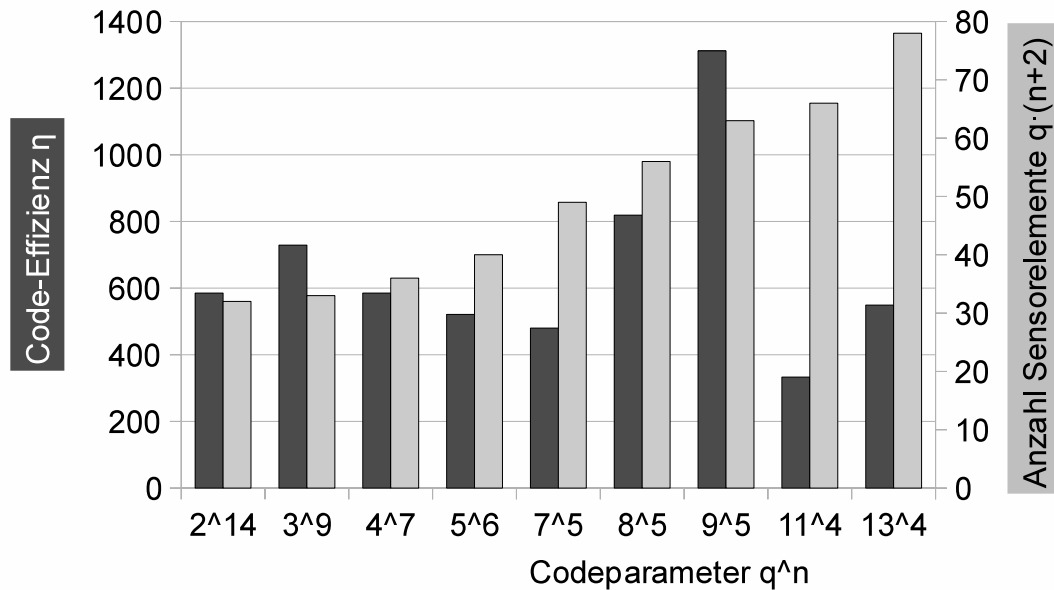


Abb. 5.7: Eignung unterschiedlicher Zahlenbasen für eine Pseudo-Zufalls-Sequenz zur Codierung von $\geq 10\,000$ Codeworten hinsichtlich ihrer Code-Effizienz (je größer der Wert, desto besser) und der Anzahl der zu ihrer Decodierung benötigten Sensorelemente (je weniger desto besser).

5.4 Simulation der Wegmessung

In diesem Abschnitt wird die Simulation der Wegmessung von der Entstehung des Beugungsmusters aus den beleuchteten Gittern über die Auslesbarkeit der Sensorsignale bis hin zur Bestimmung der Positionsinformation beschrieben. Die Simulation ermöglicht es auf einfache Weise, sowohl die Codeparameter und die Sensormatrix auszulegen als auch die theoretische Funktionsfähigkeit zu prüfen, bevor zeit- und kostenintensive Funktionsmuster angefertigt werden.

Der Kern der mit Matlab [Matlab10] durchgeführten Simulation beruht auf einer zweidimensionalen Fourier-Transformation einer Bitmap-Abbildung des beleuchteten Gittermaßstabs. Diese Fourier-Transformation entspricht weitgehend dem hinter einem transparenten Gitter im Fernfeld tatsächlich beobachteten Beugungsmuster. Die Grundlagen zum Verständnis dieses Phänomens sind in Anhang A3 „Grundlagen zur Berechnung und Simulation von Beugungsmustern“ erklärt.

Das auf diese Weise simulierte Beugungsmuster wird, ebenfalls in Matlab, mit dem Bild

einer Sensormatrix überlagert und ausgewertet, um die darin enthaltene Positionsinformation zu decodieren. Dieser Ablauf, der den gesamten Signalpfad abbildet, wird im Folgenden näher beschrieben.

Beugungsgitter

Die in Abschnitt 5.3 gewählte Codierungsart besteht aus $3 \cdot 11 = 33$ verschiedenen Gittern, die gemäß der Pseudo-Zufalls-Sequenz zu einem Maßstab aus $3^9 = 19\,683$ Gittern kombiniert werden. Von den 33 Gitterarten werden mit Matlab Bitmap-Bilder erstellt, in denen ein schwarzes Pixel Undurchsichtigkeit und ein weißes Pixel Transparenz symbolisiert. Das Bild stellt dabei eine zweidimensionale Matrix dar, in der die schwarzen Pixel mit einer 0 und die weißen mit einer 1 hinterlegt sind. Ein Ausschnitt der so erzeugten Gitter-Sequenz ist in Abb. 5.8 zu sehen.

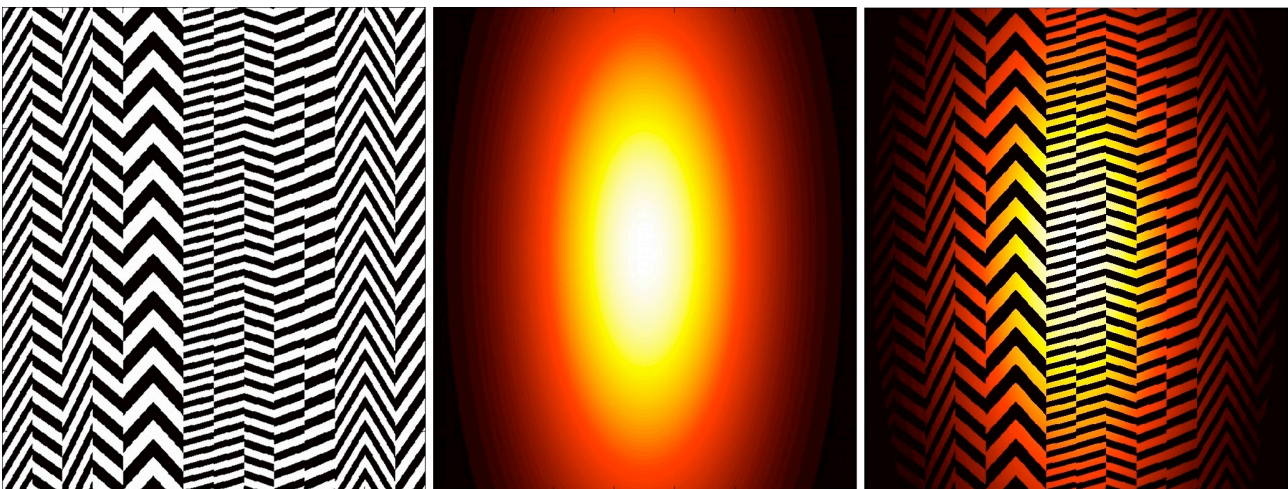


Abb. 5.8: Simulation einer beleuchteten Gittersequenz in Matlab, in der die Farbpixel Zahlen darstellen: schwarz = 0, weiß = 1, rot bis gelb: Werte zwischen 0 und 1. Links: Bitmap-Abbild einer Gittersequenz mit 3^9 Codierung. Mitte: Abbild eines elliptischen, gaußförmig intensitätsverteilten Lichtflecks. Rechts: Überlagerung der beiden Bilder durch Multiplikation ihrer Zahlenwerte.

Beleuchtungsfleck

Übliche Laserdioden emittieren Licht in Form eines elliptischen Flecks, der optimalerweise eine gaußförmige Intensitätsverteilung besitzt. Um in Matlab einen solchen Beleuchtungsfleck zu simulieren, wird eine zweidimensionale Matrix mit Werten zwischen 0 und 1 aufgebaut, die sich aus der folgenden Gauß-Funktion ergeben:

$$f(x, y) = A \cdot e^{-\left(\frac{(x-x_0)^2}{2\sigma_x^2} + \frac{(y-y_0)^2}{2\sigma_y^2}\right)} \quad (5.8)$$

Hierbei ist A die zu 1 normierte Amplitude, (x_0, y_0) sind die Koordinaten des Zentrums und σ_x und σ_y definieren die Ausdehnung der Funktion in x - und y -Richtung.

Zur anschaulicheren Darstellung wird den Funktionswerten zwischen 0 und 1 eine Farbe von schwarz über rot und gelb bis weiß zugeordnet, sodass sich ein lichtfleckähnliches Bild ergibt (siehe Abb. 5.8 Mitte).

Beleuchtete Beugungsgitter

Überlagert man nun die beiden in Abb. 5.8 gezeigten Bilder der Gitter und des Beleuchtungsflecks durch die elementweise Multiplikation ihrer Matrizen, so bleiben die schwarzen mit 0 belegten Gitterstriche erhalten und die weißen Gitterlücken nehmen die Intensitätswerte des Beleuchtungsflecks an. Dadurch entsteht das Bild der beleuchteten Gitter, wie es in Abb. 5.8 rechts zu sehen ist.

Beugungsmuster

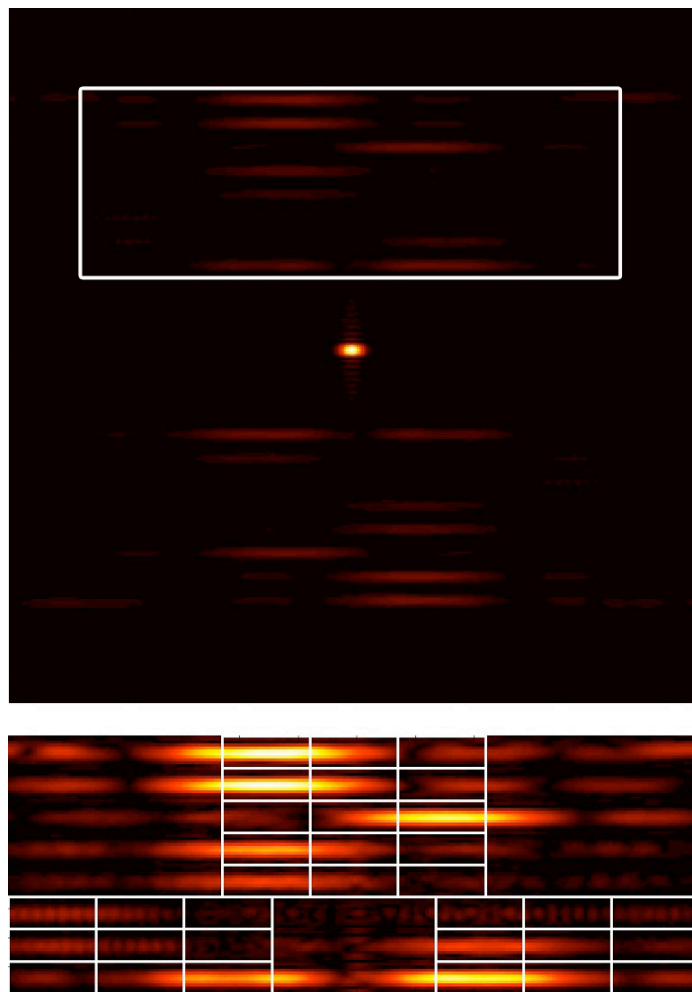
Führt man mit dem Bild der beleuchteten Gitter aus Abb. 5.8 rechts bzw. dessen Matrix eine zweidimensionale Fourier-Transformation durch, so erhält man daraus näherungsweise das Beugungsmuster, das im Fernfeld hinter einem durchleuchteten Gitter entstehen würde (siehe auch Anhang A3 „Grundlagen zur Berechnung und Simulation von Beugungsmustern“). Dies kann in Matlab durch den Aufruf der mitgelieferten Funktion `fft2()` vorgenommen werden, die eine zweidimensionale Fast-Fourier-Transformation mit der ihr übergebenen Matrix durchführt. Um die Null-Frequenz in der Mitte des Bildes zu zentrieren wird zusätzlich die Funktion `fftshift()` benötigt, sodass zur Fourier-Transformation der beleuchteten Gitter in Matlab schließlich folgende Befehlszeile ausreicht:

```
Diffractionpattern = fftshift(fft2(Picture));
```

Hierbei ist `Picture` die Matrix des beleuchteten Gitterausschnitts aus Abb. 5.8 rechts. Stellt man `Diffractionpattern` graphisch dar, so erhält man das in Abb. 5.9 oben gezeigte Beugungsmuster.

Positionsbestimmung

Für die sensorische Auswertung der Positionsinformation interessieren nun nur die +1. Beugungsordnungen, die in Abb. 5.9 oben mit einem weißen Rechteck markiert sind. Dieses Rechteck wird daher aus dem Beugungsmuster ausgeschnitten und zur Auswertung der Lage der 1. Beugungsordnungen mit einer Sensormatrix überlagert wie diese in Abb. 5.9 unten dargestellt ist. Jedes weiße Rechteck bildet dabei ein Sensorelement der Matrix.



*Abb. 5.9: Simulation des Beugungsmusters mit Matlab.
Oben: Vollständiges Beugungsmuster mit weiß markiertem interessierendem Bereich. Unten: Interessierender Bereich des Beugungsmusters mit überlagerter Sensormatrix bestehend aus weißen Rechtecken.*

Die Lage eines Beugungsflecks in einer aus jeweils drei Sensorelementen bestehenden Zeile wird nun ermittelt, indem die Summe aller Pixel bzw. ihrer Zahlenwerte innerhalb jedes Sensorelements gebildet wird. Das Sensorelement mit der höchsten Summe zeigt

dann die Lage des Beugungsflecks an; genauso wie dies auch bei einer realen Matrix aus Photodioden der Fall wäre. Auf diese Weise können die Zeilen- und Spaltenpositionen der Beugungsflecken ausgelesen werden, sodass die Grobposition daraus gemäß Abschnitt 5.1.2 decodiert werden kann.

Die Feinposition wird anschließend, der Beschreibung in Abschnitt 5.1.3 folgend, durch die Rekonstruktion des gaußförmigen Intensitätsverlaufs des Beleuchtungsflecks aus den diskreten Intensitäten der maximal beleuchteten Sensorelemente gewonnen. Als Beispiel hierfür ist in Abb. 5.10 die Gauß-Regression des Beugungsmusters aus Abb. 5.9 zu sehen, die eine Korrektur der Grobposition um $-2,229 \mu\text{m}$ bewirkt.

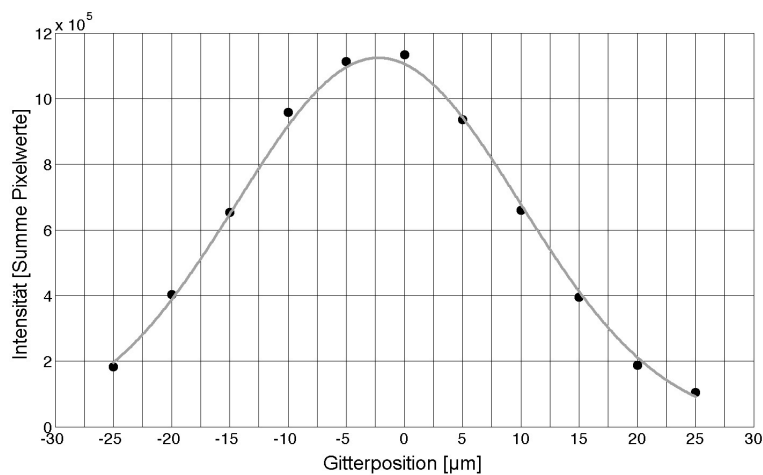


Abb. 5.10: Rekonstruktion der gaußförmigen Intensitätsverteilung des Beleuchtungsflecks aus den Intensitätswerten der Sensorelemente aus Abb. 5.9 (unten) zur Bestimmung der Feinposition.

Analyse der Simulationsergebnisse

Mikrolinearität

In Abb. 5.11 ist ein exemplarischer Wegabschnitt von $15 \mu\text{m}$ zur Analyse der Mikrolinearität der Simulation dargestellt. Die Schrittweite beträgt 1 Pixel, was in der Realität $0,1 \mu\text{m}$ entspräche.

Der maximale Mikrolinearitätsfehler liegt im betrachteten Ausschnitt bei $0,24 \mu\text{m}$. Es sind drei sägezahnförmige Fehlerverläufe mit einer Zahnbreite von ca. $5 \mu\text{m}$ zu beobachten. Die größten Fehler entstehen dabei an den Sprungstellen der Zähne.

Die Sprungstellen des Fehlerverlaufs, an denen die größten Fehler auftreten, befinden sich jeweils an den Stellen, an denen das Zentrum des Beleuchtungsflecks zwischen zwei Gittern steht. In diesen Bereichen ändert sich das Gitter, das als am intensivsten beleuchtet ausgewertet wird. Es tritt dann im Graphen der Gauß-Regression die Intensität des Sensorelements der benachbarten Sensorzeile an die Stelle $x = 0 \mu\text{m}$ und auch die schwächste Intensität ändert die Seite, auf der sie aufgetragen wird. Wurde sie vorher bei $+25 \mu\text{m}$ aufgetragen, dann wird sie jetzt bei $-25 \mu\text{m}$ aufgetragen oder umgekehrt. Dadurch ändert sich einerseits das Vorzeichen der Differenz zwischen $x = 0 \mu\text{m}$ und der Scheitelstelle der Gauß-Funktion. Andererseits ändert sich dadurch auch die Form der Gauß-Funktion, sodass ein deutlich anderer Fehler zur Soll-Position entsteht. Hierdurch lässt sich also der sägezahnförmige Fehlerverlauf erklären.

Grundsätzlicher ist jedoch die Frage, warum überhaupt eine Abweichung zur Soll-Position entsteht. Dies hängt mit der Abweichung der eingepassten Gaußkurve von den Intensitätswerten zusammen, die durch die folgenden beiden Einflüsse entsteht:

- a) Die Lichtstrahlen, die für die Rekonstruktion der Beleuchtungsverteilung herangezogen werden, stellen nur einen Bruchteil des gesamten Beugungsmusters dar, in dem diese Information verteilt ist. Zwar weist das Beugungsmuster Redundanzen bzgl. dieser Information auf, jedoch kann selbst von den $+1$. Beugungsordnungen nur ein Teil zu deren Rekonstruktion verwendet werden. Es fehlen dadurch einige Informationen bzw. Pixelwerte bei der Auswertung, sodass ein systematischer Fehler entsteht.
- b) Die verwendete Gauß-Regression ist ein Näherungsverfahren, bei dem Vereinfachungen getroffen werden, um den Rechenaufwand zu minimieren. Hierbei entstehen ebenfalls Fehler und es ist nicht davon auszugehen, dass die gefundene Gauß-Funktion die ideale Lösung darstellt.

Linearität

Der Messbereich bei der Linearitätsmessung beträgt $50\,000 \mu\text{m}$. Die Schrittweite bei der Simulation der Linearität beträgt $5\,000$ Pixel, was in der Realität $500 \mu\text{m}$ entsprechen würde. Die Messpunkte sind so gewählt, dass sie jeweils dort liegen, wo das Zentrum des Beleuchtungsflecks gerade genau zwischen zwei Beugungsgittern steht, sodass ein maximaler Fehler zu erwarten ist (siehe Beschreibung Mikrolinearität).

Das Diagramm des Linearitätsfehlers in Abb. 5.12 unten zeigt eine stochastische

Verteilung der Fehler zwischen +0,4 und -0,45 μm . Dieser Bereich ist nur geringfügig größer als derjenige, der exemplarisch bei der Mikrolinearität betrachtet wurde, sodass kein wesentlicher zusätzlicher Fehler über den Messbereich hinzugekommen ist. Die Ausgleichsgerade entspricht daher der Winkelhalbierenden. Hiervon war auszugehen, da der Maßstab in der Simulation keinerlei Fertigungstoleranzen bzw. Dehnungen oder Stauchungen unterliegt.

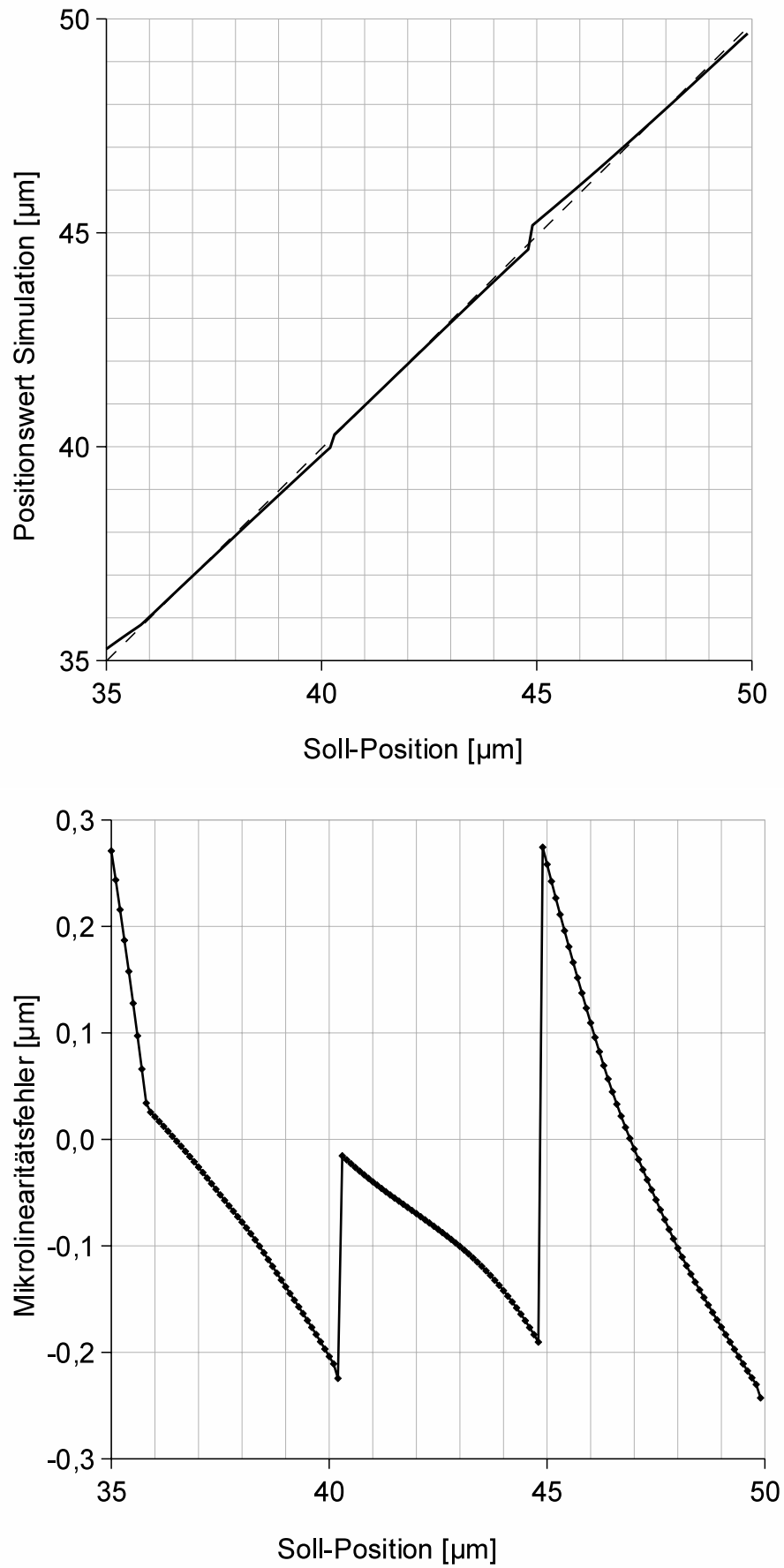


Abb. 5.11: Mikrolinearität in der Simulation.

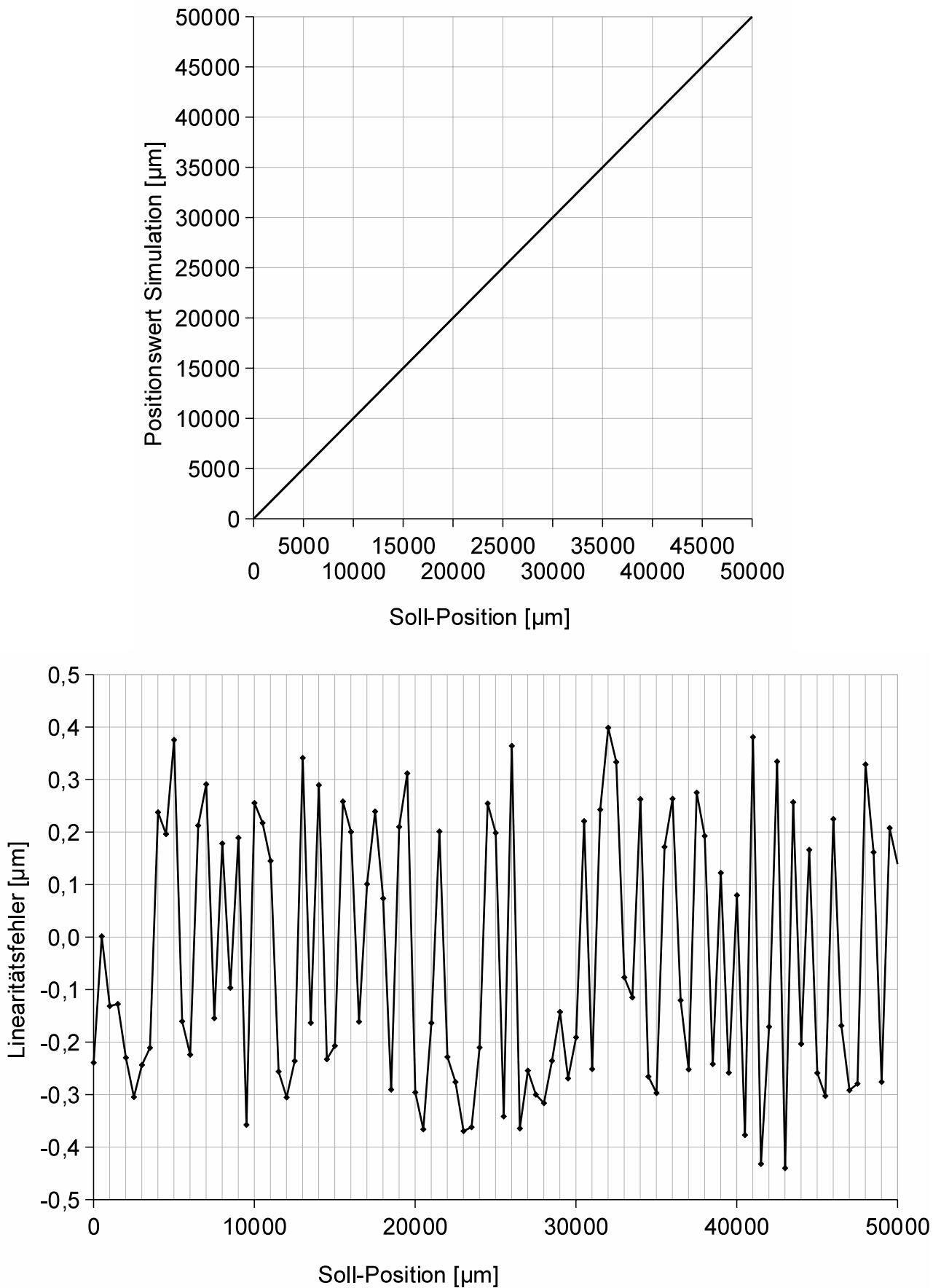


Abb. 5.12: Linearität in der Simulation.

Bewertung der Simulationsergebnisse

Die Simulation zeigt die potentielle Funktionsfähigkeit eines optimal realisierten Wegmess-Systems mit einem Linearitätsfehler von $0,45 \mu\text{m}$, der kleiner als der geforderte Wert von $1 \mu\text{m}$ ist.

In der Realität sind jedoch weitere Fehlereinflüsse durch die Unvollkommenheit der verschiedenen Komponenten des Wegmess-Systems zu erwarten:

- Die Intensität der Beugungsflecken ergibt sich in der Realität durch die Beleuchtungsintensität und die Qualität der Beugungsgitter, während diese in der Simulation relativ zum intensivsten Pixel normiert dargestellt wird.
- Die Fertigungsgenauigkeit der Grabentiefe des Phasengitters, die bei den Amplitudengittern der Simulation keine Berücksichtigung findet, wird einen Einfluss auf die Intensität der Beugungsflecken besitzen.
- Verschmutzung und Fertigungstoleranzen werden die Qualität der Beugungsflecken (Form, Lage und Intensität) verschlechtern.
- Die geraden Beugungsordnungen werden durch Fertigungstoleranzen des Steg-zu-Grabenbreite-Verhältnisses sichtbar sein.
- Der Linearitätsfehler wird durch Stauchung oder Dehnung des gesamten Maßstabs vergrößert.
- Abweichungen vom gaußförmigen Intensitätsprofil der Beleuchtung werden durch Aberrationen der Linse auftreten.
- Das Deckglas der Sensormatrix könnte zu unterschiedlichen Teilreflexionen der Beugungsflecken führen.

6 Vorversuche

In diesem Kapitel werden Vorversuche zur Codierung und Decodierung der Positionsinformationen, sowie Vorversuche zur Motorerwärmung und der damit verbundenen Dehnung des Maßstabs mit möglichst einfachen Mitteln durchgeführt, um einen ersten Eindruck von der Funktionsfähigkeit zu bekommen und eventuelle Probleme frühzeitig erkennen und beseitigen zu können.

6.1 Vorversuch zur Codierung & Decodierung

In diesem Abschnitt wird die Decodierbarkeit der diffraktiven Pseudo-Zufalls-Sequenzen anhand einer transparenten Chromgitter-Scheibe untersucht. Der in Abschnitt 6.1.1 beschriebene Aufbau ermöglicht dabei die in Abschnitt 6.1.2 beschriebene Analyse des Beugungsmusters hinsichtlich seiner Unterschiede zur Simulation aus Kapitel 5. Zusätzlich wird in Abschnitt 6.1.3 noch eine erste grobe Abschätzung der erreichbaren Messgenauigkeit vorgenommen.

6.1.1 Aufbau des Versuchs

Wie in Abb. 6.1 schematisch dargestellt, besteht die Beleuchtungseinheit des Versuchsaufbaus aus einer VCSEL-Diode (Vertical Cavity Surface Emitting Laser), deren Licht von einer Kugellinse auf den benötigten Fokusbereich von ca. 55 μm gebündelt wird. Alle Details hierzu werden in Kapitel 7 beschrieben.

Mit dem so erzeugten Lichtfleck wird der Maßstab beleuchtet, der als kreisförmige, transparente Gittersequenz ausgebildet ist. Diese wurde am ITO (Institut für Technische Optik der Universität Stuttgart) mit einem Laserdirektbelichtungsverfahren auf dem Rotationsplotter CLWS-300 hergestellt. Hierbei wird, wie in [Poleshchuk99] beschrieben, eine Chromschicht auf ein Trägerglas aufgebracht und an den Stellen wieder entfernt, wo sich

die transparenten Lücken der Gitter befinden sollen. Dieses Verfahren wurde bereits erfolgreich in [AiF08] eingesetzt und kann daher hier mit relativ geringem Aufwand zum ersten Test der diffraktiven Pseudo-Zufalls-Sequenzen genutzt werden.

Der Maßstab ist in einem Winkelversteller des Typs WV100 [Owis10] befestigt, sodass er mit Hilfe einer Mikrometerschraube relativ zum Beleuchtungsfleck gedreht werden kann.

Hinter dem transparenten Maßstab befindet sich die Kamera SBOC-Q-R2B [Festo08b] mit einem monochromen CMOS-Bildsensor, der 1280 x 1024 Pixel mit einem Durchmesser von jeweils 6,7 μm besitzt. Die Kamera nimmt das Beugungsmuster hinter dem Maßstab auf und sendet es via Ethernet zu einem Computer, auf dem die Bilder von Matlab einzeln eingelesen und ausgewertet werden.

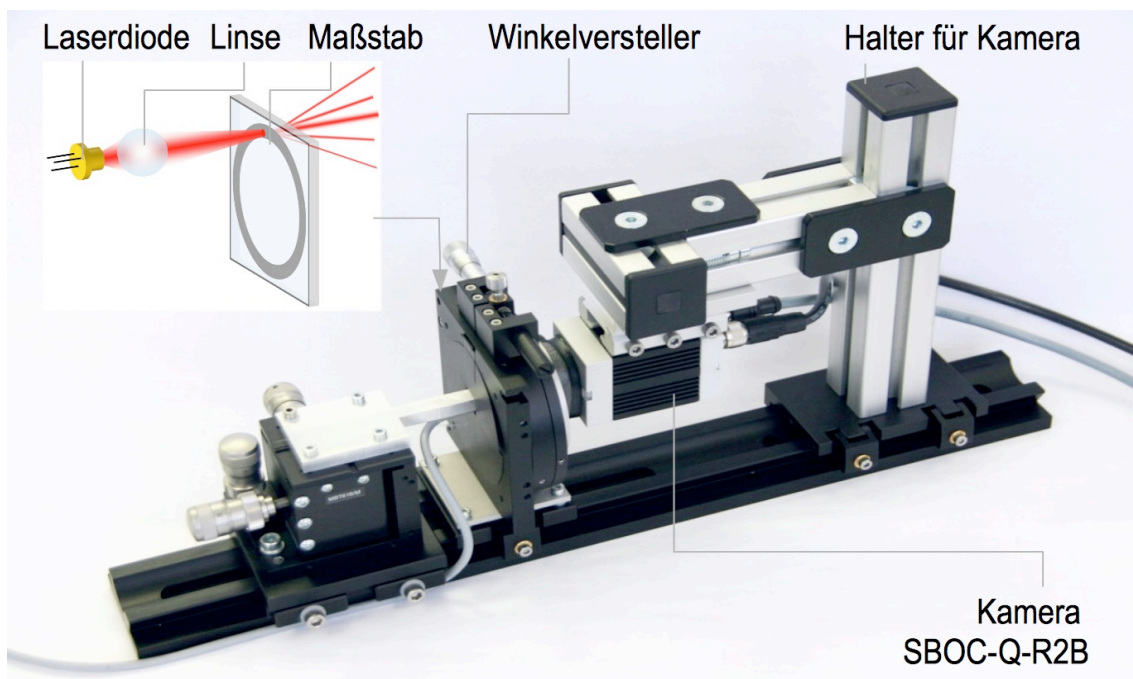


Abb. 6.1: Aufbau des Vorversuchs zur Untersuchung der Funktionsfähigkeit der diffraktiven Pseudo-Zufalls-Sequenzen bestehend aus Beleuchtungseinheit, zirkularem Maßstab (Chromgitterscheibe) und CMOS-Kamera.

6.1.2 Analyse des Beugungsmusters

Ein exemplarisches Beugungsmuster, das in dem zuvor beschriebenen Versuchsaufbau von der Kamera aufgenommen wurde, ist in Abb. 6.2 oben zu sehen. Die interessierende obere Hälfte des Beugungsmusters wurde von Matlab ausgeschnitten und mit dem Bild einer Sensormatrix überlagert, wie dies in der Mitte von Abb. 6.2 dargestellt ist.

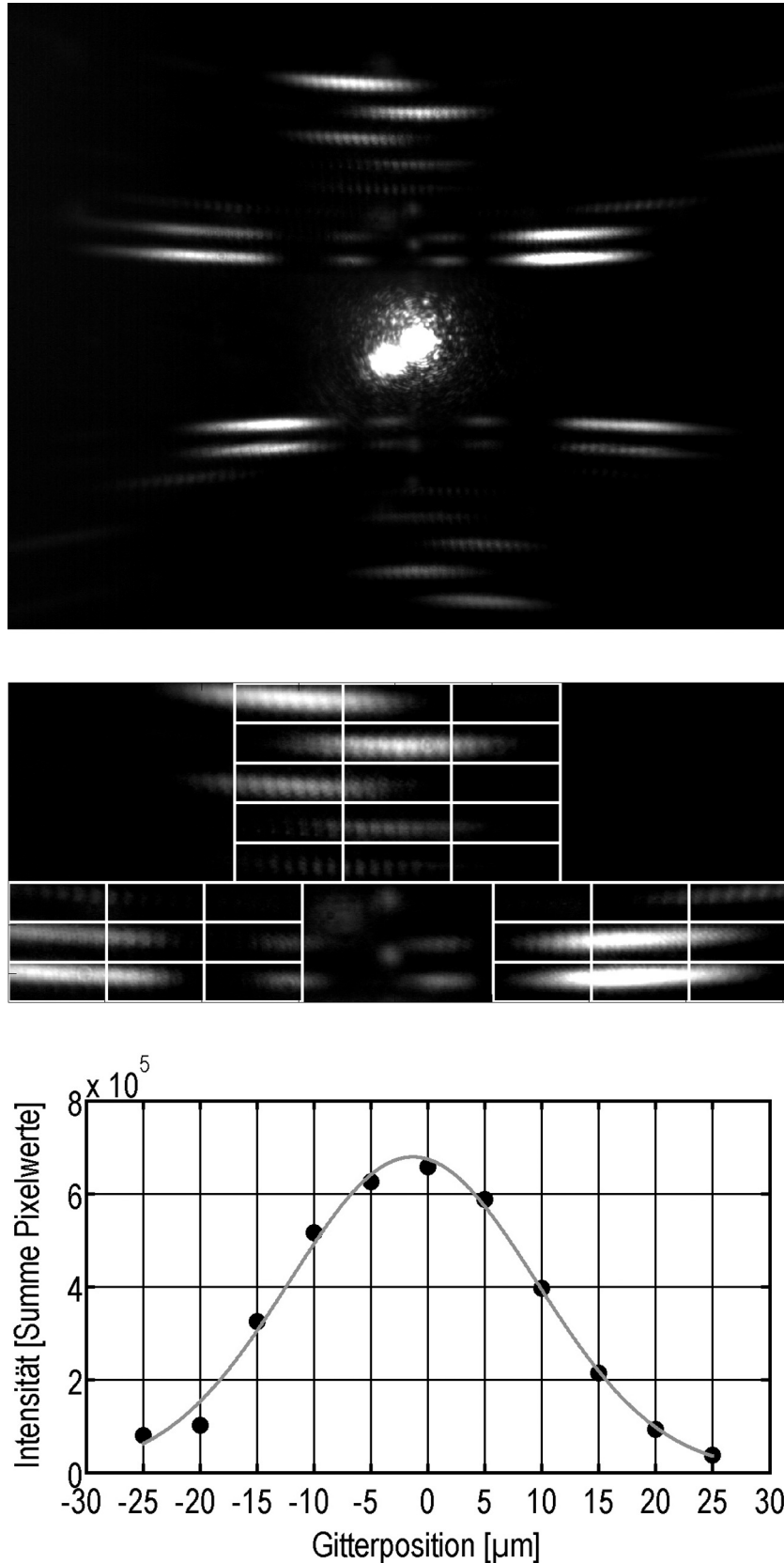


Abb. 6.2: Versuchsergebnisse mit Chromgitter-Scheibe. **Oben:** Kameraaufnahme des Beugungsmusters. **Mitte:** Ausschnitt des interessierenden Bereichs des Beugungsmusters mit überlagerter Sensormatrix. **Unten:** Intensitätswerte der hellsten Sensorelemente jeder Zeile angeordnet im Abstand der verursachenden Beugungsgitter zur Bestimmung der Feinposition.

Bei dem Vergleich des realen Beugungsmusters mit dem der Simulation und der Bewertung seiner Qualität sind folgende Kriterien zu untersuchen:

- Lage
- Form
- Intensitätsverteilung
- Überlagerung der 1. durch 2. Beugungsordnungen und Nebenordnungen

Vor der Durchführung von Positionsmessungen, werden diese Kriterien nun genauer untersucht.

Lage

Alle Beugungsflecken treffen auf die richtigen Sensorelemente auf, ohne das es zu Überlappungen kommt.

Es ist jedoch eine leichte Krümmung des gesamten Beugungsmusters zu erkennen. Dies lässt sich durch eine nicht vollkommen orthogonale Anstrahlung der Gitter relativ zur Gitterebene erklären, deren Auswirkung in [Schneider07] beschrieben ist. Strahlt man Gitter aus einer Ebene an, die orthogonal zu den Gitterlinien verläuft, so liegen alle Beugungsordnungen wieder in dieser Ebene. Strahlt man jedoch die Gitter aus einer Ebene an, die parallel zu den Gitterlinien verläuft (siehe Abb. 6.3), so befinden sich die Beugungsordnungen auf einer Kegelfläche, deren Krümmungsradius umso kleiner ist, desto mehr der Anstrahlwinkel von 0° abweicht.

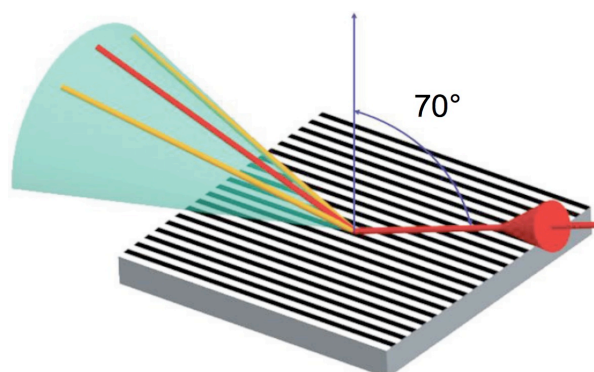


Abb. 6.3: Krümmung des Beugungsmusters bei tangentialer Anstrahlung der Gitter, aus [Schneider07].

Da die Gitter der Pseudo-Zufalls-Sequenz unterschiedliche Gitterwinkel besitzen, ergibt

sich bei einer von 0° abweichenden Beleuchtungsrichtung immer auch eine tangentielle Beleuchtungskomponente. Diese verursacht die beobachtete Krümmung des Beugungsmusters. Zur Vermeidung der Krümmung muss der Anstrahlwinkel also möglichst genau auf 0° eingestellt werden.

Form

Die Abmaße der Beugungsflecken entsprechen weitgehend denen der Simulation. Ihre Breite dehnt sich auf ca. 3 Sensorelemente aus und ihre Höhe bleibt auf ein Sensorelement beschränkt.

Fazit Grobauswertung

Form und Lage liegen also innerhalb der benötigten Toleranzen, sodass die Auswertung der Grob-Position möglich ist.

Intensitätsverteilung

In der Mitte der Abb. 6.2 ist zu erkennen, dass die Beugungsflecken unterschiedliche Intensitäten besitzen, wie dies aufgrund der inhomogenen Beleuchtung der Gitter zu erwarten ist. Im Optimalfall sollten die Beugungsflecken aller Gitter mit der gleichen Qualität auf der Sensormatrix abgebildet werden, sodass die idealerweise gaußförmige Intensitätsverteilung der Beleuchtung aus den Intensitäten der Sensorelemente rekonstruiert werden kann. In Abb. 6.4 ist jedoch zu erkennen, dass die Beugungsflecken nicht alle die gleiche Maximalintensität besitzen, wenn der Beleuchtungsfleck sie maximal beleuchtet. Der Beugungsfleck, der auf dem mittleren Sensorelement in Zeile 5 auftrifft, besitzt die stärkste Maximalintensität (siehe Abb. 6.4 unten rechts), während der Beugungsfleck, der auf dem Sensorelement ganz unten links auftrifft, die schwächste Maximalintensität besitzt (siehe Abb. 6.4 unten links). In der Sensormatrix in Abb. 6.4 oben sind die Sensorelemente mit einer weißen Füllung dargestellt, die jeweils dem prozentualen Anteil ihrer Maximalintensität relativ zur stärksten Maximalintensität entspricht. Aus dieser Darstellung ist ein Muster zu erkennen, das tendenziell eine Abschwächung der Maximalintensität zeigt, je weiter außen ein Sensorelement liegt. Da die horizontale Lage der Beugungsflecken hauptsächlich durch den Gitterwinkel bestimmt wird, liegt die Vermutung nahe, dass die Intensität der Beugungsflecken um so kleiner ist, je größer der Gitterwinkel des sie erzeugenden Gitters ist.

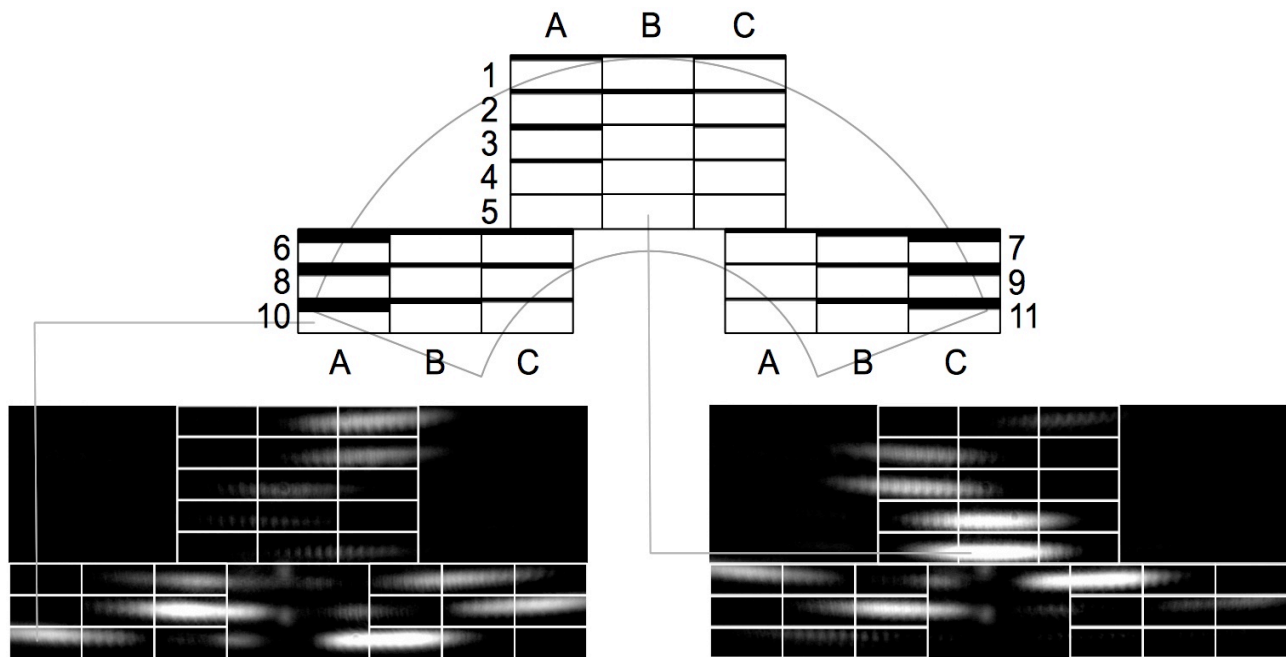


Abb. 6.4: Abhängigkeit der Maximalintensität eines Beugungsflecks von seiner Lage auf der Sensormatrix. **Oben:** Sensormatrix mit weiß gefüllten Elementen entsprechend ihrer relativen Maximalintensität im Vergleich zur höchsten Maximalintensität, die auf dem mittleren Element in Zeile 5 auftritt. **Unten links:** Beugungsmuster, bei dem der ganz unten links befindliche Beugungsfleck seine Maximalintensität besitzt. **Unten rechts:** Beugungsmuster, bei dem der Beugungsfleck auf dem mittleren Element in Zeile 5 seine Maximalintensität besitzt.

Überlegung 1

Um dieses Phänomen zu erklären, könnte zunächst vermutet werden, dass die Anzahl der beleuchteten Gitterlinien eine Rolle spielt, da sie bei steileren Gitterwinkeln geringer wird. Ordnet man jedem Sensorelement die Anzahl der Gitterlinien zu, die das Gitter besitzt, welches den Beugungsfleck auf dem jeweiligen Sensorelement erzeugt, so stellt man jedoch fest, dass die Anzahl der Gitterlinien auf der Sensormatrix nicht von innen nach außen, sondern nur von oben nach unten abnimmt. Zudem ist nicht nur die Anzahl der Gitterlinien, sondern auch die Summe ihrer einzelnen Linienlängen entscheidend für die Intensität der Beugungsflecken. Die Summe der Linienlängen ist jedoch bei den Gittern mit steileren Gitterwinkeln nicht kleiner als bei jenen mit flacheren Winkeln. Die Anzahl der beleuchteten Gitterlinien spielt für die geringeren Maximalintensitäten also keine Rolle.

Überlegung 2

Besitzen die Gitter verschiedene, winkelabhängige Beugungseffizienzen? Wie aus Gleichung (5.2) in Abschnitt 5.2 hervorgeht, besitzt die ± 1 . Beugungsordnung eines Gitters

genau dann eine möglichst hohe Intensität im Beugungsmuster, wenn das Verhältnis der Lückenbreite D und der Gitterperiode g gerade 0,5 beträgt. Jede Abweichung hiervon verursacht das Hervortreten der geraden Beugungsordnungen und schwächt damit die Intensität der ± 1 . Ordnungen ab. Eine Erklärung für die schwächeren Maximalintensitäten bei steileren Gitterwinkeln könnte also eine besonders starke Abweichung von $D/g = 0,5$ darstellen. Um dies zu untersuchen, ist in Abb. 6.5 eine REM-Aufnahme und in Abb. 6.6 eine Mikroskopaufnahme eines Gitterausschnitts dargestellt und vermessen. In Tab. 6.1 sind die Teilungsverhältnisse gegenüber den prozentualen Maximalintensitäten der zugehörigen Sensorelemente aufgetragen. Die exemplarischen Messungen lassen jedoch weder bei der REM- noch bei der Mikroskopaufnahme einen Zusammenhang zwischen den beiden Größen erkennen, da alle Teilungsverhältnisse nahe bei 0,6 liegen.

Element	Max.-Intens. [%]	D/g
REM-Aufnahme		
10C	89	0,56
1A	84	0,61
11C	69	0,56
Mikroskop-Aufnahme		
5B	100	0,59
10B	85	0,61
9C	65	0,60

Tab. 6.1: Gegenüberstellung der Teilungsverhältnisse unterschiedlicher Gitter aus Abb. 6.5 und Abb. 6.6 und ihrer zugehörigen relativen Maximalintensitäten entsprechend Abb. 6.4 oben.

Überlegung 3

Des Weiteren könnte noch das Schutzglas des Bildsensors einen Einfluss auf die Intensität der Beugungsflecken besitzen. Je größer der Einfallswinkel der Lichtstrahlen auf das Schutzglas ist, desto größer ist der Anteil des von ihm reflektierten Lichtes und desto weniger Licht trifft folglich auf der Sensorfläche auf. Würde diese Teilreflexion die Intensitätsabweichungen maßgeblich beeinflussen, so müssten die Intensitäten auf den Sensorelementen 1A, 1C, 6A und 7C gleichermaßen abgeschwächt erscheinen, da sie den gleichen radialen Abstand zum Beleuchtungsfleck besitzen. Dies ist daran zu erkennen, dass ihre Zentren auf dem äußeren Kreissegment der in Abb. 6.4 oben eingezeichneten

Ringsegment-förmigen Nutzfläche zur Platzierung der Sensorelemente liegen (siehe auch Abschnitt 5.2). Die Sensorelemente 6A und 7C werden jedoch mit einer deutlich geringeren Intensität beleuchtet als die Elemente 1A und 1C.

Auch bei einem Experiment mit einem gleichartigen Bildsensor ohne Deckglas wurden weiterhin unterschiedliche Maximalintensitäten beobachtet, sodass sein Einfluss als Erklärungsgrundlage ebenfalls entfällt.

Kalibrierung

Zwar bleiben die unterschiedlichen Intensitäten der Beugungsflecken auf der Sensormatrix damit bislang unerklärt, sie können jedoch auf einfache Weise durch eine Kalibrierung kompensiert werden. Hierzu werden, wie in Abb. 6.4 oben gezeigt, einmal alle Maximalintensitäten der Sensorelemente erfasst und ihre relativen Abweichungen zur größten Maximalintensität in einer Tabelle hinterlegt. Unter Zuhilfenahme dieser Tabelle können dann beim Betrieb des Wegmess-Systems die Intensitäten korrigiert werden.

Ergebnis der Intensitätsauswertung

Durch die oben beschriebene Kalibrierung und die Sortierung der korrigierten Intensitäten in der Reihenfolge der sie erzeugenden Beugungsgitter, erhält man den näherungsweise gaußförmigen Verlauf der in Abb. 6.2 unten zu sehen ist. Mit Hilfe dieses Verlaufs gelingt es den Ort des Beleuchtungsflecks relativ zu den Gittern mit Subgitter-Genauigkeit zu bestimmen, wie dies in Abschnitt 5.1.3 beschrieben wurde. Die Intensitätsverteilung der Beugungsflecken genügt also nach ihrer Kalibrierung ebenfalls den Anforderungen.

Überlagerung durch 2. Ordnungen und Nebenordnungen

Die Beugungsmuster in den Abbildungen 6.2 und 6.4 zeigen zwar deutliche Nebenordnungen, 2. Ordnungen sind jedoch nicht zu erkennen. Die Nebenordnungen, die zu Überlagerungen in den sechs unteren, nebeneinander angeordneten Zeilen führen könnten, besitzen eine genügend geringe Ausprägung hinsichtlich ihrer Intensität und Größe, sodass sie die 1. Ordnungen nicht signifikant beeinflussen.

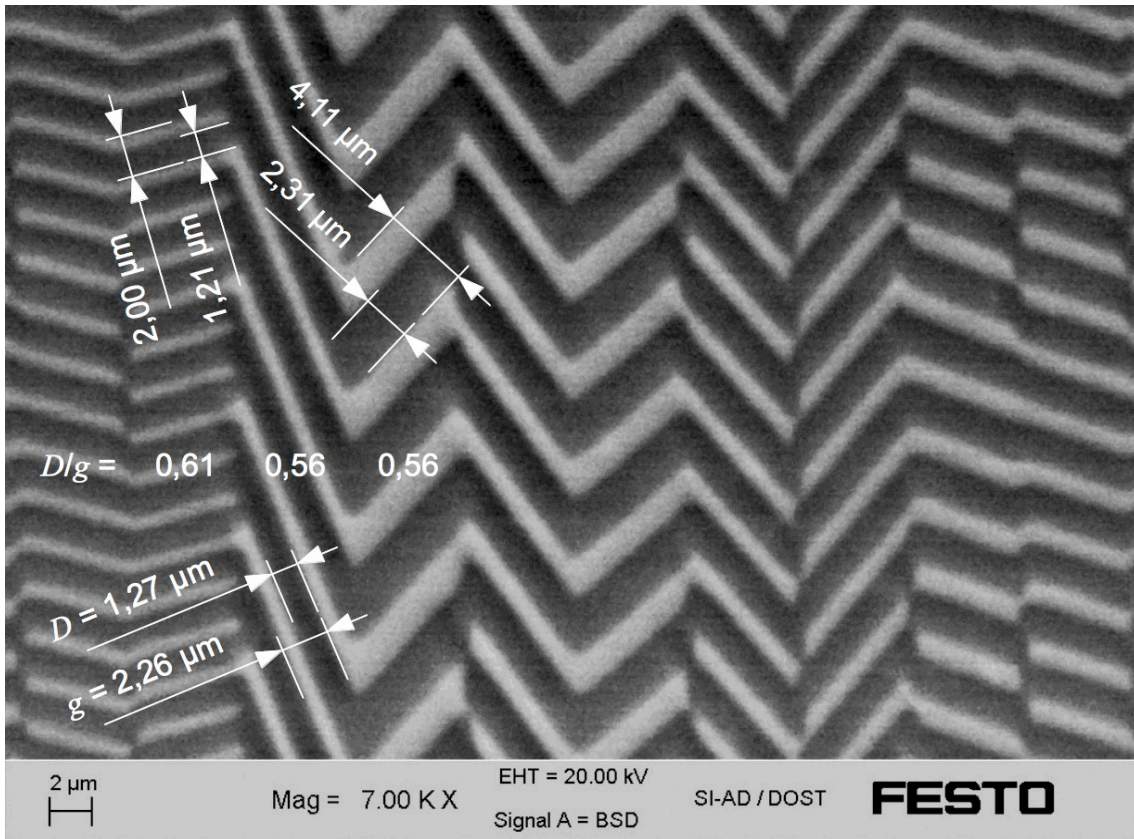


Abb. 6.5: Ausschnitt des Chromgitters in einer REM-Aufnahme. Die hellen Striche sind Chrom, die dunklen sind transparente Zwischenräume.

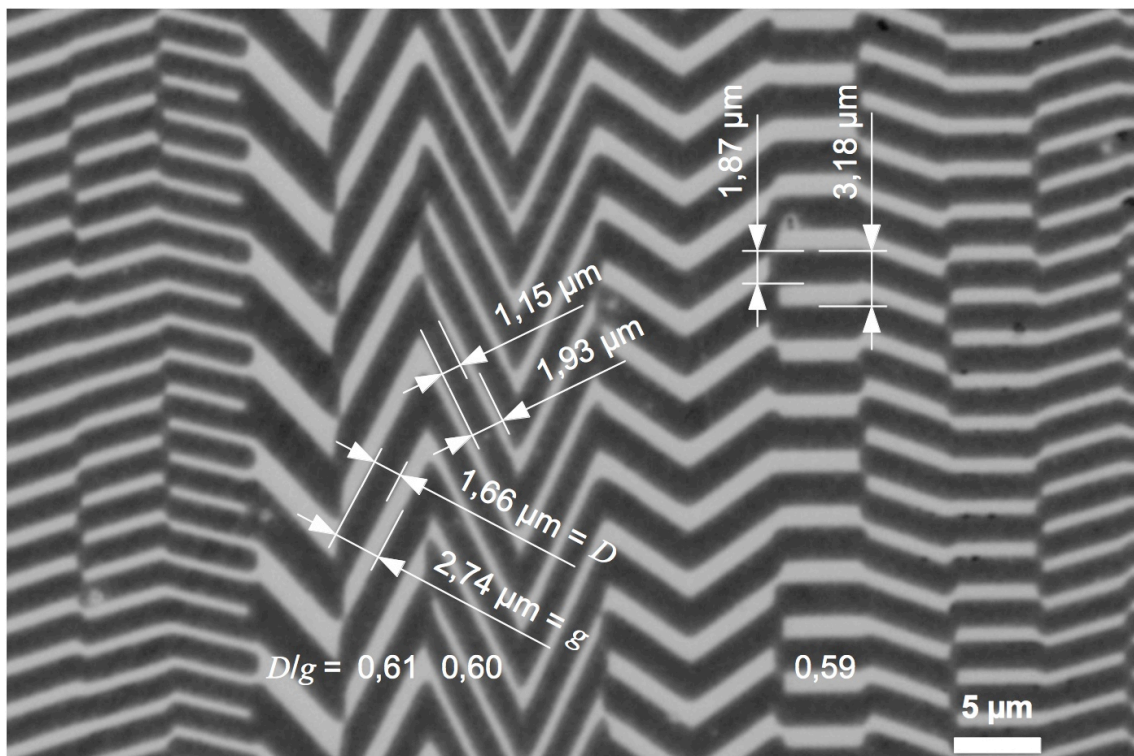


Abb. 6.6: Ausschnitt des Chromgitters in einer Mikroskop-Aufnahme. Die hellen Striche sind Chrom, die dunklen sind transparente Zwischenräume.

Fazit Feinauswertung

Das reale Beugungsmuster des Chromgitters besitzt zwar hinsichtlich der Lage und der Intensitätsverteilung der 1. Ordnungen merkliche Abweichungen zur Simulation, diese können jedoch ausreichend toleriert bzw. korrigiert werden, sodass die Auswertung der Positionsinformationen mit Subgitter-Genauigkeit möglich ist.

6.1.3 Abschätzung der Messgenauigkeit

Da die Chromgitterscheibe nur manuell mit Hilfe einer Mikrometerschraube im Drehversteller gedreht werden kann, sind mit diesem Versuchsaufbau noch keine normgerechten Messungen möglich. Um dennoch einen ersten Eindruck von der Größenordnung der erreichbaren Genauigkeit zu erlangen, wurden die Strichteilungen der Mikrometerschraube als Referenzmaß benutzt um eine Stichprobe der Mikrolinearität und der Wiederholgenauigkeit durchzuführen. Das Drehen der Mikrometerschraube um einen Teilungsstrich bewirkt dabei eine Rotation um $82 \mu\text{rad}$, was einer Umfangsbewegung des Maßstabs um $0,737 \mu\text{m}$ entspricht.

Mikrolinearität

In Abb. 6.7 ist eine Stichprobe zur Abschätzung der Mikrolinearität zu sehen. Der Messbereich beträgt $37 \mu\text{m}$ und wurde mit einer Schrittweite von ca. $0,737 \mu\text{m}$ manuell durchgeführt. Der Linearitätsfehler, als größte Abweichung von der in Abb. 6.7 oben gezeigten Ausgleichsgeraden, beträgt $0,419 \mu\text{m}$.

Wiederholgenauigkeit

Zur Abschätzung der Wiederholgenauigkeit wurden drei Positionen jeweils 20 mal wiederholt angefahren, wie dies in Abb. 6.8 zu sehen ist. Der größte dabei gemessene Wiederholungsfehler, als Differenz zwischen dem jeweils kleinsten und größten gemessenen Positionswert, beträgt $0,50 \mu\text{m}$.

Fazit

Die Stichproben zur Abschätzung von Linearität und Wiederholgenauigkeit liegen trotz der Ungenauigkeit der manuellen Positionseinstellung deutlich unter dem geforderten Wert von $1 \mu\text{m}$. Damit ist sowohl die Funktionsfähigkeit bewiesen als auch das Potential der

Messgenauigkeit als ausreichend abgeschätzt.

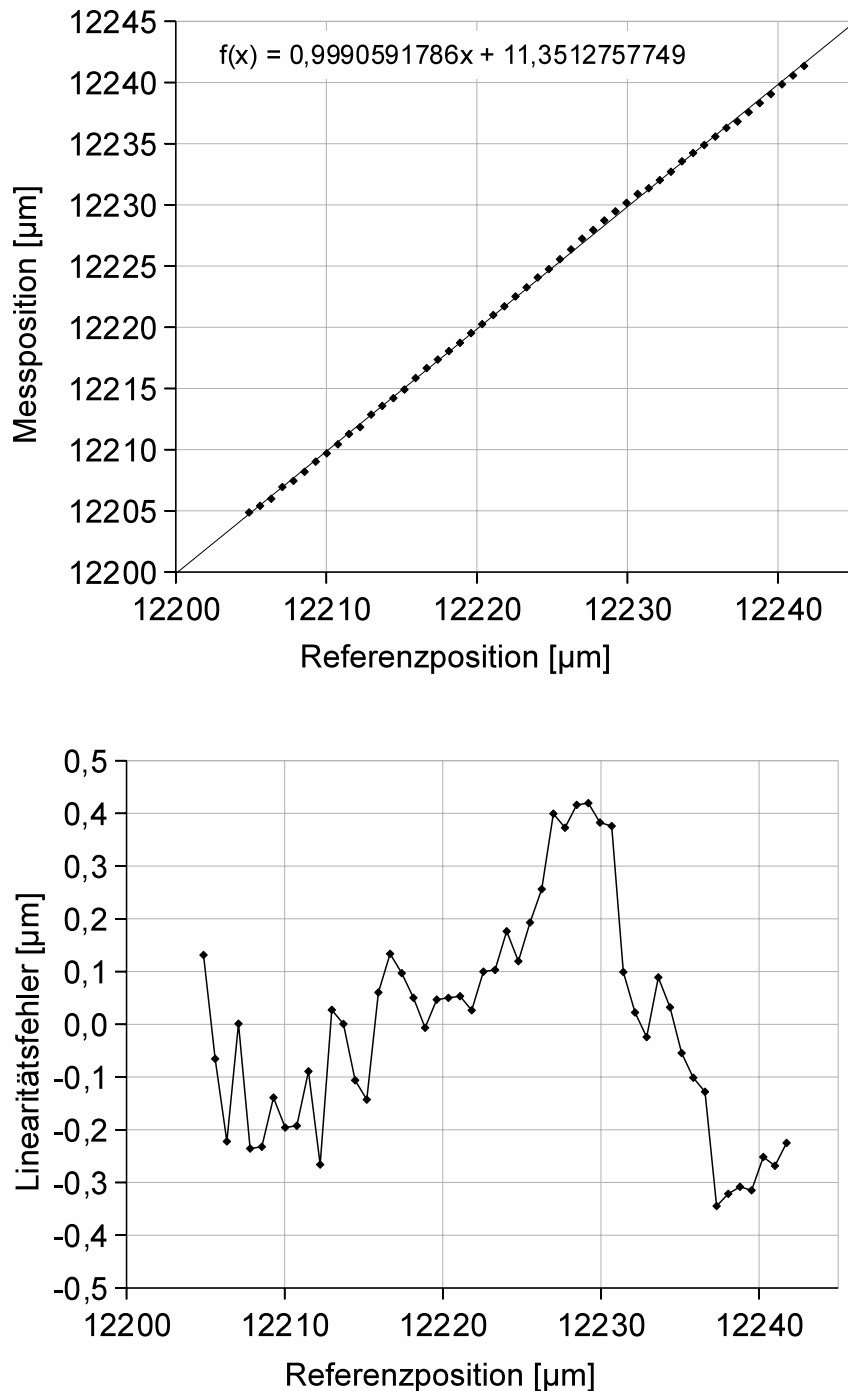


Abb. 6.7: Stichprobe zur Abschätzung der Mikrolinearität im Vorversuch über einen Messbereich von 37 µm. Oben: Gegenüberstellung der Referenz- und Messpositionen mit Ausgleichsgerade $f(x)$. Unten: Linearitätsfehler an den Referenzpositionen.

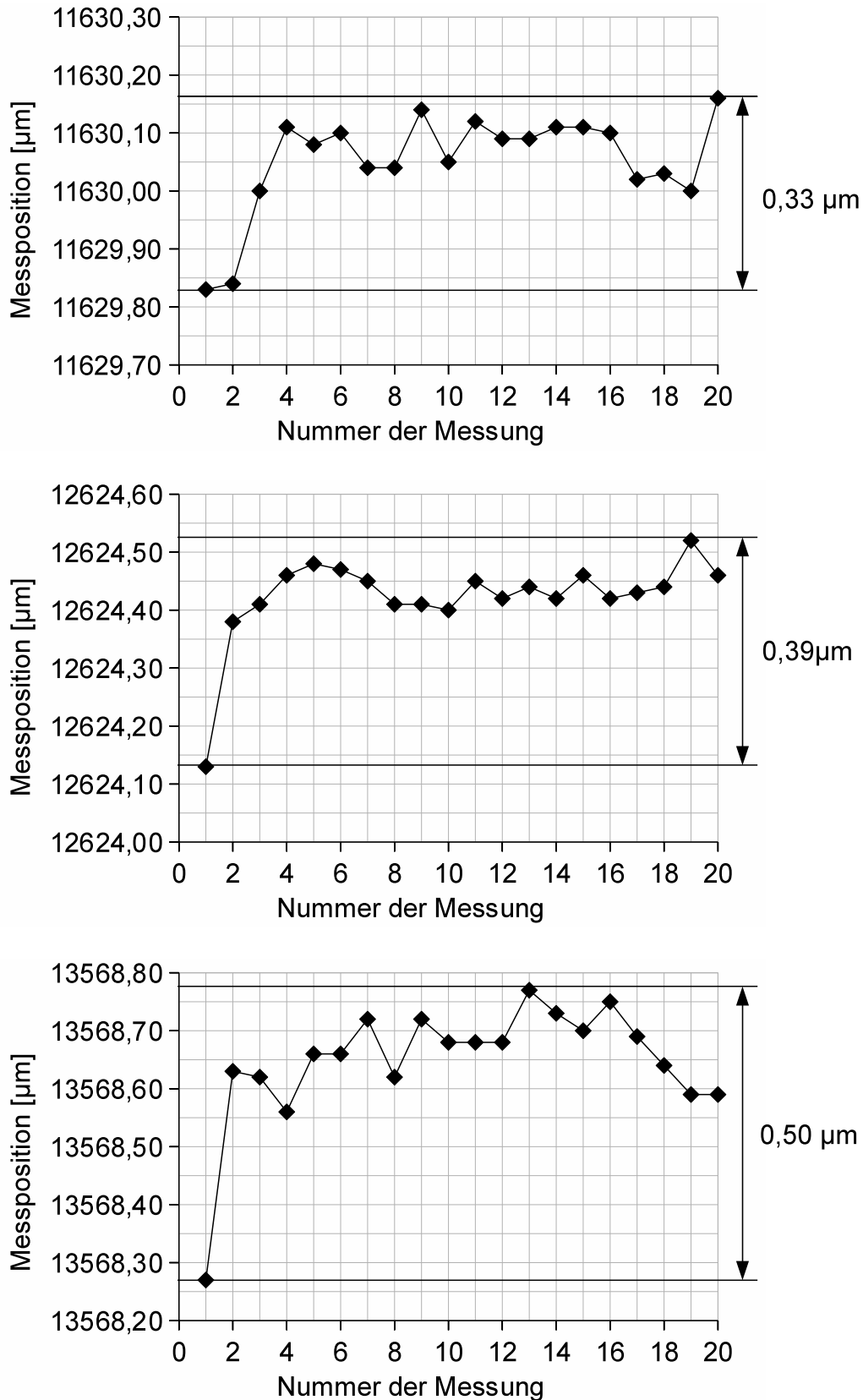


Abb. 6.8: Stichproben zur Abschätzung der Wiederholgenauigkeit. 3 Positionen wurden jeweils 20 mal manuell angefahren.

6.2 Vorversuch zur Motor-Erwärmung

Linearmotoren können durch die großen Ströme in ihrem Spulensystem hohe Temperaturen erreichen. Der Linearmotor DNCE-LAS [Festo12] beispielsweise kann eine Spulentemperatur von 75° C erreichen, ehe er sich aus Sicherheitsgründen selbstständig abschaltet. Derartig hohe Temperaturen sind bei Miniatur-Linearmotoren ebenfalls zu erwarten und werden somit eine Dehnung der Kolbenstange verursachen, auf die der Maßstab von SensMiLi aufgebracht werden soll. Um herauszufinden in welcher Größenordnung diese Dehnung liegt und welche Auswirkung sie auf den Linearitätsfehler besitzt, wurde ein Vorversuch durchgeführt, der in diesem Abschnitt beschrieben ist.

6.2.1 Versuchsaufbau

Da die Miniatur-Linearmotoren noch nicht zur Verfügung stehen, wird ein Linearmotor des Typs DNCE-32-200-LAS [Festo12] verwendet, in dessen Kolbenstange ein optisch inkrementaler Maßstab eingebracht wird. Der Linearitätsfehler, der durch die Dehnung der Kolbenstange bei verschiedenen Motortemperaturen entsteht, wird mit Hilfe eines Referenz-Messsystems gemessen.

Linearmotor mit optischem Wegmess-System

Der Linearmotor DNCE-32-200-LAS [Festo12] besitzt einen Spulendurchmesser von ca. 32 mm und einen Verfahrweg von 200 mm (siehe Abb. 6.9). Auf der einen Seite seiner zweiseitig abgeflachten Kolbenstange ist ein inkrementales Magnetmaßband integriert (siehe A2.2.3), das von einem Magnetfeldsensor im Antriebsdeckel gelesen wird, um den Motor regeln zu können. Um einerseits zu erreichen, dass sich der Maßstab genauso dehnt wie die Kolbenstange und andererseits ein optisch hochauflösendes Wegmess-System untersuchen zu können, wurde von der Firma Schneeberger eine optisch inkrementale Maßspur mit 150 mm Länge direkt in die Kolbenstange gelasert. Diese Maßspur, genauso wie der zum Lesen verwendete Abtastkopf wurden von Schneeberger ohne bedeutende Modifikationen von der Führungseinheit „Miniscale“ [Schneeberger12] auf den Linearmotor adaptiert.

Befestigt wird der Linearmotor lediglich an seinem hinteren Abschlussdeckel, damit er sich definiert nach vorne ausdehnen kann.

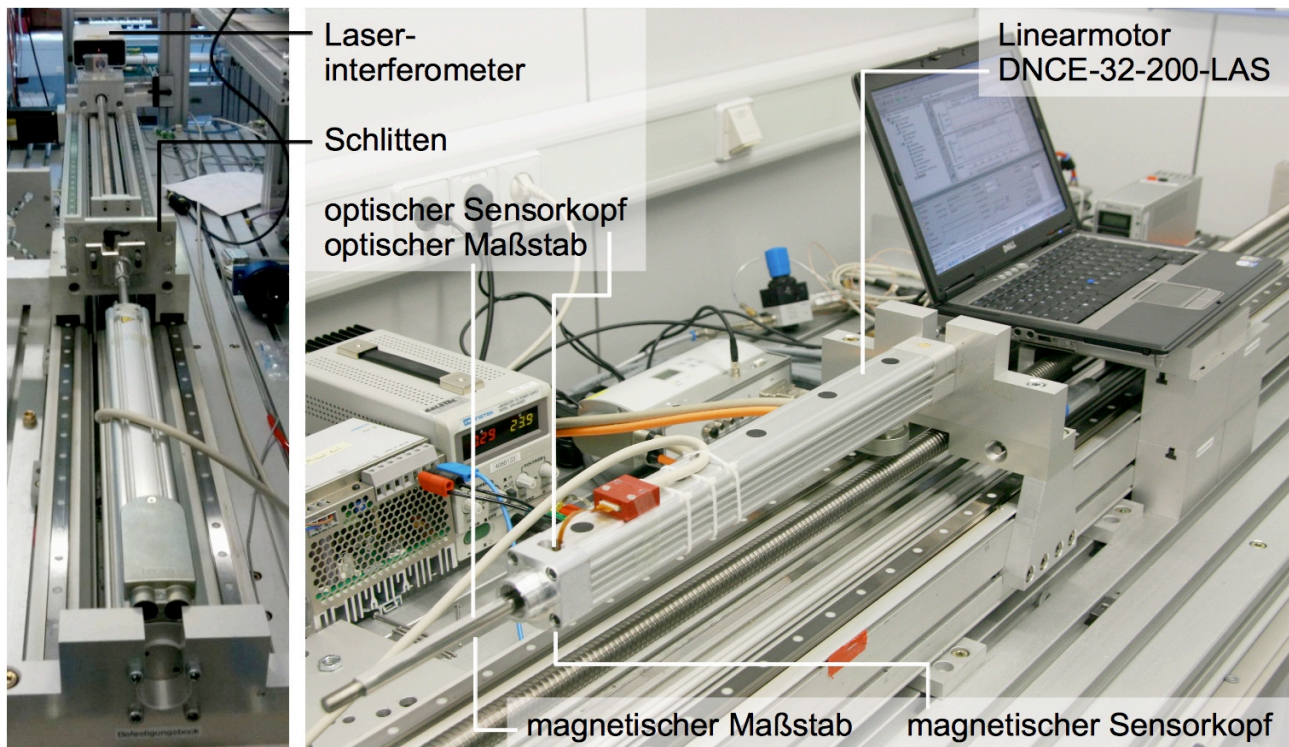


Abb. 6.9: Linearmotor DNCE-32-200-LAS mit zusätzlichem optisch inkrementalen Wegmess-System der Firma Schneeberger im Versuchsaufbau.

Referenz-Messsystem

Das Referenz-Messsystem bildet ein Laserinterferometer vom Typ ZLM 700 [Jenaer03] mit einer Auflösung < 10 nm. Sein Reflexions-Spiegel befindet sich auf einem Schlitten, an den die Kolbenstange des Linearmotors angekoppelt wird (siehe Abb. 6.9 links).

Infrarotkamera

Zur Messung der Temperaturverteilung auf der Kolbenstange des Linearmotors, die durch die Spulenwärme verursacht wird, wird eine Infrarotkamera des Typs ThermoCam SC 500 der Firma FLIR Systems Inc. verwendet. Da auf einer polierten Edelstahloberfläche keine Wärmestrahlung gemessen werden kann, wurde ein schwarzer Streifen auf die Kolbenstange lackiert (siehe Abb. 6.10 links). Zur Abschirmung gegen Fremdwärme wurden Wellkarton-Schilde für den Hintergrund, die Seiten, sowie den Motor selbst angebracht (siehe Abb. 6.10 rechts).



Abb. 6.10: Vorrichtung zur Messung der Temperaturverteilung auf der Kolbenstange. Links: schwarz lackierte Temperaturmessfläche. Rechts IR-Kamera und Vorrichtungen zur Abschirmung von Fremdwärme.

6.2.2 Versuchsergebnisse

In diesem Abschnitt wird zunächst die Temperaturverteilung auf der Kolbenstange bei verschiedenen Spulentemperaturen des Linearmotors untersucht, bevor im zweiten Teil der durch die Temperatur verursachte Linearitätsfehler gemessen wird.

Temperaturverteilung auf der Kolbenstange

Es kann im Allgemeinen davon ausgegangen werden, dass die Einschaltdauer eines Linearmotors $> 50\%$ beträgt, da diese Motorart hauptsächlich zur Minimierung von Taktzeiten eingesetzt wird und daher keine längeren Stillstandszeiten zu erwarten sind. Die Motortemperatur wird sich daher belastungsabhängig auf einen konstanten Wert einschwingen und so wird auch die Temperaturverteilung auf der Kolbenstange im eingeschwungenen Betriebszustand nur noch wenig Änderung erfahren.

In dem Graphen aus Abb. 6.11 oben sind die Temperaturverteilungen auf der Kolbenstange bei verschiedenen Motortemperaturen zu erkennen. Der Linearmotor wird dazu so lange unter Last betrieben, bis die gewünschte, in den Spulen des Motors gemessene, Temperatur erreicht wird. Dann wird der Motor angehalten und die Temperaturverteilung auf der Kolbenstange wird, wie in Abschnitt 6.2.1 beschrieben, mit einer Infrarotkamera erfasst und ausgewertet. Eine exemplarische Infrarotaufnahme der Kolbenstange ist in Abb. 6.11 unten zu sehen.

Es ist zu erkennen, dass die Temperaturverteilung näherungsweise linear verläuft und sich

mit steigender Spulentemperatur sowohl die Durchschnittstemperatur als auch der Temperaturanstieg auf der Kolbenstange vergrößert.

Weiterhin ist zu bemerken, dass die Maximaltemperatur der Kolbenstange stets deutlich über der Spulentemperatur liegt. Auch wenn die Reibung an der Gleitführung für die Kolbenstange eine zusätzliche Wärmequelle darstellt, erscheint dies dennoch nicht ganz plausibel. Es ist eher anzunehmen, dass die Infrarotkamera und der Temperaturwiderstand in den Spulen nicht ganz aufeinander abgeglichen sind.

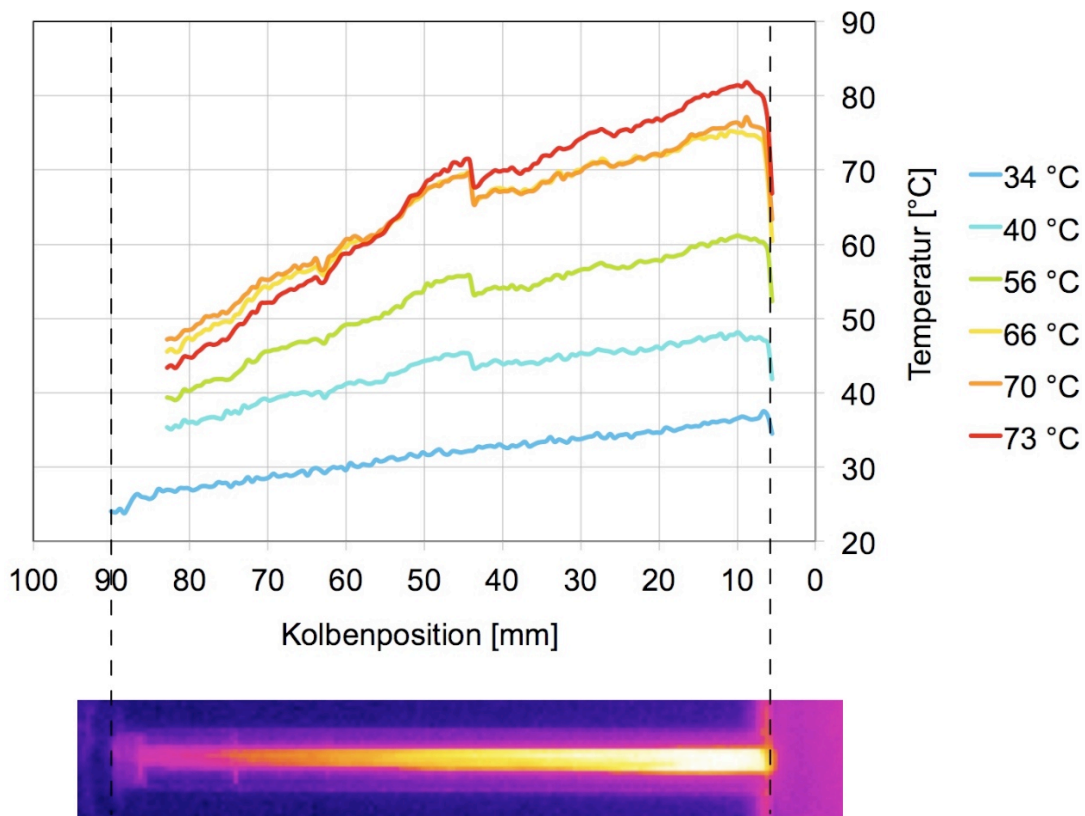


Abb. 6.11: Temperaturverteilung über die Kolbenstange bei verschiedenen Spulentemperaturen des Linearmotors (oben) und eine exemplarische Infrarotkamera Aufnahme der aufgeheizten Kolbenstange (unten).

Berechnung der Dehnung der Kolbenstange

Um eine Dehnung der Kolbenstange abzuschätzen, wird von den in Abb. 6.11 gezeigten Temperaturverteilungen auf der Kolbenstange bei den Spulentemperaturen von 34 und 73 °C ausgegangen. Die beiden Kurven zeigen mittlere Temperaturen der Kolbenstange von 31 bzw. 63 °C. Dies bedeutet eine Temperaturdifferenz von $\Delta T = 32$ °K. Die für den Linearitätsfehler im Folgenden betrachtete Messlänge erstreckt sich auf $L_0 \approx 85$ mm. Mit einem linearen Ausdehnungskoeffizienten α des Edelstahl X5CrNi18-10 der Kolben-

stange von $16 \cdot 10^{-6} \text{ }^\circ\text{K}^{-1}$ ergibt sich die theoretische Temperaturdehnung ΔL zu:

$$\Delta L = \alpha \cdot L_0 \cdot \Delta T \quad (6.1)$$

$$\Delta L = 16 \cdot 10^{-6} \text{ }^\circ\text{K}^{-1} \cdot 85 \text{ mm} \cdot 32 \text{ }^\circ\text{K} = 43,52 \text{ } \mu\text{m}$$

Linearitätsfehler

Die Messfahrt zur Bestimmung des Linearitätsfehlers bei verschiedenen Spulentemperaturen wird durchgeführt, indem der Linearmotor den Schlitten des Interferometers kontinuierlich auf einer Distanz von 85 mm verfährt. Das übliche schrittweise Verfahren der Kolbenstange durch einen externen Schrittmotor ist hier nicht möglich, da die sonst mit 5 Minuten zu zeitintensive Messfahrt ungewollt einen zusätzlichen Gradienten im Temperaturprofil verursachen würde.

Die Linearitätsmessungen werden in der Reihenfolge steigender Spulentemperaturen durchgeführt. Es wird zunächst eine Messung bei noch recht kühlem Motor durchgeführt, dann wird der Motor durch seinen Betrieb erhitzt und beim Erreichen der gewünschten Temperatur die nächste Messung durchgeführt.

Spulentemperatur [°C]	Linearitätsfehler [μm]	Ausgleichsgerade
34	3,480	$y = 0,99994x - 0,00315$
40	2,996	$y = 0,99976x - 0,00343$
56	3,802	$y = 0,99954x - 0,00520$
66	3,752	$y = 0,99935x - 0,00640$
70	4,615	$y = 0,99935x - 0,00495$
73	4,697	$y = 0,99927x - 0,00633$

Tab. 6.2: Gegenüberstellung der Spulentemperatur des Linearmotors zu den dabei gemessenen Linearitätsfehlern und den zugehörigen Ausgleichsgeraden, die durch die Messpunkte der Linearitätsmessung gelegt werden.

In Tab. 6.2 sind die Spulentemperaturen des Linearmotors den Linearitätsfehlern, die unter ihrem Einfluss gemessen werden, gegenübergestellt. Zusätzlich sind die Ausgleichsgeraden angegeben, die durch die Messpunkte gelegt und relativ zu denen die Linearitätsfehler gemessen werden. Die Linearitätsfehler sind zusätzlich in einem Graphen in Abb. 6.12 gegen die Spulentemperaturen aufgetragen. Der in ihm sichtbare Zusammenhang ist nur mit einem Bestimmtheitsgrad von $R^2 \approx 0,73$ als linear zu bezeichnen. Der

Linearitätsfehler steigt im Mittel mit ca. $0,035 \mu\text{m}/^\circ\text{K}$.

Die geglätteten Verläufe der Abweichungen der Messpositionen im Bezug auf die Ausgleichsgeraden in Abb. 6.13 lassen eine systematische, parabelähnliche Form erkennen, die sich mit steigender Spulentemperatur geringfügig zuspitzt. Dieser Fehlerverlauf ist dem Maßstab folglich temperaturunabhängig eingepägt. Er verschlechtert sich jedoch durch den Temperatureinfluss geringfügig um bis zu $1 \mu\text{m}$.

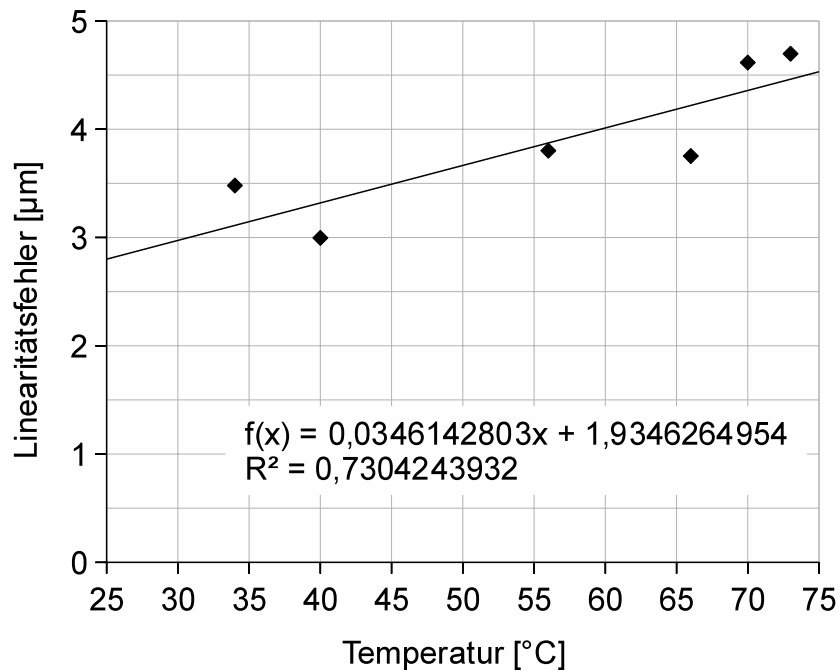


Abb. 6.12: Linearitätsfehler als maximale Abweichung von den in Tab. 6.2 gegebenen Ausgleichsgeraden bei verschiedenen Spulentemperaturen des Linearmotors.

Im Gegensatz dazu wird der stark temperaturabhängige Fehler der Messposition durch die Änderung der Ausgleichsgeraden-Parameter sichtbar. Die Steigung der Ausgleichsgeraden ändert sich zwischen 34 und $73 \text{ }^\circ\text{C}$ um ca. $0,02^\circ$ und der Achsenabschnitt ändert sich um ca. $3 \mu\text{m}$ (Tab. 6.2). Deutlich sichtbar wird diese Veränderung in Abb. 6.14, in der die absolute Abweichung zwischen Mess- und Referenzposition dargestellt ist. Die leicht gewölbte Grundform der Verläufe, wie sie bereits in Abb. 6.13 beobachtet wurden, bleibt erhalten, während sich mit steigender Spulentemperatur ein immer steilerer Abfall der Differenz ergibt. Hieraus ist die Temperaturdehnung des Maßstabs zu erkennen, die zwischen den Spulentemperaturen 34 und $73 \text{ }^\circ\text{C}$ eine Positionsabweichung von ca. $58 \mu\text{m}$ verursacht. Diese gemessene Abweichung liegt in etwa in der Größenordnung der zuvor in Gl. (6.1) berechneten Temperaturdehnung von $43,52 \mu\text{m}$.

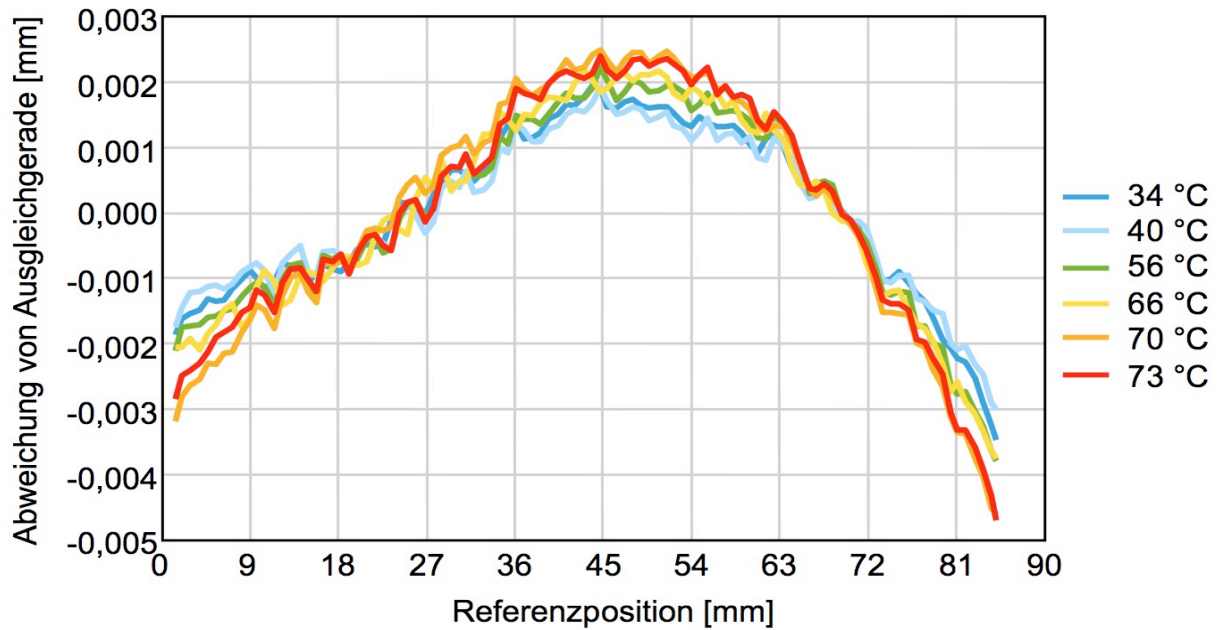


Abb. 6.13: Linearitätsfehler: Geglätteter Verlauf der Abweichungen der Messpositionen im Bezug auf die in Tab. 6.2 gegebenen Ausgleichsgeraden bei verschiedenen Spulentemperaturen des Linearmotors.

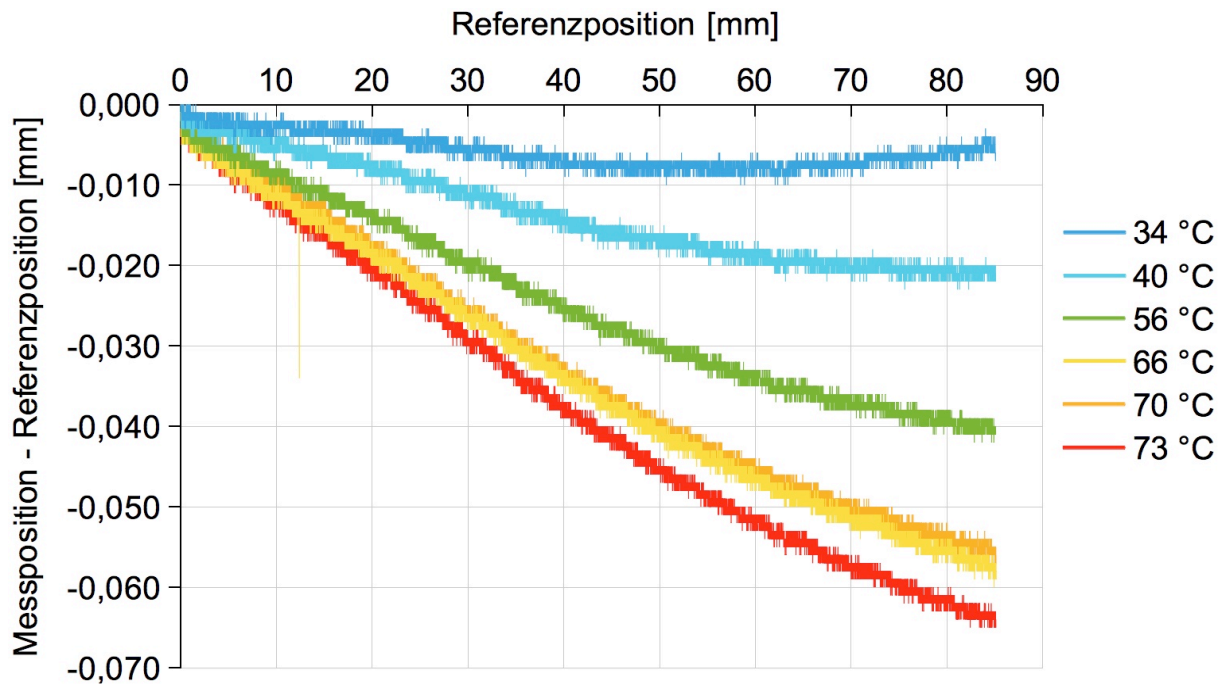


Abb. 6.14: Absoluter Fehler: Abweichung der Mess- von der Referenzposition bei verschiedenen Spulentemperaturen des Linearmotors.

Fazit

Die Temperaturdehnung bewirkt einen absoluten Messfehler, der bei einer Spulentemperatur von 73 °C mit ca. 58 μm weit über der verlangten Messgenauigkeit von 1 μm liegt. Ist

es jedoch möglich temperaturabhängige Ausgleichsgeraden zu verwenden, wie sie in Tab. 6.2 ermittelt wurden, so kann der zusätzliche Linearitätsfehler auf ca. 1 μm reduziert werden.

7 Optik

Die Beleuchtungseinheit von SensMiLi dient dazu einen Lichtfleck geeigneter Größe und Intensitätsverteilung auf dem Maßstab zu erzeugen. Die Größe dieses Lichtflecks sollte sich in Messrichtung auf die Länge eines Codewortes erstrecken, die im Falle der gewählten 3^9 -Codierung und den $5\ \mu\text{m}$ breiten Gittern $(9 + 2) \cdot 5\ \mu\text{m} = 55\ \mu\text{m}$ beträgt. Je größer dabei die Ausbreitung des Lichtflecks orthogonal zur Messrichtung ist, desto mehr Gitterlinien werden beleuchtet und desto kontrastreicher werden die Beugungsflecken. Eine möglichst große Schärfentiefe verbessert zudem die Robustheit gegen Abstandsschwankungen zwischen Optik und Maßstab.

Zur Integrationsfähigkeit in den Miniatur-Linearmotor sollte sowohl die Baugröße der Optik als auch die Gesamtlänge des Strahlengangs möglichst klein gehalten werden, zumal letztere meist den entscheidendsten Einfluss auf die Baugröße eines optischen Wegmesssystems besitzt.

Die Beleuchtungseinheit, die zur Erfüllung dieser Anforderungen benötigt wird, besteht aus nur zwei Komponenten: einer Lichtquelle und einer Linse. Wie diese beiden Komponenten ausgewählt und zueinander angeordnet werden, wird in diesem Kapitel beschrieben.

7.1 Lichtquelle

Um möglichst kleine und intensive Beugungsflecken zu erhalten wird eine weitgehend monochromatische und kohärente Lichtquelle, d.h. eine Laserdiode, verwendet. Laserdioden werden zumeist im TEM_{00} Mode betrieben und besitzen daher von sich aus ein gaußförmiges Intensitätsprofil.

Bezüglich der Form des Lichtflecks kann zwischen kantenemittierenden und vertikal-emittierenden Laserdioden unterschieden werden. Während vertikal-emittierende Dioden, (engl.: vertical-cavity surface-emitting laser, VCSEL, [v'ɪxl]) kreisförmige Lichtflecken erzeugen, besitzen kantenemittierende Dioden zwei unterschiedliche Divergenzwinkel,

sodass ein elliptischer Lichtfleck entsteht. Ein solcher elliptischer Lichtfleck ist für die Beleuchtung des Maßstabs vorteilhaft, da es die große Hauptachse der Ellipse erlaubt mehr Gitterlinien der hohen aber schmalen Gitter zu beleuchten, als dies bei einem kreisrunden Lichtfleck der Fall ist.

Der für diese Arbeit entscheidende Nachteil liegt jedoch in der verfügbaren Bauform der Kantenemitter. Sie werden derart gehäust verkauft, dass es kaum möglich ist die Linse nahe genug an der Lichtquelle zu positionieren, um den gewünschten Strahlengang zu erzeugen (siehe Abschnitt 7.3). Anders ist dies bei den VCSEL-Dioden, deren Lichtquelle in einem SMD Gehäuse gut zugänglich ist. Daher wurde der Kompromiss in dieser Arbeit zu Gunsten einer VCSEL-Diode geschlossen.

Einige Kenndaten der gewählten VCSEL-Diode, die dem Datenblatt [Laser10] entnommen sind, sind in Tab. 7.1 aufgelistet. Wie aus dieser Tabelle hervorgeht, besitzt der VCSEL eine typische Wellenlänge von 855 nm, die damit bereits in dem für das menschliche Auge nicht mehr sichtbaren nahen Infrarotbereich liegt. Herkömmliche Bildsensoren auf CMOS- oder CCD-Basis sind in diesem Spektralbereich jedoch noch ausreichend empfindlich. Die große Wellenlänge wurde deshalb gewählt, weil sie größere Beugungswinkel erzeugt als sichtbare Wellenlängen (vergleiche Gl. 4.1) und damit einen größeren Freiraum zur Platzierung der Beugungsflecken auf der Sensormatrix bietet.

Parameter	Einheit	Min.	Typ.	Max.
Wellenlänge	nm	850	855	860
optische Leistung	mW	0,273	0,530	0,780
Betriebstemperatur	°C	-40		85
Divergenzwinkel	°	10		15
Laser-Strom	mA	1,00		1,80
Laser-Spannung	V			2,2
Leistungsverbrauch	mW			7,5
Gehäuse BxLxH	mm ³	3,0 x 3,2 x 2,1		
Emissionsradius*	µm		4	

Tab. 7.1: Kenndaten der ausgewählten VCSEL-Diode im SMD-Gehäuse [Laser10].
*Emissionsradius selbst gemessen nach Abb. 7.1.

Der Emissionsradius von $4\ \mu\text{m}$ wurde mit Hilfe einer REM-Aufnahme bei 2000-facher Vergrößerung, wie dies in Abb. 7.1 rechts zu sehen ist, bestimmt.

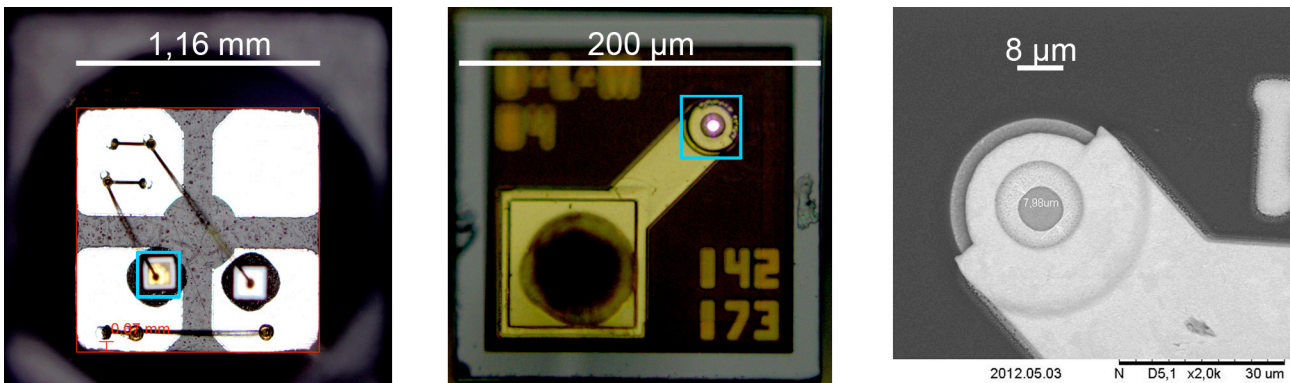


Abb. 7.1: Mikroskopaufnahmen des gewählten VCSEL von [Laser10] im SMD-Gehäuse. **Links:** Aufnahme des inneren Bodens des SMD-Gehäuses. VCSEL-Chip ist mit blauem Quadrat gekennzeichnet. **Mitte:** VCSEL-Chip (Vergrößerung des blauen Quadrats aus dem linken Bild). Die mit einem blauen Quadrat markierte Lichtquelle ist als rosa leuchtende Kreisfläche zu erkennen. **Rechts:** Kreisförmige Austrittsfläche des Lichts mit einem Durchmesser von ca. $8\ \mu\text{m}$ in einer REM-Aufnahme bei 2000-facher Vergrößerung.

Die VCSEL-Diode besitzt keine interne Monitordiode zur Regelung der Lichtleistung wie dies bei den Kantenemittern üblich ist. Da die Beugungsflecken relativ zueinander ausgewertet werden, wird jedoch auch keine besonders konstante Lichtintensität benötigt, sodass auf eine externe Regelung verzichtet werden kann. Stattdessen ist eine vergleichsweise einfache Stromversorgung der VCSEL-Diode ausreichend wie sie in Abb. 7.2 gezeigt ist. Die Bauelemente besitzen dabei folgende Funktionen:

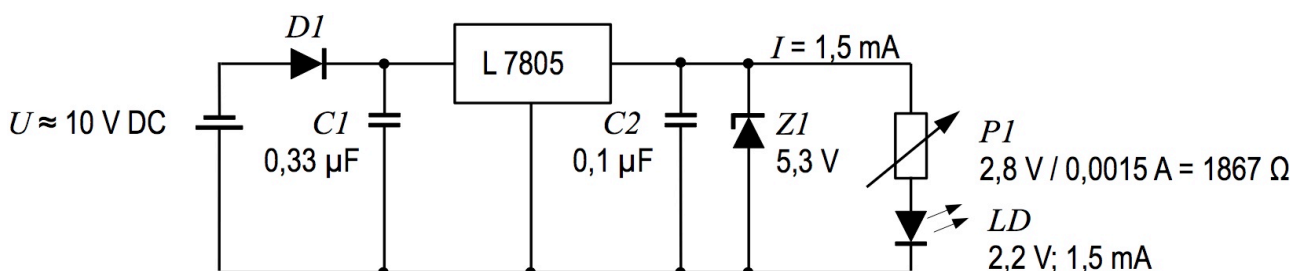


Abb. 7.2: Schaltplan der Stromversorgung für die VCSEL-Diode nach Holger Bohm, Festo AG & Co. KG.

DI: Verpolungsschutz.

L7805: Spannungsregler (getaktet), der relativ unabhängig von der Eingangsspannung

konstant 5 V Ausgangsspannung liefert [ST12].

CI: Glättung von Spannungsschwankungen am Eingang.

C2: Glättung von Spannungsschwankungen am Ausgang.

ZI: Überspannungs-Schutz: Die Zehner-Diode schaltet durch falls ihre Schwellspannung erreicht wird.

PI: Glas-Potentiometer: Über die Einstellung des Widerstandes wird ein bestimmter Strom in LD eingeprägt.

LD: VCSEL-Diode.

7.2 Linse

Je kürzer die Fokusslänge einer Linse ist, d.h. je stärker sie das Licht bricht, desto kürzer kann die Gesamtlänge des optischen Pfades ausfallen und desto kleiner wird der Bauraum für den Sensor. Neben dem wenig variierbaren Brechungsindex des Materials, hängt die Brechkraft der Linse von der Krümmung ihrer Oberfläche ab. Kugellinsen sind diesbezüglich gut geeignet, da sie eine stark gekrümmte Oberfläche besitzen.

Eine Kugel besitzt zusätzlich den Vorteil, dass sie nicht verkippt eingebaut werden kann. Des Weiteren ist sie ein Standardelement, das kostengünstig und in vielen verschiedenen Größen erhältlich ist.

Von Nachteil ist jedoch die sphärische Aberration, die bewirkt, dass sich bei einer großflächigen Beleuchtung der Linse nicht mehr alle Strahlen im selben Fokuspunkt treffen. Die Abbildung wird dadurch unscharf und es treten Phasenverschiebungen in der Abbildungsebene auf. Es muss daher beachtet werden, die Kugellinse nur auf einer möglichst kleinen Fläche zu beleuchten, sodass die sphärische Aberration nicht in den Vordergrund tritt.

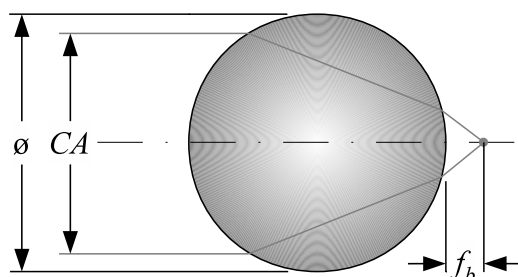


Abb. 7.3: Skizze der Kugellinse nach [CVI12].

Durch die Simulation des Strahlengangs, die in Abschnitt 7.3 beschrieben wird, hat sich ein Durchmesser der Kugellinse von 2 mm als am geeignetsten herausgestellt.

Einige Kenndaten der gewählten Linse entsprechend [CVI12] sind in Tab. 7.2 aufgelistet.

Parameter	Wert
Durchmesser \varnothing	2,0 mm
Freie Apertur CA	1,6 mm
Material	Schott LaSFN9
Brechungsindex bei 830 nm	1,83109
Schnittweite f_b	0,1 mm

Tab. 7.2: Kennwerte der gewählten Kugellinse, aus [CVI12].

7.3 Strahlengang

Die Linse muss die Aufgabe erfüllen, die Lichtquelle mit einem Durchmesser von 8 μm auf dem Maßstab mit einem Durchmesser von 55 μm abzubilden. Dies entspricht einem Vergrößerungsfaktor von 6,875, sodass die Distanz zwischen der Linse und der Fokusebene um diesen Faktor größer sein muss, als die Distanz zwischen Lichtquelle und Linse. Dies gilt jedoch nur näherungsweise, da es sich bei der Kugellinse um eine sog. dicke Linse handelt, bei der die objektseitige Hauptebene ungleich der bildseitigen Hauptebene ist (siehe Abschnitt 7.3.1).

Um die Position der Linse und die Länge des optischen Pfades in Abhängigkeit des Durchmessers der Linse näherungsweise zu bestimmen und bestmöglich zu wählen, wird der Strahlengang mit dem Programm Zemax [Zemax08] simuliert. Zum Verständnis der Simulation wird zunächst in Abschnitt 7.3.1 das Grundprinzip der in Zemax verwendeten Strahlverfolgung erklärt, bevor anschließend in Abschnitt 7.3.2 die Simulationsergebnisse präsentiert werden.

