

Nejat Mahdavi Tabatabaei

Zur inertialen Bahnvermessung
für die Kalibrierung von Werkzeugmaschinen und Robotern

Die vorliegende Arbeit wurde vom Fachbereich Maschinenbau der Universität Kassel als Dissertation zur Erlangung des akademischen Grades eines Doktors der Ingenieurwissenschaften (Dr.-Ing.) angenommen.

Erster Gutachter: Prof. Dr.-Ing. habil. Wolfgang Holzapfel

Zweiter Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Franz Tikal

Prüfer: Prof. Dr. rer. nat. Wolf-Jürgen Becker
Prof. Dr.-Ing. Gunnar Johannsen

Tag der mündlichen Prüfung

11. Februar 2008

Bibliografische Information der Deutschen Nationalbibliothek

Die Deutsche Nationalbibliothek verzeichnet diese Publikation in der Deutschen Nationalbibliografie; detaillierte bibliografische Daten sind im Internet über <http://dnb.d-nb.de> abrufbar

Zugl.: Kassel, Univ., Diss. 2008

ISBN 978-3-89958-617-5

URN: urn:nbn:de:0002-6174

© 2009, kassel university press GmbH, Kassel
www.upress.uni-kassel.de

Druck und Verarbeitung: Unidruckerei der Universität Kassel
Printed in Germany

*Meiner Frau Shokouh
und meinen Söhnen
Mahdad und Mahyar*

Vorwort

Die vorliegende Dissertation entstand im Rahmen meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Mess- und Automatisierungstechnik (IMAT) der Universität kassel.

Mein besonderer Dank gilt dem geschäftsführenden Direktor des IMAT, Herrn Prof. Dr.-Ing. W. Holzapfel für die Schaffung der Arbeitsbedingungen sowie die vielfach gewährte Unterstützung und Förderung. Er hatte die Idee zur vorliegenden Arbeit und hat darüber hinaus durch zahlreiche Anregungen, klärende Diskussionen und wertvolle Hinweise das Gelingen dieser Arbeit ermöglicht.

Herrn Prof. Dr.-Ing. F. Tikal danke ich recht herzlich für die kooperative und freundliche Unterstützung der Experimente aber auch für die Übernahme des Korreferats. Beiden Prüfern, Herren Prof. Dr.-Ing. G. Johannsen und Herrn Prof. Dr. rer. nat. W. Becker, danke ich für ihre Bereitschaft, am Promotionsverfahren mitzuwirken.

Außerdem danke ich der Fa. Dr. Johannes Heidenhain insbesondere Herrn Dr.-Ing. J. Braasch für die Förderung und Unterstützung des Vorhabens.

Mein herzlicher Dank gilt weiterhin allen Mitarbeitern der Arbeitsgruppe Messtechnik des IMAT für ihre Anregungen und Unterstützung. Insbesondere möchte ich hierbei Herrn Dr.-Ing. W. Baetz, Frau C. Kuchta und Herrn Ing.-grad H. Paul erwähnen.

Meiner Frau möchte ich für ihr Verständnis und ihre Unterstützung herzlich danken. Sie hat dadurch wesentlich zur Entstehung dieser Arbeit beigetragen.

Inhaltsverzeichnis

Zusammenfassung	XIII
1 Einleitung	1
1.1 Allgemeines zur Genauigkeitsüberprüfung (Kalibration) der Werkzeugmaschinen	1
1.1.1 Indirekte Erfassung der Maschineneigenschaften	2
1.1.2 Direkte Erfassung der Maschineneigenschaften	2
1.2 In-Prozess-Bahnvermessung bei Werkzeugmaschinen	6
1.3 Inertiale Bahnvermessung; Stand der Technik	9
1.4 Ziel der Arbeit und Abgrenzung der Aufgabenstellung	12
2 Inertiale Messverfahren zur Positions-, Bahn- und Lagemessung; Grundlagen	15
2.1 Das inertielle Navigationssystem (INS)	15
2.2 Navigationsgleichungen und Rahmensysteme	16
2.3 Strapdown-Mechanisierung eines quasistationären INS im erdfesten Bezugssystem	18
2.4 Stützung des inertialen Messsystems	21
3 Zur Anwendbarkeit inertialer Messverfahren bei Werkzeugmaschinen zur Bahnvermessung	24
3.1 Grundlegende 3D-Systemkonfiguration	24
3.2 Planare inertielle Verschiebungsmessung	25
3.3 Einfluss von Störschwingungen	28
3.4 Potentielle Stützverfahren für die inertielle Verschiebungsmessung	31
3.4.1 Positionsstützung	31
3.4.2 Geschwindigkeitsstützung	32
3.4.3 Rechnerische Beschleunigungsstützung	32
3.5 Zusammenfassung / Schlussfolgerung	33
4 Anforderungen an die Beschleunigungssensoren der inertialen Verschiebungsmessung	34
4.1 Messbereich	35
4.2 Bandbreite	35
4.3 Beschleunigungsauflösung und Rauschpegel	36
4.4 Verfügbare Sensortypen	38
4.5 Zusammenfassung / Schlussfolgerung	39

5	<i>Apparative Stützverfahren für die planare Verschiebungsmessung</i>	40
5.1	Mögliche Stützverfahren	40
5.2	Optische Positionsstützung	41
5.3	Positionsstützung mit PSD oder CCD?	42
5.3.1	Positionsempfindlicher Photodiode (PSD)	42
5.3.2	CCD (Bildsensor mit Ladungsverschiebung)	43
5.3.3	Dynamische Positionsmessung	44
5.3.4	Auswerteelektronik für PSD	45
5.4	Mögliche Konfigurationen zur Positionsstützung	45
5.5	Datenfusion	50
5.6	Zusammenfassung / Schlussfolgerung	51
6	<i>Mathematische Modellierung und Fehlerkompensation bei der inertialen Verschiebungsmessung</i>	52
6.1	Modellbildung des Beschleunigungssensors	52
6.2	Modellierung der Datenvorverarbeitung	58
6.3	Digitale Messwertverarbeitung und Fehlerkompensation	60
6.3.1	Statische Korrekturen des Messverhaltens	61
6.3.2	Auswirkung des stochastischen Rauschens auf die IVM	62
6.3.3	Dynamische Korrekturen des Messverhaltens	65
6.3.4	Numerische Integration des Beschleunigungssignals	71
6.3.5	Verfahren zur Unterdrückung der stochastischen Störungen bei IVM	73
6.4	Zusammenfassung / Schlussfolgerung	75
7	<i>Simulation der inertialen Verschiebungsmessung</i>	77
7.1	Eindimensional-lineare Bewegung	77
7.2	Rechteckbahnkurve:	81
7.3	Kreisbahntest	83
7.4	Positionsstützung	86
7.5	Mittelwertbildung bei wiederholten Messungen	87
7.6	Zusammenfassung / Schlussfolgerung	87
8	<i>Messaufbau und experimentelle Untersuchungen</i>	89
8.1	Messaufbau	89
8.2	Kalibrierung des inertialen Messsystems	91
8.3	Messergebnisse	93
8.3.1	Eindimensional-lineare Verschiebung (Step-Response)	93
8.3.2	Rechteckbahn	106
8.3.3	Kreisbahntest	111
8.4	Interpretation der experimentellen Ergebnisse	117
8.5	Ergänzung der KGM-Messungen mit inertialer Messtechnik	118
8.6	Zusammenfassung / Schlussfolgerung	119
9	<i>Bilanz und Ausblick</i>	120

9.1	Übereinstimmung der Simulationen und Experimente	120
9.2	Kalibriergenauigkeit bei der inertialen Verschiebungsmessung	120
9.3	Fehlerkompensation durch Modellierung von Sensor und Maschine	121
9.4	Optische Positionsstützungen zur weiteren Erhöhung der Kalibriergenauigkeit	122
9.5	Verbesserung der Sensorik	122
9.6	Dreidimensionale Maschinenkalibration	122
9.7	Eingebetteter inertialer Kalibrator	122
9.8	Multifunktionelle Anwendungen des Beschleunigungssensors in Werkzeugmaschinen	123
10	Literaturverzeichnis	125
11	Anhang	130

Verzeichnis wichtiger Abkürzungen, Formelzeichen und Indizes

Abkürzungen

ASIC	Application Specific Integrated Circuit
CCD	Charge Coupled Device
CUPT	Coordinate Update Point
DBB	Double Ball Beam
DGPS	Differential Global Positioning System
DSP	Digital Signal Processing
GPS	Global Positioning System
IIV	Integral Invarianz
IMU	Inertial Measurement Unit
INS	Inertial Navigation System
ISA	Inertial Sensor Assembly
IVM	inertiale Verschiebungsmessung
KGM	Kreuzgitter-Messgerät
MEMS	Micro-Electro-Mechanical System
NBS	Null-Beschleunigung-Stützung
PIVM	planare inertiale Verschiebungsmessung
SHM	Structural Health Monitoring
PSD	Position Sensitive Detektor
ZUPT	Zero Velocity Update Point

Formelzeichen

a	Beschleunigung
a_b	Bias (Beschleunigungssensor)
a_c	Coriolis-Beschleunigung
a_{zf}	Zentrifugalbeschleunigung
b	Dämpfungskraftkonstante
C	Richtungskosinusmatrix
e	Exponentialfunktion
f	spezifische Kraft
f	Frequenz
G	Gravitationsbeschleunigung
g	Erdschwerebeschleunigung
h	Spindelsteigung
$H(j\omega)$	Frequenzgang
I	Strom
i	Getriebeübersetzung
J	Massenträgheitsmoment

k	Federsteifigkeit
k_1	Empfindlichkeitsfaktor (Beschleunigungssensor)
k_2, k_3	Nichtlinearitätsfaktoren (Beschleunigungssensor)
k_x, k_y, k_z	Querempfindlichkeit (Beschleunigungssensor)
k_{zy}, k_{xy}, k_{zx}	Querkopplung-Koeffizient (Beschleunigungssensor)
k_B	Boltzmann-Konstante
L	Länge
m	Masse
M	Motormoment
n	Rauschen
p	Position (allgemein)
r	Position (allgemein)
r_e	mittlerer Erdradius
R	Radius
R_{xx}	Autokorrelationsfunktion
s	Laplace-Operator
S_{xx}	Autoleistungsdichte
t	Zeit
T	Zeitintervall
T	Temperatur
U	elektrische Spannung
v	Geschwindigkeit
w	weißes Rauschen
x	Position in x-Richtung
y	Position in y-Richtung
z	Position in z-Richtung
α_b, α_b	Temperaturkoeffizient des Bias und Empfindlichkeitsfaktors
β	Frequenz, Bandbreite
ε	geographische Breite
φ	Phaselage
θ	Ausrichtfehlerwinkel
σ	Standardabweichung
τ	Zeit, zeitkonstante
Ω	Drehrate
ω_e	Erddrehrate
ω	Kreisfrequenz
ω_0	Eigenfrequenz
ξ	Dämpfungsfaktor

Zusammenfassung

In vorliegender Arbeit wird untersucht, ob die Werkzeug- bzw. die Werkstückbewegung bei Werkzeugmaschinen und Robotern mit Inertialsensorik hinreichend genau und schnell gemessen werden kann.

Das inertielle Messverfahren arbeitet autonom, d.h. es benötigt während der Messung keine äußeren Bezugspunkte. Die Sensoren werden unmittelbar am Endpunkt der kinematischen Kette befestigt; daher kann die Position des Werkzeuges (bei Werkzeugmaschinen) bzw. Endeffektors (bei Robotern) direkt aus den Sensorsignalen ermittelt werden. Das inertielle Messverfahren hat jedoch auch erkennbare Probleme. Da es ein integrierendes Verfahren ist, wächst der Positionsfehler quadratisch mit der Messzeit. Deshalb ist zu erwarten, dass die Genauigkeit der Sensoren sehr hoch sein muss und gleichzeitig die Messzeit möglichst klein gehalten werden muss. Die prinzipielle Realisierbarkeit steht daher zur Diskussion.

Die inertielle Verschiebungsmessung (IVM) bei Werkzeugmaschinen und Robotern kann prinzipiell in zwei Betriebszuständen genutzt werden:

- ❑ statische und dynamische Genauigkeitsüberprüfung zur Beurteilung der Performance einer Maschine (Kalibration)
- ❑ Echtzeit-Wegmessung zur Steuerung der Bahnkurven (In-Process)

Die Kalibration erfordert hochgenaue Positionsmessungen mit Mikrometer-Genauigkeit, aber sie ist in sehr kurzer Zeit (Größenordnung: einige Sekunden) durchführbar. Dagegen benötigt die In-Process-Wegmessung im allgemein weniger Genauigkeit, aber der Messzyklus kann mehrere Minuten dauern. Da beim inertialen Messverfahren der Wegmessfehler proportional zum Quadrat der Messzeit ansteigt, ist in dieser Arbeit der Kalibrationsmodus der Maschine vornehmlich von Interesse. Es wird hier speziell die Genauigkeitsüberprüfung von CNC-Fräsmaschinen betrachtet.

Zuerst wird die Anwendbarkeit der inertialen Verschiebungsmessung bei Werkzeugmaschinen theoretisch behandelt (Kapitel 2 und 3) und davon ausgegangen, dass die Kalibrierbewegung translatorisch in der Ebene des Maschinenbetts erfolgt. Die Erfassung von Rotationen mit Kreiselensoren ist hier nicht notwendig. Die Kernkomponente einer planaren inertialen Verschiebungsmessung (PIVM) ist daher ein Beschleunigungssensor für jede der Messachsen. Darüber hinaus wird die Realisierbarkeit von Stützverfahren und Algorithmen untersucht, mit denen der Messfehler reduziert werden kann.

Eine wichtige Fehlerquelle bei der IVM sind die maschinen- bzw. umgebungsseitigen Störschwingungen. Der Einfluss der Störschwingungen wird theoretisch behandelt. Im Falle der monofrequenten Schwingungen kann der Störeinfluss mit Hilfe der in dieser Arbeit entwickelten Methode völlig kompensiert werden. Bei multifrequenten Störschwingungen ist dies nur mit

gewissem Restfehler möglich, der sich dann in der verbleibenden Positionsabweichung äußert. Ein effektiver Weg ist die Nutzung des Nullgeschwindigkeit-Stützverfahrens, in dem die vom IVM berechnete Geschwindigkeit am Ende der Bewegung (Stillstandsphase) mit dem Wert Null verglichen wird, dadurch kann der Geschwindigkeits- bzw. Positionsfehler korrigiert werden.

Mit Hilfe von Simulationen wird zunächst geprüft, mit welcher Genauigkeit verschiedene Bahnkurven (einachsige Linearbewegung, Kreisbahn und Rechteckbahn; mit Weglängen bis zu 500 mm) inertial erfasst werden können. Die simulierten Fehlerquellen des inertialen Verschiebungssensors sind statische und dynamische Fehler des Beschleunigungssensors, Signalverarbeitungsfehler und Ausrichtungsfehler sowie die Coriolis-Beschleunigung.

Die Simulationen zeigen, dass die Sensordynamik einen erheblichen Positionsfehler verursachen kann. Die quantitative Ermittlung des dynamischen Positionsfehlers in der Inertialmesstechnik wurde bisher nie behandelt. Es wird daher in dieser Arbeit eine neuartige Methode entwickelt, damit der Einfluss der Sensordynamik unter der Verfügbarkeit der dynamischen Parameter des Beschleunigungssensors (Dämpfung und Eigenfrequenz) ermittelt und vollständig kompensiert werden kann.

Eine weitere Reduzierung der Bahnabweichungen ist durch kurzzeitige Stützmaßnahmen möglich, bei denen eine externe Positionsreferenz eingespeist wird. Insbesondere kommt wegen der geforderten Bahngenauigkeiten ein optisches Stützverfahren in Frage, welches an ausgewählten Punkten der Bahnkurve eingreift. Dieses Stützverfahren lässt sich mit Positionsgenauigkeiten im Mikrometerbereich realisieren, wenn Beschleunigungssensoren mit externen positionsempfindlichen Detektoren kombiniert werden.

Die experimentellen Untersuchungen werden auf zwei verschiedenen Werkzeugmaschinen, Bearbeitungszentrum MAHO (Typ: Mahomat, Standort: Universität Kassel) und Bearbeitungszentrum HERMLE (Typ: U630T, Standort: Fa. Heidenhain, Traunreut) durchgeführt. Bei allen Messungen wird simultan ein 2-D Kreuzgitter-Messgerät der Fa. Heidenhain als Referenzmessgerät verwendet.

Die Messergebnisse zeigen eine gute Übereinstimmung von Simulationen und Experiment. Insbesondere wurde die entwickelte Theorie des Einflusses der Sensordynamik auf den Positionsfehler (Kapitel 5.3.2) bei den Experimenten vollständig bestätigt. Die Messergebnisse zeigen auch einen Offsetfehler in berechneter Geschwindigkeit und ein mit t proportional wachsenden Positionsfehler infolge der Störschwingungen. Die in dieser Arbeit hergeleiteten Formeln für die Geschwindigkeits- und Positionsfehler (Kapitel 3.2) wurden gleichfalls durch die Experimente bestätigt.

Die Messergebnisse weisen auf, dass mit dem inertialen Messverfahren die planaren Bewegungen der beiden Maschinen hochgenau – d.h. mit μm -Auflösung – gemessen werden können. Dies trifft beim Kreistest sowohl für den mittleren Radius als auch für die hochfrequenten Abweichungen (Umkehrspitzen) zu. Trotz starker Störschwingungen wurden insbesondere die dynamischen Maschinenfehler mit sehr guter Genauigkeit und zu den richtigen Zeitpunkten detektiert.

Auch bei den translatorischen Verschiebungsmessungen (statische Positionierabweichung) war der größte Anteil der beobachteten Endposition-Abweichungen systematischer Natur. Die zufälligen Abweichungen in der Position sind klein und liegen bereits ohne Anwendung von Hardware-Stützprozeduren in der Größenordnung von einigen Mikrometern.

Diese hohe Genauigkeit wurde bereits mit einem einzigen kommerziellen Triplex MEMS-Sensor der mittleren Genauigkeitsklasse erreicht, der allerdings zusätzlich dynamisch kompensiert werden musste. Gemessen wurde im Versuch die inertielle Absolutbewegung der Maschine im

Vergleich zum KGM, welches immer die relative Bewegung zwischen Maschinenkopf und Tisch erfasst. Daher werden bei den Versuchen noch Abweichungen zwischen beiden Messverfahren in der Größenordnung mehrerer μm beobachtet. Wird jedoch ein zweiter Triplex-Beschleunigungssensor verwendet, so könnten mit dem Inertialen Messverfahren gleichfalls die Relativbewegungen gemessen und die noch vorhandenen Abweichungen können weiter reduziert werden.