7.3.1 Grundlagen der Strahlverfolgung

Die Simulation des Strahlengangs wird in Zemax mit Hilfe der sequentiellen Strahlverfolgung durchgeführt, bei der sich die Strahlen von links nach rechts in positiver z -Richtung von einem optischen Element zum nächsten ausbreiten (siehe Abb. 7.4). Die Berechnung der Strahlen erfolgt dabei mit Hilfe von ABCD-Matrizen, weswegen die Methode „Matrizenoptik“ genannt wird. Diese wird hier nach [Wiki12, Matrizenoptik] und [Gerken06] beschrieben.

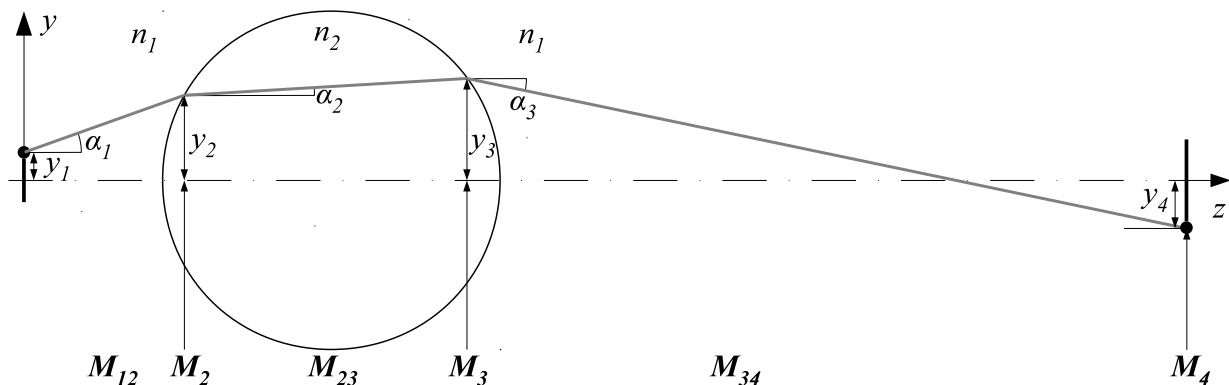


Abb. 7.4: Variablendeklaration bei der Strahlverfolgung mittels Matrizenoptik.

Die Ausbreitung eines Strahls von einem Punkt in Achsnähe wird vollständig durch seinen Winkel α_i und seine Höhe y_i beschrieben:

$$\vec{s}_i(z) = \begin{bmatrix} y_i(z) \\ \alpha_i(z) \end{bmatrix} \quad (7.1)$$

Es wird nun die paraxiale Näherung zu Grunde gelegt, bei der man davon ausgeht, dass die Ausbreitung der Strahlen ausschließlich entlang kleiner Winkel relativ zur optischen Achse (z -Achse) stattfindet. Mit dieser Annahme gilt:

$$\sin \alpha \approx \tan \alpha \approx \alpha \quad (7.2)$$

Zwischen den Zustandsvektoren $\vec{s}_1(z)$, $\vec{s}_2(z)$ eines Strahls besteht damit ein linearer Zusammenhang, der mit Hilfe einer Matrixdarstellung, der sog. ABCD Matrix M beschrieben werden kann:

$$\vec{s}_2 = \mathbf{M} \cdot \vec{s}_1$$

bzw.

$$\begin{bmatrix} y_2 \\ \alpha_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} y_1 \\ \alpha_1 \end{bmatrix}$$

(7.3)

Bei der ungehinderten Ausbreitung eines Strahls über die Distanz d entlang der optischen Achse berechnen sich die Koordinaten des neuen Zustandsvektors in dieser Matrixdarstellung zu:

$$\begin{bmatrix} y_2 \\ \alpha_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_1 + \alpha_1 \cdot d \\ \alpha_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & d \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} y_1 \\ \alpha_1 \end{bmatrix}$$

(7.4)

Bei der Brechung eines Strahls, der von dem Medium mit Brechungsindex n_1 in das Medium mit Brechungsindex n_2 eintritt, muss die aus Gl. (7.2) hervorgehende Vereinfachung des Snelliusschen Brechungsgesetzes von

$$n_1 \sin \alpha_1 = n_2 \sin \alpha_2$$

(7.5)

auf

$$n_1 \alpha_1 = n_2 \alpha_2$$

(7.6)

berücksichtigt werden. Damit ergibt sich der neue Zustandsvektor nach der Brechung des Strahls an einer zur z -Achse senkrechten, ebenen Fläche zu:

$$\begin{bmatrix} y_2 \\ \alpha_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \frac{n_1}{n_2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} y_1 \\ \alpha_1 \end{bmatrix}$$

(7.7)

Wird ein Strahl an einer sphärisch gekrümmten Fläche gebrochen, dann muss zusätzlich ihr Radius r der Krümmung berücksichtigt werden, sodass sich der neue Zustandsvektor berechnet aus:

$$\begin{bmatrix} y_2 \\ \alpha_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{n_1 - n_2}{r \cdot n_2} & \frac{n_1}{n_2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} y_1 \\ \alpha_1 \end{bmatrix}$$

(7.8)

Mit Hilfe der reihenfolgerichtigen Kombination dieser drei ABCD-Matrizen aus den Gleichungen (7.4), (7.7) und (7.8) lassen sich die Strahlengänge komplexer optischer Systeme

berechnen, wobei die Rechnung dann folgende allgemeine Form besitzt:

$$\vec{s}_{\text{Eingang}} = \left[\prod M_{ij} \right] \cdot \vec{s}_{\text{Ausgang}} \quad (7.9)$$

Für den Strahlengang durch die Kugellinse aus Abb. 7.4 ergibt sich damit allgemein:

$$\vec{s}_4 = \left[M_4 \cdot M_{34} \cdot M_3 \cdot M_{23} \cdot M_2 \cdot M_{12} \right] \cdot \vec{s}_1 \quad (7.10)$$

Mit Hilfe dieses Berechnungsverfahrens ist es möglich die Position der Linse in Abhängigkeit der gewünschten Vergrößerung zu ermitteln. Auf Grund der sphärischen Aberration treffen sich jedoch nicht allen Strahlen im paraxialen Fokuspunkt auf der z -Achse. Durch die Berechnung einer Vielzahl von Strahlen wird es möglich diejenige Fokusslage zu ermitteln, in der sich möglichst viele Strahlen in einem möglichst kleinen Fokussdurchmesser treffen. Da dies jedoch per Hand zu aufwändig wäre, wird das Optik-Simulationsprogramm Zemax [Zemax08] zur Auslegung des optischen Systems herangezogen wie es im nächsten Abschnitt 7.3.2 beschrieben wird.

7.3.2 Simulation des Strahlengangs

Die Lichtquelle wird in Zemax gemäß Tab. 7.1 mit einem Emissionsradius von 4 μm und einem Divergenzwinkel von 10° modelliert. Ein exemplarisches Strahlenbündel geht dabei von ihrem Zentrum und ein weiteres von ihrem Rand aus (siehe Abb. 7.5 unten links). Die Strahlenbündel treten durch eine Kugellinse, deren Durchmesser zwischen 0,5, 1 und 2 mm variiert wird, um diejenige zu identifizieren, die einerseits $> 100 \mu\text{m}$ von dem VCSEL entfernt platziert werden kann und andererseits eine möglichst geringe axiale Gesamtlänge des optischen Pfades erlaubt. Die Mindestdistanz von 100 μm zwischen VCSEL und Linse ergibt sich aus der Höhe der Bonddrähte auf dem VCSEL-Chip, die durch die Platzierung der Linse nicht deformiert oder gar beschädigt werden sollten.

Die Fokusebene wird von Zemax dort platziert, wo der Abstand aller berechneten Strahlen eines Bündels zueinander am geringsten ist. Diese Abbildungsebene ist in Abb. 7.5 unten rechts vergrößert dargestellt.

Die Objektweite a wird nun manuell so eingestellt, dass sich in der Abbildungsebene ein Lichtfleck mit ca. $27,5 \mu\text{m}$ Radius bildet. Der Parameter, auf den dabei eingeregelt wird, nennt sich in Zemax „Paraxial Image Height“ und konnte jeweils auf $27,65343 \mu\text{m}$ angenähert werden.

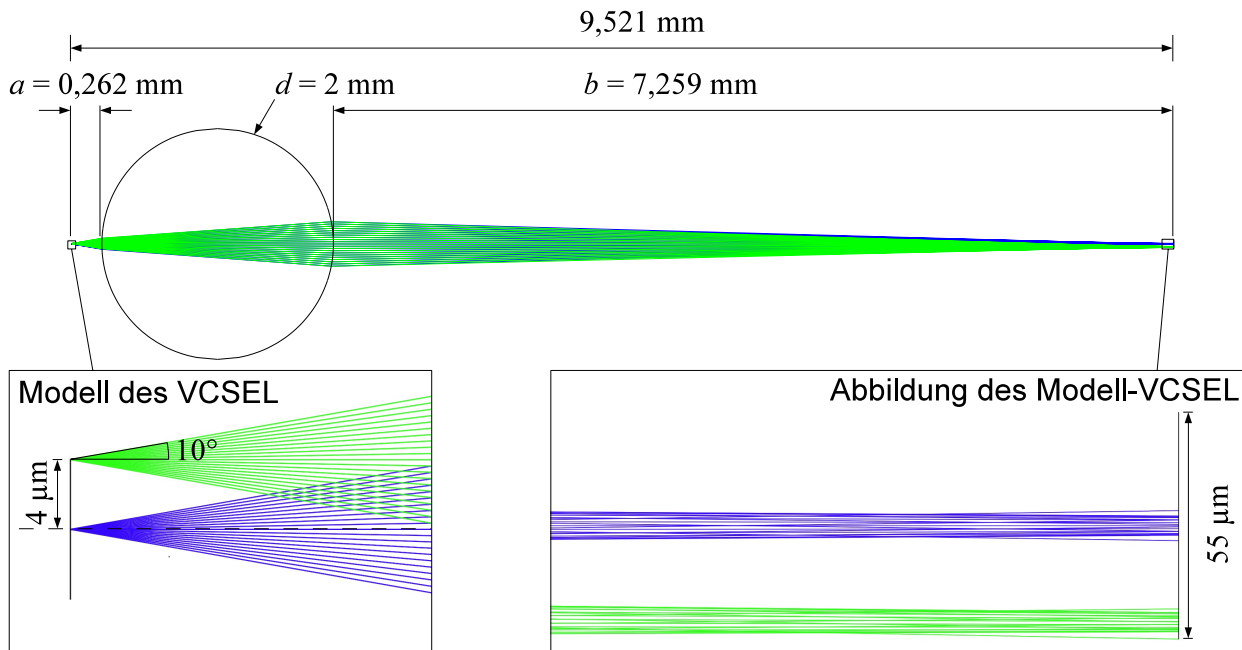


Abb. 7.5: Simulationsergebnis aus Zemax. **Oben:** Gesamter Strahlengang mit modelliertem VCSEL, Kugellinse, Abbildungsebene und zwei exemplarischen Strahlenbündeln (blau und grün). **Unten links:** Detailansicht des VCSEL-Modells. **Unten rechts:** Detailansicht der Abbildung mit den beiden Strahlenbündeln auf der Fokusebene.

In Tab. 7.3 sind die Simulationsergebnisse der Objektweiten und der gesamten axialen Pfadlängen bei der Verwendung der drei verschiedenen Kugellinsen aufgelistet. Es ist zu erkennen, dass sich die Objektweite und die gesamte axiale Pfadlänge bei der Verdoppelung des Kugeldurchmessers ebenfalls verdoppeln.

\varnothing Kugellinse	Objektweite a	gesamte axiale Länge
0.5 mm	0,066 mm	2,380 mm
1 mm	0,131 mm	4,761 mm
2 mm	0,262 mm	9,521 mm

Tab. 7.3: Optische Pfadlängen bei verschiedenen Kugellinsen-Durchmessern.

Eine Kugellinse mit 1 mm Durchmesser würde den Mindestabstand zur Lichtquelle bereits knapp erlauben. Zur besseren Handhabbarkeit beim Aufbau wird jedoch hier die 2 mm Linse bevorzugt, die nun, wie im nächsten Abschnitt 7.4 beschrieben, in einer Distanz von ca. 262 μm von der Lichtquelle entfernt angebracht werden muss.

7.4 Aufbau der Beleuchtungseinheit

Die in Abschnitt 7.3.2 ermittelte Objektweite zwischen Lichtquelle und Linse von 262 μm dient bei dem Aufbau der Beleuchtungseinheit als Richtwert, dessen Endmaß durch die Vermessung des Lichtfleckdurchmessers unter dem Mikroskop eingestellt wird.

Der Bauraum für die Beleuchtungseinheit soll so klein wie möglich gestaltet werden. Dazu wird die Kugellinse in einem Linsenhalter aus glasfaserverstärktem Kunststoff PA6 GF30 verklebt, der die gleiche Größenordnung besitzt wie das SMD-Gehäuse des VCSEL selbst (siehe Abb. 7.6). Dies erlaubt zwar weder eine einfache noch eine nachträgliche Justage der Linse, vermag jedoch die leichte Integrierbarkeit der Optik in einen Miniatur-Linear-motor zu veranschaulichen.

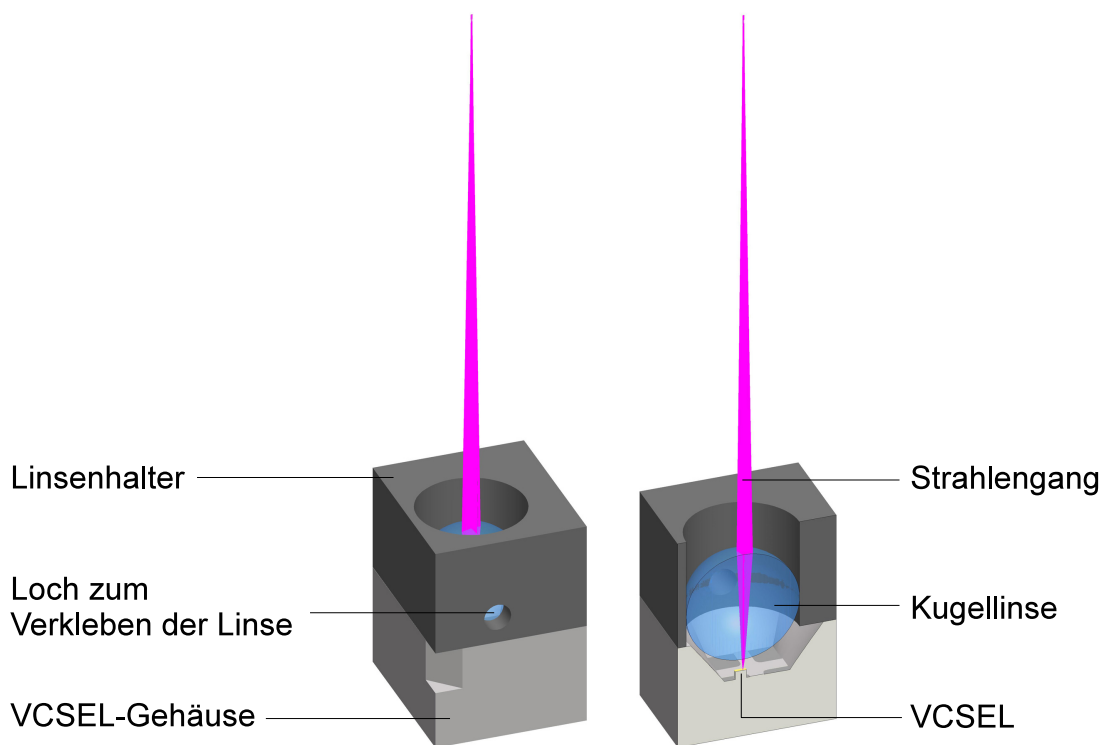


Abb. 7.6: Beleuchtungseinheit aus VCSEL-Diode im SMD-Gehäuse mit den Maßen $3,0 \times 3,2 \times 2,1 \text{ mm}^3$ und einer Kugellinse in einem Linsenhalter aus Kunststoff mit den Maßen $3,0 \times 3,2 \times 2,0 \text{ mm}^3$.

Zur Justage der Kugellinse über dem VCSEL werden folgende Schritte durchgeführt:

1. Einführen der Linse in den Linsenhalter und Positionieren durch Drücken gegen den Gegenhalter (siehe Abb. 7.7, Zeichnung Nr. 1).
2. Befestigen des Linsenhalters mit Linse im Justagearm und Aufsetzen auf das VCSEL-Gehäuse.
3. Zentrierung der Linse in x - und y -Richtung über dem VCSEL unter dem Mikroskop, indem das Zentrum der Linse auf das Zentrum des VCSEL ausgerichtet wird (siehe Abb. 7.7, Zeichnung Nr. 3 und Abb. 7.8 links und mittig).
4. Justage der Beleuchtungseinheit auf dem Mikroskoptisch, sodass der Fokus des VCSEL in der Fokusebene des Mikroskops zu liegen kommt.

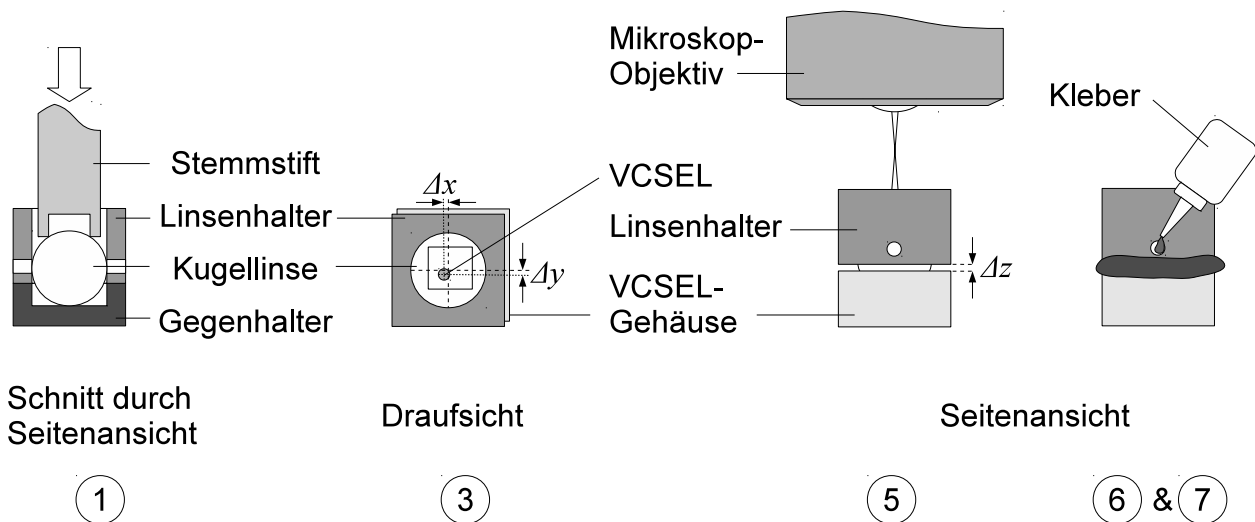


Abb. 7.7: Vorgehensweise beim Aufbau der Beleuchtungseinheit.

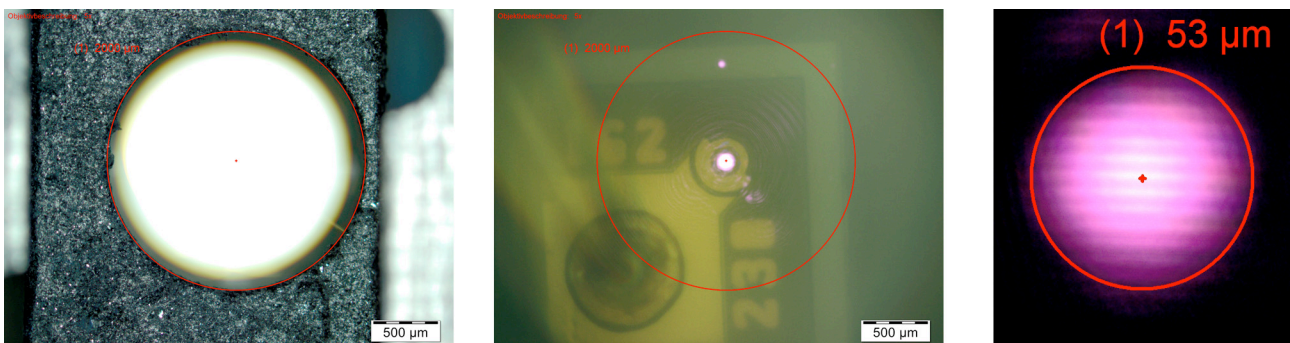


Abb. 7.8: Justage der Kugellinse unter dem Mikroskop. **Links:** Erfassung der Lage der Kugellinse. **Mitte:** Axiale Ausrichtung der Kugellinse auf das Zentrum des VCSEL. **Rechts:** Vermessung des Lichtfleckdurchmessers in der Fokusebene.

5. Vermessung des Fokusfleckdurchmessers im Mikroskop und Anpassung der z-Höhe des Linsenhalters zur Einstellung des gewünschten Fokusfleckdurchmessers (siehe Abb. 7.7, Zeichnung Nr. 5 und Abb. 7.8 rechts).
6. Verkleben des Linsenhalters auf dem VCSEL-Gehäuse mit zähflüssigem Epoxidharzkleber. Auffüllung des Spalts zwischen VCSEL-Gehäuse und Linsenhalter (siehe Abb. 7.7, Zeichnung Nr. 6).
7. Verkleben der Linse im Linsenhalter mit zähflüssigem Epoxidharzkleber durch die beiden Löcher im Linsenhalter (siehe Abb. 7.7, Zeichnung Nr. 7).
8. Endkontrolle des Fokusfleckdurchmessers (siehe Abb. 7.8 rechts).

Bei der Vermessung des Fokusfleckdurchmessers wird das Maß dort angelegt, wo der sichtbare Übergang zwischen schwarzen und noch schwach gefärbten Pixeln im Kamerabild liegt (siehe Abb. 7.8 rechts). Diese Methode hat sich in Versuchen als praktikabel herausgestellt, da der so eingestellte Lichtfleck die erwartete Anzahl 1. Beugungsordnungen beim Beleuchten des Maßstabs erzeugt.

Der durch die Justage eingestellte Lichtfleckdurchmesser von $53\ \mu\text{m}$ entspricht zwar nicht ganz den gewünschten $55\ \mu\text{m}$, der Vorversuch in Kapitel 6.1 zeigt aber, dass diese Abweichung toleriert werden kann.

Fazit

Es wurde in diesem Kapitel gezeigt, dass es möglich ist eine Beleuchtungseinheit für SensMiLi zu konzipieren und aufzubauen, die den gewünschten Beleuchtungsfleck allein mit Hilfe der beiden Komponenten VCSEL und Kugellinse erzeugt. Der für diese beiden Komponenten benötigte Bauraum ist mit insgesamt $3,0 \times 3,2 \times 4,1\ \text{mm}^3$ genügend klein, um eine Integration in einen Miniatur-Linearmotor zu ermöglichen. Den entscheidendsten Einfluss auf den gesamten Bauraum für den Sensorkopf spielt viel mehr die axiale Länge des optischen Pfades mit $9,521\ \text{mm}$. Abhängig von der Aufbau- und Verbindungstechnik des VCSEL-Chips kann diese Pfadlänge jedoch mit einer Kugellinse von $1\ \text{mm}$ Durchmesser mehr als halbiert werden.

8 Sensorik

In diesem Kapitel werden zunächst in Abschnitt 8.1 die Möglichkeiten zur Realisierung der Sensormatrix für SensMiLi sowohl für den in Kapitel 11 getesteten Demonstrator als auch für ein späteres Produkt erläutert. Zur Auslegung der in Kapitel 9 beschriebenen Auswertelektronik wird im Weiteren in Abschnitt 8.2 der zu erwartende Photostrom auf einer Matrix-Diode und in Abschnitt 8.3 die zu erwartende Änderungsfrequenz des Beugungsmusters abgeschätzt.

In dem elektronischen Signalfluss des optoelektronischen Systems, das in diesem und dem nächsten Kapitel betrachtet wird, stellt die Sensormatrix wie in Abb. 8.1 gezeigt die Informationsquelle dar.

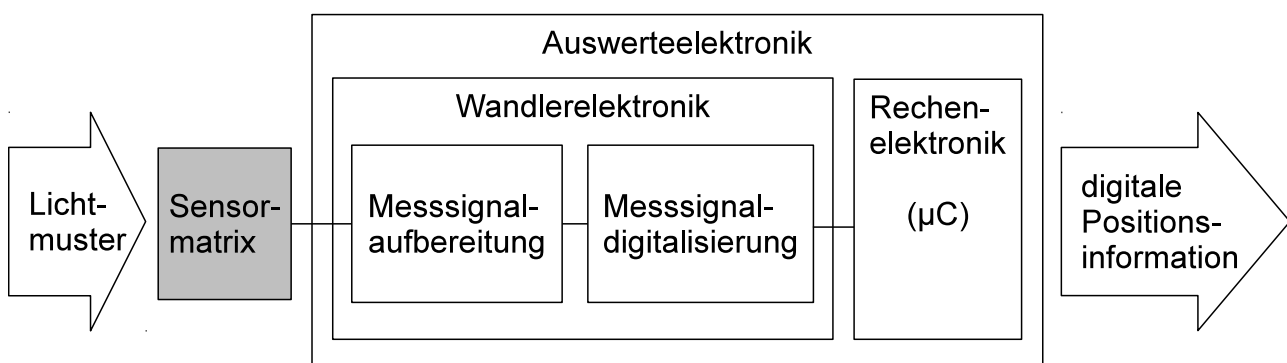


Abb. 8.1: Sensormatrix im optoelektronischen System.

8.1 Sensortechnologie

Optimaler Weise sollte der Sensor zur Erfassung des Beugungsmusters aus einer Matrix von Photodioden bestehen, die in ihrer Größe und Anordnung den zu detektierenden Beugungsflecken angepasst sind (siehe Abb. 8.2). Auf diese Weise würde nur eine geringe Anzahl an Photodioden benötigt, die einzeln kontaktiert und parallel ausgelesen werden könnten. Eine minimale Auslesezeit und eine hochdynamische Positionswertefas-

sung wäre damit realisierbar.

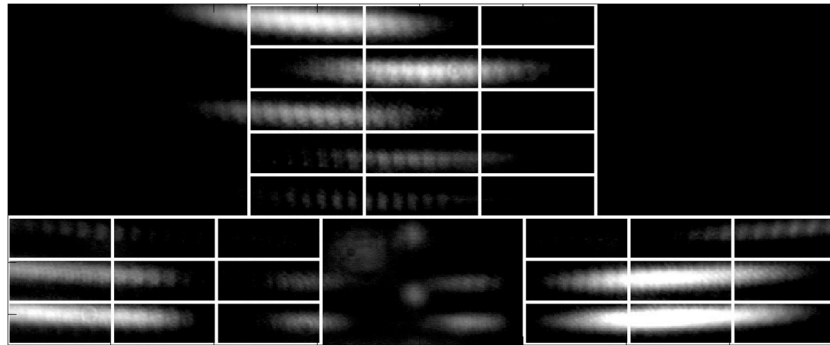


Abb. 8.2: Exemplarische Aufnahme eines realen Beugungsmusters überlagert mit einer Zeichnung der idealen Sensormatrix-Geometrie.

Eine solche Sensormatrix kann entweder aus einzelnen, standardmäßig verfügbaren Photodioden zusammengebaut oder als kundenspezifisches Halbleiterplättchen hergestellt werden. Die Verwendung standardmäßiger Photodioden besitzt dabei zwar deutlich geringere Initialkosten, weist jedoch zwei entscheidende Nachteile auf: Zum einen besitzen selbst rückseitig kontaktierbare Photodioden noch einen Rand, der bei [Hamamatsu11] beispielsweise bei $200\ \mu\text{m}$ liegt, sodass der Anteil der optisch aktiven Fläche reduziert wird. Zum anderen konnten keine genügend kleinen Photodioden gefunden werden, die das passende Verhältnis von Höhe zu Breite besessen hätten. Das Zusammensetzen eines Matricelements aus zwei quadratischen Photodioden könnte dieses Problem zwar lösen, würde den Schaltungsaufwand jedoch deutlich vergrößern.

Aus diesen Gründen ist ein kundenspezifischer Sensor-Chip, wie er in Abb. 8.3 exemplarisch dargestellt ist, zu bevorzugen. Einige Firmen, die einen solchen auch für Kleinserien anbieten sind:

- CiS MST, Institut für Mikrosensorik und Photovoltaik GmbH, www.cismst.org
- Jenoptik AG, www.jenoptik.com
- MAZeT GmbH, www.mazet.de
- First Sensor AG, www.first-sensor.com

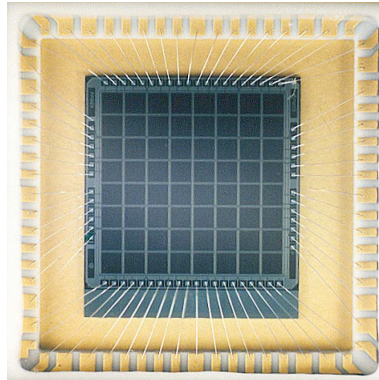


Abb. 8.3: Kundenspezifische Sensormatrix von [CiS10].

Die Realisierung eines solchen Sensor-Chips und der dafür benötigten Auswerteelektronik hätte den zeitlichen Rahmen dieser Arbeit jedoch weit überschritten. Daher wird für den Demonstrator in Kapitel 11 weiterhin die modifizierte Kamera SBOC-Q-R2B [Festo08b] verwendet, die bereits im Vorversuch in Abschnitt 6.1 zum Einsatz kam.

Nichtsdestotrotz wird in diesem und dem nächsten Kapitel überprüft, ob sich das optoelektronische System so auslegen lässt, dass alle 33 für die 3⁹ Codierung benötigten Photodioden einer kundenspezifischen Sensormatrix gleichzeitig und genügend schnell ausgelesen werden könnten. Zu diesem Zweck erfolgen in diesem Kapitel nun zunächst Abschätzungen bzgl. des Photostroms und der Signalfrequenz.

8.2 Photostrom

Der in den Versuchen verwendete VCSEL (siehe Kapitel 7.1) besitzt eine Ausgangsleistung von 0,53 mW. Vergleicht man die Summe aller Grauwerte eines Beugungsmusters inklusive der 0. Ordnung mit der Grauwertsumme einer mit maximaler Intensität beleuchteten Photodiode des selben Beugungsmusters, dann kann man durch dieses Verhältnis die Lichtleistung abschätzen, die maximal auf eine Photodiode trifft. Das Verhältnis dieser Grauwert-Summen des in Abb. 8.4 gezeigten Beugungsmusters und der darin weiß umrahmten maximal beleuchteten Photodiode beträgt:

$$(488\,003 / 9\,970\,298) \cdot 100\% = 4,9\%$$

Das entspricht einem Bruchteil der Gesamtleistung von:

$$25,97 \mu\text{W}$$

Im Weiteren werden nun für die Sensormatrix die Eigenschaften der Photodiode PS0.25-5 SMD [FirstSensor10] angenommen. Bei der Empfindlichkeit dieser Photodiode von $0,52 \text{ A/W}$ würde ein Photostrom von maximal $13,5 \mu\text{A}$ fließen.

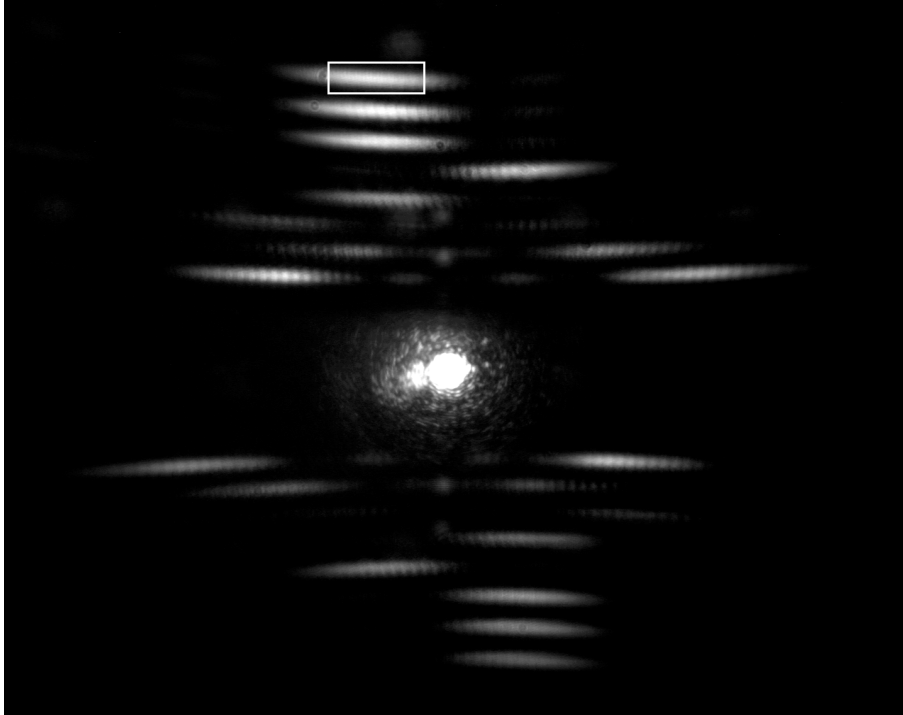


Abb. 8.4: Exemplarisches Beugungsmuster zur Abschätzung des Photostroms.

Betriebsart der Photodiode

Ein Photodioden-Signal kann entweder durch eine Spannungs- oder eine Strom-Messung erfasst werden. Die Messung des Stroms ist vorteilhafter, da sie eine bessere Linearität, einen geringeren Versatz und eine größere Bandbreite ermöglicht [OSI11]. Der Photostrom kann dabei auf verschiedene Weisen erfasst werden:

1. Photoelement-Betrieb (Solarzelle) [Wiki11, Photodiode], [FirstSensor11]:
In dieser Betriebsart (siehe Quadrant 4 in Abb. 8.5: $U \geq 0, I \leq 0$) wird der durch das Licht erzeugte Photostrom über eine definierte Zeitspanne durch einen Kondensator aufintegriert, sodass die Kondensatorspannung proportional zur Lichtintensität ist. Dieses Verfahren findet beispielsweise Anwendung in CCD-Bildsensoren und eignet sich zur Erfassung kleinster Lichtmengen. In standardmäßig verfügbaren externen Abtastschaltungen, die oft in Computertomographen eingesetzt werden, besitzen die Integratorkapazitäten jedoch minimale Integrationszeiten von 50 ...

160 μs , [Analog10a], [TI11a]. Derartig lange Integrationszeiten eignen sich nicht zur Erfassung der hochfrequenten Intensitätsänderungen von SensMiLi.

2. Photodioden-Betrieb:

In dieser Betriebsart (siehe Quadrant 3 in Abb. 8.5: $U \leq 0, I \leq 0$) wird der kurzgeschlossene Strom der Photodiode in eine Spannung gewandelt und als solche gemessen.

2.1. Quasi-Kurzschluss (ohne Vorspannung: $U = 0$):

Wird die Photodiode in Durchflussrichtung im Kurzschluss betrieben, liefert sie einen über viele Größenordnungen linear von der Bestrahlungsstärke abhängigen Strom [Wiki11, Photodiode].

2.2. Betrieb im Sperrbereich (mit Vorspannung: $U \leq 0$)

Legt man an die Photodiode eine Vorspannung in Sperrrichtung an (engl.: reverse bias), dann fließt ein Sperrstrom der linear von der Lichtintensität abhängig ist. Durch diese Vorspannung verkleinert sich die Sperrschichtkapazität C_D der Photodiode, was einerseits ein schnelleres Reaktionsverhalten und eine bessere Linearität, andererseits jedoch auch einen höheren Dunkelstrom und höheres Rauschen verursacht [Wiki11, Photodiode], [OSI11].

Um eine möglichst schnelle Reaktionszeit der Photodiode zu erzielen, sollte diese für SensMiLi also im Sperrbereich (2.2.) betrieben werden.

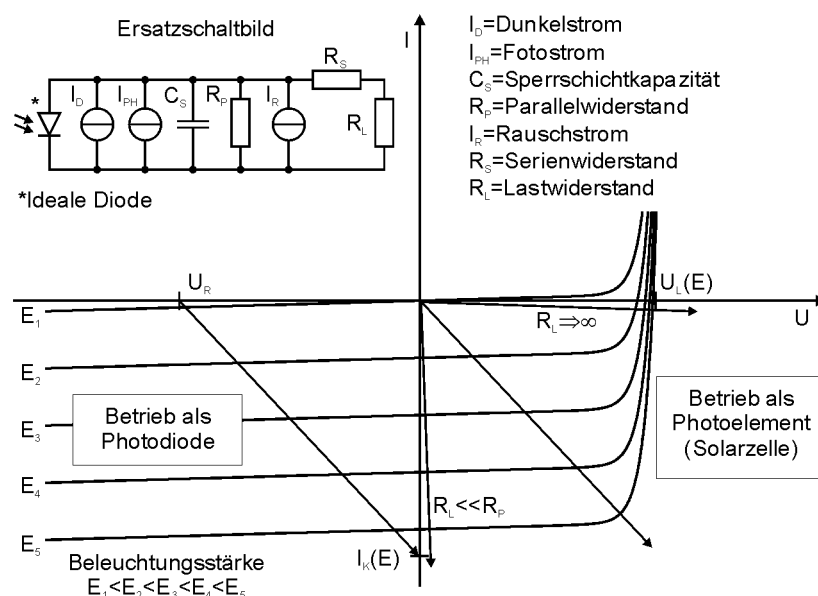


Abb. 8.5: Ersatzschaltbild und Kennlinie einer Photodiode, aus [Wiki11, Photodiode].

8.3 Signalfrequenz der Intensitäts- Änderungen

In der für SensMiLi gewählten 3^9 -Codierung besitzt die zyklische Positions-Codierung wie in Kapitel 5 gezeigt eine Periodenlänge von 11 Beugungsgittern die jeweils eine Breite von $5 \mu\text{m}$ besitzen. Damit muss eine Periodenlänge von mindestens $55 \mu\text{m}$ zurückgelegt werden, um eine Photodiode der Sensormatrix wiederholt mit maximaler Intensität zu beleuchten. Das bedeutet, dass ein Beugungsfleck über eine Verfahrstrecke von $55 \mu\text{m}$ sichtbar bleibt und während dessen seine Intensität von minimal über maximal zurück zu minimal ändert. Bei einer in Tab. 1.2 vorausgesetzten Maximalgeschwindigkeit von $3,5 \text{ m/s}$ wird die Periodenlänge von $55 \mu\text{m}$ in ca. $15,71 \mu\text{s}$ zurückgelegt. Das entspricht einer Signalfrequenz von ca. $63,65 \text{ kHz}$.

9 **Elektronik**

Die Realisierung von Sensormatrix und Auswerteelektronik ist grundsätzlich auf zwei verschiedene Arten denkbar: Der Verwendung diskreter standardmäßig verfügbarer Bauelemente oder der vollständigen Integration aller Funktionselemente in einen ASIC (Application Specific Integrated Circuit). Diese beiden Möglichkeiten werden im Folgenden beschrieben. Dabei liegt der Schwerpunkt auf der Beschreibung der Auswerteelektronik aus diskreten Bauelementen, da es auf diese Weise möglich ist die gesamte Signallaufzeit bis zur Positionswertausgabe abschätzend zu berechnen ohne das Elektroniksystem selbst aufbauen zu müssen.

Die Auswerteelektronik bildet den Informationsverarbeitenden Teil des optoelektronischen System. Sie besteht aus der Wandlerelektronik, welche die analogen Signale der Sensormatrix in digitale Signale umwandelt und der Rechenelektronik, die aus den digitalen Signalen den Positionswert berechnet (siehe Abb. 9.1). Diese Teilsysteme werden in diesem Kapitel beschrieben und ausgelegt, um zu untersuchen, ob ein elektronisches System realisiert werden könnte, dass die Anforderungen von SensMiLi bzgl. Integrationsfähigkeit und Signalverarbeitungszeit erfüllen könnte.

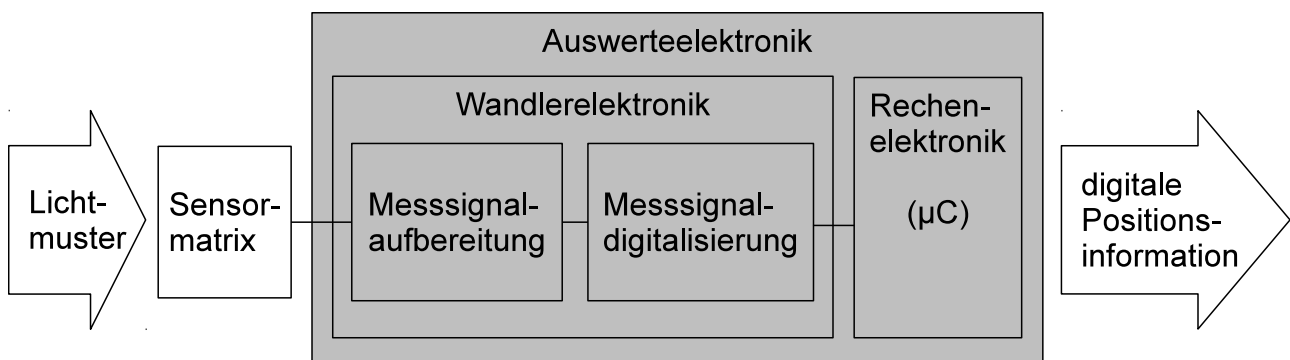


Abb. 9.1: Auswerteelektronik im optoelektronischen System.

9.1 Wandlerelektronik

Die Wandlerelektronik besteht aus der Messsignalaufbereitung und der Messsignaldigitalisierung (siehe Abb. 9.2). Die Messsignalaufbereitung erfüllt die Aufgabe den Strom der in Sperrichtung betriebenen Photodiode (siehe Abschnitt 8.2) in eine Spannung zu wandeln. Diese wird anschließend in der Messsignaldigitalisierung erfasst und in einen digitalen Spannungspegel gewandelt. Die beiden Funktionsblöcke der Wandlerelektronik werden nun im Folgenden näher beschrieben.

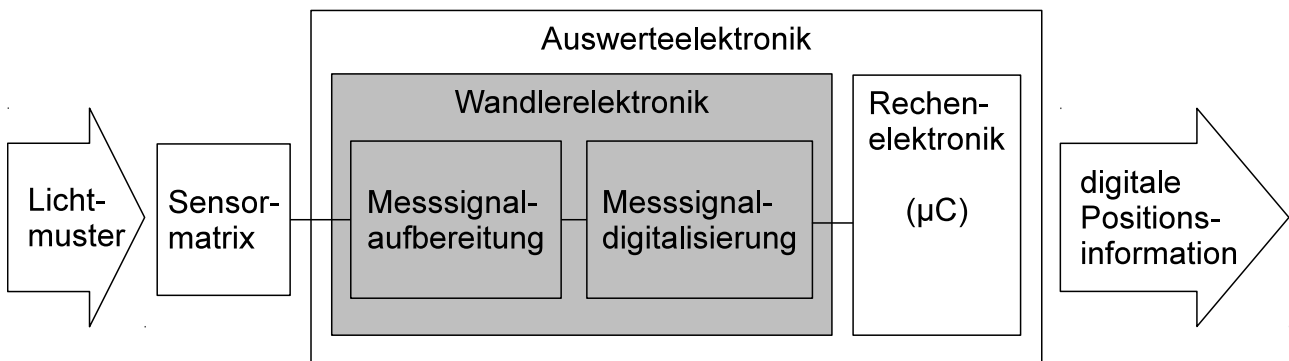


Abb. 9.2: Wandlerelektronik im optoelektronischen System.

9.1.1 Messsignalaufbereitung

Zur Umwandlung des Photostroms in eine Mess-Spannung gibt es grundsätzlich zwei Möglichkeiten: Entweder die Verwendung eines einfachen Widerstandes, oder die Verwendung eines Transimpedanzverstärkers. Welche dieser beiden Alternativen für SensMiLi am geeignetsten ist, wird im Folgenden theoretisch betrachtet.

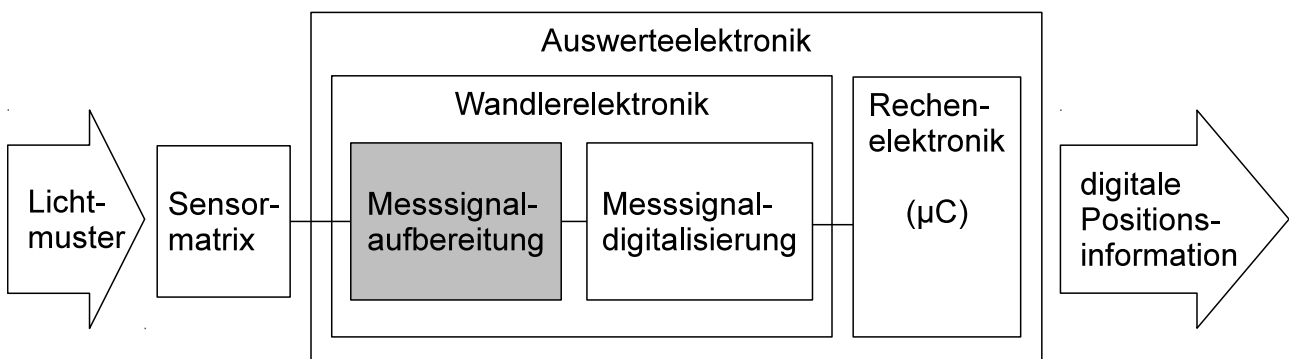


Abb. 9.3: Messsignalaufbereitung im optoelektronischen System.

9.1.1.1 Widerstand

Die einfachste Möglichkeit den Sperrstrom zu messen besteht darin, den Spannungsabfall U_{aus} an einem hochohmigen Widerstand zu messen (siehe Abb. 9.4), sodass gilt:

$$U_{aus} = R \cdot I_{ph} \quad (9.1)$$

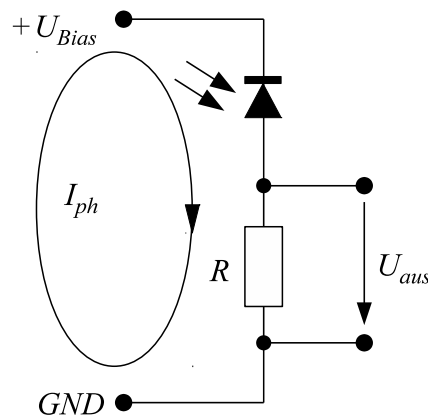


Abb. 9.4: Wandlung des Sperrstroms I_{ph} einer Photodiode in eine Messspannung U_{aus} an einem Widerstand R , nach [Mayer09].

Zur hochauflösenden Auswertung mittels üblicher Analog-Digital-Wandler, sollte U_{aus} im Bereich von ca. 5 V liegen. Bei dem zuvor berechneten Photostrom von ca. 13,5 μA ergibt sich der erforderliche Widerstand zu:

$$R = \frac{5 \text{ V}}{13,5 \mu\text{A}} \approx 370 \text{ k}\Omega \quad (9.2)$$

3 dB-Frequenz mit Widerstand

Durch die interne Kapazität C_D der Photodiode ergibt sich zusammen mit dem Widerstand ein RC-Tiefpassverhalten, für dessen 3 dB-Frequenz f_{3dB} , d.h. für dessen Frequenz, bei der die Amplitude einer Sinusschwingung auf das $1/\sqrt{2}$ -fache abgeschwächt wird, gilt:

$$f_{3dB} = \frac{1}{2\pi \cdot C_D \cdot R} \quad (9.3)$$

Dies führt bei $R = 370 \text{ k}\Omega$ und der beispielhaft gewählten Photodiode PS0.25-5 [Silicon-Sensor10] mit einer Kapazität $C_D = 6 \text{ pF}$ zu $f_{3dB} \approx 71,7 \text{ kHz}$. Diese Frequenz liegt noch oberhalb der Grenze der bei SensMiLi maximal erwarteten Signalfrequenz von 51 kHz. Sollte U_{aus} jedoch zur besseren Auflösbarkeit im Bereich von 10 V liegen müssen, dann

wäre $f_{3dB} \approx 35,8$ kHz und damit bereits zu niedrig.

Thermisches Rauschen des Widerstands

Weiterhin muss bei dem Signalabgriff an einem einfachen Widerstand dessen thermisches Rauschverhalten berücksichtigt werden. Dieses verursacht einen Rauschstrom, der sich dem Photostrom überlagert und sich nach [Mancini02] berechnet zu:

$$i_n = \sqrt{\frac{4 k_B \cdot T \cdot \Delta f}{R}} \quad (9.4)$$

Hierbei ist k_B die Boltzmannkonstante, T die Temperatur in Kelvin und Δf die Bandbreite in Hz des betrachteten Rauschens. Für eine maximale Motortemperatur von $80 \text{ °C} = 353,15 \text{ °K}$ und eine der Signalfrequenz entsprechende Rauschbandbreite von 51 kHz ergibt sich der Rauschstrom zu:

$$i_n = \sqrt{\frac{4 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K} \cdot 353,15 \text{ K} \cdot 51000 \text{ Hz}}{370000 \text{ } \Omega}} \approx 51,8 \text{ pA} = 0,0000518 \text{ } \mu\text{A} \quad (9.5)$$

Verglichen mit dem erwarteten Photostrom von $13,5 \text{ } \mu\text{A}$ sollte dieser Rauschstrom keine signifikante Auswirkung auf das Messergebnis haben.

Spannungseinbruch am Widerstand

Bei der Weiterverarbeitung bzw. der Digitalisierung der an dem Widerstand gemessenen Spannung muss neben der 3 dB-Frequenz und dem Rauschen noch ein weiteres wichtiges Problem betrachtet werden: Der Spannungseinbruch am Widerstand, der sich ereignen würde, wenn die Kapazität C_{SH} der Abtast-Halte-Schaltung im Analog-Digital-Wandler geladen wird, um den Spannungswert einzulesen (siehe Abb. 9.5). Die Einlesezeit ist derart kurz, dass sie lange beendet wäre bevor die Spannung ihren vollen Wert wieder erreicht hätte. Ein falsch eingelesener Spannungswert wäre die Folge.

Um dies zu vermeiden, muss einem Analog-Digital-Wandler das Eingangssignal von einem Operationsverstärker zur Verfügung gestellt werden, der die Last der Abtast-Halte-Schaltung besser treiben kann. Gemäß [T11e] reicht dieser allein jedoch nicht aus, sondern kann während der Abtastung nur 5 % der Spannungsversorgung bereitstellen. Die restlichen 95 % sollten von einem Kondensator C_{FLT} geliefert werden, der wie in Abb. 9.5 gezeigt zwischengeschaltet wird und somit als Puffer zur Dämpfung des Spannungssprungs beim Laden der Abtast-Halte-Kapazität C_{SH} dient. C_{FLT} muss derart dimensioniert

und der Operationsverstärker derart leistungsfähig sein, dass der Spannungseinbruch während der Abtastung kleiner als $\frac{1}{2}$ LSB (least significant bit) der Wandlerauflösung gehalten werden kann. Anderenfalls würden Messfehler entstehen.

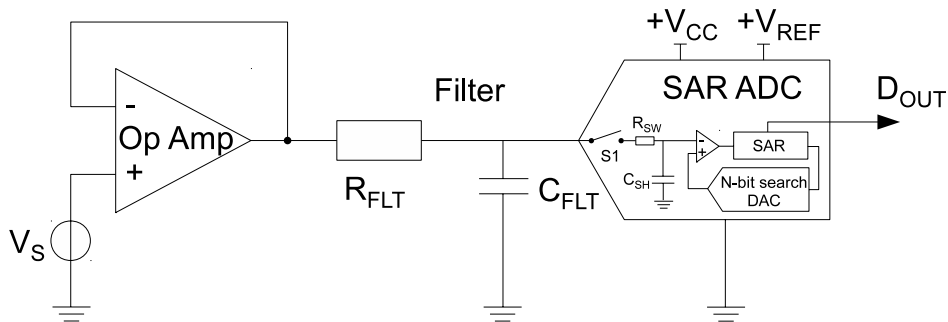


Abb. 9.5: Modell der Messsignalaufbereitung mit Operationsverstärker und Filter, nach [T111e].

9.1.1.2 Transimpedanzverstärker

Wie oben gezeigt ist zur Bereitstellung des Mess-Signals der Photodiode ein Operationsverstärker mit Filter erforderlich, der wegen seiner Funktion auch als Transimpedanzwandler bezeichnet wird. Zur Umwandlung des Photostroms in eine Messspannung wird die mit $-U_{Bias}$ in Sperrichtung vorgespannte Photodiode an den invertierenden Eingang dieses Verstärkers angeschlossen (siehe Abb. 9.6). Dieser ist mit einem Ohmschen Widerstand R_F gegengekoppelt, sodass der Verstärker die Differenzspannung zwischen invertierendem und geerdetem, nichtinvertierendem Eingang stets auf Null ausregelt. Dadurch wird der invertierende Eingang ebenfalls - virtuell - geerdet.

Der Widerstand R_F in der Rückkopplung bewirkt, dass der Verstärker ein größeres Signal rückkoppeln muss als das, welches am Eingang anliegt. Ohne Berücksichtigung von C_F ist das Ausgangssignal U_{aus} , bis auf das Vorzeichen, identisch mit dem, das an einem einfachen Widerstand nach Gl. (9.2) abfällt:

$$U_{aus} = -R_F \cdot I_{ph} \quad (9.6)$$

Im Gegensatz zur Auswertung an einem einfachen Widerstand erreicht man mit einem Transimpedanzverstärker jedoch eine höhere 3 dB-Frequenz, die sich nach [T105] berechnet zu:

$$f_{3\text{dB}, \text{max}} = \sqrt{\frac{GBP}{2\pi R_F (C_D + C_F + C_{in})}} \quad (9.7)$$

Hierbei ist GBP die Abkürzung für das „Gain Bandwidth Product“, die dem jeweiligen Datenblatt des Operationsverstärkers zu entnehmen ist. C_D ist die Sperrschichtkapazität der Photodiode, C_{IN} die Eingangskapazität des Operationsverstärkers und C_F eine Kapazität, die parallel zum Widerstand R_F geschaltet ist und für die Stabilität des gegengekoppelten Operationsverstärkers notwendig ist [Tietze10].

Bei der exemplarischen Verwendung des Operationsverstärkers OPA4140 [TI10] und einer abgeschätzten Rückkopplungskapazität C_F von 2,4 pF ergibt sich die 3 db-Frequenz zu:

$$f_{3\text{dB}, \text{max}} = \sqrt{\frac{11 \cdot 10^6 \text{ Hz}}{2\pi \cdot 370\,000 \, \Omega (6 \cdot 10^{-12} \text{ F} + 2,4 \cdot 10^{-12} \text{ F} + 7 \cdot 10^{-12} \text{ F})}} \approx 554,3 \text{ kHz} \quad (9.8)$$

Diese liegt deutlich über der erwarteten Signalfrequenz von 51 kHz, sodass der Transimpedanzverstärker in dieser Hinsicht auf jeden Fall ausreichend Sicherheit bieten würde.

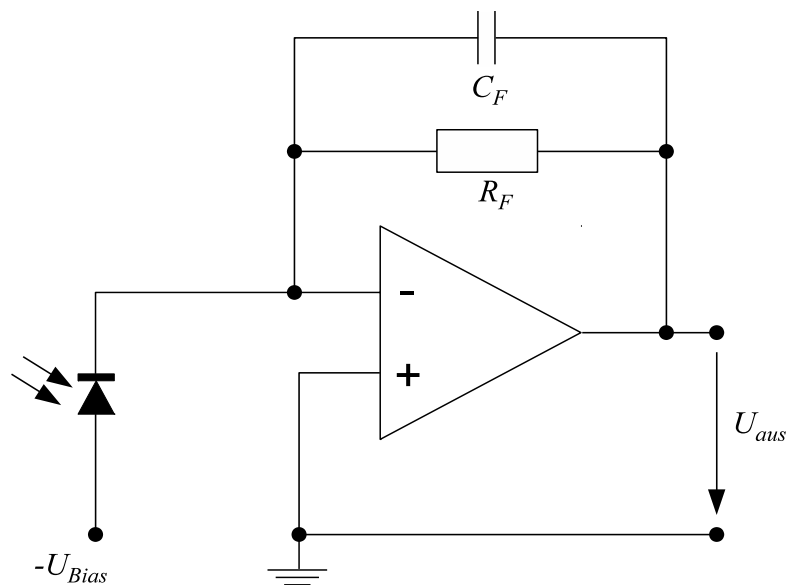


Abb. 9.6: Transimpedanzverstärker zur Wandlung des Sperrstroms der Photodiode in eine Messspannung U_{aus} , nach [Peters08].

Bei der Auswahl eines Operationsverstärkers sollten u.a. folgende Eigenschaften berücksichtigt werden:

- Geringe Kosten.
- Geringe Größe, besonders falls zur parallelen Wandlung 33 Verstärkerkanäle benötigt werden.
- Schnelle Anstiegsrate (engl.: slew rate) zur Minimierung der Abtastzeit.
- Geringes Rauschen, damit auch kleine Photosröme noch fehlerarm gewandelt werden können.

Im Hinblick auf diese Kriterien ließen sich beispielsweise die in Tab. 9.1 aufgelisteten Typen verwenden.

Bezeichnung	ADA4000-4	OPA4140	OPA657
Hersteller	Analog Dev.	Texas Inst.	Texas Inst.
Preis/Stück bei 1k [\$]	2,22	4,75	6,05
Kanäle	4	4	1
Maße/Stück [mm²]	32	29,4	8,12
Anstiegsrate [V/μs]	20	20	700
Rauschen [nV/√Hz]	16	5,1	4,8

Tab. 9.1: Exemplarische Operationsverstärker-Typen für den Einsatz als Transimpedanz-Verstärker.[Analog09a], [T110], [T111d]

Fazit

Die theoretischen Betrachtungen zeigen, dass ein Transimpedanzverstärker bei der Signalerfassung mehr Sicherheit bieten würde. Im Gegensatz zu einem einfachen Widerstand stellen Operationsverstärker jedoch auch einen signifikanten Bauraum- und Kostenfaktor dar. Abhängig von dem tatsächlichen Photostrom und dem tatsächlich benötigten Verstärkungsfaktor kann die Notwendigkeit eines Transimpedanzverstärkers daher letztendlich erst bei der Umsetzung des Gesamtsystems entschieden werden.

9.1.2 Messsignaldigitalisierung

Die Messspannung aus der vorangegangenen Messsignalaufbereitung muss nun als nächstes digitalisiert werden, um der Berechnungs-Elektronik zur Decodierung des Positi-

onssignals zur Verfügung gestellt werden zu können (siehe auch Abb. 9.7). Hierzu ist grundsätzlich eine serielle oder eine parallele Signalerfassung denkbar, deren Eignung im Folgenden bewertet wird.

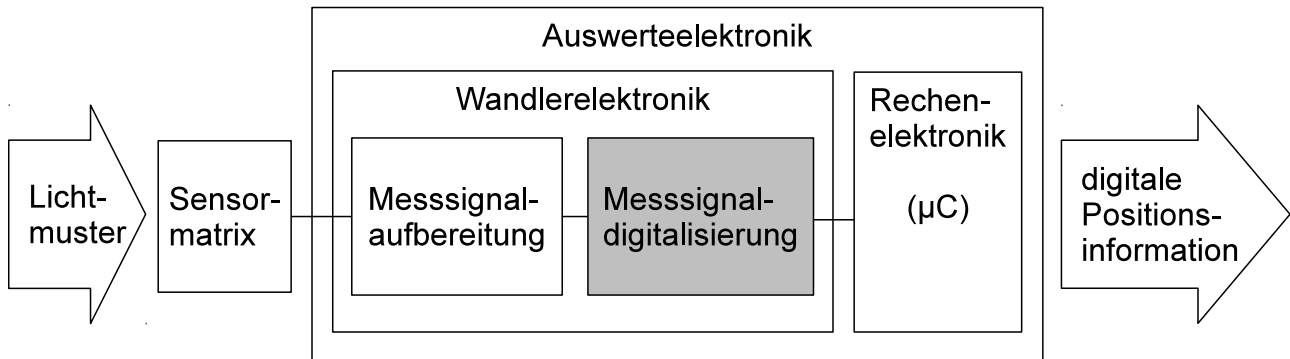


Abb. 9.7: Messsignaldigitalisierung im optoelektronischen System.

a) Serielle Digitalisierung

Bei der zeitlich seriellen Erfassung der Intensitätsänderungen ist zu beachten, dass sich das Beugungsmuster auf den Photodioden kontinuierlich ändert. Dadurch entsteht beim sukzessiven Einlesen der Photodiodensignale ein fehlerbehafteter Datensatz, der von einem momentanen Zustand des Beugungsmusters abweicht. Bei einer Maximalgeschwindigkeit des Lineardirektantriebs von 3,5 m/s legt dieser eine Distanz von 1 µm, die im Bereich der bei dieser Geschwindigkeit angestrebten Auflösung liegt, in ca. 286 ns zurück. Um den Fehler der Positionsmessung auf 1 µm zu beschränken, müssten alle Photodioden in dieser Zeit abgetastet werden. Bei 33 Photodioden ergäbe dies eine Abtastrate (engl.: samples per second, SPS) von:

$$f_{\text{tast}} > \frac{1}{286 \cdot 10^{-9} \text{ s}} \cdot 33 \approx 115 \text{ MSPS} \quad (9.9)$$

Diese ist mit vertretbarem Aufwand nicht mehr realisierbar.

Um die Abtastrate zu senken, ist es prinzipiell möglich, ausgehend von der Intensität einer Photodiode zum Abtastzeitpunkt zurückzurechnen, welche Intensität sie zu dem Zeitpunkt gehabt haben muss, als die erste Photodiode abgetastet worden ist. Dazu muss die gesamte Abtastfrequenz kürzer sein als das Doppelte der Signalfrequenz, also > 102 kHz im gewählten Beispiel. Anders ausgedrückt darf ein Beugungsfleck während des Abtastintervalls in einer Photodioden-Zeile seine Intensität zwischen minimalem und maximalem

Wert ändern, nicht aber seine Position. Die Intensitäten können dann durch die Kenntnis ihrer diskreten gaußförmigen Relation zueinander rekonstruiert werden, sodass die Intensitätswerte der Photodioden zu einem einzigen virtuellen Abtastzeitpunkt berechnet werden könnten.

Bei einer ersten Überlegung könnte eine Kette aus einem Analogschalter mit ≥ 33 Eingängen, einem Transimpedanzverstärker (Messsignalaufbereitung), einem Abtast-Halte-Glied und einem Analog-Digital-Konverter (Messsignaldigitalisierung) als die einfachste Möglichkeit erscheinen. Jedoch benötigt der Analogschalter, der z.B. aus fünf 8-kanaligen ADG714 [Analog02] aufgebaut werden könnte, zur sequenziellen Adressierung der nacheinander zu betätigenden Schalter zu viel Zeit.

Eine deutlich schnellere Wandlerelektronik ließe sich beispielsweise durch das Anschließen der 33 Photodioden an 9 4-kanalige Transimpedanzverstärker ADA4000-4 (siehe auch Tab. 9.1) erreichen, die ihrerseits wiederum an 6 6-kanalige Analog-Digital-Wandler AD7266 [Analog11a] angeschlossen sind (Tab. 9.2). Die 6 AD7266 würden derart in einer Kette (engl.: daisy chain) miteinander verschaltet, dass alle 33 Eingangssignale nacheinander erfasst und digitalisiert werden könnten. Bei einer Durchsatzrate von 500 ns pro Signal (siehe auch Tab. 9.2) ergäbe sich damit eine Wandlungs-Zeit von $33 \cdot 500 \text{ ns} = 16,5 \mu\text{s}$.

Die 9 + 6 Hauptkomponenten dieser Schaltung wären derzeit für einen Listenpreis von 45,78 \$ erhältlich.

Funktion	Transimpedanz-Verst.	ADC	Summe	Einheit
Bezeichnung	ADA4000-4	AD7266		
Preis/Stück bei 1k	2,22	4,30		\$
Stück benötigt	9	6	15	
Preis Gesamt	19,98	25,80	45,78	\$
Maße/Stück	32	25		mm²
Maße Gesamt	288	150	438	mm²
Abtastzeit		100	100	ns
Durchsatzrate		500	500	ns
Anstiegsrate	20			V/μs

Tab. 9.2: Exemplarische Bauteile der Firma Analog Devices für serielle Erfassung und Digitalisierung der Photodiodensignale, [Analog09a], [Analog10a].

Der Vorteil beim seriellen Auslesen liegt in der Verwendbarkeit einfacherer und kostengünstigerer elektronischer Bauelemente, als solcher, die beim parallelen Auslesen verwendet werden müssten (siehe nächster Abschnitt).

Auf Grund der softwaretechnisch zu korrigierenden Verzögerungszeiten beim Auslesen der Photodioden und der zahlreichen Einflussfaktoren auf die Messgenauigkeit, bleibt jedoch praktisch zu überprüfen, ob die hier gewählte Dimensionierung der Schaltung ausreichend ist, oder ob eine deutlich schnellere Abtastung nötig wäre, um die verlangte Genauigkeit der Positionsmessung zu erreichen.

b) Parallele Digitalisierung

Die parallele Digitalisierung aller 33 Photodiodensignale ermöglicht prinzipiell eine genauere Auswertung und ist weniger zeitkritisch, da die Photoströme aller Photodioden zum gleichen Zeitpunkt digitalisiert werden.

Ein standardmäßig verfügbarer ADC, der diese Aufgabe erfüllen könnte, ist beispielsweise der ADS8528 der Firma Texas Instruments [T111c]. Er besitzt 8 bipolare Eingangskanäle, über die 8 Eingangssignale gleichzeitig erfasst werden können (siehe auch Tab. 9.2).

Einfache Widerstände an Stelle der Transimpedanzverstärker am Eingang kommen für den ADC ADS8528 gemäß der Angaben in seinem Datenblatt [T111c] nur unter der folgenden Bedingung in Frage:

$$R_{source} < \frac{t_{acq}}{C_s \cdot \ln(2) \cdot (n+1)} - (R_{ser} + R_{sw}) = 2,7k\Omega \quad (9.10)$$

wobei:

R_{source}	Widerstand der Signalquelle	
t_{acq}	= 280 ns	Abtastzeit
n	= 12	Auflösung des ADC
C_s	= 10 pF	Abtast-Kondensator
R_{ser}	= 200 Ω	Eingangswiderstand
R_{sw}	= 130 Ω	Schaltwiderstand

Da der in Gl. (9.2) berechnete Widerstand von 370 k Ω auf Grund des verlangten Verstärkungsfaktors deutlich größer ist als der für R_{source} zulässige Wert von 2,7 k Ω , kann diese einfache Lösung hier nicht angewendet werden. Stattdessen muss ein Transimpedanzverstärker eingesetzt werden, für den beispielsweise der OPA4140 [T110] mit 4 Ein- und Ausgangskanälen in Frage kommen würde (siehe Tab.9.3). 9 dieser Verstärker könnten dann die 5 8-kanaligen ADCs bedienen, sodass die 33 Photodiodensignale parallel innerhalb einer Abtastzeit von 280 ns erfasst und mit einer Durchsatzrate von 1,54 μ s (650 kSPS) digitalisiert werden könnten. In Abb. 9.8 ist dieses Wandlersystem schematisch dargestellt. Auf der linken Seite befinden sich 9 OPA4140 deren 4 Ausgänge jeweils mit 4 bipolaren Eingängen der 5 Analog-Digital-Wandler ADS8528 verbunden werden würden.

Funktion	Transimpedanz-Verst.	ADC	Summe	Einheit
Bezeichnung	OPA4140	ADS8528		
Preis/Stück bei 1k	4,75	9,50		\$
Stück benötigt	9	5	14	
Preis Gesamt	42,75	47,50	90,25	\$
Maße/Stück	29,4	81		mm²
Maße Gesamt	264,6	405	669,6	mm²
Abtastzeit		280	280	ns
Durchsatzrate		1538	1538	ns
Anstiegsrate	20			V/μs

Tab. 9.3: Exemplarische Bauteile der Firma Texas Instruments für parallele Erfassung und Digitalisierung der Photodiodensignale, [T110], [T111c].

Fazit

Dieses parallele Wandlersystem aus seinen 9 + 5 Hauptkomponenten ist zwar mit einem derzeitigen Listenpreis von 90,25 \$ deutlich teurer als ein serielles Wandlersystem, ermöglicht jedoch eine deutlich schnellere und daher genauere Erfassung aller Signale als dies bei einer seriellen Digitalisierung möglich wäre.

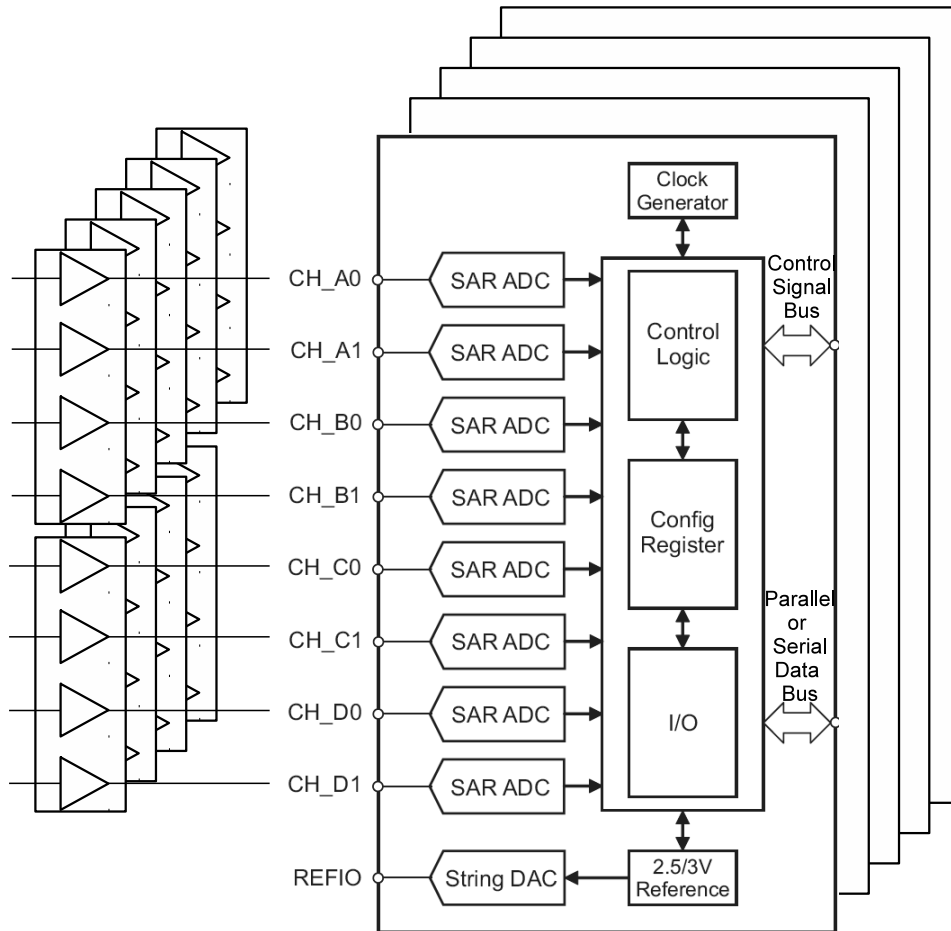


Abb. 9.8: Schematische Darstellung einer parallelen Wandlerelektronik.
*Links: 9 Transimpedanzverstärker OPA4140 [T110].
Rechts: 5 ADC ADS8528 [T111c].
Zur besseren Übersichtlichkeit sind die Ein- und Ausgangskanäle der Transimpedanzverstärker nur für die ersten beiden eingezeichnet.*

9.2 Rechenelektronik

Die Rechenelektronik liest die von der Auswerteelektronik zur Verfügung gestellten, digitalisierten Informationen über das Lichtmuster auf der Sensormatrix ein und berechnet daraus die digitale Positionsinformation (siehe Abb. 9.9).

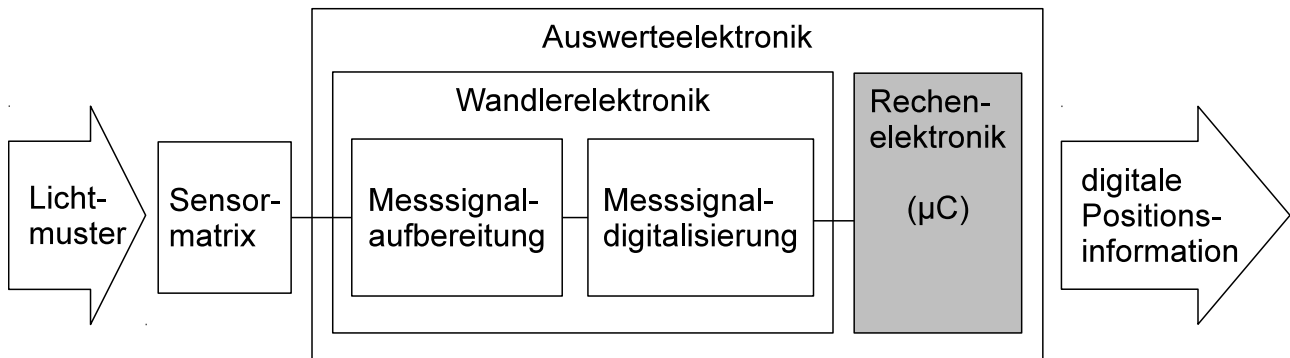


Abb. 9.9: Rechenelektronik im optoelektronischen System.

9.2.1 Vorgehensweise

Um mit möglichst geringem Aufwand herauszufinden, welche Art von Microcontroller zur Erfüllung der Anforderung an die Rechenzeit benötigt wird, wird der Ablauf des Algorithmus nicht auf einem realen Microcontroller getestet, sondern in der Software-Entwicklungsumgebung des jeweiligen Microcontroller-Herstellers unter Zugrundelegung eines flexibel einstellbaren Microcontrollers simuliert.

Unter der Annahme, dass die Digitalisierung der Diodensignale und ihre Auswertung im Microcontroller, um einen Zyklus versetzt, parallel geschehen kann, steht für die Auswertung gemäß den Anforderungen an SensMiLi aus Kapitel 1.1 eine Rechenzeit von maximal 300 µs zur Verfügung. Ist der Zyklusversatz zwischen der Digitalisierung der Signale und der Berechnung der aus ihnen resultierenden Positionsinformation nicht gewollt, so muss die Wandlerzeit von minimal 1,538 µs bei paralleler Wandlung bzw. 16,5 µs bei serieller Wandlung und die in einer ähnlichen Größenordnung liegende Datenübertragungszeit zwischen Wandler- und Rechenelektronik noch von den 300 µs abgezogen werden.

Zur Abschätzung der Rechenzeit des Auswerteargorithmus wird der in Kapitel 5.4 beschriebene Algorithmus zur Simulation des gesamten Wegmess-Systems herangezogen. Von diesem wird nur derjenige Teil genutzt, der zur Auswertung der Diodensignale

dient. Die Diodensignale werden dabei entsprechend einer exemplarischen Position als konstante Werte vorgegeben.

Der in Matlab geschriebene Auswertalgorithmus wird mit der Matlab-Coder Toolbox in C-Quelltext umgewandelt. Hierbei können bereits bei der Quelltext-Erzeugung im Matlab-Coder Zielplattform-spezifische Einstellungen getroffen werden, die sowohl die Wahl des Herstellers und des Gerätetyps als auch Definitionen bzgl. der verschiedenen Zahlenformate erlauben. Dieser C-Quelltext wird in der Software-Entwicklungsumgebung des Microcontrollers automatisch in Assembler-Quelltext umgewandelt. Die Anzahl der Prozessorzyklen, die von dem Microcontroller zur Abarbeitung des Assembler-Quelltextes benötigt werden würden, kann anschließend mit Hilfe des Simulators berechnet werden. Die Verrechnung der Prozessorzyklen mit der vom Microcontroller realisierbaren Taktfrequenz ergibt dann schließlich die gesuchte Rechenzeit.

9.2.2 Hinweise zu Interpretation der Simulationsergebnisse

Bei der Interpretation der Simulationsergebnisse ist zu beachten, dass die ermittelte Rechenzeit länger sein wird als jene, die im Allgemeinen auf einem realen Microcontroller und im Speziellen mit einem auf diesen optimierten Quelltext erreichbar ist. Diese beiden Sachverhalte werden im Folgenden näher beschrieben:

Die Rechenzeit bzw. die Anzahl der ermittelten Prozessorzyklen ist in der Simulation bzw. im Debug-Modus einerseits immer langsamer als in der Realität, da der Debug-Modus zusätzlichen Aufwand erfordert, um das Programm jederzeit unterbrechen und z.B. Register abfragen zu können. Andererseits ist der Quelltext im Debug-Modus durch den Compiler noch nicht für eine möglichst effiziente Abarbeitung optimiert. Bei einer Optimierung können Befehlsreihenfolgen und Speicherzuweisungen derart verändert werden, dass dem Microcontroller eine schnellere Bearbeitungszeit möglich wird. Würde dies bereits im Debug-Modus vollzogen, dann wäre die Syntax des Quelltextes nicht mehr gut nachvollziehbar.

Die Rechenzeit kann durch die Optimierung des Quelltextes noch weiter verkürzt werden. Im Folgenden sind einige Möglichkeiten hierzu aufgezeigt:

- Würden die Selektion und Sortierung der Diodensignale vor den mit ihnen durchgeführten Rechenoperationen stattfinden, dann könnten sie längere Zeit einfacher als Ganzzahlen gehandhabt werden.
- Bei der Berechnung des Dezimalwertes des Codewortes wird mehrmals in gleicher Weise die Exponentialfunktion zur Basis des verwendeten Zahlensystems verwendet. Z.B. $1021_{\text{(ternär)}} = 1 \cdot 3^3 + 0 \cdot 3^2 + 2 \cdot 3^1 + 1 \cdot 3^0 = 34_{\text{(dezimal)}}$. Wie die spätere Simulation zeigen wird, benötigt diese jedes Mal etwa 900 Prozessorzyklen. Da die rechten Faktoren der Produkte immer die selben sind, sollten diese als Konstanten geschrieben werden, um keinen unnötigen Rechenaufwand zu verursachen. Z.B. $1021_{\text{(ternär)}} = 1 \cdot 27 + 0 \cdot 9 + 2 \cdot 3 + 1 \cdot 1 = 34_{\text{(dezimal)}}$. Ursprünglich wurde der Algorithmus mit den Exponentialfunktionen geschrieben, um ihn parametrisch zu halten, d.h. leicht auf andere Zahlensysteme portieren zu können. Die parametrische Schreibweise ist jedoch für eine Laufzeitoptimierung generell nicht sinnvoll.
- Für die modulo-Operation wurde vom Matlab-Coder eine eigene C-Funktion angelegt. Da ihr jedoch nur ganzzahlige Werte übergeben werden, könnte sie wahrscheinlich schneller durch den in C definierten modulo-Operator „%“ ausgeführt werden.
- Zur Berechnung der gaußförmigen Regressionskurve wird die Berechnung des natürlichen Logarithmus benötigt. Bei der ternären Codierung ist dies beispielsweise 11 Mal erforderlich. Wie die spätere Simulation zeigen wird, werden dafür insgesamt ca. 6 500 Prozessorzyklen benötigt. Durch eine geschicktere Umsetzung des Logarithmus z.B. nach [Crenshaw00] oder durch den BKM-Algorithmus [Wiki, BKM-Algorithmus] und die Reduktion seiner Näherung auf die erforderliche Genauigkeit, könnte dieser Aufwand evtl. reduziert werden.
- Die Korrekturfaktoren, die verwendet werden, um den Einfluss des Auftreffortes eines Beugungsflecks auf seine Intensität zu korrigieren, weisen eine Symmetrie auf, mit deren Hilfe die Korrekturmatrix auf die Hälfte ihrer Größe reduziert werden könnte. Dadurch könnten auch die damit zusammenhängenden Rechenoperationen reduziert werden.
- Falls der Microcontroller keine Floating Point Unit besitzt, stellt eine besonders effektive Optimierungsmöglichkeit erfahrungsgemäß die Übersetzung aller Fließkommazahlen auf Ganzzahlen dar, sodass die Rechenoperationen mit diesem Datentyp deutlich schneller ausgeführt werden können. Die Skalierung der Fließ-

kommazahlen sollte dabei so erfolgen, dass der Wertebereich des resultierenden Ganzzahl-Typs (z.B. 8, 16 oder 32 Bit) optimal ausgeschöpft werden kann. Rechenoperationen mit den Ganzzahlen ergeben dann wieder (gerundete) Ganzzahlen. Erst zum Schluss wird das Ergebnis auf die Fließkommazahl zurück gerechnet. Auf diese Weise ist also eine Floating Point Unit nicht unbedingt erforderlich, um genügend kurze Rechenzeiten zu erzielen, sodass die Kosten für den Microcontroller deutlich reduziert werden können.

9.2.3 Simulation mit Microcontroller von Atmel und AVR-Studio

Zunächst wird die Rechenzeit des Algorithmus auf der Basis eines Microcontrollers ohne Floating Point Unit untersucht, um herauszufinden, ob diese für eine ausreichend kurze Rechenzeit erforderlich ist. Hierzu wird das Rechenverhalten des AVR AT32UC3A0512 [Atmel11] der Firma Atmel mit der Software-Entwicklungsumgebung AVR Studio (Version 5) im Simulationsmodus nachgebildet. Im Folgenden sind einige Eckdaten des AT32UC3A0512 aufgeführt:

Flash Speicher:	128 kB
RAM:	32 kB
CPU:	32 Bit
Taktrate:	bis zu 66 MHz
Preis:	6,30 US Dollar/ 1000 Stück
Gehäuse:	minimal: 11x11x0,8 mm

In der Simulation werden mit diesem Microcontroller 105 639 Zyklen benötigt. Bei einer maximalen Taktrate von 66 MHz ergibt sich daraus eine Rechenzeit von 1,6 ms. Verglichen mit der maximal zulässigen Rechenzeit von 300 μ s ist die simulierte also um den Faktor 5,33 zu lang. Auf dem realen Microcontroller und mit optimiertem Quelltext (siehe Hinweise zur Interpretation der Simulationsergebnisse) könnte dieser Faktor erfahrungsgemäß wahrscheinlich kompensiert werden. Um eine sichere Aussage über die ausreichend kurze Berechnungszeit des Algorithmus zu erhalten, wird dieser als nächstes jedoch noch auf einem Microcontroller mit Floating Point Unit simuliert.

9.2.4 Simulation mit Microcontroller von Texas Instruments und Code Composer Studio

Da die zuvor verwendete Entwicklungsumgebung, AVR Studio, die neuen Microcontroller der AVR-Reihe wie den AT32UC3C2512C, die eine Floating Point Unit besitzen, noch nicht unterstützt, wird stattdessen der Microcontroller TMS320F2833x [TI11] von der Firma Texas Instruments in der Simulation getestet, mit dem bei Festo bereits Erfahrungen gesammelt wurden. Im Folgenden sind einige Eckdaten des TMS320F2833x aufgeführt:

Flash Speicher:	bis zu 512 kB (je nach Kennziffer „x“)
RAM:	68 kB
CPU:	32 Bit
Taktrate:	bis zu 150 MHz
Preis:	15 ... 20 US Dollar/ 1000 Stück
Gehäuse:	minimal: 12x12x0,9 mm

In der Software-Entwicklungsumgebung von Texas Instruments, dem Code Composer Studio (Version 3.3.80.11), wird mit Hilfe der Code Generator Tools (Version 5.2) und des Moduls „Profiler“ simuliert wie viele Prozessorzyklen der Auswertalgorithmus auf dem oben genannten Microcontroller benötigen würde. Das Ergebnis von 26 000 Zyklen führt unter der Annahme der Taktfrequenz von 150 MHz zu einer Rechenzeit von ca. 173 μ s. Im Vergleich zu den maximal erlaubten 300 μ s und unter Berücksichtigung der oben genannten Hinweise zur Interpretation der Simulationsergebnisse zeigt diese simulierte Rechenzeit, dass der Auswertalgorithmus in mehr als ausreichend kurzer Zeit von einem Microcontroller abgearbeitet werden kann.

10 Maßstab

Der Maßstab für SensMiLi muss derart konzipiert werden, dass er auf der Kolbenstange eines Miniatur-Linearmotors aufgebracht werden kann. Die Kolbenstange besteht üblicherweise aus dem Edelstahl X5CrNi18-10 und besitzt in einem ansonsten runden Profil zwei sich gegenüberliegende flache Seiten (siehe Abb. 10.1 oben links). Eine Führung, z.B. eine Kugelumlaufführung, müsste die Kolbenstange führen, um ein präzises Verfahren zu ermöglichen.

Da der Miniatur-Linearmotor zum Zeitpunkt der Arbeit noch nicht existierte, wurden die Größenverhältnisse des Linearmotors DNCE-32-200-LAS [Festo12] zu Grunde gelegt und auf das gewünschte Maß herunterskaliert.

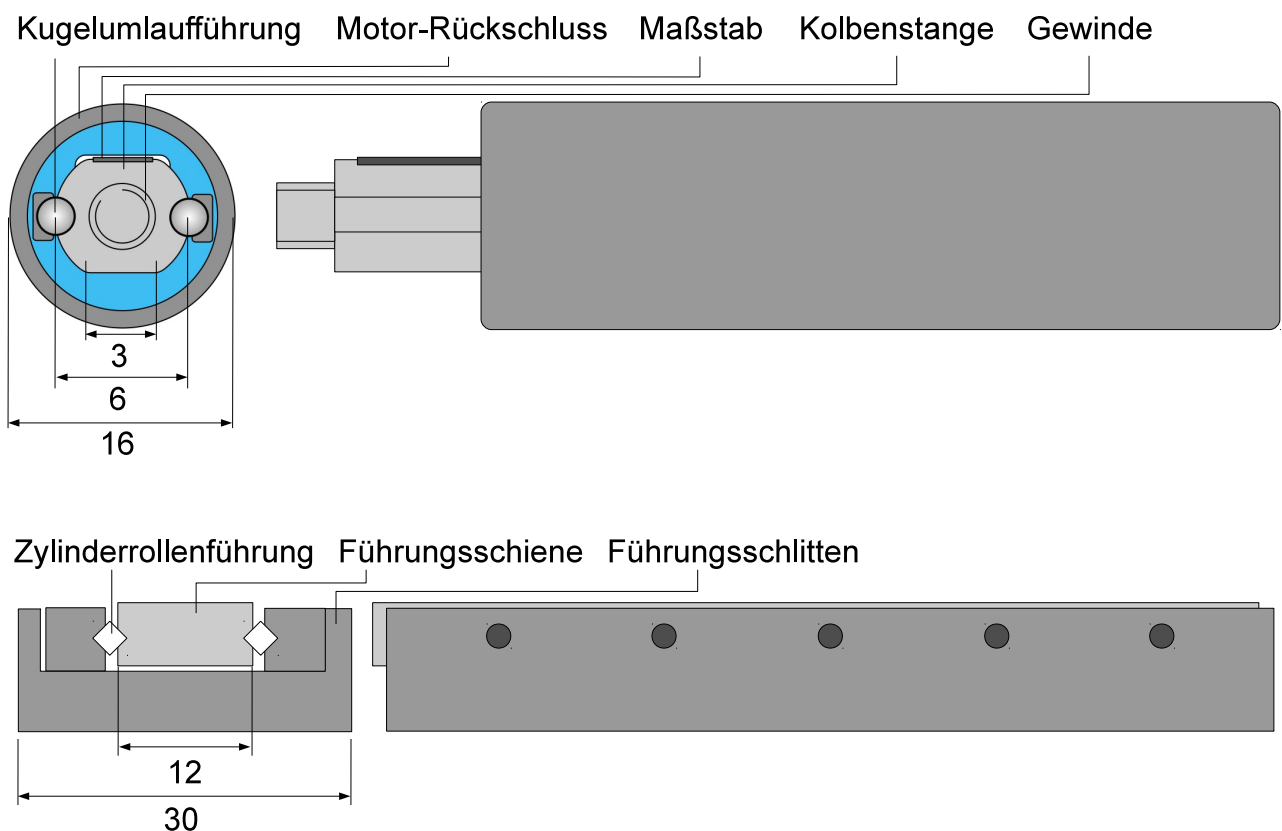


Abb. 10.1: Skizzen eines imaginären Miniatur-Linearmotors mit Maßstab und der Föhrungseinheit ND 2-80 von [Schneeberger11], Maße in mm. **Oben links:** Frontansicht des Miniatur-Linearmotors. **Oben rechts:** Seitenansicht des Miniatur-Linearmotors. **Unten links:** Frontansicht der Föhrungseinheit. **Unten rechts:** Seitenansicht der Föhrungseinheit.

Damit ergibt sich eine Breite der flachen Seite der Kolbenstange von 3 mm, auf welcher der Maßstab untergebracht werden muss. Der Maßstab sollte dabei mit einer möglichst einfachen Verbindungstechnik auf der Kolbenstange aufgebracht werden und dennoch einer Temperaturdehnung im zweistelligen μm -Bereich, wie sie in Abschnitt 6.2 untersucht wurde, standhalten.

Um diese Bedingungen zu erfüllen, werden zwei grundsätzlich verschiedene Verfahren zur Herstellung des Maßstabs untersucht: Zum einen ist dies die Direktstrukturierung des Edelstahls der Kolbenstange und zum anderen die Abformung des Maßstabs aus Kunststoff direkt auf der Kolbenstange, die in diesem Kapitel vorgestellt werden.

Als Ersatz für den noch fehlenden Linearmotor wird die Führungseinheit ND 2-80 [Schneeberger11] verwendet wie sie in Abb. 10.1 unten dargestellt ist.

10.1 Direktstrukturierung von Edelstahl

Das direkte strukturieren der Maßstabgitter in den Edelstahl der Kolbenstange hat folgende Vorteile:

- Es ist keine Verbindungstechnik notwendig.
- Der Maßstab kann sich nicht ablösen.
- Der Maßstab wird durch Temperatureinwirkungen genauso gedehnt wie die Kolbenstange, sodass eine einfachere Korrektur des Messfehlers möglich ist, wenn Temperaturinformationen zur Verfügung stehen.

Es wird nun zunächst ein Überblick über einige Direktstrukturierungsverfahren gegeben, bevor im Anschluss zwei dieser Verfahren experimentell untersucht werden.

10.1.1 Überblick

Die betrachteten Direktstrukturierungsverfahren können in drei Kategorien eingeteilt werden:

- a) Parallele Verfahren, die alle Strukturen des Maßstabs gleichzeitig herstellen.
- b) Mehrschrittig parallele Verfahren, bei denen mehrere parallel gefertigte Strukturbereiche seriell aneinander gefügt werden.
- c) Serielle Verfahren, bei denen jede einzelne Gitterlinie des Maßstabs durch einen punktuellen Eingriff geschrieben wird.

Je paralleler das Fertigungsverfahren ist, desto geringer ist meist die Bearbeitungsdauer und desto eher eignet es sich tatsächlich für eine Serienproduktion. Je serieller ein Verfahren ist, desto flexibler ist es hingegen im Hinblick auf die zu erzeugenden Strukturformen und desto geringer ist der Initialaufwand.

10.1.1.1 Photochemische Strukturierung

Die photochemische Strukturierung zählt zu den parallelen Verfahren, bei der ein Photoack, auch Photoresist genannt, auf das Metall aufgebracht und mit Hilfe von gebündeltem Licht strukturiert wird. Durch einen anschließenden Ätzschritt wird die Struktur des Photoresists auf das darunter liegende Metall übertragen. Eine solche Prozessabfolge ist am Beispiel des Sprühätzens in Abb. 10.2 dargestellt. Es gibt eine Vielzahl unterschiedlicher photochemischer Verfahren, die sich u.a. in der Art der Belichtung und in der Art des Ätzverfahrens unterscheiden [Buhlert03]. Diese Faktoren bestimmen maßgeblich die kleinstmögliche Größe der Strukturen sowie ihre Oberflächenbeschaffenheit. Strukturgrößen in Edelstahl im zweistelligen μm -Bereich bis hinunter zu $15 \mu\text{m}$ werden beispielsweise von [PrecisionMicro12] angeboten. Es konnte jedoch weder ein Hersteller noch ein Verfahren gefunden werden, welche die benötigten Strukturgrößen von $\geq 1 \mu\text{m}$ in Edelstahl ermöglicht hätten.

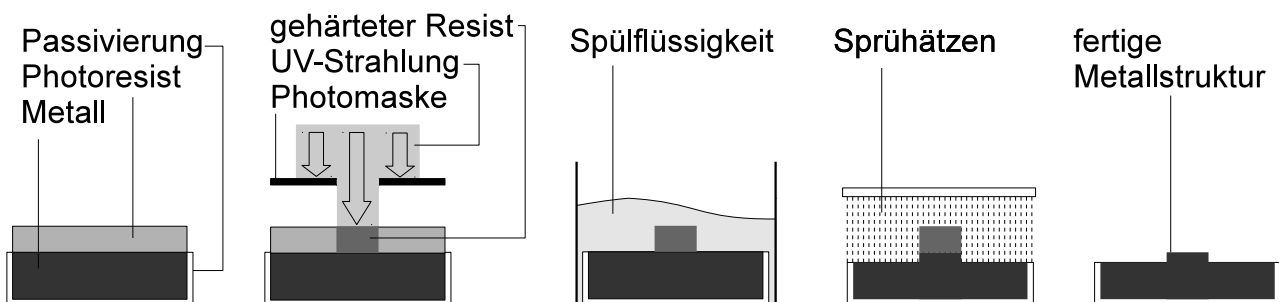


Abb. 10.2: Prozessabfolge beim Sprühätzen.

10.1.1.2 Nanozerspanung

Die Nanozerspanung gehört zu den seriellen Verfahren und basiert auf der Grundlage einer Drehbank. Das Verfahren wird im Labor für Mikrozerspanung (LFM) und am Bremer Institut für Angewandte Strahltechnik (BIAS) der Universität Bremen entwickelt und ist u.a. beschrieben in [Brinksmeier10]. Der Drehmeißel besitzt eine Diamantspitze und wird von einem sogenannten „Fast Tool Servo“ hochdynamisch angesteuert. Das Besondere an diesem Werkzeug ist, dass die Werkzeugspitze auf einem Piezoaktor angebracht ist, der eine Bewegung senkrecht zur Bearbeitungsfläche erzeugt (siehe Abb. 10.3 links). Damit können Strukturen mit einer Tiefe von 500 nm und einer Schrittweite von 10 nm unter einer Bearbeitungsfrequenz von 5 kHz in die Oberfläche des Werkstücks eingearbeitet werden. Optisch diffraktive Strukturen in Form von Hologrammen wurden auf diese Weise bereits erfolgreich in Neusilber eingearbeitet (siehe Abb. 10.3 rechts). Von entscheidendem Nachteil sind für SensMiLi jedoch folgende Faktoren:

- Edelstahl ist mit dem Werkzeug kaum bearbeitbar, da der Kohlenstoff des Diamanten in den Stahl diffundiert.
- Der geradlinige Maßstab mit seinen angewinkelten Gittern ist mit dem Drehprozess nur schwer herstellbar.
- Die Geometrie der Schneide erzeugt Stege mit Winkeln in zwei Richtungen. Während der Winkel orthogonal zu Stegrichtung als vorteilhaftes Blaze-Gitter wirkt, erzeugt der Winkel in Stegrichtung störende Übergitter.
- Das Verhältnis von Tiefe zu Länge eines Gittersteges wird durch den Schneiden-Winkel begrenzt.

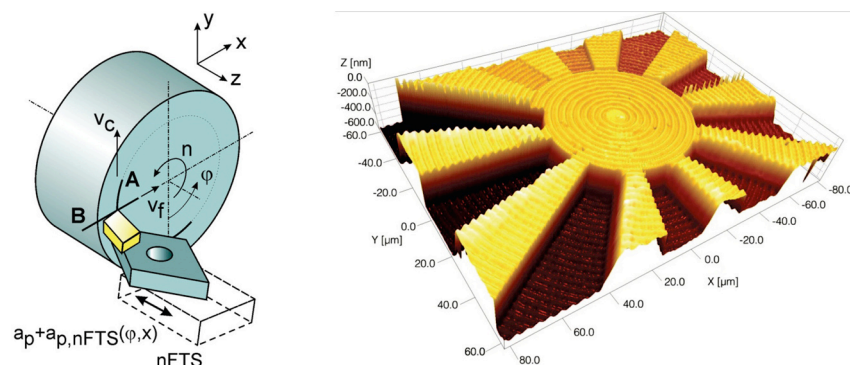


Abb. 10.3: Nano Fast Tool Servo: Links Werkzeug und Werkstück. Rechts: Aufnahme einer Struktur mit dem Rasterkraftmikroskop. Aus [Brinksmeier10] und [Brinksmeier08].

Aus diesen Gründen eignet sich die Nanozerspanung nicht für die Herstellung des Maßstabs von SensMiLi.

10.1.1.3 Interferenz-Metallurgie

Die Interferenz-Metallurgie gehört für SensMiLi zu den mehrschrittig parallelen Verfahren. Durch die Interferenz zweier kohärenter Laserstrahlen wird ein Gittermuster auf dem Werkstück erzeugt, dessen Periode und Orientierung von den Winkeln zwischen den Strahlen abhängt (siehe Abb. 10.4 links und [Lasagni06]). Die automatisierte Einstellung dieser Winkel kann durch kardanisches aufgehängte Spiegel vorgenommen werden, sodass der Maßstab von SensMiLi Gitter für Gitter aufgebaut werden könnte. Würde die Laserleistung zur direkten Strukturierung des Edelstahl nicht ausreichen, könnte untersucht werden, ob die auf ihm natürlich aufwachsende Chrom-Oxidschicht von bis zu 10 nm als photolithographische Kontaktmaske dienen könnte. Das Lasermuster würde dann nur die Oxidschicht lokal entfernen, sodass der freiliegende, nicht mehr oxidierte Edelstahl in einem anschließenden Ätzbad auf die benötigte Tiefe geätzt werden könnte.

Da eine Voruntersuchung zu diesem Verfahren an der Empa der ETH Zürich zu kostenaufwändig gewesen wäre und die entsprechenden Anlagen am Fraunhofer-Institut für Lasertechnik (ILT) in Aachen auf Grund von Reparaturen nicht zur Verfügung standen, musste auf eine Untersuchung verzichtet werden.

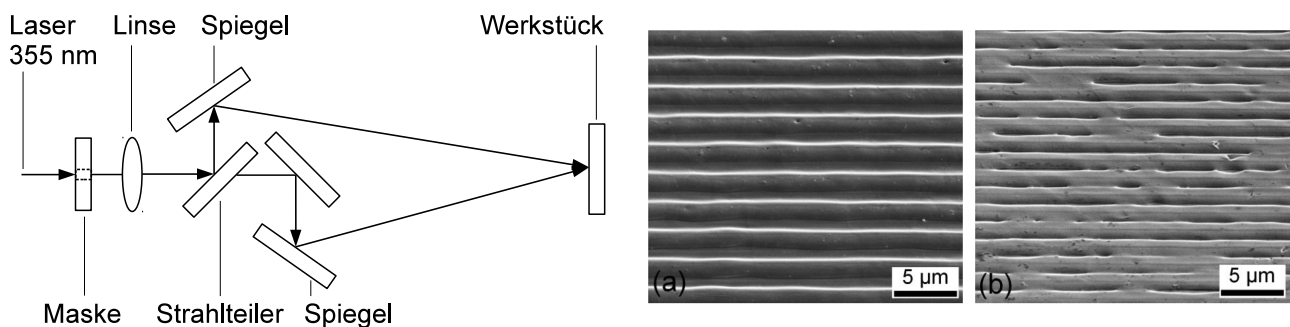


Abb. 10.4: Interferenz-Metallurgie. **Links:** Aufbau der Interferenzanordnung, **Rechts:** REM-Aufnahme von Strukturen in Edelstahl mit a) 4 µm Periode und b) 2 µm Periode. Nach bzw. aus [Lasagni06]

10.1.1.4 Laser-Direktstrukturierung

Die Laser-Direktstrukturierung ist ein serielles Schreibverfahren, bei dem das Material durch den Energieeintrag eines fokussierten, gepulsten Laserstrahls unmittelbar verdampft wird [Nolte00] (Abb.10.5). Durch den seriell schreibenden Abtrag der Gitterstrukturen ergeben sich zwar lange Schreibzeiten, die für eine Massenproduktion nicht mehr geeignet sind, der maschinelle Aufwand beschränkt sich jedoch auf Standard-Laseranlagen, sodass eine Voruntersuchung mit relativ geringem Aufwand möglich ist (siehe Abschnitt 10.1.2.1).

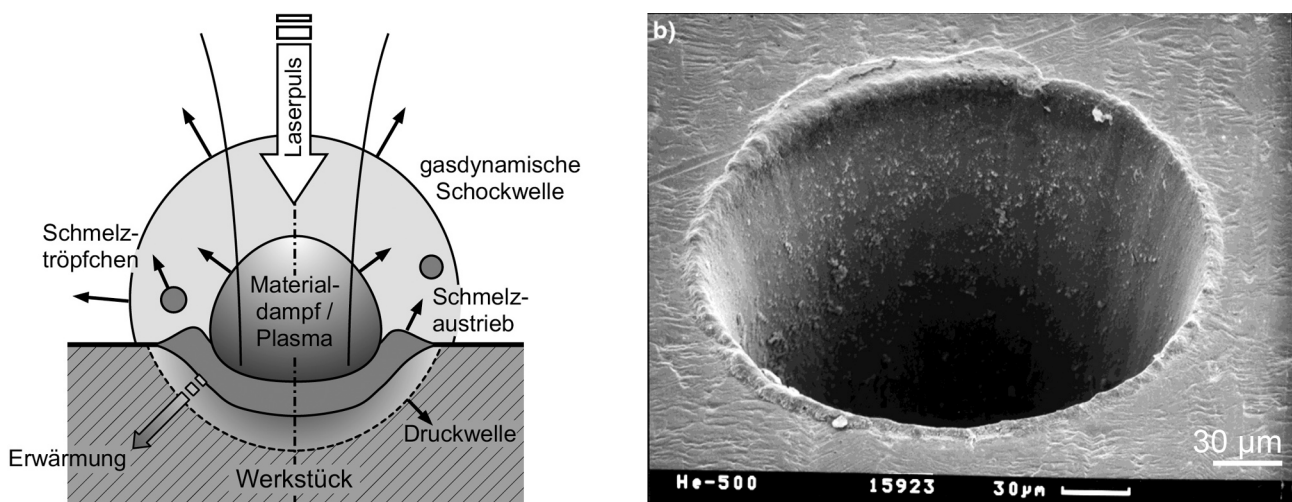


Abb. 10.5: Laser-Direktstrukturierung. **Links:** Abtragsprozess: Durch die Absorption der Laserstrahlung wird Material erhitzt, aufgeschmolzen und zum Teil verdampft, aus [Breitling09]. **Rechts:** Mit dem Laser gebohrtes Loch in 200 µm dickem Edelstahl in einer REM-Aufnahme, aus [Nolte00].

10.1.1.5 Fokussierte Ionenstrahlung

Der Materialabtrag mit fokussierter Ionenstrahlung (engl.: focused ion beam, FIB) geschieht seriell, wobei Ionen (meist Ga^+) gebündelt und auf das Substrat beschleunigt werden. Beim Auftreffen sprengen sie durch ihre hohe Masse Atome aus dem Substrat und tragen es auf diese Weise ab (siehe Abb. 10.6, [Wilhelmi08] und [Evans09]). Ähnlich wie bei der Laser-Direktstrukturierung ergeben sich auch bei diesem seriellen Verfahren einerseits lange Schreibzeiten, während andererseits Standard-Anlagen verwendet werden können. Da Ionen jedoch wesentlich kleiner sind als die Wellenlänge von Licht, lassen sich mit diesem Verfahren prinzipiell deutlich kleinere Strukturgrößen erzeugen als

mit dem Laser. Das Verfahren wird daher in Abschnitt 10.1.2.2 für SensMiLi untersucht werden.

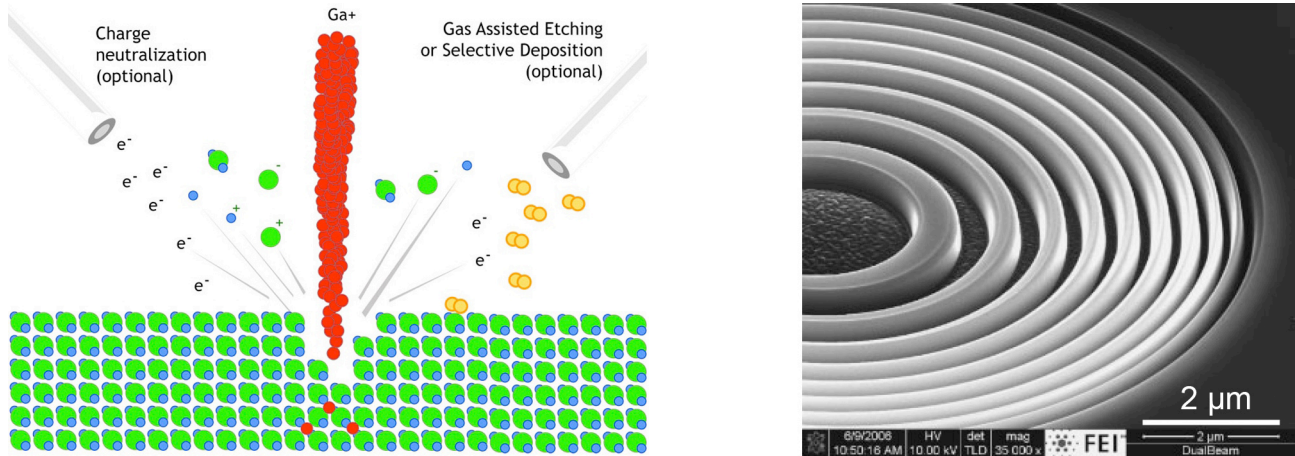


Abb. 10.6: Kathodenzerstäuben mit fokussierter Ionenstrahlung (engl.: FIB sputtering). **Links:** Prinzip des Materialabtrags aus [Fibics12], **Rechts:** REM-Aufnahme einer Struktur in Silizium, aus [Wilhemi08].

10.1.2 Untersuchte Verfahren

Zur direkten Strukturierung des Maßstabs in den Edelstahl der Kolbenstange werden die beiden Verfahren Laser-Direktstrukturierung (siehe Abschnitt 10.1.1.4) und Fokussierte Ionenstrahlung (siehe Abschnitt 10.1.1.5) praktisch untersucht. Die Ergebnisse dieser Untersuchungen werden in diesem Abschnitt vorgestellt.

10.1.2.1 Laser-Direktstrukturierung

Die Untersuchung zur Herstellung der Beugungsgitter für SensMiLi wurde in Zusammenarbeit mit Herrn Andreas Michalowski am Institut für Strahlwerkzeuge (IFSW) der Universität Stuttgart durchgeführt.