Es wird in dieser Arbeit ferner eine völlig neue Konzeption für die Kalibrierung von Werkzeugmaschinen vorgeschlagen. Das Kalibriersystem besteht aus zwei Triplex B-Messern, die bereits von Maschinenhersteller am Maschinentisch und am Fräskopf (permanent) fest montiert werden. Die B-Messer werden maschinenseitig an eine mehrkanalige DAQ-Karte mit Signalprozessor angeschlossen. Die Signaldarstellung erfolgt konsequent auf dem Maschinenbildschirm. Die Endergebnisse werden je nach gefahrenen Bahnkurven grafisch dargestellt.

Dieser Messaufbau dient gemeinsam mit den Kalibrieralgorithmen (vordefiniertes Anfahrprogramm plus Datenauswertung-Algorithmen) als ein in die Werkzeugmaschine eingebetteter inertialer Kalibrator (Embedded Inertial Calibrator), der ohne zusätzliche Vorrichtungen die dynamischen Maschinenfehler im 3D-Rahmen detektieren kann. Mit Hilfe eines eingebetteten inertialen Kalibrators kann der Kalibriervorgang zu jeder beliebigen Zeit ohne weiteren Aufwand (Geräte und Personalien) sehr schnell und effektiv durchgeführt werden.

Das Konzept des eingebetteten inertialen Kalibrators eröffnet eine deutliche Perspektive für zukünftige inertielle In-Prozess-Messungen.

1 Einleitung

CNC-Werkzeugmaschinen sind wichtige Fertigungseinrichtungen, mit denen in automatisierter Fertigung Werkstücke hochgenau bearbeitet werden können. Ihr Einsatz dient der Steigerung der Flexibilität und der Genauigkeit der Fertigung und Kostenreduzierung. Im Bild 1-1 ist die Entwicklung der erzielbaren Fertigungsgenauigkeit der verschiedenen Werkzeugmaschinen chronologisch dargestellt [1]. Im Bild ist zu erkennen, dass die derzeit geforderte Maschinengenauigkeit von 10^{-2} mm für Bohrmaschinen bis zu 10^{-6} mm für Ultrapräzisionsmaschinen variiert. In diesem Zusammenhang sind hochpräzise und zuverlässige Messgeräte und Prüfgeräte für die Bahnvermessung beziehungsweise Genauigkeitsüberprüfung von den Werkzeugmaschinen von größter Bedeutung.

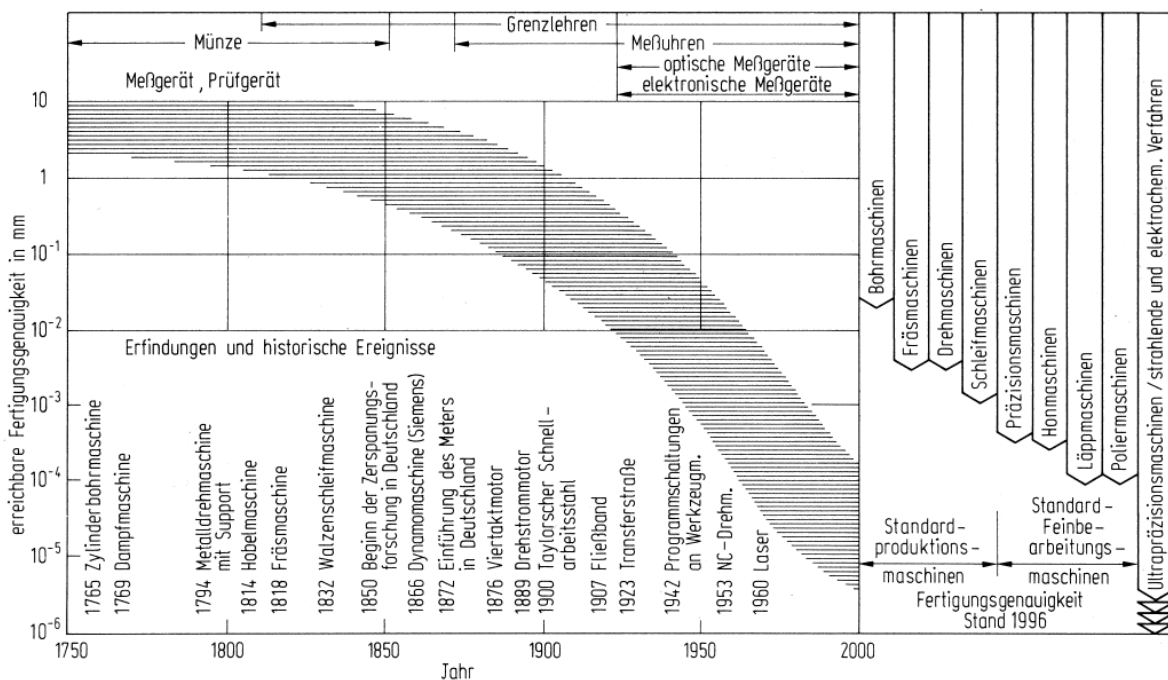


Bild 1-1 Ein Überblick über die historische Entwicklung der erzielbaren Maschinengenauigkeit [1]

1.1 Allgemeines zur Genauigkeitsüberprüfung (Kalibration) der Werkzeugmaschinen

Die Bearbeitungsgenauigkeit der Werkzeugmaschinen wird wesentlich von geometrischen und dynamischen Maschineneigenschaften beeinflusst. Jede Abweichung der Maschinenbewegung von der Sollbewegung bildet sich auf den Werkstücken ab und führt zu Formabweichungen. Für präzise Werkstückbearbeitung ist deshalb wichtig, die Bewegungsabweichungen zu messen

(Kalibrierung) und gegebenenfalls zu kompensieren. Die wichtigsten Fehlerursachen bei den Werkzeugmaschinen sind:

- ☐ Fehlerbehaftete Maschinenelemente und Bauteile (z. B. wegen der Toleranzüberschreitungen)
- ☐ Fehler bei der Montage
- ☐ Thermische Verformungen
- ☐ Fehlerbehaftetes Mess- und Steuerungssystem (z. B. Programmfehler oder Messdatenausfall)
- ☐ Statische und dynamische Nachgiebigkeit
- ☐ Dynamik der Antriebe

Die Hersteller und Betreiber von Werkzeugmaschinen benötigen Messgeräte, mit denen sich eine aussagekräftige Maschinen-Vermessung bei minimalem Montage- und Justieraufwand durchführen lässt. Es ist möglich durch verschiedene Messmethoden bzw. Auswerteverfahren die Genauigkeitsmerkmale einer Werkzeugmaschine quantitativ zu beurteilen. Die Untersuchungen gehen in zwei Zielrichtungen [2]:

1.1.1 Indirekte Erfassung der Maschineneigenschaften

Die indirekte Erfassung der Maschineneigenschaften (auch Bearbeitungstest genannt) dient als Ergänzung der direkten messtechnischen Erfassung. Bei diesem Verfahren wird eine bestimmte Anzahl von Werkstücken mit definierter Geometrie auf der Maschine gefertigt. Die Geometrieabweichung der Werkstücke ist ein Maß zur Maschinengenauigkeit. Im Gegensatz zur direkten Erfassung ist mit diesem Verfahren die Erkennung der einzelnen Maschineneigenschaften nicht immer möglich. Da diese Arbeit sich mit direkter Erfassung der Maschineneigenschaften befasst, werden die indirekten Messverfahren nicht mehr berücksichtigt.

1.1.2 Direkte Erfassung der Maschineneigenschaften

Das Ziel bei der direkten Erfassung der Maschineneigenschaften ist es, die Maschinenkenngrößen zu ermitteln. Hier werden geometrisches und dynamisches Verhalten der Maschine mittels geeigneter Messgeräte und Messmethoden untersucht. Die Kriterien zur Beurteilung der geometrischen Maschinengenauigkeit sind u.a. Führungsabweichungen, Geradheitsabweichungen, Drehungsabweichungen, Positionierabweichungen, Gradlinigkeits- bzw. Winkligkeitsabweichung, Rundlaufabweichung. Die Untersuchung des dynamischen Verhaltens der Maschine befasst sich mit den relativen Bewegungsabweichungen mehrerer funktional voneinander abhängiger Bewegungsachsen. Durch das direkte Messverfahren ist es möglich, die unterschiedlichen Fehlerbeiträge zu separieren. Nach der Ermittlung der Fehlereinflüsse werden die Fehler als systematische und stochastische Fehler zugeordnet. Die systematischen, geometrischen Fehler werden als korrektive Parameter in die NC-Steuerung eingegeben, um die Fehlereinflüsse zu kompensieren. In Tabelle 1-1 sind die wichtigsten Messverfahren und anwendbaren Messgeräte zur direkten Erfassung der geometrischen und dynamischen Maschineneigenschaften zusammengefasst.

Die wichtigsten vier Prüfmethoden zur statischen und dynamischen Genauigkeitsüberprüfung einer Maschine werden hier beschrieben [2]:

	Messverfahren	Messgeräte
Messverfahren zur Ermittlung der geometrischen (statischen) Maschineneigenschaften	Tischgeradheit, Tischebenheit	Lineal und Wegaufnehmer, Positionsempfindliche Diode (PSD), Autokollimator, elektronische Neigungswaage, Laser-Interferometer mit Winkelooption
	Geradlinigkeit der Bewegung	Lineal und Wegaufnehmer, Positionsempfindliche Diode (PSD), 2 elektronische Neigungswaagen, Laser-Interferometer mit Wollaston-Prisma
	Positionierabweichung	Stufenendmass, Laser-Interferometer, optischer inkrementaler Vergleichsmaßstab
	Winkelabweichung der Achsen	Lineal und 2 Wegaufnehmer, Positionsempfindliche Diode (PSD), Autokollimator, 2 elektronische Neigungswaagen, Laser-Interferometer mit Winkelooption
	Parallelität der Achsen	Positionsempfindliche Diode (PSD), Laser-Interferometer mit Pentaprisma
	Rechtwinkligkeit der Achsen	90°-Winkelnorm, Positionsempfindliche Diode (PSD), Laser-Interferometer mit Pentaprisma
	Rundlauf der rotatorischen Achse	Wegaufnehmer, Referenzkugel und Wegaufnehmer, Referenzzylinder und Wegaufnehmer, Positionsempfindliche Diode (PSD)
Messverfahren zur Ermittlung der dynamischen Maschineneigenschaften	Vorschubfehlermessung, (rotatorisch-translatorische Bewegungen)	Laser-Interferometer
	Vorschubfehlermessung, (translatorisch-translatorische Bewegungen)	Laser-Interferometer
	Kreisformtest	Double-Ball-Bar, Kreuzgitter-Messgerät
	Freiformtest	Kreuzgitter-Messgerät

Tabelle 1-1 Messverfahren und Messgeräte zur direkten Ermittlung der statischen bzw. dynamischen Maschineneigenschaften

1. Positioniergenauigkeit: Bei CNC-Werkzeugmaschinen ist die statische Positionierabweichung der Vorschubantriebe sehr wichtig für die Arbeitsgenauigkeit der Maschine. Die Positionierabweichung ist ein Maß für die Differenz zwischen dem Lage-Istwert und dem Lage-Sollwert für alle Vorschubachsen. Mit Positioniergenauigkeit sind die Abweichungen in der Vorschubachse gemeint. Sie hängt von mehreren Faktoren, wie Auflösung und Genauigkeit der Längenmesssysteme, elastische Verformung der Antriebselemente usw. ab.

Zur Ermittlung der Positioniergenauigkeit wird die Vorschubachse in bestimmte Positionen gefahren und der Verfahrweg gemessen. Die Messung lässt sich mit dem Kreuzgitter-Messgerät oder einem hoch auflösenden linear inkrementalen Längenmessgerät, sowie mit dem Laser-Interferometer durchführen.

2. Kreisform-Test: Beim Kreisform-Test führt die CNC-Steuerung mit den Maschinenachsen eine Kreis-Interpolation in der Bearbeitungsebene in beiden Richtungen aus. Die Relativbewegung des Fräskopfs gegenüber dem Tisch wird direkt aufgenommen. Die Auswerte-Software ermittelt daraus die Abweichungen von der idealen (= rein rechnerischen) Kreisbahn und zeigt diese grafisch am Bildschirm des PC an. Die üblichen Messsysteme für den Kreisform-Test sind das Kugelstab-Messgerät (Double Ball Bar) und das Kreuzgitter-Messgerät.

Durch den Kreisform-Test werden die geometrischen und dynamischen Eigenschaften einer Maschine untersucht. Die mit dem Kreisform-Test ermittelten Daten ermöglichen Rückschlüsse auf die Ursachen der Abweichungen:

- ☐ Rechtwinkligkeits-Abweichungen der Maschinenachsen
- ☐ Umkehrspitzen bei Quadranten-Übergängen
- ☐ Umkehrspannen, Umkehrspiele
- ☐ Inkorrekte Kompensationswerte in der numerischen Steuerung
- ☐ Fehler infolge unterschiedlicher Wärmeausdehnung der Maschinenkomponenten
- ☐ Achsabgleich

3. Step-Response-Test: Der Step-Response-Test dient zur Ermittlung der kleinsten Schrittweite (Positionierabweichung) und gibt Auskunft über die statische Genauigkeit, d.h. die Einflüsse der Haftreibung bzw. des Stick-Slip-Effektes und wie genau Positionen eingehalten werden können. Diesen Test führt man auch bei Maschinen für hochpräzise Bearbeitungen durch, wo Schrittweiten von $1\text{ }\mu\text{m}$ bis hinab zu $0,01\text{ }\mu\text{m}$ gefordert sind. Hierzu führt die CNC-Steuerung mit den Maschinenachsen eine Linear-Interpolation in einer Achse aus. Die Relativbewegung des Fräskopfs gegenüber dem Tisch wird direkt aufgenommen und ausgewertet. Der Step-Response-Test lässt sich mit dem Kreuzgitter-Messgerät oder einem hoch auflösenden linear inkrementalen Längenmessgerät, sowie mit dem Laser-Interferometer durchführen.

4. Freiform-Test: Durch den Freiform-Test werden die statischen und dynamischen Eigenschaften der Maschine simultan in einem Messvorgang überprüft. Beim Freiform-Test verfährt die CNC-Steuerung die Maschinenachsen entsprechend der programmierten Kontur beliebiger Form in einer Ebene. Die Kontur beinhaltet die lineare sowie die Kreisbewegung. Freiform-Tests können nur mit einem Kreuzgitter-Messgerät durchgeführt werden.

Zur Durchführung der statischen und dynamischen Prüfungen stehen folgende kommerziell verfügbare Messgeräte zur Auswahl:

Double Ball Bar (DBB): Das Messgerät besteht aus zwei Präzisionskugeln, die mit einem Stab verbunden sind. Die zwei Kugeln werden jeweils in einer Dreipunktauflage magnetisch gehalten. Im Stab ist ein hoch präzises Längenmessgerät integriert.[3]. Das Gerät dient zur Untersuchung des geometrischen und kinematischen Verhaltens der Werkzeugmaschinen.

Vergleichsmessgerät besteht aus einem Stahlmaßstab mit einer Zwei-Koordinaten Phasengitter-Teilung sehr hoher Genauigkeit und einem berührungslos über der Teilung geführten Abtastkopf. Es dient zur Bestimmung der Positioniergenauigkeit und Führungsfehler bei linearen Maschinenachsen von CNC-gesteuerten Maschinen, sowie für den Step-Response-Test [4].

Kreuzgitter-Messgeräte: Das Messgerät besteht aus einer Messplatte mit einer Kreuzgitter-Teilung und einem Abtastkopf der über die Messplatte geführt wird. Er dient zur Durchführung von Kreisform-Tests mit kleinen Radien und Freiform-Tests, insbesondere zur Untersuchung des dynamischen Regelverhaltens der Antriebe und der Steuerung [4]. Im experimentellen Teil dieser Arbeit wird ein Kreuzgitter-Messgerät (Fabrikat: Heidenhain, siehe Anhang A3) als Referenzmesssystem verwendet, deshalb wird das Gerät hier ausführlich beschrieben.

Das Kreuzgitter-Messgerät besteht aus einer Messplatte mit einer Kreuzgitterteilung (Zwei-Koordinaten TITANID-Phasengitter-Teilung auf Glas), die in einer Montageplatte eingebettet ist (Bild 1-2, Rechts). Der Abtastkopf wird bei der Messung berührungslos über dem Kreuzgitter der Messplatte geführt. Für die Messung spannt man die Montageplatte auf der Werkstückseite und richtet sie aus. Der Abtastkopf wird verdrehsicher auf der Werkzeugseite der Maschine eingesetzt und ebenfalls ausgerichtet (Bild 1-2, Links). Das KGM gibt für zwei aufeinander senkrecht stehende Achsrichtungen gleichzeitig je zwei um 90° phasenverschobene, sinusförmige Messsignale mit einer Signalperiode von $4\text{ }\mu\text{m}$ aus. Die Weiterverarbeitung der Messsignale erfolgt im PC. Die sinusförmigen Messsignale werden elektronisch 4096fach unterteilt, so dass ein Messschritt von ca. 1 nm in jeder Achse verfügbar ist.

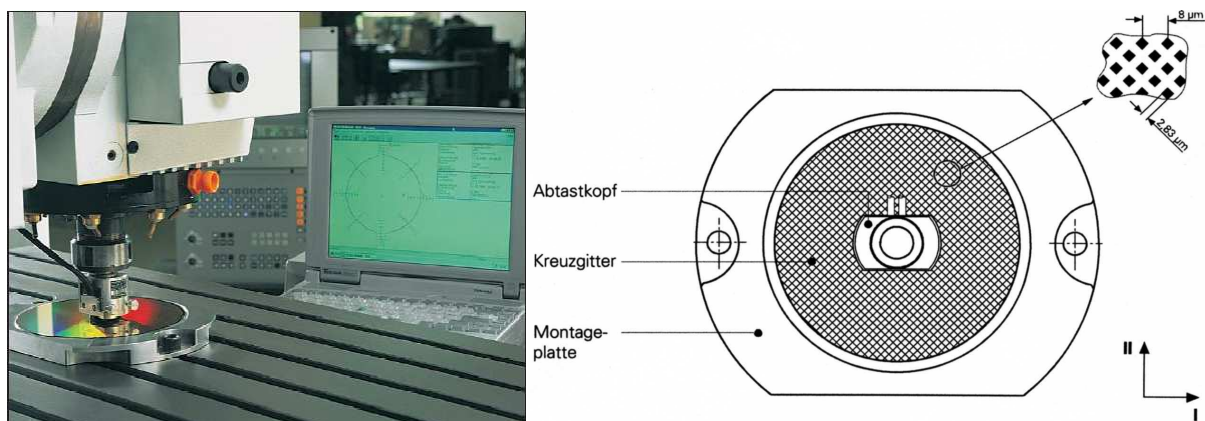


Bild 1-2 Kreuzgitter-Messgerät KGM 182 auf dem Bearbeitungstisch einer CNC-Werkzeugmaschine (Links); Die Messplatte mit Kreuzgitterteilungen (Rechts) [4]

Alle diese Messgeräte messen unmittelbar die Relativbewegung des Fräskopfes gegenüber dem Maschinentisch, weil beim Bearbeitungsmodus die Werkstückkontur ebenso durch die Relativbewegung zwischen dem Werkzeug (Fräskopf) und dem Werkstück (Maschinentisch) entsteht.