Herstellung

Um mit dem Laser Strukturen im einstelligen Mikrometerbereich abzutragen, muss sich auch der Fokusdurchmesser in dieser Größenordnung befinden. Dies erfordert u.a. eine große numerische Apertur, die wiederum eine kleine Schärfentiefe mit sich bringt. Kleinste

Abstandsschwankungen zwischen Optik und Werkstück wirken sich daher unmittelbar auf die Qualität und Größe der zu erzeugenden Strukturen aus. Durch den Einsatz eines Axicons wird diese Problematik in weiten Bereichen entschärft, da es das gaußförmige Intensitätsprofil des Laserstrahls in ein besselförmiges umwandelt [Michalowski11]. Mit diesem Intensitätsprofil wird die Abtragschwelle des Materials in einem deutlich schmaleren Bereich überschritten, sodass eine verbesserte Schärfentiefe entsteht (siehe Abb. 10.7 rechts). Diese lag im Versuch bei mehreren Millimetern.

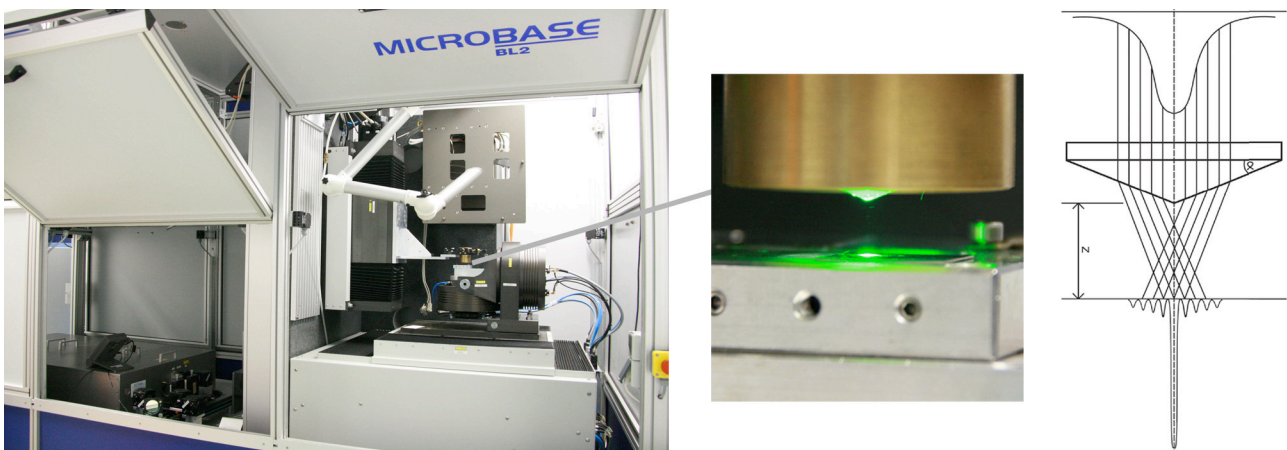


Abb. 10.7: Laseranlage mit Axicon am IFSW. **Links:** Laseranlage. **Mitte:** Ausschnitt aus dem linken Bild, in dem die Spitze des Axicons und das Werkstück bei einem Vorversuch mit grünem Laserlicht zu sehen sind. **Rechts:** Prinzip der Strahlformung durch ein Axicon: Eine gaußförmige wird zu einer besselförmigen Intensitätsverteilung mit großer Schärfentiefe.

Im Folgenden sind die Parameter des Strukturierungsversuchs aufgelistet:

Wellenlänge:	320 nm (UV-A)
Polarisation:	zirkular
Energie:	60 μ J
Pulsdauer:	10 ps
Pulsfrequenz:	30 kHz
Vorschub:	10 mm/min

Mit diesen Parametern wurden eine Sequenz des Maßstabs bestehend aus 12 Probegitter in ein Werkstück aus Edelstahl (X5CrNi18-10) geschrieben (siehe Abb. 10.8).

Analyse

Das Beugungsmuster der Gittersequenz wird mit der in Abb. 10.9 (links) dargestellten und aus Abschnitt 6.1 bekannten Anordnung aus Beleuchtungseinheit und Bildsensor erzeugt und erfasst. Dabei ist aus baulichen Gründen zunächst eine gewinkelte Anordnung zwischen Lichtquelle und Sensor notwendig, was zu einer starken Verrundung des gesamten Beugungsmusters führt. Ein solcher Winkel muss also bei den nachfolgenden Versuchen vermieden werden und ist bei der folgenden Bewertung der Gitterstruktur außer Acht zu lassen.

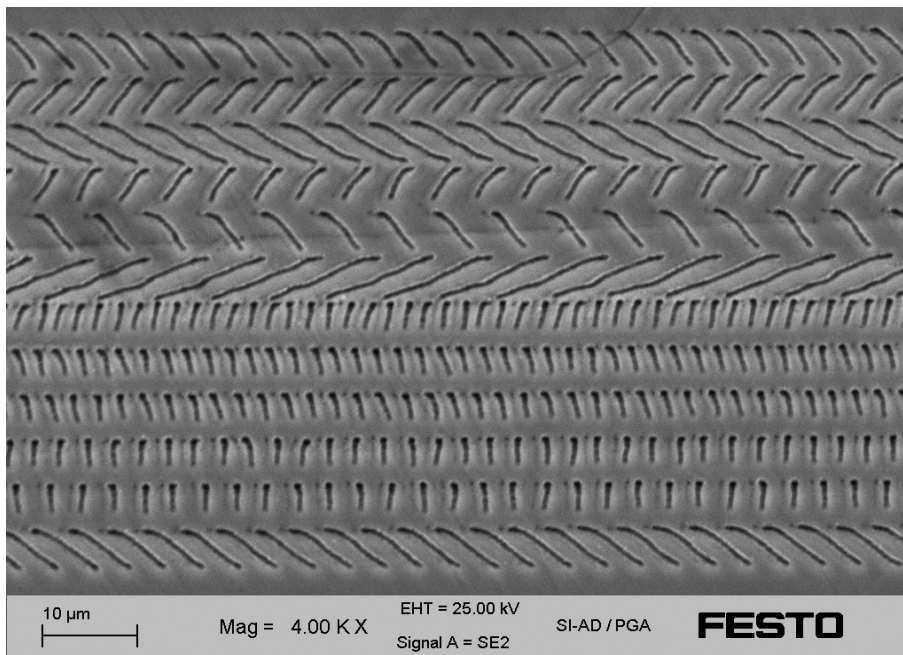


Abb. 10.8: REM-Aufnahme einer Maßstabs-Sequenz aus 12 Gittern, gefertigt mit Laser-Direktstrukturierung am IFSW.

Anhand der REM-Aufnahme in Abb. 10.8 und des Beugungsmusters in Abb. 10.9 rechts oben lassen sich folgende Beobachtungen machen:

Positiv:

- Es lassen sich Strichbreiten von ca. 400 nm erzeugen.
- Gitter mit verschiedenen Winkeln und Perioden sind herstellbar.
- Bei Beleuchtung ist ein Beugungsmuster beobachtbar.

Negativ:

- Die Gitterstriche sind nicht geradlinig. Das hat zur Folge, dass besonders die kleinen Gitterwinkel nur unzureichend eingehalten werden können. Vergleicht man das Beugungsmuster der Laserstrukturierung (Abb. 10.9 rechts oben) mit demjenigen des Chromgitters aus Abschnitt 6.1 bei der gleichen Gittersequenz (Abb. 10.9 rechts unten), so ist zu erkennen, dass die Beugungsflecken nicht genau genug auf den gewünschten Ort abgebildet werden. Dieser Effekt kann neben der erwähnten Verrundung eindeutig auch auf die zu ungenauen Gitterwinkel zurückgeführt werden. Einen weiteren Effekt, den die krummen Gitterlinien verursachen, ist die unförmige Verwaschung der Beugungsflecken.
- Die Gitter liegen nicht Stoß an Stoß, was besonders stark bei den Gittern mit kleinen Winkeln ausgeprägt ist. Dies verschlechtert die Beugungsintensität und verstärkt den durch die Gitterzwischenräume verursachten Übergittereffekt, durch den im Beugungsmuster verschwommene Nebenordnungen auftreten.
- Ein 1:1 Verhältnis von Linien- zu Lückenbreite kann mit dem Laserschreiber nicht mit vertretbarem Aufwand realisiert werden. Dies bewirkt eine geringe Beugungseffizienz und erlaubt nicht die Unterdrückung gerader Beugungsordnungen.

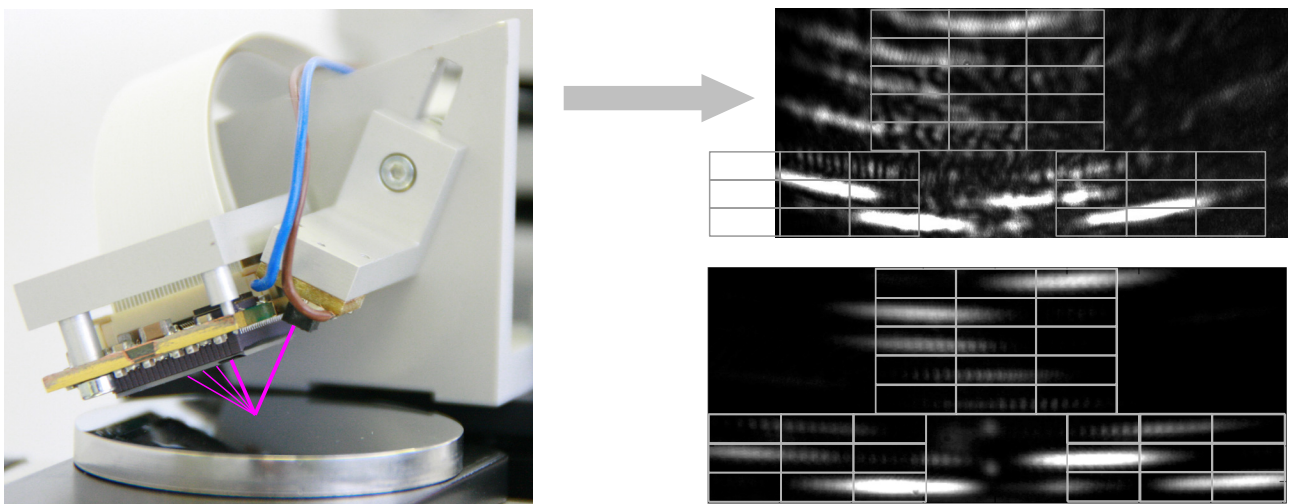


Abb. 10.9: Versuchsaufbau (links) und das dabei erfasste Beugungsmuster (rechts oben). Im Vergleich dazu das Beugungsmuster der gleichen Gittersequenz bei der Beleuchtung der Chromgitterscheibe (siehe Abschnitt 6.1)

Fazit

Mit Hilfe des Axicons wurden Linien geschrieben, deren Breite deutlich kleiner ist, als es für SensMiLi gefordert war. Ein Ausschlusskriterium für die Decodierbarkeit des Beugungsmusters stellen jedoch primär die nicht geradlinigen Gitterlinien dar. Dies ist auf eine zu ungenaue Positioniereinheit der Laseranlage zurückzuführen und verhindert damit die Weiterverfolgung des Verfahrens in dieser Arbeit.

10.1.2.2 Fokussierte Ionenstrahlung

Die Untersuchung zur Herstellung der Beugungsgitter für SensMiLi wurde in Zusammenarbeit mit Herrn Christoph Pauly am Lehrstuhl für Funktionswerkstoffe (LFW) der Universität des Saarlandes durchgeführt.

Herstellung

Die Strukturen werden mit einer FEI Helios NanoLab 600 FIB/SEM Arbeitsstation hergestellt, die ein hochauflösendes SEM kombiniert mit einer Gallium-Ionen-Quelle besitzt. Die Daten zum Schreiben der Strukturen werden diesem System in Form von 24 Bit Windows Bitmap Dateien (.bmp) vorgegeben, bei denen der Wert des Blauen Kanals jedes einzelnen Pixels in eine Ionenstrahl-Einwirkdauer übersetzt wird. Die Bitmap-Auflösung muss dem Durchmesser des Ionenstrahls angepasst werden, um sicherzustellen, dass die Ionendosis gleichmäßig über die x,y -Ebene verteilt ist. Falsche Parameter würden zu einem punktförmigen Muster führen. Um den richtigen Ionenstrahl-Strom zu finden müssen zwei sich entgegengerichtete Effekte berücksichtigt werden: Einerseits sind niedrige Ströme ideal zur Strukturierung kleinster Details, da der Strahldurchmesser sich mit sinkendem Strahlstrom verkleinert. Andererseits verlängert dies deutlich die Abtragszeit, was die Anfälligkeit für eine Verschiebung der Probe erhöht. Zur Verbesserung der Genauigkeit wird eine Software zur Hilfe genommen, die eine Probenverschiebung während des Abtrags korrigiert.

Durch den auf 400 μm begrenzten Hub des Piezoverstellers der FIB/SEM Arbeitsstation, ist es notwendig diese nach dem Erreichen des Hubendes immer wieder manuell zurückzustellen. Dadurch ergeben sich Nahtstellen zwischen Gruppen von jeweils 80 Gittern des Maßstabs. Diese werden einzeln vermessen und in einer Korrekturtabelle hinterlegt, sodass die gemessenen Positionswerte während des Messbetriebs korrigiert werden

können.

Um zu erreichen, dass die Gräben und Stege eines Gitters mit möglichst gleicher Breite entstehen, wurde in den Strukturierungsdaten bei dem Verhältnis von Stegbreite : Grabenbreite statt 50% : 50% ein Verhältnis von 60% : 40% eingestellt.

Im Folgenden sind die Parameter der FIB-Strukturierung aufgelistet:

Substrat:	Führungsschiene aus Edelstahl (X5CrNi18-10)
Maßstablänge:	50 mm
Maßstabbreite:	200 µm
Strahlstrom:	6,5 µA
Schreibzeit:	70 h
Nahtstellen:	125
Nahtstellenlänge:	0,875 µm (Mittel) 110,3 µm (Summe)

Analyse

Bei der Betrachtung der REM-Aufnahmen des Maßstabs wie sie in Abb. 10.10 zu sehen sind, ist unmittelbar zu erkennen, dass die Gitterstrukturen wesentlich geometrietreuer in den Edelstahl eingebracht werden konnten als bei der Laser-Direktstrukturierung aus Abschnitt 10.1.2.1. Es sind jedoch auch zwei Materialeffekte zu beobachten, welche die Qualität der Gitter verschlechtern:

Zum einen sind dies Sulfide, welche die Abtragtiefe und die Reflektionseigenschaften der Oberfläche verändern. Wie in Abb. 10.10 oben links zu sehen ist, sind die Sulfide jedoch meist nur wenige Mikrometer groß und treten in einer so geringen Häufigkeit auf, dass durch sie keine entscheidende Beeinflussung des Beugungsmusters zu erwarten ist.

Zum anderen besitzt der Edelstahl auch Gefügeinhomogenitäten, welche die Abtragsrate wesentlich großflächiger beeinflussen. Zu sehen ist dies in Abb. 10.10 rechts oben, in der es stochastisch verteilte Bereiche mit stark und schwach ausgeprägten Gitterstrukturen gibt. Bei diesem Effekt spielen vermutlich Legierungsinhomogenitäten und Korngrenzen des Edelstahls eine Rolle, die kaum beeinflusst werden können.

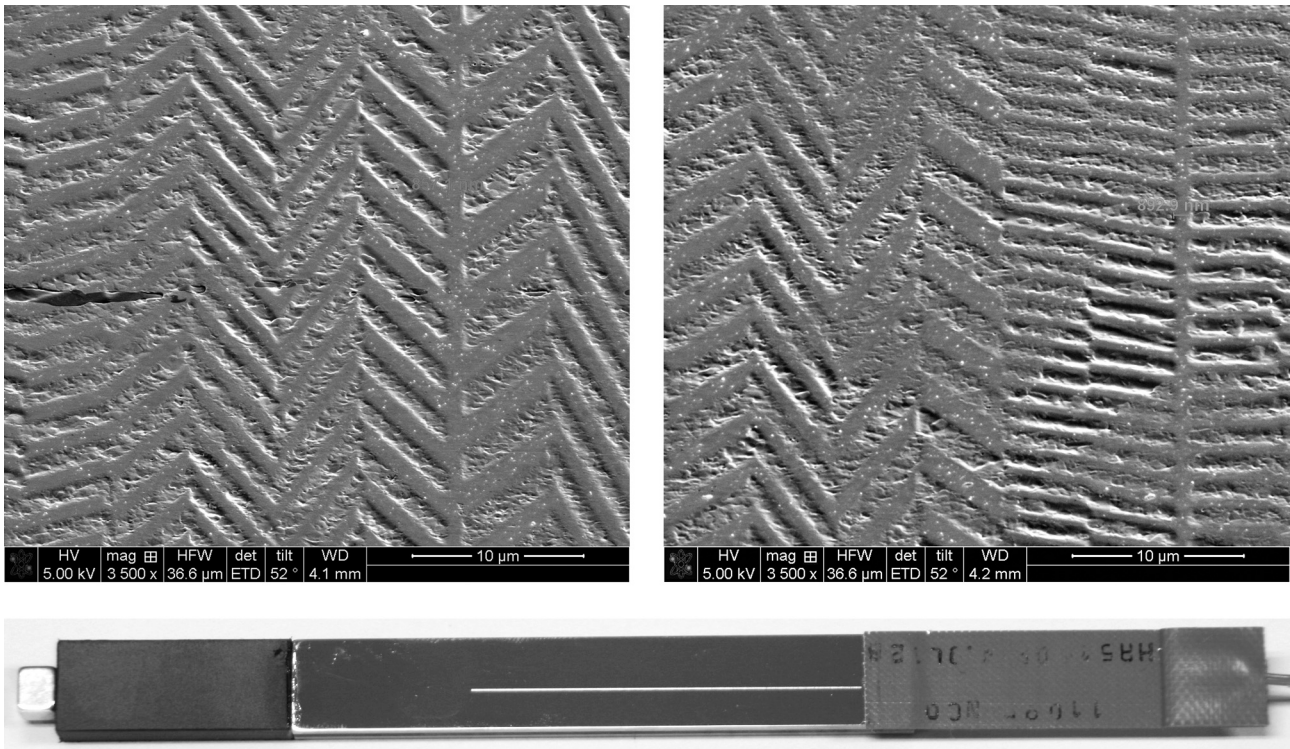


Abb. 10.10: Mit dem FIB-Verfahren in Edelstahl hergestellter Maßstab. Oben: REM-Aufnahmen von Teilstücken des Maßstabs. Unten: Führungsschiene aus Edelstahl mit 50 mm langem Maßstab (heller Streifen). Die zusätzlich an der Führungsschiene angebrachten Elemente dienen der Versuchsdurchführung (siehe Kapitel 11).

Die Auswirkung dieser Inhomogenitäten auf das Beugungsmuster ist in Abb. 10.11 zu sehen, in dem die Beugungsmuster eines eher gut (links) und eines eher schlecht (rechts) strukturierten Gitterbereichs einander gegenübergestellt sind. Die Beleuchtung des Maßstabs fand bei diesen Aufnahmen bereits orthogonal mit der in Abb. 11.1 gezeigten Vorrichtung statt.

Die Beugungsflecken des schlecht strukturierten Bereichs sind breiter und geometrisch unförmiger als diejenigen des gut strukturierten Bereichs und erstrecken sich teilweise geringfügig in benachbarte Sensorzeilen. Die Auswirkung dessen wird bei der Betrachtung der Intensitätsverteilung der zur Bestimmung der Feinposition genutzten Sensorelemente deutlich (siehe Abb. 10.11 unten). Während die Intensitäten bei dem guten Beugungsmuster mit einem geringen Fehler entlang einer Gaußkurve verteilt sind, weichen die Intensitätswerte des schlechten Beugungsmusters stark von einer solchen ab. Das Ergebnis der Feinposition besitzt damit einen größeren Fehler, kann möglicherweise nicht mehr zur Erhöhung der Messgenauigkeit beitragen oder verschlechtert diese sogar. Sollte

das Beugungsmuster noch stärker verschwimmen als in der gezeigten Abbildung, sodass die Maximalintensität eines Beugungsflecks nicht mehr in seiner geometrischen Mitte zu finden ist und seine Lage oder Breite die Beleuchtung benachbarter Sensorzeilen verursacht, so ist auch eine falsche Decodierung der Grobposition zu erwarten. Inwieweit dies auftritt, werden die Messergebnisse in Kapitel 11 zeigen.

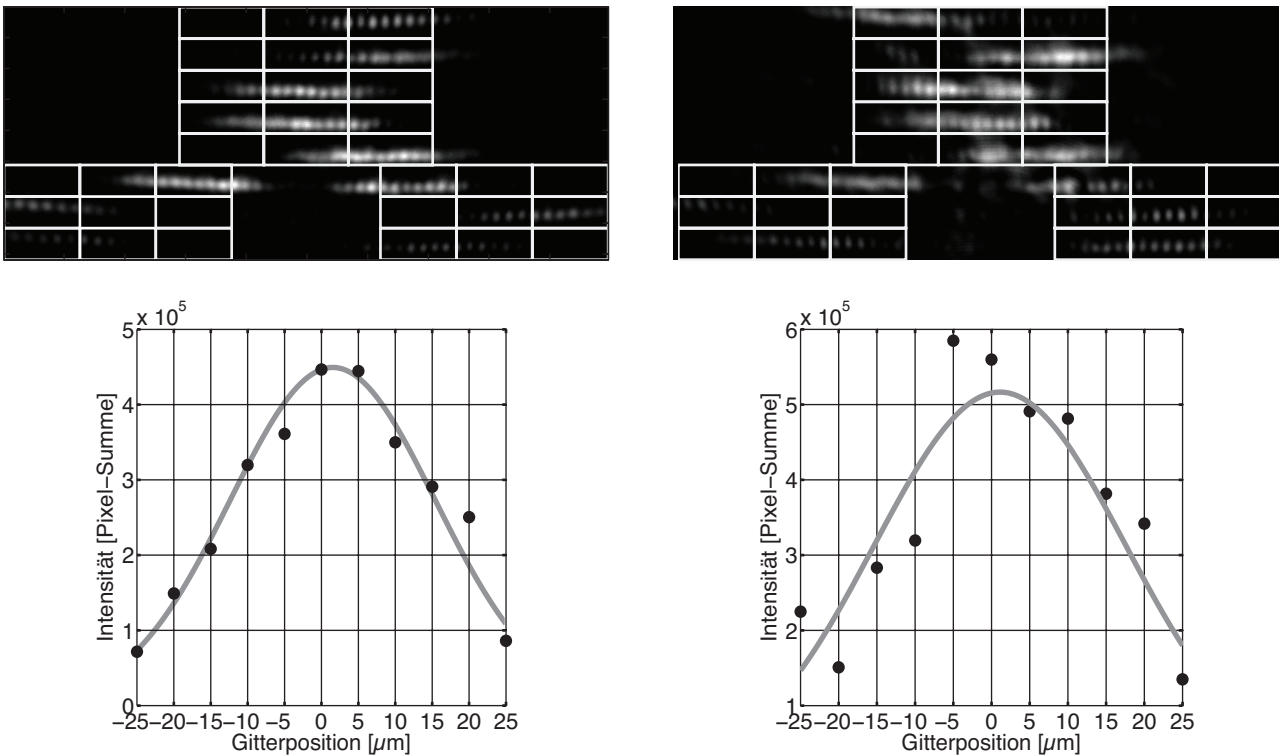


Abb. 10.11: Vergleich von guten und schlechten Beugungsmustern, die vom FIB-Maßstab erzeugt wurden. **Links:** Gutes Beugungsmuster und die Intensitätsverteilung seiner für die Decodierung relevanten Sensorelemente. **Rechts:** Schlechtes Beugungsmuster und seine zugehörige Intensitätsverteilung.

Fazit

Die Herstellung des Maßstabs für SensMiLi gelingt mit dem FIB-Verfahren deutlich besser als mit der Laser-Direktstrukturierung so dass die Beugungsmuster überwiegend decodierbar sind. Ein diffraktiver Maßstab direkt im Edelstahl der Kolbenstange ist also prinzipiell möglich.

Inhomogenitäten des Edelstahls bewirken jedoch stellenweise, dass die Beugungsmuster an Genauigkeit verlieren, was zumeist nur zu einer schlechten Decodierung der Feinposition, in seltenen Fällen jedoch auch zum völligen Verlust der Positionsinformation führt.

Die lange Schreibzeit macht das serielle Verfahren untauglich für die Serienfertigung.

10.2 Kunststoff-Maßstab auf Edelstahl

Da für die Direktstrukturierung von Edelstahl im Kapitel 10.1 nur zwei serielle Verfahren untersucht werden konnten, die sich nicht für die Serienfertigung eignen, wird hier nun ein Verfahren untersucht, mit dem der Maßstab in nur wenigen Sekunden hergestellt und auf den Edelstahl aufgebracht werden kann. Hierbei handelt es sich um ein Spritzgießverfahren, mit dem der Maßstab aus Kunststoff direkt auf dem Edelstahl abgeformt wird.

Inspiziert wurde diese Untersuchung durch Herrn Prof. Kück, Leiter des Instituts für Mikroaufbautechnik der Hahn-Schickard-Gesellschaft (HSG-IMAT), der im Rahmen eines AiF-Förderprojektes [AiF08], [AiF12] zusammen mit dem Institut für Technische Optik (ITO) der Universität Stuttgart und zahlreichen Industriepartnern einen Drehgeber auf der Basis einer Codescheibe aus Kunststoff entwickelt hat. In diesem Projekt ist die Technologie entwickelt worden, ähnlich den Datenstrukturen einer DVD, diffraktive Gitterstrukturen mittels Spritzguss auf eine Kunststoffscheibe abzuformen. Mit Hilfe dieser Technologie wurde in Zusammenarbeit mit Herrn Peter Buckmüller und Herrn Peter Schilling vom HSG-IMAT eine Untersuchung zur Herstellung des Maßstabs für SensMiLi durchgeführt.

Eigenschaften

Der Kunststoff-Maßstab soll neben einer möglichst guten Decodierbarkeit folgende vorteilhafte Eigenschaften mit sich bringen:

- Kostengünstige Herstellung.
- Kurze Herstellungszeit.
- Direktes Aufspritzen des Maßstabs auf den Edelstahlträger (die Kolbenstange bzw. die Führungsschiene) zur Vermeidung zusätzlicher Verbindungstechnik.
- Elastischer Kunststoff zur Reduzierung von thermisch induzierten Spannungen zwischen Maßstab und Edelstahlträger.

Folgende negative Eigenschaften sind jedoch ebenfalls zu bedenken:

- Lösung der formschlüssigen Verbindung zwischen Kunststoff und Edelstahl durch thermisch induzierte Spannungen.

- Zersetzung oder Veränderung des Kunststoffes durch hohe Temperaturen, Luftfeuchtigkeit und andere Umwelteinflüsse.
- Beschädigung der Cr-Au-Reflexionsschicht auf dem Kunststoffmaßstab durch Temperatur, Deformation und mechanischen Kontakt.

Werkzeug-Herstellung

Der Herstellungsprozess des Formwerkzeugs zur Abformung des Maßstabs beim Spritzguss ist vereinfacht in Abb. 10.12 dargestellt:

1. Eine Glasplatte wird mit Photoresist beschichtet.
2. Der Photoresist wird mit einem Elektronenstrahlschreiber gemäß der gewünschten Struktur bestrahlt.
3. Der Photoresist wird entwickelt, sodass nur die bestrahlten Bereiche übrig bleiben.
4. Eine Nickel-Schicht wird über die Struktur gesputtert.
5. Nickel wird galvanisch abgeschieden.
6. Das Nickel wird vom Glas-Master getrennt und bildet damit den fertigen Stempel. Dieser kann nun in das Spritzgusswerkzeug eingebaut oder durch weitere galvanische Abformung reproduziert werden.

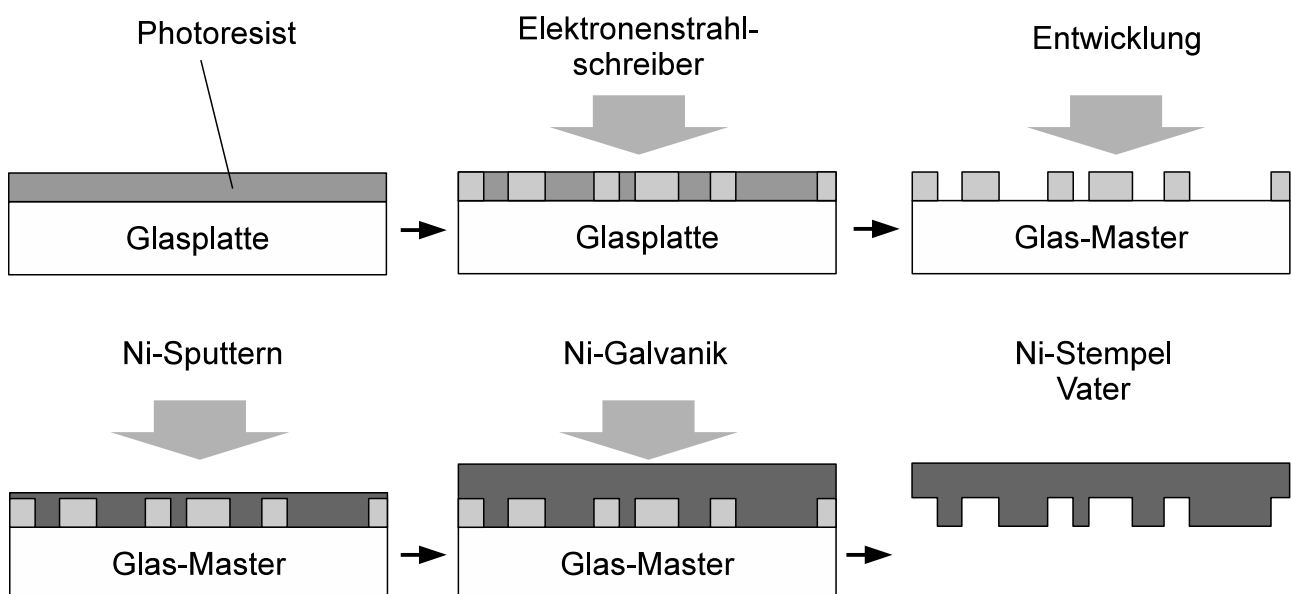


Abb. 10.12: Herstellungsprozess des Nickelstempels als zentraler Bestandteil des Formwerkzeugs zur Abformung des Maßstabs beim Spritzguss, nach [Botzelmann09].

Materialien

Als Kunststoff für den Maßstab wird PC-Makrolon 2205 und TPE Vestamid E40-S3 nf untersucht. Bei dem Material des Edelstahlträgers handelt es sich um X210CrW12. Der ursprünglich vorgesehene X5CrNi18-10 kann nicht verwendet werden, da er sich bei seiner Herstellung durch Elektroerodieren zu häufig zu stark verzieht, sodass eine spätere Verwendung als Führungsschiene im Demonstrator nicht mehr möglich wäre.

Verbindungstechnik

Um den Kunststoff beim Spritzgießvorgang formschlüssig mit dem Edelstahlträger zu verbinden, wird zunächst die Haftung auf einer angerauten Oberfläche untersucht. Der Edelstahlträger wird dazu mit einer Korngröße zwischen 1000 und 1410 μm korundgestrahlt, was zu einer Rautiefe $R_a \approx 7,5 \mu\text{m}$ führt. Anschließend wird der Edelstahlträger im Ultraschallbad mit Benzin gereinigt und zusätzlich plasmaaktiviert.

Beim Spritzgießen haftet TPE zwar generell besser auf der rauen Oberfläche als PC, wie auf Abb. 10.13 links oben zu sehen ist, kann jedoch auch damit keine vollständige Haftung erreicht werden. Wie an den hellen Bereichen zu erkennen ist, hat sich das TPE beim Entformen lokal vom Edelstahl abgelöst. Eine Variation der Spritzgussparameter (Einspritzstrom, Nachdruck, Restkühlzeit und Temperatur der Führungsschiene) zeigt ebenso wenig Erfolg wie der Versuch durch 10 senkrechte Bohrungen die Haftung zu verbessern. Wie in Abb. 10.13 rechts oben zu sehen ist, hat sich der Kunststoff trotz der Bohrungen nahezu vollständig vom Edelstahl gelöst.

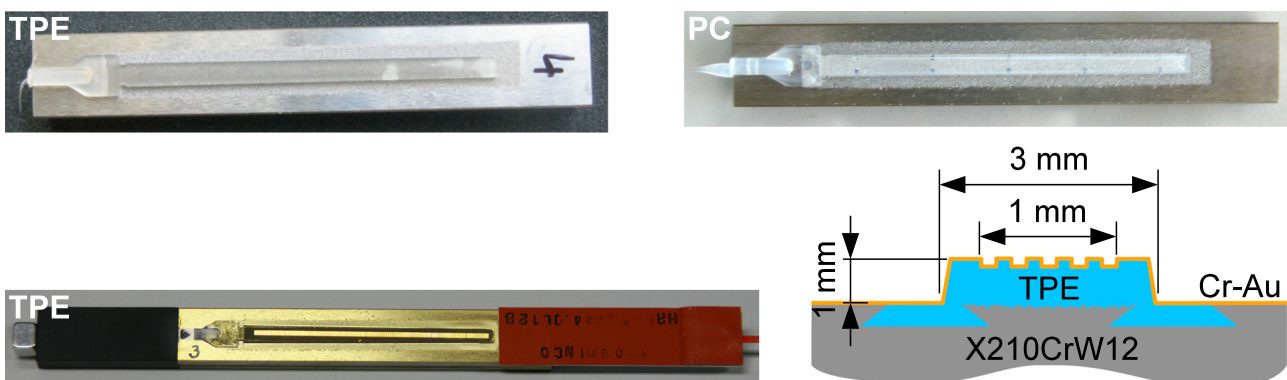


Abb. 10.13: Versuche zu Kunststoff-Maßstäben auf Führungsschienen aus Edelstahl (12x6x80 mm). **Oben links:** TPE auf angerauter Edelstahloberfläche. **Oben rechts:** PC auf angerauter und mit 10 Löchern versehenem Edelstahl. **Unten links:** TPE auf angerautem und mit umlaufendem Hinterschnitt versehenem Edelstahl. **Unten rechts:** Schematischer Querschnitt durch die Verbindungsstelle zwischen Edelstahl und Kunststoff.

Um einen besseren Formschluss des Verbundes zu erreichen wird zusätzlich eine kegelförmige Nut in den Edelstahl eingebracht, in deren Hinterschneidungen sich der Kunststoff verankern kann (siehe Abb. 10.13 unten rechts). Diese Maßnahme führt schließlich zum Erfolg.

Als nächstes wird der Kunststoffmaßstab beschichtet, wobei eine 30 nm dicke Chromschicht als Haftvermittler und eine 58 nm dicke Goldschicht als inerte Reflexionsschicht aufgesputtert wird (siehe Abb. 10.13 unten links und rechts).

Analyse

Unter dem REM (Abb. 10.14 unten) ist zu sehen, dass die Strukturen der beschichteten Kunststoff-Maßstäbe im Vergleich zu den bisher untersuchten Direktstrukturierungsverfahren (Abschnitt 10.1.2) am besten abgeformt wurden. Bei PC erscheint die Oberfläche sehr glatt und gleichmäßig, während bei TPE fadenförmige Ungleichmäßigkeiten zu sehen sind.

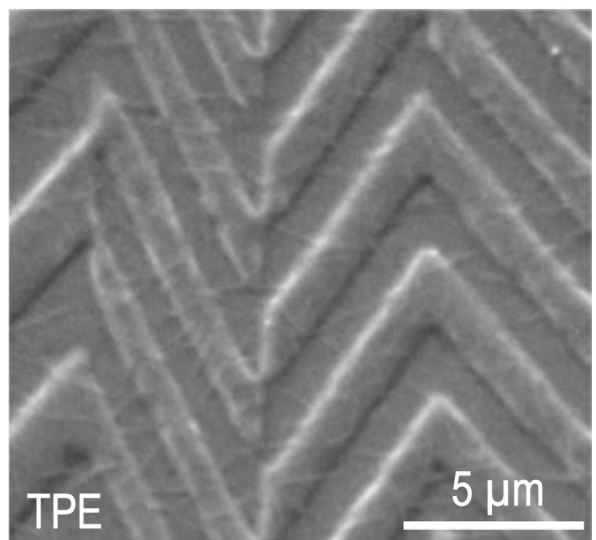
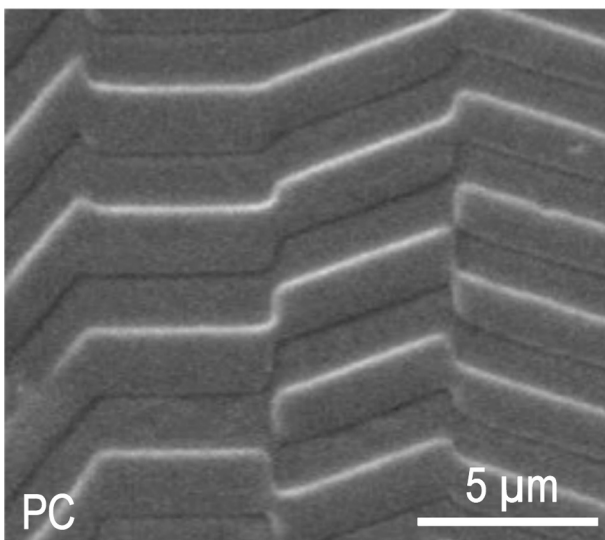
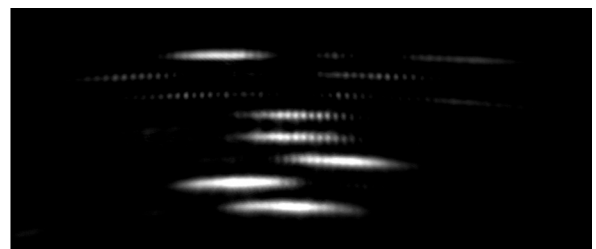
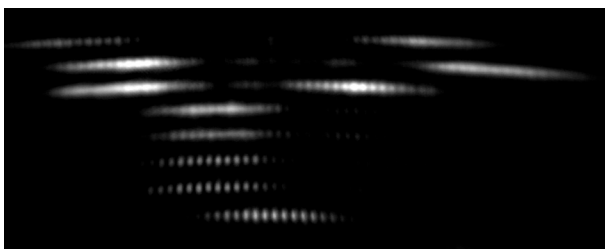


Abb. 10.14: Vergleich der fertigen Maßstaboberflächen auf der Basis von PC (links) und TPE (rechts) und ihrer zugehörigen Beugungsmuster.

Messungen mit einem Weißlichtinterferometer zeigen, dass die Strukturtiefe bei PC etwa 200 nm und bei TPE etwa 220 nm beträgt. Verglichen mit der gewünschten Strukturtiefe von $\lambda/4 = 213,75$ nm besitzt TPE eine etwas geringere Abweichung zu diesem Soll-Wert.

Die Beugungsmuster, die unter senkrechter Beleuchtung von diesen diffraktiven Strukturen erzeugt werden, besitzen eine deutlich bessere Qualität als die bei den Direktstrukturierungsverfahren beobachteten. Die Beugungsflecken besitzen eine klar begrenzte geometrische Form mit einem zentrisch gelagerten Intensitätsmaximum und werden auf die richtigen Orte abgebildet.

Ein deutlicher Unterschied zwischen der Qualität der Beugungsmuster von PC und TPE ist nicht wahrnehmbar. Da TPE jedoch bessere Haftungseigenschaften auf dem Edelstahl besitzt, wird dieser Kunststoff für den Maßstab des in Kapitel 11 untersuchten Demonstrators verwendet werden.

Betrachtet man den Maßstab in seiner gesamten Länge, so lassen sich trotz der im Allgemeinen nahezu ideal abgeformten Gitterstrukturen einige signifikante Fertigungsfehler entdecken, wie diese exemplarisch in Abb. 10.15 dargestellt sind. Hier ist in den beiden links befindlichen Aufnahmen eine unzureichende Abformung an einem Ende des Maßstabs zu erkennen. In der mittleren und der rechten Mikroskopaufnahme sind Defekte zu erkennen, die durch fehlende Strukturen auf dem Nickelstempel entstanden sind, wie durch die darunter befindlichen REM-Aufnahmen des Stempels erkenntlich wird.

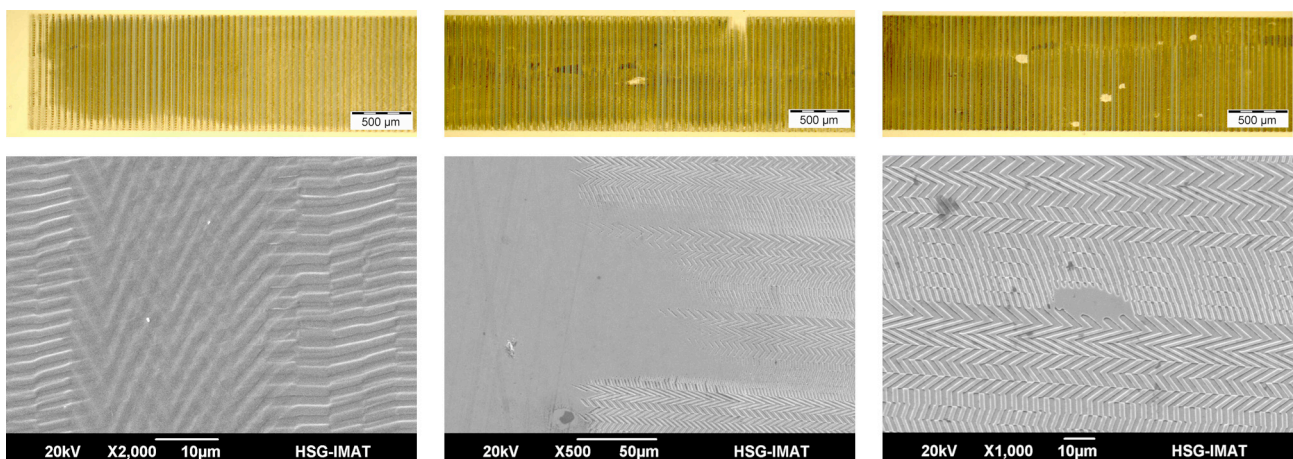


Abb. 10.15: Defekte auf dem Kunststoff-Maßstab. **Oben:** Mikroskopaufnahmen des Kunststoff-Maßstabs. **Unten:** Zugehörige REM-Aufnahmen vom Maßstab selbst (links und Mitte) und vom Nickelstempel (rechts).

Die Defekte besitzen meist eine Ausdehnung, die in der Größenordnung des Beleuchtungsflecks von 55 μm oder sogar darüber liegt. Verläuft die Bahn des Beleuchtungsflecks durch einen solchen Defekt, dann wird das Beugungsmuster gestört und die Positionsinformation wird an dieser Stelle ungenau oder geht verloren.

Wie die Messungen in Kapitel 11 zeigen werden, entsteht durch die erstgenannte Fehlerart eine Verkürzung des Messweges um ca. 0,5 mm. Die zweitgenannte Fehlerart tritt über den Maßstab verteilt so häufig und an so unterschiedlichen Stellen auf, dass kein vollständig störungsfreies Auslesen der Positionsinformationen möglich ist.

Fazit

Es ist gelungen den Kunststoff-Maßstab durch eine formschlüssige Verbindung unmittelbar durch den Spritzgießvorgang mit dem Edelstahlträger zu verbinden.

Die Gitterstrukturen wurden derart formgetreu im Kunststoff abgebildet, dass generell eine Decodierbarkeit des Beugungsmuster mit hoher Genauigkeit zu erwarten ist. Es sind jedoch einige Störstellen auf dem Maßstab vorhanden, welche die Decodierbarkeit stellenweise verschlechtern oder unmöglich machen werden.

Der Kunststoff-Maßstab stellt dennoch den besten der drei Strukturierungsversuche dar.

11 Demonstrator

Zweck des Demonstrators ist es, die Architektur der Funktionselemente von SensMiLi zu veranschaulichen (Kapitel 11.1) und die Leistungsfähigkeit bzgl. seiner statischen Kennwerte normgerecht zu untersuchen (Kapitel 11.2). Dabei wird aufgezeigt inwieweit die an ein Wegmess-System für Miniatur-Linearmotoren gestellten Anforderungen (siehe Kapitel 1.2) durch das Prinzip von SensMiLi erfüllt werden können und mit welchen Fähigkeiten SensMiLi noch über diese Anforderungen hinaus geht. Wichtigstes Anliegen dabei ist es, die statischen Kennwerte Linearität und Wiederholgenauigkeit zu bestimmen, an welche die Anforderung von je 1 μm gestellt wird.

Die Bestimmung der dynamischen Kennwerte des Wegmess-Systems ist mit dem Demonstrator noch nicht möglich, da die Sensormatrix und die Auswerteelektronik, wie sie in den Kapiteln 8 und 9 thematisiert worden sind, noch nicht aufgebaut wurden. Stattdessen erfolgt die Erfassung der Beugungsmuster mit Hilfe eines CMOS-Bildsensors und ihre Auswertung am Computer. Die Positionsinformationen stehen auf diese Weise in Intervallen von 0,27 s zur Verfügung, was noch zu langsam für bewegte Messungen ist. Mit Hilfe der in Kapitel 9 vorgenommenen Dimensionierungen und Berechnungen bzgl. der Signalerfassung und -verarbeitung kann jedoch in Kapitel 11.3 eine Abschätzung der dynamischen Kennwerte getroffen werden.

Die Ergebnisse der Messungen und Berechnungen werden in Kapitel 11.4 abschließend analysiert und die Technologie des diffraktiven Systems gegenüber den marktüblichen, abbildend absoluten Wegmess-Systemen bewertet.

11.1 Versuchsaufbau

Um die statischen Kennwerte von SensMiLi zu messen wird der in Kapitel 11.1.1 beschriebene Demonstrator in den in Kapitel 11.1.2 beschriebenen Prüfstand zur Qualifizierung von Wegmess-Systemen (PQW) der Firma Festo eingebaut.

11.1.1 SensMiLi-Demonstrator

Führungseinheit

Der Demonstrator des Wegmess-Systems basiert auf der Führungseinheit ND 2-80 der Firma Schneeberger [Schneeberger11], da die Miniatur-Linearmotoren, wie sie in Kapitel 1.1 beschrieben sind, noch nicht zur Verfügung stehen. Auf die Schiene dieser Führungseinheit ist der Maßstab im ersten Versuch direkt mit dem FIB-Verfahren (siehe Abb. 11.1) und im zweiten Versuch als Kunststoffstab aufgebracht.

Bildsensor

Als Bildsensor wird wie im Vorversuch in Kapitel 6.1 die Kamera SBOC-Q-R2B der Firma Festo verwendet [Festo08b]. Die Platine mit dem Bildsensor ist dabei aus dem Kameragehäuse heraus und in den Demonstrator integriert worden (siehe Abb. 11.1). Sie ist derart auf der Führungseinheit befestigt, dass sie sowohl in y - als auch in z -Richtung stufenlos justierbar ist.

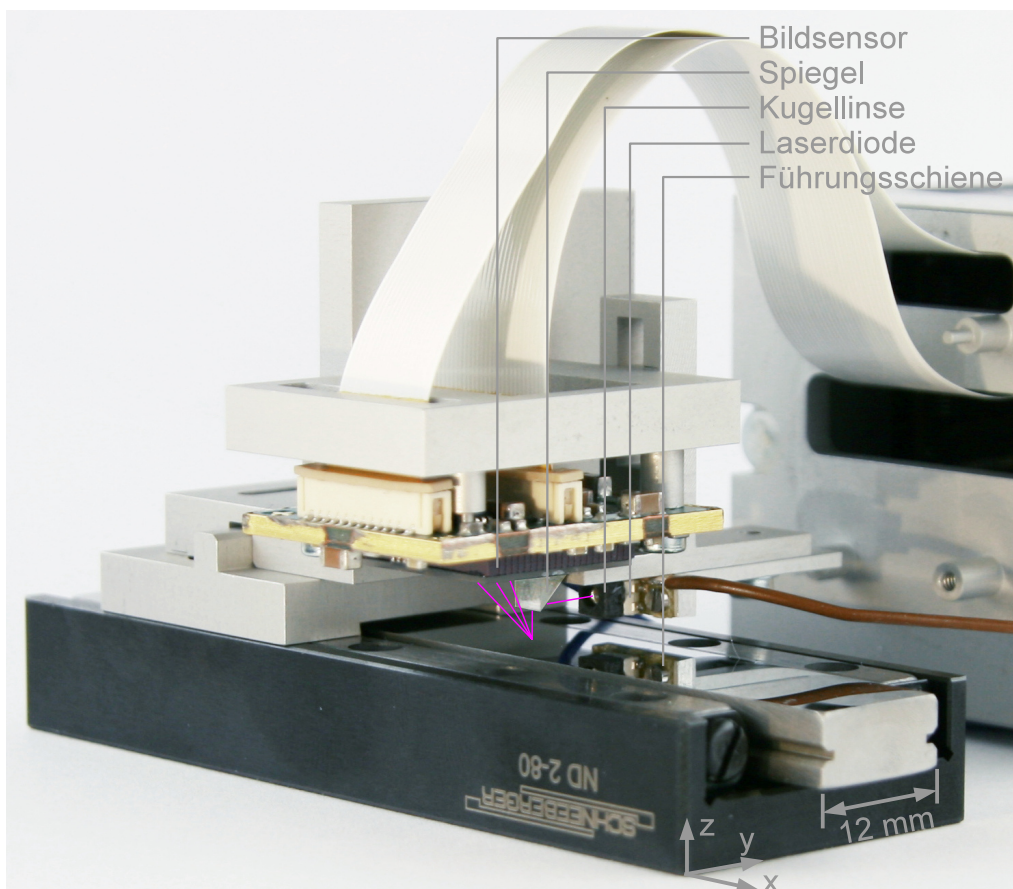


Abb. 11.1: SensMiLi-Demonstrator mit skizzierten Strahlengang (magenta).

Die Anbindung an die Auswerteelektronik der Kamera geschieht über zwei 152 mm lange Flachbandkabel.

Optik

Zur Beleuchtung des Maßstabs auf der Führungsschiene wird wie im Vorversuch in Kapitel 6.1 ein VCSEL mit einer Wellenlänge von 855 nm im SMD-Gehäuse verwendet [Laser10]. Auch die Fokussierung des Lichtes geschieht wieder über eine Kugellinse vom Durchmesser 2 mm.

Wie das Experiment in Kapitel 10.1.2.1 gezeigt hat, ist eine orthogonale Beleuchtung des Maßstabs erforderlich, um eine Verrundung des Beugungsmusters zu vermeiden. Die Beleuchtungseinheit kann jedoch in senkrechter Ausrichtung auf Grund der geometrischen Abmessungen der Bildsensor-Platine nicht nahe genug an den Bildsensor heran gebracht werden. Deshalb wird ein 45°-Spiegel verwendet, sodass die Beleuchtungseinheit waagrecht unter dem Bildsensor angebracht werden kann. Sie ist dabei an der Halterung des Bildsensors und in y -Richtung verschiebbar angebracht, sodass die Fokusslage des Lichtflecks auf dem Maßstab frei eingestellt werden kann.

Würde eine Sensormatrix für SensMiLi entwickelt, könnte die Beleuchtungseinheit auf einfache Weise so mit eingeplant werden, dass eine direkte orthogonale Beleuchtung des Maßstabs ohne Spiegel möglich wäre.

Signalauswertung

Die Signalauswertung geschieht ebenfalls wie im Vorversuch in Kapitel 6.1 beschrieben mit dem Programm Matlab. Zum automatisierten Einlesen der Kamerabilder fragt der Auswertalgorithmus kontinuierlich den Status des Triggersignals der Kamera ab. Solange dieses gesetzt ist, liest Matlab die Bilder der Kamera ein, wertet die darin codierte Positionsinformation aus und speichert sie in einer Datei. Dies geschieht im Mittel mit einer Durchsatzrate von 0,27 s. Am PQW kann die Zeitdauer eingestellt werden, die dieser an einer Messposition verharrt und während der er das Triggersignal an die Kamera sendet. Durch diese Zeitvorgabe kann daher indirekt beeinflusst werden wie viele Messwerte pro Position vom Auswertalgorithmus decodiert werden.

Wird das Triggersignal vom PQW auf Null zurückgesetzt, liest der Auswertalgorithmus keine neuen Bilder ein und speichert den Mittelwert, die Standardabweichung, den kleinsten und den größten der in diesem Zyklus decodierten Messwerte in einer Datei ab. Die Zeit, die der Auswertalgorithmus benötigt, um das auf Null gesetzte Triggersignal zu

bemerken, liegt bei etwa 0,5 s. Eine entsprechende Wartezeit bis zum Beginn des nächsten Messzyklus kann im PQW eingestellt werden.

11.1.2 Prüfstand zur Qualifizierung von Wegmess-Systemen

Komponenten des PQW

Der Prüfstand zur Qualifizierung von Wegmess-Systemen (PQW), dessen Wegmess-System bereits in Abschnitt 6.2 für die Voruntersuchung zur Motor-Erwärmung verwendet wurde, wird hier zur besseren Übersichtlichkeit noch einmal kurz beschrieben.

Der PQW besitzt einen Messschlitten, der von einer Spindel über einen Schrittmotor angetrieben wird (siehe Abb. 11.2), wobei die minimale Schrittweite 1 μm beträgt.

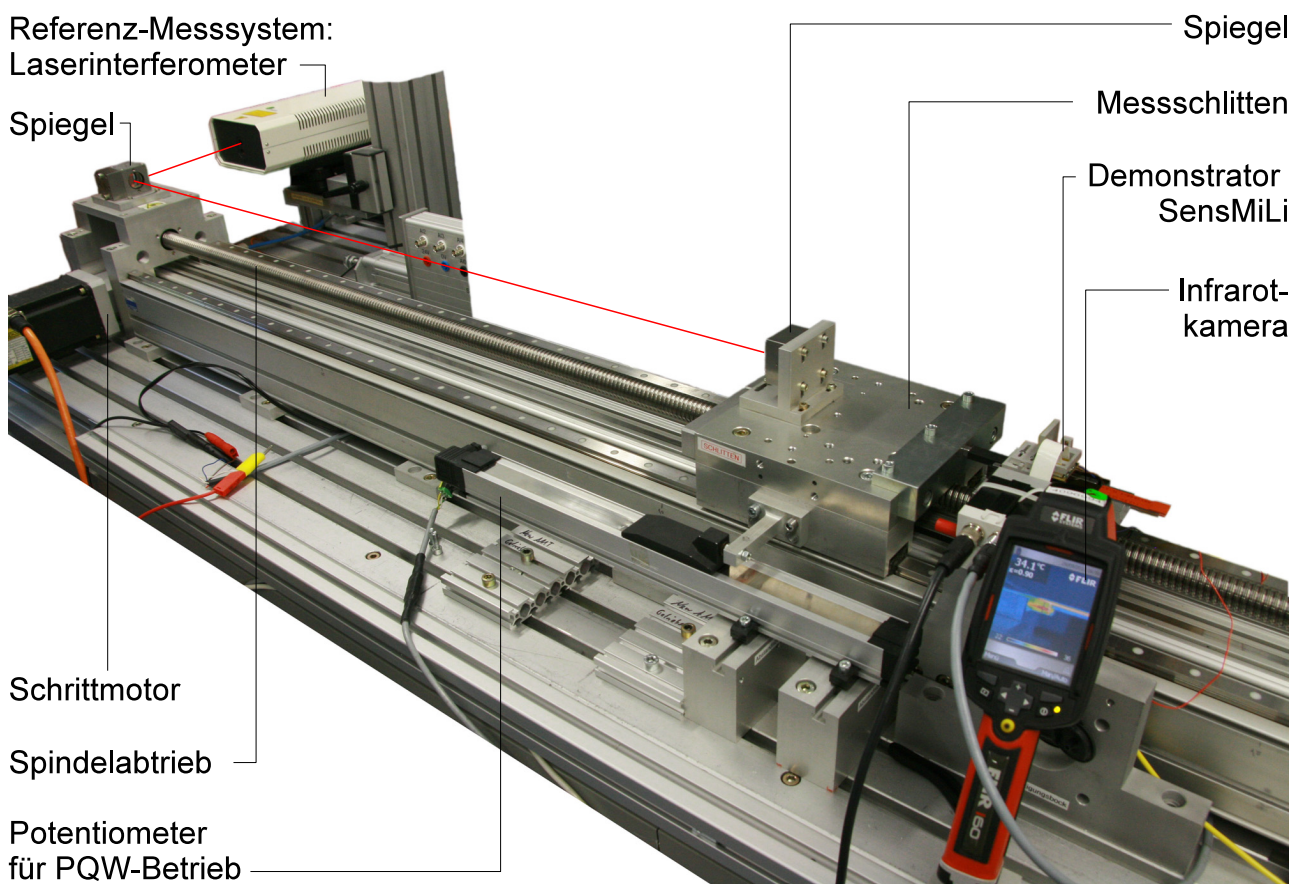


Abb. 11.2: Prüfstand zur Qualifizierung von Wegmess-Systemen bei der Firma Festo.

Die Position des Messschlittens wird von einem Laserinterferometer [Jena03] gemessen, das eine Auflösung von < 10 nm besitzt.

Der Schrittmotor wird von einem Prüfprogramm auf einem Rechner angesteuert, mit dessen Hilfe die Kenngrößen des zu qualifizierenden Wegmess-Systems automatisiert gemessen werden können.

Zur Funktionsfähigkeit des Prüfprogramms müssen diesem sinnvolle Messwerte eines Wegmess-Systems über eine standardisierte Schnittstelle zur Verfügung gestellt werden. Da die Positionswerte des Demonstrators von SensMiLi jedoch noch auf dem Rechner mit Matlab ausgewertet werden, steht eine solche Schnittstelle noch nicht zur Verfügung. Stattdessen wird ein zusätzliches Potentiometer verwendet, das die vom Prüfprogramm geforderten, jedoch nicht weiter verwendeten Messdaten zur Verfügung stellt.

Ankopplung des Demonstrators an den PQW

Die Anbindung der Führungsschiene des Demonstrators an den PQW geschieht über einen Magneten, der mit Sekundenkleber Loctite 401 an einen Kunststoffstab aus PA6 GF30 geklebt wurde. Der Kunststoffstab wiederum wurde mit Sekundenkleber an der Führungsschiene festgeklebt. Durch die Ankopplung über den Magneten, wird die Krafteinwirkung auf die Führungsschiene reduziert, die entsteht, falls sie nicht exakt parallel zur Führungsschiene des Messschlittens ausgerichtet ist. Der Kunststoffstab vermindert den Abfluss der Wärme von der Führungsschiene zum Messschlitten bei den Temperaturversuchen.

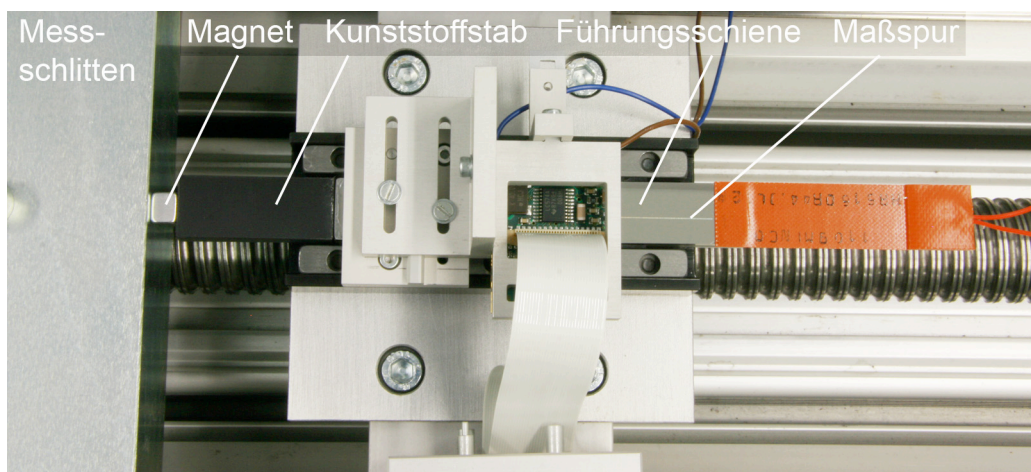


Abb. 11.3: Ankopplung der Führungsschiene des Demonstrators an den Messschlitten des PQWs über einen Magneten und einen Kunststoff-stab.

11.2 Messung der statischen Kennwerte

Anforderungen an die statischen Kennwerte von SensMiLi

Die Anforderungen, die an SensMiLi hinsichtlich seiner statischen Kennwerte gestellt werden, sind eine Linearität und eine Wiederholgenauigkeit von je 1 μm (siehe Kapitel 1.1). Da sich der Linearmotor nach dem Einschalten im Betrieb erwärmt und diese Temperaturdifferenz einen Einfluss auf das Wegmess-System hat, müssen diese Kennwerte laut PM-ED nur im thermisch eingeschwungenen Zustand eingehalten werden.

Darüber hinaus werden noch das Rauschen, die Mikrolinearität, die Auflösung, die Hysterese, die Temperaturdrift und die mechanischen Toleranzen gemessen, die für den potentiellen Verkauf eines Produktes zwar zunächst von sekundärer Bedeutung, technisch aber von großem Interesse sind.

Für eine Anwendung, wie z.B. die genaue Platzierung eines Bauteils, ist vor allem die absolute Positioniergenauigkeit des Antriebs entscheidend. Diese ist jedoch nicht nur vom Wegmess-System abhängig, sondern von dem mechanischen Aufbau, der Befestigung und der Temperaturdehnung des gesamten Antriebs. Eine möglichst genaue Positionierung eines Bauteils gelingt daher nur dann, wenn im thermisch eingeschwungenen Zustand die anzufahrende Position manuell referenziert wird. Auf Grund dessen wird in dieser Arbeit auf die Forderung einer Absolutgenauigkeit des Wegmess-Systems verzichtet.

Messung nach Festo-Norm

Die statischen Kennwerte des Demonstrators von SensMiLi werden weitestgehend gemäß der Festo-Norm FN942053 [Festo09] gemessen. Lediglich die Anzahl der pro Messposition aufgenommenen Messwerte muss reduziert werden, da Matlab aus ungeklärter Ursache nach der Decodierung von 20 000 Messwerten automatisch gestoppt wird.

Versatz der Null-Position zwischen PQW und SensMiLi

Um mit der Prüf-Software des PQW den vollständigen Messbereich von 50 mm vermessen zu können, muss der Messbereich des Referenz-Messsystems zu beiden

Messbereichsenden hin um mindestens 1 mm erweitert werden. Daher liegt die Null-Position von SensMiLi ca. bei der Position 1 mm des Referenz-Messsystems. Dies muss bei der Betrachtung des y -Achsenabschnitts der Ausgleichsgeraden aller Linearitätsmessungen berücksichtigt werden.

Aufbau der Unterkapitel

Die Beschreibung der Messergebnisse ist für jede Messungsart in drei Teile gegliedert. Zunächst werden jeweils das allgemeine Vorgehen bei der Messung, die dabei für SensMiLi zu beachtenden Besonderheiten und die Messparameter und -ergebnisse aufgezeigt. Anschließend werden die Messergebnisse mit dem FIB-Maßstab und danach diejenigen mit dem Kunststoff-Maßstab im Detail dargestellt. Eine Zusammenfassung und Bewertung der Messergebnisse findet sich schließlich in Abschnitt 11.4 „Technologieanalyse und -bewertung“.

11.2.1 Linearität

Die Linearität ist nach [Festo09] die maximale Abweichung zwischen der in einer Richtung aufgezeichneten Messkurve und einer idealen Geraden. Für die ideale Gerade ist weder der Startpunkt noch die Steigung vorgegeben, sodass sie auf eine minimale Abweichung zur Messkurve optimiert werden kann.

Zur Messung der Linearität werden nach [Festo09] an mindestens 100 gleichmäßig über den Messbereich verteilten Messpunkten jeweils 200 Messwerte aufgenommen (siehe Abb. 11.4). Aus den 200 Messwerten pro Position wird der Mittelwert gebildet, um den Einfluss des Messrauschens auf das Ergebnis zu reduzieren.

Zur Auswertung der Linearität werden die gemittelten Messwerte über die auf gleiche Weise gemittelten Referenzmesswerte in einem Koordinatensystem aufgetragen. Mit der Methode der kleinsten Fehlerquadrate wird eine Gerade durch die Messpunkte gelegt und die größte Abweichung eines Messpunktes von dieser Geraden als Linearitätsfehler angegeben.

Da die Auswertung einer Positionsinformation von SensMiLi mit dem Demonstrator ca. 0,27 s benötigt, würde die Auswertung von $100 \cdot 200$ Messwerten mit 100 Minuten recht lange dauern. Aus diesem Grund wird, einen größeren Einfluss des Rauschens (siehe Kapitel 11.2.2) in Kauf nehmend, die Anzahl der pro Position aufzunehmenden Messwerte auf ca. 64 beschränkt.

Damit ergeben sich für die Messung der Linearität folgende Parameter und Ergebnisse:

Messbereich:	50 mm
Messpunkte:	100
Schrittweite:	0,5 mm
Messzeit pro Position:	17 s
Messwerte pro Position SensMiLi:	64
Messwerte pro Position Referenz:	200
Messergebnis mit FIB-Maßstab:	8,12 μm
Messergebnis Kunststoff-Maßstab:	3,77 μm

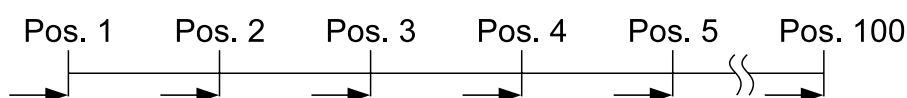


Abb. 11.4: Vorgehensweise bei der Linearitätsmessung, nach [Festo09].

11.2.1.1 Linearität mit FIB-Maßstab

SensMiLi zeigt mit dem FIB-Maßstab einen Linearitätsfehler von **8,120 µm** (siehe Abb. 11.6).

Die Ausgleichsgerade durch die über die Referenzpositionen aufgetragenen Messpositionen, die in Abb. 11.5 dargestellt ist, lautet:

$$f(x) = 1,0003153768 \cdot x - 1000,8785691153 \quad (11.1)$$

Die Steigung besitzt also nahezu den optimalen Wert 1 und der Achsenabschnitt liegt mit ca. -1 000 µm bei dem Versatz, der zur vollständigen Vermessung des 50 mm langen Messbereichs, zwischen SensMiLi und Referenz-Messsystem eingestellt werden musste (siehe Einleitung Kapitel 11.2).

Die Forderung nach einem Linearitätsfehler von maximal 1 µm wird zwar nicht erfüllt, dies ist jedoch auch angesichts der schlechten Qualität der Beugungsmuster, wie sie in Kapitel 10.1.2.2 beschrieben ist, nicht zu erwarten gewesen.

Berechnet man den Linearitätsfehler bezüglich einer Geraden mit zwar dem selben Achsenabschnitt, jedoch der Steigung 1, dann erhält man einen maximalen Fehler von **18,45 µm** nahe dem Ende des Maßstabs (siehe Abb. 11.7). Dieser Fehler ist ein Maß für die absolute Nichtlinearität des Maßstabs und lässt erkennen, dass die Positionsinformationen auf dem Maßstab etwas weiter beabstandet sind als beabsichtigt. Eine mögliche Ursache hierfür könnte die fehlerbehaftete Vermessung und Korrektur der Fügestellen zwischen den jeweils 400 µm langen Beugungsgitterbereichen sein. Eine andere Ursache könnten innere Spannungen darstellen, die beim Drahterodieren der Führungsschiene aus dem Vollmaterial in diese eingetragen worden sein könnten. Bei der lokalen Erwärmung durch den Ionenstrahlschreiber oder später durch zeitlich graduelle Prozesse könnten diese inneren Spannungen sich abgebaut und damit zu einer Dehnung des Maßstabs geführt haben.

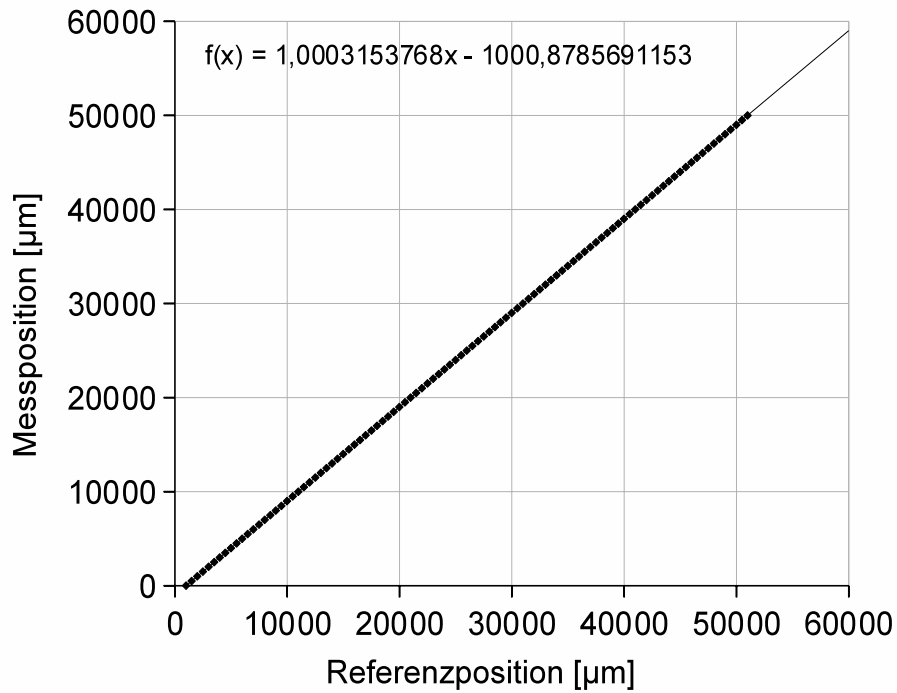


Abb. 11.5: Vergleich von Mess- und Referenzpositionen zur Ermittlung der Ausgleichsgeraden: $f(x) = 1,0003153768x - 1000,8785691153$

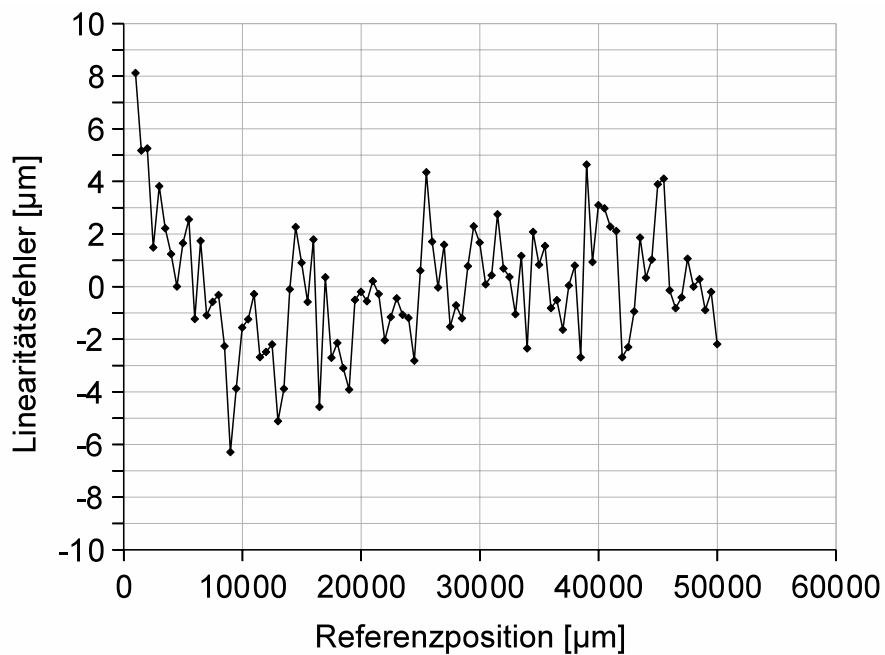


Abb. 11.6: Linearitätsfehler von SensMiLi mit FIB-Maßstab.

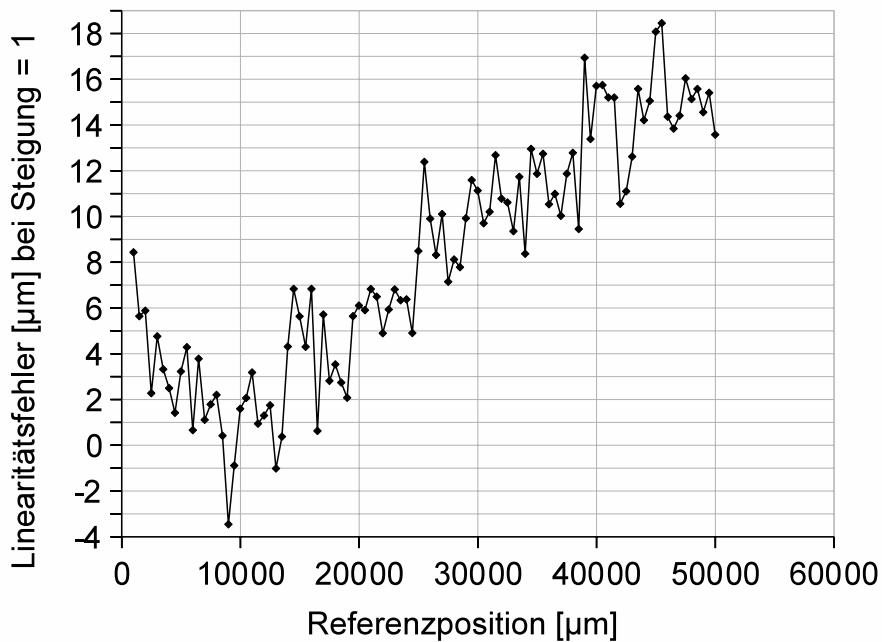


Abb. 11.7: Linearitätsfehler von SensMiLi mit FIB-Maßstab zu einer Geraden mit Steigung 1 und angepasstem Achsenabschnitt.

11.2.1.2 Linearität mit Kunststoff-Maßstab

SensMiLi zeigt mit dem Kunststoff-Maßstab einen Linearitätsfehler von **3,77 μm** (siehe Abb. 11.8 und 11.9).

Die Ausgleichsgerade durch die über die Referenzpositionen aufgetragenen Messpositionen, die in Abb. 11.9 dargestellt ist, lautet:

$$f(x) = 0.999768686 \cdot x - 984.046967924 \quad (11.2)$$

Die Steigung besitzt also nahezu den optimalen Wert 1 und der Achsenabschnitt liegt mit ca. -1 000 μm bei dem Versatz, der zur vollständigen Vermessung des 50 mm langen Messbereichs, zwischen SensMiLi und Referenz-Messsystem eingestellt werden musste (siehe Einleitung Kapitel 11.2).

Die Forderung nach einem Linearitätsfehler von maximal 1 μm wird zwar besser angenähert als mit dem FIB-Maßstab, jedoch kann sie auch mit dem Kunststoff-Maßstab nicht ganz erfüllt werden. Die Hauptursache hierfür ist auch dieses Mal wieder in der Qualität des Maßstabs zu suchen, der auf Grund von Fertigungstoleranzen Beugungsflecken erzeugt, deren Intensitätsverteilung teilweise deutlich von der idealen Gaußverteilung abweicht. Dadurch verliert die Feinauswertung der Position an Genauigkeit und auch die Linearität verschlechtert sich folglich.

Berechnet man den Linearitätsfehler bezüglich einer Geraden mit zwar dem selben Achsenabschnitt, jedoch der Steigung 1, dann erhält man einen maximalen Fehler von **-14,47 μm** am Ende des Maßstabs (siehe Abb. 11.10). Dieser Fehler ist ein Maß für die Nichtlinearität des Maßstabs selbst und lässt erkennen, dass die Positionsinformationen auf dem Maßstab im Gegensatz zu denjenigen auf dem FIB-Maßstab etwas enger beabstandet sind als beabsichtigt. Eine mögliche Ursache hierfür könnte die Schrumpfung des Kunststoffes beim Abkühlen nach dem Spritzguss sein. Da das Formwerkzeug nicht erwärmt worden ist, um ein Anhaften des Kunststoffes darauf zu vermeiden, ist der heiße Kunststoff beim Spritzguss vermutlich auf die Soll-Form gebracht worden und hat sich beim Abkühlen anschließend zusammengezogen.

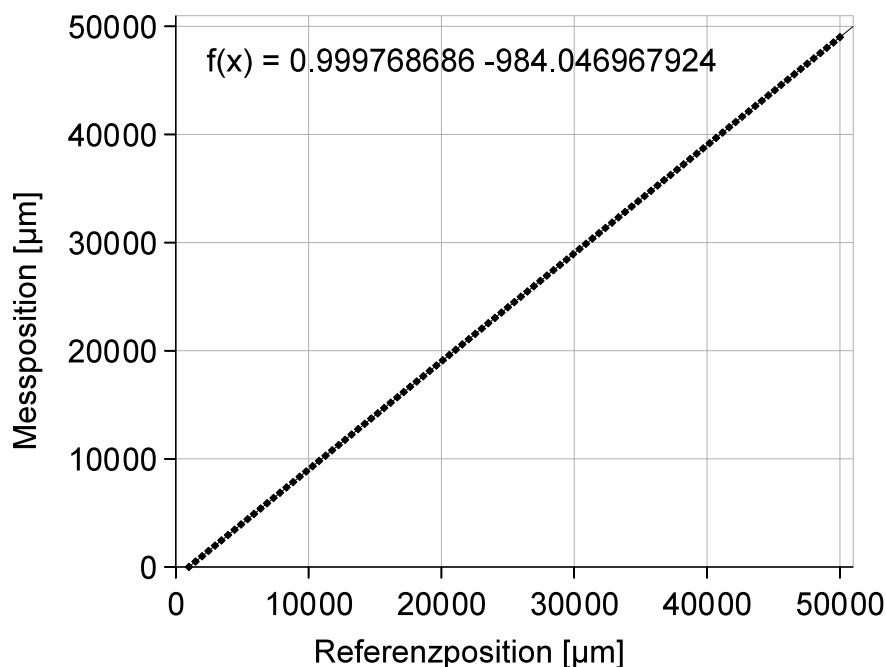


Abb. 11.8: Ausgleichsgerade durch die Messpositionen, die über die Referenzpositionen aufgetragen sind, und ihre Geradengleichung.

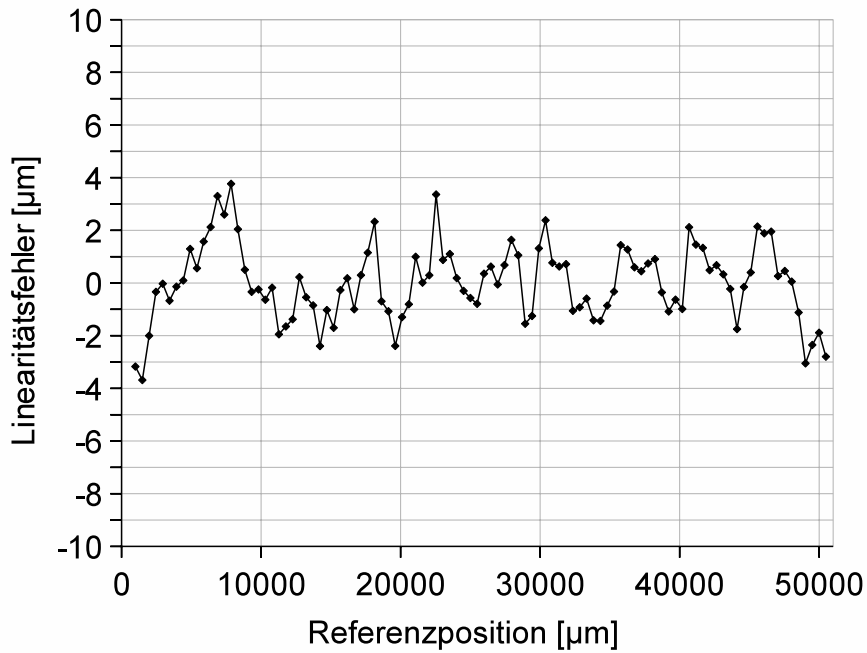


Abb. 11.9: Linearitätsfehler: Differenz der Messpunkte zur Ausgleichsgeraden aus Abb. 11.8.

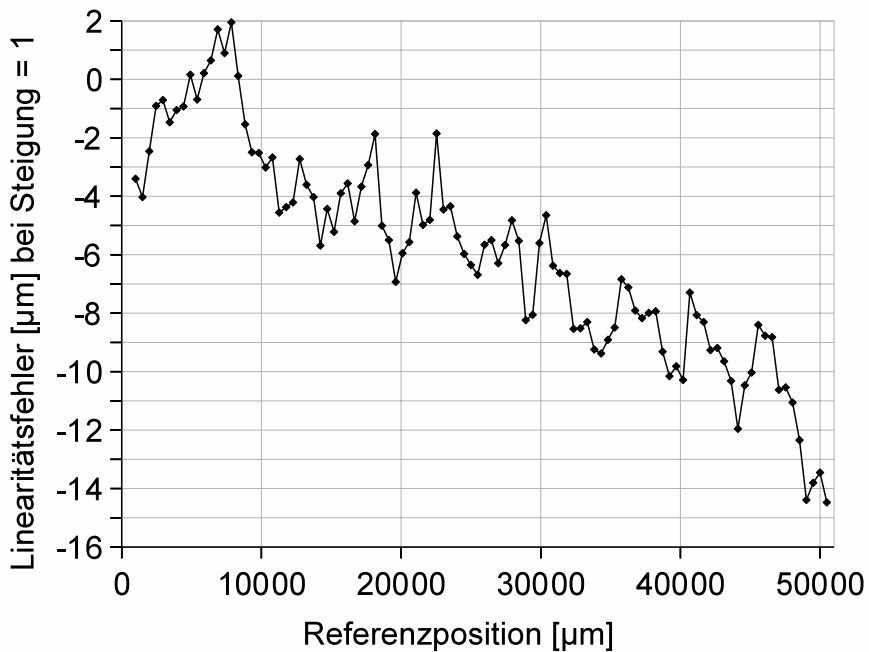


Abb. 11.10: Linearitätsfehler analog zu Abb. 11.9, jedoch auf der Grundlage einer Ausgleichsgeraden mit einer Steigung = 1.

11.2.2 Rauschen

Die Auswertung des Rauschens erfolgt nach [Festo09] mit Hilfe der Messdaten aus der Linearitätsmessung (siehe Kapitel 11.2.1). Es wird dazu der Minimal- und Maximalwert aller Messwerte einer jeden Messposition ermittelt. Die Differenzen dieser Minimal- und Maximalwerte zu dem Mittelwert ihrer jeweiligen Messposition werden über den Referenzpositionen in einem Diagramm aufgetragen.

Nach [Festo09] sollte zusätzlich an mindesten 5 gleichmäßig über den Messhub verteilten Positionen die Streuung der Messwerte um ihren Mittelwert in einem Histogramm dargestellt werden. Sind im Diagramm der Differenzwerte Ausreißer vorhanden, muss auch für diese Positionen ein Histogramm erstellt werden.

Um sich auf die besonders interessanten Informationen zu beschränken, werden in dieser Arbeit weniger Histogramme dargestellt als es von der Norm verlangt wird.

Bevor das Rauschen von SensMiLi mit FIB- und Kunststoff-Maßstab analysiert wird, wird zunächst das Rauschen des Referenz-Messsystems betrachtet, um einen Eindruck dafür zu bekommen mit welchen Störungen die Auswertung der Messdaten von SensMiLi überlagert sind. Es ergeben sich dabei folgende Mittelwerte mit ihren jeweiligen Standardabweichungen, die in den nächsten Kapiteln erläutert werden:

Referenz-Messsystem:	$0,16 \pm 0,10 \mu\text{m}$
SensMiLi mit FIB-Maßstab:	$0,59 \pm 0,70 \mu\text{m}$
SensMiLi mit Kunststoff-Maßstab:	$0,56 \pm 0,44 \mu\text{m}$

11.2.2.1 Rauschen des Referenz-Messsystems

Das Rauschen des Referenz-Messsystems, d.h. die Differenzen zwischen den minimalen und maximalen Messwerten einer Position, beträgt im Mittel **$0,16 \mu\text{m}$** mit einer Standardabweichung von **$\pm 0,10 \mu\text{m}$** (siehe Abb. 11.11 oben).

Dieses Band wird bemerkenswerterweise nur durch sehr wenige Ausreißer unter den 200 pro dargestellter Position aufgenommenen Messwerten auf diese Breite gebracht, wie die beiden unteren Histogramme in Abb. 11.11 zeigen. Dass zwischen den Differenzen $0 \mu\text{m}$ und $\pm 0,08 \mu\text{m}$ keine weiteren Messwerte zu finden sind, sollte nicht an der Auflösung des Mess-Systems liegen, da diese mit $0,01 \mu\text{m}$ angegeben ist.

Außerhalb der Standardabweichung sind jedoch auch einige Ausreißer zu sehen, deren größte Differenz zwischen minimalem und maximalem Messwert bei **0,8 μm** liegt. Die eher gleichmäßige Verteilung der in diesem Bereich vorkommenden Differenzen (siehe oberstes Histogramm in Abb. 11.11) lässt vermuten, dass es sich hierbei um die Auswirkung von mechanischen Vibrationen auf den Prüfstand handeln könnte. Spürbare Vibrationen wurden bereits durch vorbeigehende Personen verursacht und traten während der Messungen sehr häufig auf.

11.2.2.2 Rauschen mit FIB-Maßstab

SensMiLi besitzt mit dem FIB-Maßstab ein Rauschen, d.h. Differenzen zwischen den minimalen und maximalen Messwerten einer Position, die sich im Mittel bei **0,59 μm** befinden und eine Standardabweichung von **$\pm 0,70 \mu\text{m}$** besitzen (siehe Abb. 11.12 oben).

Es gibt jedoch auch vereinzelt Spitzen bei den Messabweichungen, die bis nahezu **5 μm** Differenz zum Mittelwert erreichen. Wie die 3 Histogramme in Abb. 11.12 (unten) zeigen, werden diese Spitzen nur durch einzelne Messwerte erzeugt, während die große Mehrheit der Messwerte immer nahe am Mittelwert liegt. Die Standardabweichung zwischen den Messwerten an einer Messposition ist also gering und liegt deutlich unter 1 μm . Die großen Spitzen im Rauschen sind dennoch als kritisch zu bewerten. Eine Ursache hierfür könnte die im Vergleich zum Referenz-Messsystem deutlich längere Messdauer von 17 s an einer Position sein, während der die Wahrscheinlichkeit des Auftretens von externen Vibrationen sich stark erhöht.

11.2.2.3 Rauschen mit Kunststoff-Maßstab

SensMiLi besitzt mit dem Kunststoff-Maßstab ein Rauschen, d.h. Differenzen zwischen den minimalen und maximalen Messwerten einer Position, die sich im Mittel bei **0,56 μm** befinden und eine Standardabweichung von **$\pm 0,44 \mu\text{m}$** besitzen (siehe Abb. 11.13). Die beobachteten Spitzen im Rauschen erreichen trotz gleicher Messzeit pro Position keine größeren Werte als **1,5 μm** und sind damit deutlich geringer als beim FIB-Maßstab. Entweder es sind bei dieser Messung weniger Vibrationen aufgetreten als beim FIB-Maßstab, oder diese sind nicht die einzige Ursache für das relativ große Rauschen.

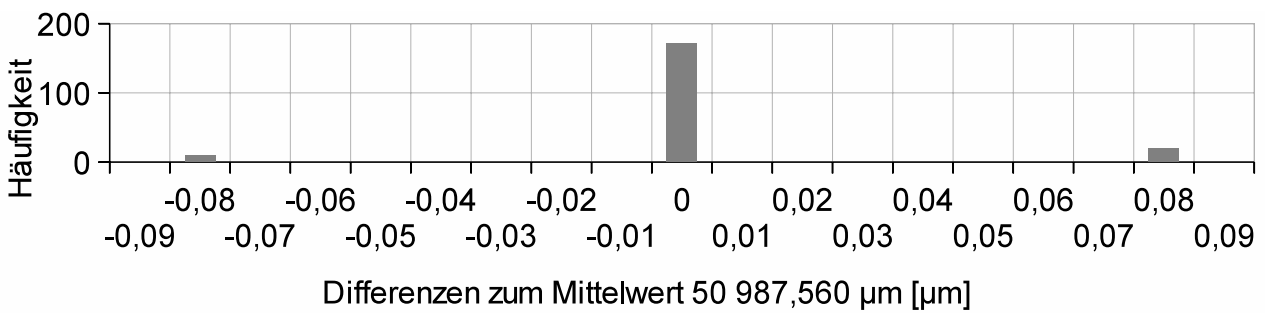
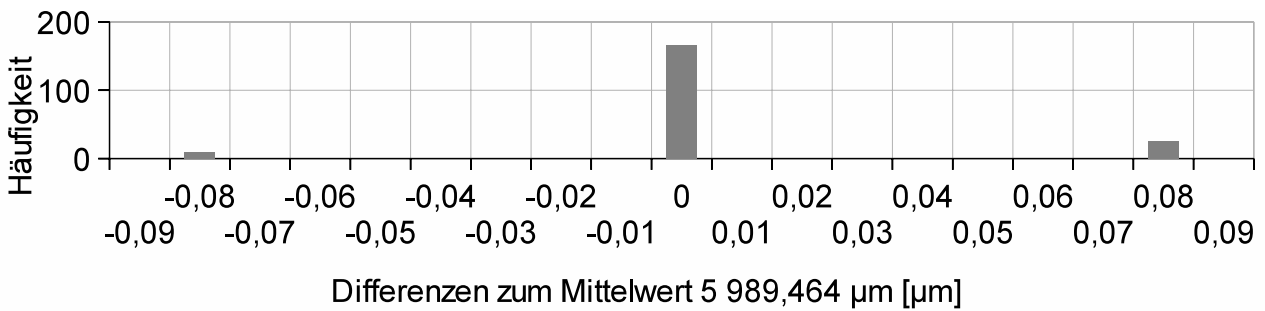
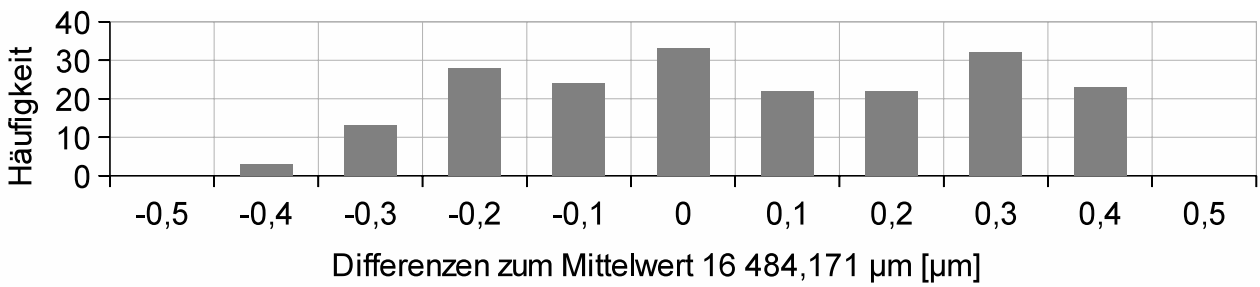
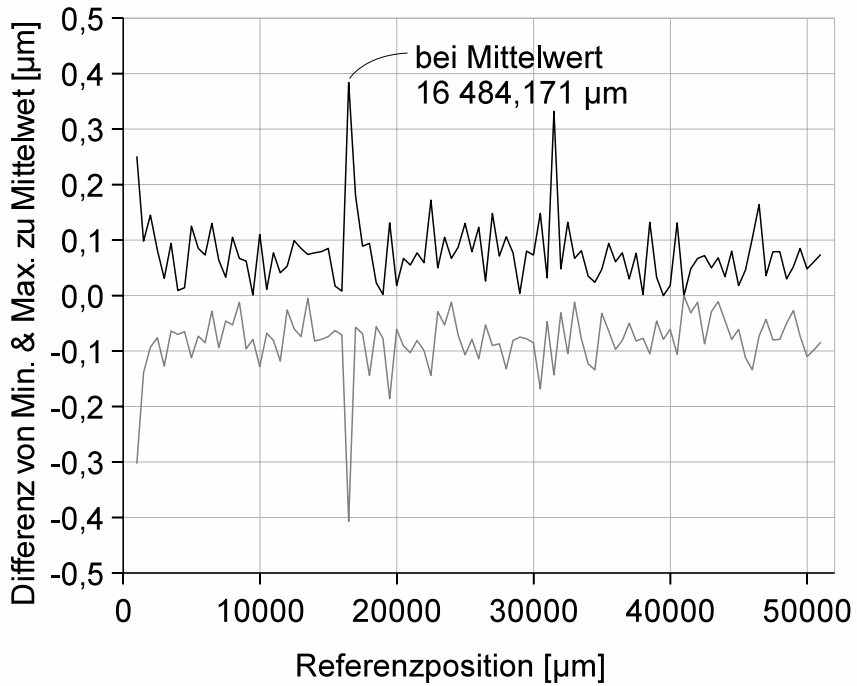


Abb. 11.11: Rauschen des Referenz-Messsystems bei Linearitätsmessung aus Kapitel 11.2.1.1 (oben) und 3 exemplarische Histogramme (unten).

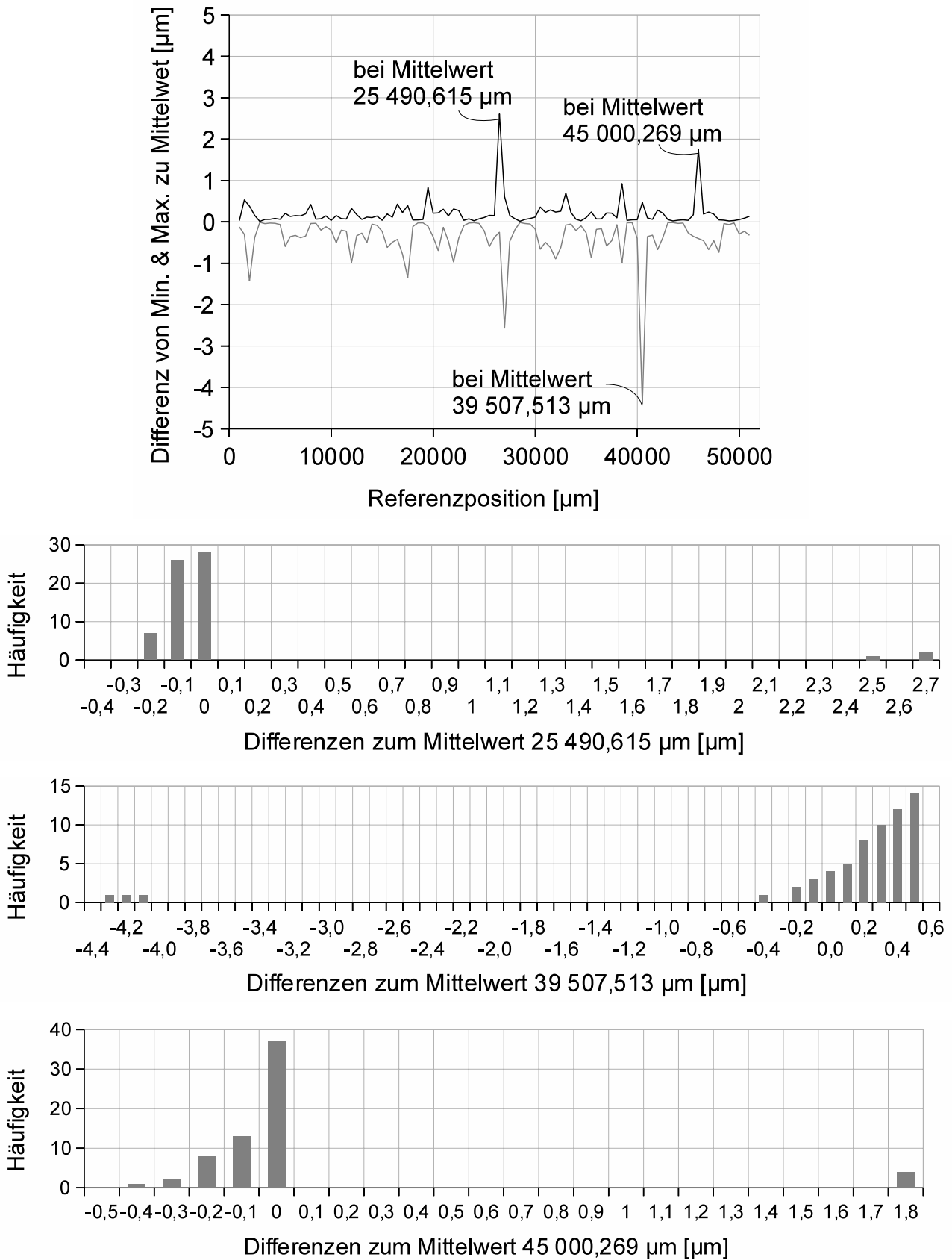


Abb. 11.12: Rauschen von SensMiLi mit FIB-Maßstab bei Linearitätsmessung aus Kapitel 11.2.1.1 (oben) und 3 exemplarische Histogramme von Spitzen im Rauschdiagramm (unten).

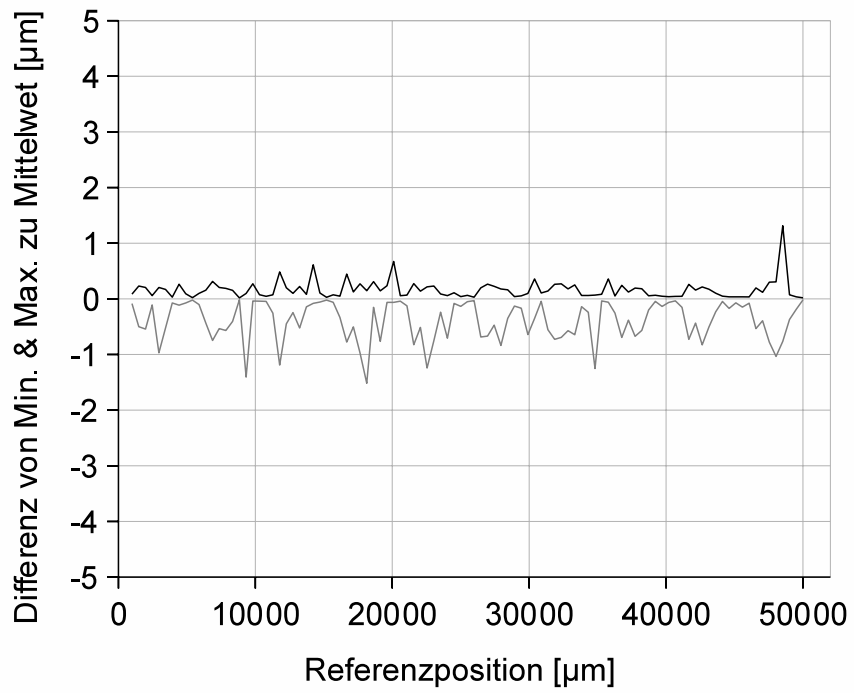


Abb. 11.13: Rauschen von SensMiLi mit Kunststoff-Maßstab.

11.2.3 Mikrolinearität

Zur Messung der Mikrolinearität werden nach [Festo09] 5 gleichmäßig über den Messbereich verteilte Teilstücke mit je 2 mm Länge gemäß der Linearitätsmessung (siehe Abschnitt 11.2.1) vermessen. Jedes der 5 Teilstücke ist also wieder in 100 Messpositionen aufzuteilen (siehe Abb. 11.14), woraus sich Abstände der Messpositionen innerhalb eines Teilstücks von 20 μm ergeben. An jeder Messposition werden 200 Messwerte aufgenommen, aus denen der Mittelwert gebildet wird.

Da für SensMiLi eine Auflösung unterhalb eines Mikrometers erwartet wird, ist es interessanter den Abstand der Messpositionen innerhalb eines Teilstücks von 20 μm auf 1 μm zu reduzieren, sodass sich eine Länge der Teilstücke von 100 μm ergibt.

Die Auswertung der Mikrolinearität erfolgt in den 5 Teilstücken genauso wie die Auswertung der Linearität in Kapitel 11.2.1.

Als Ergebnis der Messung wird der größte der 5 Mikrolinearitätsfehler angegeben.

Damit ergeben sich für die Messung der Linearität folgende Parameter und Ergebnisse:

Messbereich:	50 mm
Teilstücke:	5
Messpunkte pro Teilstück:	100
Schrittweite zwischen Messpunkten:	1 μm
Messzeit pro Position:	9 s
Messwerte pro Position SensMiLi:	43
Messwerte pro Position Referenz:	200
Messergebnis mit FIB-Maßstab:	4,868 μm
Messergebnis Kunststoff-Maßstab:	2,895 μm

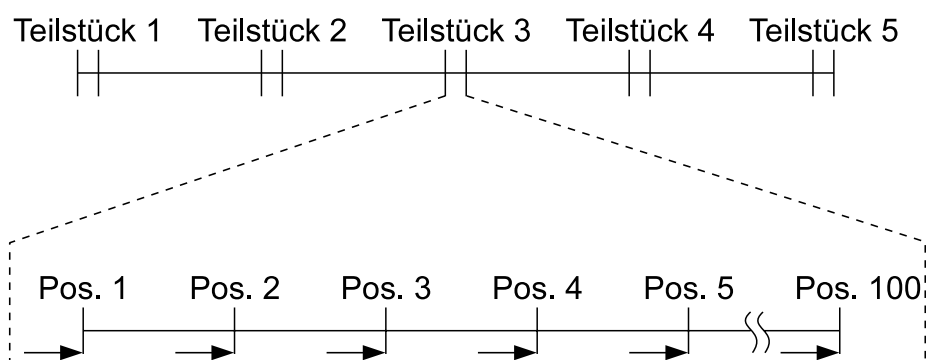


Abb. 11.14: Vorgehen bei der Messung der Mikrolinearität, nach [Festo09].

11.2.3.1 Mikrolinearität mit FIB-Maßstab

Bei der Messung der Mikrolinearität mit dem FIB-Maßstab wurde die Position 12 615,4 μm in Teilstück 2 von SensMiLi teilweise falsch dekodiert. Unter den ersten 15 Messwerten wiesen 4 einen um 6 mm verschobenen Wert auf. Zur Auswertung des Messergebnisses wurden die 4 falschen Positionswerte gelöscht und der Mittelwert dieser Position aus den verbleibenden 38 Messwerten berechnet.

Wie aus den Abbildungen 11.15 bis 11.19 ersichtlich ist, sind in den 5 Teilstücken folgende 5 Mikrolinearitäten betragsmäßig ermittelt worden:

Teilstück 1:	4,868 μm
Teilstück 2:	4,772 μm
Teilstück 3:	3,907 μm
Teilstück 4:	3,034 μm
Teilstück 5:	2,077 μm

Die gesamte Mikrolinearität entspricht also dem maximalen der 5 Beträge: **4,868 μm** .

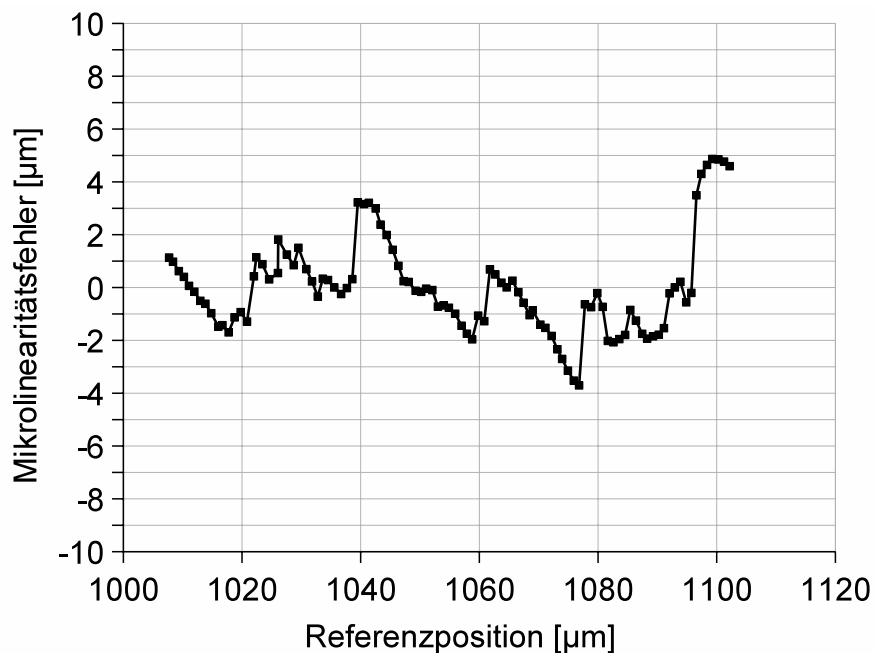


Abb. 11.15: Mikrolinearitätsfehler von SensMiLi mit FIB-Maßstab im Teilstück 1.

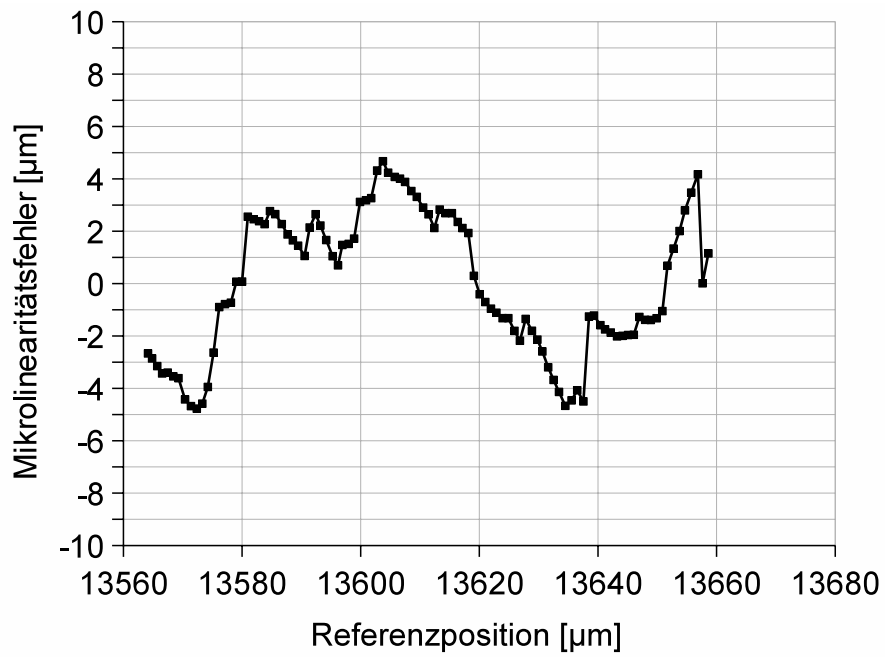


Abb. 11.16: Mikrolinearitätsfehler von SensMiLi mit FIB-Maßstab im Teilstück 2.

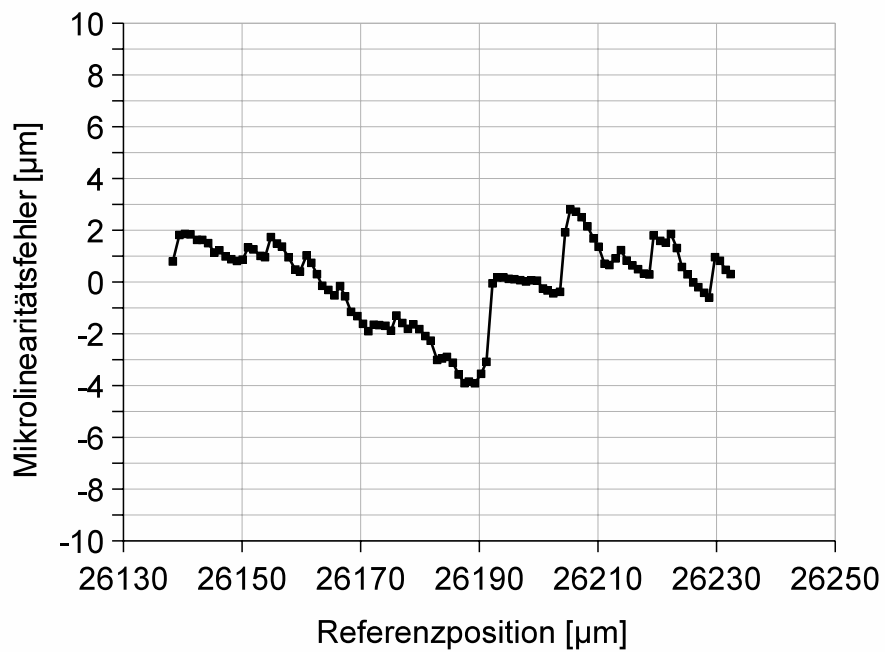


Abb. 11.17: Mikrolinearitätsfehler von SensMiLi mit FIB-Maßstab im Teilstück 3.

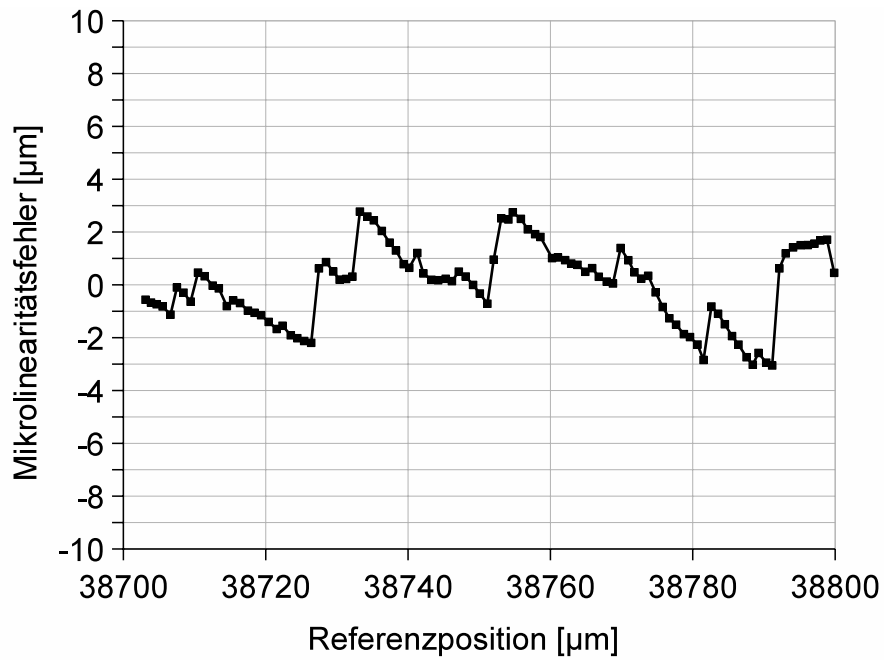


Abb. 11.18: Mikrolinearitätsfehler von SensMiLi mit FIB-Maßstab im Teilstück 4.

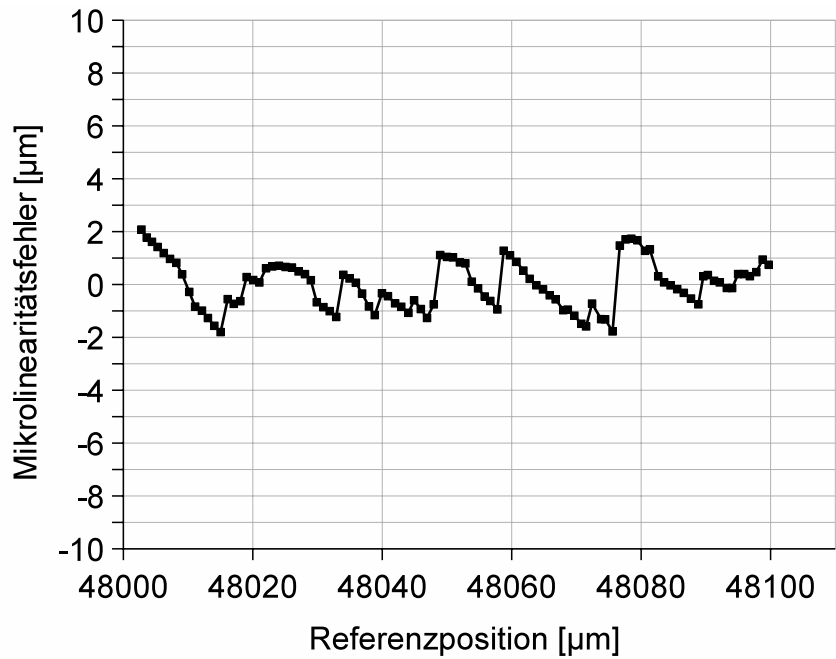


Abb. 11.19: Mikrolinearitätsfehler von SensMiLi mit FIB-Maßstab im Teilstück 5.

11.2.3.2 Mikrolinearität mit Kunststoff-Maßstab

Wie aus den Abbildungen 11.20 bis 11.24 ersichtlich ist, sind in den 5 Teilstücken folgende 5 Mikrolinearitäten betragsmäßig ermittelt worden:

Teilstück 1:	1,989 μm
Teilstück 2:	2,600 μm
Teilstück 3:	2,551 μm
Teilstück 4:	2,162 μm
Teilstück 5:	2,895 μm

Die gesamte Mikrolinearität entspricht also dem maximalen der 5 Beträge: **2,895 μm** .

Es sind auf den Teilstücken 1 ... 5 immer wieder längere Wegabschnitte zu erkennen, die einen Mikrolinearitätsfehler $< 1 \mu\text{m}$ besitzen. Diese Wegabschnitte lassen vermuten, dass hier die Qualität des Maßstabs besonders gut ist. Würde man die Qualität des Maßstabs überall auf dieses Niveau bringen können, dann müsste auch eine gesamte Mikrolinearität von $< 1 \mu\text{m}$ erreichbar sein.

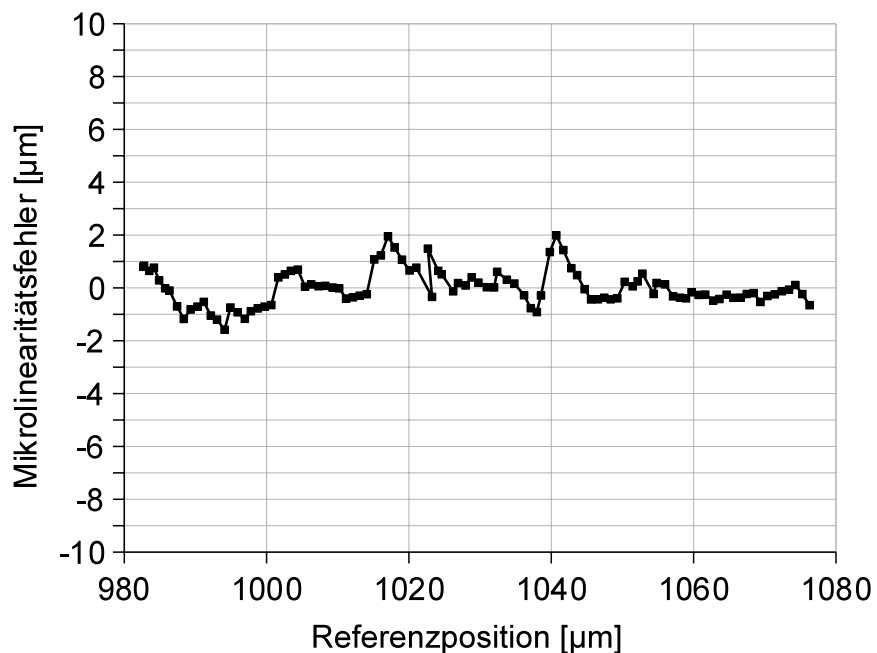


Abb. 11.20: Mikrolinearitätsfehler von SensMiLi mit Kunststoff-Maßstab im Teilstück 1.

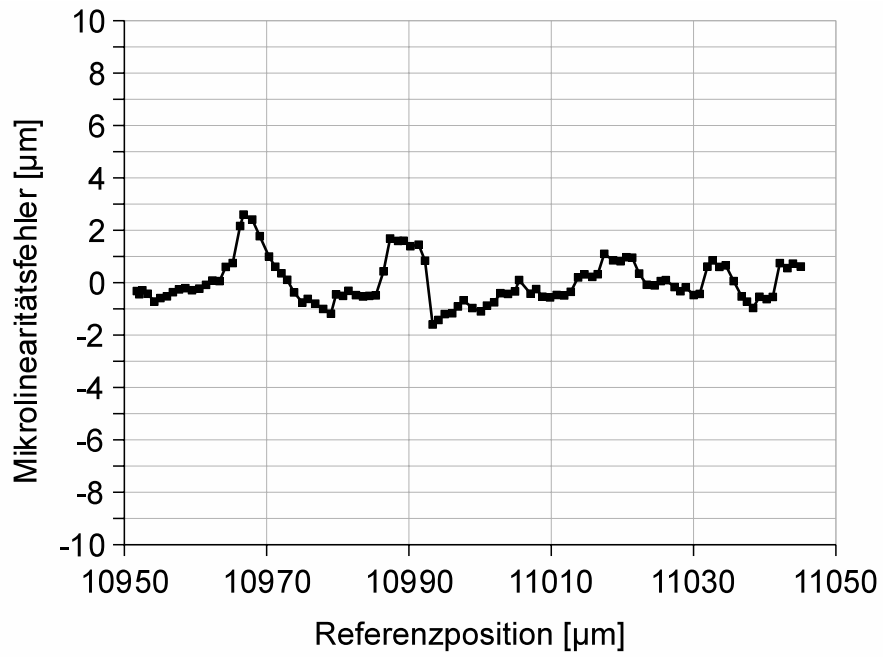


Abb. 11.21: Mikrolinearitätsfehler von SensMiLi mit Kunststoff-Maßstab in Teilstück 2.

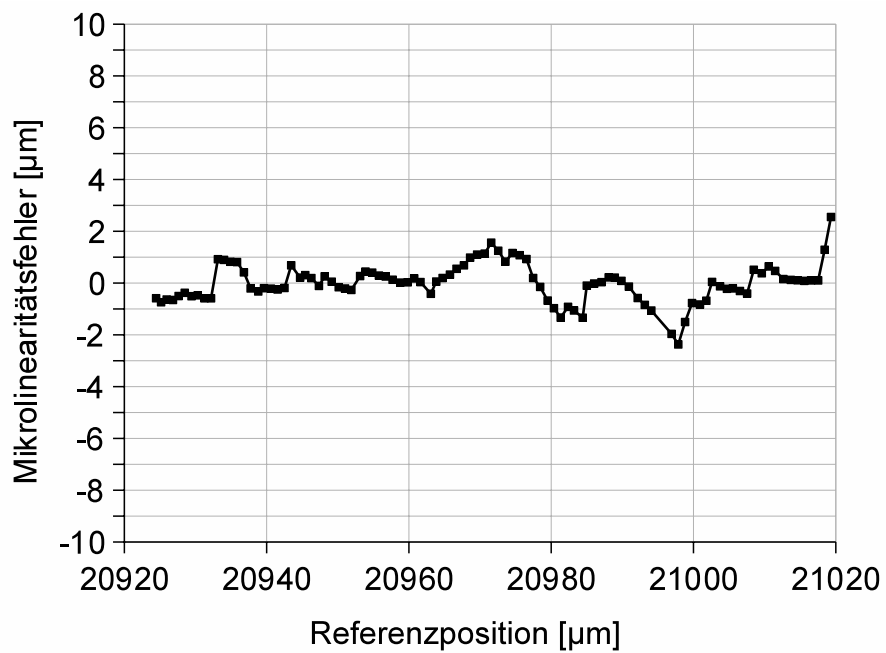


Abb. 11.22: Mikrolinearitätsfehler von SensMiLi mit Kunststoff-Maßstab in Teilstück 3.

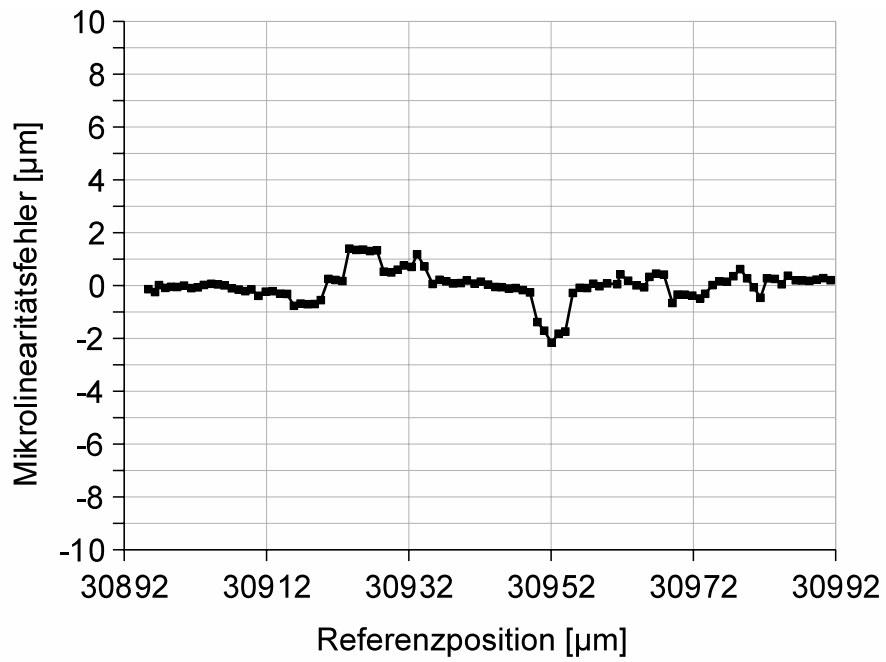


Abb. 11.23: Mikrolinearitätsfehler von SensMiLi mit Kunststoff-Maßstab in Teilstück 4.

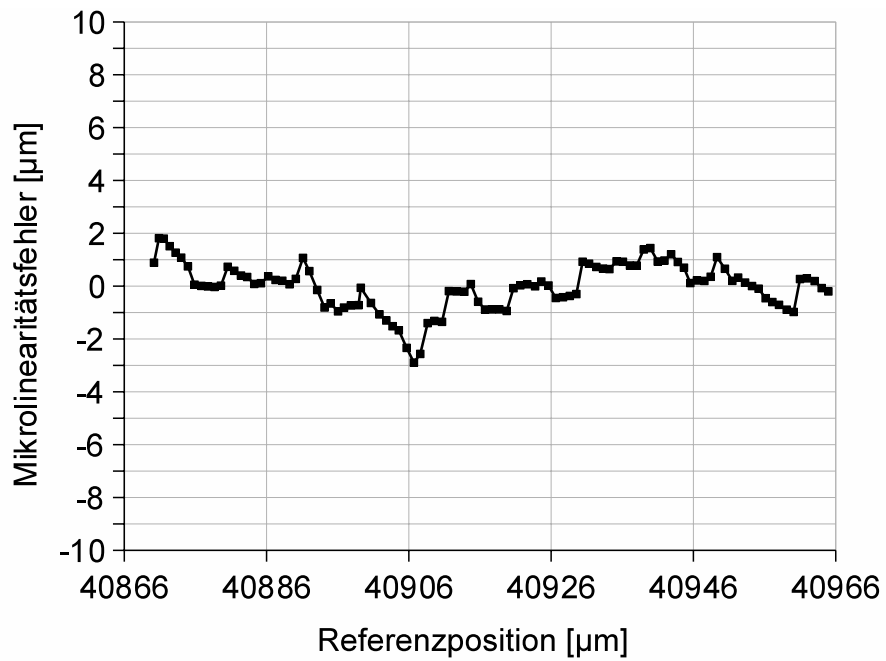


Abb. 11.24: Mikrolinearitätsfehler von SensMiLi mit Kunststoff-Maßstab in Teilstück 5.

11.2.4 Auflösung

Nach der Norm zur Qualifizierung von Positionssensoren der Firma Festo [Festo09], muss ein Teilbereich des Messhubs, der mindesten 10-mal größer ist als die theoretische Auflösung, in Messschritten vermessen werden, die mindestens 10-mal kleiner sind als die theoretische Auflösung. An jeder Messposition sind 100 Messwerte aufzunehmen, aus denen der Mittelwert zu bilden ist. Zur Auswertung der Auflösung sind die Mittelwerte dieser ≥ 100 Messpositionen in Abhängigkeit des Referenzsignals darzustellen.

Die theoretische Auflösung von SensMiLi ist abhängig von dem Näherungsfehler und der Anzahl der Nachkommastellen, mit welcher der subgittergenaue Positionswert berechnet werden kann. Dieser theoretische Fehler liegt unterhalb des Nanometer-Bereichs. Durch die Unvollkommenheit der Maßstabsgitter entstehen relative Intensitätsschwankungen unter den Beugungsflecken, die einen deutlich größeren Einfluss auf die Positionsberechnung im Subgitterbereich haben. Daher ist die Auflösung eher bei $0,1 \mu\text{m}$ zu erwarten.

Für die Messung der Auflösung ergäbe sich damit ein Messbereich von $1,0 \mu\text{m}$ der in Messschritten von $0,01 \mu\text{m}$ durchfahren werden müsste. Da der Schrittmotor des PQW jedoch nur Schritte verfahren kann, die $\geq 1,0 \mu\text{m}$ sind, muss diese untere Grenze für die Weite der Messschritte verwendet werden. Daraus ergibt sich ein Messbereich von $100 \mu\text{m}$.

Diese Messparameter wurden bereits für die Messung der Mikrolinearität verwendet (siehe Kapitel 11.2.3), sodass die selben Messdaten auch für die Auswertung der Auflösung verwendet werden.

Damit ergeben sich für die Messung der Linearität folgende Parameter und Ergebnisse:

Messbereich:	100 μm
Messpunkte:	100
Schrittweite zwischen Messpunkten	1 μm
Messzeit pro Position:	10 s
Messwerte pro Position SensMiLi:	43
Messwerte pro Position Referenz:	200
Messergebnis mit FIB-Maßstab:	$< 1 \mu\text{m}$
Messergebnis Kunststoff-Maßstab:	$< 1 \mu\text{m}$

11.2.4.1 Auflösung mit FIB-Maßstab

In Abb. 11.25 wird exemplarisch ein Bereich zwischen 1007 und 1017 μm aus dem Teilstück 1 der Mikrolineritätsmessung betrachtet. Es ist zu erkennen, dass die Messpositionen den Referenzpositionen bei der Soll-Schrittweite von 1 μm stufenlos folgen können. Die Auflösung von SensMiLi mit FIB-Maßstab liegt also unterhalb 1 μm . Auch die Darstellung der ungemittelten Messpositionen in Abb. 11.26, aus denen eine kleine Streubreite der einzelnen Messwerte ersichtlich wird, bestätigt, dass die Auflösung deutlich kleiner als 1 μm ist.

Um den genauen Wert der Auflösung messen zu können, müsste also ein Antrieb verwendet werden, der um deutlich kleinere Inkremente als 1 μm verfahren kann.

11.2.4.2 Auflösung mit Kunststoff-Maßstab

Auch mit dem Kunststoff-Maßstab besitzt SensMiLi eine Auflösung, die den ca. 1 μm weiten Schritten des Schrittmotors des Versuchsaufbaus folgen kann (siehe Abb. 11.27 und 11.28). Die Streubreite der einzelnen Messwerte einer Position ist noch etwas geringer als diejenige beim FIB-Maßstab, was das geringere Rauschen mit dem Kunststoff-Maßstab noch einmal exemplarisch bestätigt.

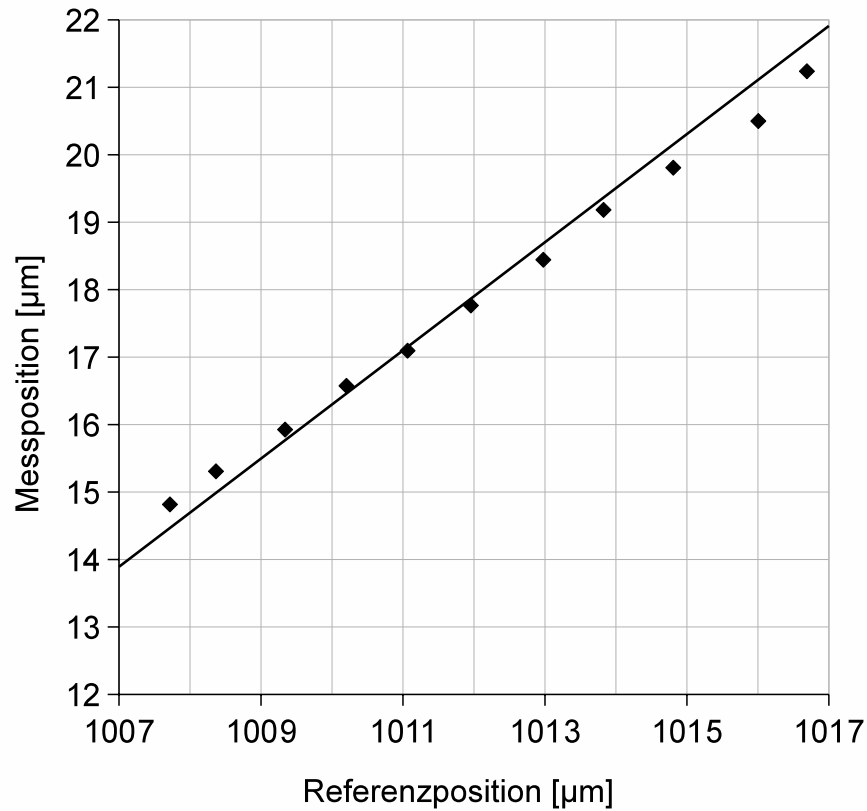


Abb. 11.25: Messdaten aus Teilstück 1 der Mikrolinearitätsmessung (Abschnitt 11.2.3.1). Auflösung von SensMiLi mit FIB-Maßstab bei Schrittweite von $1 \mu\text{m}$ noch nicht erkennbar.

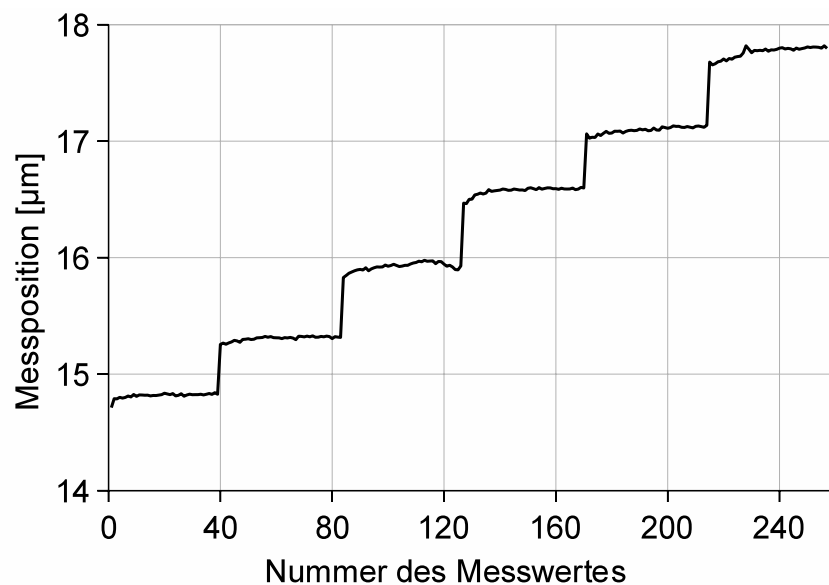


Abb. 11.26: Die Darstellung aller (ungemittelten) Messwerte aus Abb. 11.25 zwischen 1007 und $1012 \mu\text{m}$ zeigt eine geringe Streubreite der Messwerte und bestätigt eine Auflösung $< 1 \mu\text{m}$ mit dem FIB-Maßstab.

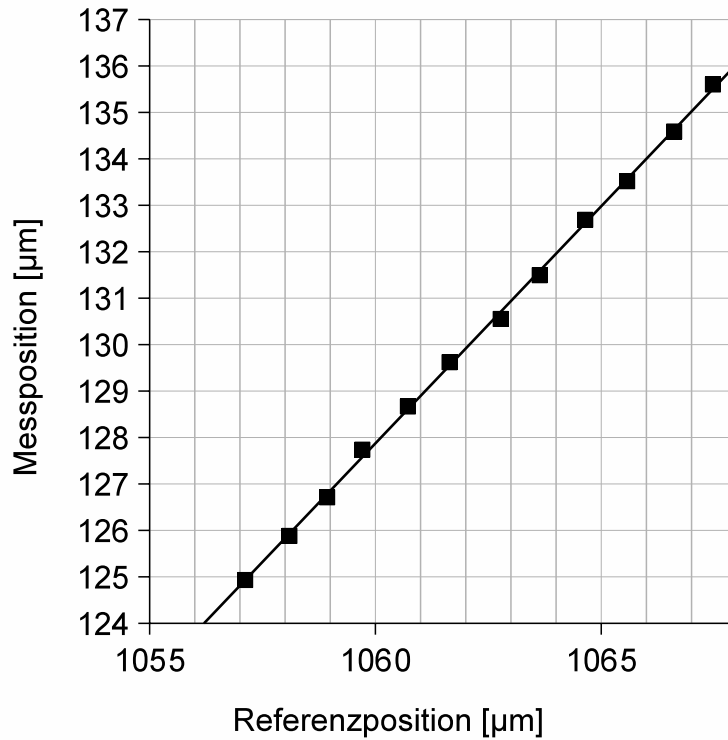


Abb. 11.27: Messdaten aus Teilstück 1 der Mikrolinearitätsmessung (Abschnitt 11.2.3.2). Auflösung von SensMiLi mit Kunststoff-Maßstab bei Schrittweite von 1 µm noch nicht erkennbar.

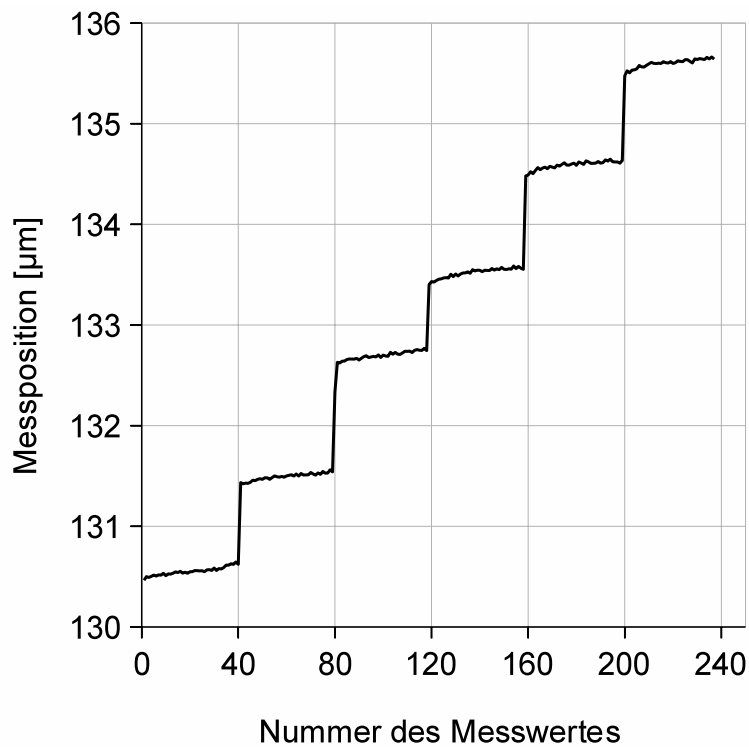


Abb. 11.28: Die Darstellung aller (ungemittelten) Messwerte aus Abb. 11.27 zwischen 130 und 136 µm zeigt eine geringe Streubreite der Messwerte und bestätigt eine Auflösung < 1 µm mit dem Kunststoff-Maßstab.

11.2.5 Wiederholgenauigkeit

Um die Wiederholgenauigkeit zu ermitteln, werden nach [Festo09] mindestens 10 gleichmäßig über den Messbereich verteilte Positionen jeweils 20 mal von einer Richtung aus angefahren (siehe Abb. 11.29). An jeder Position müssen aufeinanderfolgend 200 Messwerte erfasst werden.

Zur Auswertung der Wiederholungsfehler wird die Differenz zwischen dem größten und dem kleinsten der $20 \cdot 200 = 4000$ Messwerte pro Position gebildet. Die größte dieser Differenzen wird als Wiederholgenauigkeit angegeben.

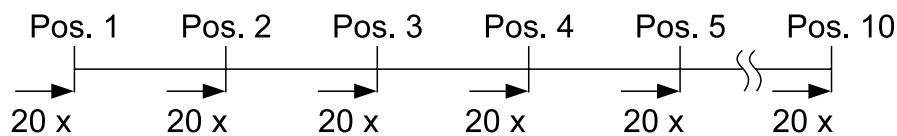


Abb. 11.29: Vorgehen bei der Messung der Wiederholgenauigkeit, nach [Festo09].

Der Schrittmotor des Prüfstandes erreicht die 10 Soll-Positionen nur mit einer Abweichung, die im einstelligen Mikrometerbereich und damit bereits im Genauigkeitsbereich von SensMiLi liegt. Daher wirkt sich der Positionierungsfehler deutlich auf die Differenz zwischen größtem und kleinstem Messwert bzw. auf das Ergebnis der Wiederholgenauigkeit aus (siehe Abb. 11.30 oben). Durch die Subtraktion des relativ zum Mittelwert der Referenzposition gemessenen Positionierungsfehlers von den Messwerten, können diese korrigiert werden (siehe Abb. 11.30 unten):

$$Mess_{korr} = Mess - (Ref - Ref_{mittel}) \quad (11.3)$$

Hierbei ist $Mess$ der Messwert und Ref der entsprechende Referenzwert. $Mess_{korr}$ ist dementsprechend der korrigierte Messwert und Ref_{mittel} die aus allen Referenzpositionswerten gemittelte Referenzposition. Auf diese Weise ergibt sich die um den Positionierungsfehler bereinigte Wiederholgenauigkeit.

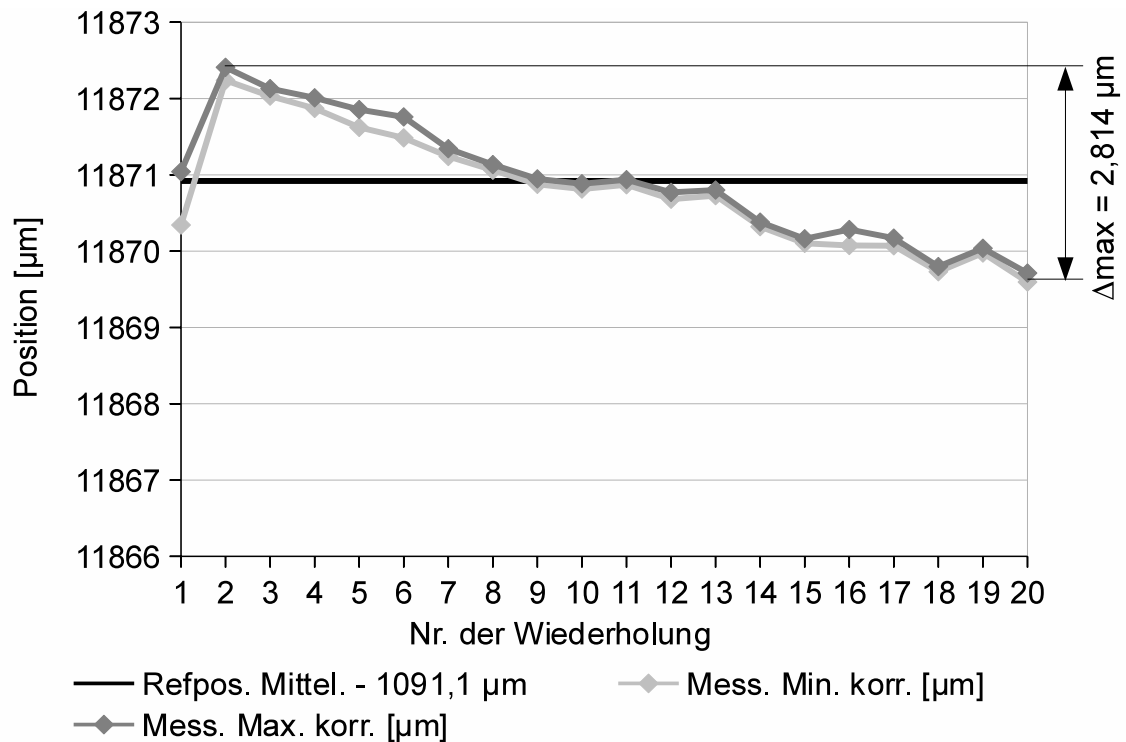
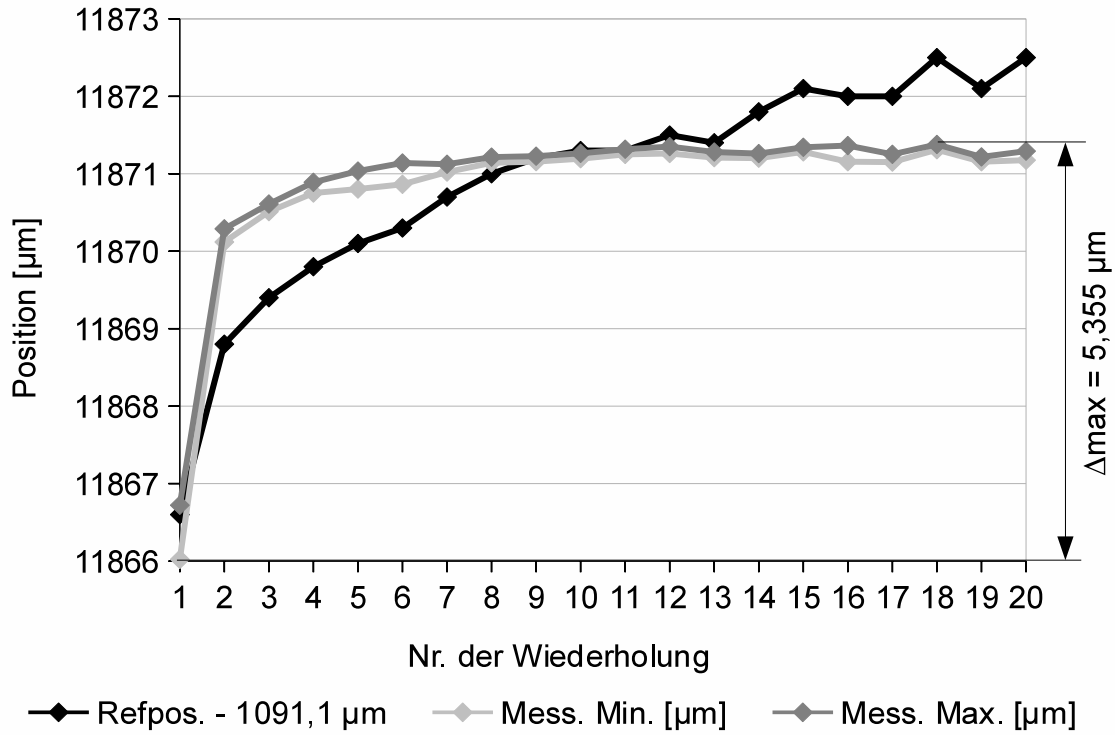


Abb. 11.30: Wiederholgenauigkeit bzw. größte Differenz Δ_{max} zwischen dem minimalen und maximalen Messwert an der Referenzposition 12 962,02 μm ohne (oben) und mit Korrektur des Positionierfehlers (unten).

Da die Auswertung in Matlab nach dem Einlesen von genau 20 000 Messwerten aus ungeklärten Gründen automatisch endet, musste die Anzahl der pro Position aufgenommenen Messwerte auf $20 \cdot 100 = 2000$ beschränkt werden. Die aus Abb. 11.26 ersichtliche, geringe Streubreite der an einer Position aufeinanderfolgend eingelesenen Messwerte lässt die Annahme zu, dass durch diese Reduktion das Messergebnis nicht signifikant beeinflusst wird.

Damit ergeben sich für die Messung der Wiederholgenauigkeit folgende Parameter und Ergebnisse:

Messbereich:	50 mm
Messpunkte:	10
Schrittweite zwischen Messpunkten:	5 mm
Anzahl der Anfahrten pro Position:	20
Messzeit pro Position:	27 s
Messwerte pro Position SensMiLi:	100
Messwerte pro Position Referenz:	200
Messergebnis mit FIB-Maßstab:	3,898 μm
Messergebnis Kunststoff-Maßstab:	2,588 μm

11.2.5.1 Wiederholgenauigkeit mit FIB-Maßstab

Die Positionen 39 081 μm und 49 966 μm wurden teilweise falsch decodiert. Jeweils ca. 13 der 100 Messwerte lagen deutlich von der tatsächlichen Messposition entfernt. Sie wurden daher gelöscht und der Mittelwert für die jeweilige Position wurde aus den verbleibenden Messwerten berechnet.

Mit dem FIB-Maßstab wurden zwar zwei Positionen gemessen, bei denen die Wiederholgenauigkeit nahezu bei dem verlangten Wert von 1 μm liegt, der größte Wiederholungsfehler liegt jedoch bei **3,898 μm** (siehe Abb. 11.31).

11.2.5.2 Wiederholgenauigkeit mit Kunststoff-Maßstab

Die Wiederholgenauigkeit ist mit dem Kunststoff-Maßstab deutlich besser als mit dem FIB-Maßstab. 3 der 10 Messpositionen zeigen einen Wiederholungsfehler, der nahe an dem

angestrebten Wert von 1 μm liegt. Der größte Wiederholungsfehler beträgt **2,588 μm** (siehe Abb. 11.32).

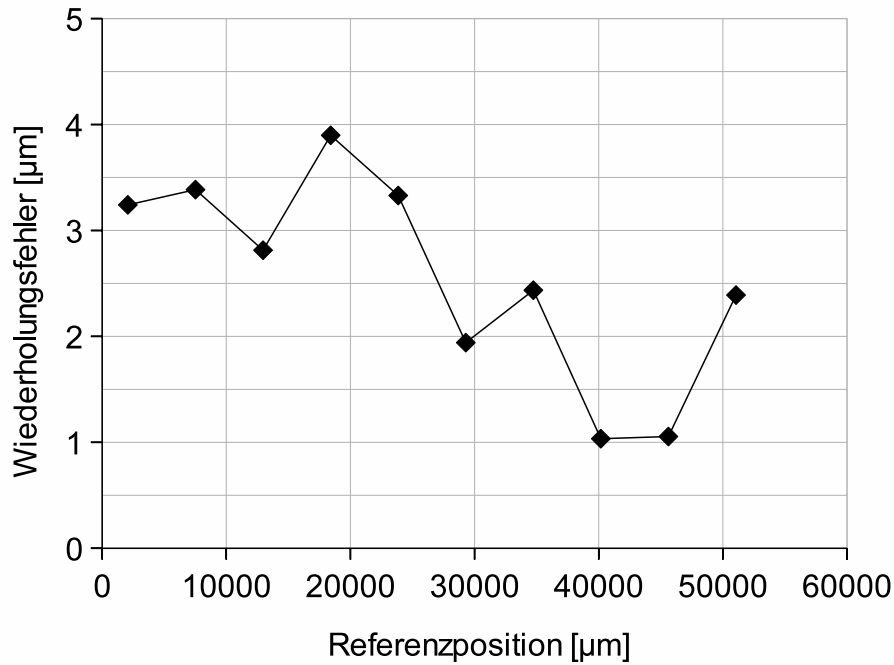


Abb. 11.31: Wiederholungsfehler von SensMiLi an 10 Positionen des FIB-Maßstabs. Der die Wiederholgenauigkeit bestimmende maximale Fehler beträgt 3,898 μm .

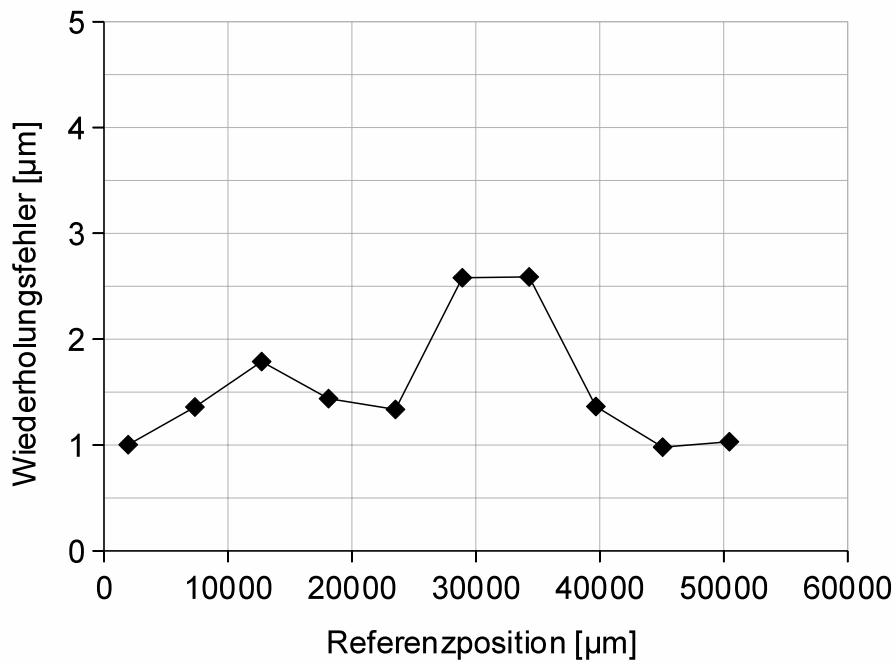


Abb. 11.32: Wiederholungsfehler von SensMiLi an 10 Positionen des Kunststoff-Maßstabs. Der die Wiederholgenauigkeit bestimmende maximale Fehler beträgt 2,588 μm .

11.2.6 Hysterese

Zur Ermittlung der Hysterese wird nach [Festo09] das Verfahren der Linearitätsmessung (siehe Kapitel 11.2.1) angewendet, mit dem Unterschied, dass nun die ≥ 100 gleichmäßig über den Messbereich verteilten Positionen nicht nur von einer, sondern auch von der anderen Seite angefahren werden (siehe Abb. 11.33).

Der Hysteresefehler an einer Position ergibt sich aus der Differenz der beiden Mittelwerte, die beim Anfahren von beiden Richtungen her aus den Messwerten gebildet werden. Da die Norm [Festo09] lediglich die Darstellung des Hystereseverlaufs fordert, wird hier zusätzlich der Mittelwert aller Hysteresefehler mit seiner Standardabweichung als Ergebniswert angegeben.

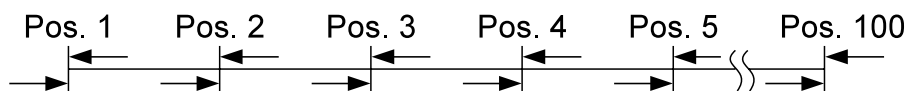


Abb. 11.33: Vorgehen bei der Messung der Hysterese, nach [Festo09].

Ebenso wie bei der Wiederholgenauigkeit (siehe Kapitel 11.2.5) spielt auch bei der Hysterese der Positionierungsfehler des Schrittmotors eine Rolle. Beim Anfahren einer Position von links wird vom Schrittmotor eine andere Ist-Position erreicht als beim Anfahren der selben Position von rechts. Die Differenz dieser Ist-Positionen muss von der Differenz der Messwerte vorzeichenrichtig subtrahiert werden, um den Einfluss des Positionierungsfehlers auf das Messergebnis zu verhindern. Der Hysteresefehler H_{ys} wird also berechnet zu:

$$H_{ys} = Mess_{rechts} - Mess_{links} - (Ref_{rechts} - Ref_{links}) \quad (11.4)$$

Hierbei gibt $Mess_{rechts}$ bzw. $Mess_{links}$ den gemittelten Messwert und Ref_{rechts} bzw. Ref_{links} die gemittelte Referenzposition beim Anfahren einer Position von recht bzw. links an.

Damit ergeben sich für die Messung der Hysterese folgende Parameter und Ergebnisse:

Messbereich:	50 mm
Messpunkte:	100
Schrittweite zwischen Messpunkten:	0,5 mm
Messzeit pro Position:	17 s

Messwerte pro Position SensMiLi:	64
Messwerte pro Position Referenz:	200
Messergebnis mit FIB-Maßstab:	$-1,331 \pm 2,123 \mu\text{m}$
Messergebnis mit Kunststoff-Maßstab:	$-5,130 \pm 2,420 \mu\text{m}$ (Messung 1)
	$-4,388 \pm 2,063 \mu\text{m}$ (Messung 2)

11.2.6.1 Hysterese mit FIB-Maßstab

Bei der Hysterese-Messung mit dem FIB-Maßstab wurden positive und negative Hysteresefehler gemessen. Im Mittel liegt der Hysteresefehler zwar mit **-1,331 μm** erkennbar im Negativen, die Standardabweichung von $\pm 2,123 \mu\text{m}$, die betragsmäßig größer ist als der Mittelwert, zeigt jedoch, dass SensMiLi kein klassisches Hystereseverhalten besitzt. Bei einer wirklichen Hysterese müssten die Positionen aus einer Richtung systematisch verspätet erfasst werden, wie dies beispielsweise bei der Streckung und Stauchung eines Potentiometerschleifers der Fall sein kann (siehe Abb._A2.2 im Anhang).

SensMiLi besitzt jedoch prinzipiell keine physikalische Eigenschaft, die eine Hysterese verursachen könnte. Zudem lassen die sowohl positiven als auch negativen „Hysteresefehler“ keine zweifelsfreie Zuordnung auf eine entweder rein verspätete oder rein verfrühte Positionserfassung zu. Daher ist der gemessene „Hysteresefehler“ erwartungsgemäß als die Summe aus Linearitäts- und Wiederholungsfehler zu interpretieren.

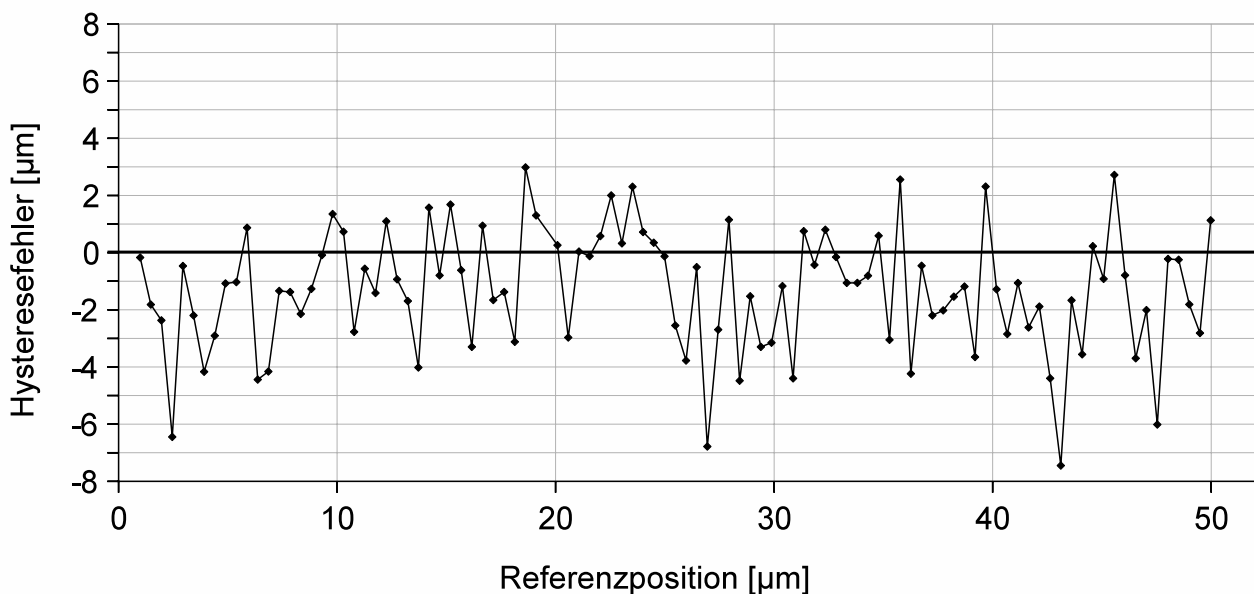


Abb. 11.34: Hystereseemessung von SensMiLi mit FIB-Maßstab.

11.2.6.2 Hyteresefehler mit Kunststoff-Maßstab

Bei der Messung des Hysteresefehlers mit dem Kunststoff-Maßstab ergibt sich ein anderer Messwerteverlauf als beim FIB-Maßstab. Der Fehler ist hier deutlich negativ, was bedeutet, dass die Positionswerte auf der Rückfahrt im Vergleich zur Hinfahrt zu groß sind. Dieses Verhalten ist sowohl in der oberen als auch in der unteren Messaufzeichnung aus Abb. 11.35 zu erkennen. Der mittlere Hyteresefehler beträgt in der oberen Messaufzeichnung **-5,130 μm** mit einer Standardabweichung von $\pm 2,420 \mu\text{m}$ und in der unteren Messaufzeichnung **-4,388 μm** mit einer Standardabweichung von $\pm 2,063 \mu\text{m}$.

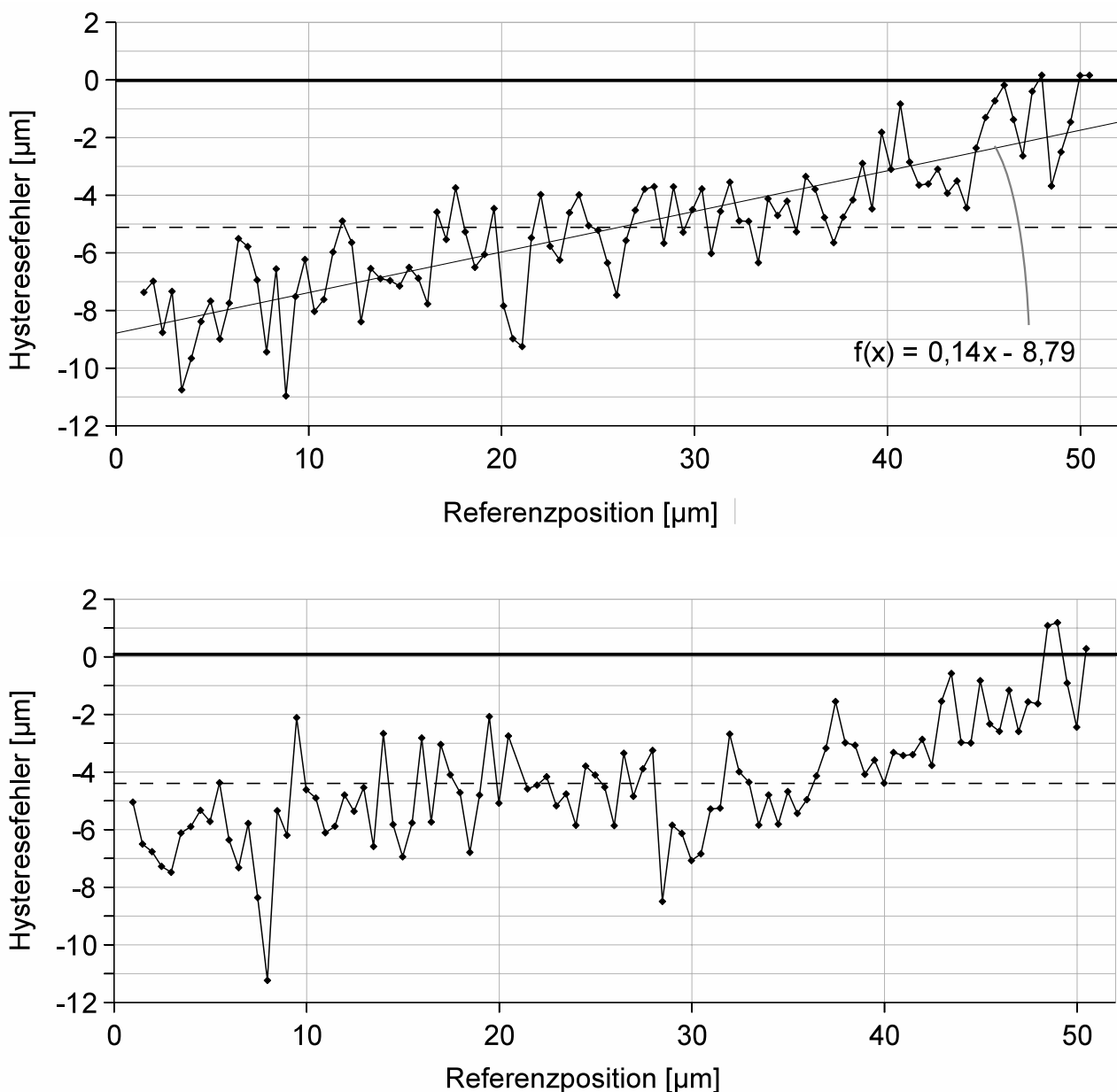


Abb. 11.35: Hysteresemessungen 1 (oben) und 2 (unten) von SensMiLi mit Kunststoff-Maßstab.

In der oberen Messaufzeichnung ist zudem ein annähernd linearer Abfall des Fehlers zur Nullposition hin zu erkennen, wo er im Mittel schließlich knapp $9 \mu\text{m}$ beträgt. Gemeinsam ist beiden Messungen, dass der Hysteresefehler am Ende des Messbereichs bei 50 mm am geringsten ist.

Mit teilweise über $10 \mu\text{m}$ sind die Hysteresefehler zu groß, als dass sie durch die Summe aus Linearitäts- und Wiederholungsfehler erklärt werden könnten. Aus der Anordnung des Versuchsaufbaus, wie er in Abb. 11.36 skizziert ist, wird daher versucht, andere Erklärungsmöglichkeiten für die beobachteten Phänomene zu finden:

Sind die gemessenen Positionswerte, wie beobachtet, auf der Rückfahrt größer als auf der Hinfahrt, so könnte dies an einer Stauchung des Maßstabs auf der Hin- und/oder einer Streckung auf der Rückfahrt liegen. Von dieser Formveränderung wäre dann das Ende des Messbereichs am wenigsten betroffen, da der Maßstab mit diesem Ende an den Messschlitten angekoppelt ist. Der Anfang des Messbereichs hingegen wäre am stärksten betroffen, da sich die Verformungen bis hierher aufsummieren.

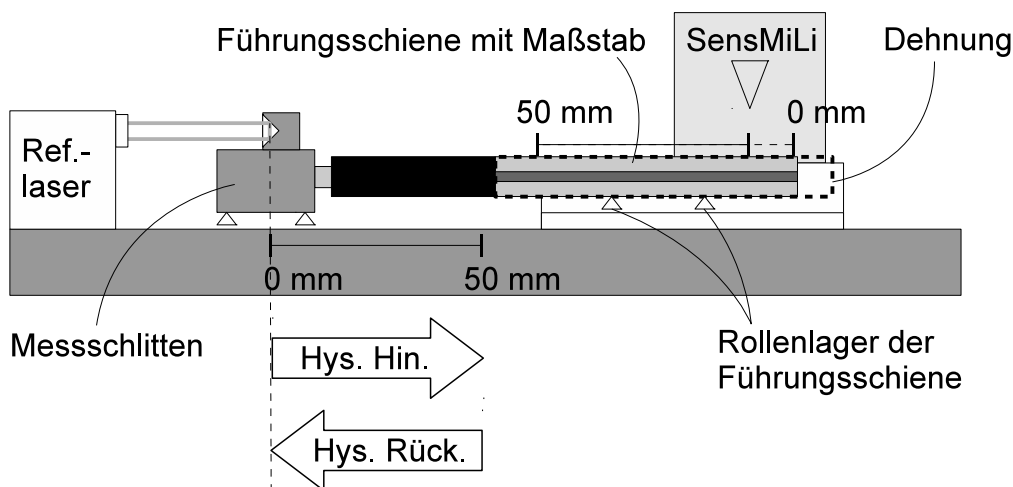


Abb. 11.36: Skizze des Versuchsaufbaus bei der Hysterese-messung.

Die Verformung könnte entweder durch thermische oder mechanische Einflüsse entstehen. Temperaturänderungen wurden jedoch während der Messung weder im Raum noch im Versuchsaufbau erzeugt. Daher ist eher das Einwirken mechanischer Kräfte auf den Maßstab anzunehmen. Eine Quelle hierfür könnte das Rollenlager der Führungsschiene gewesen sein, das zeitweise geringfügig klemmte. Hätten zudem die Laufrichtung von Messschlitten und Führungsschiene nicht exakt übereingestimmt, sodass es beim

Bewegen zu Spannungen und erhöhter Reibung in den Rollenlagern der Führungsschiene gekommen wäre, dann hätte sich auch dies bei der Hinfahrt der Hysterese-messung stau-chend und bei der Rückfahrt streckend auf den Maßstab ausgewirkt. Dies hätte dann die auf der Rückfahrt größeren Positionswerte an den definierten Mess-Stellen verursachen können und würde somit die beobachteten Messverläufe erklären.

Gewissheit hierüber würden aber nur weitere Messungen und genauere Analysen und Experimente mit den mechanischen Elementen des Versuchsaufbaus bringen.

11.2.7 Temperaturdrift

Unter dem Begriff Temperaturdrift wird nach [Festo09] der Messfehler verstanden, der durch Temperaturen entsteht, die von der Raumtemperatur von ca. 20 °C abweichen. Die Temperaturdrift wird hier also als statische und nicht als dynamische Kenngröße behandelt. Zur Durchführung der Messung müssen folgende Voraussetzungen erfüllt sein:

- Das Referenz-Messsystem und der Prüfstand müssen temperaturstabil sein.
- Für die Messungen unter Temperatureinfluss müssen sich Prüfling und Prüfstand in einem thermisch eingeschwungenen Zustand befinden.

Zur Ermittlung der Temperaturdrift werden Linearitätsmessungen (siehe Abschnitt 11.2.1) bei Raumtemperatur T_{RT} sowie der minimal und maximal zulässigen Temperatur T_{min} bzw. T_{max} durchgeführt. Anschließend wird an jeder Messposition die Differenz des Messwerts bei T_{min} bzw. T_{max} zum entsprechenden Messwert bei Raumtemperatur gebildet.

Da sich der Einsatzort von SensMiLi auf Reinräume beschränkt, sind stets Umgebungstemperaturen von ca. 20 °C vorauszusetzen. Wie die Voruntersuchungen in Kapitel 6.2 zeigen, kann sich die Kolbenstange des Motors jedoch durch die Wärmeentwicklung in den Motorspulen im Extremfall lokal auf bis zu 70 °C erhitzen. Die Temperaturverteilung in der Kolbenstange ist dabei am Kolben am höchsten und fällt von dort aus näherungsweise linear ab. Um diese Temperaturverteilung in der Führungsschiene des Demonstrators nachzubilden, wird eine Heizfolie (Minco SA, Silicone Rubber Thermofoil™ Heaters, HR5160R44.0L12B) auf ein Ende der Führungsschiene aufgeklebt (siehe Abb. 11.37).

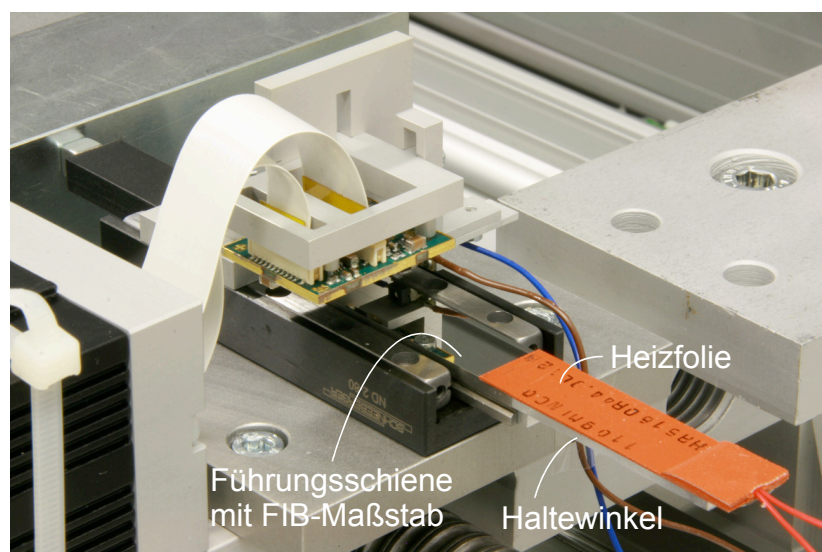


Abb. 11.37: Heizfolie auf Führungsschiene mit FIB-Maßstab.

Wie durch die Messung mit einer Infrarotkamera (FLIR i60) sichtbar wird, findet dabei die Wärmeeinprägung nicht nur durch die Klebefläche der Heizfolie, sondern auch durch die Epoxidharzverklebung mit dem Haltewinkel an der Stirnseite der Führungsschiene statt (siehe Abb. 11.38 rechts).

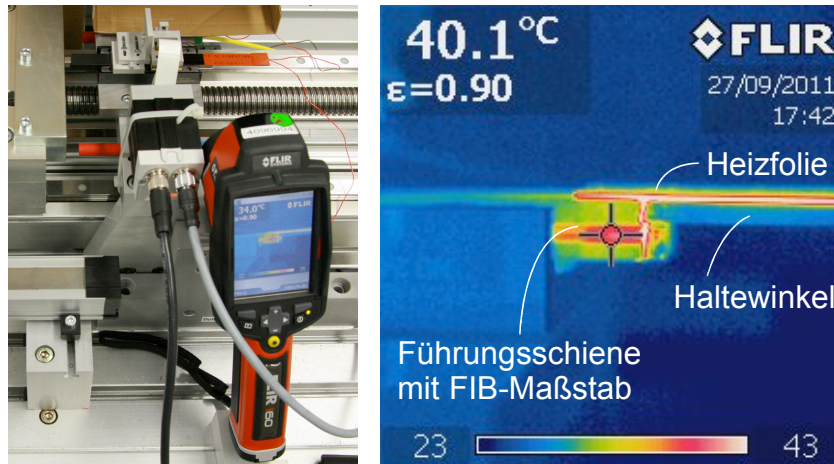


Abb. 11.38: Infrarotkamera FLIR i60 zur Temperaturmessung (links), Infrarotaufnahme der beheizten Kolbenstange (rechts), 40.1 °C bezieht sich auf die Temperatur im Kreis des Fadenkreuzes.

Die Spannung an der Heizfolie wird mit Hilfe eines Labornetzgerätes so eingestellt, dass sich im Kreis des Fadenkreuzes der Infrarotkamera die gewünschte Temperatur einstellt und stabil bleibt. Die Temperatur wird dabei am Anfang der Führungsschiene in deren Nut gemessen, da dort das Metall nicht spiegelt und so eine Messung der Infrarotstrahlung möglich ist.

Nach der Durchführung einer Linearitätsmessung bei einer Temperatur wird diese ohne zwischenzeitliche Abkühlung auf die nächste Stufe erhöht.

Die eingestellten Temperaturstufen reichen von der Raumtemperatur = T_{min} in Schritten von 10 °K bis zu einer Temperatur von 80 °C = T_{max} , die etwas höher ist, als die im Betrieb eines Linearmotors in den Spulen zulässige Temperatur von 75 °C.

Bei dem Vergleich einer Linearitätsmessung bei einer höheren Temperatur mit derjenigen bei Raumtemperatur muss berücksichtigt werden, dass die bei beiden Messungen tatsächlich angefahrenen Positionen durch den Positionierungsfehler des Schrittmotors nicht miteinander übereinstimmen. Die Differenz zwischen den Referenzpositionen muss daher, wie bereits in den Abschnitten 11.2.5 und 11.2.6 beschrieben, von der Differenz der Messwerte vorzeichenrichtig subtrahiert werden, um den Einfluss des Positionierungsfeh-

lers auf das Messergebnis zu vermeiden. Die Temperaturdrift T_{dri} einer Position, d.h. die Differenz eines Messwertes bei einer Temperatur T zu dem entsprechenden Messwert bei Raumtemperatur, berechnet sich daher wie folgt:

$$T_{dri} = Mess_T - Mess_{RT} - (Ref_T - Ref_{RT}) \quad (11.5)$$

Hierbei gibt $Mess_T$ den Messwert bei einer Temperatur T , $Mess_{RT}$ den entsprechenden Messwert bei Raumtemperatur, Ref_T den Referenzpositionswert bei der Temperatur T und Ref_{RT} den entsprechenden Referenzpositionswert bei Raumtemperatur an.

Zusätzlich muss berücksichtigt werden, dass eine Position von SensMiLi nur mit einer bestimmten Wiederholgenauigkeit gemessen werden kann. Ist die Temperaturdrift nicht größer als die zuvor in Kapitel 11.2.5 ermittelte Wiederholgenauigkeit, so ist sie zu vernachlässigen.

11.2.7.1 Temperaturdrift mit FIB-Maßstab

Driftverläufe

In Abb. 11.39 sind im obigen Diagramm die Messergebnisse der Temperaturdrift bei Temperaturen zwischen 30 °C und 80 °C zu sehen. Im Diagramm darunter sind diese Messwerte zur besseren Übersichtlichkeit durch Geraden angenähert dargestellt. Anhand dieser kann folgendes festgestellt werden:

- Die Temperaturdrift unterliegt stochastischen Schwankungen, die im Bereich der Wiederholgenauigkeit liegen.
- Je höher die Temperatur, desto höher ist im Allgemeinen die Temperaturdrift.
- Die Temperaturdrift ist ab 40 °C bereits deutlich größer als die Wiederholgenauigkeit und verursacht dadurch einen signifikanten Messfehler.
- Das Temperaturprofil entlang des Maßstabs bewirkt in der Messung eine Abnahme der Temperaturdrift zum Ende des Maßstabs hin. Der Grund hierfür ist, dass die Position der Führungsschiene nicht von ihrem Anfang aus, d.h. nahe der Maßstabsposition 0 mm, sondern von ihrem Ende aus vom Laserinterferometer referenziert wird (siehe Abb. 11.40). Daher akkumuliert sich die Temperaturdehnung der Führungsschiene nach rechts und verschiebt die dort gelegene Null-Position am meisten.

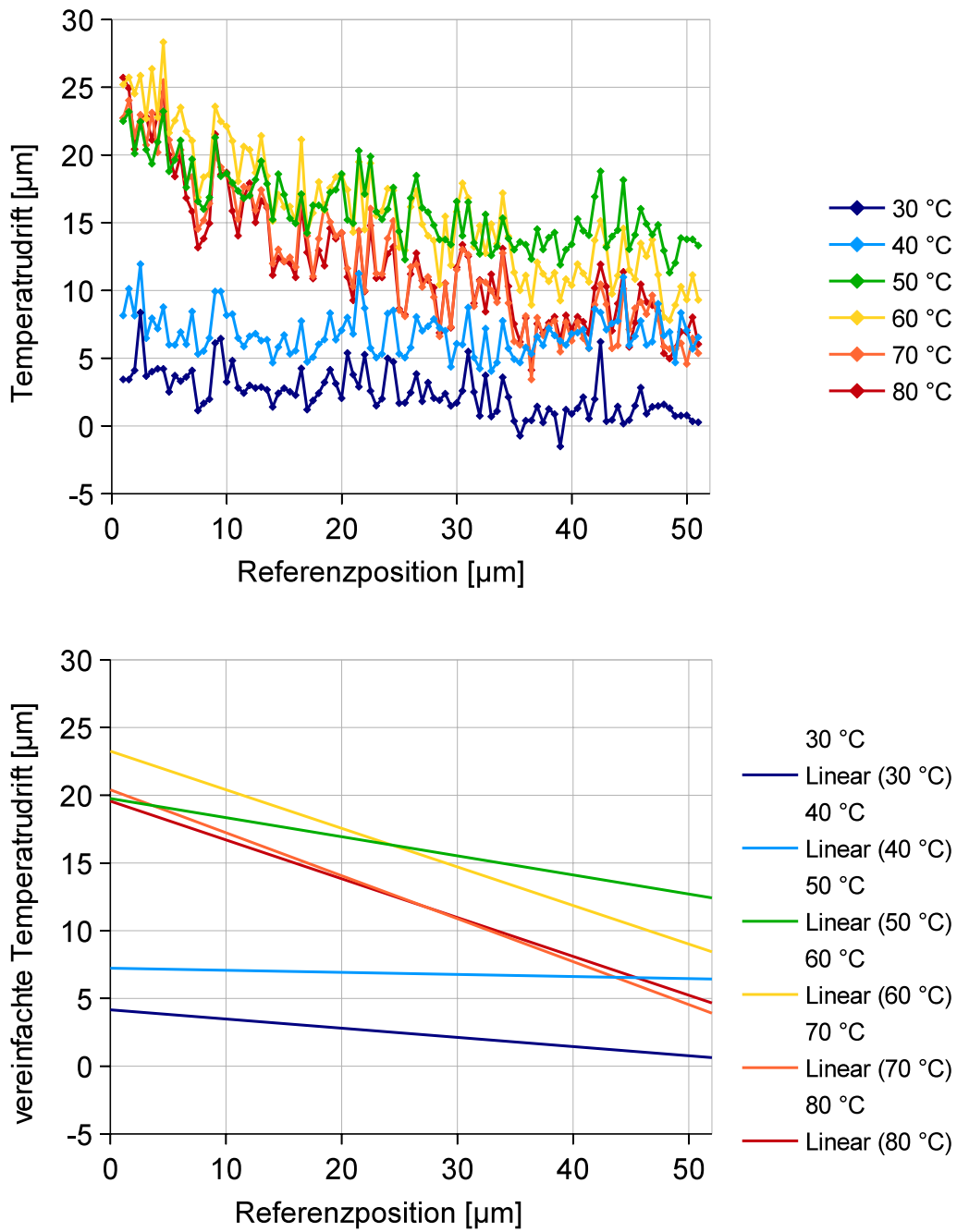


Abb. 11.39: Temperaturdrift von SensMiLi mit FIB-Maßstab, Messdaten (oben) und Ausgleichgeraden der Messdaten (unten).

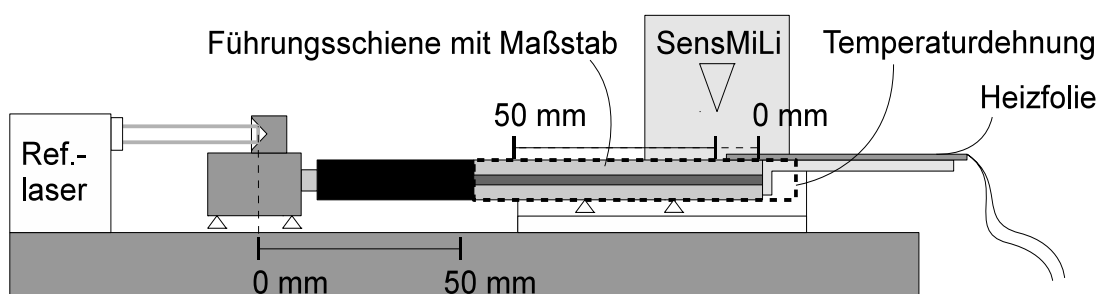


Abb. 11.40: Skizze des Messaufbaus zur Verdeutlichung der Messrichtungen.

- Die Abnahme der Temperaturdrift über den Messbereich scheint bei den hohen Temperaturen von 60 °C bis 80 °C deutlich stärker ausgeprägt zu sein, als bei den niedrigeren Temperaturen von 30 °C bis 50 °C (siehe Abb. 11.39). Seltsamerweise werden zum Ende des Messbereichs hin bei den höheren Temperaturen sogar niedrigere Temperaturdriften erreicht als bei den niedrigeren Temperaturen 40 °C und 50 °C.

Bei dem Versuch, dieses Phänomen zu erklären, fällt neben den großen Messwert-schwankungen auf, dass die Linearitätsmessungen mit den höheren Temperaturen erst am Folgetag nach der Messung mit den niedrigeren Temperaturen durchgeführt wurden (siehe Tab. 11.1). Zwischen den beiden Tagen ist zwar die Heizfolie ausgeschaltet worden, nicht aber der restliche Prüfstand. Eine eindeutige Erklärung lässt sich hieraus noch nicht ableiten.

Temperatur [°C]	Datum	Uhrzeit	Zeitdifferenz zur vorherigen Messung
30	27.09.11	17:03	
40	27.09.11	18:26	01:23
50	27.09.11	19:53	01:27
60	28.09.11	09:38	
70	28.09.11	10:45	01:07
80	28.09.11	11:51	01:06

Tab. 11.1: Zeitpunkte der Messungen zur Temperaturdrift beim FIB-Maßstab.

Längenänderung

Die Verschiebung der Null-Position, bzw. die an der Referenzposition 0 mm gemessene Temperaturdrift, gibt die Dehnung ΔL der Führungsschiene auf der Länge $L_0 = 73,5$ mm von ihrem Ende (hinter der Maßstabsposition 50 mm) bis zum Anfang des Maßstabs bei 0 mm an. In Tab. 11.2 wird das gemessene ΔL_{mess} mit dem vereinfacht berechneten ΔL_{theo} verglichen. Dabei wird folgende Formel zu Grunde gelegt:

$$\Delta L_{theo} = \alpha \cdot L_0 \cdot \Delta T \quad (11.6)$$

Hier ist $\alpha = 16 \cdot 10^{-6} \text{ °K}^{-1}$ der Ausdehnungskoeffizient des Edelstahl X5CrNi18-10 der Führungsschiene, und ΔT die Temperaturdifferenz zur Raumtemperatur, die vereinfachend als über die gesamte Führungsschiene gleichmäßig verteilt angenommen wird.

Um diese mittlere Temperatur T_{mittel} der Führungsschiene abzuschätzen, wird der Durchschnitt aus den am Anfang und am Ende der Führungsschiene gemessenen Temperaturen T_{Anfang} und T_{Ende} gebildet (siehe Abb. 11.41). T_{Anfang} ist jedoch nicht der Anfang der Führungsschiene, an dem die Temperatur punktuell gemessen und eingestellt wurde, sondern der tatsächliche Anfang des Maßstabs bei 0 mm. Deshalb ist T_{Anfang} stets etwas kleiner als die Werte, mit denen die Graphen in Abb. 11.39 beschriftet wurden.

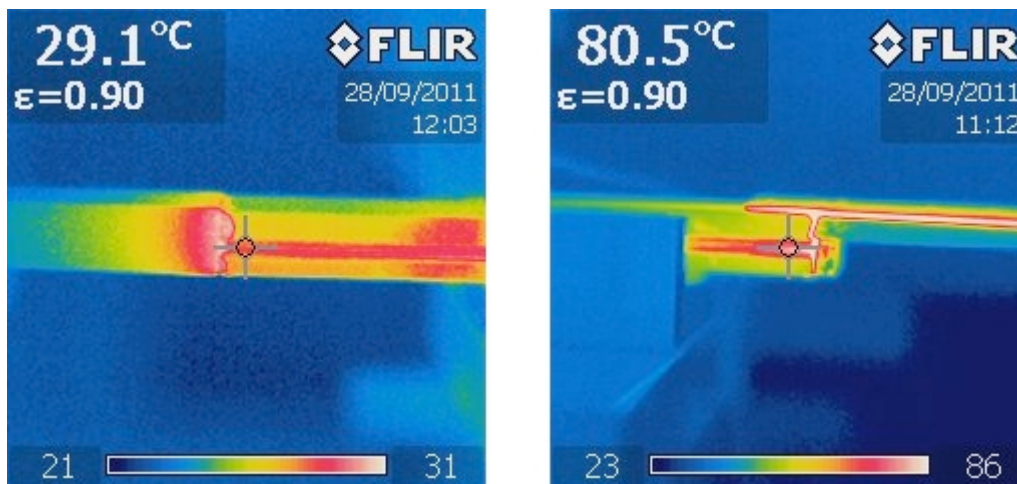


Abb. 11.41: Die Temperatur der Führungsschiene wurde im Messpunkt (gekennzeichnet durch Ringkreuz) des rechten Bildes auf 80,5 °C gebracht. Damit ergibt sich am Ende der Führungsschiene eine Temperatur von 29,1 °C (Bild links). Der Anfang des Maßstabs liegt etwas weiter links vom Messpunkt im rechten Bild entfernt, sodass die Temperatur dort bereits etwas kleiner als 80,5 °C ist.

α [C ⁻¹]	L_0 [mm]	T_{Raum} [°C]	T_{Anfang} [°C]	T_{Ende} [°C]	T_{mittel} [°C]	ΔT [°C]	ΔL_{theo} [µm]	ΔL_{mess} [µm]	$\Delta_{theo,mess}$ [µm]
0,000016	73,5	21	30	27	28,5	7,5	8,8	3,4	5,4
			38	27	32,5	11,5	13,5	8,2	5,4
			47	30	38,5	17,5	20,6	22,5	-1,9
			56	32	44,0	23,0	27,0	25,2	1,8
			63	34	48,5	27,5	32,3	22,7	9,6
			72	37	54,5	33,5	39,4	25,7	13,7

Tab. 11.2: Vergleich der theoretisch berechneten und der gemessenen Temperaturdehnung ΔL_{theo} bzw. ΔL_{mess} vom Ende der Führungsschiene bis zur Null-Position des FIB-Maßstabs und Angabe der zur Berechnung nach Gl. (11.6) verwendeten Daten.

Aus Tab. 11.2 ist ersichtlich, dass besonders bei den Temperaturen 63 °C und 72 °C die gemessenen Dehnungen deutlich kleiner als die berechneten sind. Die lineare Näherung aus Gl. (11.6) stößt hier an ihre Grenzen.

11.2.7.2 Temperaturdrift mit Kunststoff-Maßstab

In dem Diagramm aus Abb. 11.42 sind die Messdaten zur Messung der Temperaturdrift mit dem Kunststoff-Maßstab aufgetragen. Die Messpunkte sind zusätzlich durch eine Potenzfunktion angenähert.

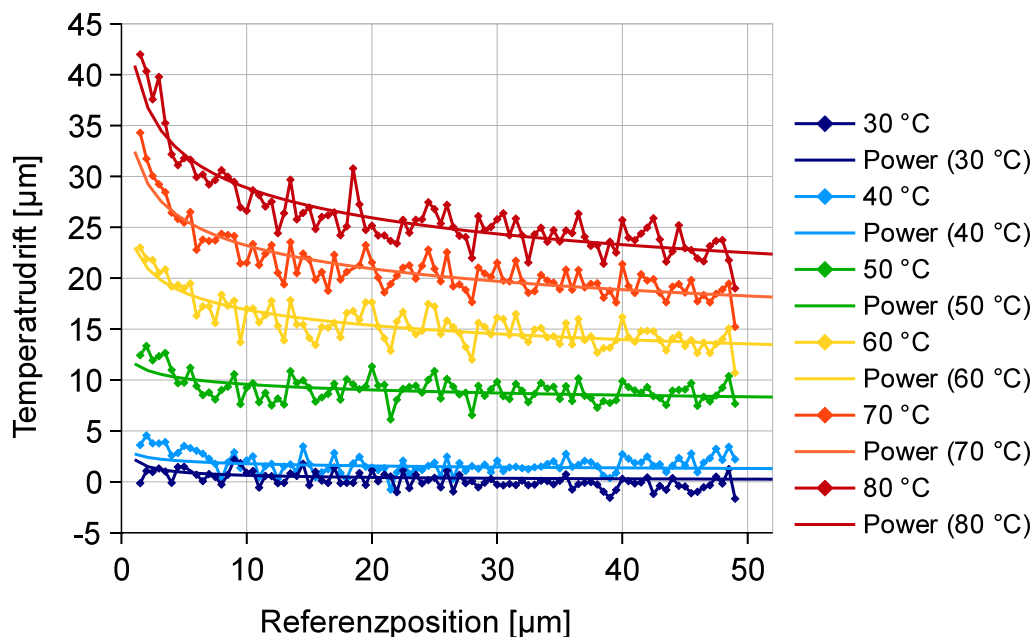


Abb. 11.42: Temperaturdrift von SensMiLi mit Kunststoff-Maßstab. Die Messverläufe sind zusätzlich mit Potenzfunktionen ($\text{Power} \times \text{°C}$) angenähert.

Anhand dieses Diagramms lassen sich folgende Beobachtungen machen:

- Die Verläufe der Temperaturdrift verhalten sich grundsätzlich ähnlich wie beim FIB-Maßstab, jedoch weisen sie ein klareres, den Erwartungen eher entsprechendes, Muster auf.
- Die Temperaturdrift erhöht sich mit steigender Temperatur stetig und eindeutig.
- Die Driftverläufe ähneln besonders ab 60 °C einer Potenzfunktion, die ihr Maximum am Anfang des Maßstabs bei 0 mm besitzt.
- Es treten bereits ab 40 °C Messabweichungen auf, die größer als die Wiederholge-

nauigkeit sind und damit die Messgenauigkeit signifikant beeinflussen.

- Die Temperaturdrift ist bis 60 °C etwas geringer als bei der Messung mit dem FIB-Maßstab, nimmt bei höheren Temperaturen jedoch erwartungsgemäß größere Werte an.

Längenänderung

Der Vergleich der nach Gleichung 11.6 theoretisch berechneten und der aus den Linearitätsmessungen gewonnenen Längenänderungen in Tab. 11.3 zeigt, dass diese bis zu $T_{Anfang} = 56\text{ °C}$ größer berechnet als gemessen wurden. Ab $T_{Anfang} = 63\text{ °C}$ dreht sich dieses Verhältnis um. Dies ist vor allem auf den exponentiellen Anstieg der Temperaturdrift nahe der Null-Position des Maßstabs zurückzuführen.

α [C ⁻¹]	L_0 [mm]	T_{Raum} [°C]	T_{Anfang} [°C]	T_{Ende} [°C]	T_{mittel} [°C]	ΔT [°C]	ΔL_{theo} [µm]	ΔL_{mess} [µm]	$\Delta_{theo,mess}$ [µm]
0,000016	66,3	21	30	27	28,5	7,5	8,0	-0,1	8,1
			38	27	32,5	11,5	12,2	3,6	8,6
			47	30	38,5	17,5	18,6	12,4	6,1
			56	32	44,0	23,0	24,4	23,0	1,4
			63	34	48,5	27,5	29,2	34,3	-5,1
			72	37	54,5	33,5	35,5	42,0	-6,4

Tab. 11.3: Vergleich der theoretisch berechneten und der gemessenen Temperaturdehnung ΔL_{theo} bzw. ΔL_{mess} vom Ende der Führungsschiene bis zur Null-Position des Kunststoff-Maßstabs und Angabe der zur Berechnung nach Gl. (11.6) verwendeten Daten.

Hitzeinwirkung

In Abb. 11.43 ist die Auswirkung des Hitzeeintrags in die Oberflächenstruktur des Kunststoff-Maßstabs durch die obigen Versuche zu sehen.

Im linken Teilbild ist erkennbar, dass sich Risse und Wellen in der Goldschicht ergeben haben. Im rechten Teilbild können bei stärkerer Vergrößerung lokale Verschmelzungen und Auflösungen der Gitterstrukturen beobachtet werden. Die Goldschicht hat die Temperaturdifferenzen und die dadurch induzierte Dehnung und Stauchung des unter ihr liegenden Kunststoffes nicht unbeschadet überstanden.

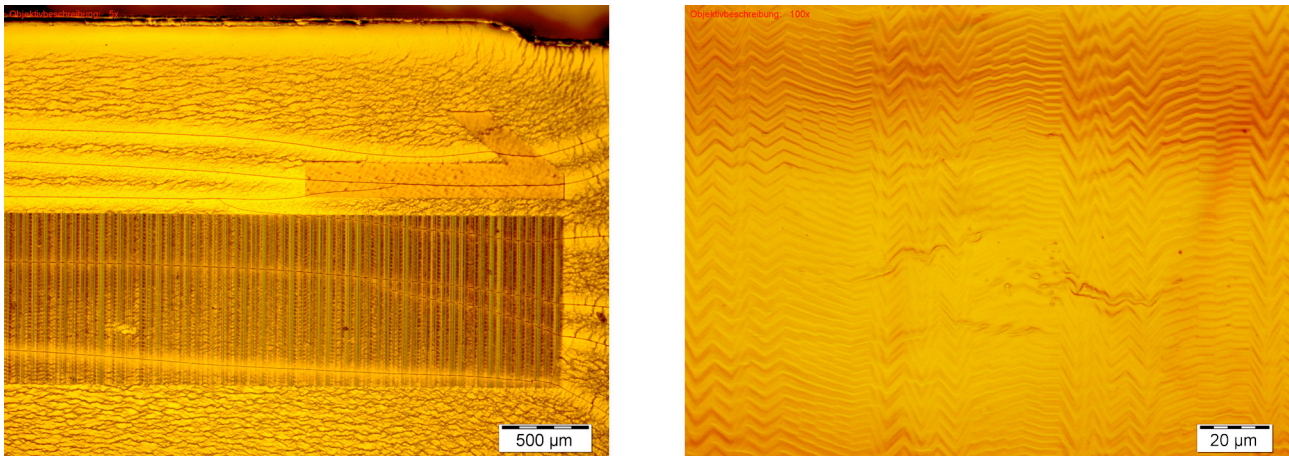


Abb. 11.43: Mikroskopaufnahmen von der Oberflächenstruktur der Anfangsposition des Kunststoff-Maßstabs nach der Erhitzung der Führungsschiene durch die Heizfolie auf lokal ca. 80 °C.

11.2.8 Mechanische Toleranzen

In diesem Abschnitt wird untersucht, wie stark die Lage des Sensorkopfes gegenüber dem Maßstab verändert werden kann, sodass das Beugungsmuster weiterhin decodierbar bleibt. Es werden dazu die Lagetoleranzen sowohl um die drei Raumwinkel Gier, Nick und Roll als auch bezüglich der vertikalen z -Translation und der Defokussierung untersucht (Abb. 11.44). Die Toleranz in y -Richtung ergibt sich aus der Breite des Maßstabs, sodass sie nicht gesondert untersucht werden muss.

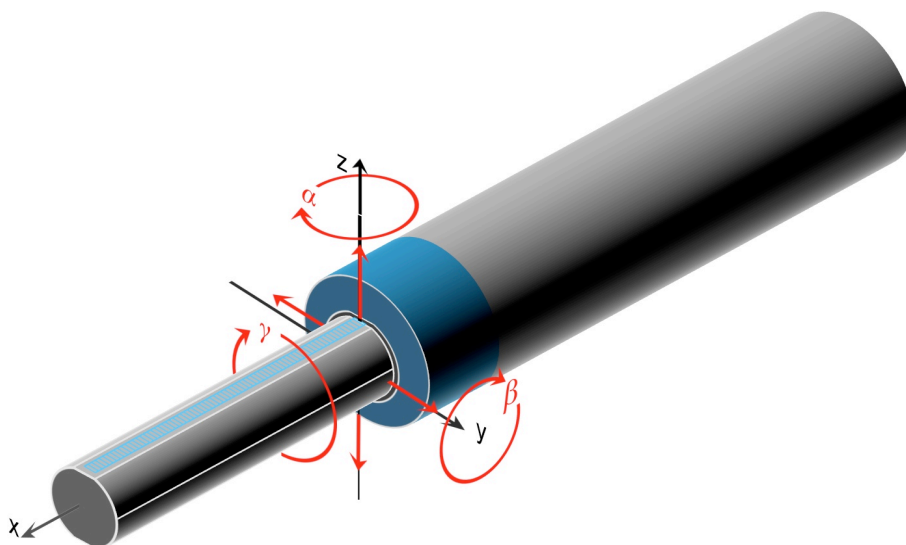


Abb. 11.44: Übersicht der 6 Freiheitsgrade am Motor-Modell: α (Gier), β (Nick), γ (Roll), Bewegungsrichtung x , laterale Translation y und vertikale Translation z .

Da bereits anhand der Auftrefforte und der Form der Beugungsflecken auf der Sensormatrix erkennbar ist, ob ein Beugungsmuster decodierbar ist, werden mit den 4 variierten Freiheitsgraden keine Messfahrten durchgeführt. Stattdessen werden die Freiheitsgrade so stark verändert, bis anhand eines exemplarischen Beugungsmusters Probleme in der Decodierbarkeit sichtbar werden.

Die Untersuchung der mechanischen Toleranzen wird mit dem Kunststoff-Maßstab durchgeführt. Eine zusätzliche Untersuchung mit dem FIB-Maßstab ist nicht notwendig, da die Ergebnisse nicht von der Art des Maßstabs abhängig sind.

Im Folgenden ist eine Übersicht über die mechanischen Toleranzen aufgelistet, deren Messungen anschließend erläutert werden.

Gierwinkel:	$\pm 0,50^\circ$
Nickwinkel:	$\pm 0,57^\circ$
Rollwinkel:	$\pm 0,20^\circ$
z-Abstand:	$\pm 0,15 \text{ mm}$
Defokussierung:	$\pm 1,00 \text{ mm}$

11.2.8.1 Gierwinkel

Der Gierwinkel wird am Demonstrator mit Hilfe einer Mikrometerschraube über einen Hebelarm um die Achse einer Verschraubung eingestellt (siehe Abb. 11.45 links oben).

Dadurch, dass der Sensorkopf ein gedrehtes Gitter sieht (siehe Abb. 11.45 rechts unten), dreht sich das Beugungsmuster auf der Sensormatrix um die 0. Beugungsordnung.

Wie in Abb. 11.45 links unten zu sehen ist, kann das Beugungsmuster unter einem Gierwinkel von **0,5°** noch problemlos decodiert werden, während der links unten liegende Beugungsfleck bei einem Winkel von 1° bereits zu einem großen Teil das falsche Sensorelement beleuchtet. Dies gilt aufgrund der Symmetrie auch für die entgegengesetzte Drehrichtung. Es ist zu beachten, dass die Beugungsmuster nicht aufgrund des Gierwinkels verschieden sind, sondern aufgrund unterschiedlicher beleuchteter Maßstabspositionen, die sich durch den Hebelarm beim Verdrehen des Sensorkopfes ergeben.

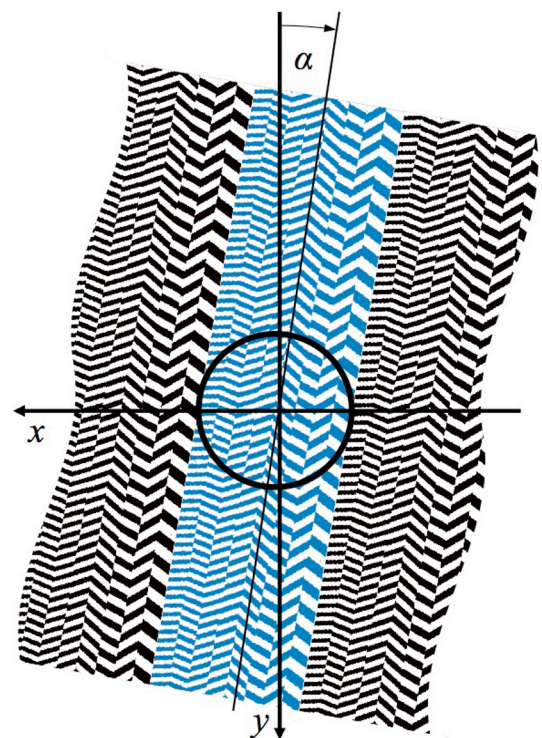
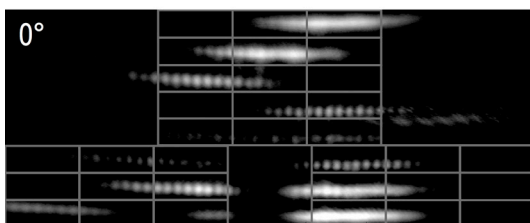
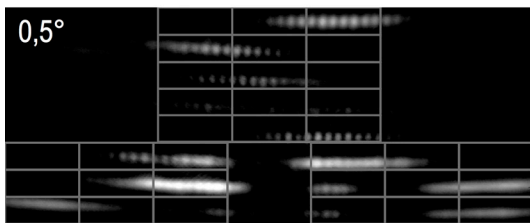
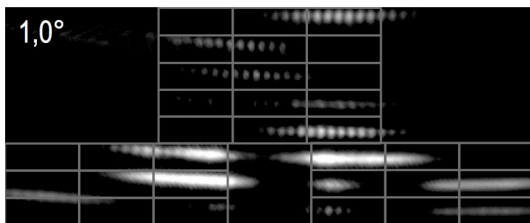
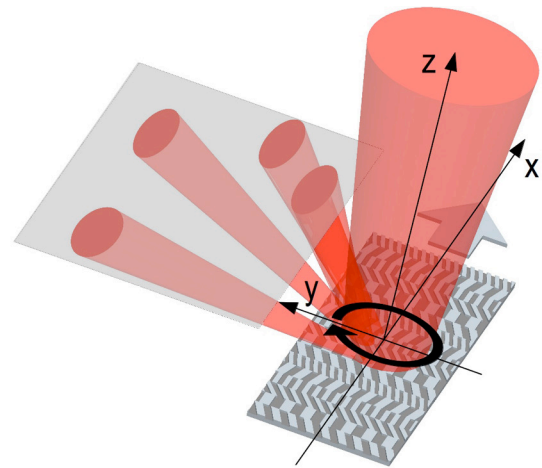
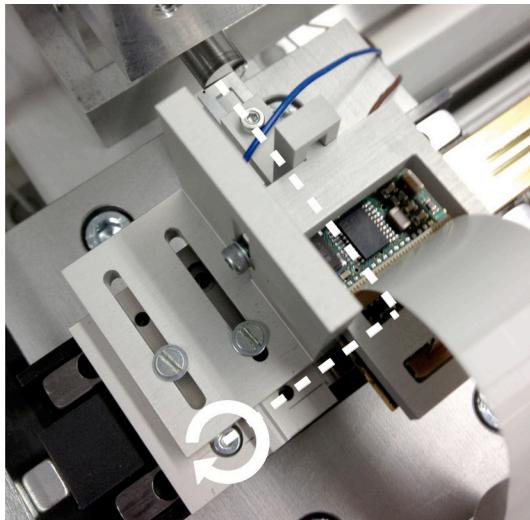


Abb. 11.45: Gierwinkel-Änderung: **Links oben:** Einstellung am Demonstrator. **Links unten:** Drei verschiedene Beugungsmuster unter verschiedenen Gierwinkeln. **Rechts oben:** Gierwinkel im Strahlengang. **Rechts unten:** Gierwinkel aus der Sicht des Sensorkopfes.

11.2.8.2 Nickwinkel

Der Nickwinkel wird am Demonstrator über die Verkippung des Sensorkopfes an der Innenkante seiner Halterung eingestellt. Dies wird durch Unterlegen mit Blechen definierter Dicke erreicht und ist zur besseren Erkennbarkeit in Abb. 11.46 oben links mit einem großen Winkel und eingezeichnetem Hebelarm gezeigt.

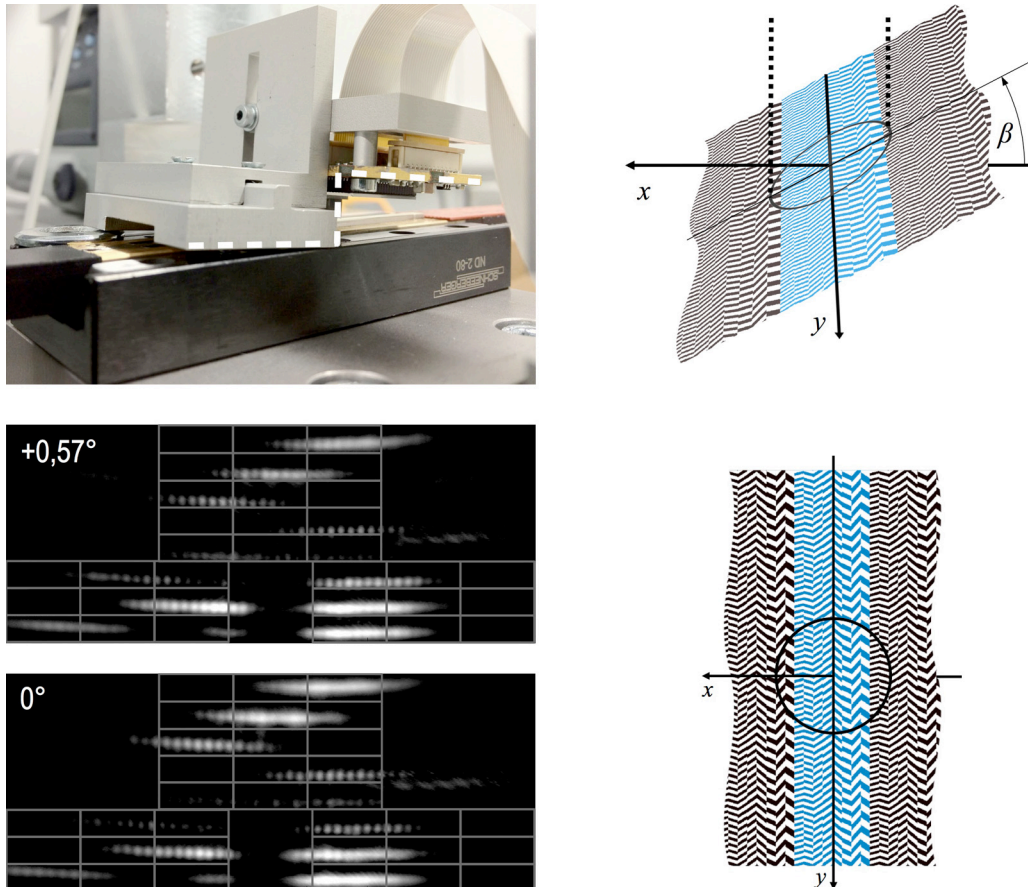


Abb. 11.46: Nickwinkel-Änderung: **Links oben:** Einstellung am Demonstrator. **Links unten:** Zwei Beugungsmuster unter verschiedenen Nickwinkeln. **Rechts:** Nickwinkel in Seitenansicht und aus Sicht des Sensorkopfes mit schwarzem Kreis als Beleuchtungsfleck.

Aus den beiden schematischen Darstellungen in Abb. 11.46 rechts sind zwei durch den Nickwinkel zu erwartende optische Effekte erkennbar. Zum einen ändert sich der Reflexionswinkel aller Strahlen, sodass auf der Sensormatrix abhängig vom Vorzeichen des Winkels eine Verschiebung des Beugungsmusters nach links bzw. rechts zu erwarten ist. In dem Beugungsmuster aus Abb. 11.46 links ist tatsächlich eine leichte Verschiebung nach rechts zu erkennen, welche die Decodierbarkeit jedoch nicht begrenzt.

Zum anderen erscheinen die Gitter für den Sensorkopf in Bewegungsrichtung gestaucht (siehe Abb. 11.46 rechts unten). Dadurch erscheinen die Gitterwinkel steiler und es werden mehr Gitter beleuchtet. In Folge dessen wäre zu erwarten, dass die Abbildungsorte sich nach außen verlagern und eine größere Anzahl an Beugungsflecken sichtbar wird. Diese Effekte sind jedoch in den Beugungsmustern aus Abb. 11.46 nicht deutlich zu beobachten.

Der Effekt, der die Decodierbarkeit maßgeblich beeinflusst, ist in diesem Versuchsaufbau

noch ein ganz anderer. Durch das Kippen des Sensorkopfes nach vorne in Richtung Maßstab, rückt die Sensormatrix näher an den Maßstab, sodass sich das gesamte Beugungsmuster auf der Sensormatrix verkleinert und zur 0. Beugungsordnung hin verschiebt (siehe Abb. 11.46 links mittig und Abb. 11.48 links unten). Bei dieser Verschiebung bleiben die Beugungsflecken bis zu einem Nickwinkel von **0,57°** innerhalb ihrer Sensorelemente und damit korrekt decodierbar.

11.2.8.3 Rollwinkel

Am Demonstrator wird der Rollwinkel, wie der Nickwinkel, durch die Verkipfung des Sensorkopfes mit Hilfe von Blechen definierter Dicke erreicht (siehe Abb. 11.47 oben links).

Aus den beiden schematischen Darstellungen in Abb. 11.47 rechts unten sind zwei durch den Rollwinkel zu erwartende optische Effekte erkennbar. Zum einen ändert sich der Reflexionswinkel, was abhängig vom Vorzeichen eine Verschiebung des Beugungsmusters nach oben bzw. unten auf der Sensormatrix erwarten lässt. In den Beugungsmustern aus Abb. 11.47 links unten ist eine gerade noch zulässige Verschiebung nach unten bei **+0,2°** und nach oben bei **-0,2°** zu beobachten.

Zum anderen verkleinern sich aus der Sicht des Sensorkopfes die Gitterperioden und -winkel, was zu einer Deplatzierung der Beugungsflecken nach außen führen würde. Dieser Effekt ist jedoch so gering, dass er im Versuch nicht beobachtet wird.

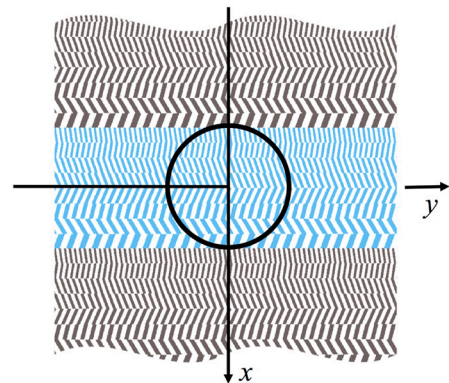
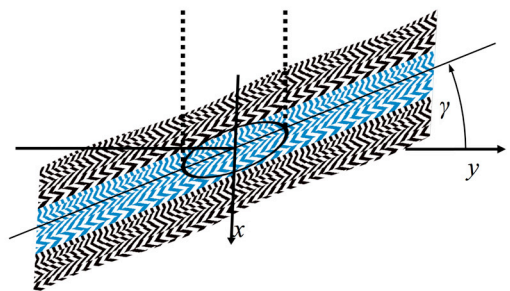
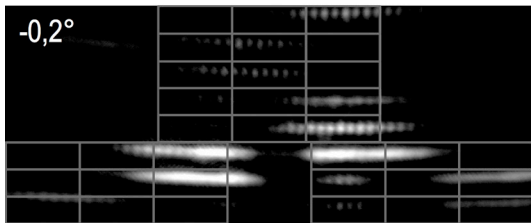
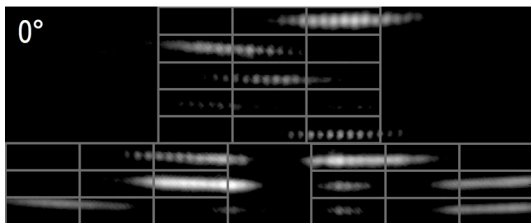
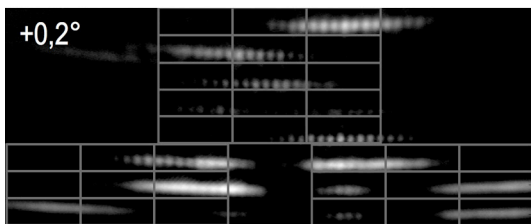
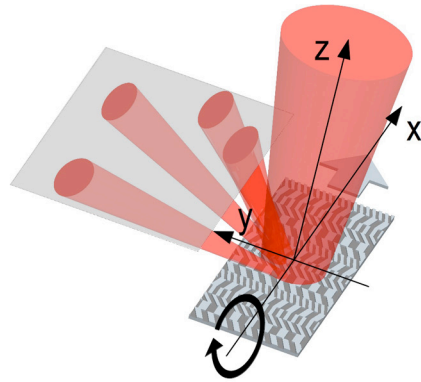
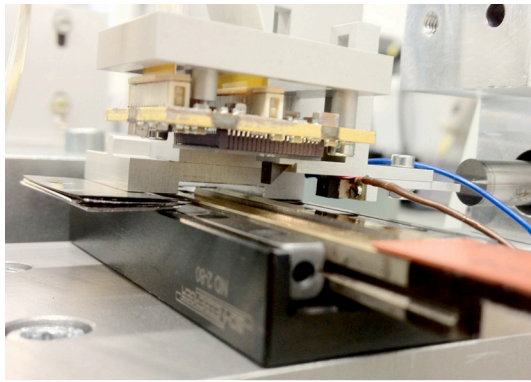


Abb. 11.47: Rollwinkel-Änderung: **Oben links:** Einstellung am Demonstrator. **Unten links:** Beugungsmuster bei verschiedenen Rollwinkeln. **Oben rechts:** Strahlengang mit Rollwinkel. **Unten rechts:** Maßstab mit Rollwinkel in schematischer Frontansicht und aus Sicht des Sensorkopfes.

11.2.8.4 z-Abstand

Der z -Abstand wird am Demonstrator eingestellt, indem der gesamte Sensorkopf entlang einer vertikalen Führungsnut an verschiedenen Positionen befestigt wird (siehe Abb. 11.48 links oben).

Die Variation des z -Abstands bewirkt einerseits, dass der Beleuchtungsfleck nicht mehr im Fokus auf dem Maßstab auftrifft. Andererseits bewirkt sie, dass sich das Beugungsmuster auf der Sensormatrix in der Größe verändert und in der Lage vertikal verschiebt (siehe Abb. 11.48 links unten).