Zur Erfassung geometrischer Eigenschaften einer Maschine werden häufig optische Messverfahren eingesetzt, unter anderem das Laser-Interferometer [2].

Laser-Interferometer bestehen aus einer Lichtquelle, die einen monochromatischen, kohärenten Lichtstrahl sendet. Der Lichtstrahl spaltet sich an einem halbdurchlässigen Spiegel in zwei Strahlen. Die Teilstrahlen gelangen an zwei ortsfeste und bewegliche Spiegel. Von beiden Spiegeln werden Teilstrahlen über den halbdurchlässigen Spiegel auf einen Photodetektor reflektiert und miteinander interferieren. Bei der Bewegung des beweglichen Spiegels schwankt die Intensität des Lichts im Überlagerungspunkt. Der Photodetektor registriert die Intensitätsschwankungen und liefert ein cosinusförmiges Signal, dessen Periode der Spiegelverschiebung proportional ist.

Für die Durchführung einer planaren Kalibration (x-y Ebene) ist der Einsatz eines Kreuzgitter-Messgerätes bzw. eines Vergleichsmessgerätes jeweils in Kombination mit DBB erforderlich. Soll die Kalibration auch in der orthogonalen Ebene durchgeführt werden, ist eine Würfelreferenz erforderlich und der Zeitaufwand ist mindestens doppelt so hoch. Zur Geometrieuntersuchung mit Hilfe eines Laser-Interferometers sind für jede Bewegungsachse drei Einzelmessungen erforderlich.

Die oben genannten Messgeräte und Messverfahren liefern hohe Ortsauflösungen und Linearitäten. Nachteilig sind jedoch Komplexität, große Abmessungen, Kostenaufwand,

erheblicher Aufwand für die Umrüstung und Justage sowie Störanfälligkeit in schmutziger Umgebung.

Fertigungsmaschinen auf Basis von Parallelkinematiken (sog. Stewart-Plattform, Bild 1-3) [5] bieten sich auf Grund ihrer hohen Steifigkeit und Dynamik als attraktive Alternative zu konventionellen (seriellen Kinematik) Werkzeugmaschinen an. Parallelkinematiken bieten 6 Freiheitsgrade im Raum mit minimalem strukturellen Aufwand an. Diese neue Konzeption wird wegen ihrer guten dynamischen Eigenschaften und kleineren Fehlerfortpflanzung zunehmend für Werkzeugmaschinen [6] [7], Flugsimulatoren [8], Positionierplattformen usw. in fast allen Industriebranchen und der Medizintechnik eingesetzt.

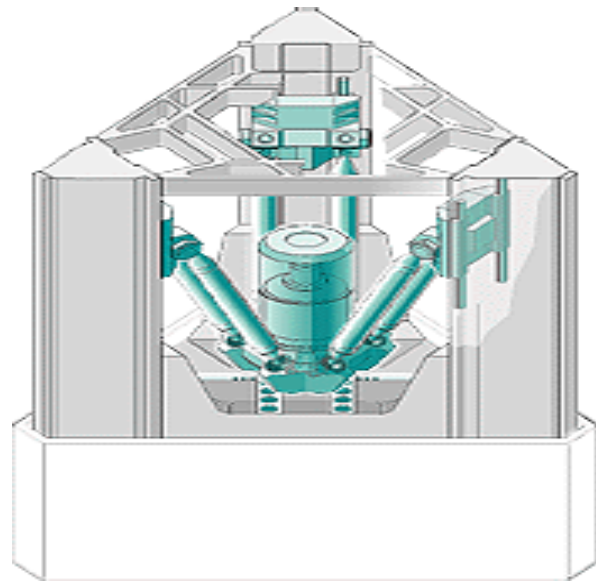


Bild 1-3 Parallelkinematik

Links: 6-DOF Hexapod (Physik Instrument PI GmbH), rechts: vertikale PKM-Drehmaschine Index V100

Die Entwicklung neuer Maschinenkonzepte auf Basis von Parallelkinematiken erfordert allerdings geeignete Messsysteme zur Positions- und Lagemessung. Inkrementale optische Winkel- bzw. Längenmessgeräte können hier nicht optimal eingesetzt werden, weil die Messungen von mechanischen und strukturellen Eigenschaften der Maschinenelemente (Gelenke, Kugelgewindespindel, Getriebe, ...) beeinflusst werden.

Darüber hinaus erfordert die Kalibration der Parallelkinematiken einen größeren Aufwand. Die Kalibrierung erfolgt sowohl rechnerisch [9] [10] als auch mittels kostspieliger Messgeräte wie z. B. Theodolite oder Laser-Tracking [11] [12]. In beiden Verfahren werden komplizierte Berechnungen durchgeführt und dadurch werden die Ergebnisse von Rechenfehlern beeinflusst.

1.2 In-Prozess-Bahnvermessung bei Werkzeugmaschinen

Um das Werkzeug innerhalb des Arbeitsraums einer Werkzeugmaschine genau zu positionieren, werden derzeit hauptsächlich inkrementale optische Winkel- und Längenmessgeräte eingesetzt. Die Auflösung dieser Messgeräte wird von der Teilungsperiode des Glasmaßstabes festgelegt. Die Teilungsperiode liegt bei 4 bis 100 μm je nach verwendetem Messprinzip. Durch elektronische Interpolation des Messsignals wird die Teilungsperiode noch mal verkleinert und dadurch die Auflösung bis 0,1 μm erreicht.

Die inkrementalen optischen Messgeräte sind wesentliche Bestandteile des Lageregelkreises. Ihre Genauigkeiten bestimmen die Fertigungsqualität einer Werkzeugmaschine. Bei der Positionsmessung unterscheidet man je nach der Lage des Messorts zwischen der direkten (unmittelbaren) und der indirekten Messung (Bild 1-4).

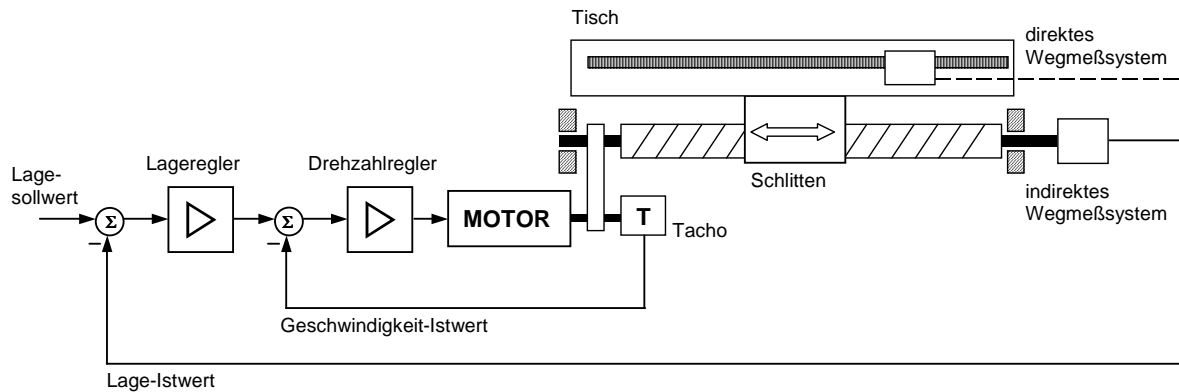


Bild 1-4 Blockschaltbild eines Vorschubantriebs mit direkter und indirekter Positionsmessung

Bei direkter Wegmessung wird das optische inkrementale Längenmessgerät unmittelbar mit der Längsbewegung des Maschinenschlittens gekoppelt und das Messgerät arbeitet translatorisch. Die optisch inkrementalen Längenmesssysteme arbeiten nach dem photoelektrischen Messprinzip (Moire-Effekt). Dieses nutzt die Streifenmuster, die bei Durchstrahlung mit Licht durch die relative Bewegung von zwei parallel ausgerichteten Gittern gleichartiger Teilung entstehen. Die Gitter bestehen aus lichtundurchlässigen Strichen und gleich breiten Strichabständen, die mit einer Teilungsperiode von üblicherweise 10 – 40 μm angebracht werden (Bild 1-5). Ein elektronischer Zähler erfasst die diskreten Impulse und berechnet daraus den Fahrweg nach der Interpolation [13].

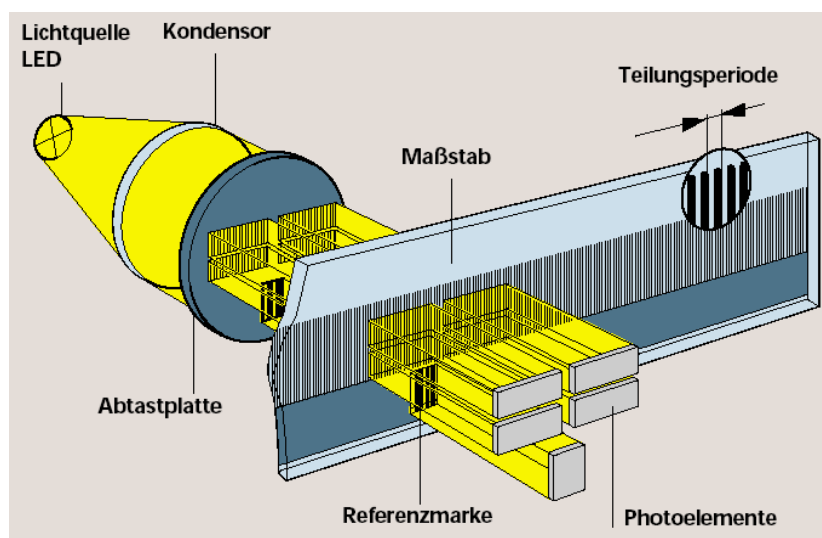


Bild 1-5 Optisches inkrementales Längenmessgerät (Dr. Johannes Heidenhain GmbH)

Eine Alternative zum optisch inkrementalen Wegmesssystem ist der magnetostruktive Wegaufnehmer, welcher die Magnetostruktion für präzise, berührungslose Positionsmessung nutzt. Das Herzstück des magnetostruktiven Wegmesssystems ist das ferromagnetische Messelement, geschützt im Inneren des Sensors. Ein externer, bewegter Positionsmagnet erzeugt

im Sensorelement ein magnetisches Längsfeld. Läuft ein Stromimpuls durch das Messelement, entsteht radial um dieses ein zweites Magnetfeld. Das Zusammentreffen beider Magnetfelder am Messort, löst einen Drehimpuls im Sensorelement aus. Dieser läuft als torsionale Körperschallwelle mit Ultraschallgeschwindigkeit vom Messort zur integrierten Signalverarbeitung im Sensorkopf, wird dort hochgenau erfasst und in ein wegproportionales Ausgangssignal umgeformt (Bild 1-6) [14]. Der Sensor funktioniert reibungslos und damit verschleißfrei und ist besonders geeignet für schmutzige Arbeitsumgebungen.

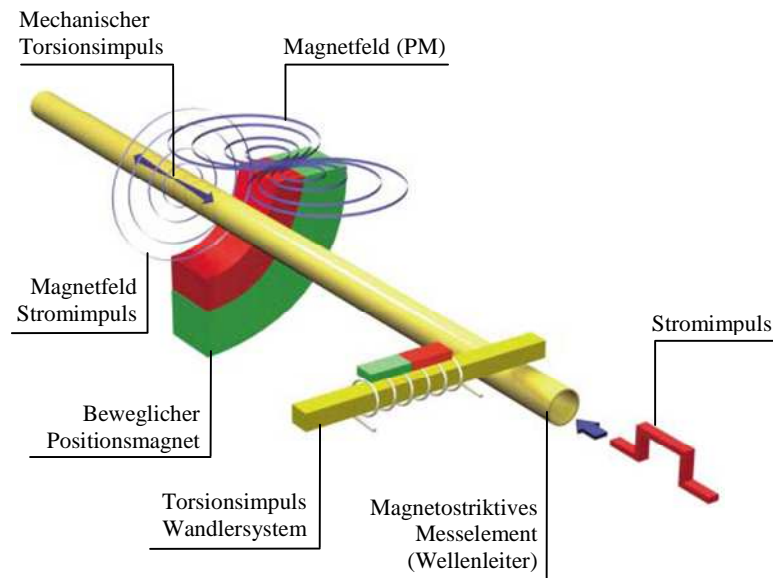


Bild 1-6 Prinzipieller Aufbau eines magnetostriktiven Wegaufnehmers [14]

Da jedes direkte (lineare) Wegmesssystem unmittelbar die Längsbewegung des Tisches erfasst, werden Positionierfehler z. B. infolge elastischer Verformungen der Zahnriemengetriebe und Kugelgewindespindel sowie Temperatureffekte die Messergebnisse nicht verfälschen. Das direkte Längenmesssystem hat den Nachteil, dass der gesamte Messbereich vom Maßstab abgedeckt werden muss. Deshalb nehmen die Kosten für größere Messbereiche (einige Meter) zu. Die direkten Wegmesssysteme werden zu den *extensiven Messsystemen* gerechnet, bei denen die Sensorbaugröße grundsätzlich dem Maschinen-Messbereich entspricht. Für sehr große Messbereiche sind natürlich extensive Messsysteme unwirtschaftlich.

Zur indirekten Wegmessung werden hauptsächlich optische inkrementale Winkelmessgeräte eingesetzt (Bild 1-7). Das Gerät wird im Allgemeinen dort eingesetzt, wo kein direkter Zugriff am Messobjekt realisierbar ist, oder der Messbereich sehr groß ist. In solchen Fällen wird das Winkelmessgerät mittels Zahnriemengetriebe an die zu messende Achsenwelle angekoppelt. Das Funktionsprinzip ist analog zu dem des photoelektrischen Linearmaßstabes [15]. Auf der Glasscheibe des Winkelmessgerätes werden die 360 Grad für eine Spindelumdrehung in Inkremente unterteilt, wobei je nach Spindelsteigung der Kugelgewindespindel ein Winkelsegment einem bestimmten Verfahrensweg entspricht. Nachteilig auf die Positioniergenauigkeit wirken u.a. die Temperaturendehnungen der hoch vorgespannten Spindelmutter und resultierende Steigungsfehler, Verformungen der Zahnriemengetriebe, Verschleiß der Kugelgewindespindel.

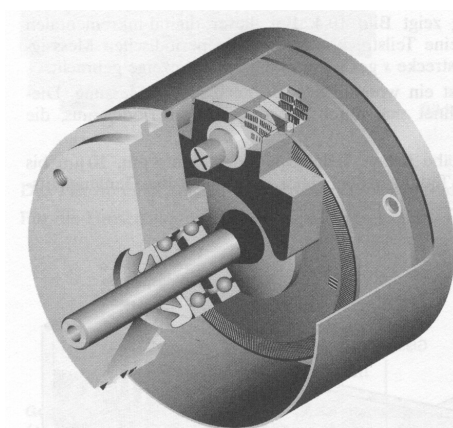


Bild 1-7 Optisches inkrementales Winkelmessgerät (Dr. Johannes Heidenhain GmbH)

1.3 Inertiale Bahnvermessung; Stand der Technik

Um die genannten Nachteile der konventionellen Messgeräte zu umgehen, wäre ein Messsystem ohne aufwendige Justage und Umrüstung erforderlich. Das inertielle Messverfahren für translatorische Verschiebung und Winkellage [16] bietet eine Alternative für die Werkzeugmaschinen- und Robotersteuerung bzw. die Vermessungsaufgaben, die es wert ist untersucht zu werden. Dieses Messverfahren ist ein autonomes, absolut im Raum messendes System, welches ohne Kontakt zur Außenwelt prinzipiell die Lage sowie die Orientierung erfassen kann. Solche Eigenschaften sind mit gebräuchlichen Messgeräten und Verfahren nicht gleichzeitig erreichbar.

Inertielle Positions- und Lagemessung wurden seit vielen Jahren für Navigationsaufgaben in Luft- und Raumfahrt erfolgreich eingesetzt [17]. Dabei werden bordseitig über ein Gyro / Accelerometer-Sensorsystem (ISA: Inertial Sensor Assembly) laufend die Winkellage und die Bahnbeschleunigung des Fahrzeugkörpers gemessen. Durch zeitliche Integration des Beschleunigungssignals können hieraus die aktuelle Geschwindigkeit und Position des Flugkörpers im Navigationskoordinatensystem berechnet werden. Solche Navigationssysteme wurden lange Zeit als so genannte Plattformsysteme realisiert. Ende der sechziger Jahre wurden erste Navigationssysteme in Strapdown-Technik erprobt (hier sind die Sensoren starr mit dem bewegten Körper verbunden). Diese haben sich in den achtziger Jahren nach der Verfügbarkeit schneller Mikrorechner durchgesetzt [18]. Das Bild 1-8 zeigt das Blockschaltbild eines solchen Trägheitsnavigationssystems. Typische Positions-Anforderungen an inertielle Navigationssysteme sind: Messbereich bis 10^4 km , Genauigkeiten von ca. 100 m innerhalb mehrerer Stunden Flugzeit.

Auch die Entwicklung von gestützten Navigationssystemen für autonome Landfahrzeuge ist heutzutage der Stand der Technik. Die Integration von inertialer Messtechnik mit GPS-Empfängern liefert ein leistungsfähiges Ortungssystem, dessen Positioniergenauigkeit unter 1 m liegt. Walchko und Mason [19] berichten über den Einsatz einer preiswerten IMU bei der Navigation eines Landfahrzeuges. Die Positioniergenauigkeit des inertialen Navigationssystems wurde mit Zuhilfenahme der GPS-Stützung mit einer Datenrate von 1 Hz weitgehend verbessert. Wang u.a. [20] haben die Fusion von GPS/INS unter Nutzung des Kalman-Filters als optimale Zustandsschätzung untersucht. Mit 1 Hz GPS-Datenrate und 100 Hz INS-Datenrate und verschiedenen Systemanordnungen (wie z. B. DGPS und PDGPS) wurde die Positioniergenauigkeit bis auf einige Zentimeter erreicht. Bei der Unterbrechung der GPS-Signale (wegen der Abschattung durch Berge, Hochhäuser, Tunnel etc.) lieferte die ungestützte INS innerhalb von 20 s eine Positioniergenauigkeit besser als 50 cm .

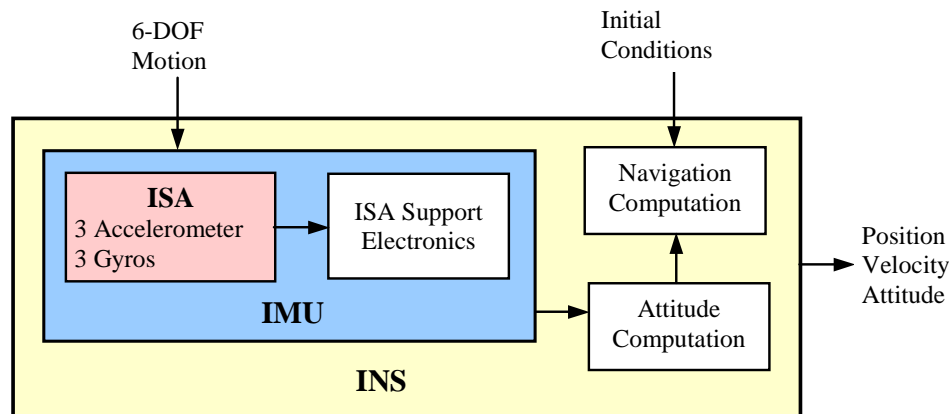


Bild 1-8 Blockschaltbild des Strap-down inertialen Navigationssystems [18],

ISA: Inertial Sensor Assembly

IMU: Inertial Measurement Unit

INS: Inertial Navigation System

Die Anforderungen an eine inertielle Verschiebungsmessung für die Werkzeugmaschinensteuerung unterscheiden sich dagegen deutlich: Vergleichsweise kleiner Messbereich bis zu 10^2 cm mit einer geforderten Positionsauflösung von $1 \mu\text{m}$; die typische Messzeit beträgt einige Sekunden bis einige Minuten.

Die Nutzung inertialer Messverfahren zur Positions- und Lagemessung bei Werkzeugmaschinen bringt einige prinzipielle Vorteile:

- ❑ Das Messsystem arbeitet autonom, d.h. es benötigt während der Messung keine äußeren Bezugspunkte (nicht extensives Messverfahren).
- ❑ Die Sensoren werden unmittelbar am Endpunkt der kinematischen Kette bzw. der Werkzeugmaschine befestigt; daher kann die Position des Werkzeuges direkt aus den Sensorsignalen in kartesische Positionskoordinaten umgerechnet werden. Die Umrechnung über (fehlerbehaftete) Messungen an Gelenkkoordinaten entfällt. Diese Eigenschaft scheint besonders bei parallelkinematischen Maschinen sehr attraktiv zu sein.
- ❑ Inertielle Messungen werden nicht von den mechanischen, thermischen und strukturellen Eigenschaften der Maschinenelemente gestört, weil die Sensoren unmittelbar am Endpunkt der Werkzeugmaschine bzw. der kinematischen Kette montiert sind.
- ❑ Durch die Nutzung der Inertialmesstechnik werden die Messzeiten zur Erfassung von Maschineneigenschaften erheblich reduziert.
- ❑ Durch das inertielle Messverfahren können zusätzlich Informationen über die strukturellen Eigenschaften der Maschine, wie z. B. Eigenfrequenz, Dämpfung usw. gewonnen werden.

Unter Berücksichtigung der potenziellen Fähigkeiten der inertialen Messtechnik könnte dieses Messverfahren in den CNC-Werkzeugmaschinen in zwei Bereichen genutzt werden:

- ❑ Statische und dynamische Genauigkeitsüberprüfung zur Beurteilung der Performance einer Maschine (Kalibration). Die Kalibration erfordert hochgenaue Messungen, aber sie kann in sehr kurzer Zeit (einige Sekunden) durchgeführt werden.

- Online-Wegmessung zur In-Process-Steuerung der Bahnkurven. Diese Wegmessung erfordert weniger Genauigkeit als bei der Kalibration, aber der In-Process-Messzyklus kann mehrere Minuten dauern.

Das inertielle Messverfahren hat allerdings auch erkennbare Nachteile. Da es ein zweifach integrierendes Verfahren ist, wächst der Positionsfehler quadratisch mit der Integrationsdauer. Die sensorbedingten Messfehler-Ursachen sind der zeitvariante Offset, der temperaturabhängige Offset bzw. Empfindlichkeitsfaktor und das Rauschen an den Sensorausgängen und in der Signalvorbereitungsstufe. Bei der Positionsbestimmung wird zuerst die Lage-Orientierung des Körpers durch Integration der Kreissignale berechnet und damit die Transformationsmatrix. Aufgrund der berechneten Transformationsmatrix wird der Beschleunigungsvektor in gewünschten Referenzkoordinaten transformiert und dann zweifach integriert, um die Position zu ermitteln. Dies führt zu einem Fehlerwachstum von Kreisel Fehlern proportional zu T^3 und von Beschleunigungsmessern proportional zu T^2 . Um die Messunsicherheiten reduzieren zu können, z. B. bei der Flugnavigation, müssen häufig zusätzliche externe Informationen (Stützinformationen) wie z. B. Geschwindigkeits- oder Positionsinformationen mit den Informationen eines inertialen Messsystems gekoppelt werden [21].

Die Nutzungsmöglichkeit von inertialen Positions- und Lagemessungen zur Bahnermittlung von Industrierobotern und Handhabungssysteme wird seit Ende der achtziger Jahre erforscht.

Janocha und Schmidt [22] haben die Position des Endeffektors eines Roboters inertial gemessen. Für die experimentellen Untersuchungen standen drei Servo-Beschleunigungssensoren und ein faseroptischer Kreisel zur Verfügung. Der Positionsfehler bei einem Fahrweg von 40 mm in x-Richtung innerhalb $T = 7,7$ s wurde mit 5 mm ermittelt.

An der TU Wien wurden Untersuchungen mit einem kreisellosen inertialen Messsystem angestellt [23], an denen die Orientierung des Endeffektors aus Kostengründen mittels translatorischer Beschleunigungssensoren ermittelt werden sollte. Mit verschiedenartigen Sensorkonfigurationen wurde schließlich festgestellt, dass eine ausreichende Genauigkeit bei kreislosem Messsystem erreicht werden kann, wenn die Abstände der angeordneten Sensoren von einander genügend groß sind. Die geforderte Genauigkeit führt allerdings zu einer für Applikationen sehr großen Sensoranordnung im Vergleich zu den Roboterdimensionen.

Weiß [24] berichtet über die Roboterprogrammierung unter Einsatz eines inertialen Messsystems. Die angestrebten Ergebnisse wurden jedoch nicht erreicht, weil ein konventionelles Flugnavigationssystem zur Lösung dieser Aufgabe eingesetzt wurde, welches die Anforderungen an hochgenaue und kurzzeitige Vermessungen nicht erfüllen könnte.

Hinüber und Janocha [25] haben die Anwendung inertialer Messtechnik zur Vermessung von Industrierobotern untersucht. Das Ziel war es, mittels einer IMU (3 Servo-Beschleunigungssensoren und 2 dynamisch abgestimmte mechanische Kreisel) die einachsige Bewegung eines 6-Achsen-Industrieroboters zu messen. Die Messergebnisse zeigen, dass für einen dreidimensionalen Fahrweg (Weglänge 300 mm in y-Richtung, Fahrzeit 2,5 s) ein Positionsfehler von 0,26 mm erreicht wurde. In dieser Arbeit wurde kein Stützverfahren eingesetzt, deshalb ist der Positionsfehler trotz Nutzung hochwertiger Sensoren groß.

Reinboth [26] hat sich damit befasst, die Genauigkeit der inertial gemessenen Position eines einachsigen Antriebes mit interner Stützung (d. h. ohne zusätzliche Stützensensorik) zu verbessern. Das Ziel war, das zeitabhängige Anwachsen des Positionsfehlers während der Ruhephase zu verhindern. Die Schwierigkeit der Methodik liegt darin, einen Entscheider zu konstruieren, der erkennt, ob sich das Messobjekt (und damit verbundene Inertialsensorik) bewegt oder ob die Signale durch Störungen und Rauschen verursacht werden. Wegen der fehlenden quantitativen Ergebnisse lässt sich die Wirksamkeit der vorgeschlagenen Methode nicht beurteilen.

Spiewak [27], [28], [29] untersucht theoretisch die Eignung von inertialen MEMS-Sensoren zur genauen Bestimmung von translatorischen und rotatorischen Verschiebungen. Experimentell hat er die Steifigkeit der Spindel einer Werkzeugmaschine infolge einer Stoßkraft (s. g. Tap Test) untersucht. Die Ergebnisse zeigen, dass eine kurzzeitige (ca. 0,1 s) inertielle Verschiebungsmessung (IVM) unter Verwendung modellgestützter Rauschaufschaltungsverfahren zu einer Mikrometer-Genauigkeit führen kann. Die wichtigsten Hindernisse für eine hochpräzise IVM sind u.a. Sensorrauschen, Nichtlinearitäten und Seitenempfindlichkeit des Beschleunigungssensors sowie Störschwingungen.

In seinen neuesten Veröffentlichungen [30], [31] hat Spiewak versucht, die schnelle planare Kreisbewegung eines Mikropositioniertisches ($R = 30\ \mu\text{m}$, $v = 9\ \text{mm/s}$) inertial zu messen. Die Versuche wurden in einer extrem isolierten Umgebung (ohne jegliche Störschwingungen und Temperaturschwankungen) durchgeführt. Die inertial berechnete Position der y-Achse innerhalb der Messzeit 0,7 s zeigt wie zu erwarten einen Sinusverlauf mit der Amplitude $30\ \mu\text{m}$, allerdings überlagert mit einem niederfrequenten Störsignal (Drift), das viel größer als das Nutzsignal ist. Diese starke Drift wird noch mal mit einem Polynom erster Ordnung plus einem Sinusterm angenähert und korrigiert. Die erreichte Positionsabweichung war $0,2\ \mu\text{m}$. Das Messverfahren kann aber offensichtlich nicht in der Praxis genutzt werden, weil bei jeder Messung die Drift erneut modelliert werden muss. Darüber hinaus wurde der Einfluss der Störschwingungen bei den Messungen nicht berücksichtigt. Bei der Anwendung (z. B. Kalibrierung der Werkzeugmaschinen) sind immer die Störschwingungen (Maschinen- und Bodenschwingungen) vorhanden, die die Messergebnisse stark beeinflussen können.

Ferner haben Gao, Webb und Gindy [32] Untersuchungen durchgeführt, in denen die Bewegung einer einachsigen Maschine inertial (jedoch mit einem niederwertigen Beschleunigungssensor) gemessen. Zur Stützung wurde das in Maschine vorhandene Geschwindigkeitssignal genutzt. Der Fahrweg war $100\ \text{mm}$ innerhalb 3 s. Der Positionsfehler wurde mittels rechnerischen Korrekturen von $8,3\ \text{mm}$ auf $3,4\ \text{mm}$ reduziert.

Die Stützung der Inertialmesstechnik mittels Stereo-Kameras wurde von Lobo und Dias [33], [34] zwecks Robotersteuerung erforscht. Die Sensorfusion ermöglichte die Rekonstruktion von 3D-Daten aus dem von den Kameras erfassten Umgebungsbild.

Die Datenfusion der Inertialsensorik mit Ultraschallsensorik wurde von Fabrizi u.a. [35] zur Lokalisierung eines mobilen Roboters untersucht. Die Ergebnisse zeigen, dass unter strengen Bedingungen ein robustes Navigationssystem durch die Integration von Sonar- und Inertialsensorik verwirklicht werden kann.

Die Literatursauswertung zum derzeitigen Stand der Technik zeigt insgesamt, dass noch keine funktionsfähigen inertialen Meßsysteme zur genauen Bestimmung von Position und Lage einer Werkzeugmaschine bzw. eines Roboters verfügbar sind.

1.4 Ziel der Arbeit und Abgrenzung der Aufgabenstellung

Theoretisch kann ein vollständiges inertielle Messsystem die räumliche Bewegung eines Körpers in 6 Freiheitsgraden (3 translatorische und 3 rotatorische) erfassen. Eine hypothetische (fehlerfreie) IMU kann zusammen mit einem Prozessrechner alle Aufgaben von konventionellen Wegmesssystemen übernehmen, welche zur Bahnvermessung (In-Prozess-Bahnvermessung) und Ermittlung geometrischer und dynamischer Eigenschaften von Werkzeugmaschinen (Kalibration) eingesetzt werden kann.

Die Merkmale der In-Prozess-Bahnvermessung sind längere Messzeiten, starke Erschütterungen beim Schneidevorgang, Temperaturschwankungen usw. Dagegen erfolgt die Bahnvermessung

bei der Kalibration in kürzerer Zeit ($1 - 2 \text{ s}$) unter der optimalen Bahngeschwindigkeit und mit niedrigerem Störschwingungspegel.

Da beim inertialen Messverfahren der Wegmessfehler proportional zum Quadrat der Messzeit ansteigt, ist in dieser Arbeit die Genauigkeitsüberprüfung (Kalibration) von Werkzeugmaschinen, Handhabungssystemen und Robotern, die in wenige Sekunden erfolgt, vornehmlich von Interesse. Insbesondere wird untersucht, ob das inertielle Messverfahren die Aufgabe von herkömmlichen Kalibrierungsgeräten wie Double Ball Bar (DBB), Kreuzgitter-Messgerät und Vergleichsmessgerät übernehmen kann. Diese Arbeit setzt sich zum Ziel, die Eignung des inertialen Messverfahrens bei der Kalibration von Werkzeugmaschinen, Handhabungssysteme und Robotern zu klären.

In dieser Arbeit wird vorausgesetzt, dass alle zu erfassenden Bewegungen nur translatorisch in einer Ebene erfolgen können, d.h. keine Roll-, Nick- und Gierrotation zu erfassen sind. Diese Voraussetzung ermöglicht es, auf die Kreisel und damit verbundene Messfehler zu verzichten. Deshalb wird die inertielle Messeinheit nur auf Beschleunigungssensoren reduziert und es werden als Messobjekte planare Fräsmaschinen verwendet. Das Messverfahren hat dann die Aufgabe, die translatorischen Bewegungen des Maschinentisches bzw. des Fräskopfes inertial zu ermitteln. Dieses Verfahren wird planare inertielle Verschiebungsmessung (PIVM) genannt.

Im theoretischen Teil dieser Arbeit wird zuerst das grundlegende Prinzip der inertialen Messtechnik dargestellt. Die Einflüsse der verschiedenen Fehlerquellen, wie z. B. Sensorfehler (statische und dynamische), Ausrichtungsfehler, Temperatureffekte, Signalverarbeitungsfehler usw. auf die Positions-Messgenauigkeit müssen berücksichtigt und modelliert werden.

Das Messsystem wird zuerst mit verschiedenen Bahnkurven simuliert (Simulationstool: MATLAB / SIMULINK), um optimale Bahnkurven und Bahngeschwindigkeit zu ermitteln. Es wird bei der Simulationen vorab überprüft, ob die IVM die geforderten Genauigkeiten für die Kalibrationzwecke erfüllen kann.

Im experimentellen Teil sollen die Bahnvermessungen mit realen Werkzeugmaschinen und unter realen Umgebungsbedingungen durchgeführt werden. Als Referenzmessgerät wird ein Kreuzgitter-Messgerät von der Fa. Heidenhain GmbH eingesetzt, deren Messwerte als Vergleichsbasis zu den Ergebnissen der Inertialmesstechnik dienen. Das Kreuzgitter-Messgerät wird auch zur Kalibrierung der Beschleunigungssensoren verwendet.

Als Werkzeugmaschine werden CNC-Fräsmaschinen ausgewählt, weil die geometrischen Verhältnisse in Fräsmaschinen sehr übersichtlich sind. Eine Fräsmaschine verfügt über mindestens 3 steuer- bzw. regelbare, kartesisch angeordnete Vorschubachsen x , y , und z . Die inertielle Messsysteme werden auf den Fräskopf bzw. auf den Arbeitstisch der Maschine installiert (Bild 1-9), damit die Relativbewegung des Fräskopfes gegenüber dem Maschinentisch erfasst werden kann.

Die typischen Anforderungen für die Genauigkeitsüberprüfung im Rahmen eines Kalibrationsvorganges sind:

- ☐ Typischer Arbeitsraum: bis 50 mm in x -, y - und z -Richtung
- ☐ Messzeit: einige Sekunden
- ☐ Messgenauigkeit: $\approx 1 \text{ }\mu\text{m}$
- ☐ Vorschubgeschwindigkeit bis 60 m/min
- ☐ Maximal auftretende Beschleunigung: $\pm 2 \text{ g}$ (siehe Kapitel 4, Messbereiche)

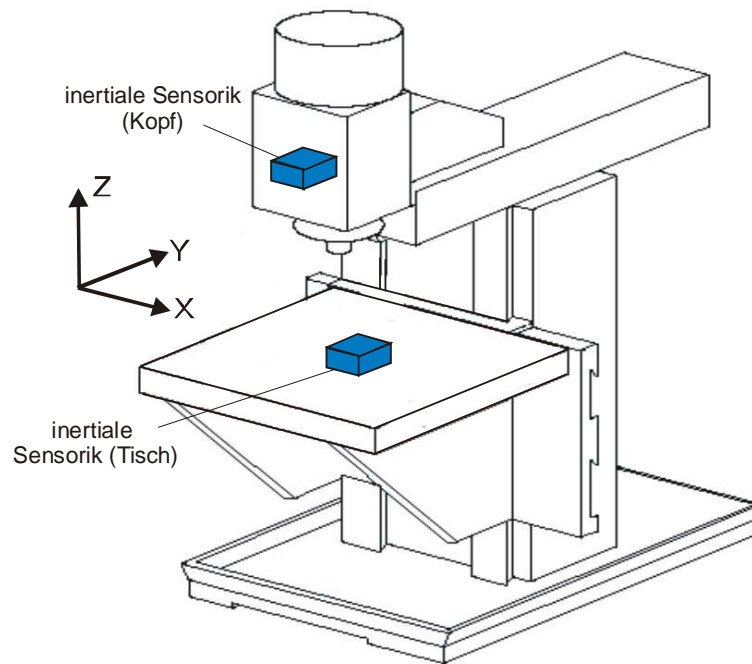


Bild 1-9 Fräsmaschine mit geometrischen Koordinaten x , y , z und inertialen Sensorik zur inertialen Verschiebungsmessung

- ❑ Frequenzgang des Messsystems: DC – 100 Hz (siehe Kapitel 4, Bandbreite)
- ❑ Typische Umgebungsbedingungen: Temperaturbereich 10 bis 50 $^{\circ}C$.
Vibrationen können in allen Freiheitsgraden der Maschine bis 20 g im Frequenzbereich von 50 bis 2000 Hz auftreten.

Die Eignung der inertialen Messtechnik für die Kalibrierung der Werkzeugmaschinen unter diesen Bedingungen soll nachfolgend untersucht werden.