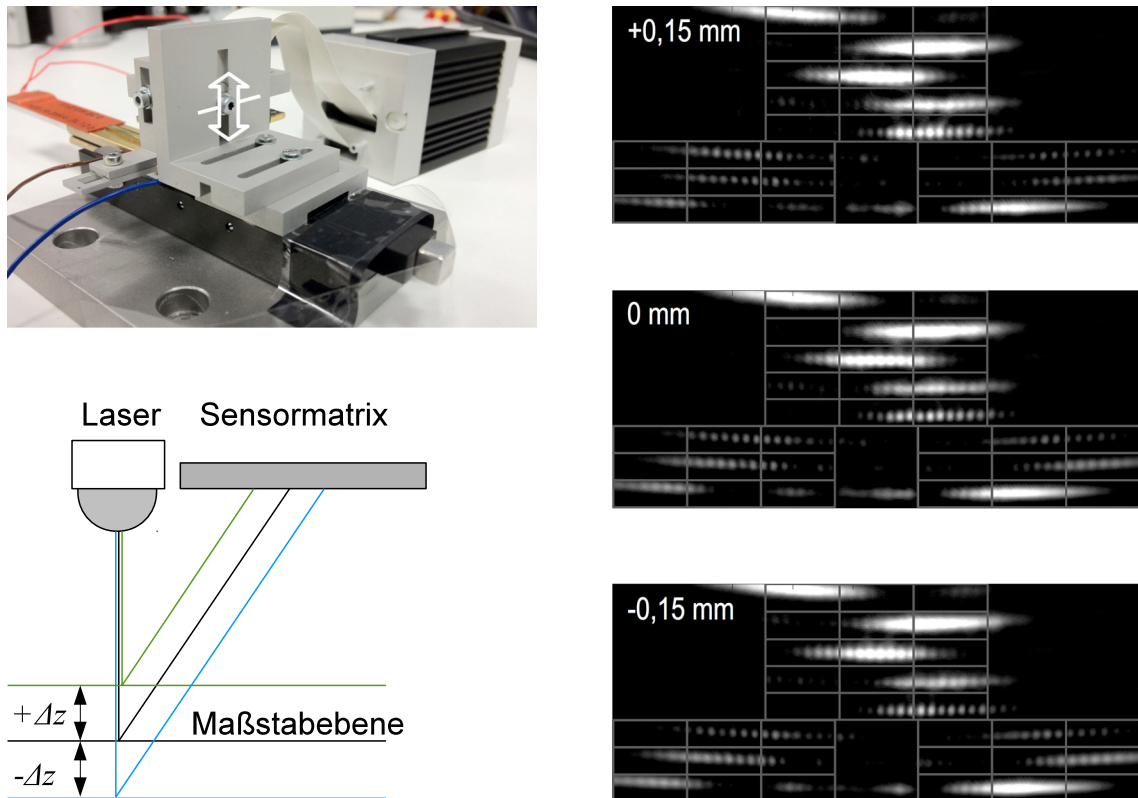


Abb. 11.48: z -Abstandsänderung: **Links oben**: Einstellung am Demonstrator. **Links unten**: Verschiebung des Auftreffortes eines Beugungsflecks auf der Sensormatrix bei Abstandsänderung Δz . **Rechts**: Beugungsmuster bei verschiedenen z -Abständen.

Wie in den Beugungsmustern aus Abb. 11.48 rechts zu sehen ist, besitzt die vertikale Lageänderung den entscheidenden Einfluss, während die erwartete Größenänderung und die Defokussierung nicht zu beobachten sind. Bei einer Abstandsvariation um $\pm 0,15$ mm stoßen einzelne Beugungsflecken an die obere bzw. untere Grenze ihres Sensorelements und begrenzen dadurch die Decodierbarkeit.

11.2.8.5 Defokussierung

Der Beleuchtungsstrahl wird am Demonstrator defokussiert, indem die Beleuchtungseinheit entlang einer horizontalen Führungsnut an verschiedenen Positionen befestigt wird. Dies ist mit dem weißen Doppelpfeil in Abb. 11.49 links oben gekennzeichnet.

Die Defokussierung bewirkt primär drei Effekte, die nachfolgend erklärt werden:

- die Intensität verändert sich.
- die Anzahl beleuchteter Gitter erhöht sich.
- die Phasenlagen der auftreffenden Wellen stimmen nicht mehr überein.

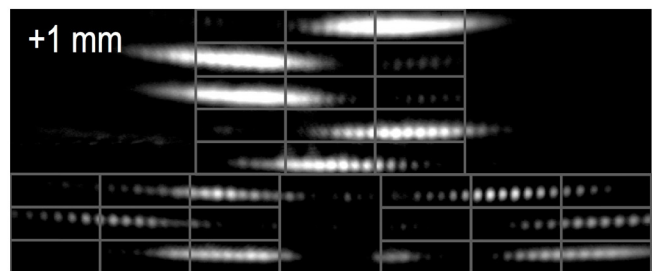
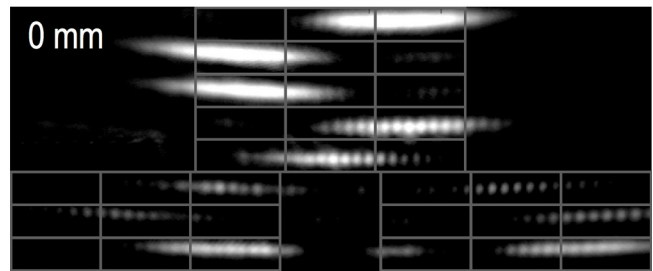
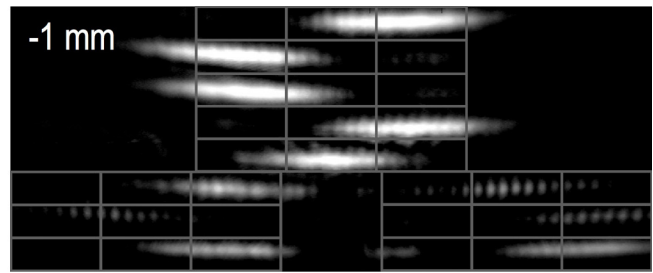
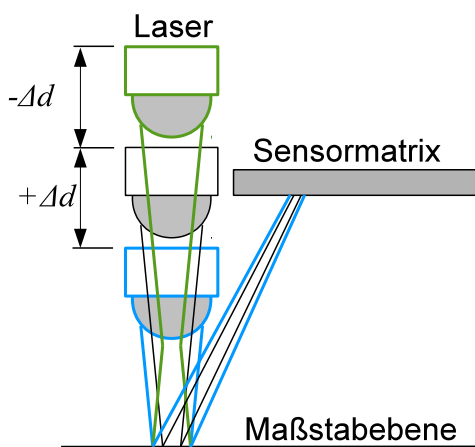
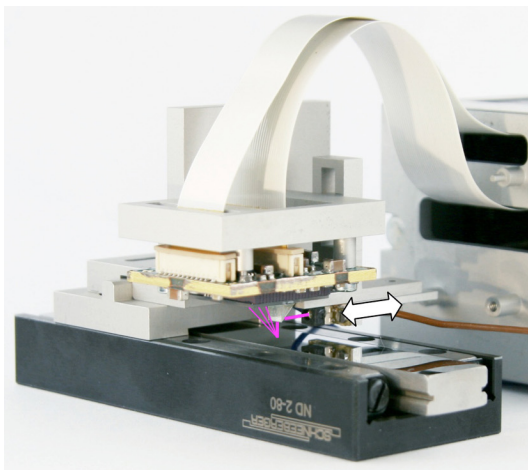


Abb. 11.49: Defokussierung der Beleuchtung. **Links oben:** Einstellung am Demonstrator. **Links unten:** Verbreiterung des Beleuchtungsflecks auf dem Maßstab bei Defokussierung unter Beibehaltung des Abbildungsortes des Beugungsmusters (Strahlengang nur eines Beugungsflecks skizziert). **Rechts:** Beugungsmuster bei Defokussierung um $\pm 1\text{ mm}$.

Intensitätsveränderung

Da sich die Intensität mit dem Abstandsquadrat verändert, ist bei einer Annäherung des Lasers an den Maßstab um $+1\text{ mm}$ ein helleres Beugungsmuster zu beobachten und auch die Fragmentierung der Beugungsflecken durch den Übergittereffekt (siehe Abschnitt 6.1.2) wird deutlicher erkennbar (siehe Abb. 11.49 rechts unten). Die horizontale Verlängerung der Beugungsflecken kann teilweise ebenfalls auf die stärkere Intensität zurückgeführt werden.

Eine Entfernung des Lasers aus dem Fokus um -1 mm bewirkt dementsprechend eine leichte Abnahme der Intensität (siehe Abb. 11.49 rechts oben). Das Beugungsmuster bleibt jedoch auch hier problemlos decodierbar.

Anzahl beleuchteter Gitter

Durch eine defokussierte Beleuchtung vergrößert sich prinzipiell der Beleuchtungsfleck und erfasst einen größeren Gitterbereich. Die Anzahl beleuchteter Gitter erhöht sich bei der untersuchten Defokussierung jedoch nicht wesentlich, sodass keine weiteren Beugungsflecken störend sichtbar werden.

Phasenlage der Wellenfronten

Eine ebene Wellenfront, in der die Phasenlagen der Wellenzüge übereinstimmen, wird bei einem Gaußstrahl nur in dessen Taille bei $z = 0$, bzw. in der Fokusebene, und im Unendlichen ($z = \infty$) erreicht (siehe Abb. 11.50). Dazwischen sind die Wellenfronten gekrümmt, wobei der stärkste Krümmungsradius in der Distanz der Rayleighlänge z_R auftritt [CVI12b]:

$$z_R = \frac{\pi w_0^2}{\lambda} \quad (11.7)$$

Beim Demonstrator ergibt sich mit dem Tailenradius $w_0 = 27,5 \mu\text{m}$ und der Wellenlänge $\lambda = 0,855 \mu\text{m}$ ein z_R von ca. 2,78 mm.

Bei der untersuchten Defokussierung trifft daher eine Wellenfront mit gemäß ihrer Krümmung verschobenen Phasen auf dem Maßstab auf. Dadurch verlieren die Beugungsflecken an Formschärfe und es entsteht eine Ausfransung, wie sie sich in Abb. 11.49 rechts oben bei einer Defokussierung von -1 mm bemerkbar macht.

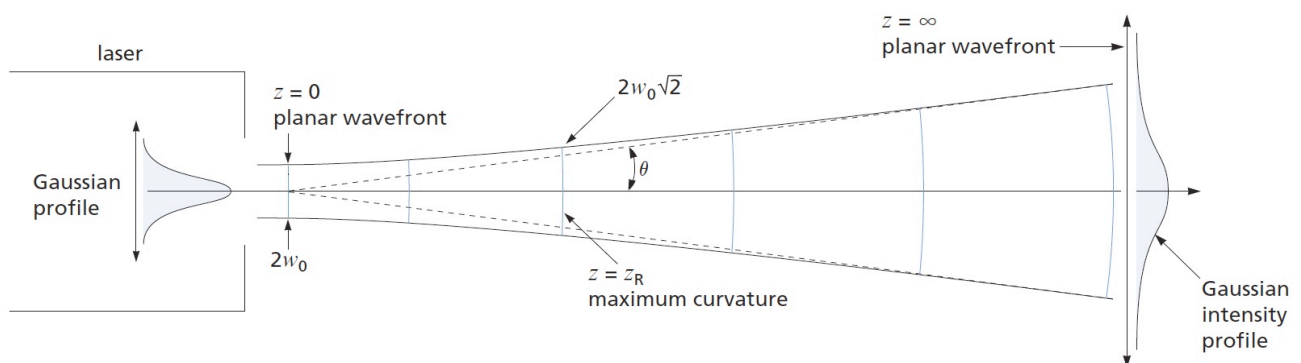


Abb. 11.50: Änderung des Wellenfront-Radius eines Gauß-Strahls entlang der Ausbreitungsdistanz, aus [CVI12b].

Zur quantitativen Bewertung der Defokussierungstoleranz wurden Linearitätsmessungen durchgeführt, deren Ergebnisse in Tab. 11.4 aufgelistet sind.

Defokussierung [mm]	Linearität [μm]
-1,0	5,894
-0,5	5,310
0,0	3,537
0,5	4,611
1,0	4,091

Tab. 11.4: Linearitätsfehler bei verschieden starker Defokussierung.

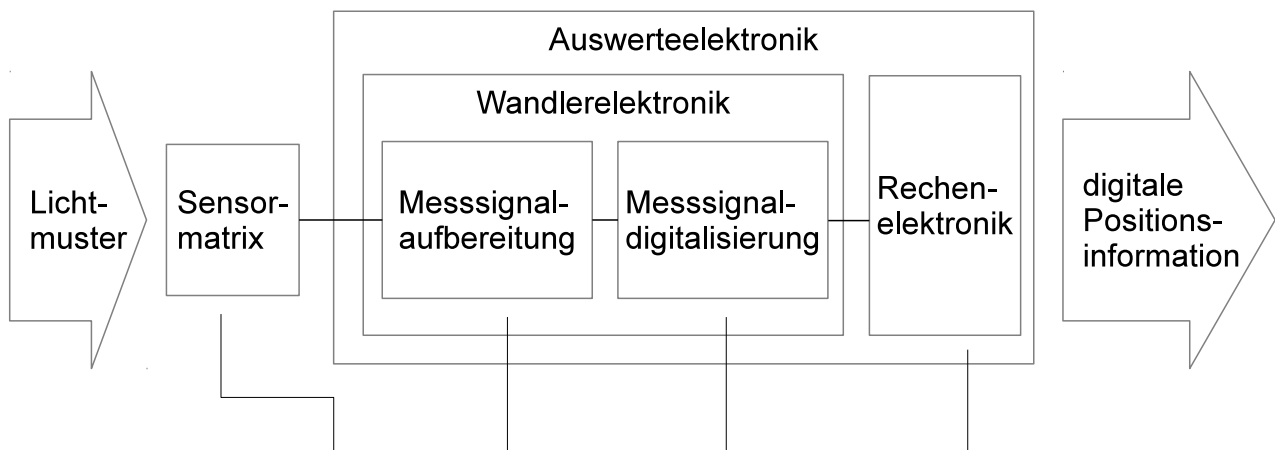
Es ist zu erkennen, dass sich die Linearität etwas verschlechtert, was in der weniger deutlich gaußförmig ausgeprägten Intensitätsverteilung und der dadurch schlechteren Feinpositionsauswertung begründet liegt. Eine Annäherung der Beleuchtungseinheit an den Maßstab verursacht dabei keine so großen Fehler wie eine weitere Entfernung dieser.

11.3 Abschätzung der dynamischen Kennwerte

In diesem Abschnitt wird die in Kapitel 9 exemplarisch ausgelegte Elektronik zu Grunde gelegt, um die Signallaufzeit und damit zwei besonders wichtige dynamische Kennwerte von SensMiLi abzuschätzen. Zum einen ist dies die Wegauflösung bei der maximalen Verfahrensgeschwindigkeit, die von der Signalerfassungszeit abhängt. Zum anderen ist dies die Ausgabefrequenz neuer Positionsinformationen, die maßgeblich von der Signalverarbeitungszeit abhängt.

Signalerfassung

Bei der beim Miniatur-Linearmotor anzunehmenden Maximalgeschwindigkeit von 3,5 m/s besitzt die Intensitätsänderung eines Beugungsflecks eine Periodendauer von 15,7 µs (siehe Abschnitt 8.3). Die Frage ist nun wie viele Zustände dieser Intensitätsänderung während einer Periode abgetastet werden können und welche Wegauflösung sich damit noch erreichen lässt.



	Anstiegszeit Dioden-Signal PS0.25-5 SMD	Anstiegsrate Verstärkung OPA4140	Digitalisierung ADS8528	Berechnung (µC) TMS320F2833x	Ergebnis
Signal-Periode des Lichtmusters 15,7 µs bei 3,5 m/s	0,4 ns	20 V/µs	Abtastzeit: 280 ns = 56 Abtast./Periode		Auflösung 1 µm bei 3,5 m/s
Abtast-Periode des Reglers 300 µs			Übertragung 33 Werte: 480 kSPS seriell = 69 µs 650 kSPS parallel = 51 µs	Simulation Rechenzyklen: 26 000 Rechenzeit: 173 µs bei 150 MHz	neue Positionsinfo. 242 µs seriell 224 µs parallel

Abb. 11.51: Signal-Verarbeitungszeit auf dem Pfad von der Sensormatrix bis zur digitalen Positionsinformation.

Wie in der Tabelle von Abb. 11.51 in der ersten Zeile zu sehen ist, bildet auf dem Weg der Signalerfassung die Abtastzeit bei der Digitalisierung mit 280 ns den beschränkenden Zeitfaktor. Während dieser Zeit ist es möglich die Intensitätsänderung des Beugungsmusters innerhalb ihrer 15,7 μs dauernden Periode 56-mal abzutasten. Über dem dabei zurückgelegten Weg von 55 μm würde dies eine ausreichende Auflösung von 1 μm ermöglichen.

Signalverarbeitung

Wie in der Tabelle von Abb. 11.51 in der zweiten Zeile zu sehen ist, ist es möglich, die digitalisierten Signale mit dem ADS8528 seriell oder parallel auszugeben (siehe Abschnitt 9.1.2). Bei der seriellen Übertragung würden für die 33 Werte der Sensormatrix 69 μs benötigt, während es bei der parallelen Übertragung 51 μs wären.

Die anschließende Decodierung der digitalen Signale würde gemäß der Simulation in Abschnitt 9.2.4 ca. 173 μs benötigen, sodass eine neue Positionsinformation je 224 μs bei paralleler bzw. je 242 μs bei serieller Digitalisierung zur Verfügung stehen würde. In erster Näherung sollte damit die Abtastperiode des Motorreglers von 300 μs eingehalten werden können.

Fazit

Es sollte mit der heutigen Technik möglich sein, die Signallaufzeit der Positionsinformationen von der Sensormatrix bis zum Motorregler so kurz zu gestalten, dass sowohl die Anforderungen hinsichtlich ihrer Auflösung als auch hinsichtlich ihrer Frequenz mit SensMiLi erfüllt werden können.

11.4 Technologieanalyse und -bewertung

In diesem Abschnitt werden die mit dem Demonstrator von SensMiLi gewonnenen Messergebnisse analysiert und die Technologie der diffraktiven Codierung absoluter Positionsinformationen bewertet. Es wird dazu beschrieben, inwieweit die anfangs in Tab. 1.2 gestellten Anforderungen durch SensMiLi erfüllt werden und von welchen Faktoren die Kennwerte abhängen. Dadurch werden die Zusammenhänge, Grenzen und Potentiale der Technologie verdeutlicht.

In Tab. 11.5 sind die Anforderungen an ein Wegmess-System für Miniatur-Linearmotoren den mit SensMiLi erreichten bzw. potentiell erreichbaren Eigenschaften gegenübergestellt. Die erreichten Kennwerte werden dabei ggf. getrennt nach der Maßstabsart, Edelstahl- bzw. FIB-Maßstab und TPE- bzw. Kunststoff-Maßstab aufgeführt. Im Folgenden werden diese Eigenschaften analysiert, bewertet und ihre Einflussfaktoren in Diagrammen dargestellt. Letztere werden zur besseren Zuordnung im Text *kursiv* geschrieben.

Signalart

Es handelt sich bei SensMiLi um eine rein absolute Wegmessung, bei der jede beliebige Position unmittelbar eindeutig identifiziert werden kann. Die falsche Decodierung einer Positionsinformation hat daher keinerlei Einfluss auf die nächsten Messungen, sodass sich Fehler nicht aufsummieren können und beim Start des Mess-Systems keine Referenzfahrt erforderlich ist. Dies ist eine positive Eigenschaft gegenüber inkrementalen oder batteriegepufferten absoluten Wegmess-Systemen. Sie erfordert jedoch sowohl einen komplexer strukturierten Maßstab als auch eine aufwändigere Sensorik und bedingt einen prinzipiell nicht beliebig langen Messbereich.

Messbereich

Mit der gewählten 3⁹ Codierung wurde ein Messbereich von 50 mm gemäß der Anforderung realisiert. Es ist jedoch mit dieser Codierung ohne Weiteres möglich den Messbereich auf bis zu 98,415 mm zu erweitern.

Allgemein stellen sich die Einflüsse auf den Messbereich so dar, wie dies in Abb. 11.52 gezeigt ist. Der Messbereich ist zunächst abhängig von der *Anzahl der Codeworte* und der *Gitterbreite* (hier 5 µm).

Anforderungen	Info in Kapitel	gefordert	erreicht	
			Edelstahl	TPE
Signalart	2.2.2	absolut	absolut	
Messbereich	5.3	50 mm	vermessen: 50 mm möglich: 98 mm	
Bauraum	11.1.1	in Antrieb integriert	prinzipiell möglich	
Kolbenstange verdrehbar	10	nein	nein	
Lebensdauer	3	500 Mio. Zyklen in 5 Jahren	+ berührungslos - verschmutzungs-empfindlich	
Herstellungskosten	7, 9	≤ 500 €	prinzipiell möglich	
Umgebungsbedingungen	1.2	Reinraum entsprechend Produktanforderungen	Reinraum benötigt	
statische Kennwerte				
Linearität	11.2.1	1 µm	8,12 µm	3,77 µm
Rauschen Mittelwert ±Standardabw. Extremwert	11.2.2	-	0,59 µm ±0,70 µm 4,40 µm	0,56 µm ±0,44 µm 1,52 µm
Mikrolinearität	11.2.3	-	4,87 µm	2,90 µm
Auflösung	11.2.4	-	< 1,00 µm	
Wiederholgenauigkeit	11.2.5	1 µm	3,90 µm	2,59 µm
„Hysterese“ Mittelwert ±Standardabw.	11.2.6	-	-1,33 µm ±2,12 µm	-4,39 µm ±2,06 µm
mechanische Toleranzen				
Roll-Toleranz	11.2.8	-	±0,20°	
Nick-Toleranz		-	±0,57°	
Gier-Toleranz		-	±0,50°	
z-Toleranz		-	±0,15 mm	
Defokus-Toleranz		-	±1,00 mm	
Temperatur				
Betriebstemperatur	6.2	20 ... 80 °C		
max. Temperaturdrift bei $T_{mittel} = 44 °C$	11.2.7	-	28,33 µm	23,03 µm
dynamische Kennwerte				
Maximale Beschleunigung	A1	250 m/s ²	prinzipiell möglich	
Maximale Geschwindigkeit	A1	3,5 m/s	prinzipiell möglich	
Signalverarbeitungszeit	9, 11.3	< 300 µs	prinzipiell möglich	

Tab. 11.5: Übersicht über Messergebnisse und Erfüllbarkeit der Anforderungen.

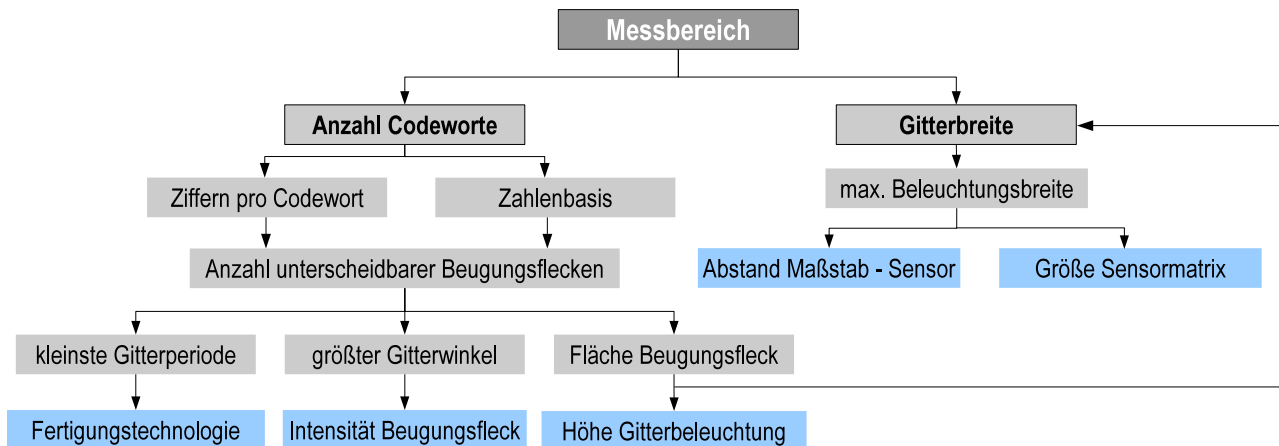


Abb. 11.52: Einflussfaktoren auf den Messbereich.

Die *Anzahl der Codeworte* ist über den Zusammenhang q^n abhängig von der Zahlenbasis q und den Ziffern pro Codewort n . Wie groß diese gewählt werden können, hängt davon ab, wie viele Beugungsflecken auf der Sensormatrix angeordnet werden können, ohne dass sie sich überlagern. Wie in Abschnitt 5.2 erklärt, hängt dies von der *kleinsten wählbaren Gitterperiode* und vom *größten wählbaren Gitterwinkel* ab, die den Nutzraum zur Platzierung der Beugungsflecken aufspannen. Weiterhin besteht die Abhängigkeit von der *Fläche eines Beugungsflecks*, die wiederum von der *Gitterbreite* und der *Höhe der Gitterbeleuchtung* beeinflusst wird.

Die *kleinste Gitterperiode* ergibt sich durch die Genauigkeit der *Fertigungstechnologie*. Der *größte Gitterwinkel* ist abhängig von der *Intensität* des durch ihn erzeugten Beugungsflecks, die wie in Abschnitt 6.1.2 beobachtet, bei großen Winkeln abnimmt.

Die *Gitterbreite* sollte nicht wesentlich schmaler als $5\ \mu\text{m}$ werden, da ein Beugungsfleck umso länglicher und damit umso weniger einem begrenzten Ort zuordenbar wird, je schmaler das ihn erzeugende Gitter ist. Die maximale Gitterbreite hingegen ist durch die *maximale Beleuchtungsbreite* gegeben, mit der die Gitter eines Codewortes erfasst werden müssen. Je breiter die *Beleuchtungsbreite* sein soll, desto größer muss der *Abstand zwischen Sensorkopf und Maßstab* gewählt werden, um den Strahlengang mit Linsen aufweiten und wieder parallelisieren oder fokussieren zu können. Mit wachsender Gitterbreite wird es zunehmend schwieriger werden, die auftreffende Wellenfront eben zu halten, um ein deutliches Beugungsmuster beobachten zu können.

Mit dem Abstand zwischen Sensorkopf und Maßstab wächst auch die Größe des Beugungsmusters auf der *Sensormatrix*, sodass diese größer ausfallen muss oder weitere

optische Elemente zur Verkleinerung des Beugungsmusters verwendet werden müssen.

Bauraum

Der Bauraum von SensMiLi besitzt das Potential im Falle einer Produktumsetzung deutlich kleiner zu werden als der eines marktüblichen optisch absoluten Wegmess-Systems.

Das Wegmess-System RESOLUTE [Renishaw09b] beispielsweise besitzt folgende Maße:

Sensorkopf:	36,0 x 16,4 x 17,0 mm (LxBxH)
Maßstabbreite:	16,4 mm

SensMiLi benötigt beim Demonstrator Komponenten mit folgenden Maßen:

Sensormatrix (ungehäust):	10,2 x 4,6 mm
Beleuchtungseinheit (gehäust):	3,0 x 3,1 x 4,1 mm (LxBxH)
gesamte optische Pfadlänge:	9,521 mm
Maßstabbreite (Kunststoff):	3 mm

Die diskreten Bauelemente der in Kapitel 9 exemplarisch ausgelegten Elektronik belegen zwar mehr Platz als der Sensorkopf von Renishaw, könnten jedoch in den Motor-Regler integriert werden, bei dem der Bauraum nicht so kritisch ist wie am Motor selbst.

Die einfache optische Architektur von SensMiLi, die lediglich aus Lichtquelle, Linse und Sensormatrix besteht, und der schmale einspurige Maßstab ermöglichen damit eine einfache Integration in den Miniatur-Linearmotor, was mit bisher bekannten Wegmess-Systemen nicht möglich ist.

Kolbenstange verdrehbar

Da dieses Merkmal zwar gewünscht aber nicht gefordert war, benötigt auch der Demonstrator von SensMiLi bisher eine verdrehgesicherte Kolbenstange, auf welcher der Maßstab aufgebracht wird. Prinzipiell ist es jedoch denkbar, den Maßstab auf dem gesamten Umfang einer runden, verdrehbaren Kolbenstange aufzubringen. Untersucht werden müsste hierbei der Einfluss der Wölbung des Maßstabs auf die Form des Beugungsmusters.

Lebensdauer

Da es sich mit SensMiLi um ein berührungsloses Mess-System ohne zusätzliche, bewegte

Teile handelt, ist die Lebensdauer nicht durch mechanischen Verschleiß begrenzt. Einer Verschmutzung des Maßstabs und der optischen Oberflächen muss jedoch vorgebeugt werden, um eine lange und zuverlässige Funktion zu gewährleisten.

Herstellungskosten

In dieser Arbeit wurde der erste Demonstrator zum Nachweis der Funktionsfähigkeit von SensMiLi aufgebaut. Daher können die Herstellungskosten noch nicht sinnvoll abgeschätzt werden. Die größten Kosten sind jedoch mit der Sensormatrix (Kapitel 8) und der Auswerteelektronik (Kapitel 9) verbunden. Wird ein paralleles Fertigungsverfahren für den Maßstab verwendet, so ist mit großen Initialkosten für das Musterungswerkzeug (z.B. Photomaske oder Stempel) zu rechnen. Lichtquelle und Linse werden den geringsten Teil der Kosten verursachen (Kapitel 7). Insgesamt sollte es möglich sein innerhalb der geforderten Herstellkosten von < 500 € zu bleiben.

Umgebungsbedingungen

Die Beschränkung des Einsatzbereiches der Miniatur-Linearmotoren auf Reinräume ist für den zuverlässigen Betrieb des optischen Wegmess-Systems zwingend erforderlich, da es empfindlich auf Verschmutzungen reagiert. Partikel in der Größenordnung von ca. 10 µm können die korrekte Decodierung eines Codewortes bereits verhindern. Daher ist es vorteilhaft Maßnahmen zur Reinhaltung des Maßstabs und der Optik vorzusehen. Dies ist in den Reinräumen, in denen die Miniatur-Linearmotoren eingesetzt werden sollen voraussetzbar, da Störpartikel in dieser Größenordnung bereits die dort stattfindenden, empfindlichen Prozesse gefährden würden und so von vornherein vermieden werden müssen.

Decodierbarkeit

Vor der Analyse und Bewertung der statischen Kennwerte ist zu betrachten, wie zuverlässig eine Positionsinformation überhaupt erkannt bzw. decodiert werden kann.

Es ergeben sich sowohl mit dem FIB-Maßstab als auch mit dem Kunststoff-Maßstab auf der 50 mm langen Messstrecke an einzelnen Stellen falsch decodierte Positionswerte. Beim FIB-Maßstab treten im Durchschnitt ca. 5 Decodierungsfehler auf, die auf eine allgemein grenzwertige Maßstabsqualität mit besser und schlechter strukturierten Bereichen zurückzuführen ist.

Beim Kunststoffmaßstab treten meist nicht mehr als 1 oder 2 Decodierungsfehler im gesamten Messbereich auf, die beim Überfahren lokaler Fertigungsfehler entstehen.

Es wäre also zu allererst erforderlich, die Qualität des Maßstabs so weit zu verbessern, dass keine Aussetzer mehr in der Positionsdecodierung auftreten.

Linearität

Die Linearität von SensMiLi ist einerseits abhängig von der *Qualität der Gaußverteilung* der Beugungsfleckintensitäten und andererseits von der *Linearität des Maßstabs*. Auf diese wirken die in Abb. 11.53 dargestellten und im Folgenden erläuterten Einflussfaktoren.

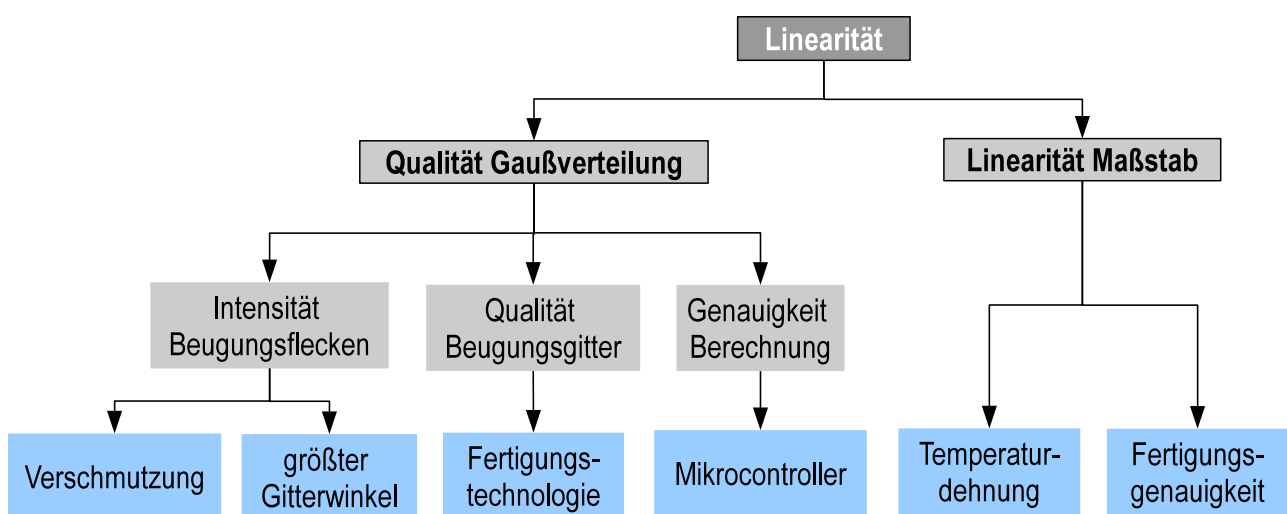


Abb. 11.53: Einflussfaktoren auf die Linearität.

Die *Qualität der Gaußverteilung* bestimmt die Genauigkeit der Feinpositionsauswertung, die umso besser ist, je genauer die Intensitätswerte der Beugungsflecken auf einer Gaußkurve liegen.

Diesbezüglich besitzt SensMiLi einen systematischen Fehler, da die Lichtstrahlen, die für die Rekonstruktion der Beleuchtungsverteilung herangezogen werden, nur einen Bruchteil des gesamten Beugungsmusters darstellen, in dem diese Information verteilt ist. Die nicht erfassten Lichtstrahlen fehlen daher bei der Mittelung der Intensitätsverteilung über die Sensorelemente, sodass das Ergebnis an Genauigkeit verliert (siehe Abschnitt 5.4).

Um trotz dieses systematischen Fehlers eine möglichst gaußförmige Intensitätsverteilung zu erhalten, ist es notwendig, dass alle Beugungsflecken bei gleicher Beleuchtungsstärke die gleiche *Intensität* besitzen. Lokale *Verschmutzungen* und lokale Fertigungsfehler des Maßstabs und der optischen Elemente wirken sich hierauf negativ aus. Zudem wurde in

den Experimenten stets beobachtet, dass die Beugungsflecken, die von *Gittern mit großen Gitterwinkeln* erzeugt werden, schwächere Intensitäten aufweisen. Dies ist ein Phänomen dessen Ursache noch nicht geklärt werden konnte (siehe Abschnitt 6.1.2).

Die *Qualität der Gaußverteilung* wird weiterhin durch die *Qualität der Beugungsgitter* beeinflusst, die überall gleich und möglichst gut sein sollte. Dies ist von der *Fertigungstechnologie* abhängig, wobei weichere Maßstabmaterialien allgemein einfacher zu strukturieren sind als harte, wie die besseren Linearitätswerte des Kunststoff-Maßstabs gegenüber dem FIB-Maßstab zeigen.

Um eine möglichst gute Annäherung an die *Gaußverteilung* zu erhalten, sollte die *Berechnung* der Gaußkurve mit Fließkommazahlen und einer fehlerarmen Anpassungsstrategie erfolgen. Die *Genauigkeit der Berechnung* hängt von der Leistungsfähigkeit des Mikrocontrollers ab, der die Rechengeschwindigkeit und die Genauigkeit der Fließkommazahlen beschränkt.

Die *Linearität des Maßstabs* wird direkt durch die *Temperaturdehnung* und die *Fertigungsgenauigkeit* beeinflusst.

Die *Temperaturdehnung* des Maßstabs, der durch die Motorerwärmung entsteht, verursacht einen systematischen Fehler, der durch Kompensationsstrategien verringert werden kann (siehe Kapitel 13). Auch bei der Fertigung des Maßstabs können thermische induzierte Spannungen entstehen, die einen Verzug verursachen. Beim Abkühlen des Kunststoff-Maßstabs nach dem Spritzguss könnte dies evtl. der Fall gewesen sein (siehe Abschnitt 10.2).

Die *Fertigungsgenauigkeit* wirkt sich dann direkt auf die Linearität aus, wenn die Gitter nicht mit gleichbleibender Breite oder mit variierendem Abstand zueinander gefertigt werden. Die Fügefehler der Gittergruppen beim FIB-Maßstab könnten in dieser Hinsicht den Linearitätsfehler erhöht haben (siehe Abschnitt 10.1.2.2).

Mit $3,77 \mu\text{m}$ ist die Linearität des Kunststoff-Maßstabs deutlich besser als die des FIB-Maßstabs. Bei den am Markt erhältlichen, vergleichbaren Wegmess-Systemen wird meist keine direkte Angabe zur Linearität gemacht. Stattdessen werden die Wegmess-Systeme in Genauigkeitsklassen eingeteilt, für die Angaben von bis zu $\pm 1 \mu\text{m}$ gefunden werden können [Renishaw09b]. Würde die „Genauigkeit“ als Summe von Linearitäts-, Wiederho-

lungs- und Hysterese Fehlern verstanden, so läge SensMiLi mit $\pm 11 \mu\text{m}$ deutlich darüber.

Rauschen

Das Rauschen ist im Mittel etwas größer als die Hälfte der geforderten Linearität von $1 \mu\text{m}$ und besitzt Extremwerte, die deutlich über diese hinausgehen. Damit sollte die Verringerung des Rauschens einer der ersten Verbesserungsansätze sein. Das Rauschen wird vermutlich zum großen Teil durch mechanische Vibrationen hervorgerufen. Da der Demonstrator zum Decodieren von 63 Positionsinformationen pro Position ca. 17,28 s benötigt, haben Vibrationen eine lange Einwirkdauer auf das gemittelte Messergebnis einer Position. Allein eine schnellere Positionsauswertung und ein vibrationsgedämpfter Aufbau würden das Rauschen von SensMiLi voraussichtlich merklich verringern.

Dass mechanische Vibrationen einen signifikanten Einfluss auf das Rauschen haben, wird auch durch das Messergebnis am Referenz-Messsystem deutlich. Im Mittel liegt das Rauschen hier zwar nur bei $0,16 \mu\text{m}$, es treten jedoch auch Spitzen von bis zu $0,4 \mu\text{m}$ auf. Ein stellenweise so großes Grundrauschen ist bei dem Versuch Genauigkeiten im Mikro- bis Nanometerbereich zu messen als sehr kritisch zu bewerten.

Besitzen Beugungsflecken keine klare Form, Lage und Intensitätsverteilung bzgl. der Sensormatrix-Geometrie, sodass ihre Auswertung mit einer gewissen Unsicherheit behaftet ist, dann verursachen sie vibrationsbedingt mit größerer Wahrscheinlichkeit Messwertschwankungen. Die Qualität des Maßstabs ist daher ebenfalls von Bedeutung für das Rauschen, was sich durch die geringfügig besseren Rauschwerte beim Kunststoff-Maßstab zeigt.

Mikrolinearität

Die Mikrolinearität besitzt einen kleineren Fehler als die Linearität und zeigt somit, dass ein Teil des Linearitätsfehlers tatsächlich auf eine nicht ganz gleichmäßige Anordnung der Maßstabsgitter über den Messbereich zurückzuführen ist.

Beim Kunststoff-Maßstab ist die Mikrolinearität mit $2,90 \mu\text{m}$ deutlich besser als beim FIB-Maßstab mit $4,87 \mu\text{m}$.

Auflösung

Die Auflösung ist mit $< 1 \mu\text{m}$ gröber als bei kommerziell erhältlichen Wegmess-Systemen

dieser Art, für die meist 1 nm angegeben wird [Renishaw09b], [Heidenhain11]. Die Qualität der gaußförmigen Intensitätsverteilung der Beugungsflecken (siehe „**Linearität**“) als auch das Rauschen (siehe „**Rauschen**“) bilden hier primär die begrenzenden Faktoren.

Wiederholgenauigkeit

Die Wiederholgenauigkeit ist hauptsächlich abhängig von der *Reproduzierbarkeit der Gaußverteilung* der Beugungsfleckintensitäten. Die Einflussfaktoren hierauf sind in Abb. 11.54 dargestellt und werden im Folgenden erklärt.

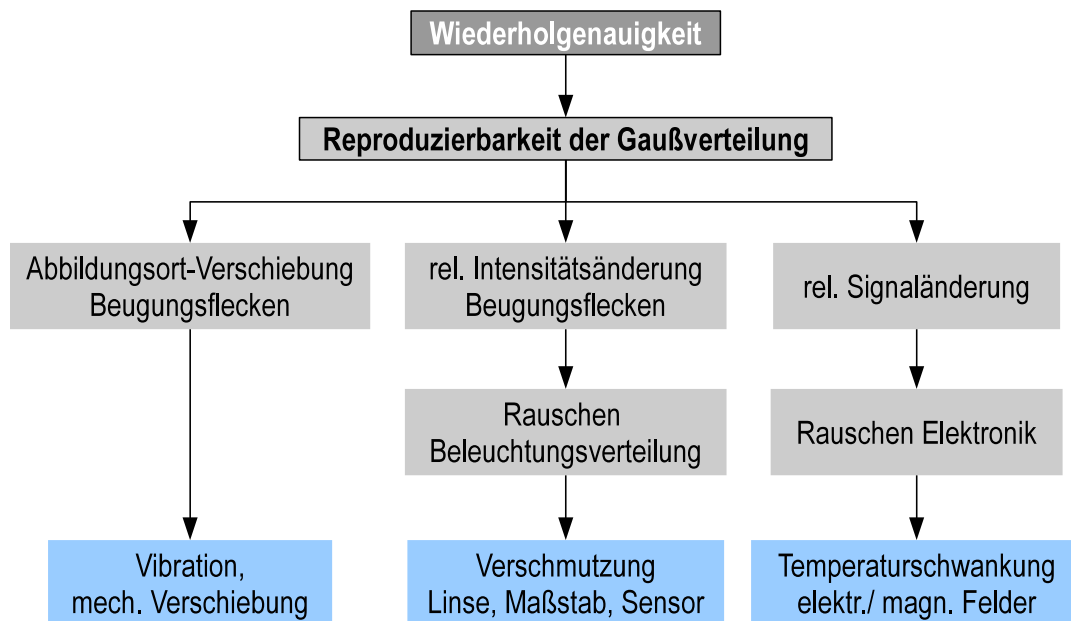


Abb. 11.54: Einflussfaktoren auf die Wiederholgenauigkeit.

Verschiebt sich der *Abbildungsort eines Beugungsflecks* beim wiederholten Anfahren derselben Position, so ist es möglich, dass sich die Lichtmenge, die auf das betreffende Sensorelement fällt, ändert. Dadurch ändert sich die Intensitätsverteilung der Beugungsflecken und das Maximum der eingepassten Gaußkurve verschiebt sich, sodass sich ein anderer Positionswert ergibt. Verursacht werden kann diese Abbildungsort-Verschiebung durch *Vibrationen* oder andere *mechanische Verschiebungen*.

Im Weiteren hat eine *Intensitätsänderung der Beugungsflecken* relativ zueinander Einfluss auf die Reproduzierbarkeit der Gaußverteilung. Dies ist durch ein Rauschen oder eine andersartige Veränderung der *Beleuchtungsverteilung* möglich. Verursacht werden kann dies neben einer internen Veränderung oder Beeinflussung der Lichtquelle vor allem

durch die *Verschmutzung der optischen Elemente* wie Linse, Maßstab oder Sensor.

Schließlich kann auch eine temporäre, zueinander relative *Änderung der Signalpegel* der Photodiodensignale eine unterschiedliche Gaußverteilung an derselben Maßstabsposition verursachen. Eine solche Signalpegeländerung kann durch das *Rauschen der Elektronik* entstehen, die wiederum durch *Temperaturschwankungen* aber auch durch *elektrische oder magnetische Felder* hervorgerufen werden kann.

Die gemessene Wiederholgenauigkeit ist jedoch eher darauf zurückzuführen, dass mit dem Messschlitten nie wirklich dieselbe Position wieder erreicht wurde und die Positionswerte daher rechnerisch mit Hilfe des Referenzsignals korrigiert werden mussten. Der Wiederholungsfehler entsteht in diesem Fall durch die Fertigungstoleranzen des Maßstabs, die überall unterschiedlich ausgeprägt sind und daher unterschiedlich große Messfehler verursachen. Diese Abweichungen können durch die rechnerische Korrektur der Messwerte mit Hilfe der Referenzwerte grundsätzlich nicht eliminiert werden.

Die geforderte Wiederholgenauigkeit von $1\ \mu\text{m}$ wird mit dieser Messmethode nicht erreicht. Die gemessenen Werte sind beim Kunststoff-Maßstab mit $2,59\ \mu\text{m}$ wieder etwas besser als beim FIB-Maßstab mit $3,90\ \mu\text{m}$.

Hysterese

Die Hysterese ist in Anführungszeichen angegeben, da SensMiLi eine solche prinzipiell nicht besitzt. Dies zeigt die Standardabweichung der Messung mit dem FIB-Maßstab ($\pm 2,21\ \mu\text{m}$), die größer ist als der Mittelwert selbst ($-1,33\ \mu\text{m}$). Die Ursache für die deutlich negative Hysterese beim Kunststoffmaßstab konnte noch nicht geklärt werden (siehe Abschnitt 11.2.6). Bemerkenswert ist jedoch, dass sowohl der Messwerteverlauf als auch der Mittelwert dieses Mal beim FIB-Maßstab deutlich besser sind als beim Kunststoff-Maßstab.

Mechanische Toleranzen

Die tolerierbaren mechanischen Toleranzen sind sowohl abhängig von der Verschiebungstoleranz der Beugungsflecken auf ihren Sensorelementen als auch von der tolerierbaren Defokussierung. Die auf diese Faktoren wirkenden Einflüsse sind in Abb. 11.55 dargestellt und werden im Folgenden erklärt.

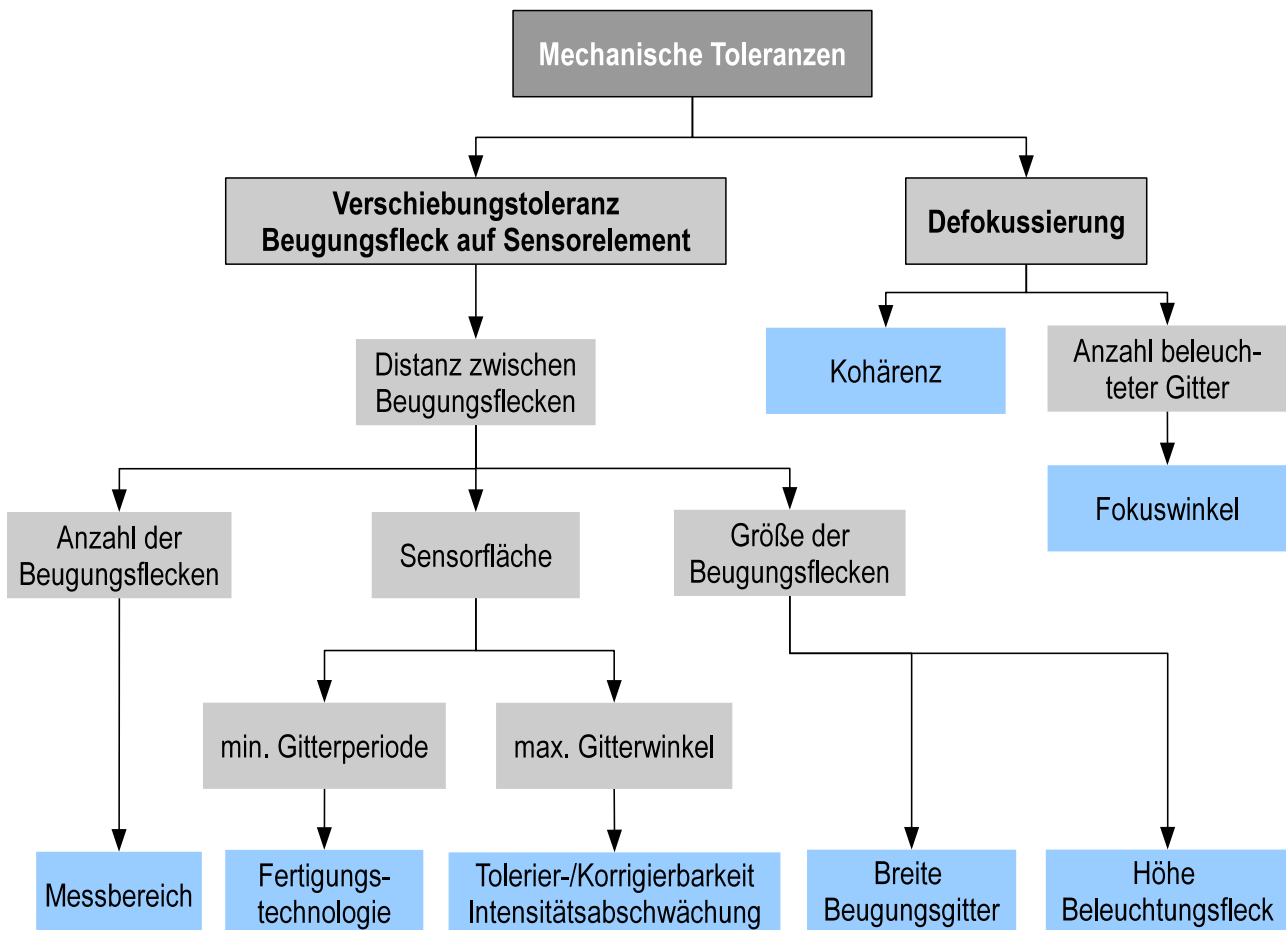


Abb. 11.55: Einflussfaktoren auf die mechanischen Toleranzen.

Die *Verschiebungstoleranz* eines Beugungsflecks ist gegeben durch die *Distanz zwischen den Beugungsflecken* auf der Sensormatrix. Diese wird von drei Faktoren beeinflusst, unter denen der erste die *Anzahl der Beugungsflecken* darstellt, die auf der Sensormatrix untergebracht werden müssen. Diese Anzahl ergibt sich aus dem geforderten *Messbereich*.

Der zweite Faktor ist die nutzbare *Sensorfläche*, die durch die minimal mögliche *Gitterperiode* und den maximal möglichen *Gitterwinkel* begrenzt wird. Wie klein die kleinste herstellbare Gitterperiode ist, hängt von der *Fertigungstechnologie* ab. Der maximale

Gitterwinkel wird durch die *Tolerierbarkeit* bzw. die *Korrigierbarkeit* der unter großen Gitterwinkeln auftretenden *Intensitätsabschwächung* bestimmt.

Der dritte Faktor ist die *Größe der Beugungsflecken*, deren horizontale Ausbreitung je kleiner ist, desto *breiter die Beugungsgitter* sind und deren vertikale Ausbreitung je kleiner ist, desto mehr Gitterperioden der *Beleuchtungsfleck in der vertikalen* beleuchtet.

Die *Defokussierung* des Beleuchtungsflecks kann zum einen nur so lange toleriert werden, wie die dadurch verschlechterte Ebenheit der auf dem Maßstab auftreffenden Wellenfront noch ein ausreichend klares Beugungsmuster erkennen lässt (siehe Abschnitt 11.2.8.5). Zum anderen darf die *Anzahl beleuchteter Gitter* nicht um deutlich mehr als ein Gitter steigen, da sonst Mehrdeutigkeiten und Überlagerungen im Beugungsmuster entstehen. Ab welcher Defokussierung dies eintritt, hängt von dem Winkel ab, unter dem das Licht fokussiert wird. Die diffraktive Messmethode erlaubt einen im Vergleich zur abbildenden Methode sehr kleinen *Fokuswinkel*, was zu einer großen Defokussierungstoleranz führt (siehe Abschnitt 11.2.8.5 und 3.4.3.3).

Die mechanischen Toleranzen Roll-, Nick-, Gier- und *z*-Toleranz unterscheiden sich kaum von denen kommerzieller Wegmess-Systeme wie dem RESOLUTE [Renishaw09b], bei dem alle Winkeltoleranzen $\pm 0,5^\circ$ und die *z*-Toleranz 0,15 mm beträgt.

Dies bedeutet leider auch, dass die *z*-Toleranz nicht, wie in Abschnitt 3.4.3.3 erhofft, deutlich größer ist als bei bekannten optischen Wegmess-Systemen. Die Lage der Beugungsflecken ist auf der Sensormatrix derart eng toleriert, dass sie bei einem Δz von $\pm 0,15$ mm bereits an ihre Grenzen stößt. Wie im Ausblick beschrieben wird, würde eine andere Art der Sensormatrix hier aber deutlich größere Toleranzen ermöglichen. Möglich wird dies durch die tatsächlich gegenüber anderen optischen Wegmess-Systemen sehr große Defokussierungstoleranz von ± 1 mm.

Temperaturbereich

Bei Motortemperaturen von bis zu 80 °C ist eine Linearitätsabweichung des Maßstabs zwischen 23 und 45 μm gegenüber Raumtemperatur zu erwarten (siehe Abschnitt 11.2.7). Die Ursache hierfür ist eine graduelle Temperaturverteilung auf der Kolbenstange, die kolbenseitig am größten ist und zum Stangenende hin abnimmt (siehe Abschnitt 6.2).

Die Temperaturdrift ist in Tab. 11.5 für eine mittlere Temperatur der Führungsschiene von

44 °C angegeben, da bei höheren Temperaturen beim FIB-Maßstab zu geringe Driftwerte gemessen wurden, die beim Vergleich der Kennzahlen verwirrend gewesen wären (siehe Abschnitt 11.2.7.1). Die Driftwerte bei 44 °C sind mit 28,33 µm bzw. 23,03 µm bei beiden Maßstäben ungefähr gleich. Um diese zu minimieren, müssten Kompensationsmaßnahmen ergriffen werden. Wird eine bestimmte Linearität wie hier nur im eingeschwungenen Wärmezustand gefordert, so könnten die Kompensationsmaßnahmen vereinfacht werden, indem das Mess-System beispielsweise auf einen bestimmten Wärmezustand kalibriert wird.

Der Kunststoff-Maßstab ist noch nicht für die Verwendung bei hohen Temperaturen um 80 °C geeignet, da seine Reflexionsschicht im Temperaturversuch Risse und Verschmelzungen erlitten hat, sodass der Code lokal nicht mehr auswertbar war. Es sind jedoch verbesserte Aufbaukonzepte denkbar, die dieses Problem entschärfen würden.

Maximale Beschleunigung und Geschwindigkeit

Da das optische Messverfahren bei seiner Abtastung keinerlei mechanische Massen besitzt, wird es prinzipiell durch Beschleunigungen nicht beeinflusst. Die Decodierbarkeit hängt dynamisch nur von der Geschwindigkeit ab. Wie in Abschnitt 11.3 berechnet, ist eine korrekte Decodierung bei einer angenommenen Maximalgeschwindigkeit von 3,5 m/s problemlos möglich. Erst wenn die Geschwindigkeit so hoch wird, dass während der Abtastzeit von 280 ns in einer Zeile ein Beugungsfleck ein zweites Mal sichtbar wird, dann verschlechtert sich nicht nur die Genauigkeit, sondern dann wird die Decodierung fehlerhaft. Dies wäre theoretisch erst bei ca. 196 m/s der Fall.

Signalverarbeitungszeit

Wie in den Kapiteln 9 und 11.3 gezeigt, ist die vom Abfragezyklus des Motor-Reglers benötigte Signalverarbeitungszeit von < 300 µs möglich. Den rechenaufwändigsten Teil stellt dabei die Gauß-Regression dar, die bei Bedarf noch weiter vereinfacht oder durch ein einfacheres Verfahren zur Detektion des Intensitätsschwerpunktes ersetzt werden könnte. Dabei wären jedoch Kompromisse hinsichtlich der Messgenauigkeit einzugehen.

Fazit

Als Schlussfolgerung der dargestellten Zusammenhänge und begrenzenden Einflussfaktoren werden hier nun die Nachteile und Vorteile von SensMiLi gegenüber marktüblichen

optisch absoluten, Maßstab-basierten Wegmess-Systemen zusammengefasst.

Nachteile:

- Decodierbarkeit noch nicht vollständig fehlerfrei möglich. Einzelne Aussetzer durch Fertigungsfehler in den Maßstäben.
- Anforderungen an Messgenauigkeit können noch nicht ganz erfüllt werden. Begrenzung hauptsächlich durch Fertigungstoleranzen.
- Auswertung des Ausschnitts eines Beugungsflecks entsprechend der Größe eines Sensormatrix-Elements, reduziert Genauigkeit und verursacht Empfindlichkeit gegen mechanische Toleranzen.
- Feinpositionsbestimmung durch Gauß-Regression könnte etablierter Sinus-Cosinus-Auswertung bzgl. der Genauigkeit unterlegen sein.
- Temperaturdehnungskompensation bei Maßstab auf Kolbenstange erforderlich.
- Gleichzeitige Auswertung aller Photodioden technisch aufwändig.
- Intensitätsabschwächung bei Beugungsordnungen, die durch große Gitterwinkel erzeugt werden. Ursache noch ungeklärt.
- Hysterese bei Kunststoff-Maßstab. Ursache noch ungeklärt.

Vorteile:

- Einfachere Integration in den Miniatur-Linearmotor: Einfache Sensorarchitektur aus Lichtquelle, Linse und Sensormatrix. Schmalere, einspuriger Maßstab. Maßstab kann direkt in die Kolbenstange hineinstrukturiert werden. Keine komplexe Verbindungstechnik erforderlich.
- Schnellere Positionswernerfassung ermöglicht bessere Bewegungsregelung durch gleichzeitige Abtastung einer geringen Anzahl von Photodioden.
- Effizientere Codierung durch die Wählbarkeit günstiger Codeparameter, die nicht auf die binäre Codierung beschränkt sind. Dadurch geringere Kosten für die Sensormatrix und kürzere Signalverarbeitungszeiten.
- Robustere Defokussierungstoleranz bietet prinzipiell die Möglichkeit für größere mechanische Toleranzen (siehe Kapitel 13).

12 Zusammenfassung

In dieser Arbeit wird ein neuartiges absolutcodiertes Wegmess-System namens SensMiLi vorgestellt, das auf der Beugung von Licht an optischen Gittern basiert. Ausgelegt für die Integration in Miniatur-Linearmotoren, soll es diese zu hochdynamischen, mikrometergenauen Bewegungen in Reinräumen befähigen. Zum ersten Mal wird dabei gezeigt wie q -näre Pseudo-Zufalls-Sequenzen durch optische Beugungsgitter codiert werden können und so u. a. Fortschritte bzgl. Integrationsfähigkeit, Code-Effizienz und Fokustoleranz ermöglichen.

Aufbauend auf und teilweise in Zusammenarbeit mit Forschungsaktivitäten zu optischen Drehgebern auf der Basis von diffraktiven Maßverkörperungen aus Kunststoff [AiF08], [AiF12], [Mayer08], [Hopp12] bildet den Schwerpunkt dieser Arbeit die Nutzbarmachung dieser Codierungstechnologie für lineare Wegmess-Systeme. Um die hierfür benötigte, deutlich höhere Zahl an Codeworten diffraktiv codieren zu können, wird ein neuartiges Codierungsverfahren entwickelt und patentiert, das die Verwendung hocheffizienter q -närer Pseudo-Zufalls-Sequenzen ermöglicht [Wibbing10]. Zur Realisierung eines Demonstrators wird ein Sensorkopf bestehend aus Laserdiode, Kugellinse und Kamerachip auf einer Führungseinheit aufgebaut. Auf die Schiene dieser Führungseinheit wird der 50 mm lange Maßstab aufgebracht, zu dessen Herstellung zwei verschiedene Verfahren untersucht werden. Zum einen wird die Gittersequenz mit einem fokussierten Ionenstrahl (FIB) seriell direkt in den Edelstahl der Schiene geschrieben und zum anderen wird ein Maßstab aus Kunststoff direkt auf die eingekerbte Schiene spritzgegossen. Während mit beiden Maßstäben eine Auflösung $<1 \mu\text{m}$ erreicht wird, lassen sich mit dem Kunststoffmaßstab mit einer Linearität von $3,77 \mu\text{m}$ und einer Wiederholbarkeit von $2,59 \mu\text{m}$ etwas bessere Genauigkeiten erzielen. Begrenzt werden diese hauptsächlich durch die Fertigungstoleranzen des Maßstabs. Die an einem realen Motor größerer Baugröße gemessene Temperaturverteilung auf der Kolbenstange wird ebenfalls auf die Führungsschiene aufgebracht und erzeugt dort durch Dehnung eine Temperaturdrift von bis zu $30 \mu\text{m}$. Die mechanischen Toleranzen entsprechen weitgehend denjenigen marktüblicher optisch abbildender Wegmess-Systeme.

Mit dieser Arbeit ist die Grundlage zur Entwicklung eines optisch absoluten Wegmess-Systems geschaffen, dass sich erstmals zur Integration in Miniatur-Linearmotoren eignet und die Ausschöpfung ihrer Leistungsfähigkeit ermöglicht.

13 Ausblick

Nächste Entwicklungsschritte

Da im Rahmen dieser Arbeit die Sensormatrix und die Auswerteelektronik aus zeitlichen Gründen noch nicht aufgebaut werden konnten, sind dies die wichtigsten beiden Schritte, die als nächstes folgen sollten. Zwar wurde in Kapitel 8 und 9 theoretisch gezeigt, dass dies auch mit diskreten, standardmäßig verfügbaren Komponenten möglich ist, zur Miniaturisierung des Sensorkopfes wäre jedoch ein kundenspezifischer Opto-ASIC die ideale Lösung. Durch ihn wäre die vollständige Integration aller Funktionskomponenten von der Lichtquelle über die Sensormatrix bis hin zur Auswerteelektronik auf einem einzigen Chip möglich.

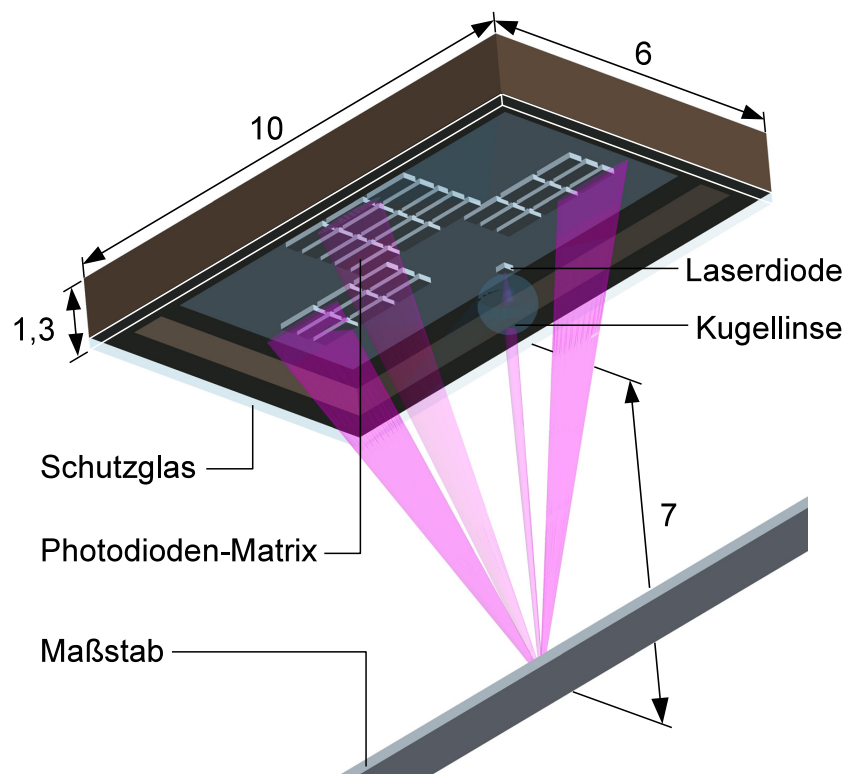


Abb. 13.1: Vereinfachter Entwurf eines möglichen Sensorkopfes bei dem sowohl die Lichtquelle, die Sensormatrix und die Auswerteelektronik auf einem einzigen ASIC integriert sind. Die Maße sind grobe Abschätzungen in [mm].

Dieser ASIC könnte sich in einem mit einem Glasdeckel verschlossenen Keramikgehäuse befinden, wobei der Glasdeckel gleichzeitig als Halterung für die Kugellinse fungieren könnte. Ein vereinfachter Entwurf dieses Sensorkopfes ist in Abb. 13.1 zu sehen. Die darin angegebenen Maße sind als grob geschätzte Werte zu verstehen und sollen lediglich einen ungefähren Eindruck der möglichen Dimensionen vermitteln.

Ein ASIC-Sensorkopf bringt im Allgemeinen u.a. folgende Vorteile mit sich:

- Höchste funktionale Effizienz durch anwendungsoptimierte Elektronik.
- Schnellere Signalverarbeitung.
- Kürzeste Signalleitungen und dadurch geringstes Rauschen.
- Kleinste Baugröße, da separate Gehäusungen entfallen.
- Höhere Systemzuverlässigkeit durch geringere Anzahl von Bauelementen.

Bezüglich des Maßstabs wurden zwar in Kapitel 10 einige grundlegende Kenntnisse zu möglichen Herstellungstechnologien theoretisch wie auch praktisch gewonnen, ein in allen notwendigen Punkten geeignetes Verfahren wurde jedoch noch nicht gefunden. Ideal wäre es, wenn ein paralleles Verfahren zur Direktstrukturierung der Edelstahlkolbenstange möglich wäre, da auf diese Weise eine maximale Robustheit gegeben wäre.

Verbesserungsmöglichkeiten

Eine höhere Messgenauigkeit und größere Toleranzen ließen sich durch folgende Maßnahmen erreichen:

- Eine Verbesserung der Maßstabqualität würde eine sicherere Detektion der Grobposition und eine genauere Detektion der Feinposition durch eine gleichförmigere Gaußverteilung der Beugungsfleckintensitäten ermöglichen.
- Eine Vermeidung großer Gitterwinkel würde die bei ihnen auftretende Abschwächung der Maximalintensitäten verringern und so eine genauere Feinpositionsauswertung gestatten.
- Ein mittig spitz zulaufendes statt eines gaußförmigen Beleuchtungsprofils könnte evtl. die Detektion der Feinposition verbessern, da das Intensitätsmaximum örtlich begrenzter ausgeprägt wäre.
- Ein ovaler statt eines runden Beugungsflecks könnte eine größere Gitterfläche bei gleicher Breite beleuchten und damit die Beugungsflecken schmaler und deutlicher

machen. Eine bessere Detektierbarkeit und größere Verschiebungstoleranzen des Beugungsmusters auf der Sensormatrix wären zu erwarten.

- Falls sich die leichte Krümmung des Beugungsmusters nicht durch eine senkrechtere Beleuchtung reduzieren lässt, wäre es möglich eine leicht gekrümmte Sensormatrix zu verwenden, um größere Verschiebungstoleranzen des Beugungsmusters auf der Sensormatrix zu erreichen.
- Würde der Beleuchtungsstrahl durch eine zweite Linse parallelisiert werden, könnten noch deutlich größere Defokustoleranzen erzielt werden.
- Eine durchsichtige Schutzschicht auf dem Maßstab würde eine einfachere Reinigung ermöglichen.
- Zur Kompensation der Temperaturdrift und zur besseren Tolerierung von Verschmutzungen könnte der Maßstab an einer zweiten, definiert beabstandeten Position abgetastet werden.
- Eine weitere Möglichkeit die Verschmutzungstoleranz zu verbessern und Decodierungsfehler feststellen und korrigieren zu können, wäre die Einbringung von Redundanzen in den Maßstabscode durch den Einsatz von Fehlerkorrektur-Codes, wie beispielsweise dem Reed-Solomon-Code.

Weiterhin könnten die beiden folgenden Maßnahmen auf ihren Erfolg untersucht werden:

- Da breitere Gitter horizontal kürzere und damit deutlicher begrenzte Beugungsflecken erzeugen, könnte untersucht werden, ob eine um einen bestimmten Faktor vervielfachte Gitterbreite eine um den gleichen oder einen höheren Faktor verfeinerte Subgitterauflösung ermöglicht.
- Zur Verkürzung der Rechenzeit kann bei der Berechnung der Feinposition statt der Gauß-Regression der Schwerpunkt des Lichtflecks in Bewegungsrichtung als gewichtetes arithmetisches Mittel berechnet werden. Dadurch entfällt die rechenaufwändige Logarithmierung und es werden nur noch Additions- und Multiplikations-Operationen benötigt:

$$\frac{\sum_{i=1}^{n+2} I_i \cdot d_i}{\sum_{i=1}^{n+2} I_i} \quad (13.1)$$

Hierbei ist $n+2$ die Länge der zyklischen Codierung, die um 2 länger gewählt wird

als die Länge n des Codewortes. I ist die Intensität des am stärksten beleuchteten Sensorelements in der Zeile i der Sensormatrix und d ist die Distanz des die Intensität I erzeugenden Gitters, von demjenigen Gitter, das bei der Bestimmung der Grobposition als mittleres Gitter angenommen wird.

Um eine Verfälschung der Schwerpunktsposition durch den Dunkelstrom der Photodioden zu vermeiden, kann der kleinste der Intensitätswerte zuvor von allen Intensitäten I_i subtrahiert werden:

$$I_i = I_i - I_{min} \quad \text{mit } i = 1 \dots n+2 \quad (13.2)$$

Mit Hilfe dieser Maßnahmen sollten sich die Eigenschaften von SensMiLi weiter verbessern lassen.

Literatur

- [Acuity12] Schmitt Industries Inc., Datenblatt: „Acuity AR1000 Laser Distance Sensor“, <http://www.acuitylaser.com>, (Abruf: 2012)
- [Acuity12b] Schmitt Industries Inc., Informationsschrift: „Confocal Displacement Sensors: Technical Data“, <http://www.acuitylaser.com/ccs-prima/sensor-technical-data.html>, (Abruf: 2012)
- [AiF08] Hopp D., Seybold J., Mayer V., Pruß C., Kück H., Osten W., Projektbericht: „Untersuchungen zu einem hochauflösenden optischen Drehwinkelsensor in Low-Cost-Bauweise“, AiF Abschlussbericht, Vorhaben Nr. 219 ZN, 2008, http://www.imat.hsg-imit.de/fileadmin/hsg-imat/pdfs/AiF219ZN_Drehgeber.pdf, (Abruf 2012)
- [AiF12] Hopp D., Seybold J., Mayer V., Pruß C., Kück H., Osten W., Projektbericht: „Untersuchungen zu kostengünstigen absolut und inkrementalcodierten optischen Drehgebern mit justagefreier Endmontage und mikrostrukturierter diffraktiver Maßsvkörperung aus Kunststoff“, AiF Schlussbericht, Vorhaben Nr. 349 ZN, 2012, http://www.imat.hsg-imit.de/fileadmin/hsg-imat/Downlaod/AiF_349ZN_Abschlussbericht_Endversion.pdf, (Abruf 2012)
- [AMO11] AMO GmbH, Datenblatt: „Absolutsysteme nach dem induktiven AMOSIN® – Messprinzip“, <http://www.amo-gmbh.com>, http://amo-gmbh.com/fileadmin/amo/produkte/laengenmesssystem/datasheets/DS_Absolute_Encoder_20100301.pdf, (Abruf: 2011)
- [Analog09a] Analog Devices Inc., Datenblatt: „Low Cost, Precision JFET Input Operational Amplifiers, ADA4000-4“, 2009, <http://www.analog.com>

- [Analog10a] Analog Devices Inc., Datenblatt: „64-Channel, 24-Bit Current-to-Digital ADC ADAS1127“, 2010, <http://www.analog.com>
- [Analog11a] Analog Devices Inc., Datenblatt: „Differential/Single-Ended Input, Dual 2 MSPS, 12-Bit, 3-Channel SAR ADC, AD7266“, 20011, <http://www.analog.com>
- [Arsić93] Arsić M., Denić D., Fachartikel: „New Pseudorandom Code Reading Method applied to Position Encoders“, Electronics Letters, Vol. 29, No. 10, 1993.
- [Atmel11] Atmel Corporation, Datenblatt: „AVR 32, 32-Bit Microcontroller“, http://www.atmel.com/dyn/products/product_docs.asp?category_id=163&family_id=607&subfamily_id=2138&part_id=4117, (Abruf: 2011)
- [Avago12] Avago Technologies, Datenblatt: „ADNS-9800 LaserStream Gaming Sensor“, http://www.avagotech.com/pages/en/navigation_interface_devices/navigation_sensors/laserstream/adns-9800/, (Abruf: 2012)
- [Balle09] Balle B., Ventura E., Fuertes J. M., Fachartikel: „An algorithm to design prescribed length codes for single-tracked shaft encoders“, Proceedings of the 2009 IEEE International Conference on Mechatronics, Málaga, Spain, 2009
- [Balluff08] Balluff GmbH, Datenblatt: „Magnetband-Längenmesssysteme BML“, www.balluff.com, (Abruf: 2008)
- [Balluff11] Balluff GmbH, Datenblatt: „BIL ED0-P160A-01-S75“, http://www.balluff.com/Balluff/Documents/datasheets/A4/BILAMD0_T060A_01_S75_de_A4.pdf, (Abruf: 2011)
- [Balluff11b] Balluff GmbH, Datenblatt: „Induktive Sensoren“, http://www.balluff.com/NR/rdonlyres/99C3FB2B-FBD7-49BE-BF98-5D2750E1B460/0/KT_Objekterkennung_Kap10.pdf#page=2 (Abruf: 2011), auch unter Wikipedia: „Induktiver Näherungsschalter“
- [Balluff11c] Balluff GmbH, Datenblatt: "Induktiver Wirbelstromsensor BAWMKZ_471_19_S4", www.balluff.com, (Abruf: 2011)

- [Baribeau91] Baribeau R., Rioux M., Fachartikel: "Influence of speckle on laser range finders", Applied Optics, 30 (20), 2873-2878, 1991
- [Bettner99] Bettner C., Dissertation: „Untersuchungen zur Grenzempfindlichkeit von magnetoresistiven Sensorsystemen mit Flußkonzentratoren“, Justus-Liebig-Universität Gießen, Institut für Angewandte Physik und Institut für Mikrostrukturtechnologie und Optoelektronik e.V. in Wetzlar, 1999
- [Bornebusch11] Christoph Bornebusch GmbH & Co. KG, Datenblatt: "Sinterlager aus Bronze", <http://www.bornebusch.de>, (Abruf: 2011)
- [Botzelmann09] Botzelmann T., Mayer V., Kück H., Fachartikel: „Injection moulding of micro patterned polymer discs for optical rotary encoders“, International Conference on Multi-Material Micro-Manufacture (4M) and the International Conference on Micro-Manufacture (ICOMM), 2009, <http://www.4m-association.org/book/export/html/44>, (Abruf: 2012)
- [Braggins98] Braggins D., Fachartikel: „Oxford Sensor Technology - a story of perseverance“, Sensor Review, Volume 18 (4): 5, Emerald Publishing, 1998
- [Braunschweig11] Vorlesungsskript: „3.3 Magnetoresistive Sensoren“, Institut für elektrische Messtechnik und Grundlagen der Elektrotechnik, Technische Universität Carolo-Wilhelmina zu Braunschweig http://www.emg.tu-bs.de/forsch/mag_sens/ms_amr_de.htm, http://www.emg.tu-bs.de/pdf/MNG/3_3_MagnetoresistSensoren.pdf (Abruf: 2011)
- [Breitling09] Breitling D., Dissertation: „Gasphaseneinflüsse beim Abtragen und Bohren mit ultrakurz gepulster Laserstrahlung“, Institut für Strahlwerkzeuge (IFSW), Universität Stuttgart, Herbert Utz Verlag - Wissenschaft, München, 2009, ISBN 978-3-8316-0960-4, http://www.ifsw.uni-stuttgart.de/publikationen/forschungsberichte/dissertationen/Breitling_978-3-8316-0960-4.pdf, (Abruf: 2012)

- [Brinksmeier08] Brinksmeier E., von Kopylow Ch., Falldorf C., Dankwart C., Lünemann B., Gläbe R., Fachartikel: „Open Loop Fast Tool Servo with Nanometer Accuracy for Diamond Machining of Diffractive Structures“, American Society for Precision Engineering (ASPE), Proceedings of the 23rd Annual Meeting, Oregon, 2008.
http://www.aspe.net/publications/Annual_2008/PAPERS/2NOVEL/2700.PDF, (Abruf: 2012)
- [Brinksmeier10] Brinksmeier E., Riemera O., Gläbe R., Lünemann B., Kopylow C.v., Dankwart C., Meier A., Fachartikel: „Submicron functional surfaces generated by diamond machining“, CIRP Annals - Manufacturing Technology, Elsevier, Volume 59, Issue 1, 2010, Pages 535–538
- [Buhlert03] Buhlert M., Meier K., Plath P. J., Fachartikel: „Photostrukturierung von Edelstahl“, Galvanotechnik, Eugen G. Leuze Verlag, 2003
- [Burkhardt04] Burkhardt T., Feinäugle A., Fericean S., Forkl A., Balluff GmbH, Fachbuch: „Lineare Weg- und Abstandssensoren“, Verlag moderne Industrie, München, 2004
- [CiS10] CiS MST, Institut für Mikrosensorik und Photovoltaik GmbH, Informationsblatt: „Fotodiodenarrays“, www.cismst.org, (Abruf: 2010)
- [Clauß06] Clauß C., Dissertation: „Sensorische eigenschaften elektrodynamischer Lineardirektantriebe mit Kurzspulsystem“, IKFF, Universität Stuttgart, 2006, ISBN-13: 978-922381-26-6
- [Cooley65] Cooley J.W., Tukey J.W., Fachartikel: „An Algorithm for the Machine Computation of the Complex Fourier Series“, *Mathematics of Computation*, 19, pp.297-301, 1965
- [Coyne11] Coyne K., Smith E., Informationsschrift: „Giant Magnetoresistance: The Really Big Idea Behind a Very Tiny Tool“, Magnet Lab, National High Magnetic Field Laboratory, Florida State University, Los Alamos National Laboratory, University of Florida,
<http://www.magnet.fsu.edu/education/tutorials/magnetacademy/gmr/>, (Abruf: 2011)
- [Crenshaw00] Crenshaw J. W.: Fachbuch: „Math Toolkit for Real-Time

- Programming“, McGraw-Hill Professional, 2000, ISBN-13: 978-1929629091
- [CVI12] CVI Melles Griot, Datenblatt: „Ball Lenses for Diode Lasers“, www.cvimellesgriot.com, (Abruf: 2012)
- [CVI12b] CVI Melles Griot, Informationsschrift: "Gaussian Beam Optics", <http://www.cvimellesgriot.com/Products/Documents/TechnicalGuide/Gaussian-Beam-Optics.pdf>, (Abruf: 2012)
- [Dammann77] Dammann H., Klotz E., Fachartikel: „Coherent optical generation and inspection of twodimensional periodic structures. Optica Acta 24, 4, Seite 505-515, 1977
- [Dutschke96] Dutschke W., Fachbuch: „Fertigungsmesstechnik“, B.G. Teubner Stuttgart, 3. Auflage, 1996
- [Elgo10] Elgo Electronic GmbH & Co. KG, Datenblatt: „Magnetisches Absolut-Längenmesssystem EMAX-D_07-10“, www.elgo.de, (Abruf: 2012)
- [Engstrand07] Engstrand B., Patent: „Apparatus, a system and method for determining a position within a cylinder“ U.S. Patent 7180053, 2007
- [ESA11] ESA Messtechnik GmbH, Datenblatt: „LVDT Wegaufnehmer DLH / DUH“, <http://www.esa-messtechnik.de/wegaufnehmer.html>, (Abruf: 2011)
- [Evans09] Evans R., Dissertation: „Focused Ion Beam Machining of Hard Materials for Micro Engineering Applications“, Cranfield University, School of Applied Sciences, 2009
- [Faulhaber11] Dr. Fritz Faulhaber GmbH & Co. KG, Datenblatt: „Linear DC Servomotor LM 1247-080-01“, www.faulhaber-group.com, <http://www.micromo.com/n417179/n.html>, (Abruf: 2011) <http://www.faulhaber.com/servlet/com.itmr.waw.servlet.FileViewer?dokmanid=601559&kdid=40929&spachid=1>, (Abruf 2011)
- [Festo08] Festo AG & Co. KG, Datenblatt: „Positionstransmitter SMAT-8E, für T-Nut“, www.festo.com (Abruf: 2008)
- [Festo08b] Festo AG & Co. KG, Datenblatt: „Kompaktkamerasystem SBOC-

- Q/SBOI-Q“, Stand 2008 / 04, www.festo.com (Abruf: 2008)
- [Festo09] Festo AG & Co. KG, betriebsinterne Norm FN 942053 zur Qualifizierung von Positionssensoren, 2009
- [Festo09b] Festo AG & Co. KG, Datenblatt: „Positionstransmitter SMAT-8M, für T-Nut“, www.festo.com (Abruf: 2012)
- [Festo11] Festo AG & Co. KG, Datenblatt: „Wegmesssysteme“, www.festo.com (Abruf: 2012)
- [Festo11b] Festo AG & Co. KG, Datenblatt: „Positionstransmitter SMAT-8M, für T-Nut“, www.festo.com (Abruf: 2012)
- [Festo12] Festo AG & Co. KG, Datenblatt: „Elektrozylinder DNCE-LAS, mit Linearmotor“, www.festo.com (Abruf: 2012)
- [Fibics12] Fibics Incorporated, Informationsschrift: „Introduction: Focused Ion Beam Systems“, <http://www.fibics.com/fib/tutorials/introduction-focused-ion-beam-systems/4/>, (Abruf: 2012)
- [First Sensor10] First Sensor AG, Datenblatt: „PIN Photo Diode, PS0.25-5 SMD“, 2010, www.festo.com (Abruf: 2012)
- [First Sensor11] First Sensor AG, Informationsschrift: „PIN Fotodioden“, www.first-sensor.com, (Abruf: 2011)
- [Gebhardt82] Gebhardt O., Richter W.: Fachartikel: „A Magnetoresistive Permalloy Magnetic Field Sensor“, Experimentelle Technik der Physik, Berlin, 30 (1982) 4, S.363-367
- [Gerken06] Gerken M., Skript: „Optische Systeme“, 6. Vorlesung, Lichttechnisches Institut, Universität Karlsruhe, 2006, http://www.lti.uni-karlsruhe.de/rd_download/OS_2006_10_23.pdf, (Abruf: 2012)
- [Grünberg07] Grünberg P., Fachartikel: „Kopplung macht den Widerstand“, Wiley-VCH Verlag GmbH & Co. KGaA, Weinheim, Physik Journal 6 (2007) Nr. 8/9, Seite 33-39, 2007
- [Hahn&Kolb12] Hahn & Kolb GmbH, Produktbeschreibung: „Produkt Katalog,

- Messmittel, ATORN Elektronische Taschen-Messschieber“, <http://www.hahn-kolb.de>, (Abruf 2012)
- [Hamamatsu11] Hamamatsu Photonics K.K., Datenblatt: „Si Photodiodes, Back-illuminated type photodiodes employing CSP structure, S10356-01, S10357-01“, 2011, www.hamamatsu.com, (Abruf: 2012)
- [Hartrampf01] Hartrampf R., Dissertation: „Integrierte Wegmessung in feinwerktechnischen elektrodynamischen Lineardirektantrieben“, Institut für Konstruktion und Fertigung in der Feinwerktechnik (IKFF), Universität Stuttgart, ISBN: 3-922381-18-9, 2001
- [Hecht09] Hecht E., Fachbuch: „Optik“, 5. Auflage, München, Addison-Wesley (Deutschland) GmbH, 2009, ISBN 978-3-486-58861-3
- [Heidenhain10] Dr. Johannes Heidenhain GmbH, Informationsschrift: „Grundlagen, Messprinzipien“, www.heidenhain.de, (Abruf 2012)
- [Heidenhain11] Dr. Johannes Heidenhain GmbH, Datenblatt: „Offene Längenmessgeräte, LICA 4015“, 2011, www.heidenhain.de, (Abruf 2012)
- [Heidenhain11b] Dr. Johannes Heidenhain GmbH, Datenblatt: „Gekapselte Längenmessgeräte für gesteuerte Werkzeugmaschinen, LF 481“, 2011, www.heidenhain.de, (Abruf 2012)
- [Heidenhain12] Dr. Johannes Heidenhain GmbH, Datenblatt: „Messtaster“, www.heidenhain.de, (Abruf 2012)
- [Hesse01] Hesse S., Fachbuch: „Sensoren in der Fertigungstechnik“, Blue Digest on Automation, Festo AG & Co. KG, Bestell-Nr.: 053 792, 2001
- [Hesselbach03] Hesselbach J., Raatz A., Wrege J., Herrmann H., Weule H., Buchholz C., Tritschler H., Knoll M., Elsner J., Klocke F., Weck M., von Bodenhausen J., von Klitzing A., Fachartikel: „mikroPRO - Untersuchung zum internationalen Stand der Mikroproduktionstechnik“, wt Werkstattstechnik online, Jahrgang 93, Heft 3, Seite 121-128, Springer-VDI-Verlag 2003

- [Hopp11] Hopp D., Pruß C., Osten W., Seybold J., Fritz K.-P., Botzelmann T., Kück H., Fachartikel: „Diffractive incremental and absolute coding principle for optical rotary sensors.“ Applied Optics 50, no. 26 (2011): 5169-5177.
- [Hopp12] Hopp D., Dissertation: „Inkrementale und absolute Kodierung von Positionssignalen diffraktiver optischer Drehgeber“, Institut für Technische Optik (ITO), Universität Stuttgart, 2012, ISBN: 978-3-923560-70-7
- [HSM11] The Home Shop Machinist, Viillage Press Inc., Blog-Beitrag von Dickeybird, 10.02.2011, <http://bbs.homeshopmachinist.net/showthread.php?t=46408>, (Abruf 2012)
- [IBM11] IBM Corporation, Informationsschrift: „GMR, The Giant Magnetoresistive Head: A giant leap for IBM Research“, <http://www.research.ibm.com/research/gmr.html>, (Abruf: 2012)
- [iCHaus08] iC-Haus GmbH, Datenblatt: „iC-PN2656, Phased-Array Nonius-Encoder 26-256“, Version 2008, Neue Version 2010: http://www.ichaus.de/upload/pdf/PN2656_datasheet_B2en.pdf, (Abruf: 2012)
- [Jenaer03] JENAer Meßtechnik GmbH, Datenblatt: „Zweifrequenz-Laserwegmesssystem ZLM 700/800“, <http://www.jenaer-mt.com>, (Abruf: 2008)
- [Kärcher06] Kärcher B., Fachartikel: „Mikrooptischer Positionssensor (MIPOS)“, MST Infobörse Nr. 66, VDI/VDE Innovation + Technik GmbH, 2006, http://www.mstonline.de/publikationen/detail.html?artikel_id=1584, (Abruf: 2012)
- [Kaun92] Kaun R., Seminar-Vortrag: „Reibbeanspruchte Materialien für Reinraumanwendungen“, Fraunhofer-Institut für Produktionstechnik und Automatisierung -IPA-, Beitrag zu „Seminar Fertigung und Montage unter Reinraum-Bedingungen“, Stuttgart, 1992 <http://publica.fraunhofer.de/dokumente/PX-31583.html>, (Abruf 2011)

- [Kinder03] Kinder T., Dissertation: „Beiträge zur Absoluten Distanzinterferometrie mit variabler synthetischer Wellenlänge (VSW–ADI)“, Mathematisch–Naturwissenschaftliche Fakultät, Ernst–Moritz–Arndt–Universität Greifswald, 2003
- [Klement09] Klement J., Fachbuch: „Technologie der elektrischen Direktantriebe“, Expert Verlag, Renningen, 2009
- [Komo93] Komo J. J., Lam M. S., Fachartikel: „Primitive polynomials and m-sequences over $GF(q^m)$ “, IEEE Transactions on Information Theory, Volume 39, Issue 2, 1993, ISSN: 0018-9448
- [Lasagni06] Lasagni A., Nejati M., Clasen R., Mücklich F., Fachartikel: „Periodical Surface Structuring of Metals by Laser Interference Metallurgy as a New Fabrication Method of Textured Solar Selective Absorbers“, Advanced Engineering Materials, 8, No. 6, WILEY-VCH Verlag GmbH & Co. KGaA, Weinheim, 2006, DOI: 10.1002/adem.200500261
- [Laser10] Laser Components GmbH, Datenblatt: „850nm long life sm vcsel ULM Photonics“, www.lasercomponents.com, (Abruf: 2010)
- [Lemme11] Lemme R., Fachartikel: „Linear durch geschlossenen Regelkreis“, Elektronik scout 2011, http://www.elektroniknet.de/redaktionen/elektronik/sonderheft/ausgabe/2011/?no_cache=1, <http://www.micro-epsilon.de/displacement-position-sensors/magneto-inductive-sensor/index.html>, (Abruf: 2012)
- [Lempel71] Lempel A., Fachartikel: „m-ary closed sequences,“ Journal of Combinatorial Theory, vol. 10, pp. 253–258, 1971
- [Loreit04] Loreit U., Achenbach J., Fachartikel: „Magnetoresistive Sensoren machen mobil“ Automotvie, Ausgabe 7-8.2004, Seite 24-27, 2004
- [Maier08] Maier M., Seminarvortrag: „Hochfrequenztechnik im Maschinenbau – Positionssensoren für die Industrie- und Prozessautomatisierung“, ET Kolloquium, Universität Stuttgart, 2008
- [Mancini02] Mancini R., Informationsschrift: „OP Amps For Everyone“, Design Reference SLOD006B, Texas Instruments, 2002, <http://focus.ti.com/lit/an/slod006b/slod006b.pdf>, (Abruf: 2011)

- [Mayer09] Mayer V., Dissertation: „Untersuchungen zu optischen Drehgebern mit mikrostrukturierten Maßverkörperungen aus Kunststoff“, Verlag Dr. Hut, 2009, ISBN: 978-3-86853-003-2
- [Matlab10] MathWorks Inc., Matlab, Simulationsprogramm, Version: R2010a.
www.mathworks.com
- [MCEliece86] McEliece R. J., Fachbuch: „Finite Fields for Computer Scientists and Engineers“, Springer US, 1986, ISBN: 978-0-89838-191-7
- [Meiners03] Meiners-Hagen, Jahresbericht: "Absolut messendes Interferometer mit einer antireflexbeschichteten Laserdiode", Physikalisch-Technische Bundesanstalt (PTB), Annual Report 2003, Division 5, News, 2003, www.ptb.de/en/publikationen/jahresberichte/jb2003/oe5/-nachrichtenausabteilung/abteilung5_2.htm, (Abruf: 2012)
- [Metallux07] Metallux AG, Datenblatt: "MetaPot Foliensensor linear Modell MTP-L"
www.metallux.de, (Abruf: 2008)
- [Michalowski11] Michalowski A., Freitag Ch., Weber R., Graf T., Fachartikel: „Laser surface structuring with long depth of focus“, Proceedings of SPIE 7920, 79200W (2011), <http://dx.doi.org/10.1117/12.881189>
- [Michel11] Michel S., „Kugellager für Reinraum-Anwendungen“, Konstruktionspraxis.de, 2011,
<http://www.konstruktionspraxis.vogel.de/themen/antriebstechnik/lager/articles/306865/>, (Abruf: 2011)
- [MicroEpsilon08] Micro-Epsilon Messtechnik GmbH & Co. KG, Datenblatt: „capaNCDT 6500, High resolution capacitive multi channel system“,
<http://www.micro-epsilon.de>, (Abruf: 2008)
- [MicroEpsilon12] Micro-Epsilon Messtechnik GmbH & Co. KG, Datenblatt: „mainSensor, Magneto-induktive Wegsensoren“,
<http://www.micro-epsilon.de>, (Abruf: 2012)
- [MicroEpsilon12b] Micro-Epsilon Messtechnik GmbH & Co. KG, Datenblatt: „eddy 3300, Berührungslose Wirbelstrom-Wegmessung“,
<http://www.micro-epsilon.de>, (Abruf: 2012)

- [MicroEpsilon12c] Micro-Epsilon Messtechnik GmbH & Co. KG, Datenblatt: „capaNCDT, Kapazitive Sensoren für Weg, Abstand & Position“, <http://www.micro-epsilon.de>, (Abruf: 2012)
- [MicroEpsilon12d] Micro-Epsilon Messtechnik GmbH & Co. KG, Datenblatt: „optoNCDT 2300, Hochdynamischer Laser-Sensor mit integriertem Controller“, <http://www.micro-epsilon.de>, (Abruf: 2012)
- [MicroEpsilon12e] Micro-Epsilon Messtechnik GmbH & Co. KG, Datenblatt: „optoCONTROL, Optische Präzisions-Mikrometer für Industrieranwendungen“, <http://www.micro-epsilon.de>, (Abruf: 2012)
- [MicroEpsilon12f] Micro-Epsilon Messtechnik GmbH & Co. KG, Datenblatt: „Konfokal-chromatische Wegsensoren“, <http://www.micro-epsilon.de>, (Abruf: 2012)
- [MicroEpsilon12g] Micro-Epsilon Messtechnik GmbH & Co. KG, Datenblatt: „optoNCDT ILR, Laseroptische Distanzsensoren“, <http://www.micro-epsilon.de>, (Abruf: 2012)
- [MicroEpsilon12h] Micro-Epsilon Messtechnik GmbH & Co. KG, Datenblatt: „wireSENSOR Seilzug-Wegsensoren“, <http://www.micro-epsilon.de>, (Abruf: 2012)
- [MicroEpsilon12i] Micro-Epsilon Messtechnik GmbH & Co. KG, Informationsschrift: „Messtechnik Blog, Konfokale Sensoren“, <http://blog.micro-epsilon.de/methoden-der-wegmessung/326-2/>, (Abruf: 2012)
- [Microsonic12] Microsonic GmbH, Datenblatt: „mic+ Ultraschall-Sensoren“, http://www.microsonic.de/DWD/_111327/pdf/1031/family/microsonic_mic+.pdf, (Abruf: 2012)
- [MotionControls12a] Motion Controls LLC, Datenblatt: „insight, The first programmable position cylinder PPC“, <http://www.motioncontrolslc.com>, (Abruf: 2012)
- [MotionControls12b] Motion Controls LLC, Webseite: „iHOW DOES QVLA® WORK?“, <http://qvlasensors.com/how%20does%20it%20work.htm> (Abruf: 2012)

- [Mraz08] Mraz S. J., online Fachartikel: „Scanning for ideas: Lights gauge rod position“, Machine Design, <http://machinedesign.com/article/scanning-for-ideas-lights-gauge-rod-position-0124>, (Abruf: 2012)
- [MTS11] MTS Sensor Technologie GmbH & Co. KG, Firmenschrift: „Magnetostriktion, Physikalische Grundlagen“, http://www.mtssensor.de/fileadmin/medien/downloads/mts_messprinzip.pdf, (Abruf: 2011)
- [MTS11b] MTS Sensor Technologie GmbH & Co. KG, Datenblatt: „Temposonics, R-Serie Katalog“, www.mtssensor.de, (Abruf: 2011)
- [MTS11c] MTS Sensor Technologie GmbH & Co. KG, Datenblatt: „Temposonics, C-Serie Katalog“, www.mtssensor.de, (Abruf: 2011)
- [Mücklich06] Mücklich F., Lasagni A., Daniel C., Fachartikel: „Laser Interference Metallurgy - using interference as a tool for micro/nano structuring“, International Journal of Material Research, 97 (2006) 10, Carl Hanser Verlag, München, 2006
- [Müller12] Müller N., Informationsschrift: „Arbeitsweise / Funktion digitaler "Chinesischer" Messleisten“, <http://www.yadro.de/digital-messleiste/funktionsweise.html>, (Abruf 2012)
- [NCTE06] NCTEngineering GmbH, Informationsschrift: „Position, Design & Dimensionen“, 2006, www.ntce.de
- [NCTE06b] NCTEngineering GmbH, Patentschrift: „Sensor“, US 2009/0021244 A1, Einreichung: 2006, Veröffentlichung: 2009
- [Newall09] Newall Measurement Systems Ltd., Datenblatt: „Linear Encoder Technology, Spherosyn & Microsyn“, www.newall.com, (Abruf: 2009)
- [Nolte00] Nolte S., Kamlage G., Korte F., Bauer T., Wagner T., Ostendorf A., Fallnich C., Welling H., Fachartikel: „Microstructuring with Femtosecond Lasers“, Advanced Engineering Materials, 2, No. 1-2, 2000
- [Novotechnik01] Novotechnik Messwertaufnehmer OHG, Informationsschrift:

- "Potentiometer - Technische Definitionen", 2001,
www.novotechnik.de, (Abruf: 2008)
- [Novotechnik07] Novotechnik Messwertaufnehmer OHG, Datenblatt: "Wegaufnehmer 25, 50, 75, 100, 150 mm, Baureihen T, TS", 2007,
www.novotechnik.de, (Abruf: 2008)
- [NTI11] NTI AG, Datenblatt, http://www.linmot.com/fileadmin/doc/Manuals/LinMot_Data_Book_e_recent.pdf, (Abruf: 2011)
- [NumerikJena07] Numerik Jena GmbH, Datenblatt: „Encoder Kit L4“,
<http://www.numerikjena.de>, 2007, (Abruf 2008)
- [Nyce04] Nyce D. S., Fachbuch: „Linear Position Sensors“, Wiley Verlag, 2004
- [Okazaki02] Okazaki Y., Mishima N., Ashida K., Fachartikel: „Microfactory and Micro Machine Tools“, Reported in The 1st Korea-Japan Conference on Positioning Technology, Daejeon, Korea, 2002
- [OPM12] OPM Messtechnik GmbH, Datenblatt: „AF16 Autofokussensor“,
<http://www.opm-messtechnik.de>, (Abruf: 2012)
- [OPM12b] OPM Messtechnik GmbH, Informationsschrift: „Arbeitsprinzip Konfokalsensor, Autofokussensor, Weißlichtsensor, Konfokalmikroskop mit rotierender Nipkowscheibe, Interferometer“,
<http://www.opm-messtechnik.de/download/arbeitsprinzip-dt.pdf>, (Abruf: 2012)
- [Optimet08] Optical Metrology Ltd, Datenblatt: „Smart ConoProbe“,
<http://optimet.com>, (Abruf: 2008)
- [Optirs12] Optris GmbH, Datenblatt: „optirs LS“, www.optris.de, (Abruf: 2012)
- [OSI11] OSI Optoelectronics, Informationsschrift: „Photodiode Characteristics and Applications“, <http://www.osioptoelectronics.com>, (Abruf 2011)
- [Owis10] Owis GmbH, Datenblatt: „Winkelverstellische WV100“, www.owis.eu, (Abruf: 2010)
- [Petriu87] Petriu E. M., Fachartikel: „Absolute-type position transducers using a pseudo-random encoding“, IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. IM-36,

no. 4, pp. 950–955, Dec. 1987

- [Petriu89] Petriu E. M., Basran J. S.: Fachartikel: „On the position measurement of automated guided vehicles using pseudorandom encoding“, IEEE Transactions, IM-38, pp. 799-803, 1989.
- [Phillippe88] Phillippe R., Fachbuch: „Electrical and Magnetic Properties of Materials“, Norwood, MA, Artech House, 1988
- [Poleshchuk99] Poleshchuk A.G., Churin E.G., Koronkevich V.P.: Fachartikel: „Polar coordinate laser pattern generator for fabrication of diffractive optical elements with arbitrary structure“, Applied Optics 38 (1999), S. 1295–1300
- [PrecisionMicro12] Precision Micro Ltd, Informationsschrift: „Laser Evolved Etching Process“ und „Photo Etching“, www.precisionmicro.com, (Abruf: 2012)
- [Pulstronic12] Pulstronic GmbH & Co. KG, Lexikon der Ultraschall-Sensoren, http://www.pulstronic.de/shop/pdf-all-de/normen/Ultraschall_Sensoren.pdf, (Abruf: 2012)
- [Quasdorf08] Quasdorf J., Fachartikel: „Interpolation analoger Sinussignale, Auflösung von Winkelmessungen erhöhen“, Elektronikpraxis, Vogel Business Media, <http://www.elektronikpraxis.vogel.de/analogtechnik/articles/140973/index.html>, (Abruf: 2012)
- [Radtke04] Radtke D., Diplomarbeit: „Theoretische und experimentelle Untersuchungen an Speckle-Verschiebungssensoren“, Friedrich-Schiller-Universität Jena, Physikalisch-Astronomische Fakultät, 2005
- [Reindl04] Reindl L., Vorlesungsskript: „Digitale Messtechnik“, IMTEK, Universität Freiburg, 2004
- [Renishaw09a] Renishaw plc, Datenblatt: „RELM high accuracy linear encoder“, 2009, www.renishaw.com, (Abruf 2012)
- [Renishaw09b] Renishaw plc, Datenblatt: „RESOLUTE absolute optical linear

- encoder“, 2009, www.renishaw.com, (Abruf 2012)
- [Renishaw10] Renishaw plc, Datenblatt: „RELA absolute high accuracy Invar scale“, 2010, www.renishaw.com, (Abruf 2012)
- [Renishaw11] Renishaw plc, Datenblatt: „Tonic Encoder System“, www.renishaw.com, 2011, (Abruf 2012)
- [Rexroth05] Bosch Rexroth AG, Firmenschrift R310D4 2386 (2004.04), „Anleitung Integriertes Messsystem für Kugel- und Rollenschienenführungen“, 2005, (2011 nicht mehr im Internet abrufbar).
- [Richter06] Richter S., Fachartikel: "Duett komplett: Pneumatik & Elektronik", A&D - Vorsprung Automation, publish-industry Verlag GmbH, S. 16-19, Ausgabe Juli 2006, Webcode: AD076100, www.AuD24.net
- [Rieder08] Rieder W., Kiessling A., Todorov T., Patentschrift: „Messverfahren zur berührungslosen Erfassung linearer Relativbewegungen zwischen einer Sensoranordnung und einem Permanentmagneten“, EP2159546A2, 2008
- [RPD11] RPD Electrosense Ltd, Informationsschrift: „How it works - LVDT“, <http://www.rdpe.com/ex/hiw-lvdt.htm>, (Abruf: 2011)
- [Rüeger02] Rüeger J. M., Fachartikel: „Refractive Index Formulae for Radio Waves“, FIG XXII International Congress, Washington, D.C., USA, April 19-26, 2002.
- [Ruskey06] Ruskey F., Internetseite: „Combinatorial Object Server“, Department of Computer Science, University of Victoria, 2006
<http://www.theory.cs.uvic.ca/~cos/gen/poly.html>, (Abruf: 2011)
- [Samland11] Samland T., Dissertation: „Positions-Encoder mit replizierten und mittels diffraktiver optischer Elemente codierten Maßstäben“, Technischen Fakultät der Albert-Ludwigs-Universität Freiburg, 2011.
- [Schilling07] Schilling J., Fachartikel: „Tischfabrik reicht für Mikromontage“, VDI Nachrichten, Nr. 42, 2007
- [Schinköthe04] Schinköthe W., Vorlesungsskript: „Aktorik in der Feinwerktechnik Teil 3“, IKFF Universität Stuttgart, 2004

- [Schneeberger11] Schneeberger AG Lineartechnik, Datenblatt: „Schneeberger Slides“, Mikrorolltisch Typ ND,
<http://www.schneeberger.com/de/produkte/lineartische-und-miniaturtische/mikrorolltische/typ-nd/>, (Abruf: 2011)
- [Schneeberger12] Schneeberger AG Lineartechnik, Datenblatt: „MINISCALE“,
<http://www.schneeberger.com>, (Abruf: 2012)
- [Schneider07] Schneider M., Diplomarbeit: „Konstruktion und Aufbau eines inkrementell kodierten optischen Drehgeber-Demonstrators“, Institut für Zeitmesstechnik, Fein- und Mikrotechnik (IZFM), Universität Stuttgart, 2007.
- [Schott02a] Schott Ch., Racz R., Betschart F., Popovic R. S., Fachartikel: „New Two-Axis Magnetic Position Sensor“, Sensors, Proceedings of IEEE, Vol. 2, Seite 911-915, DOI: 10.1109/ICSENS.2002.1037230, 2002
- [Schott02b] Schott Ch., Racz R., Betschart F., Popovic R. S., Fachartikel: „Novel Magnetic Displacement Sensor“, 2002,
http://www.gmw.com/magnetic_sensors/sentron/2sa/documents/TN_Novel_MDS_12nov02.pdf, (Abruf: 2011)
- [Schultz07] Schultz S. M. Fachartikel: „Using Matlab to help teach Fourier optics.“, Proceedings of SPIE, Optics and Photonics for Information Processing, SPIE, 2007. doi:10.1117/12.735889.
http://spie.org/x648.html?product_id=735889
- [Schröder08] Schröder M., Fachbuch: „Number Theory in Science and Communication“, 8. Auflage, Springer, 2008, ISBN 978-3-540-85297-1
- [Sensitec11] Sensitec GmbH, Datenblatt: „GLAM700 family“,
<http://www.sensitec.com/index.php?s=3.1.0&p=51>, (Abruf: 2011)
- [Sentron04] Sentron AG (Melexis), Firmenschrift: „Angular position sensing with 2-Axis Hall IC 2SA-10“, AN-101, 2004,
Zugriff über das Internet nur durch Suche mit google unter Angabe des Titels, (Abruf: 2011)
- [Seybold09] Seybold J., Mayer V., Kück H., Hopp D., Pruss C., Osten W.,

Fachartikel: „Hochauflösender optischer Drehgeber mit MID-Optikmodul.“, 6. Paderborner Workshop “Entwurf mechatronischer Systeme“, Paderborn, 2009.

http://transmechatronic.inzpiration.de/uploads/tx_vitramemberadmin/literature/B17_Hochaufloesender_optischer.pdf, (Abruf 2012)

- [Seybold13] Seybold, Jonathan, Dissertation: „Untersuchungen zur Industrialisierung von miniaturisierten optischen Drehwinkelsensoren“, Institut für Zeitmesstechnik, Fein- und Mikrotechnik (IZFM), Universität Stuttgart, Erscheinungsdatum vorraussichtlich 2013
- [Sick12] Sick AG, Datenblatt: „Magnetischer Positionssensor MPS“, www.sick.com, (Abruf 2012)
- [SignalProc12] Signal Processing SA, Informationsschrift: „The Ultrasonic Field“, http://www.signal-processing.com/us_field.html, (Abruf: 2012)
- [Sios05] Sios Messtechnik GmbH, Datenblatt: „Laserinterferometric Vibrometer SP-S Series“, <http://www.sios.de/DEUTSCH/PRODUKTE/SP-S.PDF>, (Abruf: 2012)
- [Slatter05] Slatter R., Burisch A., Fachartikel: „Kleine Desktop-Montagelinie mit hoher Präzision“, Sonderdruck aus der Fachzeitschrift Mechatronik, Nr. 5-6, Carl Hanser Verlag, München, 2005
- [Slatter08] Slatter R., Fachartikel: „Einsparpotential dank 'ready-to-measure'“, Fluid Technik, Seite 48-50, <http://www.fluid.de>, 2008
- [SNT12] SNT Sensortechnik AG, Informationsschrift: „SONARANGE“, http://www.sntag.ch/deutsch/sonarange_d.htm, (Abruf: 2012)
- [Solarius12] Solarius Development Inc., Datenblatt: „LaserScan, Fast non-contact laser profilometer“, <http://www.solarius-inc.com>, (Abruf: 2012)
- [Solarius12b] Solarius Development Inc., Informationsschrift: „Technology, Autofocus Measurement“, <http://www.solarius-inc.com/html/autofocus.html>, (Abruf: 2012)
- [Solarius12c] Solarius Development Inc., Informationsschrift: „Technology, Confocal

- Measurement“, <http://www.solarius-inc.com/html/confocal.html>, (Abruf: 2012)
- [Spiegel12] Rudolf Augstein GmbH & Co. KG, Spiegel Online, Illustration: Fledermaus, http://wissen.spiegel.de/wissen/image/show.html?did=54456882&aref=image036/2007/12/11/BERTEL_JJJ_54173.jpg&thumb=false, (Abruf: 2012)
- [ST12] ST Microelectronics Group of Companies, Datenblatt: „L78xx, L78xxC L78xxAB, L78xxAC Positive voltage regulator ICs“, www.st.com, (Abruf: 2012)
- [TechTower11] VDI Technologiezentrum GmbH, Informationsschrift: „GMR Effekt“, http://www.techtower.de/subcontent/lab_experiment_gmr.php?zu=2&von=2#ziel, (Abruf 2011)
- [THK06] THK Co. LTD., Datenblatt: „Kompakt-Linearachse für Reinraumanwendungen“, 2009 http://www.nadella.de/fileadmin/nadella/downloads/thk_linearfuehrungen/CKR244_Linearachse.pdf, (Abruf: 2011)
- [Thomas09] Thomas A., Sammer W., Fachartikel: „Schmierstoffmanagement im Reinraum“, Online Magazin „Process“, Vogel Business Media GmbH & Co. KG, 2009, http://www.process.vogel.de/anlagen_apparatebau/betriebs_reinigungstechnik/hilfsmittel/articles/239036/index2.html, (Abruf: 2011)
- [TI10] Texas Instruments Incorporated, Datenblatt: „High-Precision, Low-Noise, Rail-to-Rail Output, 11MHz JFET Op Amp, OPA140, OPA2140, OPA4140“, 2010, <http://www.ti.com>
- [TI11] Texas Instruments Incorporated, Datenblatt: „TMS320F28335, TMS320F28334, TMS320F28332 TMS320F28235, TMS320F28234, TMS320F28232, Digital Signal Controllers“, <http://focus.ti.com/docs/prod/folders/print/tms320f28335.html>, (Abruf: 2011)
- [TI11a] Texas Instruments Incorporated, Datenblatt: „64-Channel, Current-Input Analog-to-Digital Converter, DDC264“, 2011, <http://www.ti.com>

- [TI11b] Texas Instruments Incorporated, Datenblatt: „High-Voltage, High Slew Rate, Wideband FET-Input Operational Amplifier, THS4631“, 2011, <http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/th4631.pdf>, (Abruf 2011)
- [TI11c] Texas Instruments Incorporated, Datenblatt: „12-, 14-, 16-Bit, Eight-Channel Simultaneous Sampling Analog-to-Digital Converters, ADS8528, ADS8548, ADS8568“, 2011, <http://www.ti.com>
- [TI11d] Texas Instruments Incorporated, Datenblatt: „1.6GHz, Low-Noise, FET-Input Operational Amplifier, OPA657“, 2011, <http://www.ti.com>
- [TI11e] Texas Instruments Incorporated, Olrik Maier (o-maier@ti.com), Seminarvortrag: „Die optimale Beschaltung für den A/D-Wandler-Eingang“, TI Technology Days 2011
- [Tietze10] Tietze U., Schenk Ch., Fachbuch: „Halbleiter - Schaltungstechnik.“, 13. Auflage. Springer Verlag, 2010
- [Tresanchez09] Tresanchez M., Pallejà T., Teixidó M., Palacín J., Fachartikel: „The optical mouse sensor as an incremental rotary encoder“, Sensors and Actuators A: Physical 155 (2009), Nr. 1, S. 73–81, ISSN 09244247
- [Ulmer08] Ulmer M., Diplomarbeit: „Untersuchung zum Vergleich des Einflusses diametraler und radialer Magnetisierungen auf Hallsensoren zur Positionsermittlung in elektrodynamischen Antrieben“, Institut für Konstruktion und Fertigung in der Feinwerktechnik (IKFF), Universität Stuttgart, 2008
- [Wagner11] Wagner M., Bachelorarbeit: „Applikationsentwicklung: Durchflussmessung unterschiedlicher Medien“, Dualen Hochschule Baden-Württemberg Stuttgart und Festo AG & Co. KG, 2011
- [Welk04] Welk C., Dissertation: „Detektion interner sensorischer Eigenschaften von elektrodynamischen Lineardirektantrieben“, Institut für Konstruktion und Fertigung in der Feinwerktechnik (IKFF), Universität Stuttgart, 2004
- [West05] West A., Marktstudie: „The Worldwide Market for Direct Drives, 2005 Edition“, IMS Research Ltd, 2005

- [Wibbing10] Wibbing D., Hopp D., Offenlegungsschrift: „Positionsmesssystem und Verfahren zur Ermittlung einer Absolutposition“, DE102010045355A1, Deutsches Patent- und Markenamt, Anmeldetag: 14.09.2010, Offenlegungstag: 15.03.2012.
- [Wibbing11a] Wibbing D., Binder J., Schinköthe W., Pauly Ch., Gachot C., Mücklich F., Fachvortrag: „SensMiLi: Optical Absolute Position-Encoder by Single-Track, q-ary Pseudo-Random-Sequences for Miniature Linear Motors.“, Sensor+Test Conference 2011. AMA Fachverband für Sensorik e.V., 2011. <http://www.sensor-test.de/sensor-test-2012-fuer-kongressteilnehmer/bestellformular-tagungsbaende/>.
- [Wibbing11b] Wibbing D., Binder J., Schinköthe W., Fachvortrag: “SensMiLi : optisch absolutes Wegmess-System aus einspurig q-nären Pseudo-Zufalls-Sequenzen für Miniatur-Linearmotoren.“, *DGaO-Proceedings*, 112. Tagung. Deutsche Gesellschaft für angewandte Optik, 2011. http://www.dgao-proceedings.de/archiv/112_chronologisch_d.php.
- [Wibbing11c] Hopp D., Wibbing D., Pruss C., Osten W., Binder J., Schinköthe W., Sterns F., Seybold J., Fritz, K.P., Mayer V., Kück H., Fachposter: „A novel diffractive encoding principle for absolute optical encoders“, Proceedings of SPIE, Optical Metrology, Band. 8082, S. 80823T, München, 2011.
- [Wibbing12] Wibbing D., Binder J., Schinköthe W., Pauly Ch., Gachot C., Mücklich F., Fachartikel: SensMiLi: Absolutes Wegmess-System aus einer diffraktiven q-nären Pseudo-Zufalls-Sequenz“, *Technisches Messen*, Ausgabe 79 (2012) 1, DOI: 10.1524/teme.2012.0180, Oldenbourg Wissenschaftsverlag, 2012, <http://www.oldenbourg-link.com/doi/abs/10.1524/teme.2012.0180?journalCode=teme>
- [WikiX, Y] Wikipedia, Universalenzyklopädie, Wikimedia Foundation Inc., Artikelüberschrift: "Y", www.wikipedia.org, (Abruf: im Jahr X)
- [Wilhelmi08] Wilhelmi O., Reyntjens S., Mitterbauer C., Roussel L., Stokes D.J., Hubert D.H.W., Fachartikel: „Rapid Prototyping of Nanostructured Materials with a Focused Ion Beam“, *Japanese Journal of Applied Physics* 47 (2008), S. 5010 –5014.