2 Inertiale Messverfahren zur Positions-, Bahn- und Lagemessung; Grundlagen

In diesem Kapitel wird kurz über die Grundlage der inertialen Navigation gesprochen. Der Hauptanwendungsbereich der inertialen Navigationssysteme ist die Luft- und Raumfahrttechnik. Die Anwendbarkeit der inertialen Navigation für die Navigation der Landfahrzeuge, Inspektionsroboter, usw. sind die aktuellen Forschungsthemen. Diese Grundlagen sind notwendig, weil sie für die inertielle Verschiebungsmessung bei Werkzeugmaschinen und Robotern verwendet werden.

2.1 Das inertielle Navigationssystem (INS)

Das zentrale Problem des inertialen Navigationssystems ist die autonome Bestimmung der Bewegungsabläufe eines Körpers und der Navigationsparameter (Beschleunigung, Geschwindigkeit, Lage) in einem Referenzsystem. Es ist prinzipiell möglich, gemäß dem zweiten Newtonschen Axiom die Bewegungsabläufe eines Körpers eindeutig zu bestimmen, wenn alle auf den Körper einwirkenden Kräfte zu jeder Zeit bekannt sind. Deshalb werden Beschleunigungssensoren als Kernkomponente in den inertialen Navigationssystemen eingesetzt, um den Beschleunigungsvektor $\mathbf{a}(t)$ der Bewegung im 3D-Raum zu erfassen und durch zweifache Integration dann auf die Geschwindigkeit $\mathbf{v}(t)$ und die Position $\mathbf{p}(t)$ zu schließen. Es wird hierbei vorausgesetzt, dass die Anfangsposition und die Anfangsgeschwindigkeit zu Beginn der Beobachtungszeit bekannt sind.

$$\begin{aligned}\mathbf{v}(t) &= \int_{\mathbf{v}_0} \mathbf{a}(t) dt \\ \mathbf{p}(t) &= \int_{\mathbf{p}_0} \mathbf{v}(t) dt = \iint_{\mathbf{p}_0, \mathbf{v}_0} \mathbf{a}(\tau) d\tau dt\end{aligned}\tag{2-1}$$

Da die Erdschwerebeschleunigung als Störgröße von den B-Messern mitgemessen wird, muss sie entsprechend kompensiert werden. Hierzu muss die Orientierung des in Bewegung befindlichen Körpers gegenüber dem Trägheitssystem erfasst werden. Dafür dienen drei orthogonal angeordnete Drehratensensoren [18]. Somit besteht eine inertielle Sensoranordnung aus drei orthogonal angeordneten B-Messern zur Bestimmung des Beschleunigungsvektors und drei orthogonal angeordneten Gyros zur Bestimmung des Orientierungsvektors des Körpers. Diese Kombination von Navigationssensoren heißt ISA (Inertial Sensor Assembly). Die ISA-Ausgänge werden digitalisiert und weiterhin mit einer Rechneinheit - üblich ein DSP - konditioniert. Die inertielle Sensoranordnung ISA zusammen mit A/D-Wandler und Elektronik zum Fehlerausgleich wird als inertielle Messeinheit oder IMU (Inertial Measurement Unit) bezeichnet. Bringt man drei B-Messer und drei Gyros auf einer stabil gehaltenen (kardanisch aufgehängten) Plattform an, so spricht man von einer Inertialplattform. Schließlich werden die

Beschleunigungssignale zu einem Navigationsrechner geführt und durch zeitliche Integration werden die Bahngeschwindigkeit und Position ermittelt. Denn ein Inertial Navigation System (INS) besteht prinzipiell aus der IMU und einem Navigationsrechner. Solche Navigationssysteme wurden lange Zeit als so genannte Plattformsysteme realisiert. Die Inertialplattform hat folgende Nachteile [36]:

- ☐ hohe Komplexität
- ☐ hohe Kosten
- ☐ hoher Wartungsaufwand

Um die Nachteile der Plattformsysteme zu vermeiden, wird die kardanisch aufgehängte Plattform mit einem rechnerischen Algorithmus (analytische Plattform) ersetzt. Bei der analytischen Plattform (sog. Strapdown-Technik) werden die Gyros und B-Messer fahrzeugfest montiert und der Rechner übernimmt die Aufgabe des herkömmlichen Rahmensystems (Bild 2-1). Der Rechner erzeugt aufgrund der Drehrateninformationen eine Transformationsmatrix, damit fortlaufend die Koordinationstransformation zwischen den Fahrzeugachsen und den Achsen des Bezugssystems gerechnet wird. Die Realisierung eines Strapdown-Navigationssystems erfordert hochpräzise Kreisel und schnelle Navigationsrechner. Bei der Entwicklung des Laserkreisels und des Halbleiter basierten Mikrorechners wurden beide Voraussetzungen erfüllt. Das erste Strapdown-Navigationssystem wurde Mitte der 70er Jahren in Boeing 757 erfolgreich eingesetzt und ist heutzutage ein wichtiger Bestandteil der Navigationssysteme in der Luftfahrttechnik.

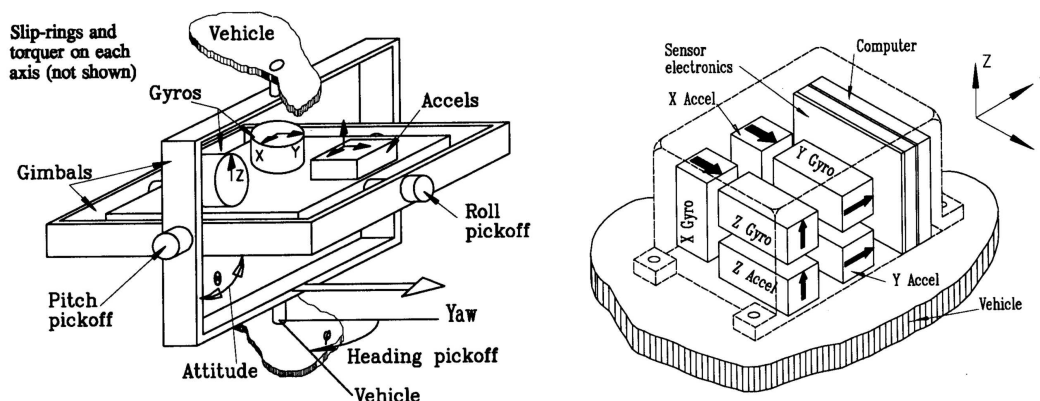


Bild 2-1 Inertialplattform (links) und Strapdown-System (rechts) nach [36]

2.2 Navigationsgleichungen und Rahmensysteme

Um die Navigationsgleichungen eines beweglichen Körpers auf der Erdoberfläche (Landfahrzeuge, Roboter, usw.) bzw. Erdatmosphäre (Luftfahrzeuge) eindeutig zu erstellen, sollen zuerst die benötigten Referenzrahmen (Bezugssysteme) definiert werden. Alle diese Referenzrahmen sind kartesische Koordinatensysteme mit x-, y-, und z-Achse und sie wurden im Bild 2-2 veranschaulicht [18].

- I. **Inertialer Rahmen (i-Rahmen):** Ein nicht rotierendes Bezugssystem mit Achsenbezeichnung x_i , y_i und z_i . Der Ursprung befindet sich im Erdmittelpunkt und die z -Achse ist in Richtung der Erd-Polarachse. Die Achsen x_e und y_e sind orthogonal zueinander und zu z_i . Sie sind relativ zu Fixsternen ruhend.

- II. **Erdreferenzrahmen (e-Rahmen):** Ein rotierendes Bezugssystem mit Achsenbezeichnung x_e , y_e und z_e . Der Ursprung befindet sich im Erdmittelpunkt. Die z -Achse ist in Richtung der Erd-Polarachse. Die Achse x_e liegt auf der Schnittfläche des Greenwich-Meridians und dem Äquator. Die Achse y_e ist orthogonal zu x_e und liegt auf der Äquatorebene. Der Erdreferenzrahmen dreht sich relativ zum inertialen Rahmen um die z -Achse mit der Drehrate Ω .
- III. **Navigationsrahmen (n-Rahmen):** Der Navigationsrahmen ist ein erdoberflächenfestes lokales Bezugssystem, in dem die Bewegungsgleichungen des inertialen Messsystems beschrieben werden. Bei diesem Bezugssystem liegt der Ursprung an der Stelle des Navigationssystems (Punkt P). Die Achse x_n liegt auf der lokalen Meridianebene und zeigt nach Norden, die y_n -Achse nach Osten und die z_n -Achse weist senkrecht nach unten, also kollinear zum Erdschwerevektor.
- IV. **Körper- oder Sensorrahmen (b-Rahmen):** Der Sensorrahmen ist ein orthogonales Bezugssystem, das fest mit dem im Raum bewegten Objekt und darauf montierten Sensoren verknüpft ist. Die Achsen x_b , y_b und z_b sind mit den Roll-, Nick- und Gierdrehungen ausgerichtet.

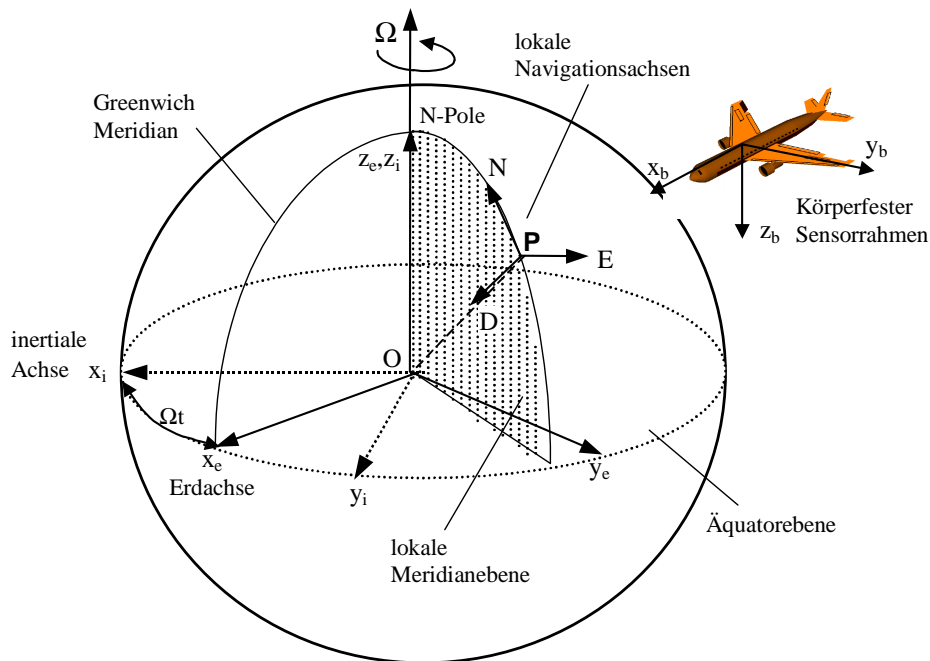


Bild 2-2 Referenzrahmen bei der inertialen Navigation

Die Beschleunigung $\mathbf{a}(t)$ eines Punktes im gravitationsfreien Raum wird im Allgemeinen gemäß dem zweiten Newtonschen Axiom wie folgt berechnet:

$$\mathbf{a} = \frac{d^2}{dt^2} \mathbf{r} \quad (2-2)$$

wobei der Vektor $\mathbf{r}(t)$ die Bahnkurve des Punktes zeigt. Ein Beschleunigungssensor misst nur die spezifische Kraft und nicht die Beschleunigung. Mit anderen Worten: ein Beschleunigungssensor unterscheidet nicht zwischen kinematischer (inertialer) und gravitatorischer Beschleunigung, wenn er in einem Gravitationsfeld beschleunigt wird. Bewegt sich ein Punkt P in einem erdnahen inertialen Referenzrahmen, ergibt sich die einwirkende spezifische Kraft \mathbf{f}

$$\mathbf{f}_i = \left. \frac{d^2}{dt^2} \mathbf{r} \right|_i - \mathbf{G} \quad (2-3)$$

in der \mathbf{G} die Gravitationsbeschleunigung ist. Umformulierung dieser Gleichung nach der inertialen Beschleunigung \mathbf{a}_i führt zur sog. Navigationsgleichung

$$\mathbf{a}_i = \left. \frac{d^2}{dt^2} \mathbf{r} \right|_i = \mathbf{f}_i + \mathbf{G} \quad (2-4)$$

Durch die Integration der obigen Gleichung über die Zeit erhält man die Geschwindigkeit des Punktes P im inertialen Referenzrahmen

$$\mathbf{v}_i = \left. \frac{d}{dt} \mathbf{r} \right|_i \quad (2-5)$$

während weitere Integration die Position des Punktes in diesem Rahmen liefert.

Wenn sich ein inertiales Messsystem sich in einem rotierenden Referenzrahmen befindet (erdnahe Navigation), wird es neben der Gravitation zusätzlich von den Scheinkräften beeinflusst. Die Bodengeschwindigkeit nach dem Coriolis-Satz wird wie folgt berechnet:

$$\left. \frac{d}{dt} \mathbf{r} \right|_e = \mathbf{v}_e = \mathbf{v}_i - \boldsymbol{\omega}_{ie} \times \mathbf{r} \quad (2-6)$$

in der, $\boldsymbol{\omega}_{ie} = [0 \quad 0 \quad \Omega]^T$ die Erddrehrate bezeichnet.

Quasistationäre inertielle Navigation

Beim Einsatz der inertialen Navigation in der Luftfahrt wird immer die Geometrie der Erde berücksichtigt, weil der Arbeitsraum bei der Luftfahrt mit dem Erdradius vergleichbar ist. Insbesondere ist zu beachten, dass die Erddrehrate und die Erdschwerebeschleunigung von der aktuellen Position abhängig sind. Will man in Erdnähe und innerhalb eines Arbeitsraums begrenzt auf ein Kubikmeter und kurze Messdauer mittels einer IMU navigieren, so spricht man von quasistationärer Navigation. Bei der quasistationären inertialen Navigation werden die Erdschwere und Erddrehrate als konstant betrachtet.

2.3 Strapdown-Mechanisierung eines quasistationären INS im erdfesten Bezugssystem

Zur inertialen Ermittlung der Position und Orientierung eines Körpers, müssen die Messdaten von Beschleunigungsmessern und Drehratensensoren mittels eines Strapdown Algorithmus (Strapdown-Mechanisierung) in ein geeignetes Bezugssystem umgerechnet werden. Für die industriellen Anwendungen der Inertialmesstechnik wird normalerweise der Erdreferenzrahmen (e-Rahmen) als Bezugssystem verwendet. Da der Erdreferenzrahmen ein rotierendes Bezugssystem ist, ist der Einfluss der Erddrehrate auf die Navigationsgleichungen zu berücksichtigen.

Die Ableitungen der Bodengeschwindigkeiten im Erdreferenzrahmen \mathbf{v}_e^e und im inertialen Rahmen \mathbf{v}_e^i sind nach dem Coriolis-Satz wie folgt miteinander verbunden:

$$\left. \frac{d}{dt} \mathbf{v}_e \right|_e = \left. \frac{d}{dt} \mathbf{v}_e \right|_i - \boldsymbol{\omega}_{ie} \times \mathbf{v}_e \quad (2-7)$$

in der $\boldsymbol{\omega}_{ie}$ die Erddrehrate relativ zum inertialen Rahmen und $\boldsymbol{\omega}_{ie} \times \mathbf{v}_e$ die Coriolis-Beschleunigung sind. Nach der Umschreibung der Gl. (2-6) nach \mathbf{v}_i und Differenzieren erhält man:

$$\left. \frac{d^2}{dt^2} \mathbf{r} \right|_i = \left. \frac{d}{dt} \mathbf{v}_e \right|_i + \boldsymbol{\omega}_{ie} \times \mathbf{v}_e + \boldsymbol{\omega}_{ie} \times (\boldsymbol{\omega}_{ie} \times \mathbf{r}) \quad (2-8)$$

$\left. \frac{d}{dt} \mathbf{v}_e \right|_i$ von der Gl. (2-8) und $\left. \frac{d^2}{dt^2} \mathbf{r} \right|_i$ von der Gl. (2-4) werden in der Gl. (2-7) ersetzt:

$$\dot{\mathbf{v}}_e^e = \left. \frac{d}{dt} \mathbf{v}_e \right|_e = \mathbf{f}^e - 2\boldsymbol{\omega}_{ie}^e \times \mathbf{v}_e - \boldsymbol{\omega}_{ie}^e \times (\boldsymbol{\omega}_{ie}^e \times \mathbf{r}) + \mathbf{G} \quad (2-9)$$

in der $\boldsymbol{\omega}_{ie}^e$ die Erddrehrate relativ zum inertialen Rahmen, $\boldsymbol{\omega}_{ie}^e \times \mathbf{v}_e$ die Coriolis-Beschleunigung auf Grund der Erddrehung und $\boldsymbol{\omega}_{ie}^e \times (\boldsymbol{\omega}_{ie}^e \times \mathbf{r})$ die Zentrifugalbeschleunigung sind. Der obere Index e in dieser Gleichung bezieht sich auf das Bezugssystem, in dem die Vektorparameter beschrieben sind. Die Zentrifugalbeschleunigung ist ortsabhängig und lässt sich nicht von der Gravitationsbeschleunigung unterscheiden, so kann man sie wie folgt mit der Gravitationsbeschleunigung zur ortsabhängigen (lokalen) Erdschwerebeschleunigung zusammenfassen:

$$\mathbf{g}_l^e = \mathbf{G} - \boldsymbol{\omega}_{ie}^e \times (\boldsymbol{\omega}_{ie}^e \times \mathbf{r}) \quad (2-10)$$

Die Zentrifugalbeschleunigung kann aufgrund des vernachlässigbaren Arbeitsraumes (1 m^3) gegenüber dem Erdradius (quasistationäre Navigation) als konstant angenommen werden. Somit wird auch die lokale Erdschwerebeschleunigung bei quasistationärer Navigation als konstant betrachtet.

Die lokale Erdschwerebeschleunigung kann mit dem von der PTB entwickelten Programm *g-Extractor* unter Angabe der geografischen Breite und der geografischen Höhe (über Normal Null) berechnet werden [37].

In der Gl. (2-9) ist \mathbf{f}^e die spezifische Kraft gemessen im Erdreferenzrahmen, während bei der Strapdown-Technik die spezifische Kraft im körperfesten Sensorrahmen gemessen wird. Dies erfordert eine Transformation vom Sensorrahmen in den Erdreferenzrahmen. Die Transformation wird im Allgemeinen aus der durch die Drehratensensoren gemessenen Winkellage des Körpers gebildet. Es sind grundsätzlich drei Verfahren zur Transformation zu beschreiben:

- Richtungskosinusmatrix
- Euler-Winkel
- Quaternionen

Diese Verfahren wurden detailliert in zahlreichen Literaturstellen analysiert, z. B. [18] und [38], und sie werden hier nicht im Detail behandelt. Wegen der Besonderheiten der vorliegenden Aufgabenstellung ist die Koordinatentransformation nicht von großer Bedeutung. Die spezifische Kraft \mathbf{f}^b gemessen im Sensorrahmen wird hier anhand der Richtungskosinusmatrix \mathbf{C}_b^e , in den Erdreferenzrahmen transformiert. Die Elemente c_{ij} der Richtungskosinusmatrix ist der Kosinus zwischen der j -ten Achse des Körperrahmens und der i -ten Achse des

Erdreferenzrahmens. Unter Verwendung der Richtungskosinusmatrix \mathbf{C}_b^e , wird die Gl. (2-9) wie folgt umgeschrieben:

$$\dot{\mathbf{v}}_e^e = \frac{d}{dt} \mathbf{v}_e^e \Big|_e = \mathbf{C}_b^e \mathbf{f}^b - 2\boldsymbol{\omega}_{ie}^e \times \mathbf{v}_e^e - \mathbf{g}_l^e \quad (2-11)$$

Die Bestimmung der Richtungskosinusmatrix \mathbf{C}_b^e erfolgt mit der Differentialgleichung

$$\dot{\mathbf{C}}_b^e = \mathbf{C}_b^e \boldsymbol{\Omega}_{eb}^b \quad (2-12)$$

$\boldsymbol{\Omega}_{eb}^b$ ist die schiefsymmetrische Form vom Drehratenvektor $\boldsymbol{\omega}_{eb}^b$ (Körperdrehraten bezüglich Erdreferenzrahmen). Der Vektor $\boldsymbol{\omega}_{eb}^b$ lässt sich anhand gemessener Körperdrehraten (Kreiselsignale) und des Erddrehratenvektors wie folgt berechnen [50]:

$$\boldsymbol{\omega}_{eb}^b = \boldsymbol{\omega}_{ib}^b - \boldsymbol{\omega}_{ie}^b = \boldsymbol{\omega}_{ib}^b - \mathbf{C}_e^b \boldsymbol{\omega}_{ie}^e \quad (2-13)$$

in der $\mathbf{C}_e^b = \mathbf{C}_b^{eT}$ ist.

Die Gl. (2-11) ist eine lineare Differentialgleichung mit konstanten Koeffizienten und wird als Navigationsgleichung im Erdreferenzrahmen genannt. Die Gleichung wird numerisch gelöst und liefert Informationen über die Geschwindigkeit und Position des Körpers im Erdreferenzrahmen. In [39] und [40] wurden zahlreiche Algorithmen zur Berechnung der Orientierung von den Drehratenmessungen sowie der Geschwindigkeit und Position von Beschleunigungsmessungen genannt.

Für den Einsatz der Inertialmesstechnik als quasistationäre Navigation (Arbeitsraum ca. 1 m³) kann in sehr guter Näherung von einer konstanten Erdschwerebeschleunigung \mathbf{g}_l^e und einem konstanten Erddrehratenvektor $\boldsymbol{\omega}_{ie}^e$ ausgegangen werden. Das Blockschaltbild zur Mechanisierung eines strapdown-quasistationären inertialen Navigationssystems unter Berücksichtigung der Gln. (2-11) und (2-13) ist im Bild 2-3 dargestellt. Die in der Flugnavigation erforderliche Rückkopplungsschleife für die Berechnung der \mathbf{g}_l^e (nach Gl. (2-10)) entfällt bei der quasistationären Navigation.

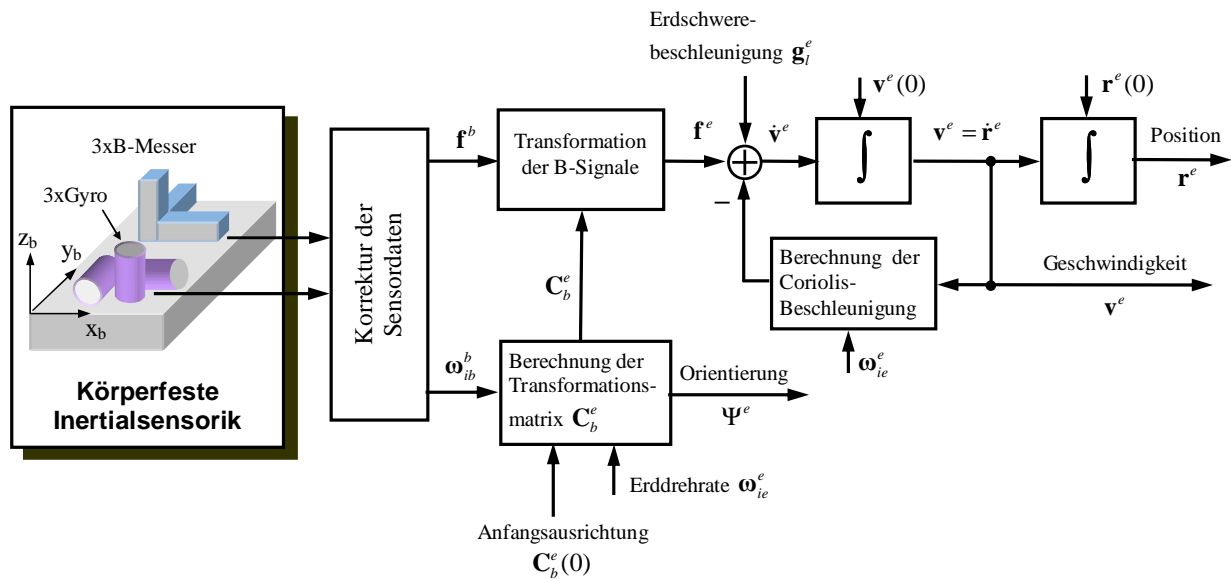


Bild 2-3 Blockschaltbild des quasistationären Strapdown-Navigationssystems

2.4 Stützung des inertialen Messsystems

Zur Verbesserung der Genauigkeit der Inertialmesstechnik ist die Nutzung von hochpräzisen und natürlich kostspieligen Sensoren eine offensichtliche Notwendigkeit. Dies reduziert selbstverständlich die Wachstumsrate der Positions-, bzw. Geschwindigkeitsfehler. Die Zeitabhängigkeit des Fehlerverhaltens bleibt allerdings erhalten. Zur Begrenzung der Navigationsfehler wird das inertiale Navigationssystem in der Regel mit externen Informationsquellen gestützt [21]. Durch die Stützung werden die vom inertialen Messsystem hergeleitete Position und Geschwindigkeit periodisch korrigiert. Je genauer die externen Stützinformationen sind, umso besser kann eine Fehlerkorrektur erfolgen. Die externen Informationen sollen im Gegensatz zum inertialen Messsystem ein zeitunabhängiges und begrenztes Fehlerverhalten besitzen. Bei der Kopplung von verschiedenen Sensoren in einem Multisensorsystem unterscheidet man zwischen Sensor-Integration und Sensor-Fusion [41]. Bei der Sensor-Integration werden normalerweise verschiedene Sensoren für unterschiedliche Aufgaben eingesetzt, dagegen werden bei der Sensor-Fusion Daten von verschiedenen Sensoren zur Messung der gleichen Größen kombiniert. Die Grundvoraussetzung bei der Auswahl eines Stützverfahrens ist es, dass Stärken und Schwächen der Stützsensoren und des Inertialmesssystems sich komplementär zueinander verhalten. Weitere Kriterien sind hierfür die zeitliche Synchronisationsgenauigkeit zwischen den Daten des inertialen Messsystems und den Daten externer Stützinformation [42] sowie die Wertgenauigkeit (Bild 2-4).

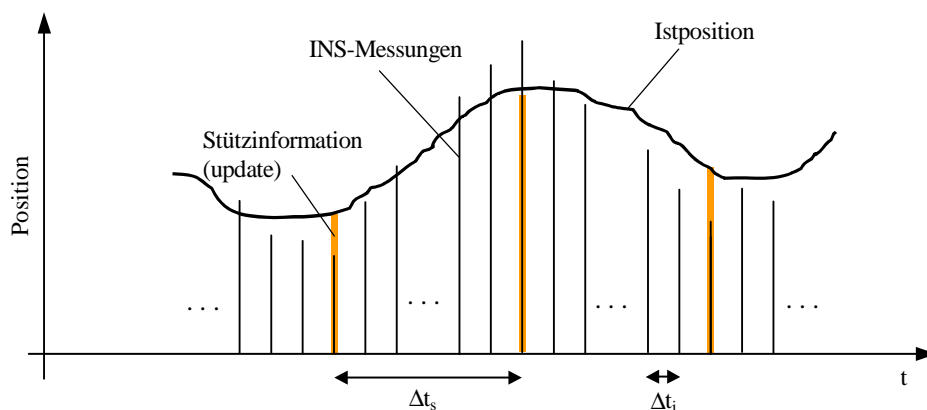


Bild 2-4 Messdaten eines gestützten inertialen Navigationssystems. Δt_i : Periodendauer der INS-Messungen, Δt_s : Stützintervall. Es gilt $\Delta t_s = m \cdot \Delta t_i$.

Um die Daten von Inertialsensorik und Stützsensoren optimal miteinander zu fusionieren, wird ein sog. komplementärer Filter (Bild 2-5) verwendet [21]. Dies führt zur synergetischen Nutzung von gegenseitigen Vorteilen der Inertialsensorik und Stützsensoren. Als komplementärer Filter wird häufig ein Kalman-Filter verwendet. In [43] wurde gezeigt, dass ein Kalman-Filter mit konstantem Kalman-Gain äquivalent zu einem komplementären Filter ist. Die Stützung eines INS mit langzeitstabilen sekundären Navigationshilfen wird auch als integrierte Navigation bezeichnet, wobei die spezifischen Vorteile von kurzzeit- und langzeitstabilen Messverfahren über eine entsprechende Signalverarbeitung optimal miteinander kombiniert werden.

Bei den inertialen Navigationssystemen stehen verschiedene Verfahren zur Verfügung. Man unterscheidet prinzipiell zwischen Positionsstützung und Geschwindigkeitsstützung. Beispiele für die Stützinformationsquelle sind z. B. Global Positioning System (GPS), Funkortung, Landmarke, Doppler-Radar, Barometer usw.

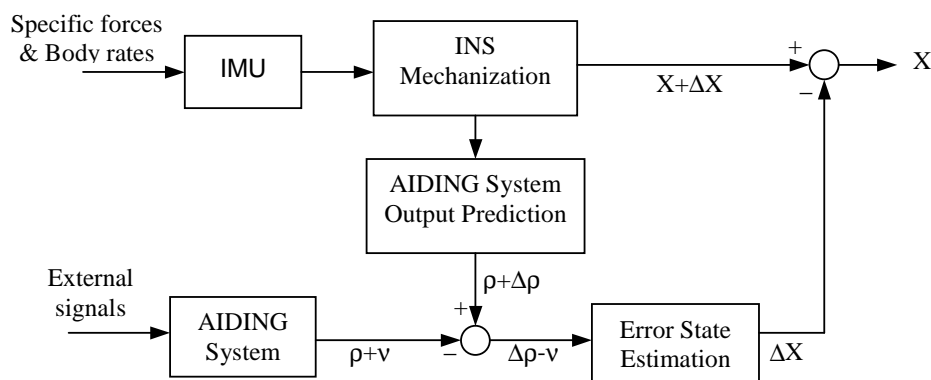
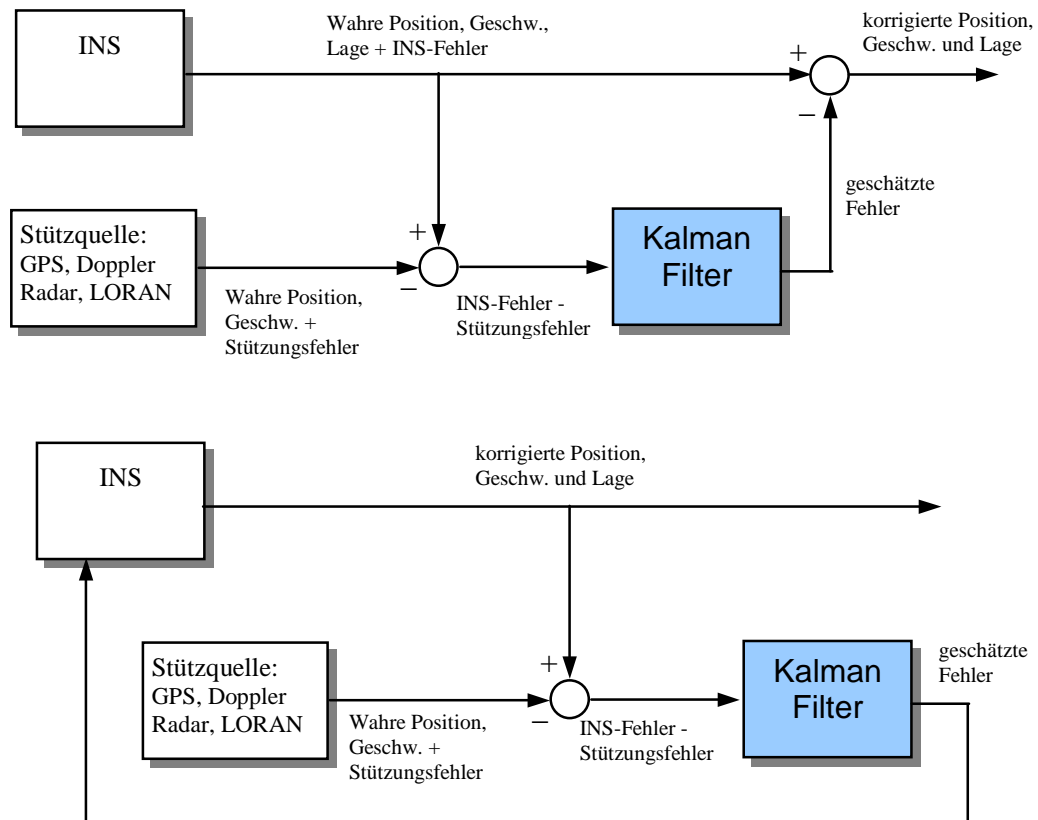


Bild 2-5 Komplementäres Filter zur Fusion der Inertialmesstechnik mit dem Stützungssystem [44]

Das Global Positioning System (GPS) wird heute ausschließlich zur Positionsstützung bei der Schiffs-, Flugzeug- und Landfahrzeugnavigation eingesetzt [44], [45]. Aufgrund der unterschiedlichen Messverfahren verfügen GPS und INS auch über unterschiedliche Fehlercharakteristika. GPS-Messungen liefern im Wesentlichen Positionsinformationen, die über eine hohe Langzeitstabilität verfügen, über kurze Zeiträume aber ein hohes Messrauschen aufweisen. Inertiale Navigationssysteme liefern dagegen Positions-, Geschwindigkeits- und Neigungsinformationen mit einer hohen kurzzeitigen Genauigkeit und einer hohen Datenrate. Die Systemgenauigkeit bleibt aber nicht konstant, sondern verschlechtert sich durch die fortlaufende Integration der Messungen in Abhängigkeit von der Qualität der verwendeten Sensorkomponenten.

Die mathematische Integration der GPS- und INS-Daten geschieht vielfach im Rahmen eines Kalman-Filters. Das Kalman-Filter erlaubt die optimale Schätzung der in einem Zustandsvektor gruppierten Systemfehler. Der Zustandsvektor beinhaltet die Navigationsfehler (Fehler in der Positions-, Geschwindigkeits-, Neigungsbestimmung) und Fehler der Sensorik der Messsysteme (z. B. Offset und Drift der Drehratensensoren und Beschleunigungsmesser). Seit ca. 1960 hat sich die Kalman-Filterung vor allem in Navigationsanwendungen durchgesetzt [46].

Die Ausführung des Kalman-Filters ist je nach der Nutzung der geschätzten Fehler unterschiedlich. Bei der Vorwärts-Konfiguration werden die geschätzten Fehler zur Korrektur der wahren INS-Informationen extern verwendet (Bild 2-6 oben). Diese Konfiguration erfordert ein linearisiertes Modell für die Navigationsgleichungen. Diese Voraussetzung wird verletzt, wenn das Stützungsintervall zu groß ist, oder das INS eine große Drift hat. Um diese Schwierigkeiten zu beheben, wird die sog. Rückwärtskonfiguration eingesetzt (Bild 2-6, unten). Bei der Rückwärtskonfiguration wird der geschätzte Fehler an die INS zurückgeführt, um das Fehlerwachstum im INS intern zu begrenzen. Dies ist notwendig, damit das linearisierte Modell für das Kalman-Filter noch gültig bleibt.

**Bild 2-6** Integriertes INS. Oben: Vorwärtskonfiguration; unten: Rückwärtskonfiguration

3 Zur Anwendbarkeit inertialer Messverfahren bei Werkzeugmaschinen zur Bahnvermessung

Im Kapitel 1 und 2 wurden die Grundlagen und Besonderheiten des inertialen Messverfahrens beschrieben. Im vorliegenden Kapitel wird nun die Adaption der Inertialmesstechnik als neuartiges Wegmesssystem in Werkzeugmaschinen untersucht.

3.1 Grundlegende 3D-Systemkonfiguration

Theoretisch kann ein vollständiges inertiales Messsystem die räumliche Bewegung des Maschinentisches oder Fräskopfes (je nach Maschinenkonstruktion) in 6 Freiheitsgraden (3 translatorische und 3 rotatorische) erfassen. Ein deutlicher Unterschied zwischen den herkömmlichen Kalibriermessgeräten und dem Inertialverfahren erklärt sich dadurch, dass diese Geräte immer die Relativbewegung (Fräskopf gegen Tisch) messen. Mit dem inertialen Messverfahren wird dagegen immer die absolute Bewegung des Maschinenteils gegen den Inertialraum gemessen.

Um die Relativbewegung inertial zu messen, werden zwei Triplex-IMU benötigt. Der erste Sensorsatz wird am Maschinentisch befestigt, während der zweite am Fräskopf der Maschine montiert wird. Zur Bestimmung der relativen Bahnbewegungen werden zunächst die absoluten Beschleunigungsvektoren $\vec{a}_T(t)$ vom Tisch und $\vec{a}_K(t)$ vom Fräskopf in 3D erfasst. Die relative Beschleunigung $\vec{a}(t)$ bzw. die relative Position $\vec{p}(t)$ zwischen dem Fräskopf und dem Tisch wird dann wie folgt berechnet:

$$\begin{aligned}\vec{a}_r(t) &= \vec{a}_T(t) - \vec{a}_K(t) \\ \vec{p}_r(t) &= \iint \vec{a}_r(t) d\tau dt\end{aligned}\tag{3-1}$$

Alternativ kann man auch die Relativbewegung als Differenz der einzelnen Absolutbewegungen betrachten:

$$\begin{aligned}\vec{p}_r(t) &= \vec{p}_T(t) - \vec{p}_K(t) \\ &= \iint \vec{a}_T(t) d\tau dt - \iint \vec{a}_K(t) d\tau dt\end{aligned}\tag{3-2}$$

Das Blockschaltbild eines inertialen Messsystems zur dreidimensionalen Bahnvermessung von Werkzeugmaschinen zeigt Bild 3-1.