- [Wuppertal06] Übungsskript: „Beugung und Interferenz von Laserlicht.“ Bergische Universität Wuppertal, 2006. <http://www.detlab.uni-wuppertal.de/~kind/wo1ch.pdf>, (Abruf: 2011)
- [Yeatman04] Yeatman E. M., Kushner P. J., Roberts D. A., Fachartikel: „Use of Scanned Detection in Optical Position Encoders“, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 53, No. 1, 2004
- [Zemax08] Optima Research / Radiant Zemax Europe Ltd., Zemax-EE, Optical Design Program, Version: 2008. www.zemax.com, (Abruf 2012)
- [Zielosko12] Zielosko G., Informationsschrift: „Basic-Tiger Application Note No. 066: Auslesen eines digitalen Meßschiebers“, Wilke Technology GmbH, <http://gunthers-page.de/>, (Abruf: 2012)
- [Zinth08] Zinth W., Zinth U., Fachbuch: „Optik“. Oldenbourg Wissenschafts Verlag, 2008
- [Zygo99] Zygo Corporation, Informationsschrift: „A Primer on Displacement Measuring Interferometers“, 1999, <http://www.repairfaq.org/sam/laser/dmiprim.pdf>, (Abruf: 2012)

Inhalt Anhang

A1 Funktion und Eigenschaften von Linearmotoren.....	273
A2 Messgrößen und -verfahren.....	276
A2.1 Elektrischer Widerstand.....	276
A2.2 Magnetfeld.....	280
A2.2.1 Hall-Effekt.....	280
A2.2.2 Magnetoresistiver Effekt.....	286
A2.2.3 Magnetischer Maßstab.....	291
A2.2.4 Magnetostriktion.....	296
A2.2.5 Magnetoinduktion.....	301
A2.3 Induktiv.....	306
A2.3.1 Tauchanker-Aufnehmer.....	307
A2.3.2 Differentialtransformator (LVDT).....	309
A2.3.3 Induktivitätsänderung der Motorspulen.....	311
A2.3.4 Induktiver Maßstab.....	321
A2.3.5 Wirbelstrom.....	325
A2.4 Kapazitiv.....	327
A2.4.1 Kontinuierliche Abstandsmessung.....	328
A2.4.2 Kapazitiver Maßstab.....	330
A2.5 Wellenausbreitung.....	331
A2.5.1 Mikrowelle.....	331
A2.5.2 Ultraschall.....	332
A2.6 Optisch.....	335
A2.6.1 Optischer Maßstab.....	335
A2.6.2 Interferometrie.....	351
A2.6.3 Ort der Abbildung.....	362
A2.6.4 Reflexionsintensität.....	366

A2.6.5 Fokussierung.....368

A2.6.6 Laufzeitmessung.....372

A3 Grundlagen zur Berechnung und Simulation von Beugungsmustern.....375

Anhang

A1 Funktion und Eigenschaften von Linearmotoren

Funktion

Mit dem Begriff „Linearmotor“ sind in dieser Arbeit genauer gesagt elektrodynamische Lineardirektantriebe gemeint. Ihr Wirkprinzip basiert auf der Lorentzkraft, die auf bewegte elektrische Ladungen in Magnetfeldern wirkt. Dieses Prinzip liegt auch dem von Festo in Betracht gezogenen Miniatur-Linearmotor zu Grunde, der in seiner Ausprägungsform als heteropolarer Langspulmotor bezeichnet wird.

Er besitzt ein mehrsträngiges Spulen-System, das als Stator auf einen Zylinder gewickelt ist und einen Kolben aus Permanentmagneten als Läufer. In Abb._A1.1 ist nach [Welk04] beispielhaft ein Motor mit einem zweisträngigen Stator im Schnitt dargestellt. Im Spulensystem wird ein wanderndes Magnetfeld erzeugt, das mit dem Magnetfeld des Kolbens

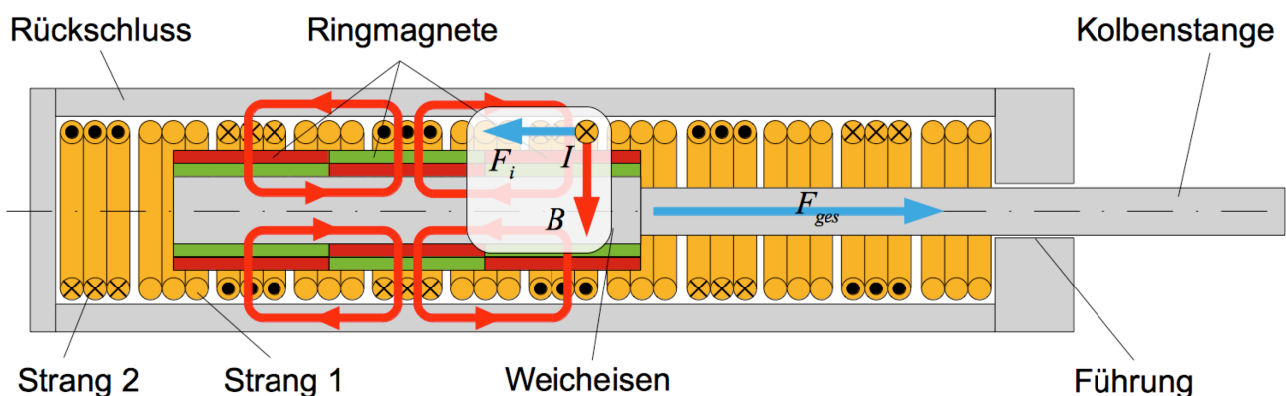


Abb._A 1.1: Prinzip-Skizze eines heteropolaren Langspulmotors nach [Welk04].

interagiert und ihn auf diese Weise translatorisch bewegt.

Kommutierung

Die beiden Stränge müssen abwechselnd so bestromt werden, dass eine möglichst konstante Kraft auf den Läufer wirkt. Diesen Vorgang nennt man „Kommutierung“. Welcher Strang dabei wie bestromt werden muss ist abhängig von der aktuellen Läuferposition und muss daher vom Wegmess-System bestimmt werden. Ist dem Wegmess-System beim Einschalten des Motors die Läuferposition noch nicht bekannt, dann muss die richtige Kommutierung durch mehrmaliges kurzes Vor- und Zurückfahren experimentell ermittelt werden, bevor sich der Motor langsam in die richtige Richtung bewegen kann, um den Referenzpunkt zur Initialisierung des Wegmess-Systems zu suchen. Es ist daher von Vorteil ein Wegmess-System zu verwenden, dass beim Einschalten des Motors sofort dessen Position erkennen kann.

Durch die richtige Kommutierung der Spulen wird der aus Magneten bestehende Kolben schließlich unmittelbar geradlinig bewegt. Es wird kein Zahnriemen und keine Gewindestange oder ähnliches benötigt, die erforderlich wäre, um eine rotatorische in eine translatorische Bewegung umzuwandeln. Dadurch entsteht keinerlei Spiel in der Kraftübertragung und es ist möglich den Kolben eines Linearmotors wesentlich genauer zu positionieren als einen linearen Abtrieb mit einem rotatorischen Antrieb.

Zudem wird durch die nicht benötigten Übertragungselemente die zu bewegende Masse geringer, was den Linearmotoren zusammen mit ihrer direkten Kraftübertragung das höchste Beschleunigungsvermögen aller Linearantriebe verleiht.

Maximalgeschwindigkeit

Unter diesen hohen Beschleunigungen und den daraus resultierenden hohen Geschwindigkeiten muss das Wegmess-System noch immer in der Lage sein, Messwerte zu erfassen. Die Maximalgeschwindigkeit v_{max} kann mit Hilfe der maximalen Beschleunigung a_{max} und dem in Kapitel 1.1 geforderten Hub s_{ges} von 50 mm abschätzend berechnet werden. Es muss dabei berücksichtigt werden, dass der Antrieb nur ungefähr bis zur Hälfte des Hubes die maximale Beschleunigung aufbringen kann, damit danach noch genauso viel Hub zur Abbremsung mit der gleichen, aber negativen, Beschleunigung zur Verfügung steht. Damit ergibt sich die ideale Maximalgeschwindigkeit zu:

$$v_{max} = \sqrt{2 \cdot a_{max} \cdot \frac{s_{ges}}{2}} \quad (1.1)$$

Vor- und Nachteile

Diese Leistungsmerkmale machen den Einsatz von Linearmotoren in der Automatisierungstechnik besonders dort interessant, wo es auf die Reduzierung der Taktzeiten von hochfrequenten Bewegungsvorgängen ankommt.

Zusätzlich erlaubt ihr einfacher Aufbau eine einfache Miniaturisierung ihrer Baugröße und ermöglicht so ihren Einsatz auch auf engstem Bauraum.

Von Nachteil sind jedoch ihre vergleichsweise eher geringen Kräfte und ihr hoher Energiebedarf, der vor allem dann zu Tage tritt, wenn die Motoren in vertikaler Bewegungsrichtung eingesetzt werden und auf Grund ihrer fehlenden Selbsthaltekräfte auch im Stillstand Energie aufbringen müssen, um ihre Position zu halten.

A2 Messgrößen und -verfahren

Die Messung von Wegen und Distanzen zählt zu den wohl ältesten Messtechniken der Menschheit für die im Laufe der Jahrhunderte unzählige Verfahren entwickelt wurden. Es wurden 32 unterschiedliche Verfahren identifiziert, die grundsätzlich für den Anwendungsfall SensMiLi in Betracht gezogen werden können. Diese werden hier nun erklärt, um daraus in Kapitel 3 das am besten geeignete Verfahren auszuwählen.

A2.1 Elektrischer Widerstand

Funktion:

Ein Potentiometer ist ein variabler elektrischer Spannungsteiler. Dieser wird durch einen Schleifkontakt auf einer Widerstandsbahn erzeugt. Ein vereinfachtes Ersatzschaltbild ist in Abb._A2.1 gezeigt. Ist R_c sehr groß im Vergleich zu R , dann kann die gemessene Spannung U vereinfacht berechnet werden zu:

$$U = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot U_0 \quad (2.1.1)$$

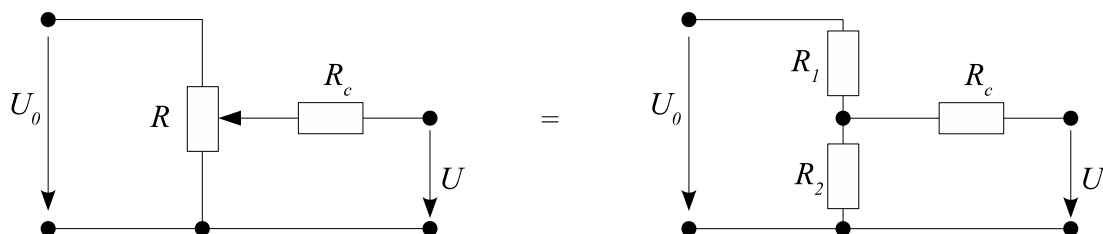


Abb._A2.1: Prinzipschaltbild einer Potentiometerschaltung (links) und Darstellung mit festen Widerständen zur Verdeutlichung der Funktion (rechts) nach [Wiki11, Potentiometer].

Auflösungsvermögen [Schinköthe04]:

Das Auflösungsvermögen Δs_m ist abhängig von der kleinsten messbaren Spannung U_{min} , dem Messweg s , der bei U_{min} zurückgelegt wurde, und der Gesamtspannung U :

$$\Delta s_{min} = \frac{U_{min}}{U} \cdot s \quad (2.1.2)$$

Hysterese [Nyce04]:

Hysterese entsteht bei diesem Messprinzip durch die Streckung und Stauchung des vorgespannten Schleifers bei der Vorwärts- und Rückwärtsbewegung (siehe Abb._A2.2).

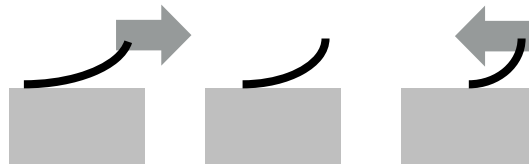


Abb._A2.2: Hysterese beim Potentiometer durch Streckung und Stauchung des Schleifers.

Material der Schleifbahnen [Nyce04], [Wiki12, Potentiometer]:

- a) Leitfähiger Kunststoff (Mischung aus Kohlenstoff und Kunststoff)
 - + Geringe Oberflächenrauheit bewirkt geringe Reibung und geringes Rauschen.
 - Hoher Temperaturkoeffizient (300 ppm/°K), Feuchtekoeffizient 500 ppm/°K beim Anschlusswiderstand.
- b) Cermet: Mischung aus Keramik und Metall
 - Keramik: Aluminiumoxid (Al_2O_3), Zirkondioxid (ZrO_2),
 - Metalle: Niob, Molybdän, Titan, Cobalt, Zirkonium, Chrom
 - + Hohe Härte, -> geringe Abnutzung.
 - + Niedriger Temperaturkoeffizient (50 - 100 ppm/°K).
 - + Nach der Aushärtung ist der Widerstand durch Laser-Ätzung korrigierbar, um Nicht-linearität zu korrigieren (bis zu 0,05% des Messbereichs).
 - Vergleichsweise höhere Oberflächenrauigkeit.

Kontaktwiderstand [Novotechnik01]:

Der Widerstand zwischen dem Schleiferanschluss und der Kontaktstelle auf der Leiterbahn beeinflusst alle wesentlichen Merkmale des Potentiometers. Er lässt sich in drei

Anteile unterteilen:

1. Interner Anteil: Integraler Spannungsabfall zwischen stromführender Bahn und Kontakt-oberfläche.
2. Externer Anteil: Elektrisch nicht idealer Übergang zwischen Schleifer und Potentiometerpiste. Auf Grund von Metalloxiden, -chloriden und- sulfiden, gemischt mit organischen Substanzen, können sich dünne, nicht leitfähige Schichten an der Grenzfläche bilden.
3. Dynamischer Anteil: Auftriebskräfte auf den Schleifer bei hohen Verstellgeschwindigkeiten. Mit gedämpften Schleifersystemen sind > 10 m/s erreichbar.

Exemplarische Leistungsmerkmale:

Typ: Schleifkontakt-Potentiometer [Festo11],
[Novotechnik07], [Schinköthe04]:

Messbereich: 0 ... 2000 mm

Auflösung: 100 ... 1 μm

Linearität: 0,1% des Messbereichs

Verfahrgeschwindigkeit: 10 m/s

Beschleunigung: 200 m/s^2

Temperatur: -30 ... 100 $^{\circ}\text{C}$

Temperaturkoeffizient

des Spannungsteilers: 5 ppm/ $^{\circ}\text{K}$

Vibration: 5 - 20 Hz

Lebensdauer: 100 Mio. Hübe [Novotechnik07]

Typ: Folienpotentiometer mit Schleiferbetätigung [Metallux07]:

Widerstandsbereich: 2,5 $\text{k}\Omega$ pro 100 mm

Widerstandstoleranz: $\pm 30\%$

Unabhängige Linearität: $\pm 2\%$

Auflösung: nahezu unendlich, d.h. begrenzt durch Rauschen der Elektronik

Temperaturkoeffizient

des Spannungsteilers: ± 100 ppm/ $^{\circ}\text{K}$

Lebensdauer: > 5 Mio. Zyklen

Verfahrgeschwindigkeit: 0,1 m/s

Max. Sensordicke: 0,5 mm (typisch)

Betätigungsdruck:	1...3 N (typisch)
Typ:	Folienpotentiometer mit Magnetbetätigung [Metallux07], Abb._A2.3:
Widerstandsbereich:	2,5 k Ω pro 100 mm
Widerstandstoleranz:	$\pm 30\%$
Unabhängige Linearität:	$< \pm 5\%$
Verfahrgeschwindigkeit:	3 m/s bei Abstand 1,5 mm
Systemdicke:	$< 2\text{mm}$
Abstand Folie - Magnet:	0,2 ... 1,5 mm

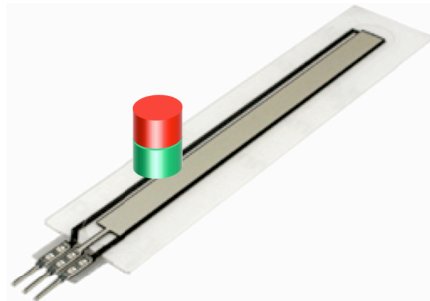


Abb._A2.3: Magnetbetätigtes Folienpotentiometer nach [Metallux07].

A2.2 Magnetfeld

A2.2.1 Hall-Effekt

Physikalische Grundlage:

Der Hall-Effekt tritt in allen leitfähigen Materialien auf. Wird ein solches von einem elektrischen Strom durchflossen und befindet sich dabei in einem Magnetfeld das senkrecht zur Richtung des Stromflusses steht, so werden die Ladungsträger auf Grund der Lorentz-Kraft von ihrer geradlinigen Bahn abgelenkt, wie dies in Abb._A2.4 zu sehen ist. Dadurch bildet sich ein elektrisches Feld aus, das zu der Hall-Spannung U_{Hall} führt. Diese ist abhängig von der Magnetfeldstärke B , der Stromstärke I , dem Durchmesser des Leiters d und der Hall-Konstante k :

$$U_{Hall} = \frac{k \cdot B \cdot I}{d} \quad (2.2.1)$$

Hall-Elemente bestehen meist aus dotierten Halbleitermaterialien, da hier, aufgrund höherer Elektronenbeweglichkeit, k größer als bei Metallen ist [Philippe88].

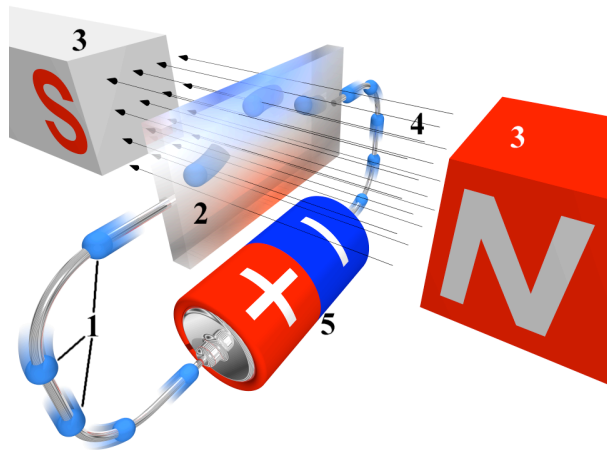


Abb._A2.4: Schematische Darstellung des Hall-Effekts: 1: Elektronen, 2: Hall-Element bei dem blaue Region mit negativem und rote Region mit positivem elektrischen Potential, 3: Magnete, 4: Magnetfeld, 5: Spannungsquelle, [Wiki12, Hall-Effekt]

A2.2.1.1 Positionsdetektion mit Hall-Sensor-Zeile

Mit diesem physikalischen Messprinzip kann ein absoluter Positionstransmitter realisiert werden, der aus einer Zeile mehrerer Hall-Elemente besteht (siehe Abb._A2.5). Diese werden derart miteinander verschaltet, dass die linearen Bereiche ihrer Kennlinien sich überlappen. Dadurch kann ein Multiplexer immer gerade dasjenige Hall-Element zur Auswertung auswählen, dessen Signal sich im linearen Bereich seiner Kennlinie befindet, bzw. das sich gerade am nächsten an dem zu detektierenden, bewegten Magneten befindet.

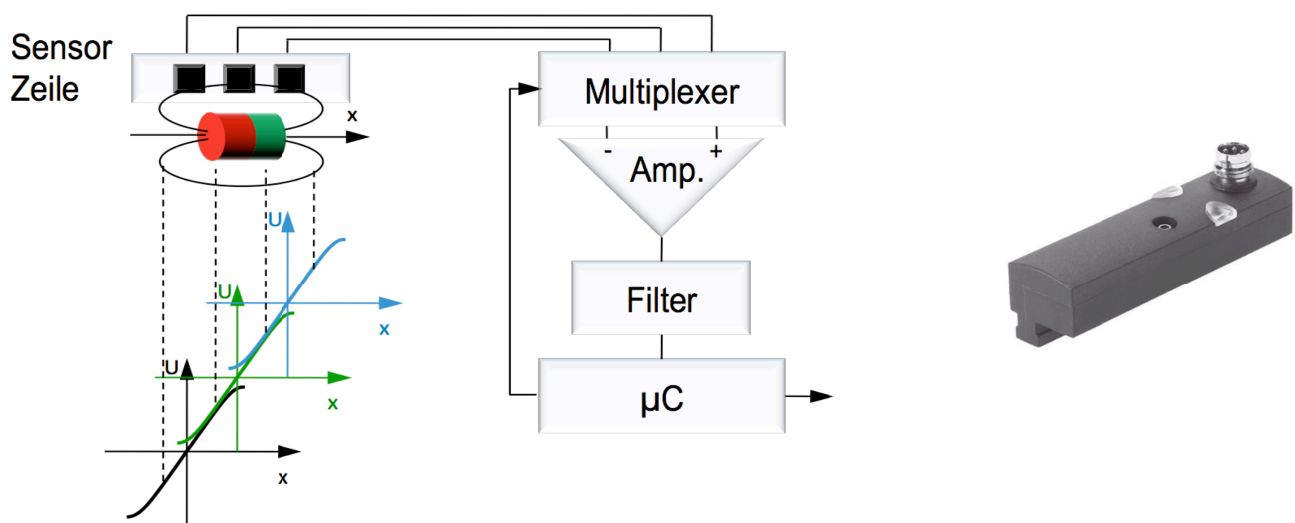


Abb._A2.5: Funktionsprinzip eines Hall-Effekt-basierten Wegmess-Systems (links), exemplarisches Produkt: SMAT-8E [Festo08] (rechts).

Exemplarische Leistungsmerkmale:

Eigenständiger absoluter Sensor: SMAT-8E [Festo08]:

Technologie:	Zeile aus 16 Hall-Elementen
Messbereich:	50 mm
Auflösung:	64 µm
Wiederholgenauigkeit:	±64 µm
Linearität:	0,25 mm
Abtastintervall:	2,85 ms
Max. Verfahrensgeschwindigkeit:	3 m/s
Betriebstemperatur:	-20 ... 50 °C

A2.2.1.2 Positions-Detektion mit einem 2D Hall-Sensor

Prinzipbedingt können Hall-Elemente nur Magnetfeldkomponenten detektieren, die senkrecht zu ihrer Oberfläche stehen. Mit ferromagnetischen Flussleitelementen können die Magnetfeldlinien jedoch so umgelenkt werden, dass sie lokal senkrecht durch die Hall-Elemente treten. Auf diese Weise kann dann z.B. auch die Komponente eines Magnetfelds detektiert werden, die im freien Feld parallel zu den Hall-Elementen verläuft. Dieses Prinzip ist in Abb._A2.6 dargestellt. Darin ist zu erkennen, wie die ferromagnetische Scheibe die parallel zu den Hall-Elementen X1 und X2 verlaufenden Magnetfeldlinien derart konzentriert und umlenkt, dass Sie am Durchtrittspunkt senkrecht zu diesen verlaufen.

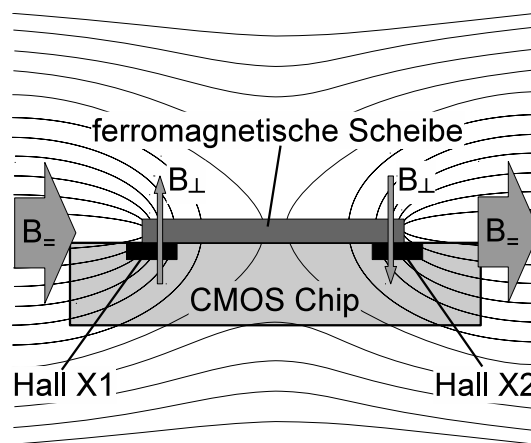


Abb._A2.6: Die parallelen Magnetfeldlinien B_{\parallel} werden durch die ferromagnetische Scheibe in eine Richtung senkrecht zu den Hall-Elementen umgelenkt. Quelle: [Sentron04].

In Abb. 2.8 ist die ferromagnetische Scheibe in einem Layout von oben und in einer Prinzipskizze in einer gedrehten Ansicht zu sehen. Daraus ist die gesamte Anordnung der Hall-Elemente zu erkennen, wie sie von [Sentron04] bzw. [Schott02a,b] vorgeschlagen wird. Die in x -Richtung verlaufende Magnetfeldkomponente verursacht dabei eine Hall-Spannung in den Hall-Elementen X1 und X2 und die in y -Richtung verlaufende Magnetfeldkomponente verursacht eine Hall-Spannung in den Hall-Elementen Y1 und Y2. Zwar würde prinzipiell nur ein einziges Hall-Element pro Richtung ausreichen, jedoch kann durch eine paarweise differentielle Auswertung auf vier Quadranten der Scheibe das Signal verstärkt und der Offset reduziert werden [Sentron04]. Daher befinden sich auf

jedem Quadranten zwei Hall-Elemente, wie dies aus Abb._A2.8 (links) ersichtlich ist.

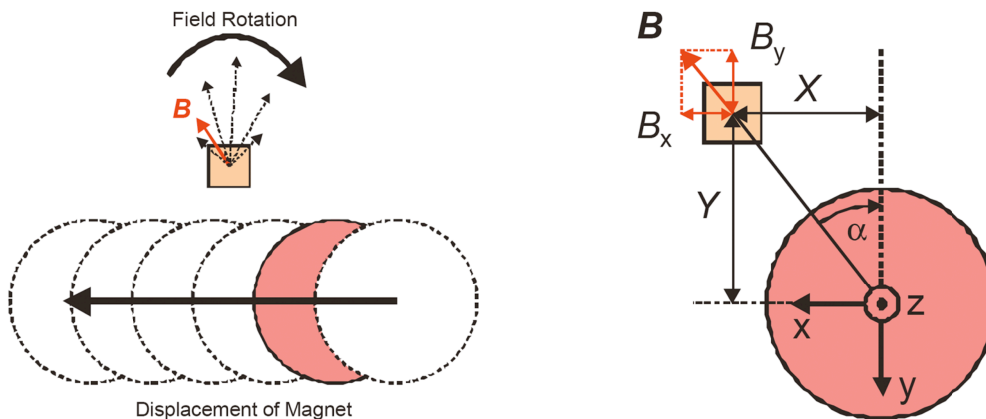


Abb._A2.7: Draufsicht auf den Hall-Sensor. Links: Der runde Magnet bewegt sich parallel zur x-Achse und die xy-Komponente des Magnetfeldes am Ort des Sensors ändert ihre Stärke und ihren Winkel. Rechts: Zusammenhang zwischen der xy-Position des Sensors und den xy-Komponenten des vom Sensor detektierten Magnetfeldes.[Schott02b], ähnlich in [Schott02a].

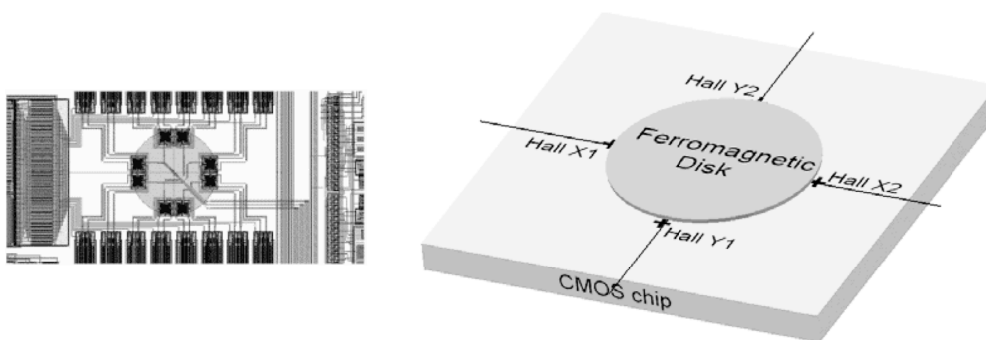


Abb._A2.8: Links: Layout des Sensor-Chips mit vier Hall-Element-Paaren. Rechts: Prinzip-Bild des integrierten ferromagnetischen Konzentratorkreises mit den an seinem Rand befindlichen Hall-Elementen auf dem CMOS-Chip.[Sentron04]

Bewegt sich nun an dem Hall-Sensor seitlich in y-Richtung ein axial magnetisierter, scheibenförmiger Magnet vorbei, wie dies in Abb._A2.7 (links) dargestellt ist, dann wirkt am Ort des Sensors ein Magnetfeldvektor dessen Komponente B in der xy -Ebene mit der Position des Magneten sowohl seinen Winkel als auch seine Intensität ändert. Die x - und y -Komponente dieses Vektors B werden von dem Hall-Sensor separat detektiert (siehe Abb._A2.7 rechts) und verursachen die Ausgangssignale V_x und V_y , die in Abb._A2.9 dargestellt sind. In [Schott02a,b] wird angenommen, dass sich die Ausgangsspannungen im betrachteten Bereich näherungsweise linear mit den Magnetfeldvektoren ändern, so das gilt:

$$V_x = S \cdot B_x \quad \text{und} \quad V_y = S \cdot B_y \quad (2.2.2)$$

Aus der Ähnlichkeit der Dreiecke in Abb._A2.8 (rechts) ergibt sich eine Beziehung die linear vom Quotienten der beiden Ausgangsspannungen abhängt und ein Maß für die Entfernung x des Magneten vom Sensorelement darstellt:

$$x = \frac{V_x}{V_y} \cdot y \quad (2.2.3)$$

wobei y als bekannte Konstante vorausgesetzt wird.

Die Linearität des Verhältnisses V_x / V_y ist in Abb._A2.9 (rechts) dargestellt. Es ist zu erkennen, dass an den Randbereichen für $|x| > 2,5$ mm der Linearitätsfehler stark zunimmt.

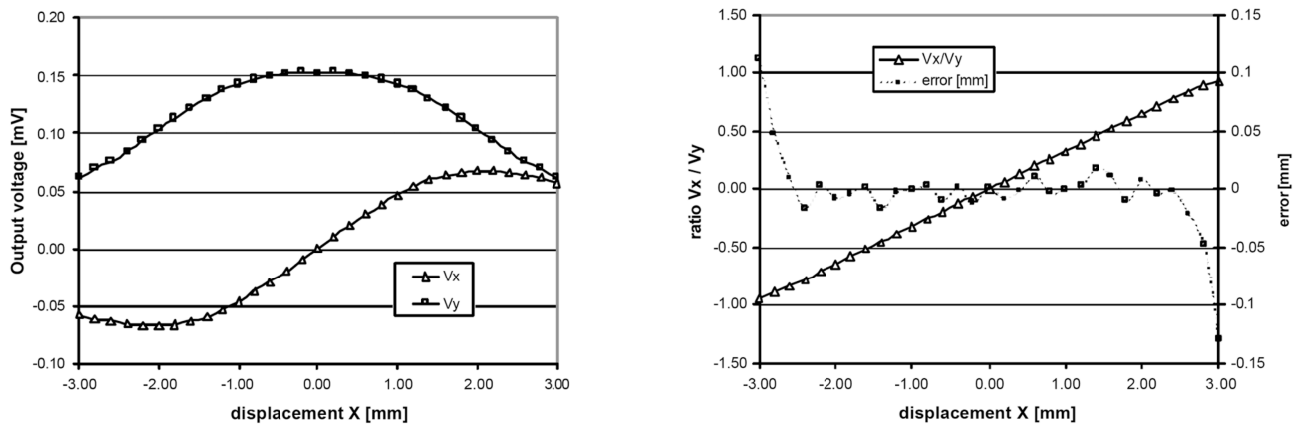


Abb._A2.9: Links: Die beiden Ausgangssignale des Sensors. Rechts: Lineares Wegsignal, das durch die Division der beiden Ausgangssignale entsteht und der zugehörige Linearitätsfehler. Quelle: [Schott02b], ähnlich in [Schott02a].

Wie mit Hilfe der Ausgangssignale V_x und V_y des 2D Hall-Sensors ein noch deutlich größerer linearer Bereich errechnet werden kann, wird in [Rieder08] beschrieben. Darin wird die Anwendung des 2D Hall-Sensors beispielhaft in der Nut eines Pneumatik-Zylinders beschrieben, sodass die Magnetfeldkomponenten B_x und B_y als radiales Feld R und axiales Feld A bezeichnet werden. Die vorgeschlagene Verrechnung der Feldkomponenten lautet damit:

$$x = a + \frac{b \cdot R}{c \cdot R^n + d \cdot A^n} \quad (2.2.4)$$

Dabei sind a , b , c , d und n Konstanten, die der Anwendung entsprechend optimiert werden können. Der auf diese Weise erreichbare, ausreichend lineare Messbereich beträgt typischerweise ± 25 mm.

Exemplarische Leistungsmerkmale

Typ: SMAT-8M, [Festo11b], Abb._A2.10

Messbereich: $\leq 40 \text{ mm}^*$

Auflösung: $\leq 0,05 \text{ mm}^*$

Wiederholgenauigkeit: $\pm 0,100 \text{ mm} \dots \pm 0,025 \text{ mm}^*$

Linearitätsfehler: $\pm 1 \text{ mm} \dots \pm 0,2 \text{ mm}^*$

Abtastintervall: 2,8 ms

Gehäusemaße: 4,6 x 5 x 31,8 mm

* abhängig von Magnet und Antrieb



Abb._A2.10: Positionstransmitter SMAT-8M basierend auf 2D Hall-Sensor, [Festo11b].

A2.2.2 Magnetoresistiver Effekt

Genau wie der Hall-Effekt ist auch der Magnetoresistive Effekt eine Auswirkung der Lorentzkraft, die auf bewegte elektrische Ladungen wirkt. Somit tritt auch er prinzipiell in allen leitfähigen Materialien auf und lässt sich anhand von Abb._A2.4 beschreiben [Nyce04], [Wiki12, Magnetoresistiver Effekt]. Diesmal wird jedoch nicht das Spannungspotential gemessen, das sich durch die veränderte Bahn der Elektronen ergibt, sondern der sich damit verändernde Widerstand. Da die Elektronen sich nicht mehr auf einer geradlinigen, sondern auf einer gekrümmten Bahn mit der so vergrößerten Länge l bewegen, ändert sich der Widerstand R des Materials mit der Dichte ρ und der Querschnittsfläche A :

$$R = \rho \cdot \frac{l}{A} \quad (2.2.5)$$

In gut leitfähigen Materialien (z.B. Cu) ist der Effekt mit $\Delta R/R = 1\%$ bei einer Magnetfeldstärke von 1 *Tesla* vernachlässigbar klein. Deshalb werden zur Erhöhung des Effekts verschiedene Nanometer-dünne, ferromagnetische Übergangsmetalle genutzt, die nach [Wiki12, Magnetoresistiver Effekt] bzgl. ihrer Wirkungsweise unterteilt werden können in:

Anisotroper MR-Effekt	(AMR):	$\Delta R/R = \dots 4\%$
Gigantischer MR-Effekt	(GMR):	$\Delta R/R = \dots 100\%$
Tunnel MR-Effekt	(TMR):	$\Delta R/R = \dots 600\%$
Kolossaler MR-Effekt	(CMR):	$\Delta R/R = \dots 1000\%$

Da der AMR und der GMR Effekt bisher die weiteste Verbreitung in industrieller Sensorik gefunden haben, werden diese hier kurz beschrieben:

Anisotroper Magnetoresistiver Effekt (AMR):

Aufbau der magnetoresistiven Schicht

[Bettner99], [Wiki12, AMR-Effekt]

Die magnetoresistive Schicht besteht aus einer Legierung aus 81% Nickel und 19% Eisen, die Permalloy genannt wird. Die Abscheidung dieser Schicht geschieht unter Einwirkung

eines Magnetfeldes, das entlang der Längsachse des Permalloy-Streifens ausgerichtet ist. Dadurch richten sich die magnetischen Domänen in der Legierung entlang des Magnetfeldes aus und es entsteht die anisotrope Eigenschaft des Materials.

Funktion

[Gebhardt82], [Wiki12, AMR-Effekt]

Das Einwirken eines äußeren Magnetfeldes vermag es, die magnetischen Domänen des Permalloys zu verdrehen. Fließt der Strom durch den Permalloystreifen in die gleiche Richtung in der auch seine Domänen magnetisiert sind, dann ist der spezifische Widerstand am höchsten. Fließt der Strom hingegen senkrecht zu der Richtung in der die Domänen magnetisiert sind, dann ist der spezifische Widerstand am geringsten. Ein äußeres Magnetfeld verändert den Widerstand des Permalloys daher in Abhängigkeit des Drehwinkels θ seines Feldvektors relativ zum Vektor der Stromdichte auf folgende Weise [Wiki12, AMR-Effekt]:

$$R = R_{\parallel} - \Delta R_{max} \cdot \sin^2(\theta_{JM})$$

wobei (2.2.6)

$$\Delta R_{max} = R_{\parallel} - R_{\perp}$$

R_{\parallel} ist der Widerstand falls beide Vektoren parallel zueinander stehen und R_{\perp} ist der Widerstand, falls beide Vektoren senkrecht zueinander stehen. Es kann auf diese Weise diejenige Komponente H_y der Magnetfeldstärke detektiert werden, die in der Schichtebene des Permalloystreifens liegt und senkrecht zur internen Magnetisierung verläuft.

Mit Gl. (2.2.6) ergibt sich die in Abb._A2.11 gepunktet dargestellte Kennlinie. Diese besitzt jedoch folgende Nachteile [Braunschweig11]:

- Die Spiegelsymmetrie verhindert die Erkennung des Vorzeichens bzw. der Richtung der Magnetfeldstärke H_y .
- Die Kennlinie ist stark nichtlinear, besonders im Bereich kleiner Feldstärken.
- Im Bereich kleiner Feldstärken besteht eine geringe Empfindlichkeit für Feldstärkeänderungen.

Aus diesem Grund wurde eine sensorische Lösung entwickelt, mit der die Kennlinie zu einer um Null herum linearen Funktion wird, wie sie in Abb._A2.11 links zu sehen ist. Dazu werden hochleitfähige Streifen unter einem Winkel von 45° auf die Permalloyschicht

aufgebracht, die auf Grund ihres Aussehens unter dem Begriff Barberpole bekannt sind (siehe Abb._A2.11 rechts). Da der Strom immer auf dem Weg des geringsten Widerstandes fließt, wird er durch diese Streifen dazu veranlasst im 45° Winkel zur Längsachse des Permalloystreifens und damit im 45° Winkel zur Ausrichtung der internen Magnetisierung zu fließen. Dadurch ergibt sich bereits ohne die Anwesenheit eines äußeren, zu detektierenden Magnetfeldes ein auf die Hälfte des Maximums R_{max} erhöhter Widerstand und die oben genannten Nachteile treten nicht mehr auf.

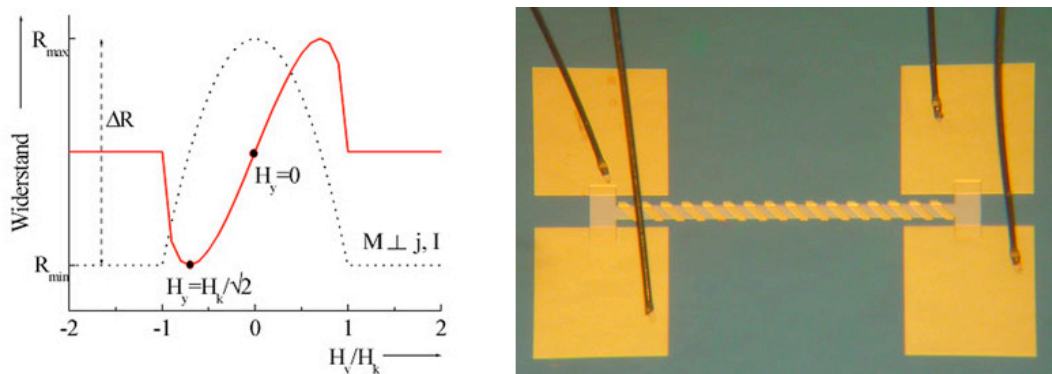


Abb._A2.11: Links: Kennlinie des AMR-Sensors ohne (gepunktet) und mit (rot) Barberpole, Rechts: AMR-Sensor mit Barberpole, [Braunschweig11]

Gemäß [Loreit04] sind AMR-Sensoren damit um etwa den Faktor 100 empfindlicher als Hall-Sensoren.

Gigantischer Magneto-resistiver Effekt (GMR):

Aufbau des Schichtsystems

[TechTower11], [Coyne11]

Der GMR-Sensor besteht aus einem System mehrerer nur wenige Nanometer dünner Schichten, bei dem jeweils zwei ferromagnetische Schichten durch eine diamagnetische Schicht getrennt werden. Im einfachsten Fall, der in Abb._A2.12 dargestellt ist, wie auch beim Lesekopf einer Festplatte, wird nur ein Paar ferromagnetischer Schichten, das von einer diamagnetischen Schicht getrennt ist, verwendet. Zusätzlich befindet sich hinter der zweiten ferromagnetischen Schicht eine anti-ferromagnetische Isolations-Schicht, welche die ferromagnetische Schicht vor der Ummagnetisierung durch äußere Magnetfelder schützt.

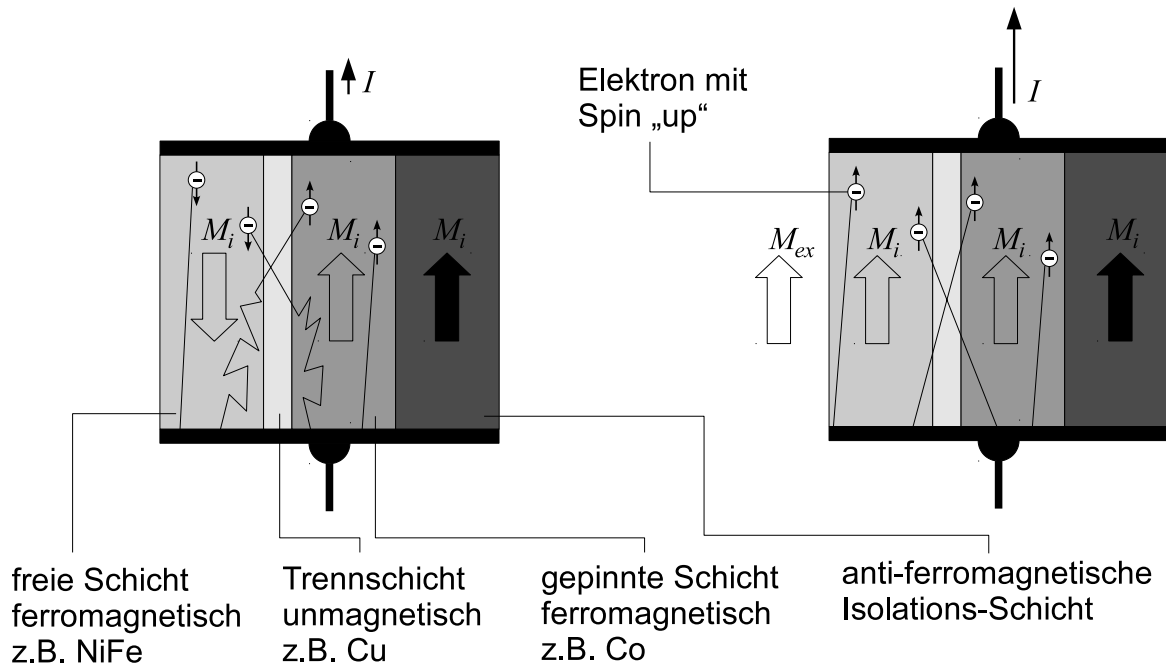


Abb._A2.12: Schichtaufbau eines GMR-Sensors im Lesekopf einer Festplatte, links ohne Einwirkung eines äußeren Magnetfeldes M_{ex} , rechts unter Einwirkung eines äußeren Magnetfeldes M_{ex} nach [IBM11], [TechTower11], [Coyne11]

Funktion

[TechTower11]

In der Anordnung aus Abb._A2.12, die auch als „Spinvalve“ bezeichnet wird, befindet sich die sogenannte „freie Schicht“ am nächsten an dem zu detektierenden externen Magnetfeld bzw. dem magnetischen Bit der Festplatte. Diese Schicht richtet ihre Magnetisierungsrichtung nach der Magnetisierungsrichtung des Bits aus, das auf der Festplatte detektiert wird.

Durch die Wahl der Dicke der dahinter folgenden Trennschicht kann erreicht werden, dass sich die Magnetisierungsrichtung der ferromagnetischen Schichten, ohne den Einfluss eines äußeren Magnetfeldes, parallel oder antiparallel zueinander ausrichtet. Dieser Effekt ist zudem zyklisch wiederkehrend mit wachsender Schichtdicke und wird mit der Ruderman-Kittel-Kasuya-Yosida-Wechselwirkung (RKKY-Kopplung) erklärt.

Der elektrische Widerstand des Schichtsystems hängt direkt von der relativen Ausrichtung der Magnetisierungen der ferromagnetischen Schichten ab. Sind sie parallel zueinander magnetisiert, dann ist der Widerstand deutlich geringer als in antiparalleler Ausrichtung. Dieser Effekt beruht auf der Spin-abhängigen Streuung von Elektronen an den Grenzflä-

chen der ferromagnetischen Schichten, die sich wie folgt beschreiben lässt:

Jedes Elektron erzeugt durch seinen Spin sein eigenes winziges Magnetfeld, das entweder die Orientierung „up“ oder „down“ annehmen kann. In einem magnetisierten Material ist der Spin der meisten Elektronen parallel zum Magnetfeld des Materials ausgerichtet.

Die Streuung der Elektronen bei der Leitung von Strom, die den elektrischen Widerstand verursacht, ist an den Schnittstellen zwischen ferromagnetischen und diamagnetischen Schichten besonders stark.

Wird nun die Magnetisierung der freien Schicht durch ein äußeres Magnetfeld parallel zur Magnetisierung der gepinnten Schicht ausgerichtet, dann besitzen auch die Spins der Elektronen überwiegend die gleiche Orientierung und es kommt beim Wechseln der Elektronen von einer in die andere Schicht zu einer minimalen Anzahl an Streuungen. Der Widerstand wird dadurch minimal.

Verschwindet das äußere Magnetfeld wieder, dann fällt die Magnetisierung der freien Schicht wieder zurück in ihre anti-parallele Ausrichtung und auch die Spins der Elektronen haben dann wieder die umgekehrte Ausrichtung wie die in der gepinnten Schicht. Beim Durchqueren der Schichtgrenzen werden die Elektronen dann in der jeweils anderen ferromagnetischen Schicht stärker gestreut und in Folge dessen erhöht sich der Widerstand des Schicht-Systems.

A2.2.3 Magnetischer Maßstab

Sollen längere Wege oder soll mit einer höheren Genauigkeit gemessen werden, dann ist es vorteilhaft statt mit einer Zeile aus mehreren Magnetfeldsensoren (z.B. Hall oder MR) einen einzelnen Magneten zu detektieren, mit einem einzelnen Magnetfeldsensor eine Zeile von magnetisch codierten Strukturen zu detektieren. Hierbei ist die Nutzung von magnetischen oder ferromagnetischen Strukturen bekannt, die im Folgenden beschrieben werden.

A2.2.3.1 Magnetmaßstab

Während eine Zeile aus Magnetfeldsensoren prinzipbedingt immer ein absolutes Wegsignal generiert, kann mit einer Zeile aus Magneten und einem einzelnen Magnetfeldsensor bzw. einem einzelnen Paar nur ein inkrementales Mess-System aufgebaut werden, wie dies in Abschnitt 2.1.1 beschrieben wurde. Dieses Sensor-Paar nimmt dabei den sich sinus- bzw. cosinusförmig ändernden Magnetfeldverlauf des Magnetmaßstabs wahr, der aus einer alternierenden Abfolge von magnetischen Nord- und Südpolen besteht (siehe Abb._A2.13).

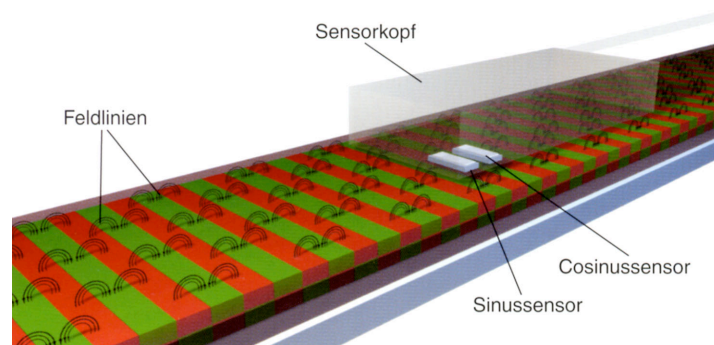


Abb._A2.13: Magnetisch inkremental codierter Maßstab und zugehöriger Sensorkopf aus [Burkhardt04].

Um ein absolutes Wegsignal zu erhalten, können die Magnete des Maßstabs nach dem parallelen Gray-Code oder einer seriellen Pseudo-Zufalls-Sequenz angeordnet werden, wie dies in Abschnitt 2.1.2 beschrieben wurde. Dabei codiert dann einer der beiden Magnetpole den binären Wert „1“ und der andere den binären Wert „0“. Zur Abtastung dieses Codes werden dann wieder mehrere Magnetfeldsensoren benötigt, wie dies in Abb. 2.5 dargestellt wurde.

Einige kommerziell erhältliche magnetische Wegmess-Systeme sind in Tab._A2.1 gegenübergestellt.

Hersteller	Sensitec	Elgo	GEMAC	HighResolution	Balluff
Typ	ELS29-200I-SST03-01	EMIX23	GC-MK1	EHP05	BML-S1A-Q_-M3_0_
Polabstand [mm]	0,5	2	1	0,5	
Montageabstand [mm]	0,25	0,8	0,5	1	0,35
Auflösung [μm]	0,122	1	1	0,25	1
Widerholgenauigkeit [μm]		± 1	± 1		
Interpolationsgenauigkeit [μm]				$\pm 0,8$	
Hysterese [μm]					1
Linearität [μm]					± 2
Systemgenauigkeit mm/m			0,041		± 10
Interpolation x-fach	8192				
Betriebstemperatur [$^{\circ}\text{C}$]	-25 ... 85	0 ... 50	-20 ... 85		-20 ... 80
Verfahrgeschw. [m/s]		2	3,4	1,2	5
Flankenabstand [μs]			0,25	0,12	0,12

Tab._A2.1: Übersicht über Leistungsmerkmale von Wegmess-Systemen, die auf magnetischen Maßstäben beruhen. Quelle: Datenblätter der Hersteller.

Magnetische Maßstäbe in Linearmotoren

Für die Verwendung von magnetischen Maßstäben in Linearmotoren sind zwei unterschiedliche Möglichkeiten bekannt: Es kann entweder ein magnetisches Maßband in den Motor, z.B. in die Kolbenstange, integriert werden, oder es kann der Magnetläufer selbst als magnetisch inkrementaler Maßstab genutzt werden, falls es sich um einen Kurzspulmotor handelt. Letztere Variante ist in den Miniatur-Linearmotoren der Firmen NTI und Faulhaber zu finden:

Exemplarische Leistungsmerkmale

Motor-Typ:	P01-23Sx80/10x50, [NTI11], Abb._A2.14
Hub:	50 mm
Stator \varnothing :	23 mm
Stator-Länge:	105 mm

Kolben-Masse:	245 g
Kolben \varnothing :	12 mm
Kolben-Länge:	130 mm
Kolben-Masse:	89 g
Spitzenkraft:	39 N
Kontinuierliche Kraft:	8 N, 14 N (mit Lüfterkühlung)
Strom max.:	4,0 A (72 V DC), 3,8 A (48 V DC)
Geschwindigkeit max.:	6,9 m/s (72 V DC), 4,6 m/s (48 V DC)
Wiederholgenauigkeit:	$\pm 50 \mu\text{m}$
Linearität:	$\pm 0,7 \%$

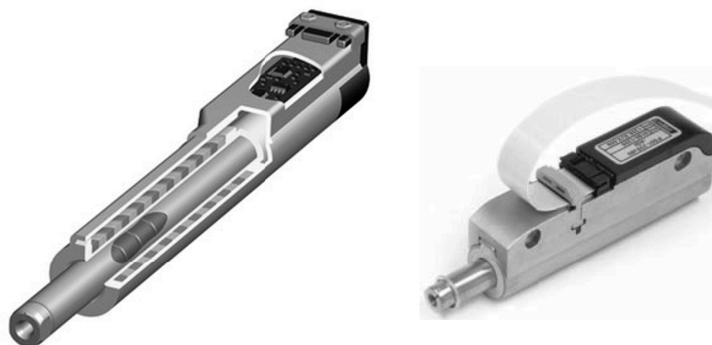


Abb._A2.14: Lineardirektantriebe LinMot[®], links: aufgeschnittene Darstellung, rechts: Motor-Typ P01-23Sx80, [NTI11].

Exemplarische Leistungsmerkmale

Typ:	Faulhaber Minimotor LM 1247, [Faulhaber11], Abb._A2.15)
Hublänge:	80 mm
Beschleunigung:	91,57 m/s ²
Geschwindigkeit max.:	2,71 m/s
Betriebstemperaturbereich:	-30 ... +125 °C
Dauerkraft max.:	3,12 N
Spitzenkraft max.:	9,40 N
Dauerstrom max.:	0,49 A
Spitzenstrom:	1,46 A
Magnetischer Polabstand:	18 mm
Anzahl der Polpaare:	16

Auflösung:	6 μm
Wiederholgenauigkeit:	40 μm
Präzision:	180 μm

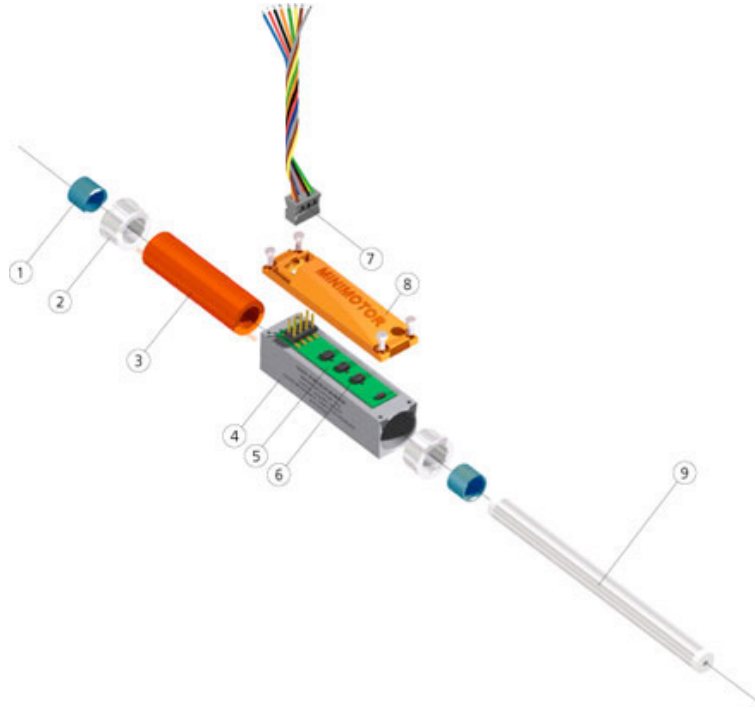


Abb._A2.15: Faulhaber Lineardirektantrieb mit Quickshaft® Technologie, 1: Gleitführung, 2: Stützring, 3: Spule, 4: Gehäuse, 5: Leiterplatte, 6: 3 Hall-Sensoren, 7: Anschlusskabel, 8: Abdeckhaube, 9: Kolbenstange mit Magneten

A2.2.3.2 Ferromagnetischer Maßstab

Zur Erzeugung des Maßstabs werden in ein ferromagnetisches Material periodische, zahnförmige Strukturen eingebracht, wie in Abb._A2.16 (Mitte und rechts) zu sehen ist. Im Sensorkopf befindet sich ein Magnetfeldsensor und ein Stützmagnet (siehe Abb._A2.16 links). Der Stützmagnet erzeugt ein Magnetfeld, dessen Feldlinien sich in den Zähnen des Maßstabs konzentrieren (siehe Abb._A2.16 Mitte). Dadurch spürt der Magnetfeldsensor ein stärkeres Magnetfeld, wenn er über einem Zahn steht als wenn er über einer Zahn-lücke steht. Die vom Sensor erfasste Magnetfeldstärke folgt dadurch bei der Bewegung des Maßstabs einem sinusförmigen Verlauf und kann so in ein inkrementales, interpolierbares Wegsignal gewandelt werden. Der Zahnabstand liegt laut einem Datenblatt von [Sensitec11] bei ca. 1 mm, ist jedoch, genauso wie die Zahnform, in gewissen Grenzen

von der jeweiligen Applikation abhängig. Bei der Verwendung der Zahnstruktur auf abzdichtenden Kolbenstangen, kann die Struktur laut [Slatter08] mit einer harten Chrombeschichtung ausgefüllt werden.

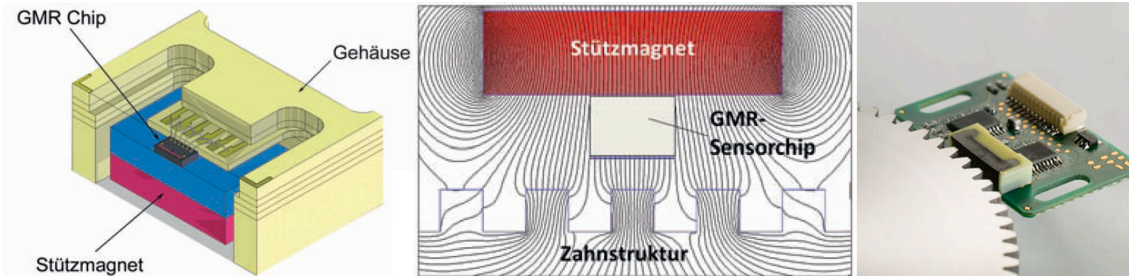


Abb._A2.16: Zahnsensor aus [Slatter08] und [Sensitec11]. Links: Sensorkopf, Mitte: Veranschaulichung des Funktionsprinzips mit Magnetfeldlinien, Rechts: Zahnrad-Maßstab und Sensor-Platine.

A2.2.4 Magnetostriktion

Funktion [MTS11]

Ein Stromimpuls von wenigen Mikrosekunden Dauer wird durch den Wellenleiter gesendet und bewirkt ein mit dem Impuls mitlaufendes radiales Magnetfeld. Trifft das Magnetfeld des Stromimpulses auf das Magnetfeld des Positionsmagneten, so entsteht an diesem Ort eine elastische torsionale Verformung des Wellenleiters (siehe Abb._A2.17). Dies nennt man den Wiedemann-Effekt. Die Torsionswelle, die auch als Körper-Ultraschallwelle bezeichnet werden kann, läuft von dem Ort ihrer Entstehung aus zu den beiden Enden des Wellenleiters. Am vorderen Ende des Wellenleiters wird das zeitliche Eintreffen der Torsionswelle durch ein Torsionsimpuls-Wandlersystem, das eine Induktionsspule beinhaltet, detektiert. Am hinteren Ende des Wellenleiters wird die Torsionswelle von einem Dämpfungselement absorbiert, um Reflexionen zu vermeiden.

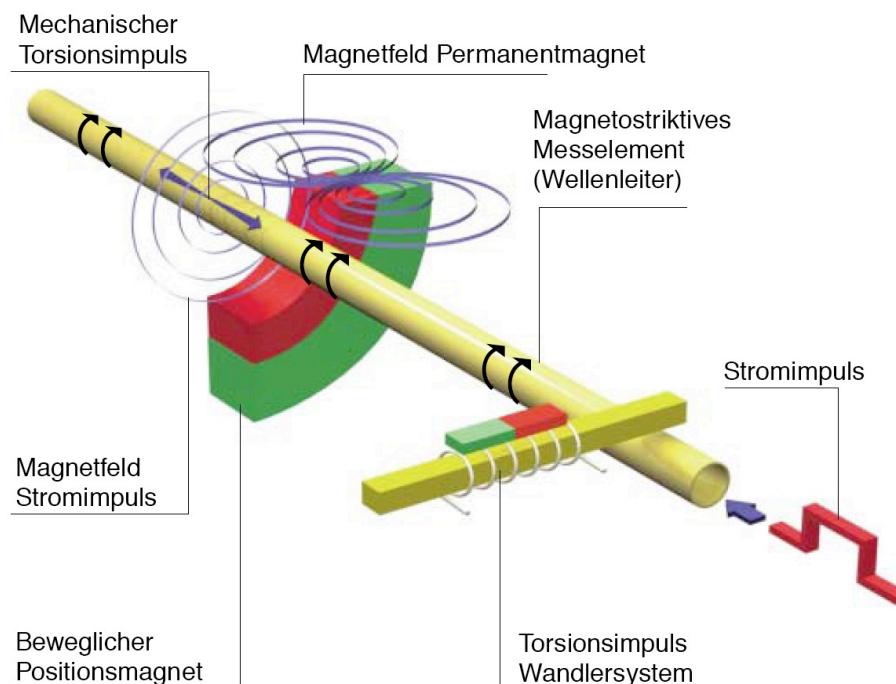


Abb._A2.17: Funktionsprinzip eines magnetostriktiven Wegmess-Systems aus [MTS11].

Die Entstehung und Fortpflanzung der Körperschallwelle ist in Abb._A2.18 veranschaulicht. Ihre Fortpflanzungsgeschwindigkeit v lässt sich nach [Burkhardt04] berechnen zu:

$$v = \sqrt{\frac{G}{\rho}} \quad (2.2.7)$$

wobei G das Schubmodul und ρ die Dichte des magnetostruktiven Materials sind. In der Regel beträgt v ca. 2850 m/s.

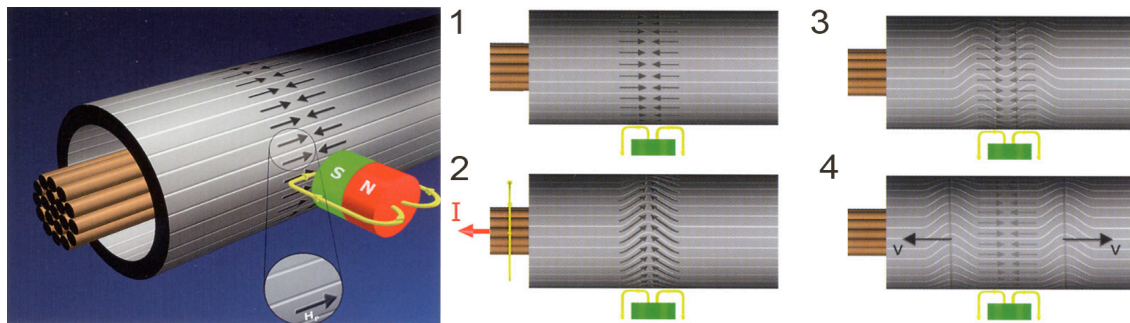


Abb._A2.18: Veranschaulichung der Ausbreitung der Körperschallwelle [Burkhardt04]

Aufbau [Nyce04]

Das Material des Wellenleiters besteht nach [Nyce04] aus einer Eisen-Nickel Legierung, häufig der Ni-Span-C, die röhrenförmig ist und einen Durchmesser von 0,25 ... 1 mm besitzt.

Einflussfaktoren auf die Wellenleitung:

- Magnetostruktions-Koeffizient c , für den gilt:

$$\varepsilon = Hc$$
wobei ε : Dehnung und H : magnetische Feldstärke
- Schallwellenabschwächung.
- Wellen-Temperatur-Geschwindigkeits-Koeffizient.
- Variation der Schallausbreitungsgeschwindigkeit entlang des Wellenleiters.
(Hauptursache für die Nichtlinearität des Sensors.)
- Magnetisierungs- und Demagnetisierungsverhalten des ferromagnetischen Materials verursacht Hysterese. Einfluss hierauf haben das Material, seine Verarbeitung und die Stromimpulsstärke.

Das Torsionsimpuls-Wandlersystem kann auf einem radial angeschweißtes Band, einem koaxialen Spulenaufnehmer oder einem piezoelektrischen Aufnehmer basieren. Die drei unterschiedlichen Aufbauten und ihre Funktion werden im Folgenden nach [Nyce04] beschrieben:

Koaxialer Spulenaufnehmer

Aufbau: Der Wellenleiter ist mit einer Spule umwickelt (siehe Abb._A2.19, 1).

Funktion: Der Strompuls magnetisiert den Wellenleiter. Die Torsionswelle führt einen Bereich veränderter Permeabilität mit sich. Dadurch spürt die Spule beim Eintreffen der Torsionswelle ein sich veränderndes Magnetfeld und erzeugt einen Spannungsimpuls.

Nachteil: Der Magnetostruktions-Koeffizient ist geringer als bei radial angeschweißtem Band (Abb._A2.19, 3), weswegen ein geringeres Signal-zu-Rauschverhältnis entsteht.

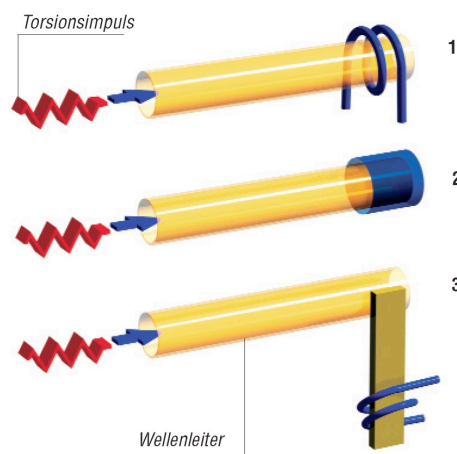


Abb._A2.19: Torsionsimpuls-Wandlersysteme aus [MST11].

Piezoelektrischer Aufnehmer

Aufbau: Ein Piezokristall wird mechanisch an das Ende des Wellenleiters gekoppelt (siehe Abb._A2.19, 2).

Funktion: Die Torsionswelle bewirkt eine mechanische Beanspruchung des Piezokristalls, der dadurch einen Spannungspuls generiert.

Vorteil: Die Empfindlichkeit gegen äußere magnetische Felder ist gering.

Nachteil: Die Energieübertragung ist geringer als bei radial angeschweißtem Band (Abb._A2.19, 3), wodurch ein geringeres Signal-zu-Rauschverhältnis entsteht. Zudem ist der Piezokristall empfindlich gegen Bruch.

Radial angeschweißtes Band

Aufbau: Ein ferromagnetisches Band ist radial am Wellenleiter angeschweißt und ragt in eine Spule (siehe Abb._A2.19, 3).

Vorteil: Das Band kann auf das maximale Ausgangssignal optimiert werden, indem der höchstmögliche magnetostruktive Koeffizient eingestellt wird. Der Temperaturkoeffizient

und der Dämpfungsgrad über der Position müssen auf Grund der radialen Anbringung nicht berücksichtigt werden.

Funktion: Erreicht die Körperschallwelle die Verbindungsstelle zwischen Wellenleiter und Band, dann breitet sie sich teilweise auch auf das Band in Form einer Druckwelle aus. Diese Druckwelle verursacht ein Gebiet veränderter Permeabilität (Villari-Effekt). Dadurch verändert sich auch das Magnetfeld, dass die Spule durchsetzt und ein Spannungspuls breitet sich über die Spule aus.

Gemäß [MTS11] stellt das radial angeschweißte Band die beste der drei Lösungsmöglichkeiten dar. Einerseits ist die Wirkung des magnetostriktiven Effekts hierbei mit einigen 100 mV [Nyce04] im Vergleich zu einigen mV bei den anderen Aufnehmern am größten. Andererseits kann dieser so am sichersten detektiert werden, da nur torsionale Anteile der mechanischen Welle registriert werden, die sich kaum durch äußere mechanische Störungen erzeugen lassen. Longitudinale Schwingungen haben keinen Einfluss auf die Messung.

Schaltungstechnik [Nyce04]

Der Stromimpuls, dessen Laufzeit in das Wegsignal umgerechnet wird, wird von einem Oszillator ausgelöst. Dieser steuert einen Feld-Effekt-Transistor an, der die in einem Kondensator gespeicherte Pulsenergie in den Wellenleiter entlädt (siehe Abb._A 2.20). Die Abfragepulse werden vom Oszillator mit einer Frequenz von ca. 0,01 ... 5 kHz erzeugt und besitzen eine zeitliche Ausdehnung von etwa 1 ... 2 μ s. Der zurückkommende Torsionsimpuls wird vom Aufnehmer in ein elektrisches Signal gewandelt und konditioniert. Die Signallaufzeit wird berechnet und als Ausgangssignal bereitgestellt.

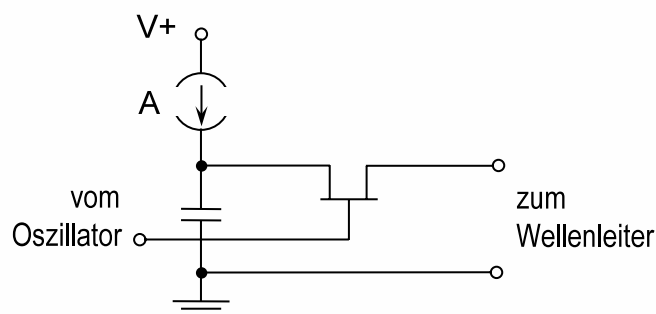


Abb._A2.21: Vereinfachtes Schaltbild der Abfrage-Schaltung nach [Nyce04].

Exemplarische Leistungsmerkmale

Typ:	Temposonic R-Serie Analog, [MTS11b], Abb._A2.22
Temperaturkoeffizient:	< 30 ppm/°K
Betriebstemperatur:	-40 ... +75 °C
Positionsmessung:	
Auflösung:	0,0015 % des Messbereichs (Minimum 1 µm)
Linearität:	< ±0,01 % des Messbereichs (Minimum ±50 µm)
Wiederholgenauigkeit:	< ±0,001 % des Messbereichs (Minimum ±1 µm)
Hysterese:	< 4 µm
Messzyklus:	0,5 ms bis 1200 mm
Geschwindigkeitsmessung:	
Bereich:	0,025 - 10 m/s
Abweichung:	< 0,5 %
Auflösung:	0,01 mm/s



Abb._A2.22: Magnetostriktives Wegmess-System Temposonics R-Serie, bei dem mehrere Magnete die nahezu gleichzeitige Erfassung mehrerer Positionen ermöglichen, [MST11b].

A2.2.5 Magnetoinduktion

A2.2.5.1 Induktiver Maßstab

Funktion [Burkhardt04]

Eine weichmagnetische Folie (siehe *Abb._A2.23*), wie z.B. ein Eisenblech, wirkt als Kern einer Planarspule, deren Induktivität als Funktion der Position eines darüber befindlichen Magneten gemessen wird. Näheres zum Thema Induktivität ist im Grundlagenteil des Abschnitts A2.3 beschrieben.

Die weichmagnetische Folie erhöht die Induktivität der Spule, die abhängig von der Folienfläche und der Spulenfläche ist. An der Stelle, an der sich der Magnet befindet, erfährt die Folie jedoch eine lokale Sättigung. Dadurch nimmt die magnetische Leitfähigkeit (Permeabilität) der Folie an dieser Stelle ab und sie kann die Induktivität der Spule an dieser Stelle kaum mehr erhöhen. Da die Fläche des gesättigten Bereichs immer gleich bleibt, hängt die Abschwächung der Induktivität nur von der Spulenfläche an der betreffenden Stelle ab. Durch die ortsabhängige Änderung der Spulenfläche wird letztlich auch die Änderung der Induktivität zu einer ortsabhängigen Funktion.

Auf der elektronischen Seite bewirkt die Induktivitätsänderung eine Änderung der Amplitude der Oszillatorschwingung, die dann ein direktes Maß für die Position des Magneten ist.

Durch ein Differenzverfahren mit einem Gegenoszillator kann eine Verdopplung der EMV-Festigkeit und eine Unempfindlichkeit gegen Temperaturänderungen erreicht werden.

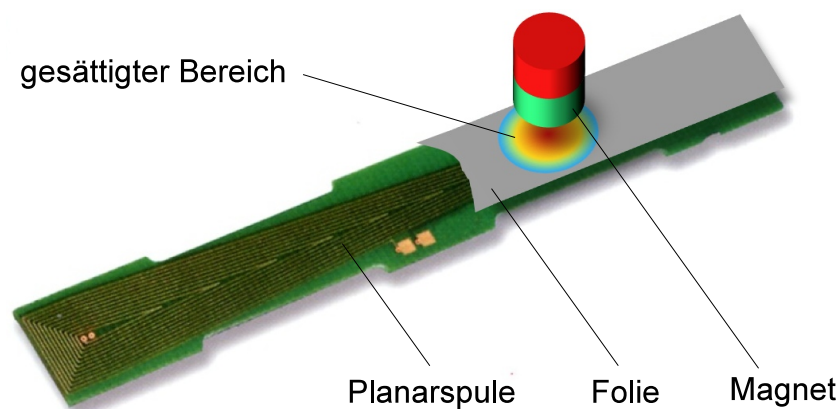


Abb._A2.23: Schematische Darstellung eines Magnetoinduktiven Wegmess-Systems nach [Burkhardt04].

Exemplarische Leistungsmerkmale

Typ:	SmartSens, [Balluff11], Abb._A 2.24 BIL AMD0-T060A-01-S75
Arbeitsbereich:	60 mm (60 ... 160 mm)
Geschwindigkeit:	5 m/s
Umgebungstemperatur:	-10...+75 °C
optimale Arbeitstemperatur:	10...50 °C
Wiederholgenauigkeit:	±60 µm (±60 ... ±500 µm)
Linearitätsfehler:	±1 µm (±1 ... ±2,4 µm)

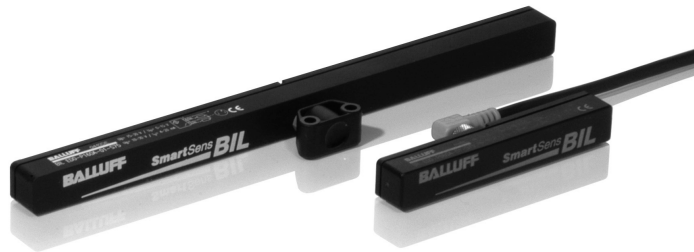


Abb._A2.24: Magnetoinduktives Wegmess-System SmartSens BIL, [Balluff11].

A2.2.5.2 Magnetischer Maßstab

Funktion [NTCE06]

Der Maßstab des Wegmess-Systems besteht aus einem strukturierten, in das Messobjekt eingebrachten Magnetfeld. Dieses wird durch mehrere zueinander versetzte Spulen im Sensorkopf abgetastet (siehe *Abb.2.25* oben und mittig).

Im Gegensatz zu dem zuvor beschriebenen Wegmess-System nach [Burkhardt04], ändert sich hier also nicht die Fläche der Spule, um ihre Induktivität zu variieren, sondern die Stärke des alternierenden Magnetfeldes, das die Erhöhung der Spuleninduktivität durch ihren Eisenkern beeinflusst. Diese Induktivitätsänderung wird wie bei [Burkhardt04] durch die Amplitude des in die Spule eingepprägten Oszillatorsignals gemessen.

Zur Herstellung des magnetischen Maßstabs wird das ferromagnetische Messobjekt (z.B.

die Kolbenstange eines Linearantriebs) mit einem applikationsspezifisch angepassten Werkzeug kontaktiert. Durch dieses werden an den Kontaktstellen hohe Ströme in bestimmten Frequenzmustern in das Messobjekt eingeleitet. Dieses in [NCTE06b] beschriebene Verfahren wird Puls Current Magnetic Encoding (PCME) genannt. Die Magnetisierung wird durch mehrere, sich gegebenenfalls wiederholende, Durchläufe bis zur gewünschten Ausrichtung und Genauigkeit gebracht. Zwei in gegenläufiger Richtung erzeugte Magnetfelder ermöglichen später eine Differentialmessung, die weitgehend immun gegen Störungen durch externe Magnetfelder ist.

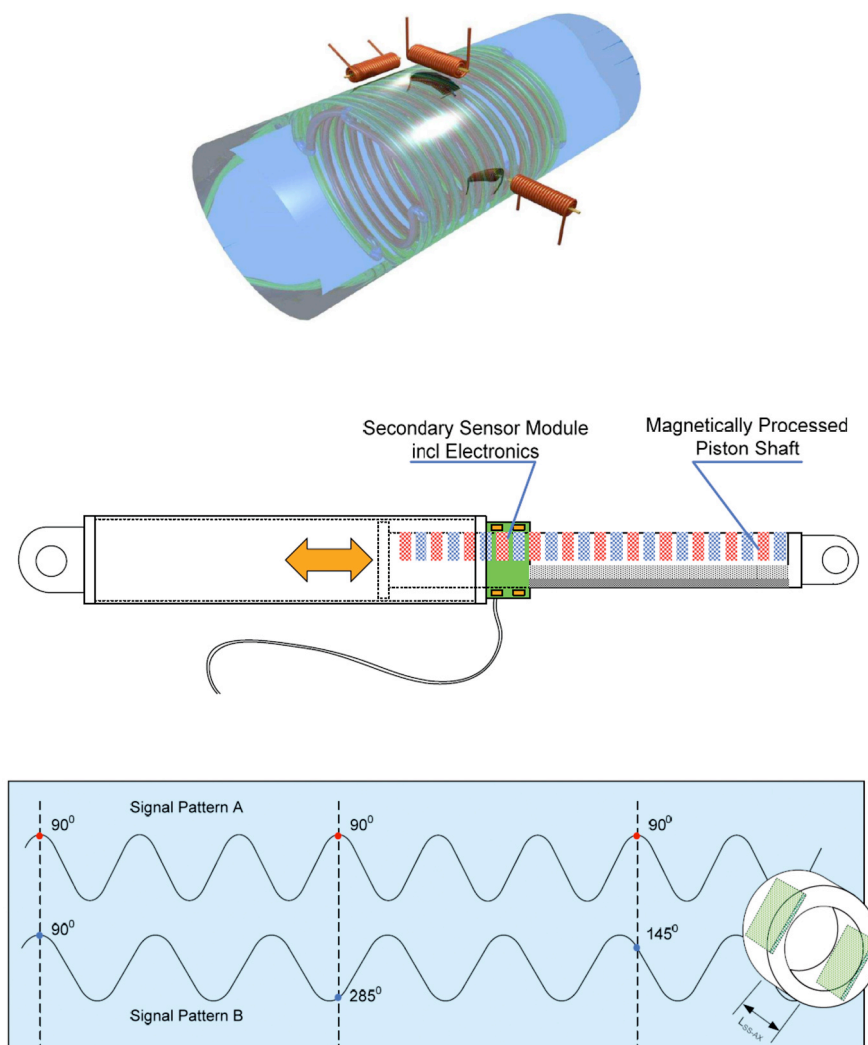


Abb._A2.25: Verlauf des in eine Kolbenstange eingebrachten Magnetfeldes und die Anordnung der Aufnehmerspulen (oben). Übersicht über das Wegmess-System in einem Linearantrieb (mittig). Absolutcodierung durch Verrechnung der beiden inkrementalen Ausgangssignale mit unterschiedlichen Periodenlängen (unten).

Durch die Magnetisierung des gesamten Umfangs einer Kolbenstange (siehe Abb._A2.25 oben) bleibt diese frei verdrehbar.

Die beiden inkrementalen magnetischen Maßstabs-Strukturen besitzen geringfügig unterschiedliche Teilungslängen, sodass durch die Verrechnung ihrer sinusförmigen Signale (siehe Abb._A2.25 unten) eine absolute Positionsbestimmung nach dem in Abschnitt 2.2.2.1 „Phasendifferenz“ beschriebenen Schwebungsverfahren möglich ist.

Leistungsmerkmale [NCTE06]

Auflösung:	0,01 % des Messbereichs
Signalbandbreite:	30 kHz
Arbeitstemperatur:	-40 ... +250 °C
Messbereich:	„Micro“: < 1mm „Short Range“: < 100 mm „Large Scale“: < 2 m

A2.2.5.3 Magnetoinduktiver Abstands-Sensor

Funktion [Lemme11]

Ebenso wie bei dem induktiven Maßstab (Abschnitt A2.2.5.1) verstärkt auch bei diesem Messverfahren eine dünne Folie aus hochpermeablem Material die Induktivität einer über ihr befindlichen Spule (siehe Abb._A2.26). Abhängig von dem Abstand eines Magneten wird die Folie mehr oder weniger stark gesättigt, wodurch die Induktivität der Spule verändert wird (siehe auch Grundlagen zum Thema Induktivität in Abschnitt A2.3). Die Induktivitätsänderung bewirkt eine Änderung der Amplitude des durch die Spule fließenden Wechselstroms, die als Maß für die Position des Magneten dienen kann.

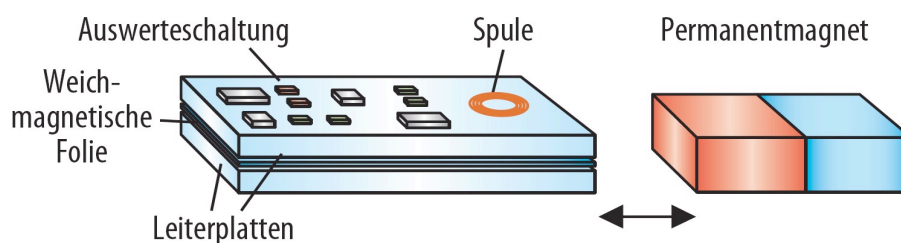


Abb._A2.26: Schematischer Aufbau der Sensorplatine des magnetoinduktiven Abstands-Sensors von Micro-Epsilon, aus [Lemme11].

Problematisch an diesem Signal ist jedoch seine Nichtlinearität, die mit der Entfernung des Magneten stark steigt und von der Umgebungstemperatur abhängt. Um dieses Problem deutlich zu mindern, wird u.a. eine zweite Spule koaxial zur ersten angebracht, durch die ein Gleichstrom fließt. Dieser Gleichstrom wird so geregelt, dass er das Feld des Magneten kompensiert, wodurch die Sättigung der Folie und damit auch die Amplitude des Wechselstroms durch die erste Spule konstant bleibt. Durch diese Regelung wird die Nichtlinearität weitgehend kompensiert und der Gleichstrom dient als lineares Maß für die Position des Magneten.

Leistungsmerkmale

Typ:	mainSensor, MDS-45-M18-SA, [MicroEpsilon12], Abb._A2.27
Messbereich:	55 mm (mit Magnet $\varnothing 20 \times 7$ mm)
Grundabstand:	2,25 mm
Auflösung:	0,05% des Messbereichs (27,5 μm)
Linearität:	± 3 % des Messbereichs (1,65 mm)
Temperaturstabilität:	$\pm 0,025$ % des Messbereichs/ $^{\circ}\text{K}$
Grenzfrequenz:	1 kHz
Betriebstemperatur:	-20 ... +80 $^{\circ}\text{C}$

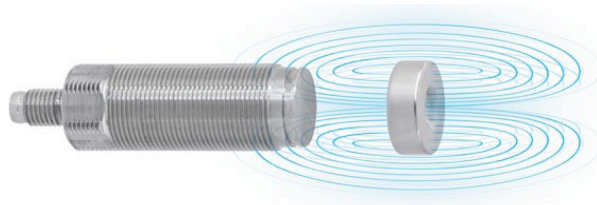


Abb._A2.27: Magnetoinduktiver Abstands-Sensor mainSensor MDS-45-M18-SA mit Messmagnet, aus [MicroEpsilon12].

A2.3 Induktiv

Grundlagen [Nyce04]

Zeitverhalten einer Spule

Wenn Strom durch eine Spule fließt, baut sich um sie herum ein Magnetfeld auf. Dieses Magnetfeld stellt den Energiespeicher der Spule dar. Wird die Stromversorgung der Spule unterbrochen, so baut sich das Magnetfeld in kurzer Zeit ab und induziert dadurch eine Spannung in der Spule (Selbstinduktionsspannung u_i). Die erzeugte Spannung ist dabei proportional zum Erregerstrom i bzw. dessen Änderungsgeschwindigkeit. Die Beziehung zwischen Selbstinduktionsspannung und der Änderung des Erregerstroms wird als Induktion L bezeichnet (siehe Gl. (2.3.1)). Aus dieser Beziehung ergibt sich die Induktion auch als Maß für die Fähigkeit der Spule Energie zu speichern (siehe Gl. (2.3.2)).

$$u_i = L \frac{di}{dt} \quad (2.3.1)$$

$$W = \frac{1}{2} \cdot L \cdot I^2 \quad (2.3.2)$$

Erhöhung der Induktivität durch einen hochpermeablen Kern

Das Magnetfeld bleibt nach Abschalten des Spulenstroms nicht unendlich lang erhalten, da die Ausbreitung des Feldes in der Luft einen Widerstand erfährt. Verkleinert man diesen Widerstand, dann kann das Feld länger aufrecht erhalten und so die Speicherfähigkeit der Spule vergrößert werden. Für diesen Zweck benutzt man magnetisch hoch permeables Material, d.h. Material, in dem sich die magnetischen Feldlinien mit geringem Widerstand ausbreiten können. Die Permeabilität eines Materials wird mit μ bezeichnet und als Vielfaches der Permeabilität von Vakuum angegeben. In einer Spule mit der Wicklungszahl N , deren Länge l wesentlich größer ist als der Durchmesser ihrer Querschnittsfläche A steht die Permeabilität μ mit der Induktivität L in der in Gl. (2.3.3) gezeigten Beziehung.

Die höchste Permeabilität weisen ferromagnetische Stoffe auf. Nicht ferromagnetische Stoffe wie Aluminium weisen nur eine Permeabilität wenig größer als die von Vakuum auf.

$$L = \frac{\mu N^2}{l} \quad (2.3.3)$$

Berechnung der realen Spule

Jede reale Spule weist neben ihrer Induktivität auch einen ohmschen Widerstand auf (siehe Abb._A2.28). Die Spannung an einer realen Spule berechnet sich daher nach Gleichung (2.3.4). Treten nur sinusförmige zeitabhängige Größen in der Spule auf, kann die Berechnung mittels der komplexen Zeigerfunktion erfolgen (siehe Gleichung (2.3.5)).

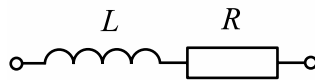


Abb._A2.28: Ersatzschaltbild einer realen Spule aus Induktivität L und Widerstand R .

$$u = L \frac{di}{dt} + R \cdot i \quad (2.3.4)$$

$$U = L \cdot j \omega I + RI \quad (2.3.5)$$

A2.3.1 Tauchanker-Aufnehmer

Einfacher Tauchanker-Aufnehmer [Nyce04]

Tauchanker-Aufnehmer basieren auf der Messung der Induktivität einer Spule, die von der Lage ihres Kerns abhängig ist.

Wie Gleichung (2.3.4) und (2.3.5) zeigen, kann eine Induktivität L über die Spannung nur gemessen werden, wenn sich der Stromfluss ändert. Bei konstant bleibendem Strom ist $di/dt = 0$ und die Impedanz der Spule besteht nur aus ihrem ohmschen Widerstand R . Zur Ermittlung der Induktivität wird daher eine sinusförmige Wechselspannung benutzt. Dabei wird, wie in Abb._A2.29 links gezeigt, die Spannung an einer Widerstandsbrücke gemessen, von der ein Widerstand eine Spule darstellt. Die Induktivität der Spule wird verändert, indem ihr Füllgrad mit hochpermeablem Material verändert wird, wie dies in Abb._A2.30 links dargestellt ist. Die variable Induktivität kann dann mit Hilfe der Veränderung der Frequenz oder der Amplitude der Oszillatorschwingung detektiert werden. Diese Anordnung wird als Tauchanker-Aufnehmer bezeichnet.

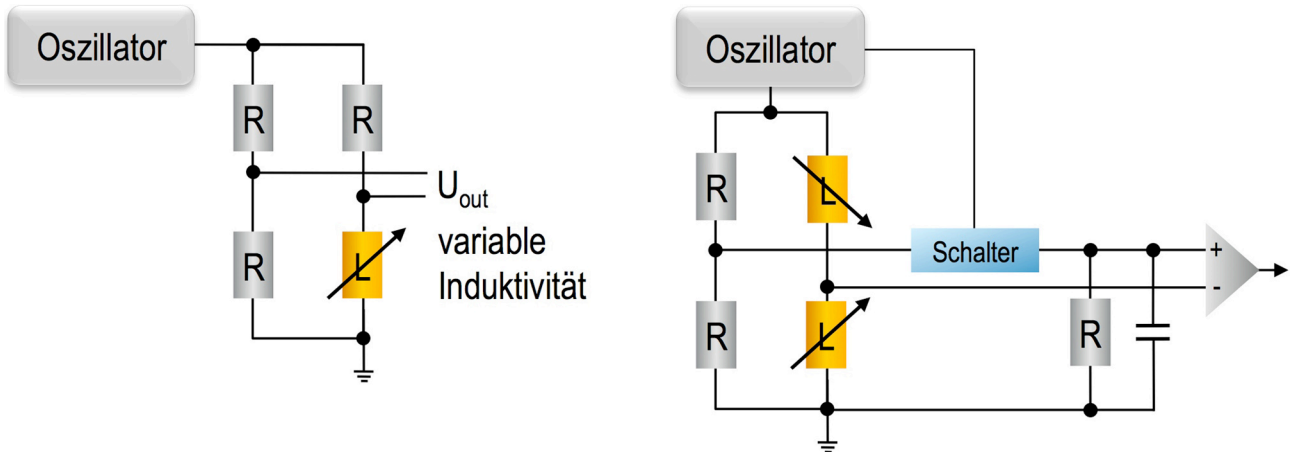


Abb._A2.29: Schaltpläne für die Messung variabler Induktivitäten. Links: Tauchanker-Aufnehmer, rechts: Differential-Tauchanker, nach [Nyce04].

Differential-Tauchanker-Aufnehmer [Nyce04]

In einer erweiterten Anordnung, die in Abb._A2.30 rechts zu sehen ist, wird der Kern innerhalb zweier Spulen verschoben, sodass die Induktivitäten der beiden Spulen sich gegensätzlich zueinander verändern. Diese Anordnung, wie sie auch im Schaltbild in Abb._A2.29 rechts gezeigt ist, wird als Differential-Tauchanker bezeichnet. Sie hat den Vorteil einer höheren Empfindlichkeit und einer inhärenten Temperaturkompensation. Der Schalter in Abb._A2.29 rechts wird synchron mit dem Oszillator betätigt, um das AC- in ein DC-Signal umzuwandeln und der Verstärker dient zur Justage des Nullpunktes der Ausgangsspannung.

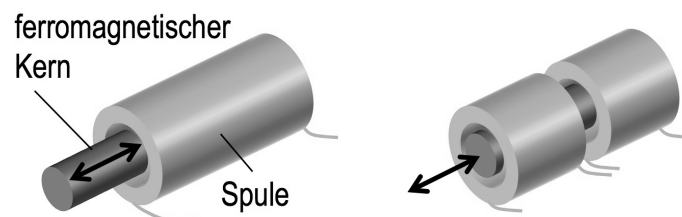


Abb._A2.30: Spulen mit hochpermeablem, verschiebbarem Kern. Links: einfache Spule. Rechts: Differentialanordnung zweier Spulen mit einem gemeinsamen Kern.

A2.3.2 Differentialtransformator (LVDT)

Funktion

Ein zur Wegmessung geeigneter Differentialtransformator (auch LVDT: linear variabler Differentialtransformator) besteht nach [Wiki12, Differentialtransformator] grundsätzlich aus einer Erreger- bzw. Primärspule (Abb._A2.31 Spule A im linken bzw. rote Spule im rechten Bild) und zwei gegensinnig verschalteten Sekundärspulen (Abb._A2.31 Spulen B im linken bzw. blaue und grüne Spule im rechten Bild). Die mit einem Wechselstrom beaufschlagte Primärspule ist über einen magnetisch permeablen Kern mit den Sekundärspulen gekoppelt und induziert in ihnen eine Spannung. Die Amplitude der induzierten Spannungen in den Sekundärspulen ist von ihrer Induktivität abhängig, die wiederum davon abhängt wie sehr ihr Inneres von dem hochpermeablen Kern gefüllt ist. Damit ist die Amplitude der induzierten Spannung ein Maß für die Lage des Kerns.

Die Sekundärspulen sind gegenphasig in Reihe geschaltet, damit sich ihre Spannungen subtrahieren. Damit entspricht die Amplitude der Differenzspannung der Entfernung des Kerns vom Zentrum bzw. von der Primärspule.

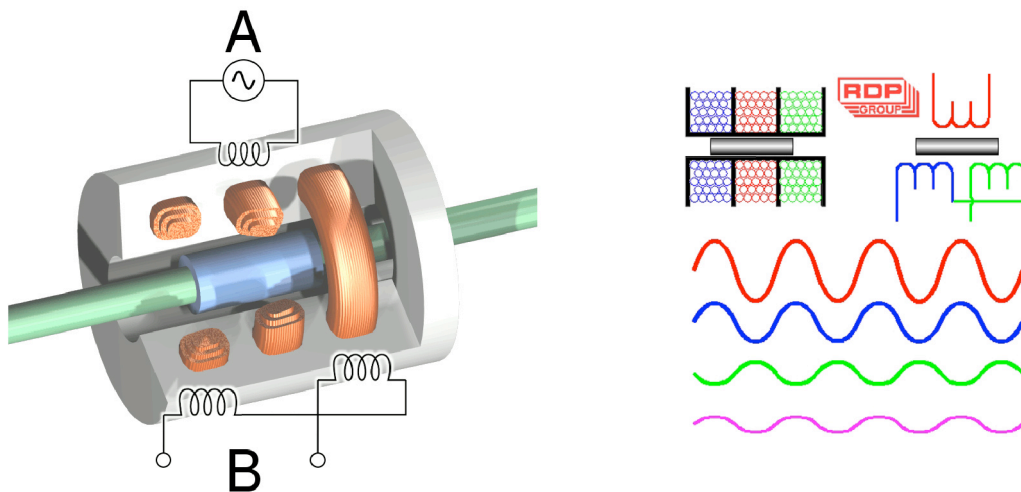


Abb._A2.31: Linear variabler Differentialtransformator (LVDT). Links: aufgeschnittenes 3D Modell eines LVDT mit Transformator-Schaltbild, [Wiki12, Differentialtransformator]. Rechts: Schnittbild und Schaltbild eines LVDT mit Momentaufnahme der Signale: rot: Primärspule, blau und grün: Sekundärspulen, rosa: Differenzsignal der Sekundärspulen, [RDP11].

Durch den Vergleich der Phasenlage zwischen Differenzspannung und Primärspannung

wird ermittelt, ob sich der Kern mehr in der linken oder der rechten Sekundärspule befindet.

Anregungs- und Signalfrequenz [Nyce04]

Je höher die Anregungsfrequenz der Primärspule ist, desto schneller ist die Reaktionszeit auf Positionsänderungen des Kerns. Sie sollte dabei 10 mal höher sein als die benötigte Signalfrequenz und liegt üblicher Weise bei 1 kHz, kann jedoch auch bis zu 10 kHz erreichen. Je höher die Anregungsfrequenz bei einer gegebenen Spannung ist, desto geringer ist die benötigte Stromstärke. Bei sehr hohen Frequenzen > 10 kHz kommt es jedoch zu Wirbelstromverlusten im Kern. Dies führt zu einer geringeren Ausgangssignalstärke, mehr Verlustleistung und höherer Temperatursensibilität.

Exemplarische Leistungsmerkmale

Typ:	DLH 50, [ESA11], Abb._A
Nennmessweg:	± 25 mm (1 ... 500 mm)
Einbaulänge:	100 mm
Durchmesser:	12 mm
Trägerfrequenz:	5 kHz (optional 3 kHz, 10 kHz)
Linearitätsfehler:	$< \pm 0,5$ % (optional $\pm 0,25$ %, 0,1 %)
Temperaturfehler des Nullpunktes:	$< \pm 0,02$ % / 10 K
der Empfindlichkeit:	$< \pm 0,08$ % / 10 K
Betriebstemperatur:	-40 ... +80 °C (optional bis 120 °C)



Abb._A2.32: LVDT der Typs DLH 50 der ESA Messtechnik GmbH aus [ESA11].

A2.3.3 Induktivitätsänderung der Motorspulen

Ein Lineardirektantrieb, für dessen miniaturisierte Bauform SensMiLi erforscht wird, besteht, ähnlich dem im vorangegangenen Kapitel A2.3.2 vorgestellten Differentialtransformator, aus einem Spulensystem, in dem sich ein Kern bewegt. Daher ist es naheliegend zu untersuchen, ob die Motorspulen gleichzeitig als Sensorspulen benutzt werden können und der Motor auf diese Weise ganz ohne zusätzliches Wegmess-System geregelt betrieben werden kann. Hierzu wurden am IKFF die Arbeiten [Hartrampf01], [Welk04], [Clauß06] durchgeführt. Im Folgenden wird die Funktionsweise dieses Messprinzips gemäß [Welk04] zusammenfassend dargestellt, wobei zunächst auf den Gleichpolmotor mit analoger Ansteuerung und danach auf den Wechselempolmotor mit getakteter Ansteuerung eingegangen wird.

Gleichpol-Motor mit analoger Ansteuerung

Motorprinzip

In einem Gleichpol- oder Homopolar-Motor befinden sich die Spulen in einem durch den Läufer verursachten Magnetfeld, das stets die gleiche Polarität besitzt (siehe Abb._A2.33). Um den Läufer durch die Lorentzkraft zu bewegen, werden die Motorspulen mit einem Gleichstrom angesteuert, der sich kontinuierlich einstellen lässt. Die beiden Spulenhälften müssen dabei entgegengesetzt bestromt werden, da die Richtung des Magnetfeldes, das durch die Spulen tritt, an den Enden des Läufers umgekehrt gerichtet ist. Um den Läufer zu positionieren bzw. abzubremsen und zu beschleunigen, wird die Richtung der Bestromung der beiden Teilspulen durch eine Regelung frequent umgepolt.

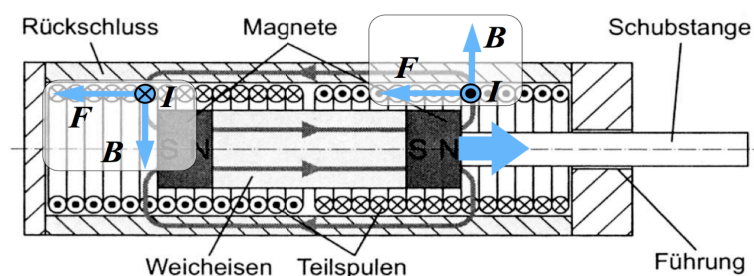


Abb._A2.33: Schnittbild eines Gleichpol-Motors mit Feldvektoren nach [Welk04].

Messprinzip

Ähnlich wie bei einem Differentialtransformator (siehe Kapitel A2.3.2) wird die Induktivitätsänderung der Motorspulen durch eine Impedanz- bzw. Spannungsmessung in proportionaler Abhängigkeit der Läuferposition gemessen, wie dies in Abb._A2.34 links dargestellt ist. Die Läuferverschiebung bewirkt dabei eine gegensinnige Änderung der Spuleninduktivitäten, die über die Spannung bzw. die Impedanz gemessen werden kann (siehe Abb._A2.34 rechts). Da zur Messung der Induktivität eine Wechselspannung erforderlich ist, muss der Gleichanteil der Motorspannung mit einem Wechselanteil überlagert werden, der bei ca. 20 kHz liegt. Zusätzlich muss gewährleistet sein, dass sich der Läufer immer innerhalb der beiden Spulen befindet und seine Permeabilität wesentlich größer ist als 1, um eine signifikante Induktivitätsänderung zu bewirken.