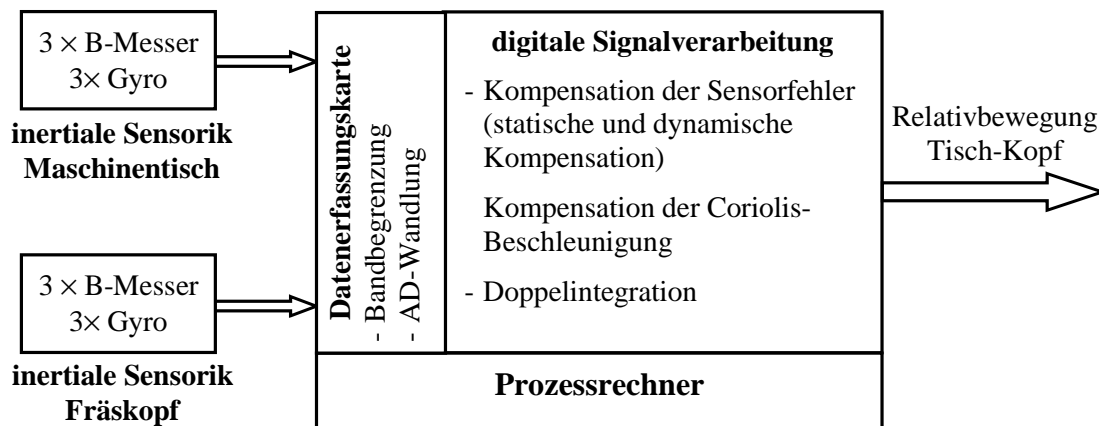


Bild 3-1 Blockschaltbild der vollständigen, inertialen Verschiebungsmessung an Werkzeugmaschinen

Die Berechnung der Relativbewegung nach den vorgeschlagenen Methoden (Gln. (3-1) und (3-2)) sind im Bild 3-2 dargestellt.

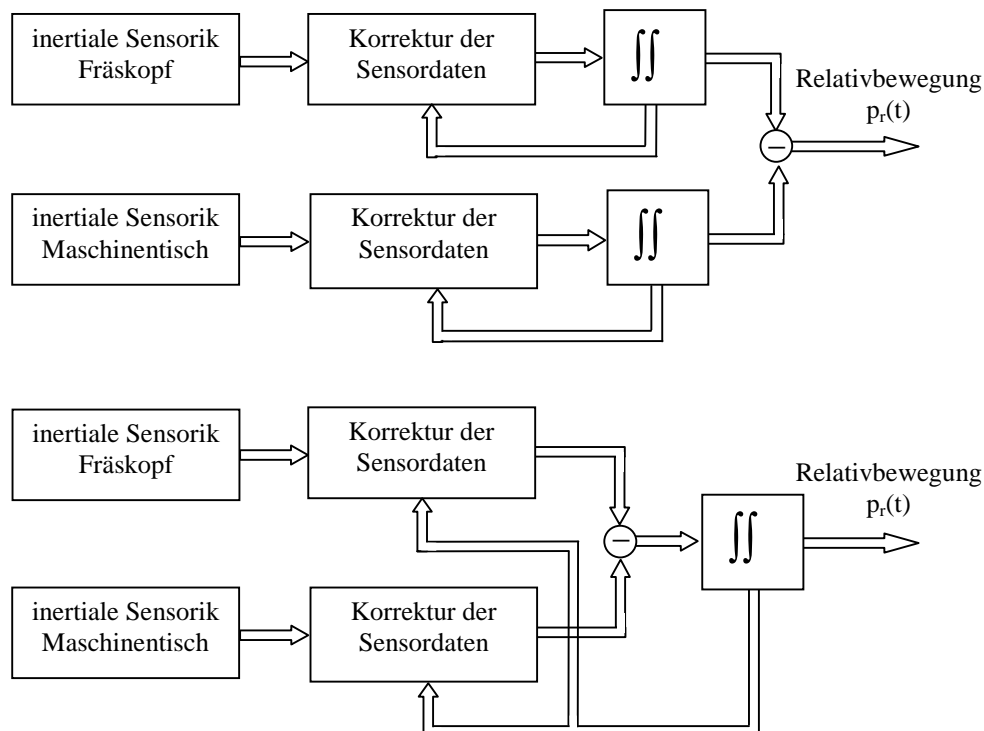


Bild 3-2 Berechnung der Relativbewegung aus den Tisch- und Fräskopf-Beschleunigungssignalen.
Oben: nach der Gleichung (3-1); Unten: nach der Gleichung (3-2)

Wenn also in einer Werkzeugmaschine sichergestellt wird, dass die Relativbewegung nur vom Maschinentisch (oder nur vom Fräskopf) ausgeht, dann vereinfacht sich die Messanordnung im Bild 3-1 zu einer einkanaligen inertialen Messeinheit.

3.2 Planare inertiale Verschiebungsmessung

Bei der planaren inertialen Bahnvermessung einer Werkzeugmaschine, wird vereinfachend vorausgesetzt, dass alle Bewegungen nur translatorisch in einer Ebene (z. B. in der x-y-Ebene)

erfolgen, d.h. keine Roll-, Nick- und Gierrotation zu erfassen sind. Die Voraussetzungen sind bei kartesischen Werkzeugmaschinen realistisch, weil die präzise bearbeiteten Achsenführungen eine translatorische Bewegung in kartesischen Koordinaten gewährleisten. Diese Vereinfachung ermöglicht es, die inertielle Messeinheit nur auf Beschleunigungssensoren zu reduzieren. Dieses Verfahren wird planare inertielle Verschiebungsmessung (PIVM) genannt. Das Blockschaltbild eines solchen vereinfachten Messkonzeptes ist im Bild 3-3 und der Messaufbau ist im Bild 3-4 dargestellt.

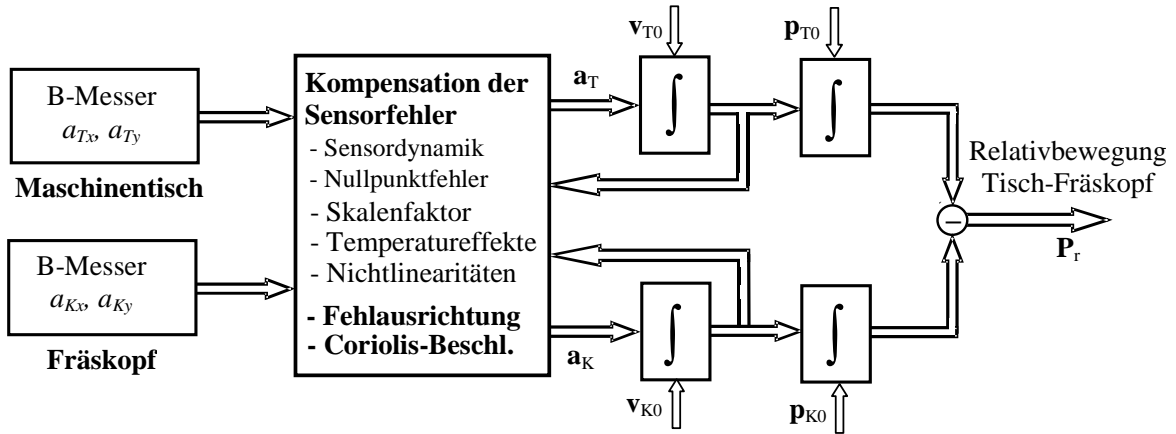


Bild 3-3 Prinzipielles Blockschaltbild der inertialen 2-D Verschiebungsmessung

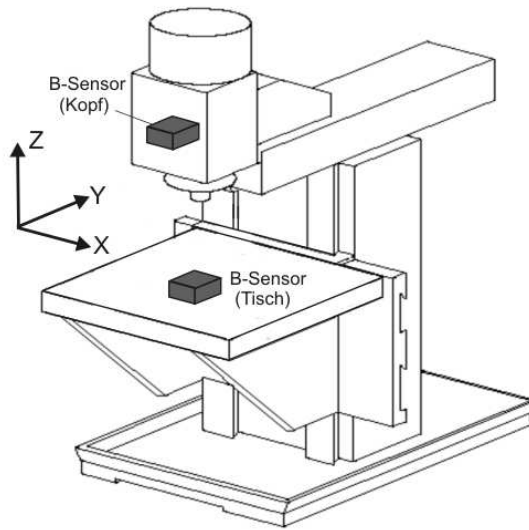


Bild 3-4 Messung der Relativbewegung anhand zweier Triplex-Beschleunigungssensoren, montiert am Maschinentisch und am Fräskopf, wobei nur zwei Sensoren gleichzeitig für die planare Messung genutzt werden

Diese Annahme vereinfacht die Transformationsmatrix \mathbf{C}_b^e in der Gl. (2-11) zur Identitätsmatrix \mathbf{I} . Mit anderen Worten, es vereinigen sich der Sensorrahmen und der Erdreferenzrahmen. In diesem Fall wird die Navigationsgleichung wie folgt beschrieben:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{v}}_e^e &= \frac{d}{dt} \mathbf{v}_e^e \Big|_e = \mathbf{f}^b - 2\boldsymbol{\omega}_{ie}^e \times \mathbf{v}_e^e - \boldsymbol{\omega}_{ie}^e \times (\boldsymbol{\omega}_{ie}^e \times \mathbf{r}) + \mathbf{G} \\ &= \mathbf{f}^b - 2\boldsymbol{\omega}_{ie}^e \times \mathbf{v}_e^e - \mathbf{g}_l^e \end{aligned} \quad (3-3)$$

Die Beschleunigungssignale der B-Messer sind von Zentrifugal- und Coriolis-Beschleunigungen infolge der Erdrotation (Drehrate ω_e) beeinflusst. Diese Beschleunigungen lassen sich jeweils nach folgenden Formeln rechnen:

$$|\mathbf{a}_{zf}| = \omega_e^2 \mathbf{R} = \omega_e^2 r_e \cos \varepsilon \quad (3-4)$$

$$|\mathbf{a}_c| = 2\omega_e v \sin \varepsilon \quad (3-5)$$

mit r_e als mittlerer Erdradius. Die Zentrifugalbeschleunigung \mathbf{a}_{zf} ist nur von der geographischen Breite ε abhängig, während die Coriolis-Beschleunigung \mathbf{a}_c von der geographischen Breite ε und vom Geschwindigkeitsvektor \mathbf{v} abhängig ist.

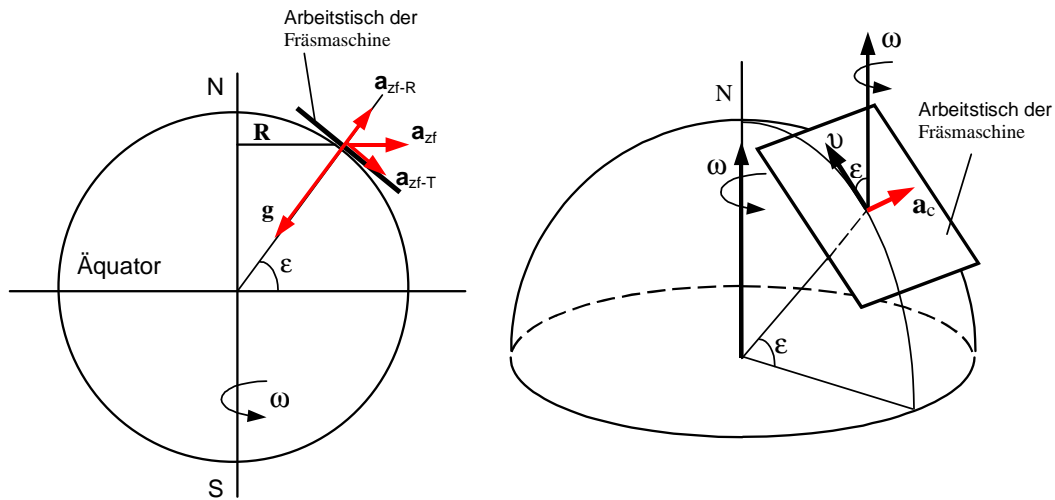


Bild 3-5 Zentrifugalbeschleunigung und ihre Komponenten (links), und Coriolis-Beschleunigung (rechts)

Bild 3-5 stellt die Zentrifugal- und die Coriolis-Beschleunigungen für ein (bewegtes) Objekt dar, das sich in der Nordhalbkugel befindet und in Nordrichtung fährt. Die Zentrifugalbeschleunigung hat eine tangentielle Komponente in der x-y Ebene und eine vertikale Komponente. Die Coriolis-Beschleunigung hat nur eine Komponente in der x-y Ebene und tritt senkrecht zu der Translationsgeschwindigkeit \mathbf{v} auf.

Die Zentrifugalbeschleunigung wird hier aufgrund des vernachlässigbaren Arbeitsraums des inertialen Messsystems gegenüber dem Erdradius (quasistationäre Navigation) als Konstantwert (ca. $10^{-3} g$ in unserer Breite) betrachtet. Diese konstante Störbeschleunigung wirkt bei jeweiligen x-, y- und z-Beschleunigungssensoren auf den Sensoroffset und wird bei der Offsetkorrektur automatisch kompensiert (Gl. (2-10)).

Eine weitere Fehlerquelle ist die Divergenz des konzentrischen Erdgravitationsfeldes. Wegen der geringen räumlichen Ausdehnung des Arbeitsbereiches wird hier dieser Fehler vernachlässigt.

Die Coriolis-Beschleunigung ist dagegen nicht konstant. Auch bei niedriger Amplitude muss die Coriolis-Beschleunigung berücksichtigt werden, wenn die geforderte Messgenauigkeit im μm -Bereich liegt.

Das folgende Beispiel schätzt über die Größe der Coriolis-Beschleunigung ab. In einer Werkzeugmaschine fährt die x-Achse mit der linearen Geschwindigkeit $v_x = 10 \text{ m/min}$ in Nordrichtung, wobei die geographische Breite des Aufstellungsortes $\varepsilon = 50$ Winkelgrad ist. Mit $\omega_e = 7,2921 \cdot 10^{-5} \text{ s}^{-1}$ beträgt die Amplitude der einwirkenden Coriolis-Beschleunigung in y-Richtung (orthogonal zu Geschwindigkeitsvektor \mathbf{v}_x):

$$|a_c| = 2\omega_e |v| \sin \varepsilon = 1,9 \cdot 10^{-6} \quad g$$

Diese Störbeschleunigung verursacht nach einer Verfahrdauer von 1 s einen Positionsfehler in y-Richtung von $9,3 \mu m$.

Die o.a. Kalkulationen beweisen, dass die Coriolis-Beschleunigung oberhalb der geforderten Genauigkeit bzw. Auflösung der B-Messer liegt. Deshalb sollte die Coriolis-Beschleunigung in der Bewegungsdifferentialgleichung berücksichtigt werden.

Da die Coriolis-Beschleunigung vom Geschwindigkeitsvektor \mathbf{v} des beweglichen Teiles der Fräsmaschine abhängig ist, wird im Bild 3-3 dieser Vektor nach der ersten Integration der Beschleunigungssignale \mathbf{a}_{sens} ermittelt und für die Korrektur rückgekoppelt. Das korrigierte Beschleunigungssignal \mathbf{a}_{kor} lautet somit:

$$\mathbf{a}_{kor} = \mathbf{a}_{sens} - \mathbf{a}_c = \mathbf{a}_{sens} - 2\boldsymbol{\omega} \times \mathbf{v} \quad (3-6)$$

3.3 Einfluss von Störschwingungen

Wenn auf eine Maschine eine nicht konstante Kraft einwirkt, so wird die Maschine dadurch in Schwingung versetzt. Die Maschinenschwingungen werden üblicherweise wie folgt klassifiziert [47]:

- **Freie Schwingungen:** infolge einer kurzzeitigen Kraft (z. B. stoßförmig oder sprungförmig). Diese Schwingungen setzen sich aus einer Überlagerung aller Eigenfrequenzen zusammen und klingen durch die vorhandenen Dämpfungskräfte ab. Die wichtigsten Ursachen für die freien Schwingungen sind seismische Schwingungen, die über das Fundament der Maschine abgeleitet werden und die internen Kräfte, die von der Maschine selbst erzeugt werden (z. B. durch schnelles Anfahren und Positionieren des Maschinentischs).
- **Fremderregte Schwingungen:** Diese Art Schwingung tritt an der Maschine auf, wenn an irgendeiner Stelle der Maschine eine periodische Kraft mit konstanter Frequenz einwirkt.
- **Selbsterregte Schwingungen:** Die Rückwirkung des Schnittprozesses auf die nachgiebige Maschinenstruktur führt zu einem instabilen Bearbeitungsfall und verursacht die selbsterregten Schwingungen.

Zwecks mathematischer Analyse der Störschwingungen auf die inertielle Verschiebungsmessung wird nachfolgend angenommen, dass eine sinusförmige Schwingung mit der Beschleunigungsamplitude A_s und der Frequenz ω_s auf den Maschinentisch bzw. Beschleunigungssensor wirkt (monofrequente Störung):

$$a_s(t) = A_s \sin(\omega_s t + \varphi) \quad (3-7)$$

wobei φ die Phasenlage der Schwingung bei $t_0 = 0$ ist. Dieses Störsignal wird zur Bestimmung des Positionsfehlers zweimal integriert.

Die Geschwindigkeit nach der ersten Integration (mit der Anfangsgeschwindigkeit gleich Null) beträgt

$$v_s(t) = \int_{t_0}^t a_s(\tau) d\tau = -\frac{A_s}{\omega_s} [\cos(\omega_s t + \varphi) - \cos \varphi] \quad (3-8)$$

und die Position nach nochmaliger Integration (mit der Anfangsposition gleich Null)

$$x_s(t) = \int_{t_0}^t v_s(\tau) d\tau = -\frac{A_s}{\omega_s^2} \sin(\omega_s t + \varphi) + \frac{A_s \cos \varphi}{\omega_s} t + \frac{A_s \sin \varphi}{\omega_s^2} \quad (3-9)$$

Es zeigt, dass das Positionssignal aus drei Komponenten besteht. Die erste Komponente ist wiederum ein schwingender Anteil, während die zweite ein mit t proportionaler Term und die dritte eine Konstante ist. Von diesen drei Komponenten ist die zweite Komponente von größter Bedeutung für den Positionsfehler.