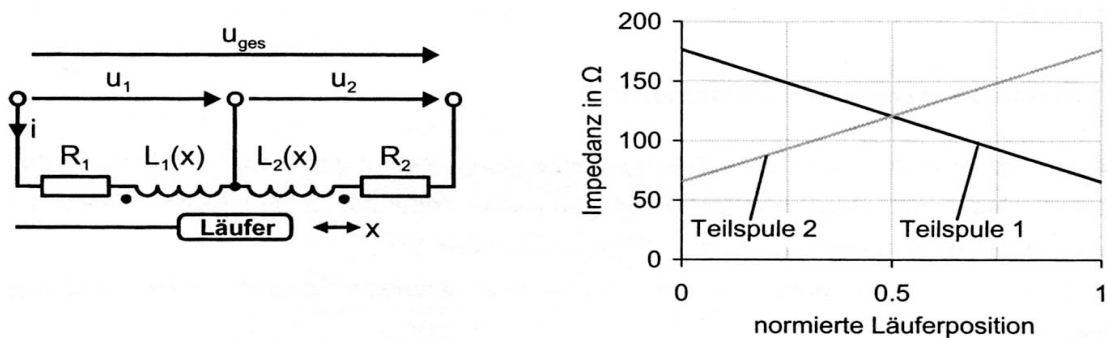


Abb._A2.34: Prinzipschaltbild (rechts) und Ausgangssignale (links) der Differentialspulen-Anordnung, aus [Welk04].

Zur Auswertung der Spannungssignale an den Spulen kann nach [Welk04] eine Filtermethode oder eine Schwellwertdetektion verwendet werden. Die Schwellwertdetektion besitzt zwar eine kürzere Antwortzeit auf einen Positionssprung, weist jedoch eine deutlich schlechtere Signalgüte auf als die Filtermethode. Letztere wird daher hier kurz anhand des in Abb._A2.35 gezeigten Regelkreises beschrieben:

1. Die Spulenabgriffe geben Zugang zu den Spannungspotentialen einer Teilspule.
2. Ein Hochpass eliminiert den Gleichanteil der Wechselspannung.
3. Ein Subtrahierer (Differenzverstärker) ermittelt den resultierenden Wechselspannungsabfall über einer Teilspule und ein Bandpass mit einer auf die Messwechselspannung eingestellten Mittenfrequenz eliminiert vorhandene Störsignale.
4. Schließlich erhält man durch einen Gleichrichter
5. und einen darauf folgenden Tiefpass ein amplitudenabhängiges Gleichsignal.
6. Ein Multiplexer fragt im Wechsel das Gleichspannungssignal der beiden Spulen

ab und wandelt es in einen digitalen Wert.

- Ein Microcontroller verarbeitet die Daten, wobei u.a. die Subtraktion der Teilspulensignale und eine Fehlerkorrektur vorgenommen wird. Das Positionssignal wird ermittelt, mit der vorgegebenen Position verglichen und ein entsprechendes Stell-signal generiert.

Eine RS232-Schnittstelle dient zusätzlich zur Datenübertragung zwischen Controller und PC.

- Ein D/A-Wandler wandelt das Stell-signal des Microcontrollers.
- Ein Sinusoszillator addiert das Messsignal auf.
- Eine Stromgeregelte Endstufe stellt den gewünschten Wechselstrom zur Verfügung, sodass der Läufer verfahren werden kann.

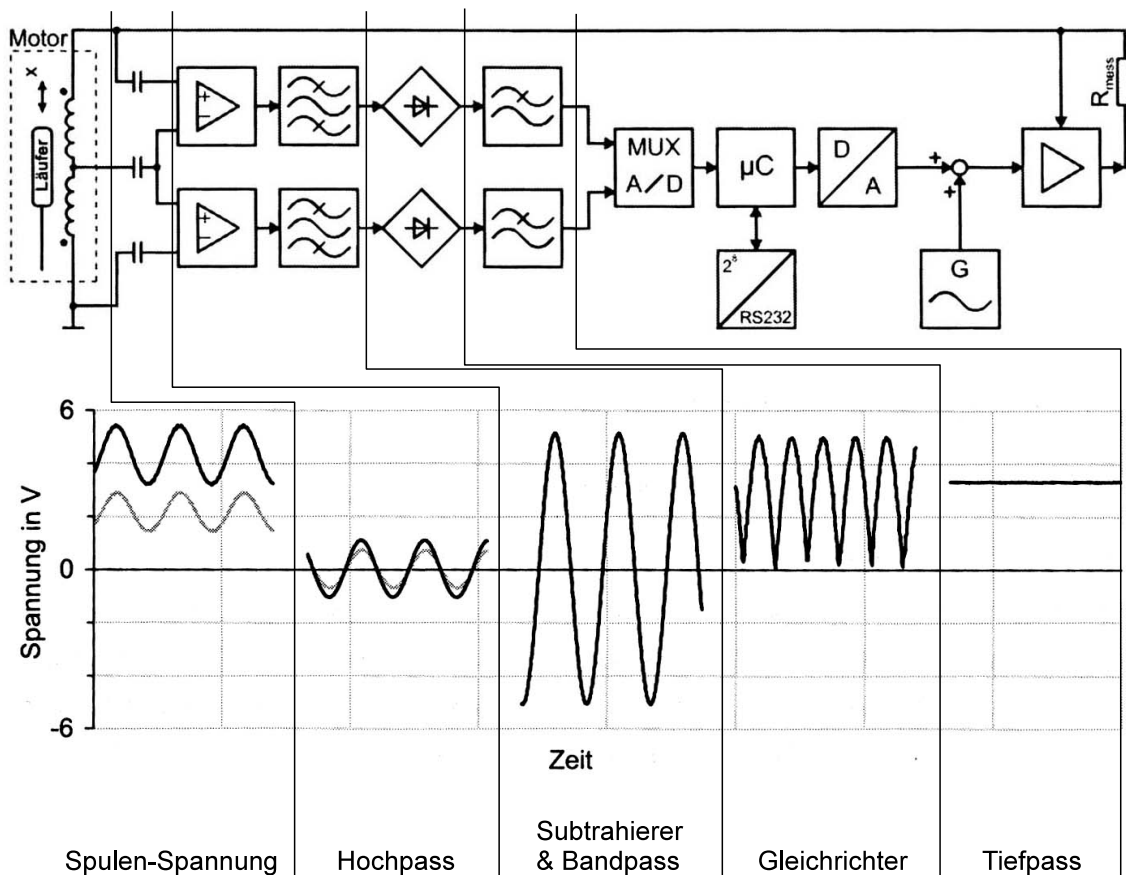


Abb._A2.35: Schaltbild und Signalwandlung bei der Auswertung und Regelung mit der Filtermethode, aus [Welk04].

Leistungsmerkmale

In [Welk04] wurden durch die Auswertung der Induktivität der Motorspulen folgende Messeigenschaften erreicht:

Nichtlinearität:	3,8 % Ursache: Randeffekte und Streufelder Korrektur theoretisch mit Microcontroller möglich
Grundgenauigkeit:	Ohne Einflüsse durch Temperaturänderung, Motorstrom oder Läuferbewegung. < $\pm 10 \mu\text{m}$, bzw. < $\pm 0,25 \%$ des Messbereichs Schrittweite des AD-Wandlers lässt nur Auflösung von $3,3 \mu\text{m}$ zu.
Temperatur-Fehler:	Läufermittenstellung: $0,09 \mu\text{m}/\text{K} \Rightarrow \pm 3,1 \mu\text{m}$ Endlagen: $0,39 \mu\text{m}/\text{K} \Rightarrow \pm 13,5 \mu\text{m}$
Motorstrom-Fehler:	< $10 \mu\text{m}$ (nach linearer Korrektur)
Reaktionszeit:	15 ms (Filtermethode) 0,23 ms (Scheitelwertdetektion)
Gesamt-Messgenauigkeit:	0,02 ... 0,1 mm (bei 2 ... 50 mm Hub)

Wechselpolmotor mit getakteter Ansteuerung

Motorprinzip

Ein Wechselpolmotor besitzt im Gegensatz zum Gleichpolmotor ein mehrsträngiges ineinander verschachteltes Spulensystem. In [Welk04] wurde zur Untersuchung der sensorischen Nutzbarkeit dieses Spulensystems die Strangzahl zwei gewählt, wie dies in Abb._A2.36 zu sehen ist. Die Breite einer Teilspule entspricht dabei exakt einer Magnetlänge des Läufermagneten. Der Läufermagnet selbst besteht dabei aus mehreren diametral magnetisierten Schalensegmenten, die um einen hochpermeablen Kern gelegt sind (siehe Abb._A2.37).

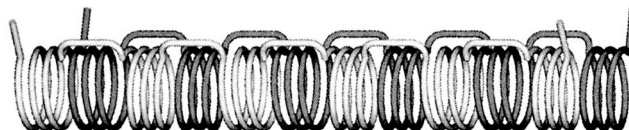


Abb._A2.36: Zweisträngiges Spulensystem aus [Welk04].

Die Vorteile eines Wechsepol- gegenüber einem Gleichpol-Motor sind:

- Eine geringere Verlustleistung durch die wechselnde Bestromung der Teilstränge.
- Geringere Zunahme der Magnetkreisverluste bei langen Motoren.
- Höhere Schubkräfte, da mehr magnetisch aktives Material im Einsatz ist.
- Die Motorlänge muss nicht doppelt so lang sein wie der Läuferweg.

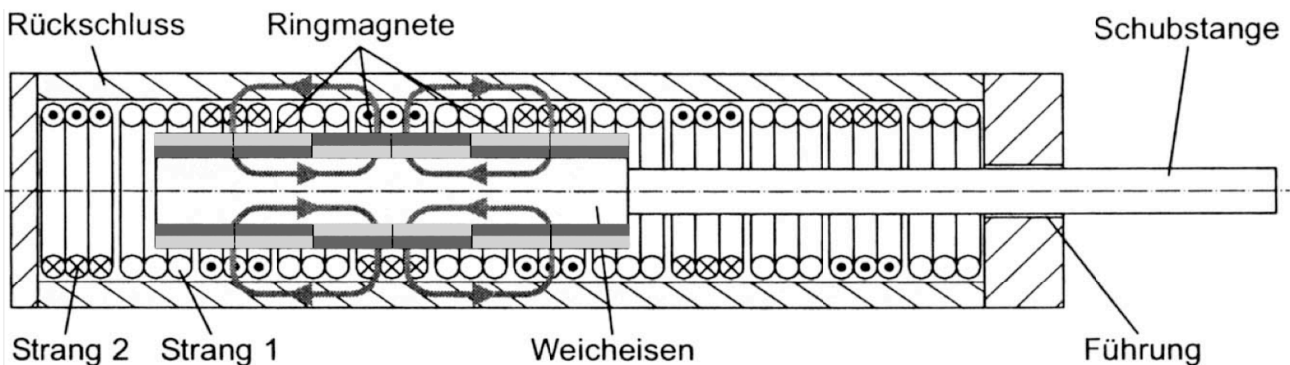


Abb._A2.37: Schnittbild eines Wechsepol-Motors mit Feldvektoren, nach [Welk04].

Statt durch eine kontinuierliche Ansteuerung wie beim Gleichpol-Motor, kann der Motor auch durch eine getaktete Ansteuerung betrieben werden. Eine genügend schnelle Taktung mit verschiedenen Tastverhältnissen wird an der großen Induktivität der Motorwicklung geglättet und wirkt dann wie ein kontinuierlich verstellter Gleichstrom (siehe Abb._A2.38). Dies hat den Vorteil, dass durch einen binären Schaltbetrieb der Endstufe zwischen vollständig leitendem oder gesperrtem Zustand das Auftreten von Verlustleistung minimiert werden kann.

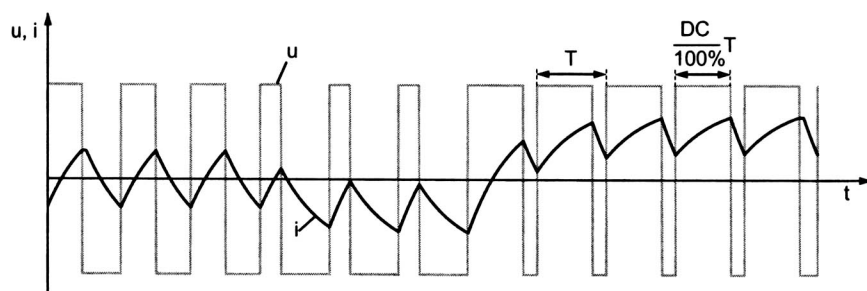


Abb._A2.38: Beispiel für eine getaktete Ansteuerung eines Wechsepol-Motors aus [Welk04].

Messprinzip

Im binären Schaltbetrieb ermöglicht die Auswertung der Antwort der Teilstranginduktivitäten auf die Spannungssprünge der getakteten Ansteuerung die Ermittlung der Läuferposition (siehe Abb._A2.39), sodass die Aufmodulation einer Mess-Wechselspannung nicht mehr notwendig ist. Hierzu werden die Mittenspannungen u_1 und u_2 der beiden Spulenstränge (siehe Abb._A2.40 links) zu jeweils zwei definierten Zeitpunkten t_1 und t_2 nach dem Spannungssprung gemessen. Anschließend wird die Steigung dieser Spannungsverläufe durch digitale Zweipunkt-Differenzbildung ermittelt. Die Subtraktion der beiden Steigungswerte s_1 und s_2 ergibt dann schließlich das läuferpositionsabhängige Signal p (siehe auch Abb._A2.40 rechts):

$$p = s_1 - s_2 = [u_1(t_1) - u_1(t_2)] - [u_2(t_1) - u_2(t_2)] \tag{2.3.6}$$

Um Fehlereinflüsse durch Temperatur und Anfangsstrom ungleich Null zu eliminieren, wird zusätzlich der fließende Strangstrom berücksichtigt:

$$p = \frac{2[u_1(t_1) \cdot i(t_2) - u_1(t_2) \cdot i(t_1)]}{u_{ges}[i(t_2) - i(t_1)]} - 1 = \frac{2L_1}{L_1 + L_2} - 1 = \frac{\Delta L}{L} \tag{2.3.7}$$

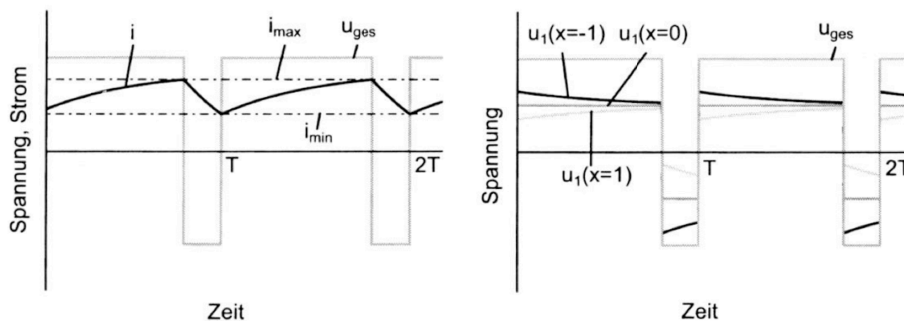


Abb._A2.39: Strom- und Spannungsverlauf bei Pulsweitenmodulation (links), Sprungantwort der Spannung u_1 (rechts), aus [Welk04].

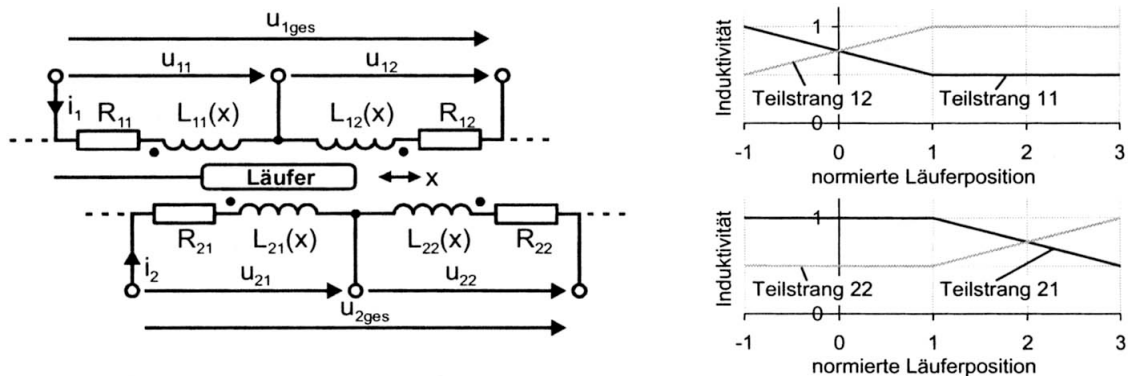


Abb._A2.40: Prinzipschaltbild (links) und Ausgangssignale (rechts) der Differentialspulen-Anordnung bei einem Wechseipol-Motor, aus [Welk04].

Da sich der Verlauf der Teilspuleninduktivitäten periodisch wiederholt, wird auf diese Weise ein inkrementales Wegmess-System realisiert.

Störeinflüsse und resultierende Verbesserung des Messprinzips

Neben den Temperatureinflüssen, die mit Gleichung (2.3.7) kompensiert werden können und induktiven Kopplungen in einem einzelnen Motorstrang, die nach [Welk04] nicht ausreichend quantifiziert werden können, spielt die induktive Strangverkopplung und Strangstrombeeinflussung eine entscheidende Rolle bei der Positionsauswertung. Bei der Messung der Teilstrangspannung eines Stranges fließen nicht nur die aus Stranginduktivität und Strangwiderstand resultierenden Spannungen, sondern auch die induzierte Spannung in das Messergebnis mit ein.

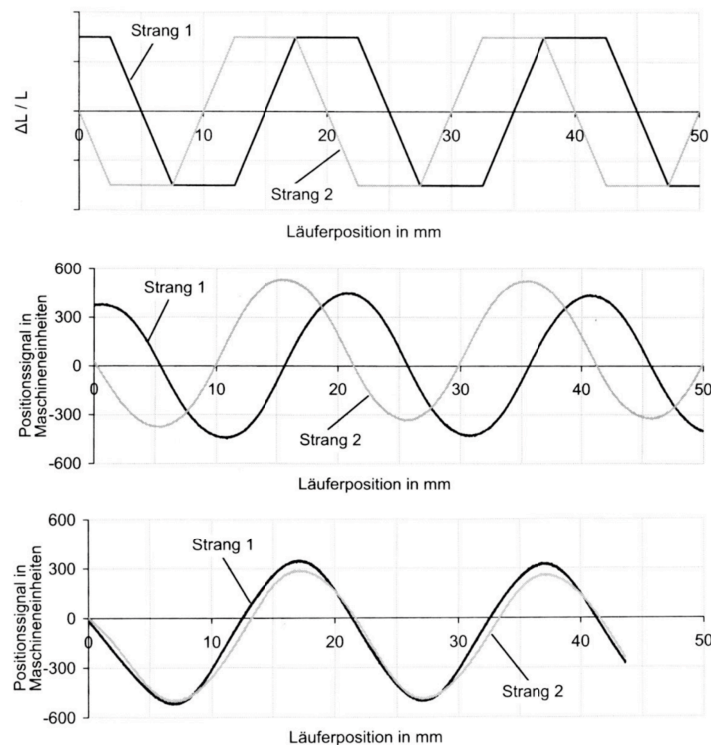


Abb._A2.41: Vereinfachter Verlauf des Induktionsverhältnisses $\Delta L/L$ (oben), Integriert gemessenes Positionssignal bei unbestromtem Motor \approx reales $\Delta L/L$ (Mitte), Positionssignal bei Strangkopplung (unten), aus [Welk04].

Der trapezförmige Verlauf des Induktionsverhältnisses $\Delta L/L$ (siehe Abb._A2.41 oben), der bisher in dem vereinfachten Modell für die Positionsmessung angenommen wurde, nimmt in einem realen, unbestromten Motor eher einen sinusförmigen Verlauf an (siehe Abb._A2.41 Mitte). Wird der Motor bestromt, so bewirkt die Verkopplung der beiden

Stränge eine starke Verfälschung des Induktionsverhältnisses. Die Ableitung der beiden Wegfunktionen wird an mehreren Stellen gleichzeitig zu Null, sodass die Bewegungsrichtung nicht mehr festgestellt werden kann (siehe Abb._A2.41 unten).

Um die Strangverkopplung herauszurechnen müssten gleichzeitig Spannungen und Ströme aus dem zweiten Strang mitgemessen werden. Die dabei entstehenden Differentialgleichungen können jedoch von herkömmlichen Microcontrollern nicht mehr ausreichend schnell berechnet werden. Daher wird in [Welk04] vorgeschlagen die Koppelungseffekte durch einen gesonderten Messzyklus zu umgehen. Dabei wird während der Messung des einen Stranges der andere stromlos geschaltet und die Messung wird in beiden Strängen nach einander auf folgende Weise durchgeführt (siehe Abb._A2.42).

1. Bei $t = 0$ s werden beide Strangströme auf Null gezogen.
2. Es wird ein Spannungssprung auf Strang 2 gegeben und während der steigenden Stromflanke werden zu zwei Zeitpunkten die Strom- und Spannungswerte der Teilstränge abgetastet.
3. Die Strangströme werden wieder auf Null gezogen.
4. Es wird ein Spannungssprung auf Strang 1 gegeben und die Abtastung erfolgt wie bei Strang 2.
5. Der pulsweitenmodulierte Motorbetrieb wird fortgesetzt.

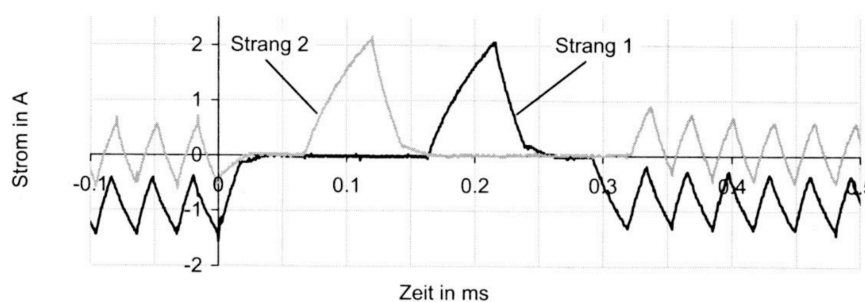


Abb._A2.42: Messzyklus zwischen Motorbestromung aus [Welk04].

Zwar führen Läuferbewegungen zwischen den Messungen von Strang 1 und 2 zu Messfehlern. Diese sind jedoch nicht so groß wie jene, die durch die induzierte Gegenspannung verursacht werden würden. Eine deutlich größere Schwierigkeit stellt das auf-Null-ziehen der Strangströme dar, dass auf Grund der Induktion von Wirbelströmen und dem verzö-

gerten Magnetfeldabbau erst nach ca. 1 ms ausreichend vollzogen ist. Eine genügend lange Bestromungspause würde jedoch zu nicht akzeptablen Motorkrafteinbußen führen. Da der Zusammenhang zwischen Motorstrom und der oben beschriebenen Messabweichung aber an jeder Läuferposition näherungsweise linear ist, kann eine positionsabhängige Referenzmessung für verschiedene Bestromungszustände durchgeführt und in einer Korrekturtabelle hinterlegt werden. Auf diese Weise kann dann die Positionsmessung im Betrieb korrigiert werden.

Ermittlung der Absolutposition

Während des Motorbetriebs ermittelt die integrierte Wegmessung die Absolutposition des Läufers durch Vergleich der gemessenen Positionssignale mit einer im Microcontroller hinterlegten Referenzkurve. Diese Referenzkurve entsteht in einem einmaligen Kalibriervorgang, in dem der Läufer passiv über seinen gesamten Hub bewegt wird. Die Messwerte des integrierten Wegmess-Systems werden gemeinsam mit den Positionswerten eines extern an den Läufer angekoppelten Referenz-Messsystems aufgezeichnet. Der Verlauf der Referenzsignale wird anschließend analytisch nachgebildet, um eine schnelle Suche der Absolutposition und ihre Extrapolation zu ermöglichen. Im Betrieb wird dann die absolute Position des Messwertes innerhalb eines Intervalls der letzten gemessenen Position auf der Referenzkurve gesucht.

Leistungsmerkmale

Die in [Welk04] erreichte Grundgenauigkeit ohne Temperatur-, Strom- und Bewegungseinflüsse, jedoch mit Endstufeneinflüssen und Fertigungsungenauigkeiten besitzt folgende Ausprägungen:

Auflösung:	4 μm
Wiederholgenauigkeit:	$\pm 68 \mu\text{m}$ (durch Rauschen der analogen Messsignale)
Absolutgenauigkeit:	$\pm 73 \mu\text{m}$ ($\pm 0,15 \%$ des Messbereichs von 50 mm)
Verbesserungspotential:	Mittelwert der Positionssignale durch Signalfilterung bestimmen. Dazu höhere Messfrequenz notwendig.

Temperaturspezifische Kennwerte:

Auslegungstemperatur: 55 °C

ΔT_{max} :	± 35 K
ΔR_{max} :	± 14 %
Δs_{Fehler} :	± 140 μm (0,28 % des Messbereichs von 50 mm) bis zu 4 $\mu\text{m/K}$
Längenänderung	
Schubstange:	> 100 μm

Daraus ergibt sich eine Messgenauigkeit je nach Korrekturaufwand von 50 ... 200 μm . Die Genauigkeit ist dabei nicht abhängig von der Messlänge, sondern von der Länge der Spulensegmente, die in den Versuchen 10 ... 20 mm betrug.

Als Haupteinflüsse auf die Positionsauswertung haben sich herausgestellt:

- Motorstrom,
- Motorerwärmung,
- Bewegungsinduzierte Gegenspannung und
- transformatorische Kopplung der Antriebsstränge.

Die beiden letztgenannten Einflüsse haben zur Wirkung, dass das Positionssignal nach dem Spannungssprung im Messzyklus wenige Millisekunden benötigt, um sich zu stabilisieren. Dieser dem induktiven Messprinzip inhärente Zeitverzug stellt letztlich die kritische Größe für die dynamischen Anforderungen an die Wegmessungen dar.

A2.3.4 Induktiver Maßstab

Spherosyn [Newall09]

Funktion

Der Sensor wurde in den 1970er Jahren von der Firma Newall in England mit der Zielsetzung entwickelt eine größtmögliche Robustheit gegen widrige Umgebungsbedingungen zu erreichen. Der Maßstab des „Spherosyn“ bzw. „Microsyn“ genannten Wegmess-Systems besteht aus Stahlkugeln, die normalerweise für hochpräzise Kugellager verwendet werden und dadurch standardmäßig in hoher Qualität verfügbar sind.

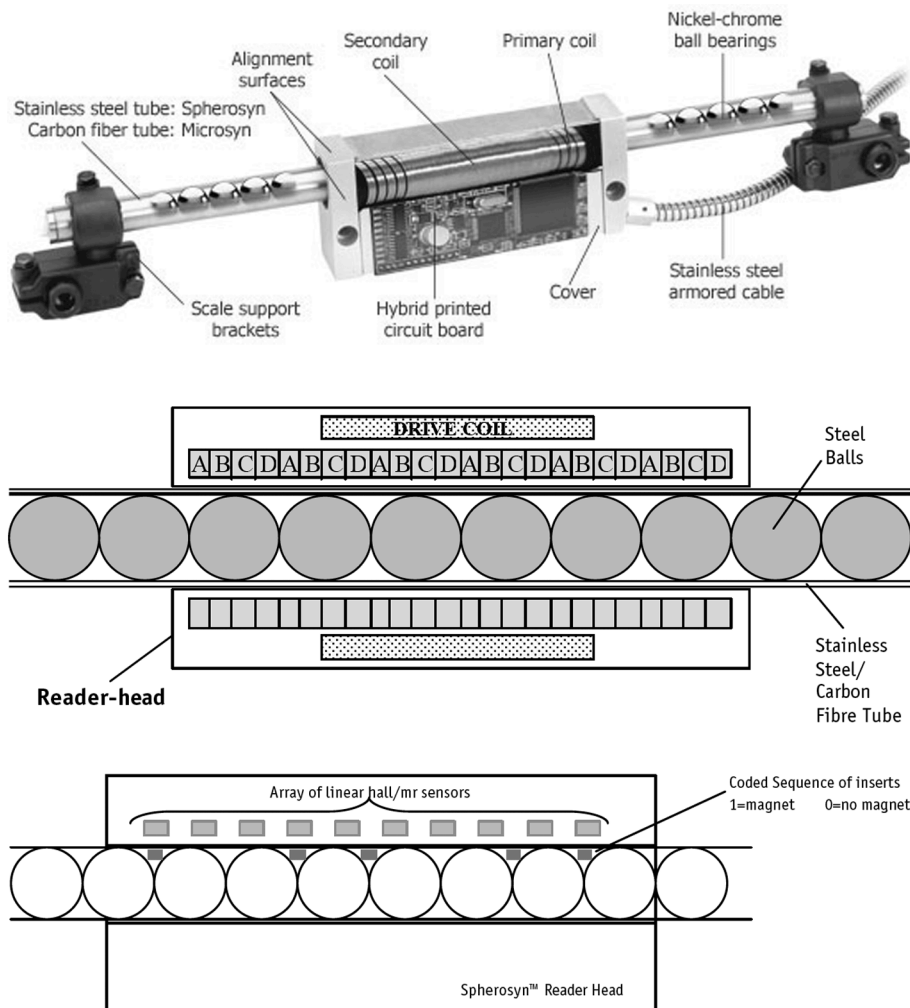


Abb._A2.43: Photo des Spherosyn (oben), Prinzip-Skizze des Mess-Systems mit Stahlkugel-Maßstab und Treiber- und Aufnehmer-Spulensystem (mittig), Hinzufügen eines absoluten Mess-Systems durch Magnete und Hall-Sensoren (unten), aus [Newall09].

Die Stahlkugeln werden in einem Rohr aus Stahl oder Kohlefaser aufgereiht und vorgespannt (siehe Abb._A2.43 oben). Dadurch ergibt sich im Rohr ein zyklisch alternierender Füllfaktor, sodass ein inkrementaler Maßstab entsteht.

Der Sensorkopf besteht aus einem 4-strängigen Aufnehmer-Spulensystem, das jeweils 6 identische Spulen besitzt. Diese sind jeweils über dem gleichen Abschnitt einer Kugel angeordnet und in Serie miteinander verbunden (siehe Abb._A2.43 mittig).

Über den Aufnehmer-Spulen befindet sich eine Erreger-Spule, durch die ein Wechselstrom mit einer Frequenz von 1 kHz fließt. Dies verursacht ein mit der gleichen Frequenz alternierendes magnetisches Feld entlang des Maßstabs. Die Kugeln des Maßstabs bewirken, dass sich seine Permeabilität periodisch mit dem Abstand seiner Kugeln ändert. Die Spannung, die in den Strängen der Aufnehmer-Spulen induziert wird, ändert sich daher mit der relativen Lage der Spulen zu den darunter liegenden Kugeln.

Die in den 4 Strängen der Aufnehmer-Spulen induzierten, sinusförmigen Spannungen werden derart miteinander verrechnet, dass sich ein versatzkompensiertes Sinus- und Cosinus-Signal ergibt.

Funktion der zusätzlichen Absolutcodierung

Durch das binäre Einfügen bzw. Weglassen kleiner Magnete zwischen den Kugeln, kann zusätzlich ein absolut codierter Magnetmaßstab aufgebaut werden (siehe Abb._A2.43 unten). Dieser wird durch eine Zeile von Hall- oder MR-Sensoren abgetastet, die eine binäre 1 ausgeben, wenn sich ein Magnet in ausreichender Nähe unter ihnen befindet und eine binäre 0 falls dies nicht der Fall ist. So entsteht ein absolut codiertes binäres Wort mit einer Länge, die der Anzahl der Magnetfeldsensoren in der Zeile entspricht.

Exemplarische Leistungsmerkmale

Typ:	Microsyn, [Newall09]
Genauigkeit:	$\pm 5 \mu\text{m}$
Wiederholgenauigkeit:	innerhalb eines Zählschrittes
Auflösung:	0,2 ... 10 μm
Maximalgeschwindigkeit:	20 m/s bei 10 μm Auflösung
Referenzposition:	je 5 mm
Betriebstemperatur:	0 ... 55 °C
Bewegungskraft:	10 N
Ausdehnungskoeffizient:	$12 \cdot 10^{-6} /\text{K}$

Messbereich:	bis 1 m
Maße:	Maßstab: $\varnothing 5,75$ mm
	Sensorkopf: 75 x 35 x 25 mm

Planare Mikrospulen [AMO11]

Funktion

Das Mess-System basiert auf der sinusförmigen Änderung der transformatorischen Kopplung zwischen Primär- und Sekundärspulen, die von einem Stahlgitterband verursacht wird (siehe Abb._A2.44). Damit ähnelt das Messprinzip stark dem LVDT (Abschnitt A2.3.2). Es ist jedoch nicht wie dieses dreidimensional, sondern eher zweidimensional ausgeprägt.

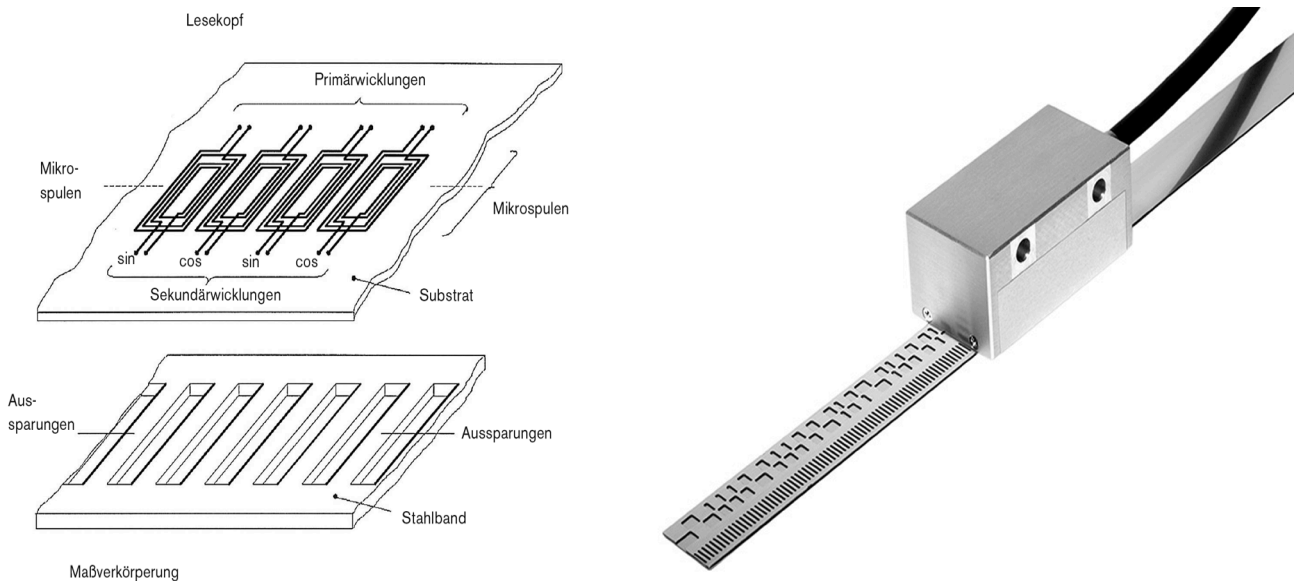


Abb._A2.44: Maßstab-basierter, induktiver Sensor. Detailansicht von Lesekopf und Maßverkörperung (links), Mess-System mit inkremental und absolut codiertem Maßstab (rechts), aus [AMO11].

Der Lesekopf besteht aus einer Aneinanderreihung planarer Mikrospulen (siehe Abb._A2.44 links), die jeweils aus einer Primär- und einer Sekundärwicklung bestehen. Die mit einem Wechselstrom beaufschlagte Primärspule ist über das Stahlgitterband mit der Sekundärspule gekoppelt und induziert in ihr eine Spannung. Die Amplitude der induzierten Spannung in der Sekundärspule ist von ihrer Induktivität abhängig, die wiederum davon abhängt, wie sehr sie von dem magnetisch leitfähigen Stahlgitterband unterfüllt ist.

Steht das Spulenpaar über einem Steg des Gitters, so ist die transformatorische Kopplung des Spulenpaars hoch, steht es über einer Lücke, so ist die Kopplung niedrig. Durch den Versatz der Spulenpaare um eine halbe Gitterbreite, entsteht in den Spulenpaaren jeweils ein Sinus- und ein Cosinussignal, sodass die Erkennung der Bewegungsrichtung möglich wird.

Die Aussparungen des Stahlgitterbandes werden durch einen photolithographischen Prozess eingebracht und durch ein Abdeckband geschützt. In Abb._A2.44 (rechts) ist ein Stahlgitterband mit einer inkremental und zwei absolut codierten Spuren zu sehen.

Leistungsmerkmale [AMO11]

Messschiene für geführte AMOSIN Messsysteme (LMFA-1310):

Teilungsperiode:	1 mm
Genauigkeit ohne Kompensation:	$\pm 15 \mu\text{m/m}$
Genauigkeit nach Linearkompensation:	$\pm 10 \mu\text{m/m}$, $\pm 5 \mu\text{m/m}$ oder $\pm 3 \mu\text{m/m}$
Ausdehnungskoeffizient:	ca. 11 ppm/K
Gesamtlänge:	$\leq 9,2 \text{ m}$
Breite Messschiene:	10 mm (auch schmaler möglich)

Abtastkopf für geführte absolute Längenmesssysteme (LMKA-1310x):

Arbeitstemperatur:	-10 ... 100 °C
Schutzart:	IP67
Vibration:	$< 200 \text{ m/s}^2$ für 55 ... 2000 Hz
Verfahrgeschwindigkeit max.:	5 m/s, limitiert durch die Mechanik
Systemauflösung:	1 μm
Messabstand:	50 ... 150 μm

A2.3.5 Wirbelstrom

Funktion [Hesse01]

Dieser Sensor besitzt keinen Maßstab, wie die obigen beiden Systeme, sondern misst den Abstand eines metallischen Objekts. Dazu wird in einer Spule ein oszillierendes magnetisches Feld erzeugt (siehe Abb._A2.45 links). Nähert sich das Messobjekt, so werden durch das magnetische Wechselfeld Wirbelströme in ihm erzeugt, die ihrer Ursache entgegenwirken und so dem Magnetfeld selbst Energie entziehen. Dadurch wird die Schwingungsamplitude des Wechselfeldes in Abhängigkeit zur Entfernung des Messobjektes bedämpft und die Stromaufnahme des Sensors steigt. Dieser Anstieg wird schließlich in ein zur Entfernung proportionales Signal umgewandelt.

Die Stärke der Bedämpfung ändert sich jedoch nicht nur mit dem Abstand zwischen Messobjekt und Sensor, sondern hängt auch vom Material des Messobjektes ab. Der Schaltabstand s eines binär schaltenden Wirbelstrom-Sensors wird daher immer bezüglich einer Normmessplatte aus Fe360 mit einer Dicke von $d = 1\text{ mm}$ und einer quadratischen Fläche a^2 , die der aktiven Fläche des Sensors eingeschrieben ist, angegeben (siehe Abb._A2.45 rechts und [Balluff11]).

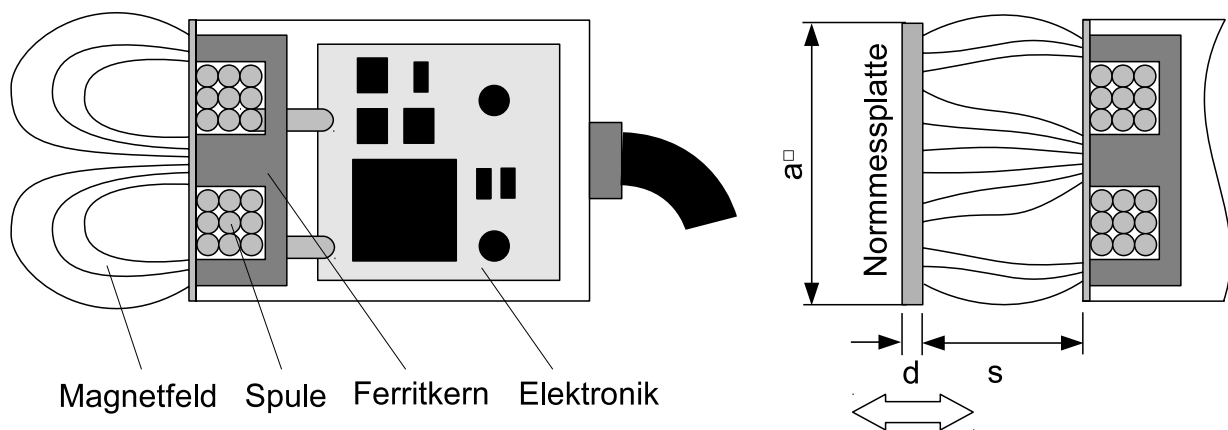


Abb._A2.45: Induktiver Wirbelstromsensor im Querschnitt (links), Normung der Detektionsempfindlichkeit mit Normmessplatte (rechts), nach [Balluff11].

Exemplarische Leistungsmerkmale

Typ:	BAW MKZ-471.19-S4 [Balluff11c], Abb._A2.46
Messbereich:	20 mm
Wiederholgenauigkeit:	$\pm 5\ \mu\text{m}$
Nichtlinearität:	$\pm 600\ \mu\text{m}$

Grenzfrequenz: 20 Hz
Max. Geschwindigkeit: 0,1 m/s
Gehäuse: $\varnothing 36$ mm, $l = 70$ mm



Abb._A2.46: Induktiver Wirbelstrom-Sensor Typ: BAW MKZ-471.19-S4, aus [Balluff11c].

A2.4 Kapazitiv

Grundlagen

Die Kapazität eines einfachen Plattenkondensators berechnet sich zu:

$$C = \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{A}{d} \quad (2.4.1)$$

wobei

ε_0 die elektrische Feldkonstante,

ε_r die materialspezifische Dielektrizitätszahl,

A die Kondensatorfläche und

d der Abstand zwischen den Platten des Kondensators ist.

Durch eine mechanische Verschiebung kann eine Änderung der Kapazität nach Gl. (2.4.1) erreicht werden, wenn eine der folgenden Größen geändert wird:

- Plattenabstand d (siehe Abb._A2.47 links)
- Kondensatorfläche A (siehe Abb._A2.47 mittig)
- relative Dielektrizitätskonstante ε_r (siehe Abb._A2.47 rechts)

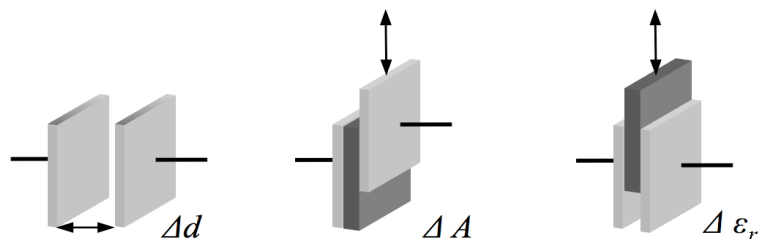


Abb._A2.47: Möglichkeiten zur Änderung der Kapazität eines Kondensators, nach [Nyce04].

Um die Änderung der Kapazität zu messen, kann die mit der Kapazität variierende Frequenz, Phase oder Amplitude gemessen werden. In der in Abb._A2.48 nach [Nyce04] gezeigten Schaltung würde sich beispielsweise die Amplitude der Ausgangsspannung mit der Kapazität des variablen Kondensators C_1 ändern, da dieser mit dem über ihm befindlichen Kondensator einen Spannungsteiler darstellen. Die Amplitude der Wechselspannung über dem Kondensator C_1 nimmt zu, wenn die Kapazität von C_1 abnimmt. Denn mit abneh-

mender Kapazität wächst die Impedanz X_C des Kondensators:

$$X_C = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C} \quad (2.4.2)$$

f ist hierbei die Frequenz des Oszillators.

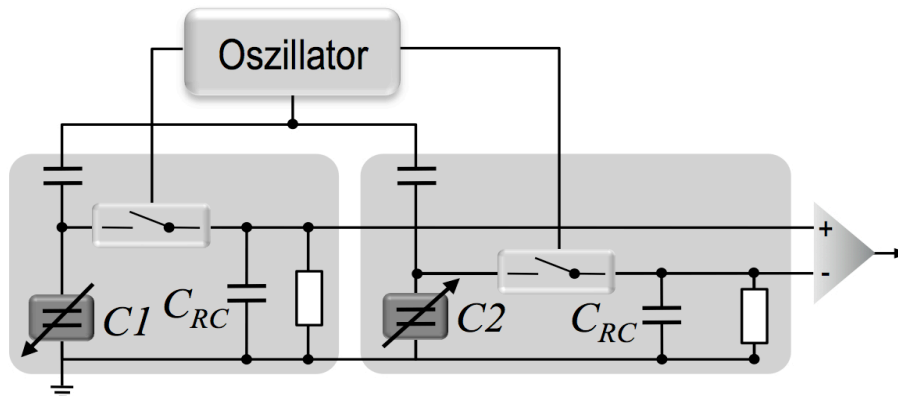


Abb._A2.48: Schaltung zur Messung einer Kapazitätsänderung durch die Änderung der Amplitude einer Wechselspannung, nach [Nyce04].

Der durch den Oszillator getaktete Schalter in Abb._A2.48 dient zur Gleichrichtung der Wechselspannung und zur Vermeidung des Ladungsrückflusses vom Kondensator C_{RC} des Tiefpassfilters zu C_1 .

Die Schaltung in Abb._A2.48 besteht aus zwei gleichen Schaltungsteilen, deren Messkapazitäten sich mit der Messgröße gegensinnig ändern. Durch das Anschließen an einen Differenzverstärker erhält man ein doppelt so großes Ausgangssignal und kann auf diese Weise das Signal-zu-Rausch-Verhältnis deutlich verbessern.

A2.4.1 Kontinuierliche Abstandsmessung

Objektabstand [MicroEpsilon08]

Funktion

Zur Detektion eines Objektabstandes ohne Zuhilfenahme eines materiellen Maßstabs kann ein kapazitiver Sensor wie in Abb._A2.49 dargestellt aufgebaut werden. Dieser Sensor kann einerseits zur Detektion elektrisch leitfähiger, geerdeter Messobjekte

verwendet werden, wobei dann das Messobjekt die Gegenelektrode darstellt. Andererseits kann der Sensor auch zur Detektion elektrisch nicht leitfähiger Objekte eingesetzt werden, wobei dann das Messobjekt das Dielektrikum zwischen der inneren und der äußeren Elektrode (bzw. der Erdung) des Sensors beeinflusst.

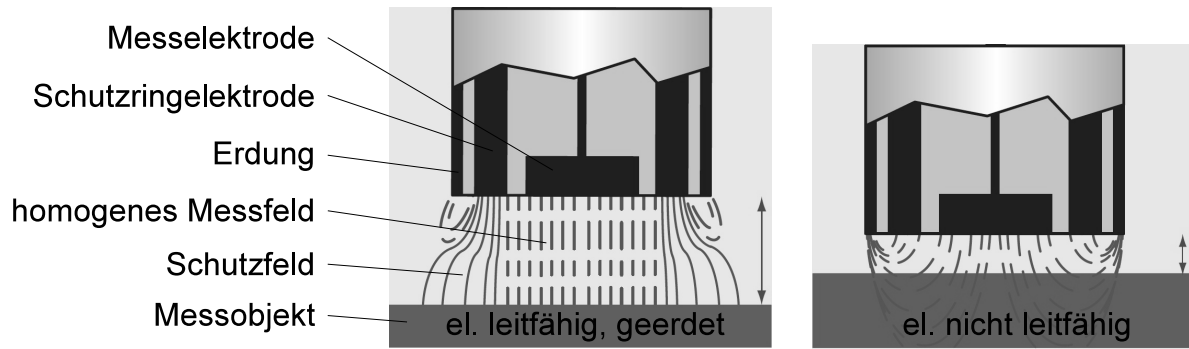


Abb._A2.49: Kapazitiver Sensor für elektrisch leitfähige (links) und elektrisch nicht leitfähige Messobjekte (rechts), aus [MicroEpsilon08].

Exemplarische Leistungsmerkmale

Typ:	capaNCDT CS10 [MicroEpsilon12c] (siehe Abb._A2.50)
Messbereich:	10 mm
Auflösung:	0,002 % des Messbereichs
Betriebstemperatur:	-50 ... +200 °C
Temperaturstabilität des Nullpunkts:	170 nm/ °K
Luftfeuchtigkeit:	5 ... 95 % relative Feuchte

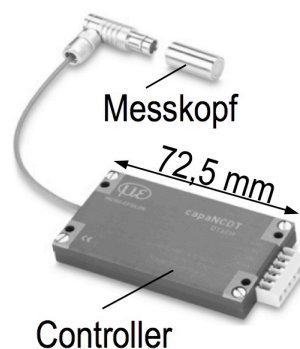


Abb._A2.50: Kapazitiver Sensor capaNCDT [MicroEpsilon12c].

A2.4.2 Kapazitiver Maßstab

Am weitesten verbreitet sind kapazitive Maßstäbe in digitalen Messschiebern. Ihr interner Aufbau ist in Abb._A2.51 zu sehen. Eine Elektrode im Schlitten (2) wird mit einer hochfrequenten Spannung beaufschlagt und koppelt diese kapazitiv in die T-förmigen Elektroden (6) des Maßstabs ein. Diese koppeln das Signal zurück auf eine Vielzahl von kleineren Empfangselektroden (3) im Schlitten. Die Empfangselektroden (3) sind zu 8 ineinander verschachtelten Gruppen zusammenschaltet (siehe Abb._A2.51 oben und unten links) und derart beabstandet, dass das Vernier-Prinzip wie bei mechanischen Messschiebern zur genauen Positionsbestimmung genutzt werden kann.

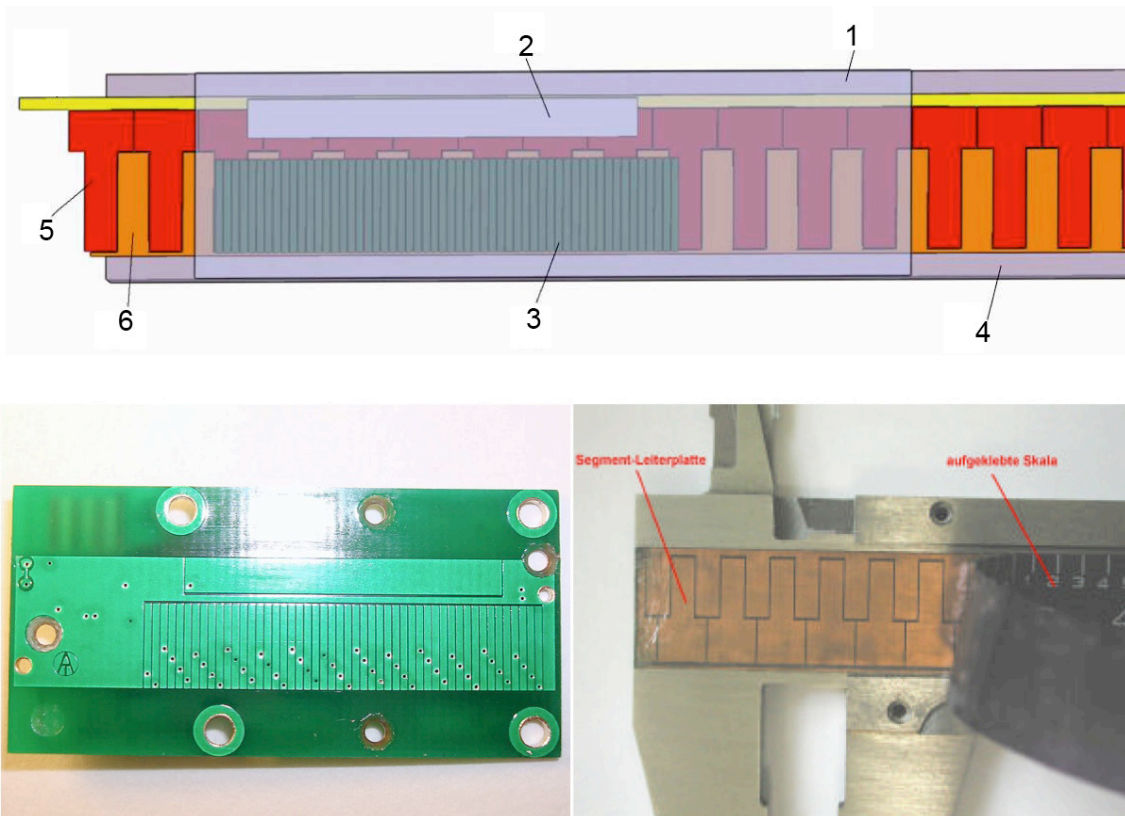


Abb._A2.51: Innenleben eines Messschiebers. **Oben:** Prinzipskizze von Maßstab und Schlitten: 1 Leiterplatte des Schlittens, 2 Sendeelektrode, 3 Empfangselektroden, 4 Gehäuse, 5 T-Elektroden, 6 Kammelektroden, nach [Müller12]. **Unten links:** Sende- und Empfangselektroden auf der Leiterplatte des Abtastschlittens aus [HSM11]. **Unten rechts:** Maßstabelektroden unter dem Abdeckband eines Messschiebers aus [Zielosko12].

Typische Leistungsmerkmale sind eine Auflösung von 10 μm und eine Absolutgenauigkeit von 30 ... 40 μm . Absolut messende Messschieber sind in der Regel batteriegepuffert.

A2.5 Wellenausbreitung

A2.5.1 Mikrowelle

Die Wegmessung in Pneumatikzylindern mit Hilfe von elektromagnetischen Wellen im Frequenzbereich von 1 ... 300 GHz ($\lambda_g = 30 \text{ cm} \dots 1 \text{ mm}$), den sogenannten Mikrowellen, wurde von der Festo AG & Co. KG untersucht [Richter06]. Dabei wird die Welle von einer Monopolantenne im Abschlussdeckel des Zylinders in das als Hohlleiter fungierende Zylinderrohr des Antriebs eingekoppelt (siehe Abb._A2.52), vom Kolben reflektiert und von der Antenne wieder empfangen. Die Auswertung der Phasenverschiebung zwischen gesendeter und empfangener Welle ist dabei ein inkrementales Maß für die Position des Kolbens, dessen Eindeutigkeitsbereich sich auf eine halbe Hohlleiterwellenlänge erstreckt. Zur Erzeugung absoluter Positionsinformationen werden mehrere Wellen leicht verschiedener Frequenzen erzeugt, um so mit Hilfe der Phasendifferenz, wie in Abschnitt 2.2.2.1 beschrieben, einen Eindeutigkeitsbereich zu erzeugen, der länger ist als der Hub des Pneumatikzylinders.

Die Wellenlänge der Mikrowellen ist von der Dielektrizitätszahl ε_r des Ausbreitungsmediums Luft abhängig. Diese ändert sich auf folgende Weise mit dem Druck und der Temperatur im Zylinder [Rüeger02]:

$$\varepsilon_r = 1 + 2 \cdot (7,77 \cdot 10^{-5} \frac{\text{K}}{\text{hPa}} \cdot \frac{p_d}{T} + 7,13 \cdot 10^{-5} \frac{\text{K}}{\text{hPa}} \cdot \frac{p_w}{T} + 0,375 \frac{\text{K}^2}{\text{hPa}} \cdot \frac{p_w}{T^2}) \quad (2.5.1)$$

Hierbei ist p_d der Partialdruck von trockener Luft in [hPa], p_w der Partialdruck von Wasserdampf und T die Temperatur in [K].

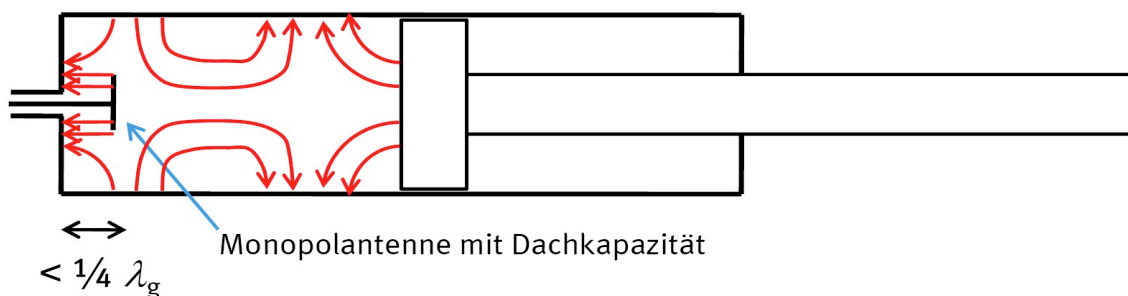


Abb._A2.52: Prinzip der Ausbreitung von Mikrowellen in einem Pneumatikzylinder, aus [Maier08].

Aufgrund dieses Zusammenhangs und der hohen Druck- und Temperaturunterschiede im Pneumatikzylinder, müssen diese beiden Größen im Betrieb mitgemessen und kompensiert werden.

Das Auflösungsvermögen liegt bei ca. 1/1000 der Freiraum-Wellenlänge und kann damit bei der maximalen Frequenz von 300 GHz bis zu 1 μm erreichen.

A2.5.2 Ultraschall

Als Ultraschall bezeichnet man die Schallwellen im Bereich von 20 kHz ... 1 GHz. In Luft bei 20 °C besitzen sie eine Ausbreitungsgeschwindigkeit c von:

$$c = \lambda \cdot f = 343 \text{ m/s} \quad (2.5.2)$$

In der Natur wird Ultraschall u.a. von Fledermäusen genutzt, um sich zu orientieren und ihre Beute zu fangen (siehe Abb._A 2.53).

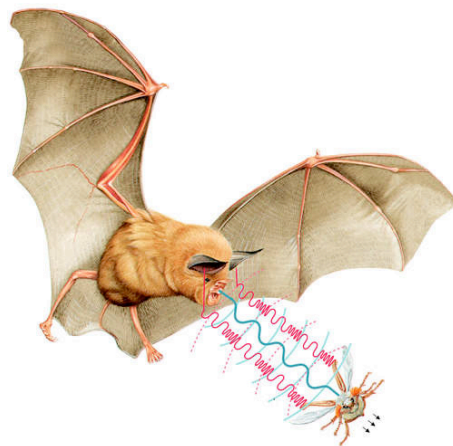


Abb._A2.53: *Illustration einer Fledermaus, die Ultraschall zur Beutejagt verwendet, aus [Spiegel12].*

In einem Ultraschallsensor für die Automatisierungstechnik werden die Wellen erzeugt, indem eine Wechselspannung an einen Piezokristall angelegt wird. Dies bewirkt eine oszillierende Deformation des Kristalls und erzeugt so die Schallwellen [Wiki12, Ultraschall] (siehe Abb._A2.54). Umgekehrt bewirkt eine eintreffende Schallwelle eine oszillierende Deformation des Kristalls, die eine Ladungsverschiebung und dadurch eine Messspan-

nung verursacht.

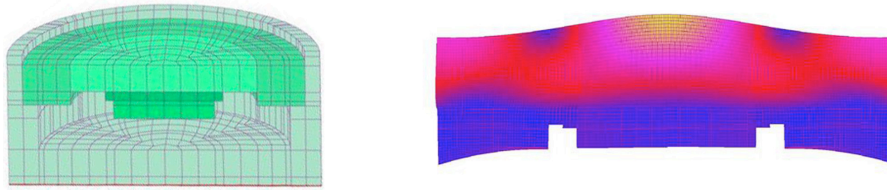


Abb._A2.54: Piezokristall als Ultraschallwandler. Links: Querschnitt durch CAD-Modell. Rechts: FEM-Modell im belasteten Zustand. Aus [SNT12].

Um die Position eines Objektes zu detektieren, wird die Zeitdifferenz gemessen, die vom Senden des Schallimpulses über seine Reflexion am Objekt bis zu seiner Rückkehr vergeht. Bei bekannter Dichte des Ausbreitungsmediums ist diese Zeitdifferenz dann ein Maß für die Entfernung des Objekts [Wiki12, Ultraschall].

Nachteilig ist hier, dass erst nach dem Empfang und der Auswertung des Echopulses ein neuer Puls gesendet werden kann. Große Messabstände führen daher zu niedrigen Messraten [Pulstronic12]. Zudem muss der Sendeimpuls abgeklungen sein, bevor der Echoimpuls eintrifft. Daher ergibt sich je nach Sensortyp ein Bereich von 0 ... 600 mm in dem keine eindeutige Messung möglich ist [Pulstronic12].

Genauso wie beim Mikrowellensensor müssen auch bei der Ultraschallmessung die Einflüsse von Druck und Temperatur auf die Schallausbreitung gemessen und kompensiert werden.

Exemplarische Leistungsmerkmale

Typ:	mic+25/IU/TC, Microsonic, [Microsonic12], Abb._A2.55
Ansprechverzug:	32 ms
Bereitschaftsverzug:	< 300 ms
Blindzone:	30 mm
Betriebstastweite:	250 mm
Grenztastweite:	350 mm
Ultraschall-Frequenz:	320 kHz
Auflösung:	0,025 ... 0,1 mm
Wiederholgenauigkeit:	$\pm 0,15$ % des Messbereichs

Genauigkeit: $\pm 1\%$ des Messbereichs
 Temperaturdrift: intern kompensiert
 Betriebstemperatur: $-25 \dots +70\text{ }^{\circ}\text{C}$

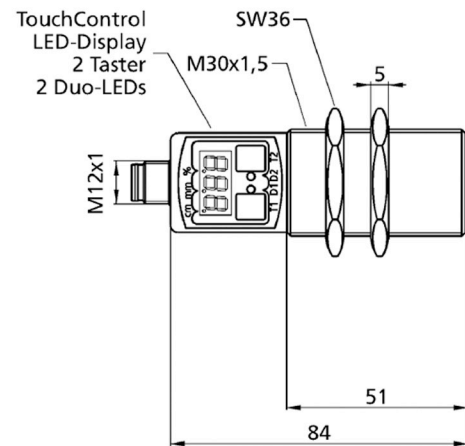
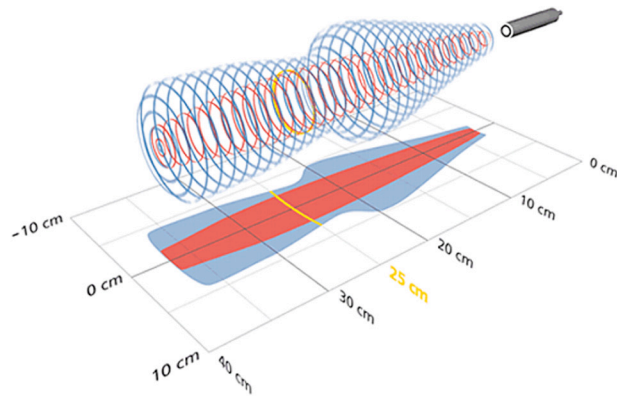


Abb._A2.55: Ultraschallsensor. Links: Erfassungsbereich, Rechts: Maßzeichnung des Modells mic+25/IU/TC, aus [Microsonic12].

A2.6 Optisch

A2.6.1 Optischer Maßstab

A2.6.1.1 Abbild-Maßstab

Inkrementalmaßstab

Die inkrementale Wegmessung mit einem Abbild-Maßstab beruht auf dem Grundprinzip einer Lichtschranke. Der Maßstab ist ein Band mit gleichmäßig beabstandeten Schlitzen, die von einer Lichtquelle durchleuchtet werden. Ein hinter dem Maßstab angeordneter Photodetektor empfängt die bei der Bewegung des Maßstabs entstehenden Lichtpulse, die von einem Zähler aufsummiert und in eine Positionsinformation umgerechnet werden (siehe Abb._A2.56).

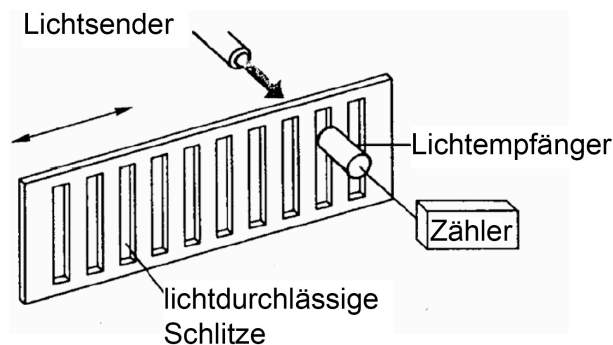


Abb._A2.56: Lichtschranke als Grundprinzip inkrementaler, optisch abbildender Maßstäbe, aus [Reindl04].

Stand der Technik sind heute Wegmess-Systeme mit transparentem Glasmaßstab oder reflexivem Edelstahlmaßstab, die kontinuierliche, hochinterpolierbare Sinus- und Cosinus-signale generieren. Dies gelingt prinzipiell dadurch, dass die Abbildung des bewegten Maßstabs auf mindestens zwei Photodioden Intensitätsmodulationen erzeugt, die zueinander um 90° phasenverschoben sind. Eine weit verbreitete von zahlreichen Möglichkeiten hierzu ist die sogenannte Einfeld-Abtastung [Heidenhain10]. Bei dieser wird im Strahlengang ein Abtastfeld im Sensorkopf mit dem Maßstab überlagert (Abb._A2.57 links). Das Abtastfeld verfügt innerhalb eines Abschnitts des strukturierten Sensors, der jeweils aus 4 Sensorfeldern besteht (blaue Rechtecke 0° , 90° , 180° , 270° in Abb._A2.57), über eine bestimmte Anzahl von Teilstrichen, die genau um eins größer ist als die des Maßstabs.

Dadurch entsteht ein Moiré-Effekt, der auf den 4 Sensorfeldern 4 um 90° versetzte Lichtintensitäten erzeugt (Abb._A2.57 Mitte), die bei der Bewegung des Maßstabs sinusförmig moduliert werden. Zur Offset-Kompensation werden jeweils zwei um 180° versetzte Signale voneinander subtrahiert, sodass ein Sinus- und ein Cosinus-Signal mit doppelter Amplitude um die Nulllage herum entsteht (Abb._A2.57 rechts). Abhängig davon, welches der Signale voreilt, kann schließlich auch auf die Bewegungsrichtung rückgeschlossen werden.

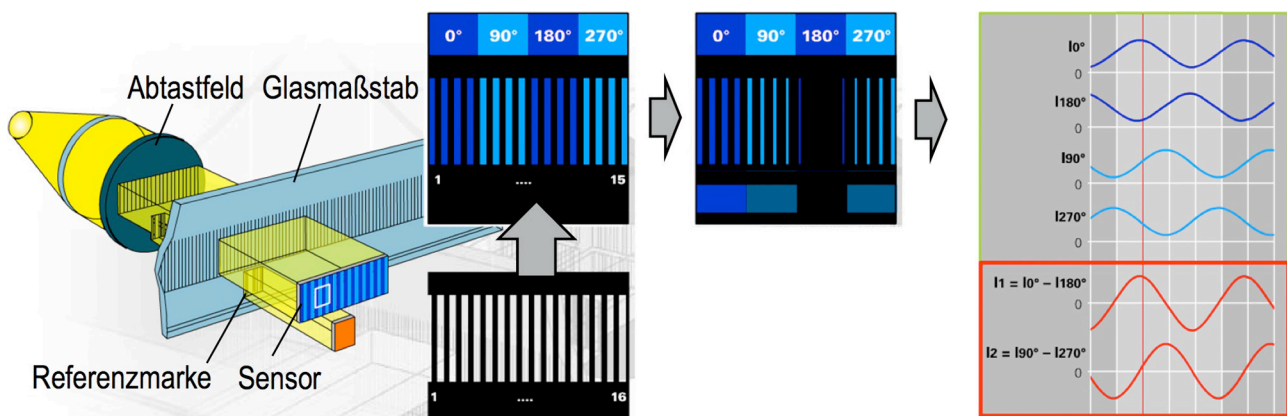


Abb._A2.57: Stand der Technik: Einfeldabtastung bei inkrementalen Wegmess-Systemen, aus [Heidenhain10].

Der Abstand zwischen Abtastplatte und Maßstab muss je kleiner sein, um so feiner die Strichteilung ist. Um praktikable Abstandstoleranzen gewähren zu können, sollte die Teilungsperiode daher nicht feiner als $10\ \mu\text{m}$ sein [Heidenhain10].

Exemplarische Leistungsmerkmale

Durch die hohe Interpolation der Sinussignale können mit inkrementalen, optisch abbildenden Wegmess-Systemen bereits Auflösungen von $1\ \text{nm}$ und Genauigkeitsklassen $\leq \pm 0,5\ \mu\text{m}$ erzielt werden [Heidenhain11]. Hier werden jedoch zwei inkrementale Wegmess-Systeme vorgestellt, die bzgl. ihrer baulichen Integrationsfähigkeit in einen Miniatur-Linear-motor besonders interessant sind:

Typ:	Specto (ST 30...), [Heidenhain12], Abb._A2.58
Maßstab:	Glas oder Glas-Keramik
Maße Taster:	116 mm lang, $\varnothing\ 13\ \text{mm}$ (außen)
Hub:	30 mm

Signalperiode: 20 μm

Systemgenauigkeit: $\pm 1 \mu\text{m}$

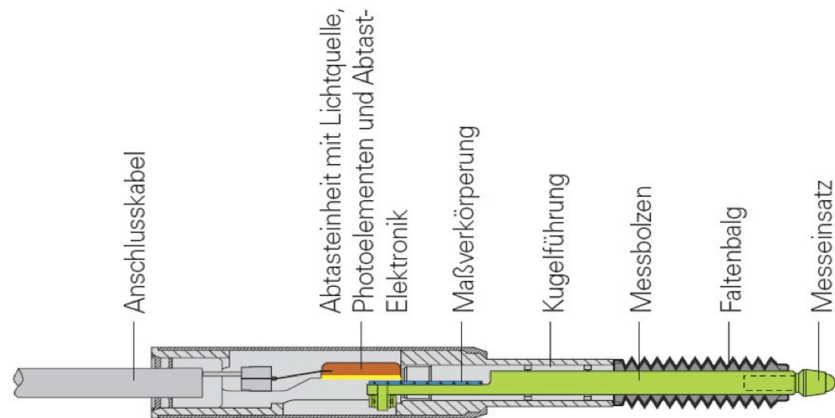


Abb._A2.58: Querschnitt durch einen Messtaster ST 1200 von [Heidenhain12]. Länge: 116 mm, Durchmesser: 13 mm.

Typ: Miniscale, [Schneeberger12], Abb._A2.59

Maßstab: Laserdirektstrukturierung in Edelstahl der Führungsschiene

Teilungsperiode: 40 μm , Strichbreite: 5 μm

Absolutgenauigkeit: $\pm 4 \mu\text{m}$

Auflösung: 1 μm

Wiederholgenauigkeit: $\pm 2 \mu\text{m}$

Verfahrgeschwindigkeit: 5 m/s

Beschleunigung: 300 m/s^2

Betriebstemperatur: 0 ... 70 $^{\circ}\text{C}$

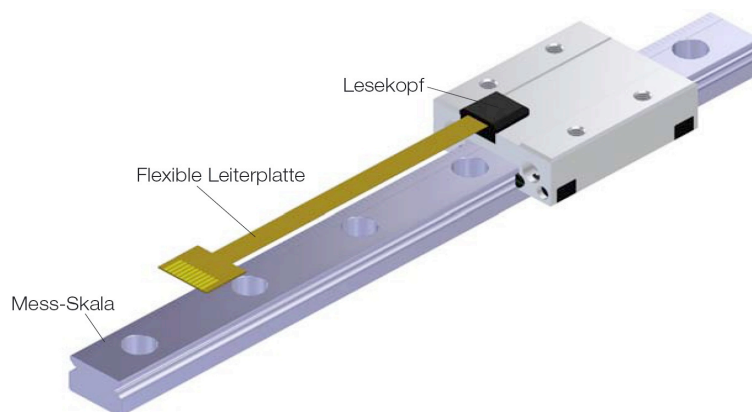


Abb._A2.59: Miniscale: Führungseinheit mit integriertem Wegmess-System von [Schneeberger12]. Schlittenbreite: 17 mm.

Diskreter Absolutmaßstab

Analog zum Grundprinzip der inkrementalen Codierung beruht die diskrete Absolutcodierung auf dem Prinzip mehrerer parallel angeordneter Lichtschranken, d.h. auch hier wird die Struktur des Maßstabs auf der Sensorebene abgebildet. Der Maßstab besteht aus parallel angeordneten Spuren deren Schlitzlänge in Messrichtung derart codiert ist, dass sich aus dem Beleuchtungszustand der dahinter angeordneten Photodetektoren ein binäres Wort ergibt (z.B. 0100 wie in Abb._A2.60 links), das auf der gesamten Länge des Maßstabs nur einmal vorkommt. Dieses Binärwort kann dann einer absoluten Position zugeordnet werden.

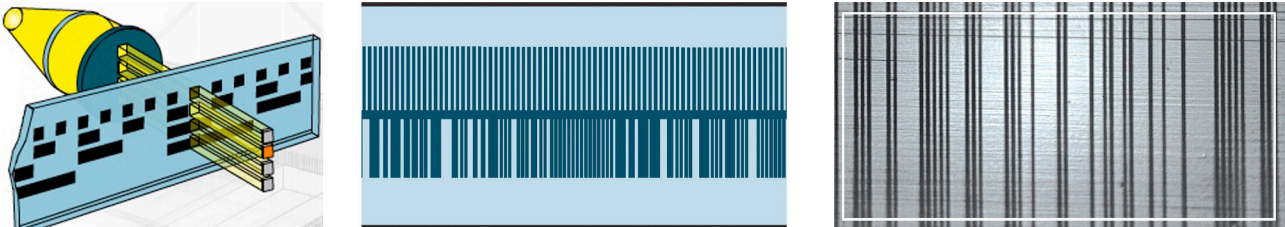


Abb._A2.60: Absolutcodierte Maßstäbe für optische Wegmess-Systeme. Links: Paralleler Binärcode, aus [Heidenhain12], Mitte: Serieller Pseudo-Zufalls-Code mit paralleler Inkrementalspur, aus [Heidenhain11], Rechts: Serieller Pseudo-Zufalls-Code mit überlagelter Inkrementalspur, aus [Renishaw09b].

Stand der Technik sind heute nicht mehr parallele, sondern serielle Codes, da sie die Verwendung deutlich schmalere Maßstäbe ermöglichen. Zu ihrer Codierung werden Pseudo-Zufalls-Sequenzen benutzt, wie sie in Abschnitt 2.2.2.2 beschrieben sind. Die Auflösung der Positionsinformationen wird entweder wie bei [Heidenhain11] durch eine parallel angeordnete oder durch eine überlagerte inkrementale Spur erhöht [Heidenhain11] bzw. [Renishaw09b]. Letzteres hat vor allem den Vorteil, dass ein Gierwinkelfehler des Maßstabs gegenüber dem Sensorkopf nicht zu einem Versatz zwischen inkrementaler und absoluter Spur und damit nicht so schnell zu einer fehlerhaften Abbildung des Maßstabs auf den Sensorzeilen führt. Zudem kann der Maßstab prinzipiell auch schmalere ausfallen.

Exemplarische Leistungsmerkmale

Typ:	RESOLUTE Sensorkopf mit RELA Maßstab (Invar, FeNi36/1.3912), [Renishaw09b], Abb._A2.61
Auflösung:	1 nm
Genauigkeit:	$\pm 1 \mu\text{m}$

Messbereich: 1130 mm
 max. Verfahrensgeschw.: 100 m/s
 Ausdehnungskoeffizient: $0,4 \mu\text{m}/\text{m}/^\circ\text{K}$
 Teilungsperiode: $30 \mu\text{m}$
 Gier-, Nick-, Rolltoleranz: $\pm 0,5^\circ$

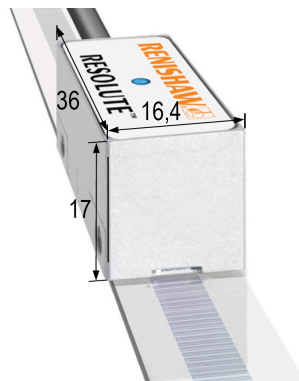


Abb._A2.61: Absolutes Wegmess-System RESOLUTE von [Renishaw09b].

Kontinuierlicher Absolutmaßstab

Ein Winkelmess-System mit dem prinzipiell ein kontinuierliches Absolutsignal erzeugt werden kann, wird in [Quasdorf08] beschrieben und basiert auf der Kombination von 3 Inkrementalspuren mit leicht unterschiedlichen Periodenlängen.

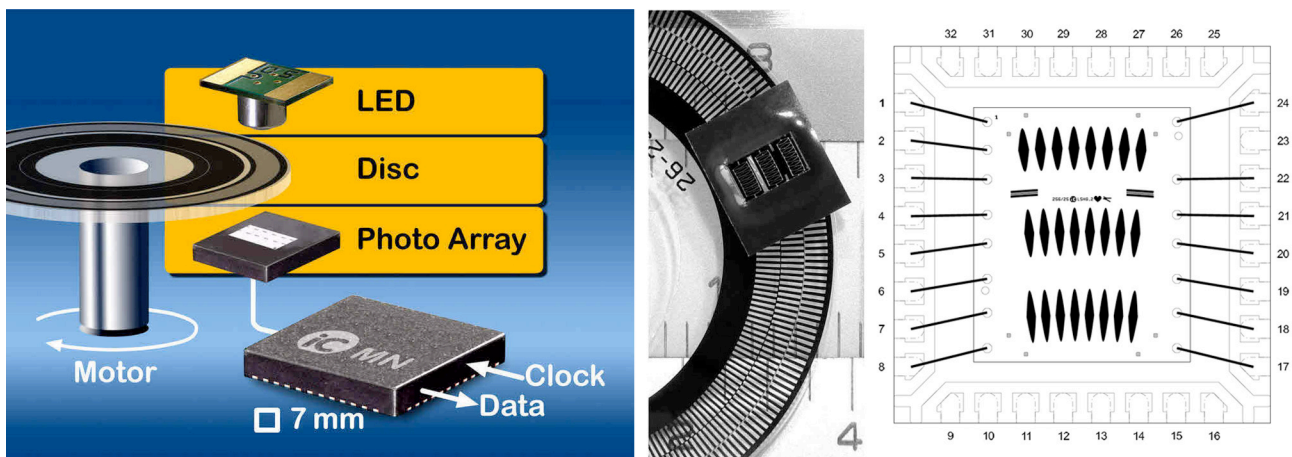


Abb._A2.62: Kontinuierlich absolut codierter Drehgeber mit Systemkomponenten von iCHaus. Links: Systemübersicht [Quasdorf08]. Mitte: Ausschnitt der Maßstabscheibe mit 3 inkrementalen Maßspuren und dem Photo-Array-Bauteil [Quasdorf08]. Rechts: Zeichnung des Photo-Array-Bauteils (cQFN32, $5 \times 5 \text{ mm}$) mit 8 Photoelementen für jede der 3 Spuren [iCHaus08].

In Abb._A2.62 sind die Systemkomponenten bestehend aus LED, Winkelscheibe, Photodioden-Array [iCHaus08] und Signalverarbeitungselektronik iC-MN zu sehen.

Die drei Inkrementalspuren erzeugen 3 Sinus-/Cosinus-Signalpaare mit leicht unterschiedlichen Frequenzen, die nach dem in Abschnitt 2.2.2.1 beschriebenen Verfahren der Phasendifferenzbildung verrechnet werden, um ein absolutes Positionssignal zu erhalten. Aus der Differenz der Signale α_1 und α_2 wird das periodisch lineare Signal β_1 gebildet und anschließend digitalisiert (Abb._A2.63 oben links). Aus der Differenz der Signale α_1 und α_3 wird das über den gesamten Winkelbereich von 360° lineare Signal β_2 gebildet und digitalisiert (Abb._A2.63 unten links). Aus der Kombination des fein aufgelösten β_1 und des grob aufgelösten β_2 wird schließlich das Absolutsignal α gebildet (Abb._A2.63 rechts).

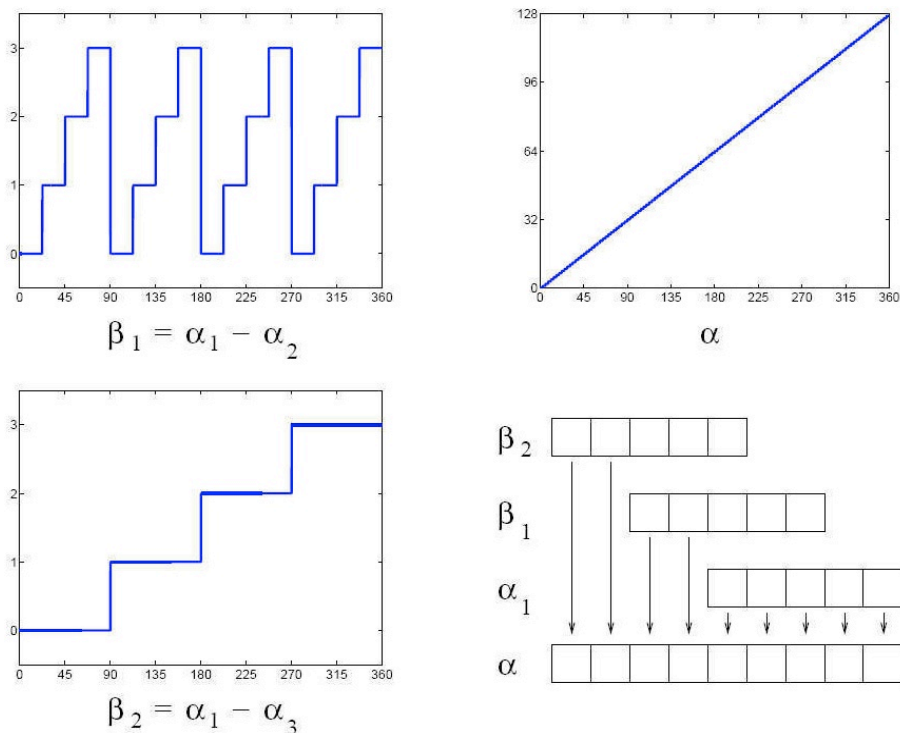


Abb._A2.63: Berechnung des Absolutsignals α aus den 3 Sinus-/Cosinussignalen α_1 , α_2 und α_3 , aus [Quasdorf08].

A2.6.1.2 Interferenz-Maßstab

In diesem Abschnitt werden die drei bekannten Wegmess-Systeme beschrieben, die auf einem Interferenz verursachenden Maßstab beruhen. Dabei arbeitet das erstbeschriebene auf dem Markt verbreitete Wegmess-System inkremental, während die beiden anderen bislang erforschten, aber noch nicht serienmäßig verfügbaren Mess-Systeme, zusätzlich auch absolute Positionsinformationen zur Verfügung stellen.

Inkrementale Wegmessung

Das von Heidenhain vertriebene, interferenzielle Wegmess-System mit dem Kennzeichen LF [Heidenhain11b] besitzt den wie folgt nach [Heidenhain10] beschriebenen und in Abb._A2.64 oben dargestellten Strahlengang:

1. Eine Halbleiterlichtquelle erzeugt über einen Kondensator eine ebene Lichtwelle, die zunächst auf die Abtastplatte trifft.
2. Das Phasengitter der Abtastplatte ist so ausgelegt, dass durch Beugung drei Teilwellen (-1., 0. und 1. Ordnung) annähernd gleicher Intensität entstehen.
3. Am Phasengitter des Maßstabs wird jede Teilwelle erneut in +1. und -1. Ordnung gebeugt. Die 0. Ordnung wird durch die Geometrie des Gitters eliminiert, die beiden äußeren Wellenzüge gehen ins Leere.
4. Am dritten Gitter treffen jeweils eine +1. und eine -1. Beugungsordnung der Teilstrahlen aufeinander und interferieren miteinander. Dabei entstehen durch Beugung am Gitter im Wesentlichen drei Wellenzüge, welche die Abtastplatte unter unterschiedlichen Winkeln verlassen.
5. Sie gelangen über den Kondensator auf Fotoelemente, welche die auftreffenden Lichtintensitäten in elektrische Signale umwandeln.

In der realen Ausführung werden die Teilwellen am Maßstab reflektiert, sodass der Kondensator und die Abtastplatte nur einmal vorhanden sind (siehe Abb._A2.64 unten links). Damit ist dieses Abtastprinzip relativ unabhängig vom Arbeitsabstand.

Das Positionssignal entsteht mit dieser Anordnung auf folgende Weise [Heidenhain10]: Bei einer Relativbewegung zwischen Maßstab und Abtastplatte erfahren die gebeugten Wellenfronten eine Phasenverschiebung Ω . Die Bewegung um eine Teilungsperiode

verschiebt die Wellenfront der 1. Beugungsordnung um eine Wellenlänge nach Plus und die Wellenfront der -1. Beugungsordnung um eine Wellenlänge nach Minus. Da diese beiden Wellen am Austritt aus dem Phasengitter miteinander interferieren, verschieben sie sich zueinander um zwei Wellenlängen. Man erhält also zwei Signalperioden bei einer Relativbewegung um eine Teilungsperiode.

Die drei Abtastsignale werden so verschaltet, dass zwei um 90° elektrisch versetzte Ausgangssignale I_1 und I_2 entstehen (siehe Abb._A2.64 unten rechts).

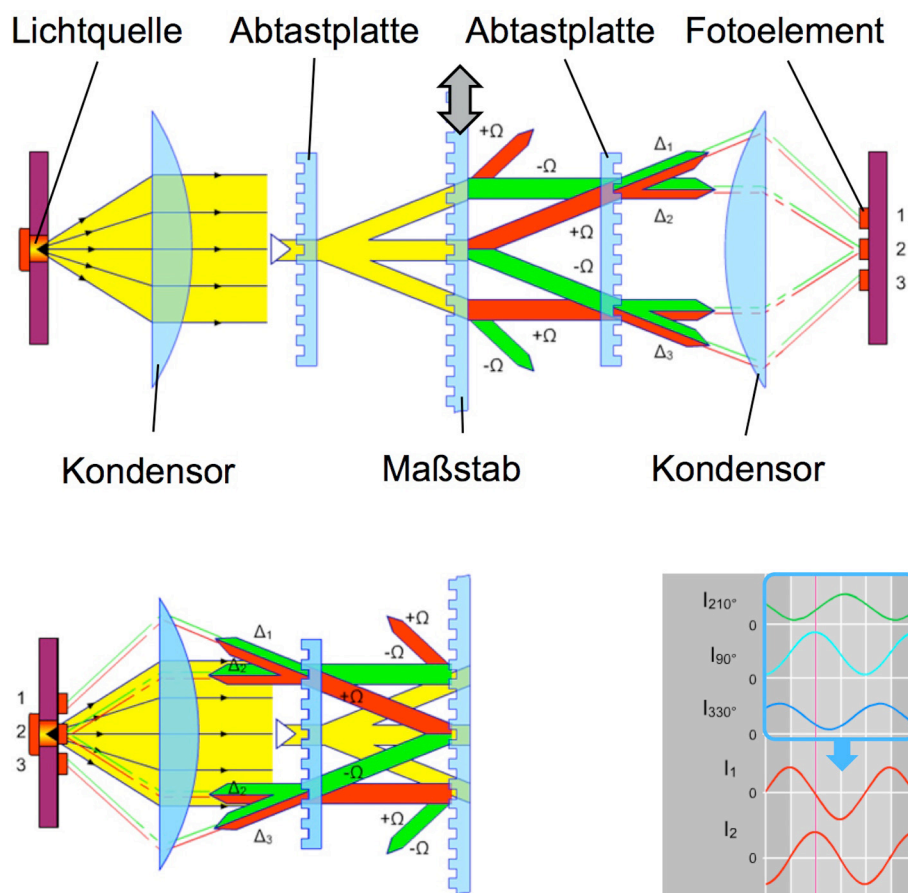


Abb._A2.64: Funktionsprinzip des inkrementalen, Interferenz-basierten Wegmess-Systems mit transparentem Maßstab (oben), reflexivem Maßstab (unten links) und den Ausgangssignalen (unten rechts), aus [Heidenhain11b].

Leistungsmerkmale

Typ:	LF 481, [Heidenhain11b], Abb._A2.65
Genauigkeitsklasse:	$\pm 3 \mu\text{m}$
Teilungsperiode:	$8 \mu\text{m}$

Signalperiode:	4 μm
Grenzfrequenz -3 dB:	≥ 200 kHz
max. Verfahrensgeschwindigkeit:	≤ 1 m/s
Arbeitstemperatur:	0 ... 50 $^{\circ}\text{C}$



Abb._A2.65: Maßstab-basiertes interferenzielles Wegmess-System LF 481 von Heidenhain, [Heidenhain11b].

Absolute Wegmessung

Die absolute Positionserfassung mit Gitterinterferometern, die in [Schilling97] erforscht worden ist, wurde bereits in Abschnitt 3.4.3.1 beschrieben, wird hier jedoch der Vollständigkeit halber noch einmal aufgeführt.

Das Messverfahren basiert auf der gleichen Anordnung von Beugungsgittern wie die inkrementale Wegmessung (siehe Abb._A2.64), jedoch wird der Maßstab durch mehrere parallel angeordnete Beugungsgitter mit leicht unterschiedlichen Gitterperioden gebildet.

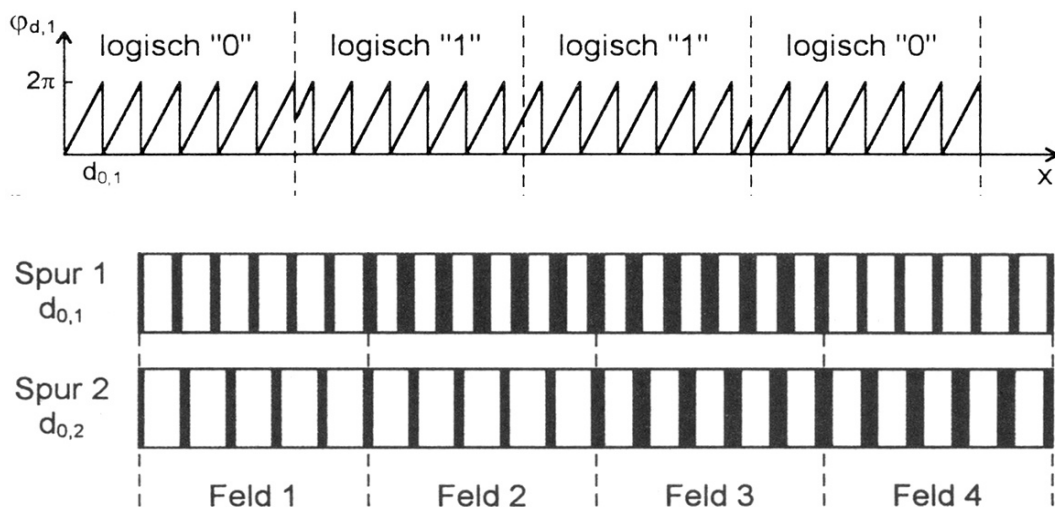


Abb._A2.66: Absolute Wegmessung mit Gitterinterferometer. Oben: Absolutcodierung durch binäre Phasensprünge. Unten: Überlagerte Absolutcodierung durch binäre Variation der Beugungseffizienz. Quelle: [Schilling97].

Die durch ihre Beleuchtung entstehenden Sinussignale besitzen dadurch ebenfalls leicht unterschiedliche Perioden, sodass eine absolute Positionsbestimmung nach dem in Abschnitt 2.2.2.1 beschriebenen Verfahren der Phasendifferenz ermöglicht wird. Es handelt sich dabei zunächst um ein kontinuierliches Messverfahren, das eine hohe Auflösung von weniger als 10 nm erzeugt, jedoch in seiner elementaren Ausführung nur einen Eindeutigkeitsbereich von deutlich weniger als 1 mm besitzt. Zur Erweiterung des Eindeutigkeits- bzw. Messbereichs werden in [Schilling97] parallele, absolutcodierte Spuren vorgeschlagen, die diskrete Phasensprünge des interferierenden Lichtes erzeugen (siehe Abb._A2.66 oben). Die Erzeugung und Detektion interferenzieller Phasensprünge ist jedoch im Allgemeinen aufwändiger als die Detektion binär codierter Transmissions- oder Reflexionseigenschaften, wie diese bei Abbild-Maßstäben verwendet werden. Daher wird dieses Verfahren nur in Spezialfällen empfohlen.

Zur Reduktion der Zahl paralleler Spuren, wird vorgeschlagen, den mindestens zwei Spuren, welche die kontinuierliche Phasendifferenz erzeugen, gröbere diskret absolutcodierte Informationen zu überlagern, indem die Beugungseffizienz der Spuren diskret variiert wird (siehe Abb._A2.66 unten). Dies führt zu diskreten Intensitätsänderungen, die der Phasendifferenzänderung überlagert sind. Unter der Annahme einer in der Praxis erreichbaren Phasengenauigkeit von $2\pi/96$ und einer Gitterkonstante bzw. -periode von $4\ \mu\text{m}$ wird mit drei Spuren eine Schwebungswelle mit einem Eindeutigkeitsbereich von $576\ \mu\text{m}$ erreicht. Eine Überlagerung der drei Spuren mit einer binär codierten Änderung der Beugungseffizienz würde den Eindeutigkeitsbereich um den Faktor $2^3 = 8$ auf $4,608\ \text{mm}$ erweitern. Um einen größeren Eindeutigkeitsbereich zu erhalten, wären also noch deutlich mehr Spuren erforderlich. Je breiter jedoch der Maßstab wird, desto höher werden die Anforderungen an die zeitliche Konstanz der Wellenfront der Beleuchtungswelle, da sich sonst störende Phasendifferenzen zwischen den einzelnen Spuren ergeben.

Daher wird schließlich noch die Reduktion des Maßstabs auf eine einzige Spur durch die Verwendung eines sogenannten Mehrfachgitters vorgestellt, das gleichzeitig Signalperioden unterschiedlicher Längen erzeugt und dessen Entwurf ähnlich dem eines Dammann-Gitters erfolgt [Dammann77]. Mit diesem Verfahren wird ein Eindeutigkeitsbereich von $8,2\ \text{mm}$ demonstriert, dessen Erweiterung nur schwer möglich ist, da hierzu eine bessere Phasengenauigkeit benötigt würde, die sich aber gerade durch diese Erweiterung eher verschlechtert.

Absolute Winkelmessung

Eine auf Beugungsgittern basierende absolute Winkelmessung wurde im Umfeld zweier AiF-Förderprojekte [AiF08,12] an der Universität Stuttgart erforscht und dient gemäß der Bewertung aus Abschnitt 3.4.3.3 als Ausgangspunkt für SensMiLi.

Das Prinzip der Winkelcodierung basiert darauf, dass in eine Kunststoffscheibe eine Codespur, bestehend aus einer Aneinanderreihung von Beugungsgittern, eingeprägt wird. Werden jeweils vier benachbarte Beugungsgitter dieser Spur gleichzeitig von einem Laserstrahl beleuchtet, so treffen auf vier positionssensitiven Photodetektoren (PSD) jeweils die +1. Beugungsordnungen dieser Gitter auf. Die Winkel und Perioden der aufeinander folgenden Gitter werden so codiert, dass sich auf den vier PSDs immer eine einzigartige Anordnung der +1. Beugungsordnungen ergibt, sodass diese eindeutig einer Winkelposition der Codescheibe zugeordnet werden kann. Um bestimmte Fehlerarten zu kompensieren, können zusätzlich die -1. Beugungsordnungen auf vier weiteren PSDs ausgewertet werden (siehe Abb._A2.67).

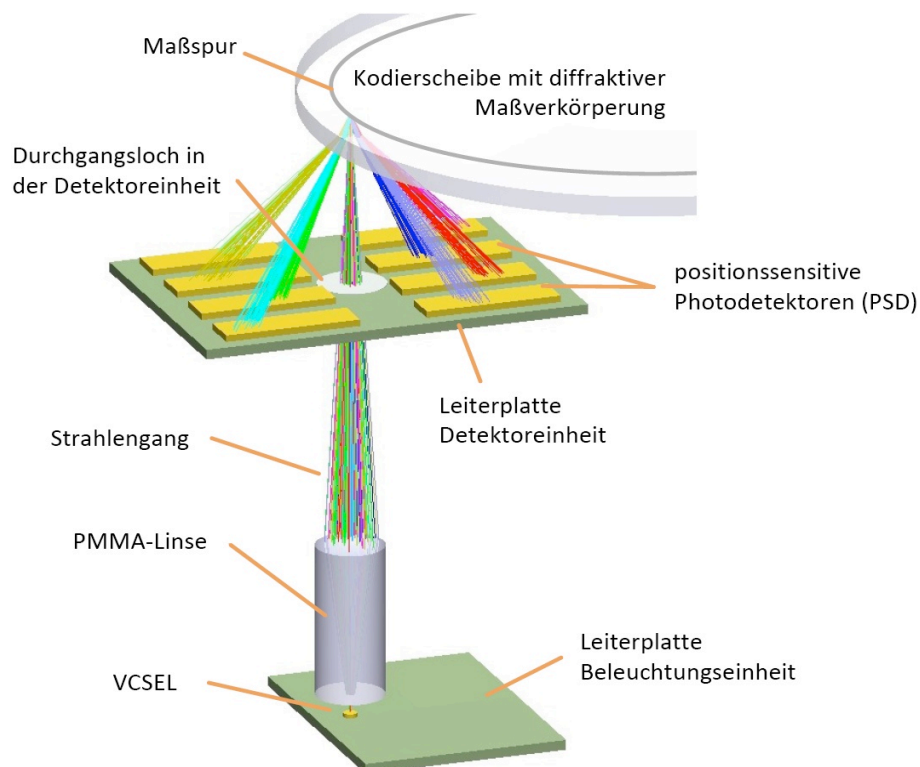


Abb._A2.67: Schematische Darstellung des Strahlengangs und der optischen Komponenten des Aufbaus für die absolute Positionscodierung, aus [Hopp12].

Die Art der Codierung folgt dem Gray-Code-Prinzip (siehe Kapitel 2.2.2.2), ordnet die

Spuren dafür jedoch nicht parallel, sondern kammförmig ineinander geschachtelt an, sodass nur eine einzige Codespur benötigt wird. In Abb._A2.68 ist ein Ausschnitt der Gittersequenz zu sehen, in dem die vier Gitter, die zu einem Codewort gehören, jeweils mit a, b, a', b' gekennzeichnet sind. Ein neuer diskreter Winkelpositionswert steht zur Verfügung, sobald sich der Beleuchtungsfleck über alle vier zu einer Positionsinformation gehörenden Gitter hinwegbewegt hat, d.h. wenn z.B. das Zentrum des Beleuchtungsflecks von Gitter a1 nach Gitter a2 gewandert ist.

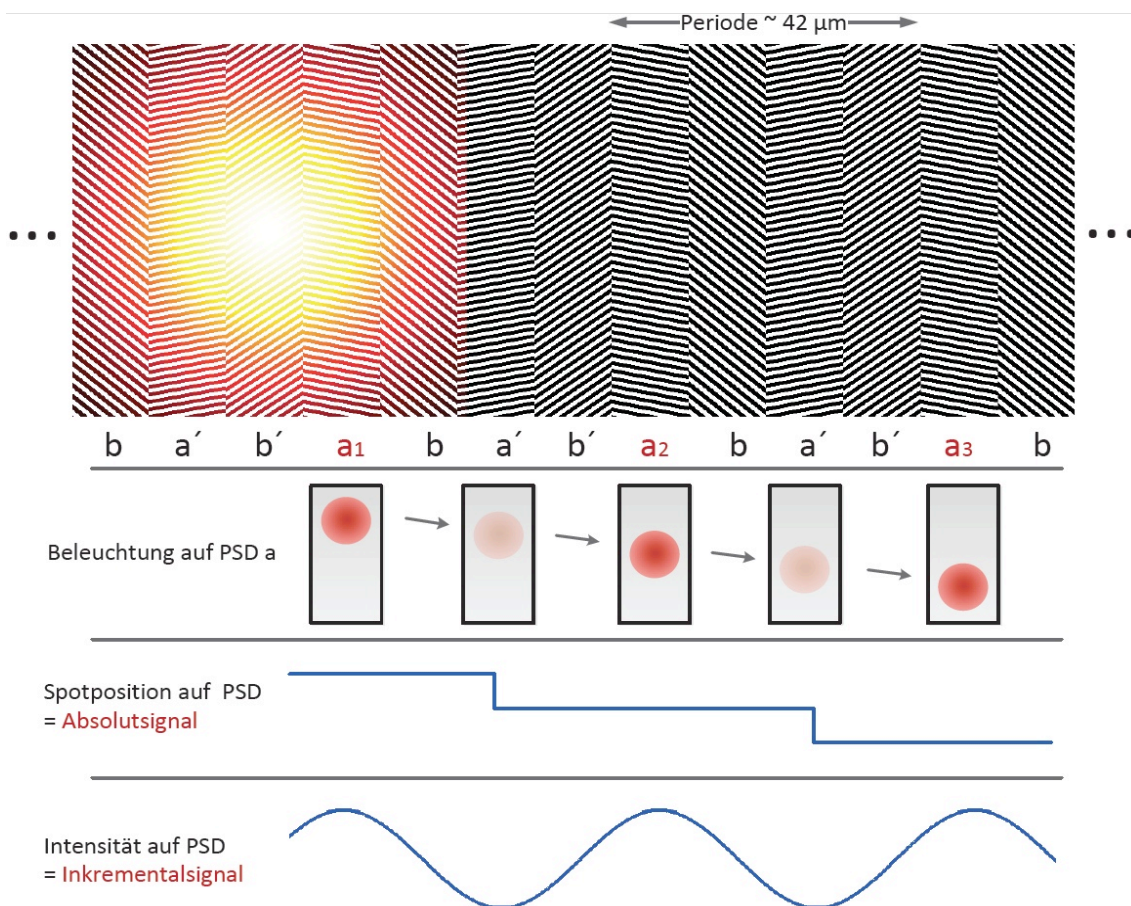


Abb._A2.68: Schematische Übersicht der parallelen Erzeugung der Absolut- und Inkrementalsignale. **Oben:** Gittersequenz mit Beleuchtungsfleck. **Mitte:** Beleuchtung auf PSD a, **Unten:** Diskretes Signal der Beugungsfleckposition auf PSD a und kontinuierliches Signal der Beugungsfleckintensität auf PSD a. Quelle: [Hopp12].

Ein Ausschnitt aus den Positionsverläufen, welche die Beugungsflecken auf den PSDs erfahren, ist in Abb._A2.69 dargestellt. Es ist zu erkennen, dass die Position des Beugungsflecks einer Spur jeweils mit 10 Positionen der nächst feineren Spur untersetzt wird. Es darf jedoch kein direkter Übergang von Position 10 auf Position 1 auf dem PSD erfolgen, da der PSD sonst zweideutige Zwischenzustände detektieren würde. Daher

müssen nach dem Erreichen der Position 10 wieder die Positionen 9 ... 1 folgen. Dies wiederum erfordert, dass die am größten unterteilte Spur nicht 10, sondern 20 Positionszustände durchläuft. Diese müssen von einer zusätzlichen Spur noch einmal hälftig unterteilt werden, um die aufsteigenden Positionen 1 ... 10 von den absteigenden Positionen 10 ... 1 unterscheiden zu können. Auf diese Weise ergibt sich auf den Detektoren über den Umfang die folgende Anzahl an Positionen:

Detektor 4: 2 Positionen

Detektor 3: 2 x 10 Positionen

Detektor 2: 2 x 10 x 10 Positionen

Detektor 1: 2 x 10 x 10 x 10 = 2000 Positionen

Da jedes Beugungsgitter eine Breite von 10 μm besitzt, entsteht also je 40 μm ein neues Codewort, von denen insgesamt 2000 vorhanden sind.

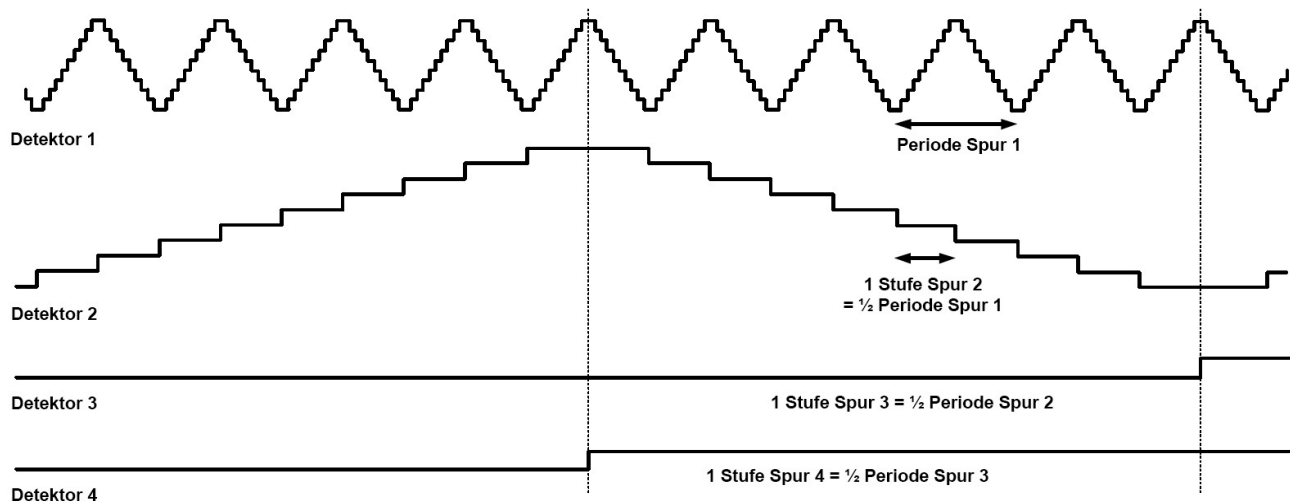


Abb._A2.69: Schematische Darstellung eines Ausschnitts aus den Positionssignalen der kaskadierten, absoluten Positionskodierung, aus [Hopp12].

Zusätzlich zur diskreten Auswertung der Beugungsfleckpositionen auf den PSDs wird auch ihre Intensität ausgewertet, um ein Inkrementalsignal zur Verfügung zu stellen, mit dem die Auflösung erhöht werden kann. Der Intensitätsverlauf ist exemplarisch auf PSD a in Abb._A2.68 (mittig und unten) zu sehen. Durch 10-fach Interpolation des Inkrementalsignals wird eine Winkelauflösung von 64,8" erreicht. Umgerechnet auf den Maßspurumfang von 84,8 mm bedeutet dies eine lineare Auflösung von 4,24 μm .

A2.6.1.3 Speckle-Interferenz-Maßstab

Der Grundgedanke dieses Messverfahrens ist es, keinen Maßstab auf das relativ bewegte Objekt aufzubringen, sondern die stochastische Rauheit seiner Oberfläche zur Erzeugung eines inkrementalen Wegsignals zu nutzen. Der Informationsträger ist hierbei das Specklemuster, das entsteht, wenn ein Laserstrahl auf die Oberfläche gerichtet und an ihren Unebenheiten in verschiedene Richtungen gestreut wird. Die an der reflexiven Oberfläche entstehenden Kugelwellen unterschiedlicher Phasen interferieren im Fernfeld und bilden auf einer Abbildungsebene ein Fleckenmuster, die sogenannten Speckles (siehe Abb._A2.70).

Die Wegmessung mit Hilfe der Speckles wird hier anhand des Förderprojekts MIPOS [Kärcher06] beschrieben, kann grundsätzlich aber auch auf andere Arten erfolgen.

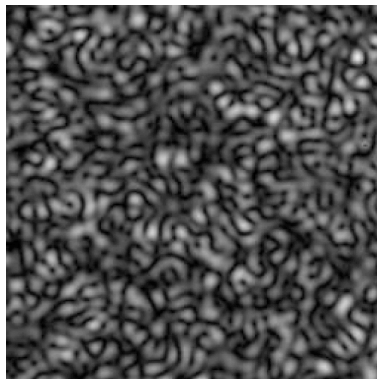


Abb._A2.70: Specklemuster, aus [Radtke04].

Ein kohärenter Laserstrahl wird durch ein Strahlteilergritter geleitet und auf das Messobjekt gerichtet, das bei MIPOS die Kolbenstange eines Pneumatikzylinders ist (siehe Abb._A2.71). Das Strahlteilergritter ist mit einer dünnen Goldschicht versehen und reflektiert daher einen Teil der Strahlung. Dieser als Referenzstrahlengang genutzte Teil wird vom Gitter gebeugt, sodass die +1. Beugungsordnung unter dem Winkel α durch die Linse auf den Detektor fällt.

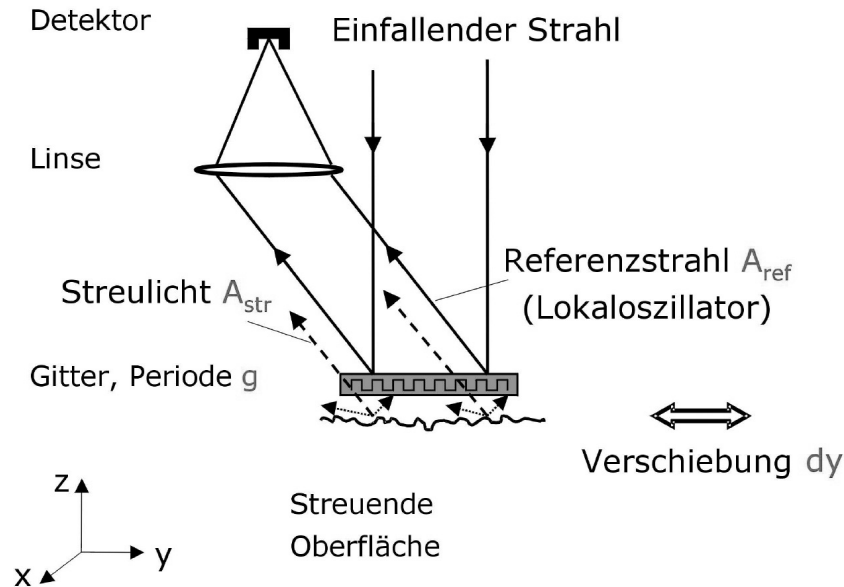


Abb._A2.71: Schematischer Aufbau zur Bewegungsdetektion in Richtung dy über Speckle-Interferometrie, aus [Radtk04].

Der nicht reflektierte Teil des Lichtes trifft auf die Oberfläche des Messobjekts, wird dort in verschiedene Richtungen gestreut und tritt teilweise wieder durch das Strahlteilergritter. Derjenige Teil des rückgestreuten Lichts, der unter dem selben Winkel α gestreut wird wie die Referenzstrahlen, interferiert mit diesen.

Durch die Verschiebung der Oberfläche um dy entsteht eine Phasenverschiebung ds des unter dem Winkel α gestreuten Strahls (siehe Abb._A2.72). Auf diese Weise wird die Interferenz zwischen Mess- und Referenzstrahl moduliert und es ergibt sich ein Intensitätssignal I_{interf} mit einer Periodenlänge, die der Gitterperiode g entspricht:

$$I_{interf}(dy) = A_{ref}^2 + A_{str}^2(\alpha) + 2A_{ref} A_{str}(\alpha) \cdot \cos\left(2\pi \frac{dy}{g}\right) \tag{2.6.1}$$

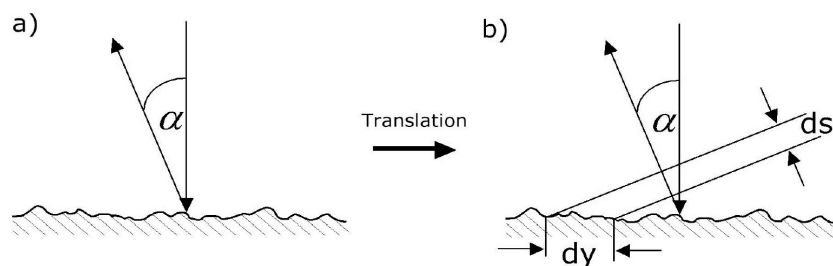


Abb._A2.72: a) Winkelkomponente a_α des in Richtung des Referenzstrahles gestreuten Lichtes, b) Skizze zur Berechnung der Phasenänderung ds durch Translation dy der Oberfläche. Quelle: [Radtk04].

Eine Phasendifferenz würde auch durch eine Abstandsänderung in axialer Richtung dz entstehen. Um diesen Einfluss zu eliminieren, wird zusätzlich eine Interferenzmess-Strecke unter dem Winkel $-\alpha$ der -1. Beugungsordnung eingeführt und mit derjenigen der +1. Beugungsordnung verrechnet.

Um die Bewegungsrichtung erkennen zu können, muss ein weiteres um 90° phasenverschobenes Signal erzeugt werden. Dies gelingt durch die Einstrahlung von zirkular polarisiertem Licht in Verbindung mit einer getrennten Detektion senkrechter Polarisationskomponenten.

Mit diesem von [Radtke04] im Labormaßstab untersuchten Wegmess-System ergibt sich eine Messgenauigkeit von $0,01 \mu\text{m}$ pro Mikrometer Translation in Bereichen geringer Speckle-Intensität. Ein Modell des produktnahen Prototypen, wie er im Förderprojekt „MIPOS“ in [Kärcher06] beschrieben ist, ist in Abb._A2.73 zu sehen.

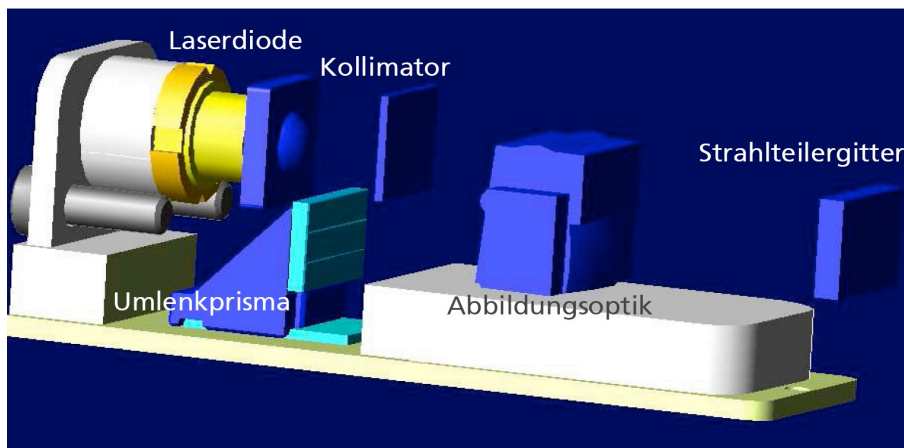


Abb._A2.73: Modell des optischen Systems des Speckle-Interferometers, aus [Kärcher06].

Herausforderungen dieser Technologie ergeben sich bisher noch in folgenden Punkten:

- Statistisch verteilte Aussetzer (drop-outs) durch Minima der Speckle-Intensität.
- Starke Messabweichungen bei Mikrobewegungen durch Positionsregelung im Stillstand.
- Längendehnung zwischen Metallgehäuse und Kunststoff-Optik.
- Hoher Datenstrom von 16 MB/s.

A2.6.2 Interferometrie

A2.6.2.1 Inkrementale Interferometrie

Michelson-Interferometer

Bekanntheit erlangte dieses Messinstrument vor allem 1887 durch das Michelson-Morley-Experiment, durch welches der sogenannte Lichtäther als Medium für die Ausbreitung des Lichts untersucht werden sollte [Wiki12, Michelson-Interferometer]. Erfolgreicher kann es jedoch für die Wegmessung eingesetzt werden und beruht dabei auf folgendem Prinzip (siehe Abb._A2.74):

1. Eine kohärente Lichtwelle wird an einem Strahlteiler (halbdurchlässigem Spiegel) in zwei Teile geteilt.
2. Der eine Teil der Welle wird reflektiert, trifft auf einen ortsfesten Spiegel und wird von dort wieder zum Strahlteiler zurückreflektiert.
3. Der andere Teil durchdringt den Strahlteiler, wird an einem beweglichen Spiegel reflektiert und von dort ebenfalls zurück zum Strahlteiler reflektiert.
4. Am Strahlteiler interferieren die beiden Teilwellen miteinander und werden auf eine Beobachtungsfläche bzw. einen Detektor abgelenkt.
5. Auf der Beobachtungsfläche entsteht ein Interferenzmuster, das mit dem Abstand des beweglichen Spiegels alterniert.
6. Je nach Abstand des beweglichen Spiegels interferieren die Teilstrahlen konstruktiv oder destruktiv, sodass die Lichtintensität auf der Beobachtungsfläche entweder zu- oder abnimmt.
7. Ein Zyklus der Intensitätsänderung der interferierenden Teilwellen bedeutet eine Bewegung des Spiegels um eine halbe Wellenlänge, denn der Lichtpfad korrespondiert mit dem Zweifachen der Spiegelbewegung.
8. Ist die Wellenlänge λ des Lichts bekannt und wird die Anzahl k der Intensitätsperioden gezählt, dann kann die Verschiebung Δs des Spiegels berechnet werden.

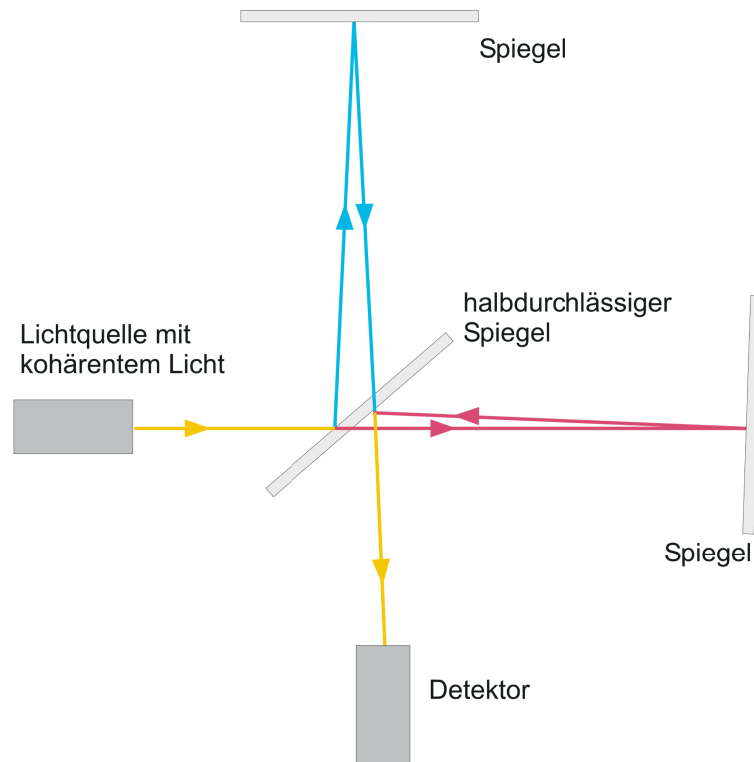


Abb._A2.74: Michelson-Interferometer. Zur Verdeutlichung des Strahlenverlaufs sind die von den äußeren Spiegeln reflektierten Strahlen unter einem Winkel eingezeichnet, obwohl sie tatsächlich parallel verlaufen. Quelle: [Wiki12, Michelson-Interferometer]

Ausgehend von dieser Grundkonfiguration sind noch einige Feinheiten erforderlich, die nun mit dem Homodyn- und dem Heterodyn-Verfahren beschrieben werden.

Homodyn-Interferometer (Intensitätsdetektion) [Zygo99]

1. Ein HeNe Laser emittiert einen Strahl mit einer Frequenz und zwei entgegengesetzten zirkular polarisierten Komponenten (siehe Abb._A.2.75).
2. Der Strahl wird durch einen polarisierten Strahlteiler (PBS) in Mess- und Referenzstrahl aufgeteilt.
3. Durch Reflexion an Spiegeln, gelangen die Strahlen zurück zum Strahlteiler.
4. Um Interferenz zu beobachten, müssen die beiden Strahlen die gleiche Polarisation besitzen. Dies wird durch einen linearen Polarisierer P erreicht, der im 45° Winkel zu den Polarisationen der beiden Strahlen steht.
5. Die Nulldurchgänge der Intensitätsänderung im Photodetektor werden von einer Elektronik gezählt.

6. Um die Richtungserkennung zu ermöglichen, wird ein Signal B erzeugt, das zum Signal A um $\frac{1}{4}$ Wellenlänge verzögert ist. Dazu wird der Strahl durch einen Strahlteiler geteilt (NPBS). Der eine Teil wird durch eine $\lambda/4$ Verzögerungsplatte verzögert, bevor sie auf einen Photodetektor trifft. Um die Richtungserkennung durch die Abfolge steigender und fallender Flanken zu ermöglichen, muss der Messspiegel in Bewegung sein.
7. Um Fehler durch Fluktuationen der Laserintensität zu vermeiden, wird zusätzlich ein Detektor zur Normalisierung der Laserintensität verwendet.

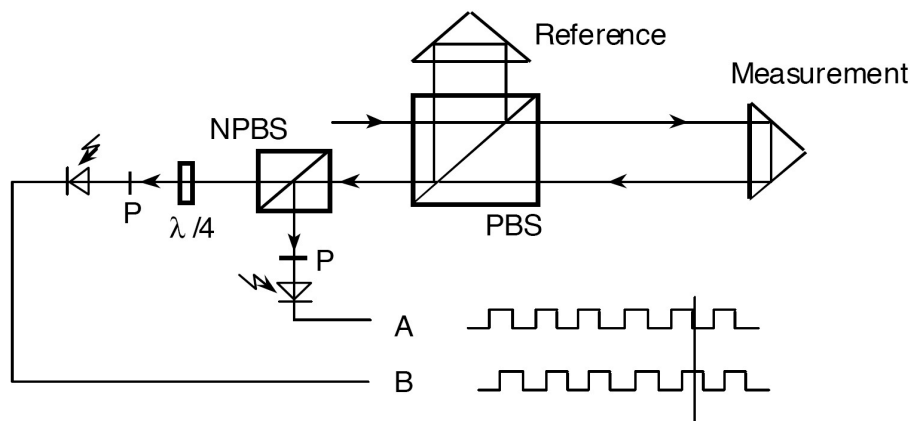


Abb._A2.75: Prinzipskizze eines Homodyn-Interferometers, aus [Zygo99].

Heterody-Interferometer (Phasendetektion) [Zygo99]

1. Es wird ein stabilisierter HeNe Laser mit zwei orthogonal zueinander linear polarisierten Schwingungsmoden mit unterschiedlicher Frequenz verwendet (Abb._A2.76).
2. Frequenz f_1 dient als Messfrequenz und wird vom bewegten Objekt zum Strahlteiler zurückreflektiert.
3. Frequenz f_2 dient als Referenzstrahl und wird von einem festen Spiegel zum Strahlteiler zurückreflektiert.
4. Am Strahlteiler treffen beide Strahlen wieder zusammen und durchwandern einen Polarisierer, der ihre Schwingungsrichtungen parallel zueinander ausrichtet. Nun können die Strahlen interferieren und ihre Interferenz kann detektiert werden.
5. Wenn das bewegbare Objekt stationär verharrt, dann entspricht die Frequenz des Interferenzsignals genau der Differenz der beiden Frequenzen der Laserquelle ($f_1 - f_2$).

6. Wenn sich das Objekt bewegt, dann wird die Frequenz des Interferenzsignals durch den Doppler-Effekt nach oben oder unten verschoben ($f_1 \pm \Delta f_1$), je nachdem in welche Richtung sich das Objekt bewegt.

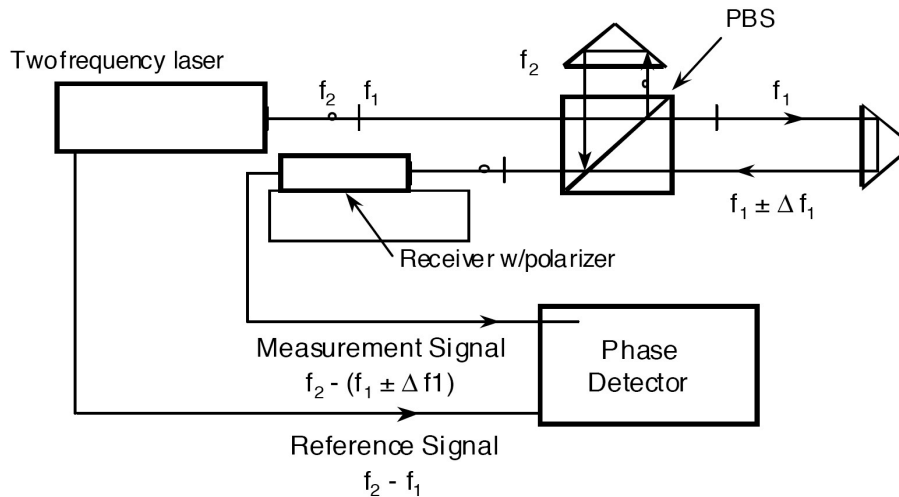


Abb._A2.76: Prinzipskizze eines Heterodyn-Interferometers, aus [Zygo99].

7. Bewegt sich das Objekt mit der Geschwindigkeit v , dann ergibt sich Δf_1 aus:

$$\Delta f_1 = \frac{c \cdot f_1}{c - v} \quad (2.6.2)$$

8. Ein Phasenvergleich zwischen dem Messsignal mit unbekannter Frequenz und dem Referenzsignal mit bekannter Frequenz wird zu diskreten Zeitintervallen durchgeführt (siehe Abb._A2.77 rechts).
9. Die Nulldurchgänge des Referenzsignals werden benutzt, um die Phasenlage des Messsignals zu bestimmen.
10. Die Phasenänderung wird durch einen Photodetektor überwacht und in ein elektrisches Signal mit der Frequenz $f_{mod} = f_2 - (f_1 \pm \Delta f_1)$ umgewandelt (siehe Abb._A2.77 links).
11. Die Phasendifferenz $\Delta \rho$ zwischen den beiden Signalen wird in jedem Zyklus gemessen und akkumuliert. Daraus berechnet sich dann die Distanz des vermessenen Objekts.
12. Aus der Ausgangsfrequenz f_{mod} des Photodetektors kann auch die durch den Dopplereffekt verursachte Frequenzänderung $\pm \Delta f_1$ bestimmt werden, die ein direktes Maß für die Geschwindigkeit v des bewegten Objekts ist.

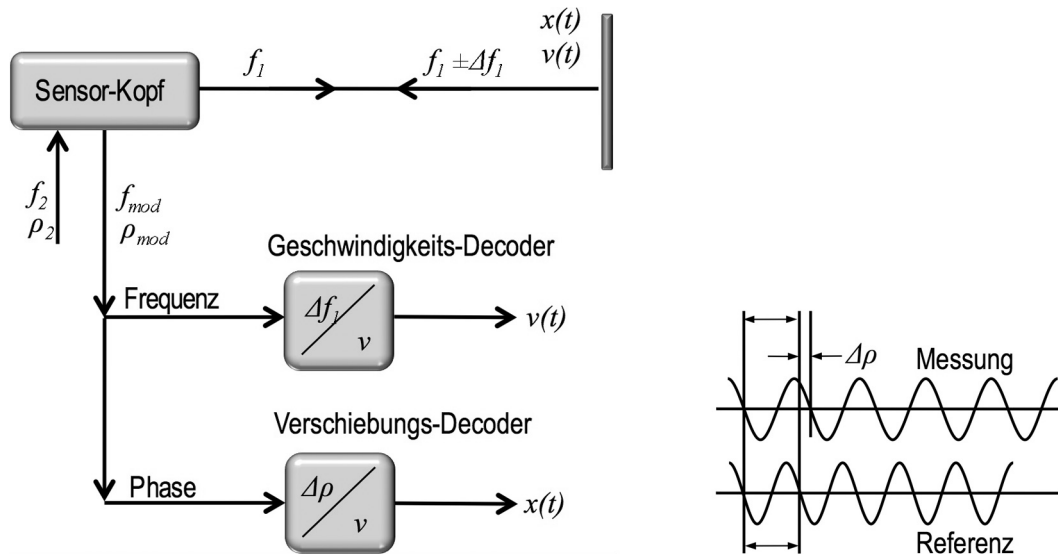


Abb._A2.77: Signalpfade (links) und Verschiebungsmessung (rechts) beim Heterodyn-Interferometer, nach [Zygo99].

Wie der Tab._A2.2 zu entnehmen ist, besitzt das Heterodyn-Verfahren zahlreiche Vorteile gegenüber dem Homodyn-Verfahren.

Detektionsverfahren	Homodyn	Heterodyn
Kontinuierlich messend	nein	ja
Richtungsdetektion	Quadraturausgang	inhärent
Fehlerdetektion	mehrdeutig	eindeutig
Intensitätsempfindlichkeit	ja	nein
Umgebungslichtempfindlichkeit	ja	nein
Bandbreite der Elektronik	$0 \dots 2\nu/\lambda$	$f_1 - f_2 \pm 2\nu/\lambda$
Signal zu Rausch Verhältnis	6 ... 12 bits	2 ... 3 bits
mehrachsig	begrenzt	ja
Komplexität der Empfänger	komplex	einfach
Komplexität der Anordnung	komplex	einfach

Tab._A2.2: Vergleich zwischen Homodyn- und Heterodyn-Interferometer, nach [Zygo99].

Exemplarische Leistungsmerkmale

- Typ: Laserinterferometric Vibrometer SP-S Series, [Sios05],
 Abb._A2.78
- Arbeitsabstand: 30 ... 70 mm, 240 mm

Strahl \varnothing :	12 ... 30 μm , 100 μm
Messbereich:	$\leq \pm 20$ mm
Auflösung:	0,3 nm
Abtastrate:	1 ... 1000 kHz
Frequenzbereich:	0 ... 500 kHz
Wellenlänge:	632,8 nm
Oberflächenrauheit:	beliebig
Oberflächenreflexivität:	$\geq 5 \cdot 10^{-4}$
Bewegungsgeschw.:	1,5 m/s
Prozessor u. Stromvers.:	extern, 150 x 450 x 400 mm Lichteinkopplung in Sensorkopf über Glasfaser
Betrieb u. Datenanalyse:	erfordert PC

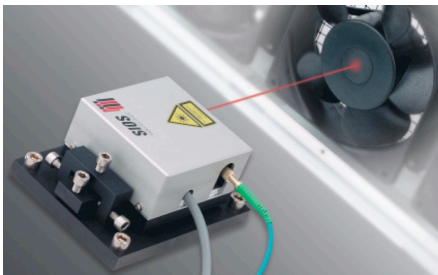


Abb._A2.78: Miniatur-Interferometer mit Lichtleiterankopplung. Links: Optik-Gehäuse. Rechts: System aus Optik-Gehäuse, Lichtquelle und PC. Quelle: [Sios05].

Typ:	Zweifrequenz Laserwegmesssystem ZLM 700/800, [Jenaer03] Abb._A2.79
Auflösung:	2,5 nm (Tripelreflektor) 1,25 nm (Planspiegel) (optional 0,62 nm)
Linearität:	$\pm 1,25$ nm (Tripelreflektor) $\pm 0,62$ nm (Planspiegel)
Wellenlänge:	632,8 nm (HeNe-Laser)
Strahl \varnothing	6 mm (optional 3,2 mm) Strahlaufweitung für großen Messbereich
Messbereich:	40 m (optional 120 m)
Verfahrensgeschw.:	4 m/s (optional 16 m/s)
Schnittstelle:	Quadratursignale, 32 bit (Echtzeit), $\Delta t \approx 20$ ns
Betriebstemperatur:	15 ... 30 °C

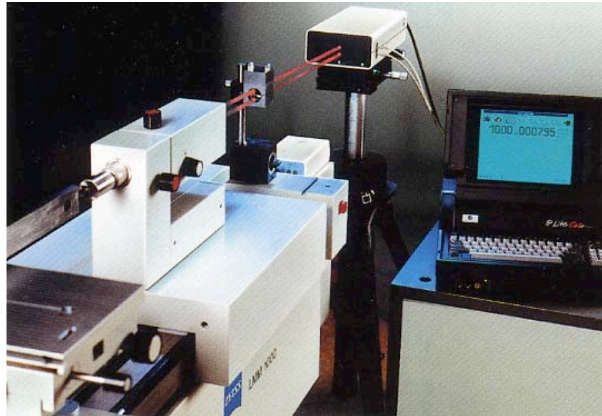


Abb._A2.79: Interferometer ZLM 800 von JENAer Meßtechnik GmbH, [Jenaer03].

A2.6.2.2 Absolute Interferometrie

Nach [Kinder03] gibt es bisher drei grundsätzlich verschiedene Arten absolutmessender Interferometer:

- Die Kombination mehrerer stabiler Lichtwellenlängen (Mehrwellenlängen-Interferometrie).
- Die Verwendung von Licht mit geringer Kohärenzlänge (Weißlichtinterferometrie)
- Die gezielte Änderung (Durchstimmung) der optischen Frequenz und anschließende Berechnung der Distanz aus der beobachteten Phasenänderung des Interferenzsignals.

Die beiden erstgenannten Verfahren ermöglichen zwar eine Auflösung im Nano- bis Subnanometerbereich, besitzen jedoch nur einen Eindeutigkeitsbereich von Mikrometern bis wenigen Millimetern. Daher sind sie eher zur Vermessung von Oberflächentopographien als zur Wegmessung geeignet.

Mit dem letztgenannten Verfahren hingegen sind gemäß [Kinder03] Messbereiche von mehreren Metern bei einer Auflösung von wenigen Mikrometern möglich.

[Kinder03] beschreibt die Funktionsweise dieses Wegmess-Systems, dessen Aufbau in Abb._A2.80 zu sehen ist, wie folgt:

„[Es handelt] sich um ein Doppel-Heterodyn-Laserinterferometer. Die optische Frequenz eines Lasers und damit auch die Frequenz der zwischen diesem und einem weiteren Laser generierten Schwebung wird um einen bestimmten Betrag $\Delta\nu = 100$ GHz durchgestimmt. Zur Berechnung der unbekannt optische Wegdifferenz wird das Verhältnis der Interferenzphasenänderungen an Meß- und Vergleichsinterferometer gebildet, wobei letzteres als Maßstabsverkörperung dient.“

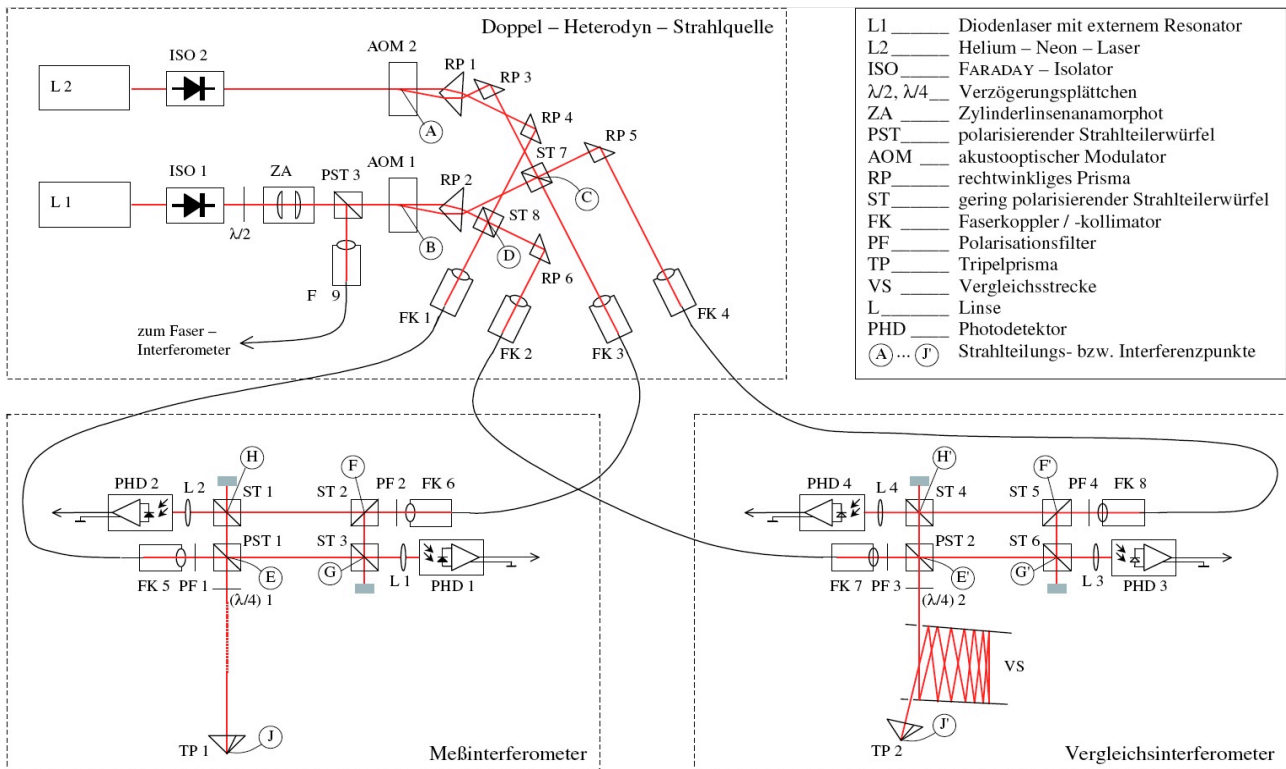


Abb._ 2.80: Schema der Interferometeranordnung zur absoluten Abstandsmessung, aus [Kinder03].

[Meiners03] beschreibt ein ähnliches absolutmessendes Interferometer sinngemäß auf folgende Weise:

Die Wellenlänge eines Lasers wird in einem Abstimmbereich von 60 GHz mit 25 Hz moduliert, während gleichzeitig die Phase eines angeschlossenen Interferometers gemessen wird. Der Längenunterschied entspricht vereinfacht dem Verhältnis der Phasenänderung zur Frequenzänderung. Das Licht wird gleichzeitig in einem Interferometer zur Längenmessung und in ein Fabry-Perot-Interferometer (FPI) mit einem freien Spektralbereich von 300 MHz eingekoppelt. Die Transmission des FPI dient als Marke zur Messung der Frequenzänderung des Lasers. Mit dieser Anordnung konnte eine Standardabweichung der Längenmessung von 10 µm bei einer Länge von 2 m erreicht werden.

A2.6.2.3 Konoskopische Holographie

Funktion [Wiki12, Konoskopische Holographie]

Eine schematische Übersicht über die Komponenten des Wegmess-Systems, deren Funktion im Folgenden erläutert wird, ist in Abb._A2.81 dargestellt.

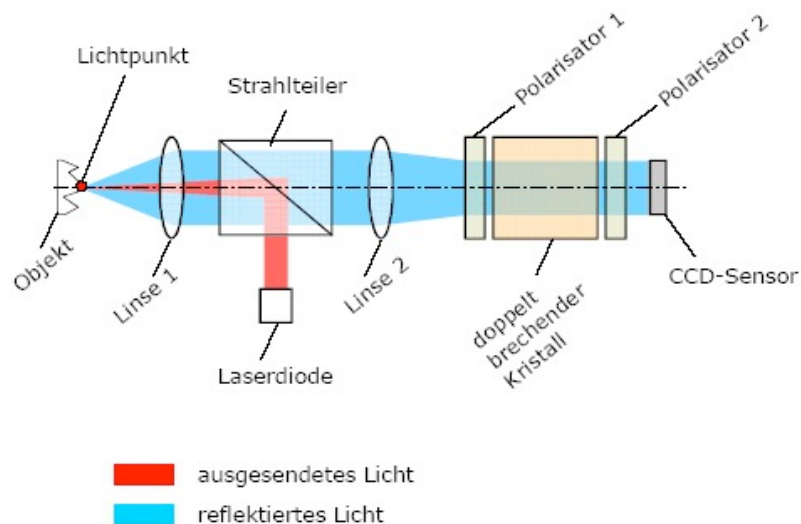


Abb._A2.81: Optische Anordnung der konoskopischen Holographie, aus [Wiki12, Konoskopische Holographie].

- Ein Laserstrahl wird auf das Messobjekt fokussiert.
- Ein Teil des vom Objekt diffus reflektierten Lichtes wird vom Objektiv erfasst und durch einen doppelt brechenden Kristall geleitet.
- Die Teilstrahlen treten um die Distanz Δz voneinander entfernt und damit phasenverschoben aus dem Kristall aus, wobei Δz abhängig von Kristalleigenschaft und dem Einfallswinkel θ ist (Abb._A2.82).
- Die phasenverschobenen Teilstrahlen werden nach dem Austritt aus dem Kristall wieder überlagert, sodass ein Interferenzmuster entsteht (Abb._A2.83 rechts), das von einem CCD-Sensor aufgenommen wird.
- Im Interferenzmuster sind Informationen über den Winkel des einfallenden Lichtstrahls gespeichert. Aus diesem Winkel kann der Abstand des Lichtpunktes rekonstruiert werden.
- Die Sammlung aller Interferenzmuster ergibt eine Fresnel'sche Zonenplatte.
- Der Abstand R_{ao} des Objektpunktes zum CCD-Array korreliert mit dem mittleren

Radius R_m des Interferenzrings m -ter Ordnung:

$$R_{ao} = \sqrt{\left(\frac{m \cdot \lambda}{2}\right)^2 - R_m^2} \tag{2.6.3}$$

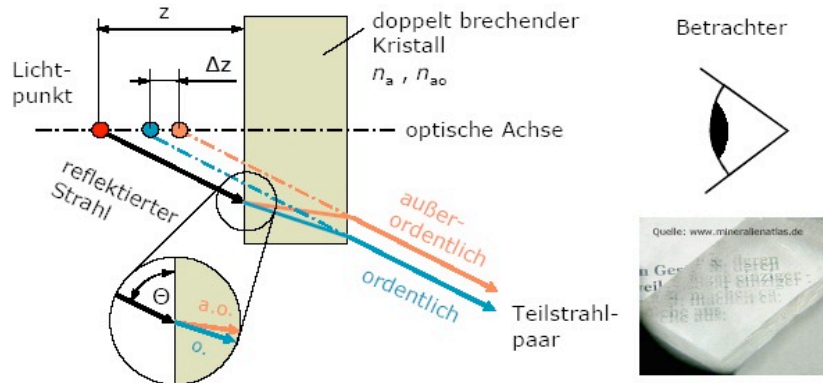


Abb._A2.82: Aufspaltung eines Lichtstrahls an der Oberfläche eines doppelt brechenden Kristalls, aus [Wiki12, Konoskopische Holographie].

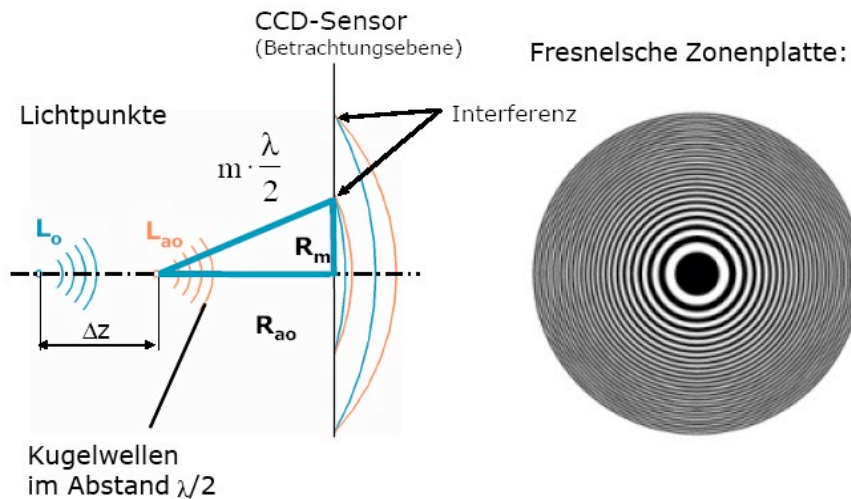


Abb._A2.83: Die hinter dem doppelt brechenden Kristall zusammengeführten Strahlen eines Lichtpunktes L_o und L_{ao} (siehe Abb._2.82) interferieren zu einem Ringmuster. Die Summe der Interferenzmuster aller Lichtpunkte ergibt die Fresnel'sche Zonenplatte. Quelle: [Wiki12, Konoskopische Holographie].

Der Vorteil des Verfahrens liegt darin, dass der Winkel jedes diffus reflektierten Strahls erfasst und ausgewertet wird. Dies ist deutlich robuster als das Triangulationsverfahren, da Winkelfehler herausgemittelt werden. Das Triangulationsverfahren hingegen ermöglicht keine Mittlung, da nur ein Strahl ausgewertet wird.

Exemplarische Leistungsmerkmale

Typ:	Smart ConoProbe, [Optimet08], Abb._A2.84
Messbereich	34 mm (0,6 ... 120 mm)
Absolutgenauigkeit:	$< 12 \mu\text{m}$ ($< 1 \dots < 60 \mu\text{m}$)
Wiederholgenauigkeit (2σ):	$< 3 \mu\text{m}$ ($< 0,3 \dots < 15 \mu\text{m}$)
Messabstand:	90 mm (15 ... 175 mm)
Messfrequenz:	3 kHz
Gewicht:	380 g
Laser Klasse:	FDA Klasse II, IEC Klasse 2
Mikroprozessor:	integriert

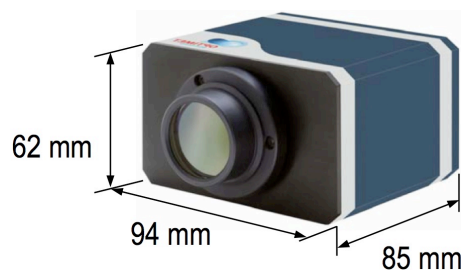


Abb._A2.84: Smart ConoProbe zur Distanzmessung mit Hilfe konoskopischer Holographie, von [Optimet08].

A2.6.3 Ort der Abbildung

A2.6.3.1 Triangulation

Funktion [Burkhardt04]

1. Ein Laserstrahl wird auf das zu messende Objekt gerichtet (Abb._A2.85 links).
2. Das vom Objekt diffus reflektierte Licht wird über die Empfangsoptik auf die Detektorebene abgebildet.
3. Der Detektor ermittelt den Schwerpunkt der Intensitätsverteilung.
4. Aus der Lage x des Schwerpunkts, der Basislänge B und dem Abstand F der Detektorebene zur Optik wird der Objektabstand s bestimmt:

$$s = \frac{B \cdot F}{x} \quad (2.6.4)$$

5. Der Zusammenhang zwischen x und s ist jedoch nicht linear, sodass eine Linearisierung im Microcontroller erfolgen muss.

Als Detektoren sind PSDs oder CCD- bzw. CMOS-Zeilen verbreitet. Ein PSD bietet zwar eine hohe Dynamik, liefert jedoch prinzipiell nur eine Information über den Lichtschwerpunkt. Eine CCD-Zeile hingegen ermöglicht durch die Analyse der Lichtverteilung eine Eliminierung von störenden Lichtreflexionen und bietet daher unter schwierigen Lichtverhältnissen genauere Positionsinformationen.

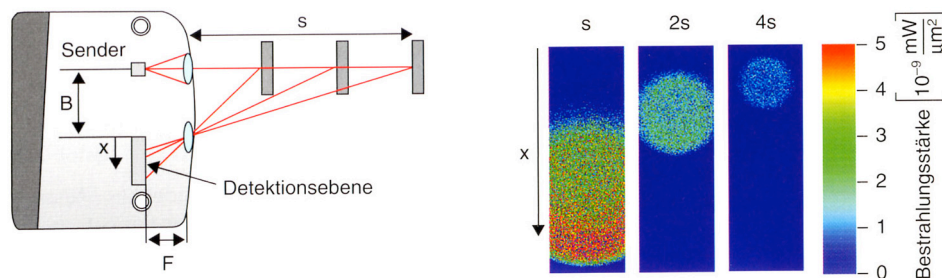


Abb._A2.85: Prinzip der Triangulations-basierten Abstandmessung. Links: Schematischer Aufbau eines Lasertriangulators mit Strahlengang. Rechts: Abbildung des Messflecks auf der Detektorebene bei verschiedenen Abständen. Quelle: [Burkhardt04].

Faktoren, die limitierend auf die Messgenauigkeit wirken, sind die Fokusslänge und der Scheimpflugwinkel.

Je länger der Messbereich ist, desto länger muss die Fokusslänge des Messstrahls sein, denn wenn der Messfleck auf dem Messobjekt nicht mehr fokussiert ist, wirkt sich dies negativ auf seine örtliche Begrenztheit auf der Detektionsebene und damit auf die Bestimmbarkeit seines Schwerpunktes aus. Den Messstrahl über eine weite Strecke fokussiert zu halten, ist daher eine bedeutende Herausforderung.

Damit der Messfleck auf dem Empfänger vollständig scharf abgebildet wird, müssen sich nach der Scheimpflug-Bedingung die Ebene der Abbildungsoptik und die des Empfängers in der Achse des Beleuchtungsstrahlengangs schneiden [Dutschke96] (Abb._A2.86). Nach [Baribeau91] besitzt der Scheimpflugwinkel neben der Wellenlänge des Lasers, der Bildweite und der Apertur der Abbildungslinse ebenfalls einen Einfluss auf die Messunsicherheit.

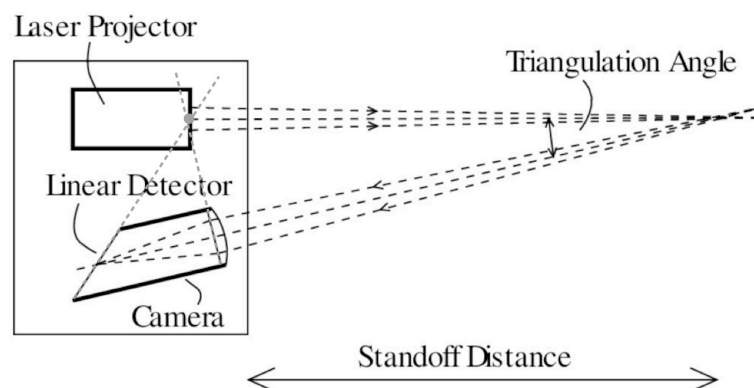


Abb._A2.86: Umsetzung des Scheimpflug-Kriteriums bei Lasertriangulatoren: Die Ebene des Detektors und der Abbildungslinse schneiden sich auf der Achse des Beleuchtungsstrahlengangs. Aus [Braggins98].

Exemplarische Leistungsmerkmale

Typ:	optoNCDT ILD 2300-50, [MicroEpsilon12d], Abb._A2.87
Bildsensor:	CCD
Messbereich:	50 mm (2 ... 200 mm)
Beginn Messbereich:	45 mm (24 ... 130 mm)
Linearität:	10 μm (0,6 ... 60 μm)

Messfrequenz:	1,5 ... 49,02 kHz
Auflösung:	0,8 µm bei 20 kHz (0,03 ... 3 µm)
Arbeitstemperatur:	0 ... +50 °C
Controller:	integriert
Lichtquelle:	Laserdiode, Laserklasse 2, 670 nm
Lichtkegeldurchmesser:	255 x 350 µm (am Ende des Messbereichs)



Abb._A2.87: Lasertriangulator optoNCDT 2300 von MicroEpsilon [MicroEpsilon12d].

A2.6.3.2 LED-Mikrometer

Von einer Hochleistungs-LED wird über eine Optik ein paralleler Lichtvorhang erzeugt (Abb._A2.88), der von einer gegenüberliegenden CCD-Kamera erfasst wird. Befindet sich ein Objekt in diesem Lichtvorhang, so erzeugt es einen Schatten auf der CCD-Kamera, dessen Position und Größe bestimmt wird. Ein telezentrisches Objektiv sorgt dafür, dass das Messobjekt ohne Verzerrung und in Originalgröße auf die CCD-Kamera abgebildet wird.

Leistungsmerkmale

Typ:	optoControl 2600, ODC2600-40, [MicroEpsilon12e],
Messbereich:	40 mm
Durchmesser min.:	0,3 mm
Messabstand:	150 ±5 mm

Linearität:	$\pm 3 \mu\text{m}$
Wiederholgenauigkeit:	$\pm 1 \mu\text{m}$
Auflösung:	$0,1 \mu\text{m}$
Abtastrate:	2,3 kHz
Betriebstemperatur:	0 ... 50 °C
Lichtquelle:	rote LED

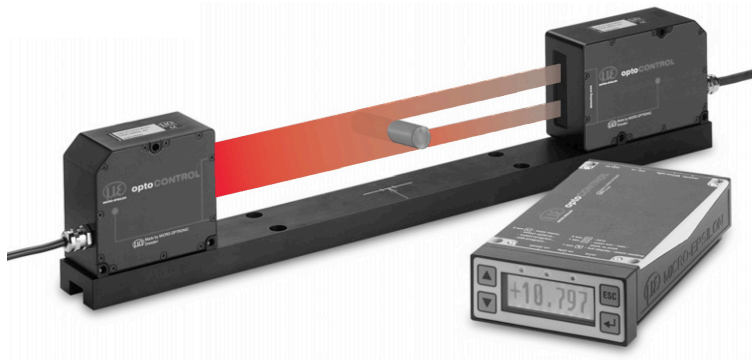


Abb._A2.88: LED-Mikrometer von [MicroEpsilon12e].

A2.6.3.3 Bildverfolgung

Bei der Bildverfolgung werden Bewegungen detektiert, indem Bilder des Untergrundes, relativ zu welchem die Bewegung stattfindet, von einem Bildsensor aufgenommen und miteinander verrechnet werden. Anwendung findet dieses Verfahren beispielsweise bei optischen Computermäusen, bei denen die Verrechnung meist entweder auf der Bildkorrelation oder dem optischen Fluss der Bilder basiert [Wiki12, optische Maus]. In Abb._A2.89 ist die optische Anordnung einer solchen Computermaus zu sehen.

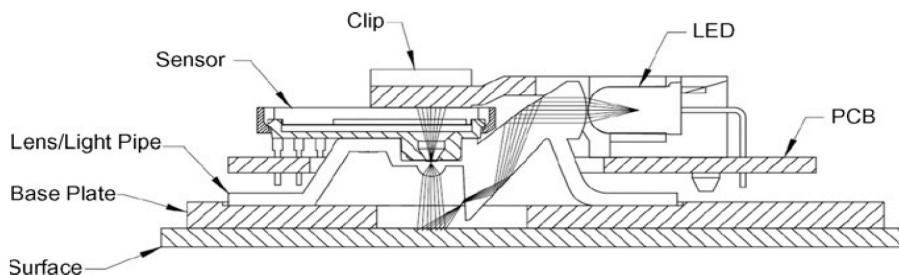


Abb._A2.89: Zeichnung der optischen Elemente in einer Computermaus von Avago Technologies, aus [Tresanchez09].

Exemplarische Leistungsmerkmale

Typ:	ADNS-9800 LaserStream Gaming Sensor, [Avago12]
Lichtquelle:	VCSEL, $\lambda = 832 \dots 865 \text{ nm}$
max. Geschwindigkeit:	3,81 m/s
max. Beschleunigung:	300 m/s ²
Abtastfrequenz:	12 000 Bilder/s
Abstandstoleranz:	1 ... 5 mm
Auflösung:	3 μm
Bildsensor:	30 x 30 pixels CMOS-Chip (in Typ ADNS 3088 [Tresanchez09])

A2.6.4 Reflexionsintensität

Funktion

Gemäß [Engstrand07] beleuchtet eine LED in der Endkappe eines Zylinders dessen Innenraum. Die Messung der Reflexionsintensität durch einen Lichtsensor ermöglicht die Berechnung der dem Licht ausgesetzten Zylinder-Innenfläche. Diese ist ein Maß für die Position des Kolbens. Zur Modifikation der Lichtreflexion können auf die Innenwände des Zylinders Schichten mit speziellen Reflexionseigenschaften aufgebracht werden.

Werden zwei unterschiedliche Volumina mit der gleichen Lichtintensität beleuchtet, so kann laut [MotionControls12b] aus dem Unterschied der gemessenen Reflexionsintensitäten auf den Unterschied der Volumina geschlossen werden. Auf diese Weise könnte beispielsweise ein bekanntes Referenzvolumen zur Bestimmung eines Messvolumens verwendet werden.

Wie in Abb._A2.90 und Abb._A2.91 gezeigt, wird dieses absolute Messverfahren als integriertes Wegmess-System in Pneumatikzylindern verwendet.

Leistungsmerkmale

Typ:	iNSiGHT, [MotionControls12a], Abb._A2.90
Messbereich:	254 mm
Auflösung:	„unendlich“
Wiederholgenauigkeit:	0,76 mm
Betriebstemperatur:	-12 ... +80 °C

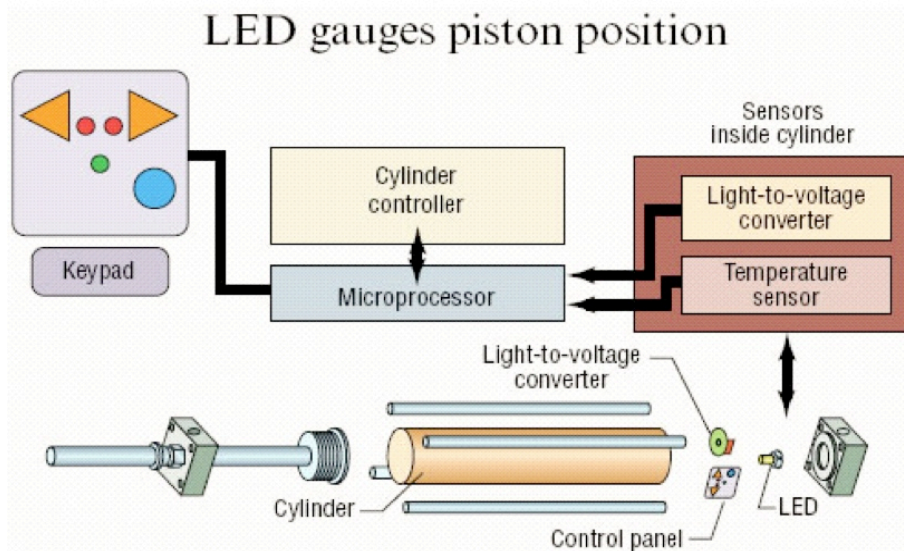


Abb._A2.90: Schematik der Systemkomponenten des Reflexionsintensität-basierten Positionssensors „iNSiGHT“ in einem Pneumatikzylinder, aus [Mraz08].

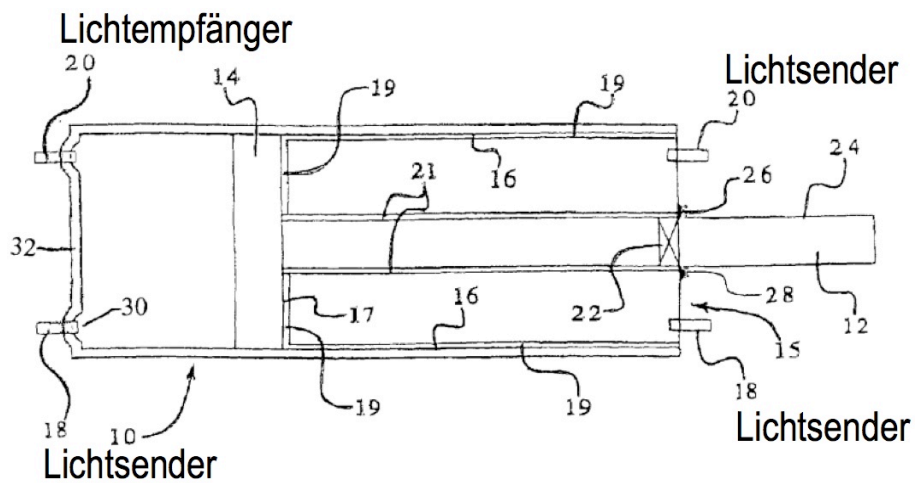


Abb._A2.91: Schnittzeichnung der Integration des Reflexionsintensität-basierten Positionssensors in einem Pneumatikzylinder aus dem US-Patent [Engstrand07].

A2.6.5 Fokussierung

A2.6.5.1 Geometrie der Fokusfleck-Abbildung (Autofokus)

Funktion [OPM12b]

Eine punktförmige Lichtquelle wird über das Abtastobjektiv auf die Oberfläche der Probe projiziert (Abb._A2.92 links).

Der zurücklaufende Lichtweg wird von einem Strahlteiler ausgekoppelt. Unter dem Einfluss einer Zylinderlinse wird der Brennpunkt in zwei zueinander orthogonale Brennlinien aufgespalten. Der dahinter angeordnete Detektor ist mittig zwischen die nominale Position der Brennlinien positioniert. Befindet sich die Oberfläche exakt im Fokus, entsteht auf dem Detektor ein Kreis (Abb._A2.92 rechts, mittleres Teilbild). Abweichungen von der Fokussierung verursachen durch Astigmatismus an der Zylinderlinse die Abbildung einer Ellipse, deren Orientierung und Exzentrizität ein Maß für die Defokussierung nach Betrag und Richtung darstellt (Abb._A2.92 rechts, linkes und rechtes Teilbild).

Die Formabweichung wird über die unterschiedlich stark beleuchteten Quadranten der Photodiode erfasst und einem Regelkreis zugeführt. Der Regelkreis bewirkt mittels Verstellung der Objektivlinse die Nachführung des Fokus auf der Probenoberfläche.

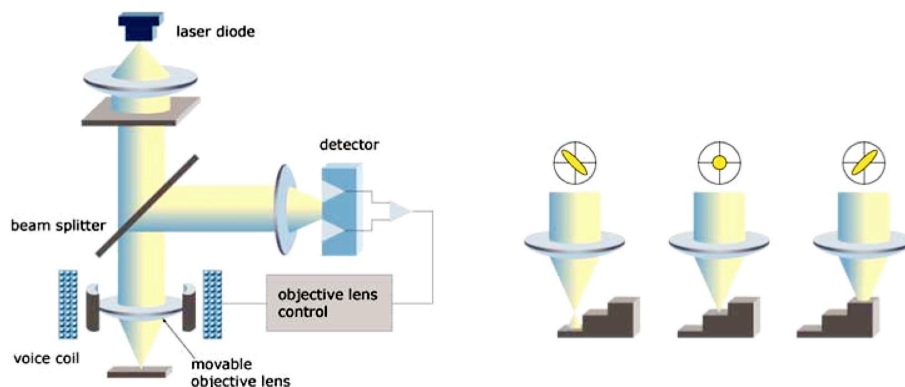


Abb._A2.92: Schematischer Aufbau eines Autofokus-Sensors (links) und die Geometrie-Veränderung des auf den Detektor abgebildeten Fokusflecks bei verschiedenen Objekthöhen (rechts). Quelle: [Solaris12b]

Exemplarische Leistungsmerkmale

Typ:	AF16, [OPM12], Abb._A2.93
Messbereich:	1,5 mm
Auflösung:	10 nm

Linearität:	0,2 μm
Wiederholgenauigkeit:	10 nm
Lichtquelle:	Halbleiterlaser, $\lambda = 780 \text{ nm}$, Klasse 1
Abtastrate:	16 Hz ... 10 kHz
Gewicht:	5 kg Sensorkopf, 4 kg Auswerteeinheit



Abb._A2.93: Autofokussensor AF16 von [OPM12].

A2.6.5.2 Intensität der Fokusfleck-Abbildung (Konfokal)

Funktion [Solarius12c]

Der Laserstrahl einer Punktlichtquelle wird auf dem Messobjekt durch eine Linse fokussiert, die eine schnelle vertikale Schwingung ausführt. Das vom Messobjekt reflektierte Licht wird über einen Strahlteilerspiegel durch eine Lochblende auf den Detektor gelenkt. Der Detektor empfängt in dem Moment am meisten Licht, wenn das Messobjekt in der Fokusebene der schwingenden Linse liegt.

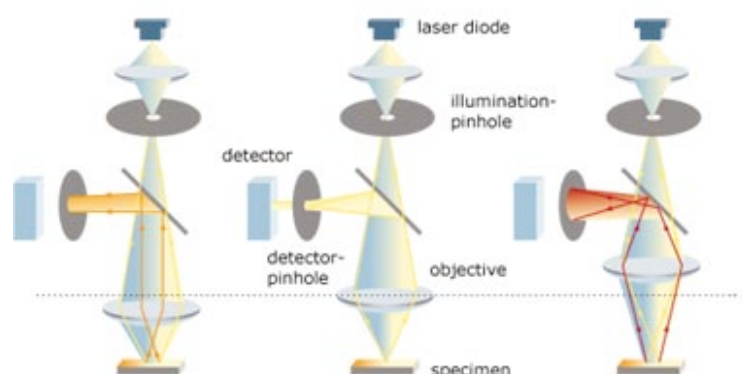


Abb._A2.94: Schematische Darstellung eines Konfokalsensors, aus [Solarius12c]

Ist dies der Fall, ist der reflektierte Lichtstrahl genügend stark gebündelt, um vollständig durch die Lochblende zu treten. Befindet sich das Messobjekt höher oder tiefer als die Fokusebene, dann ist das reflektierte Licht nicht fokussiert und es kann nur ein geringerer Teil die Lochblende passieren. Die Linsenstellung, bei der die maximale Lichtintensität den Detektor trifft, ist damit ein Maß für den Abstand des Messobjekts.

Leistungsmerkmale

Typ:	LaserScan LT8110, [Solarius12], Abb._A2.95
Messbereich:	2 mm
Auflösung:	0,2 μm
Linearität:	$\pm 0,3$ % des Messbereichs
Arbeitsabstand:	28 mm
Messfrequenz:	1,4 kHz



Abb._A2.95: Konfokalsensor-System LaserScan von [Solarius12].

A2.6.5.3 Farbe der Fokusfleck-Abbildung (Konfokalchromatographisch)

Funktion [MicroEpsilon12i]

Das Licht einer Weißlichtquelle wird durch ein Linsensystem auf das Messobjekt fokussiert (Abb._A2.96). Aufgrund der chromatischen Aberration der Linsen werden die verschiedenen Wellenlängen des Lichtes jedoch nicht unter dem gleichen Winkel fokussiert. Abhängig vom Abstand des Messobjekts ist immer nur das Licht einer Wellenlänge im

Fokus. Das vom Messobjekt zurückreflektierte Licht wird über einen Strahlteiler auf eine Lochblende gelenkt, durch welche das Licht der am besten gebündelten Wellenlänge am stärksten hindurchtritt. Dies ist genau diejenige Wellenlänge, die auf dem Messobjekt im Fokus liegt. Ein hinter der Lochblende befindliches Spektrometer bestimmt die intensivste Wellenlänge und ermöglicht somit ihre Zuordnung zum Abstand des Messobjekts.

Zur Einstellung des Messbereichs wird entweder ein System aus definiert beabstandeten Linsen oder eine Gradientenindex-Linse (GRIN-Linse) verwendet, deren Brechungsindex sich über ihre Länge kontinuierlich ändert. Mit GRIN-Linsen können Sensoren mit besonders schmalen Durchmesser erreicht werden.

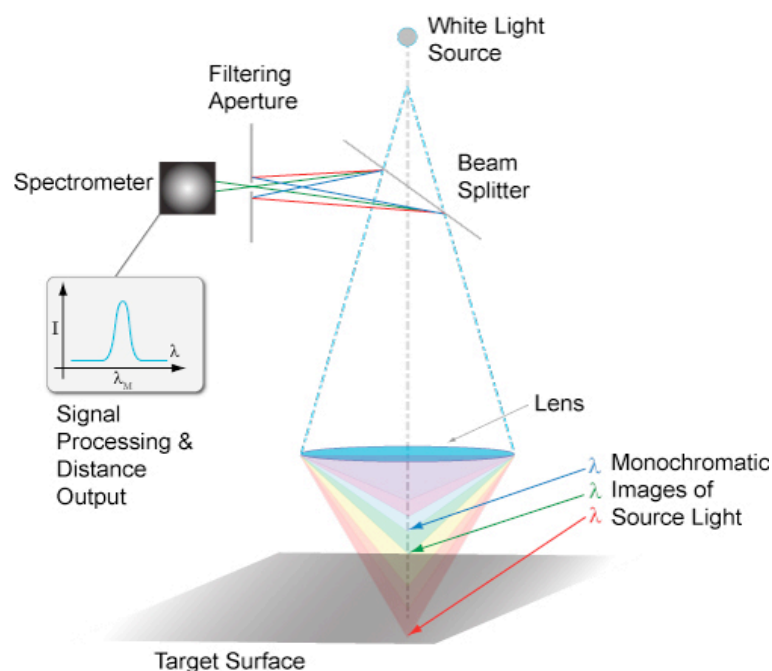


Abb._A2.96: Funktionsprinzip konfokalchromatographischer Sensoren. Anstelle des axial angeordneten Linsensystems ist symbolisch nur eine einzige Linse dargestellt. Quelle: [Acuity12b].

Exemplarische Leistungsmerkmale

Typ:	optoNCDT IFS 2400, [MicroEpsilon12f], Abb._A2.97
Messbereich:	22 mm (0,12 ... 22 mm)
Messbereichsanfang:	20,2 mm (3,35 ... 20,2 mm)
Lichtfleckdurchmesser:	100 μm (7 ... 100 μm)
Linearität:	11 μm (0,12 ... 11 μm) $\leq \pm 0,05$ % des Messbereichs
Auflösung:	0,9 μm (0,005 ... 0,9 μm)

	0,004 % des Messbereichs
Reproduzierbarkeit:	0,01 % des Messbereichs
Messrate:	2 kHz (30 kHz mit externer Lichtquelle)
Langzeitstabilität:	± 0,02 % des Messbereichs / Monat
Temperaturstabilität:	0,01 % des Messbereichs /°K
Betriebstemperatur:	+10 ... +50 °C
Controller:	extern

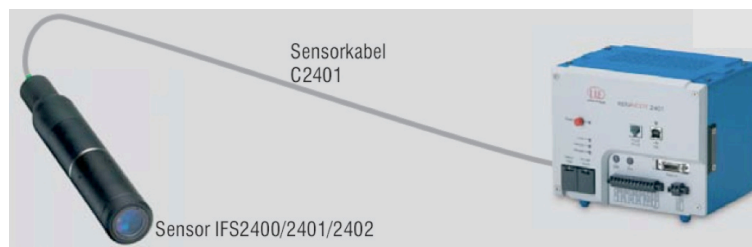


Abb._A2.97: Konfokalchromatographischer Sensor optoNCDT IFS 2400 über Lichtleitfaser mit Controller verbunden, aus [MicroEpsilon12f].

A2.6.6 Laufzeitmessung

A2.6.6.1 Pulslaufzeitmessung

Funktion [Burkhardt04]

Eine Laserdiode im Sensor sendet Lichtimpulse von wenigen Nanosekunden Dauer mit einer Wiederholrate von mehreren Megahertz. Die Lichtimpulse werden vom Messobjekt reflektiert und vom Sensor wieder empfangen. Die Zeitdifferenz Δt zwischen dem Senden und dem Empfangen ist, abhängig vom Brechungsindex n des durchdrungenen Mediums, ein Maß für den Abstand s des Objekts gemäß der Formel:

$$s = \frac{\Delta t \cdot c}{2 \cdot n} \quad (2.6.5)$$

Hierbei ist c die Lichtgeschwindigkeit im Vakuum (299 792 458 m/s).

Exemplarische Leistungsmerkmale

Typ: optoNCDT ILR1151-250, mit Reflektor,

[MicroEpsilon12g]. Abb._A2.98

Messbereich:	0,5 ... 250 m
Auflösung:	0,1 mm
Linearität:	± 3 mm
Wiederholgenauigkeit:	±2 mm
Ansprechzeit:	12 ms
Betriebstemperatur:	-10 ... +50 C°
Temperaturstabilität:	±5 mm absolut
Controller	integriert



Abb._A2.98: Pulslaufzeit-Sensor optoNCDT ILR 1151 von [MicroEpsilon12g].

A2.6.6.2 Phasenlaufzeitmessung

Funktion [Burkhardt04]

Eine Laserdiode sendet Licht aus, dessen Amplitude hochfrequent moduliert wird (Abb._A2.99). Das Licht wird am Messobjekt reflektiert und gelangt zurück in den Empfänger des Sensors. Dort wird die Phasenlage des eintreffenden Modulationssignals mit der Periodendauer T gemessen und nach Gl. (2.6.6) in den Abstand des Messobjekts umgerechnet.

$$s = \frac{\varphi \cdot c \cdot T}{4 \pi \cdot n} \quad \text{wobei} \quad \varphi = 2 \pi \cdot \frac{\Delta t}{T} \quad (2.6.6)$$

Um eine eindeutige Positionsinformation zu erhalten, muss der Abstand des Messobjekts kleiner sein als die halbe Modulationswellenlänge.

Zur Erweiterung des Eindeutigkeitsbereichs kann eine zusätzliche Frequenzmodulation in das Signal eingebracht werden.

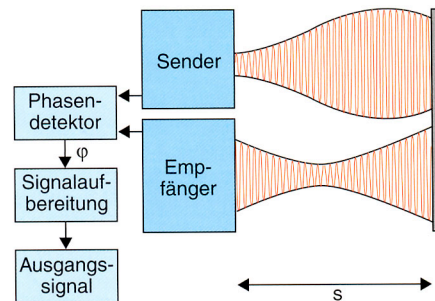


Abb._A2.99: Schematische Darstellung der Funktionsweise einer Phasenlaufzeitmessung aus [Burkhardt04].

Exemplarische Leistungsmerkmale

Typ:	optoNCDT ILR1183-30, [MicroEpsilon12g], Abb._A2.100
Messbereich:	0,5 ... 150 m (mit Reflektor) 0,4 ... 17 m (schwarz, 6 % Reflexion)
Auflösung:	0,1 mm
Linearität:	± 2 mm (+15 ... +30 °C), ± 5 mm (-40 ... +50 °C)
Wiederholgenauigkeit:	0,5 mm
Lichtquelle:	Laser der Klasse II, $\lambda = 650$ nm



Abb._A2.100: Phasenlaufzeit-Sensor optoNCDT ILR118x von [MicroEpsilon12g].

A3 Grundlagen zur Berechnung und Simulation von Beugungsmustern

Das Beugungsmuster einer beliebigen Blende lässt sich in Matlab auf verblüffend einfache Weise in erster Näherung berechnen. Hierzu wird eine zweidimensionale Fourier-Transformation der Blende durchgeführt, die in Matlab bereits als Funktion „fft2()“ verfügbar ist. Warum das Beugungsmuster angenähert einer Fourier-Transformation entspricht und welche Einschränkungen dabei berücksichtigt werden müssen, wird im Folgenden erklärt. Eine ausführliche mathematische Herleitung dazu, die hier nicht gegeben wird, findet sich beispielsweise in [Goodman96], [Zinth08] oder [Hecht09].

Um die mathematische Beschreibung eines Beugungsmusters verständlich zu machen, wird zunächst der Effekt der Beugung qualitativ erklärt und grob umrissen, wie Wissenschaftler in der Geschichte versucht haben, diesen in ihren Modellen zu beschreiben.

Ende des 17. Jahrhunderts hatte Huygens vorgeschlagen, die Lichtausbreitung wie die Schallausbreitung als Welle zu beschreiben. Dabei nahm er an, dass jeder Punkt einer primären Wellenfront als Quelle von sekundären Elementarwellen dient (siehe Abb._A3.1). Die Einhüllende dieser Elementarwellen bildet zu einem späteren Zeitpunkt die Wellenfront des Lichtes.

Die Unzulänglichkeit dieses Modells zur Beschreibung des Lichtes wird jedoch schon im Alltag deutlich, wenn man bedenkt, dass beispielsweise Schallwellen Objekte ohne weiteres umkurven können, während das Licht scharfe Schatten hinter ihnen wirft. Das Huygens-Prinzip behandelt jedoch alle Wellenlängen gleich, sodass gemäß diesem auch Lichtwellen in den Schattenbereich der Wand eindringen würden (siehe Abb. 3.1 links) [Hecht09].

Auch das Phänomen der Beugung kann mit diesem Modell nicht erklärt werden, da im Laufe der Ausbreitung des Lichtfeldes nach Huygens nur Beiträge zur Einhüllenden zur Wirkung kommen. Besonders in den Randbereichen, in denen keine Einhüllende gebildet

werden kann, kann keine Aussage über die beugende Wirkung von Begrenzungen getroffen werden [Zinth08].

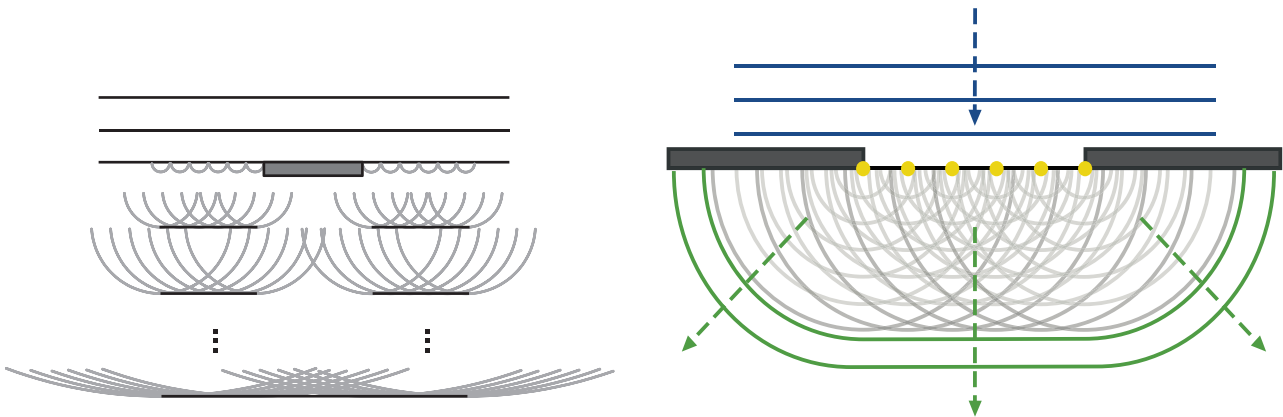


Abb._A3.1: Links: Ausbreitung von Wellen hinter einer dünnen Wand nach Huygens . Rechts: Beugung an einem Spalt nach Huygens-Fresnel, aus [Wiki12, Huygens–Fresnel principle].

Um dieses Problem zu lösen, erweiterte Fresnel zu Beginn des 19. Jahrhunderts dieses Prinzip durch eine mathematische Vorschrift:

Das Lichtfeld an einem Punkt P wird gebildet durch die Summation nach Amplitude und Phase über alle von den Elementarwellen stammenden Beiträge (siehe Abb._A3.1 rechts).

Diese mathematische Vorschrift wird im Rayleigh-Sommerfeld'schen Beugungsintegral umgesetzt, mit dem nun das Beugungsbild einer Blende in der ξ,η -Ebene in der um z versetzten x,y -Ebene ermittelt werden kann (siehe Abb._A3.2).

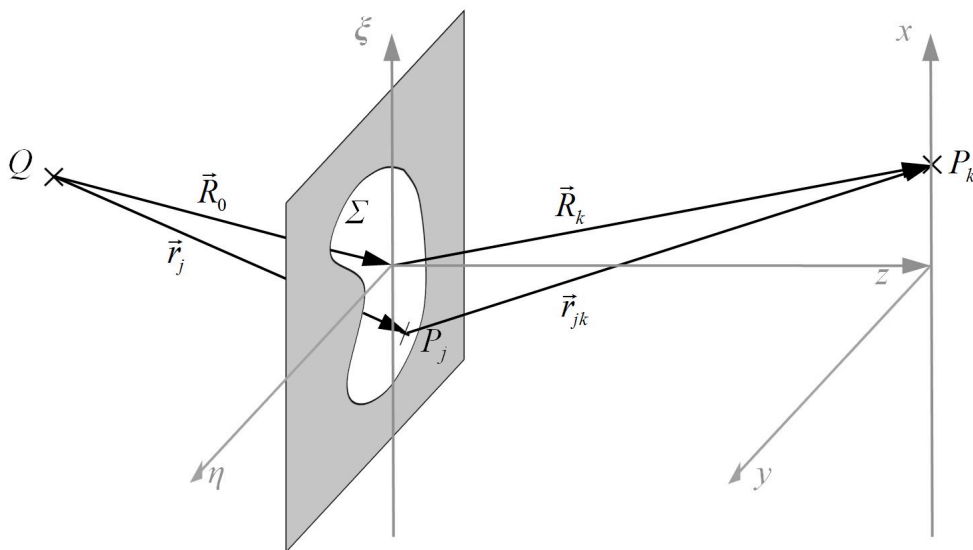


Abb._A3.2: Lichtquelle Q beleuchtet Blende mit der Öffnung Σ in ξ,η -Ebene. Feldverteilung des Lichtes wird in Entfernung z in x,y -Ebene betrachtet.

Hierzu müssen in jedem Punkt P_k in der x,y -Ebene die Elementarwellen von allen Punkten P_j in der ξ,η -Ebene unter Berücksichtigung ihres Phasenversatzes aufsummiert werden. Daraus ergibt sich die komplexe Feldstärke $U(x, y)$ mit Amplitude A und Phase Φ . Sie setzt sich zusammen aus dem einfallenden Feld an der Blendenöffnung $U_0(\xi, \eta)$, und einer Kugelwelle, die sich vom Ort (ξ, η) her ausbreitet [Goodman96]:

$$U(x, y) = \frac{z}{i\lambda} \iint_{\Sigma} U_0(\xi, \eta) \frac{e^{ikr_{jk}}}{r_{jk}^2} d\xi d\eta = A(x, y) e^{i\Phi(x, y)} \quad (3.1)$$

Der Phasenversatz, der durch die unterschiedlichen Weglängen zwischen den Punkten P_j und P_k entsteht, ist zum einen gegeben durch deren Abstand r_{jk} :

$$r_{jk} = \sqrt{z^2 + (x - \xi)^2 + (y - \eta)^2} \quad (3.2)$$

und zum anderen durch die Wellenlänge λ , die u.a. durch die Kreiswellenzahl:

$$k = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (3.3)$$

in die Gleichung (3.1) eingeht.

Für dieses Modell der komplexen Feldstärke $U(x,y)$ gelten folgende Annahmen:

- (1) Das optische System ist linear und zeitlich invariant.
- (2) Die angegebene Gleichung beinhaltet alle Näherungen der skalaren Wellentheorie (siehe beispielsweise [Goodman96]).
- (3) Der Abstand r_{jk} muss mehrere Wellenlängen betragen.

Mit dem Rayleigh-Sommerfeld'schen Beugungsintegral kann nun prinzipiell die Beugung an jeder beliebig geformten Blende berechnet werden.

Bevor im Folgenden Vereinfachungen des für praktische Zwecke noch zu komplizierten Integrals behandelt werden, wird das Phänomen zunächst noch einmal von der qualitativen Seite her veranschaulicht:

Beugung entsteht durch die Interferenz der kohärenten von der Blende ausgehenden Elementarwellen. Diese addieren sich in Amplitude und Phase in jedem Raumpunkt. In Abhängigkeit von der optischen Weglänge verstärken manche dabei einander, andere löschen einander aus. Werden ebene Wellenfronten vorausgesetzt und ist die Differenz

der Weglängen zweier aufeinander treffender Wellen gleich einem ganzzahligen Vielfachen ihrer Wellenlänge, so kommt es zur maximalen konstruktiven Interferenz. Beträgt sie jedoch gerade die Hälfte der Wellenlänge, so kommt es zur maximalen destruktiven Interferenz.

Wird die Blende von einer ebenen Wellenfront getroffen, dann sind die möglichen Differenzen der optischen Weglängen abhängig von der Größe der Blende. Ist die Blendenöffnung wesentlich größer als die Wellenlänge, dann besitzt der Beugungseffekt wenig Einfluss und es entsteht hinter der Blende annähernd ein Abbild dieser (siehe Abb._A3.3 a). Ist die Blendenöffnung nur wenig größer als die Wellenlänge, dann tritt der Beugungseffekt in den Vordergrund und es entstehen in der Abbildungsebene deutliche Intensitäts-Maxima und -Minima (siehe Abb._A3.3 c). Ist die Blendenöffnung klein gegenüber der Wellenlänge, so wird sie zum Ausgangspunkt einer einzigen Elementarwelle (siehe Abb._A3.3 b).

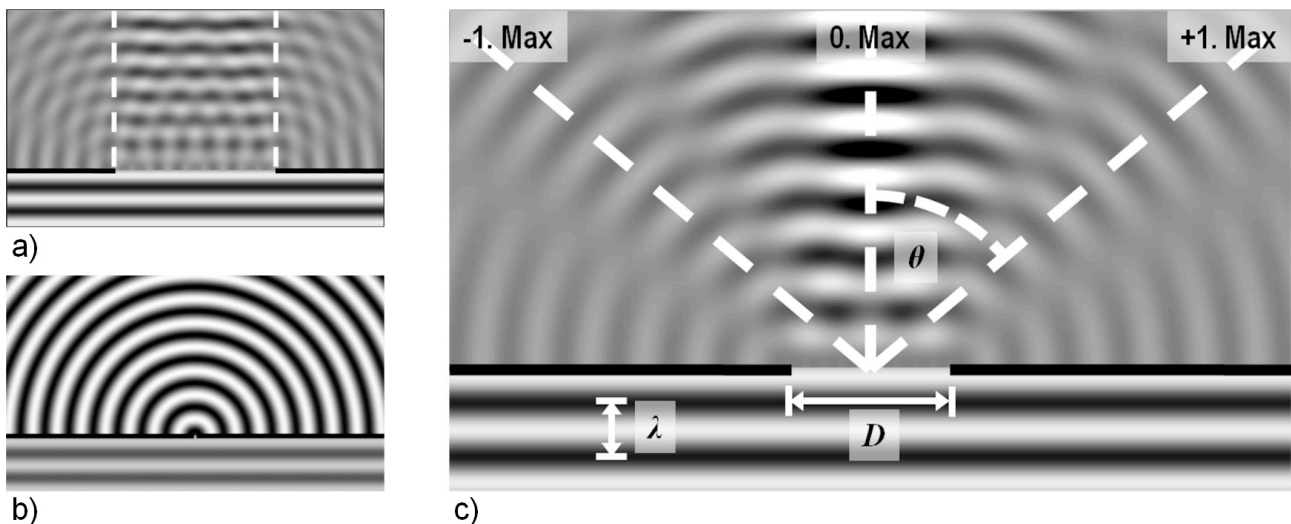


Abb._A3.3: Simulation einer Wellen-Wanne nach [Chemgapedia10]
 a) Blende groß gegenüber Wellenlänge λ .
 b) Blende punktförmig gegenüber Wellenlänge λ .
 c) Blende in der Größenordnung der Wellenlänge λ .

Fresnel-Vereinfachung

Im nächsten Schritt bei der Verdeutlichung des Zusammenhangs zwischen Beugungsmustern und Fourier-Transformation, kann nun das Rayleigh-Sommerfeld'sche Beugungsintegral aus Gl. (3.1) weiter vereinfacht werden. Hierzu wird bei der Beugung nach Fresnel r_{jk} durch eine Reihenentwicklung angenähert. In dieser Reihe werden für das im Exponenten einflussreiche r_{jk} aus Gl. (3.1) die ersten drei Terme der Reihenentwicklung beibe-

halten, während zur Näherung des im Nenner weniger bedeutenden r_{jk}^2 nur der erste Term der Reihenentwicklung ausreicht. Somit ergibt sich nach [Goodman96]:

$$r_{jk} \approx z \left[1 + \frac{1}{2} \left(\frac{x-\xi}{z} \right)^2 + \frac{1}{2} \left(\frac{y-\eta}{z} \right)^2 \right] \quad (3.4)$$

$$r_{jk}^2 \approx z^2$$

Dies führt auf folgende vereinfachte Gleichung [Goodman96]:

$$U(x, y) = \frac{e^{ikz}}{i\lambda z} e^{i\frac{k}{2z}(x^2+y^2)} \iint_{-\infty}^{\infty} [U_0(\xi, \eta) e^{i\frac{k}{2z}(\xi^2+\eta^2)}] \cdot e^{-i2\pi\left(\frac{x}{\lambda z}\xi + \frac{y}{\lambda z}\eta\right)} d\xi d\eta \quad (3.5)$$

Fraunhofer-Vereinfachung

Für die Fraunhofer-Vereinfachung wird verlangt, dass die in der Beobachtungsebene eintreffenden Wellenfronten eben sind. Die Fraunhofer-Vereinfachung beruht also darauf, dass die Weglängendifferenzen δ der Wellenfronten (siehe auch Abb._A3.7) als lineare Funktion der Variablen der Blende geschrieben werden können [Hecht09].

Ist die Abbildungsebene genügend weit von der Blende entfernt, dann treffen die Wellenfronten näherungsweise eben auf ihr auf (Abb._A3.4). Dies ist in ausreichendem Maße der Fall, wenn für die Distanz z gilt [Hecht09]:

$$z > \frac{D^2}{\lambda} \quad (3.6)$$

wobei D die größte Weite der Blendenöffnung ist.

Die Blendenöffnung muss also gegenüber der Distanz z so klein sein, dass ihre räumliche Ausbreitung, bei der verwendeten Wellenlänge λ , vernachlässigbar klein ist. Ist die Bedingung (3.6) erfüllt, so kann die quadratische Phasenfunktion aus Gl. (3.5) mit 1 angenähert werden:

$$e^{i\frac{k}{2z}(\xi^2+\eta^2)} \approx 1 \quad (3.7)$$

Dadurch vereinfacht sich das Beugungsintegral zu:

$$U(x, y) = \frac{e^{ikz}}{i\lambda z} e^{i\frac{k}{2z}(x^2+y^2)} \iint_{-\infty}^{\infty} U_0(\xi, \eta) \cdot e^{-i\frac{2\pi}{\lambda z}(x\xi+y\eta)} d\xi d\eta \quad (3.8)$$

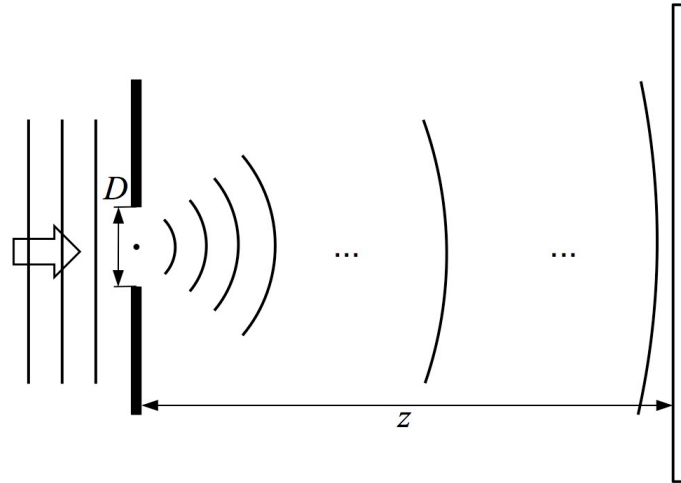


Abb._A3.4: Blende mit Durchmesser D in einer weiten Entfernung z von der Abbildungsebene, sodass die Wellen näherungsweise eben auftreffen.

Nah- und Fernfeld

Da die von Fraunhofer entwickelte Vereinfachung aus Gl. (3.8) nur für hinreichend große Entfernungen zwischen Blende und Abbildungsebene brauchbare Ergebnisse liefert, wird sie auch als Fernfeld-Näherung bezeichnet. In der Praxis verwendet man oft Linsen, die in ihrem Fokus eine ebene Wellenfront erzeugen und so den Strahlengang zur Beobachtung von Fernfeld-Beugung deutlich verkürzen.

Interessiert man sich für die Abbildung in der Nähe der Blende, muss die detailliertere Formel (3.5) nach Fresnel verwendet werden, die deshalb auch als Nahfeld-Näherung bezeichnet wird. Die unterschiedlichen Charakteristika von Nah- und Fernfeld lassen sich wie folgt beschreiben:

Nahfeld

Wird eine Blende Σ von einer ebenen Wellenfront beleuchtet, dann ergibt sich auf einer unmittelbar hinter der Blende befindlichen Abbildungsebene, trotz leichter Streifenbildung am Rand, eine klare Abbildung der Blendenöffnung (Abb._A3.5). Entfernt man nun die Abbildungsebene ein wenig von der Blende, dann wird das Bild der Öffnung allmählich undeutlicher und wird von Streifen überlagert, bleibt aber noch erkennbar. Dieses Phänomen wird Fresnel- oder Nahfeldbeugung genannt [Hecht09].

Fernfeld

Positioniert man die Abbildungsebene noch weiter entfernt von der Blende, dann wird das Streifenmuster immer deutlicher, bis die Abbildung der Form der Blendenöffnung überhaupt nicht mehr ähnelt. Bei noch größerer Entfernung ändert sich die Form des Abbildungsmusters nicht mehr, sondern wird nur noch in seiner Größe skaliert. Dieses Phänomen wird Fraunhofer- oder Fernfeldbeugung genannt [Hecht09].

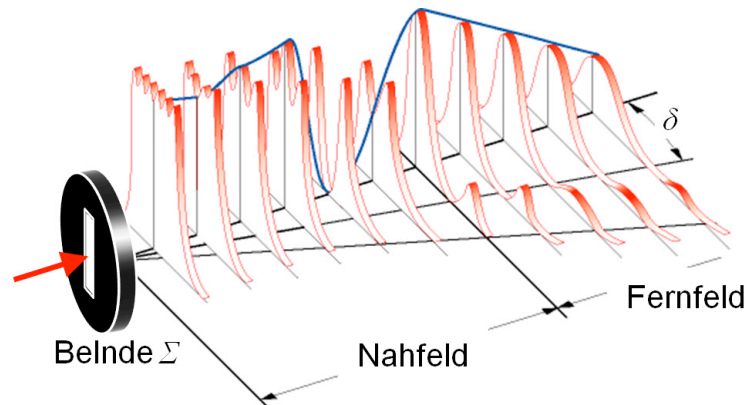


Abb._A3.5: Nah- und Fernfeld hinter einer beleuchteten Blende. Modifiziert nach [SignalProc12].

Fourier-Transformation

Die physikalische Bedeutung des Beugungsintegrals nach Fraunhofer aus Gl. (3.8) wird deutlich, wenn man sie mit der Transformation eines Signals vom Zeitbereich in den Frequenzbereich vergleicht. Hierzu verwendet man die Fourier-Transformation der Form:

$$\mathcal{F}\{g(t)\} = G(f) = \int_{-\infty}^{\infty} g(t) e^{-i2\pi f t} dt \quad (3.9)$$

Der Frequenzbereich zeigt dann, welche Frequenzen mit welcher Amplitude und Phase im Signal enthalten sind.

Genauso kann man nun ein Bild mit einer örtlichen Struktur (bzw. eine Blende) durch die Fourier-Transformation vom Ortsbereich in den Ortsfrequenzbereich transformieren. Dabei werden die örtlichen Frequenzen sichtbar, die in dem Bild auftreten. Stellt das Bild ein Gitter dar, so zeigt der Ortsfrequenzbereich, welche Gitterfrequenz bzw. Gitterperiode das Gitter besitzt. Die Fourier-Transformation muss dazu auf zwei Dimensionen erweitert werden, da das zu transformierende Bild zweidimensional ist:

$$\mathcal{F}\{\mathbf{g}(\xi, \eta)\} = \mathbf{G}(f_x, f_y) = \iint_{-\infty}^{\infty} \mathbf{g}(\xi, \eta) e^{-i2\pi(f_x\xi + f_y\eta)} d\xi d\eta \quad (3.10)$$

Wenn hierbei gilt:

$$f_x = \frac{x}{\lambda z} \quad (3.11)$$

$$f_y = \frac{y}{\lambda z}$$

dann wird erkennbar, dass diese Fourier-Transformation bis auf einen Vorfaktor dem Beugungsintegral nach Fraunhofer aus Gl. (3.8) entspricht. Anders ausgedrückt ist also die Fernfeld-Näherung des Beugungsmusters die Fourier-Transformation der Blende, und Gleichung (3.8) lässt sich schreiben als:

$$U(x, y) = \frac{e^{ikz}}{i\lambda z} e^{i\frac{k}{2z}(x^2+y^2)} \cdot \mathcal{F}\{U_0(\xi, \eta)\} \quad (3.12)$$

Diese Eigenschaft ist es, die man sich zu Nutze machen kann, um in Matlab mit Hilfe der dort bereits implementierten Fast-Fourier-Transformation (FFT) auf einfache Weise aus dem Bild einer beliebig geformten Blende das Beugungsmuster zu berechnen, das bei der Beleuchtung der Blende mit einer ebenen Wellenfront im Fernfeld entstehen würde. Wie in [Schultz07] beschrieben, verwendet die FFT-Funktion in Matlab dabei den Cooley-Tukey-Algorithmus [Cooley65], um eine diskrete Fourier-Transformation (DFT) nach folgender Formel durchzuführen:

$$U_{xy}(p, q) = \sum_{m=0}^M \sum_{n=0}^N U_0(m, n) \cdot e^{-i\left(\frac{2\pi}{M}\right)pm} \cdot e^{-i\left(\frac{2\pi}{N}\right)qn} \quad (3.13)$$

wobei gilt:

$$\begin{aligned} p &= 0, 1, \dots, M-1 \\ q &= 0, 1, \dots, N-1 \end{aligned} \quad (3.14)$$

Hierbei ist zu beachten, dass im Beugungsbild von Matlab die Wellenlänge λ und der Abstand z zwischen Blende und Abbildungsebene durch das Pixel-Verhältnis zwischen der Gesamtgröße der Blende und der Blendenöffnungsgröße normiert werden. Dadurch erhält das Beugungsbild wieder die gleiche Größe wie das Bild der Blende. Wie das Beugungsmuster durch die Angabe von λ und z in Matlab nachträglich auf seine reale, absolute Größe skaliert werden kann, wird in [Schultz07] beschrieben. Hier genügt jedoch zunächst

die Betrachtung der relativen Größenverhältnisse, da das Beugungsmuster im Fernfeld mit dem Abstand z in seiner Größe skalierbar ist und lediglich die auf die Wellenlänge λ bezogene Größe der Öffnung Σ von Bedeutung ist.

Mit Hilfe weniger Befehle kann nun in Matlab das Beugungsbild einer beliebigen Blende bzw. eines beliebigen Graustufenbildes berechnet und dargestellt werden. Ein schwarzes Pixel wirkt dabei undurchsichtig, ein weißes durchsichtig und graue Pixel wirken teiltransparent. Als Beispiel hierfür sind in Abb._A3.6 ein rechteckiger Spalt und sein Beugungsbild gezeigt, die eine Vorstufe zur Betrachtung von Beugungsgittern darstellen. Der zur Erzeugung benötigte Quelltext ist im Folgenden aufgeführt.

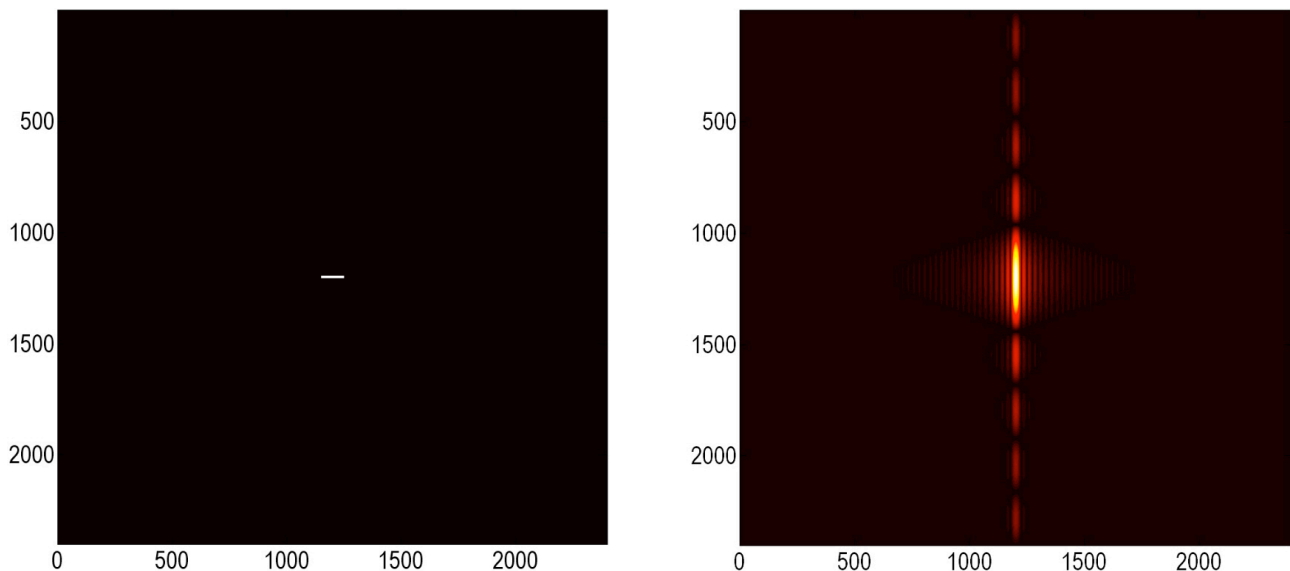


Abb._A3.6: *Simulation des Beugungsmusters einer Spaltblende in Matlab. Links: Spalt als weißer Strich in schwarzer Blende. Rechts: Beugungsmuster der Spaltblende als Ergebnis ihrer FFT. Achsenbeschriftung in der Einheit [Pixel].*

```

function single_slit_test()

% Creates a single slit and its diffraction pattern.

%-----
% 1. Create aperture:
%-----

% Aperture and slit size:
aperture_height = 2400;
aperture_width = 2400;
slit_width = 100;
slit_height = 10;

% Create opaque aperture (value 0 is opaque):
Picture = zeros(aperture_height, aperture_width);

% Define center of slit:
center_row = aperture_height / 2;
center_column = aperture_width / 2;

% Cut slit into aperture (value 1 is translucent):
Picture(center_row - (slit_height / 2) ...
        : center_row + (slit_height / 2) - 1, ...
        center_column - (slit_width / 2) ...
        : center_column + (slit_width / 2) - 1) ...
    = 1;

%-----
% 2. Calculate Fast-Fourier-Transform:
%-----

% Use fft2() to do a 2-D Fast-Fourier-Transform.
% Use fftshift() to place zero-frequency component to center of
% spectrum.
Diffraction = fftshift(fft2(single(Picture)));

%-----
% 3. Display aperture and diffraction pattern:
%-----

figure
imagesc(Picture);
colormap(hot);
axis equal;
axis tight;

figure
imagesc(abs(Diffraction));
colormap(hot);
axis equal;
axis tight;

end

```


Intensitätsverteilung bei Beugungsgittern

Das Beugungsmuster bzw. die Intensitätsverteilung, die durch einfache Blendengeometrien im Fernfeld erzeugt wird, kann statt durch eine Fourier-Transformation auch auf einfacherem Weg analytisch berechnet werden. Dies ist u.a. sehr hilfreich bei der Auslegung der Sensormatrix, wie sie in Abschnitt 5.2 behandelt wird. Daher wird hier nun, der Beschreibung in [Wuppertal06] folgend, gezeigt, wie die Berechnung der Beugungsmuster der für SensMiLi interessanten Beugungsgitter vorgenommen werden kann. Zunächst wird hierzu das Beugungsmuster eines Einzelspalt betrachtet (Abb._A3.7), der das elementare Element eines Gitters bildet.

Wie bereits erläutert, entsteht das Beugungsmuster am Einzelspalt aus der Interferenz der von ihm ausgehenden, kugelförmigen Elementarwellen. Beschreibt man das Licht als transversale elektromagnetische Welle, die skalar vom Abstand r_{jk} und der Zeit t abhängig ist, dann kann man den Betrag der elektrischen Feldstärke im Punkt x_k allgemein wie folgt schreiben (siehe auch Abb._A3.7):

$$U_j(r, t) = \frac{A_{0,j}}{r_{jk}} \sin(\omega t - k r_{jk} + \varphi_j) \quad (3.15)$$

Im Weiteren genügt die Betrachtung dieser elektrischen Feldstärke der elektromagnetischen Welle, da die magnetische Feldstärke, bis auf Konstanten, identisch zu dieser ist.

Nimmt man an, dass das Licht im Spalt in Phase ist, so muss der Phasenversatz φ_j nicht weiter berücksichtigt werden.

Betrachtet man nun einen in vertikaler Richtung verlaufenden Querschnitt des Spalts aus Abb._A3.6 mit der Breite D und der wesentlich größeren Länge L als linienförmige Lichtquelle, dann muss gemäß Abb._A3.7 über diese Breite D integriert werden, um $U(t, r)$ in x_k zu ermitteln:

$$U(r, t) = A_{0,j} \int_{-D/2}^{D/2} \frac{\sin(\omega t - k r_{jk})}{r_{jk}} d\xi \quad (3.16)$$

Um das Integral lösen zu können, wird mit der Fernfeld-Näherung die Abhängigkeit von r_{jk} im Integranden aus Gl. (3.16) in eine Abhängigkeit von ξ und β umgerechnet. Für das r_{jk} im Nenner gilt dabei folgende Vereinfachung:

$$r_{jk} \gg D \Rightarrow \frac{1}{r_{jk}} \approx \frac{1}{R_k} \quad (3.17)$$

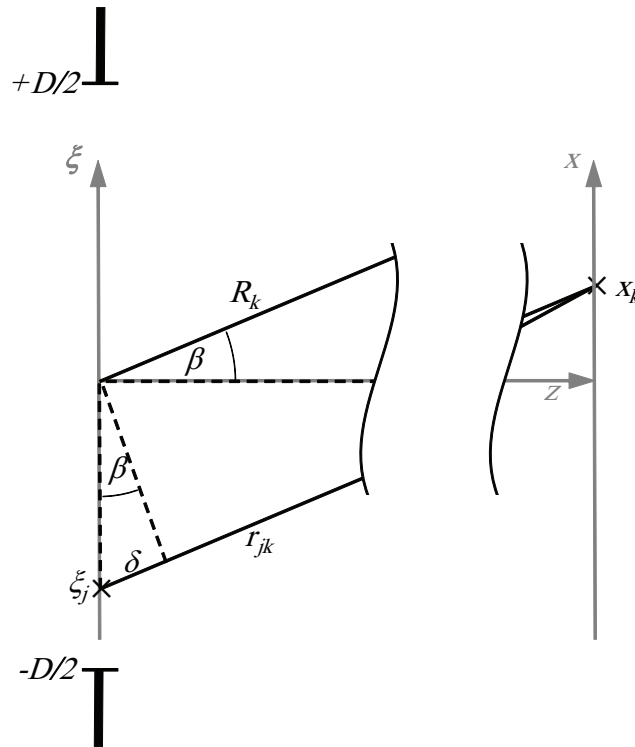


Abb._A3.7: Querschnitt eines Einzelspaltes. Wegdifferenz δ zwischen der Distanz R_k des Mitten-Strahls und der Distanz r_{jk} eines beliebigen weiteren Strahls bis zum Auftreffpunkt x_k .

Diese Vereinfachung im Nenner ist möglich, da der Vorfaktor $1/r_{jk}$ nach Gleichung (3.15) nicht in die Phasenbeziehung der Ortsvektoren, sondern nur in die Amplitude des Feldes eingeht, in der sich kleine Unterschiede im Wert von r_{jk} nicht bemerkbar machen.

Aus den geometrischen Beziehungen

$$\sin \beta = \frac{\delta}{-\xi_j} \tag{3.18}$$

$$r_{jk} = R_k + \delta$$

ergibt sich für das r_{jk} im Sinus von Gl. (3.16):

$$r_{jk} = R_k - \xi_j \sin \beta \tag{3.19}$$

Damit erhält man aus Gl. (3.16):

$$U(\xi, \beta, t) = \frac{A_{0,j}}{R_k} \int_{-D/2}^{D/2} \sin(\omega t - k(R_k + \xi_j \sin \beta)) d\xi \tag{3.20}$$

Durch partielle Integration ergibt sich daraus:

$$U(\xi, \beta, t) = \frac{A_{0,j} D}{R_k} \cdot \frac{\sin\left(\frac{kD}{2} \sin \beta\right)}{\frac{kD}{2} \sin \beta} \cdot \sin(\omega t - kR_k) \quad (3.21)$$

Dieser Ausdruck kann durch die Zusammenfassung $\zeta = \frac{kD}{2} \cdot \sin \beta$ vereinfacht werden:

$$U(\xi, \beta, t) = \frac{A_{0,j} D}{R_k} \cdot \frac{\sin \zeta}{\zeta} \cdot \sin(\omega t - kR_k) \quad (3.22)$$

Die Größe der elektrischen Feldstärke U , die beobachtet werden soll, ist die Intensität I des Beugungsmusters, die sich bis auf Konstanten aus dem zeitlichen Mittel von U^2 ergibt:

$$I = U_{\text{mittel}}^2 \quad (3.23)$$

Wegen

$$\int_{-\infty}^{\infty} \sin^2 x \, dx = \frac{1}{2} \quad (3.24)$$

erhält man mit den Gleichungen (3.22) und (3.23) schließlich:

$$I(\beta) = I_0 \left(\frac{\sin \zeta}{\zeta} \right)^2 \quad \text{wobei} \quad I_0 = \left(\frac{A_{0,j} D}{2R_k} \right)^2 \quad (3.25)$$

Um nun von der Intensitätsverteilung hinter einem Einzelspalt auf die Intensitätsverteilung hinter einem Gitter zu kommen, müssen die Felder der Einzelspalte des Gitters nach Huygens-Fresnel addiert werden (siehe auch Abb._A3.1). Dies kann beispielsweise nach [Zinth08], Kapitel 4.3.5, vorgenommen werden und führt auf die Intensitäts-Funktion:

$$I(\beta) = I_0 \left(\frac{\sin \zeta}{\zeta} \right)^2 \left(\frac{\sin(N\psi)}{\sin \psi} \right)^2$$

wobei

$$\zeta = \frac{kD}{2} \sin \beta$$

$$\psi = \frac{kg}{2} \sin \beta$$

(3.26)

Dabei bezeichnet N die Anzahl der beleuchteten Spalte, D die Breite der Spalte und g die

Spalt- bzw. Gitterperiode. In Abb._A3.8 ist an einem beispielhaften Gitter veranschaulicht, dass der Graph dieser eindimensionalen Intensitätsverteilung mit einem mittigen Schnitt durch das Bild der zweidimensionalen Fouriertransformation des Gitters in Übereinstimmung gebracht werden kann.

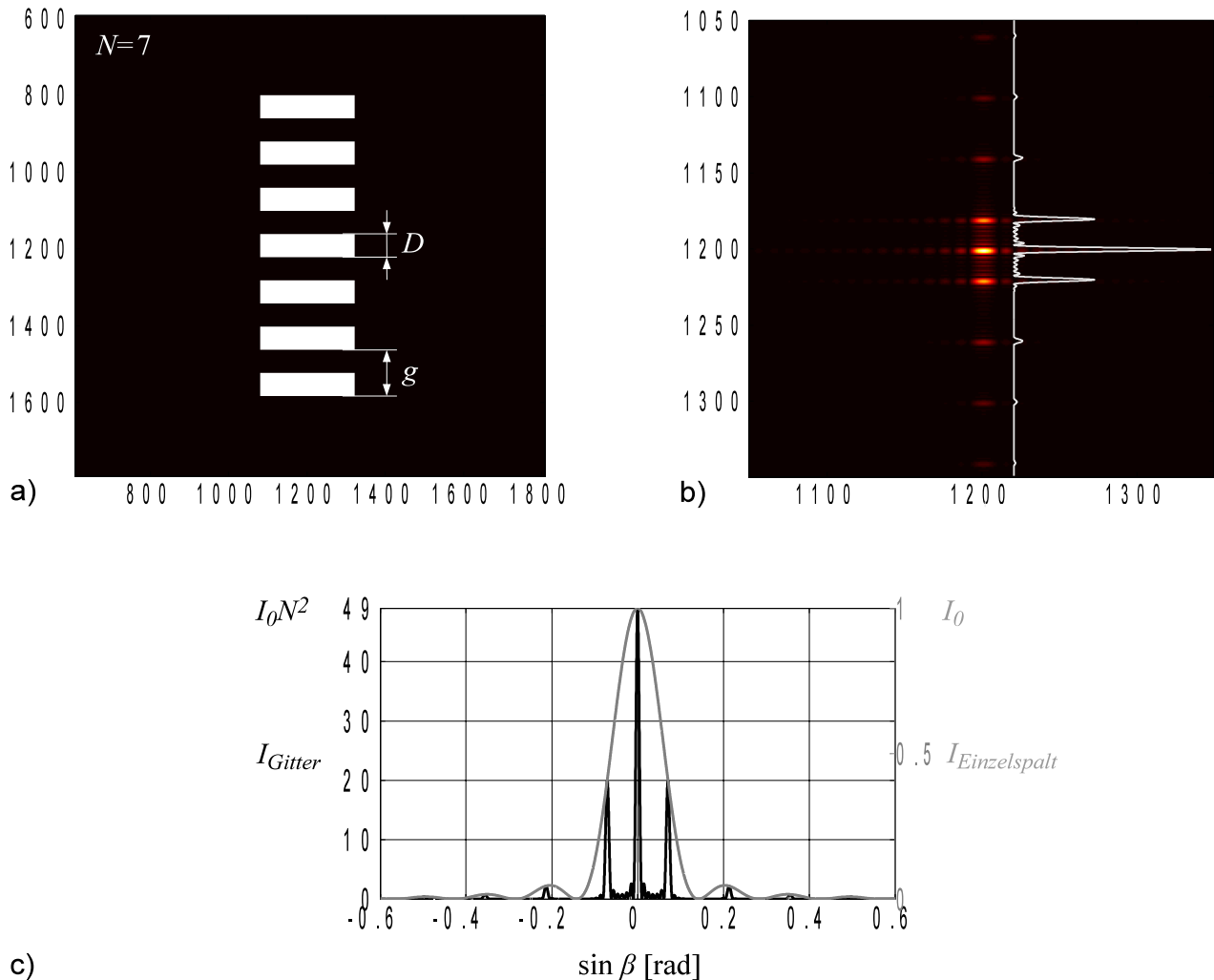


Abb._A3.8: a) Gitterbild in Matlab mit Periode g und Spaltbreite D , b) Beugungsmuster des Gitters aus a) durch Fourier-Transformation von a) in Matlab, überlagert mit Intensitätsverteilung aus c). c) Graph der vereinfachten Intensitätsverteilung hinter dem Gitter aus a) (schwarze Kurve) und am Einzelspalt der Breite D (graue Kurve) nach Gl. (3.26).

Hiermit wurde nun also veranschaulicht, dass sich aus der zweidimensionalen Fourier-Transformation eines Gitterbildes (bzw. allgemein eines Blendenbildes) ein Bild seines Beugungsmusters im Fernfeld ergibt. In diesem Kontext und unter Bezugnahme auf weiterführende Literatur wie [Goodman96], [Schneider07], [Zinth08] und [Hecht09] lässt sich zusammenfassend sagen:

Das Beugungsmuster stellt eine Ortsfrequenzanalyse seiner Blende dar.