Der Positionsfehler $x_s(t)$ wird nachfolgend exemplarisch für zwei Werte von φ (nämlich $\varphi = 0$ und $\varphi = \pi/2$) betrachtet.

Für $\varphi = 0$ (Sinusschwingung):

$$\begin{aligned} a_s(t) &= A_s \sin \omega_s t \\ v_s(t) &= \int_{t_0}^t a_s(\tau) d\tau = -\frac{A_s}{\omega_s} [\cos \omega_s t - 1] \\ x_s(t) &= \int_{t_0}^t v_s(\tau) d\tau = -\frac{A_s}{\omega_s^2} \sin \omega_s t + \frac{A_s}{\omega_s} t \end{aligned} \quad (3-10)$$

In diesem Fall hat der schwingende Anteil eine vernachlässigbare Amplitude, während der zweite Term mit der Zeit wächst.

Für $\varphi = \pi/2$ (Cosinusschwingung):

$$\begin{aligned} a_s(t) &= A_s \sin(\omega_s t + \frac{\pi}{2}) = A_s \cos \omega_s t \\ v_s(t) &= \int_{t_0}^t a_s(\tau) d\tau = \frac{A_s}{\omega_s} \sin \omega_s t \\ x_s(t) &= \int_{t_0}^t v_s(\tau) d\tau = -\frac{A_s}{\omega_s^2} \cos \omega_s t + \frac{A_s}{\omega_s^2} \end{aligned} \quad (3-11)$$

In diesem Fall ist der zu t proportionale Term gleich Null und der schwingende bzw. der konstante Term hat eine vernachlässigbare Amplitude.

Als Beispiel wird der Einfluss der Maschinenschwingungen auf den Positionsfehler anhand einer monofrequenten Störschwingung mit der Amplitude 5 mg und der Frequenz 10 Hz simuliert (Bild 3-6). Es zeigen sich deutlich die unterschiedlichen Zeitverläufe der Positionsfehler abhängig von der Phasenlage der Störschwingung beim Start der Integration.

Die oben aufgeführte Analyse zeigt, dass insbesondere die niederfrequenten Störschwingungen der Maschine beachtlichen Einfluss auf die inertial berechnete Position haben können. Diese Störfrequenzen kann man nicht einfach mit Hilfe eines Tiefpassfilters im Beschleunigungssignal beseitigen, weil sie sich mit dem Spektrum des Nutzsignals überlappen.

Eine vollständige Offline-Kompensation der Störschwingung ist jedoch dann möglich, wenn beim Start der Integration der Phasenwinkel φ gleich 90° ist (rechnerische Kompensation). Dieses Verfahren funktioniert sehr gut, wenn die Störschwingung nur aus einer Komponente mit

konstanter Amplitude besteht. In der Realität ist die Ermittlung der richtigen Phasenlage der Schwingungen beim Start der Integration jedoch nicht genau möglich, weil im Spektrum der Störschwingungen – wie die Fourier-Analyse des Beschleunigungssignals a_x (Bild 8-4) zeigt – mehrere Komponenten enthalten sind.

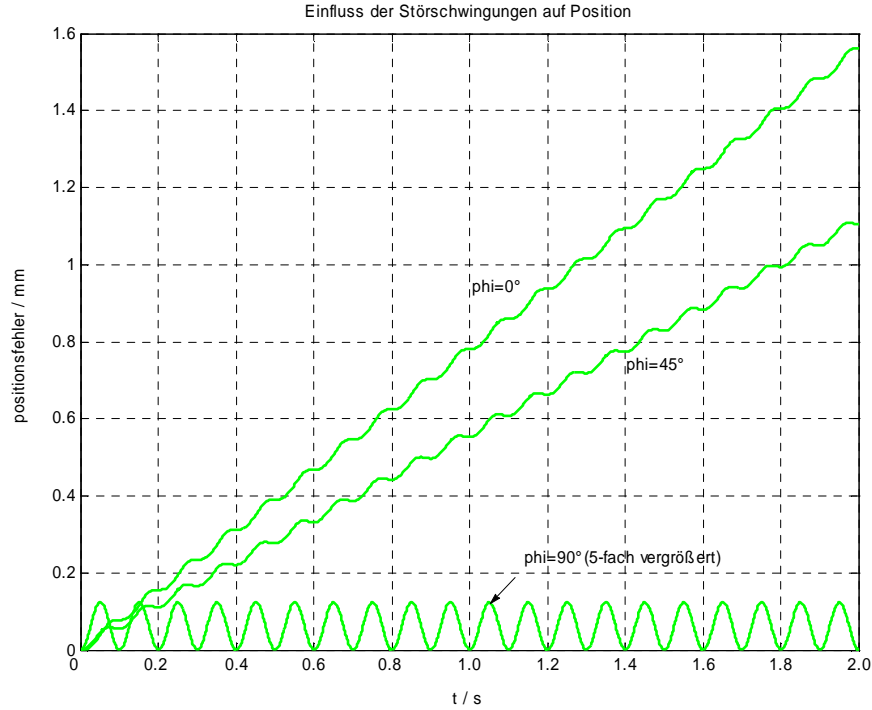


Bild 3-6 Simulierte Positionsfehler infolge monofrequenter Störschwingung in der Maschine mit der Amplitude 5 mg und der Frequenz 10 Hz . Der Parameter ϕ ist die gewählte Phasenlage ϕ der Störschwingung beim Start der Integration.

Im Allgemeinen wird eine solche breitbandige Störschwingung als Summe von mehreren harmonischen Schwingungen dargestellt.

$$A_s(t) = \sum_{i=1}^N A_{s-i} \sin(\omega_{s-i} t + \phi_i) \quad (3-12)$$

mit N : Anzahl der Störkomponenten. In diesem Fall lässt sich der gesamte Positionsfehler wie folgt berechnen:

$$x_{s\text{-ges}}(t) = \sum_{i=1}^N \left[-\frac{A_{s-i}}{\omega_{s-i}^2} \sin(\omega_{s-i} t + \phi_i) + \frac{A_{s-i} \cos \phi_i}{\omega_{s-i}} t + \frac{A_{s-i} \sin \phi_i}{\omega_{s-i}^2} \right] \quad (3-13)$$

Unter Voraussetzung, dass der zweite mit t proportionale Term von größter Bedeutung für den Positionsfehler ist, wird diese Gleichung vereinfacht zu

$$x_{s\text{-ges}}(t) = \sum_{i=1}^N \frac{A_{s-i} \cos \phi_i}{\omega_{s-i}} t \quad (3-14)$$

Der obere Grenzwert der Positionsfehler wird erreicht, wenn alle Störkomponenten gleiche Phasenlage haben (was in der Realität nicht vorkommt) und $\phi_i = \pm \frac{\pi}{2}$ für $i = 1 \dots N$. Er beträgt innerhalb der Messzeit T_{mess}

$$\max \{x_{s-ges}\} = \left| \sum_{i=1}^N \frac{A_{s-i}}{\omega_{s-i}} T_{mess} \right| \quad (3-15)$$

Eine Alternative zur rechnerischen Kompensation der Störschwingung ist die Nutzung zusätzlicher Beschleunigungssensoren, die nur die Störschwingungen aufnehmen, ohne von der Verschiebungsbewegung der Maschinenachsen beeinflusst zu werden. Hierzu müssen die Haupt- und die Hilfssensoren sowie die Signalkanäle möglichst identisch sein.

Die im Bild 3-4 dargestellte Messanordnung kann zur apparativen Kompensation der Störschwingungen dienen. Diese Messanordnung hat den Vorteil, dass der Einfluss der Störschwingungen auf die Nutzsignale eliminiert wird. Die Gl. (3-1) wird in diesem Fall wie folgt umformuliert:

$$\begin{aligned} \vec{a}_r(t) &= [\vec{a}_T(t) + \vec{a}_{TS}(t)] - [\vec{a}_K(t) + \vec{a}_{KS}(t)] \\ &= [\vec{a}_T(t) - \vec{a}_K(t)] + [\vec{a}_{TS}(t) - \vec{a}_{KS}(t)] \end{aligned} \quad (3-16)$$

in der $\vec{a}_{TS}(t)$ und $\vec{a}_{KS}(t)$ die Störanteile der Tisch- und Fräskopfbeschleunigung sind. Es wird vorausgesetzt, dass die gesamte Maschinenkonstruktion sich wie ein Starrkörper verhält und die entstehenden Störschwingungen sich in allen Maschinenteilen gleichmäßig ausbreiten. Unter dieser Annahme ist $\vec{a}_{TS}(t) = \vec{a}_{KS}(t)$, und die Differenzbeschleunigung $\vec{a}(t)$ wird störfrei. Diese Annahme kann wegen der lokalen Unterschiede im Störfrequenzgang allerdings nicht exakt erfüllt werden.

3.4 Potentielle Stützverfahren für die inertielle Verschiebungsmessung

Für den Einsatz in Werkzeugmaschinen und Robotern kommen drei prinzipielle Stützungsverfahren in Betracht (Bild 3-7):

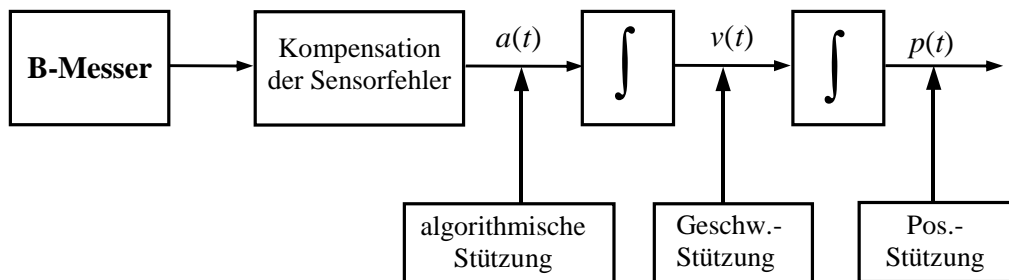


Bild 3-7 Drei mögliche Stützverfahren bei der inertialen Verschiebungsmessung

3.4.1 Positionsstützung

Nicht periodische Bahnkurven:

Koordinatenbeobachtungen: Durch den Vergleich mit unabhängig bestimmten Koordinaten von Referenzpunkten kann der Positionsfehler des INS bestimmt werden (sog. Koordinatenupdate, Engl. coordinate update point (CUPT)). Im einfachsten Fall wird das INS dazu über die koordinatenmäßig bekannten Punkte gefahren und die Positionsdivergenz ermittelt.

Vorteilhaft für die statische Vermessung in einem begrenzten Arbeitsraum ist die Verwendung optischer Verfahren, die nicht taktil arbeiten. Untersucht wurden 6 dimensionale

Prismen / Sensorkombination [48] und die Verwendung sog. Réseau-Scanning-Kameras (RSC) in Verbindung mit photogrammetrischen Algorithmen zur Positionsbestimmung [49]. Diese Verfahren erscheinen jedoch für Werkzeugmaschinensteuerungen in Verbindung mit der inertialen Messmethode nicht optimal.

Periodische Bahnkurven:

Die Positionierwiederholgenauigkeit von Werkzeugmaschinen kann genutzt werden, um nach einer beliebigen geschlossenen Bahnkurve (Messdauer T_{mess}) einen definierten Punkt im Raum periodisch anzufahren. Das Positionsstützsystem kann diesen Punkt zur Verfügung stellen. Die inertial berechnete Position zum Zeitpunkt T_{mess} wird nun mit der Position des Stützpunktes verglichen. Die Positionsdivergenz ist ein Maß für den Positionsfehler. Dieser Positionsfehler kann anhand eines Korrektursatzes kompensiert werden. Die Positionsstützung wird eingehend im Kapitel 5 behandelt.

3.4.2 Geschwindigkeitsstützung

Apparative Geschwindigkeitsstützung:

Eine Geschwindigkeitsstützung ermöglicht es, über die Geschwindigkeitsmessung des Arbeitstisches und Integration die Positionsfehler zu ermitteln. Zur genauen Geschwindigkeitsmessung stehen zwei Möglichkeiten zur Verfügung.

- ❑ Externe Geschwindigkeitsmessung aufgrund Mikrowellen- oder Laser-Dopplerverfahren. Die Geschwindigkeit wird unmittelbar (direkt) gemessen und mit der von erster Integrationsstufe gerechneter Geschwindigkeit verglichen. Die zu erwartende Messgenauigkeit ist hoch, wird jedoch mit großem Geräteaufwand erreicht.
- ❑ Indirekte Geschwindigkeitsmessung durch die in Achsantrieben integrierte Tachos. Die Messung wird vom statischen und dynamischen Verhalten des mechanischen Übertragungssystems (Getriebe, Gewindespindel, usw.) beeinflusst und liefert mittlere Genauigkeiten.

Rechnerische Geschwindigkeitsstützung:

Die Nullgeschwindigkeitsstützung ist ein rein rechnerisches Stützverfahren. Der Maschinentisch wird in bestimmten Punkten der Bahnkurve angehalten ($v = 0$). Durch den Vergleich der vom INS berechneten Geschwindigkeit mit dem Wert Null kann der Geschwindigkeitsfehler bestimmt und anhand eines entsprechenden Korrektursatzes kompensiert werden. Das Verfahren wird in der Fachliteratur der Inertialgeodäsie [50] als Nullgeschwindigkeitsstützung (Eng. Zero Velocity Update Point ZUPT) bezeichnet. Das ZUPT-Verfahren wird bei den experimentellen Untersuchungen dieser Arbeit weitgehend verwendet.

Als Alternative kann das INS über genau bekannte Punkte gefahren und angehalten werden. In diesem Fall werden zwei Stützverfahren, nämlich CUPT und ZUPT, gleichzeitig durchgeführt.

3.4.3 Rechnerische Beschleunigungsstützung

Ein weiteres Stützverfahren ist das algorithmische Stützverfahren in der Beschleunigungsebene. Bei diesem Verfahren wird überprüft, ob während eines Fahrwegs Ruhezustände vorkommen. Beim auftretenden Ruhezustand wird die Geschwindigkeit und folglich die Beschleunigung des Objektes gleich Null gesetzt und die Integration wird ausgeschaltet. Dies führt zur Begrenzung des mit der Zeit wachsenden Positionsfehlers. Die algorithmische Stützung erfordert keine

Stützsensoren. Dieses Verfahren kann auch während translatorischer Bewegungen mit konstanter Geschwindigkeit (d.h. Null-Beschleunigung) verwendet werden.

Für die Kalibrierung der Werkzeugmaschine ist die direkte Positionsstützung neben der rechnerischen Stützung vorteilhafter, daher wird im nachfolgenden diese Stützung favorisiert.

3.5 Zusammenfassung / Schlussfolgerung

Die Anwendbarkeit des inertialen Messverfahrens bei Werkzeugmaschinen zwecks Verschiebungsmessung wurde in diesem Kapitel behandelt. Es wurde ein Messaufbau vorgeschlagen, der prinzipiell die Relativbewegung des Maschinentisches gegenüber dem Fräskopf erfassen kann. Bei den kartesischen Werkzeugmaschinen wurde begründet, dass keine Achsenrotationen vorhanden sind. Dies führte zur Reduzierung der erforderlichen Inertialsensoren und folglich zur Vereinfachung der Navigationsgleichung.

Der Einfluss der Störschwingungen auf die inertielle Verschiebungsmessung wurde theoretisch behandelt und die analytischen Formeln zur Bestimmung der Geschwindigkeits- und Positionsfehler infolge einer monofrequenten Schwingung entwickelt. Es wurde festgestellt, dass bei einer monofrequenten Schwingung der dominante Störterm harmonisch von der Schwingungsphase φ abhängig ist. Deshalb kann man bei der dominanten Störschwingung nach dem Zeitpunkt t_0 suchen, die der Phasenlage $\varphi = \pi/2$ (oder auch $\varphi = 3\pi/2$) entspricht und dadurch wird der schwingungsbedingte Positionsfehler möglichst klein gehalten. bei multifrequenten Störschwingungen ist dies nur mit gewissem Restfehler möglich, der sich dann in der verbleibenden Positionsabweichung äußert.

Schließlich wurde die Anwendbarkeit der potenziellen Stützverfahren bei der inertielle Verschiebungsmessung überprüft. Geeignete Stützverfahren sind die direkte Positionsstützung und die Nullgeschwindigkeitsstützung sowie die algorithmische Stützung.

4 Anforderungen an die Beschleunigungssensoren der inertialen Verschiebungsmessung

Die optimale Auslegung der inertialen Sensoren orientiert sich am Achsenantrieb und dem Schwingungsspektrum von Werkzeugmaschinen. In diesem Zusammenhang müssen die höchste erreichbare Linearbeschleunigung, die Maschinendynamik und der Achsenfrequenzgang berücksichtigt werden. Die Sensoren müssen insbesondere die Anforderungen an die Messgenauigkeit (Mikrometerbereich) erfüllen. Es muss geprüft werden, ob Sensoren mit den erforderlichen Leistungsvermögen verfügbar sind. Hierzu werden nachfolgend die Spezifikationen von kommerziellen Servo- und MEMS-Beschleunigungssensoren herangezogen.

Da der Beschleunigungssensor die wichtigste Komponente einer inertialen Verschiebungsmessung ist, ist die richtige Auswahl des B-Messers von großer Bedeutung. In Tabelle 4-1 sind typische Anforderungen an Beschleunigungssensoren für drei bekannte Anwendungen zusammengefasst worden.

Parameter	Airbag	Fahrzeugstabilität	Flugnavigation
Messbereich	50 g	2 g	1 g
Bandbreite	0 – 400 Hz	0 – 400 Hz	0 – 100 Hz
Auflösung	<100 mg	<10 mg	<4 μ g
Nichtlinearität	<5%	<2%	<0,1%
Max. shock in 1 ms	>2000 g	>2000 g	>20 g
Querempfindlichkeit	<5%	<5%	<0,1%
Temperaturbereich	-40 – 80 °C	-40 – 80 °C	-40 – 80 °C
Temperaturkoeffizient vom Offset	<100 mg/°C	<60 mg/°C	<50 μ g/°C
Temperaturkoeffizient vom Skalierungsfaktor	<900 ppm/°C	<900 ppm/°C	<50 ppm/°C
Rauschpegel	–	100 μ g/ $\sqrt{\text{Hz}}$	<1 μ g/ $\sqrt{\text{Hz}}$

Tabelle 4-1 Anforderungen an Beschleunigungssensoren bei verschiedenen Anwendungen [51]

Für die planare inertielle Verschiebungsmessungen (PIVM) können nun die folgenden Kriterien abgeleitet werden:

4.1 Messbereich

Die maximale Beschleunigung a_{max} einer linear zu bewegend Masse (Fräskopf bzw. Maschinentisch) wird vom Antriebssystem beschränkt. Die Vorschubantriebe einer Werkzeugmaschine bestehen aus dem Motor, dem evtl. vorhandenen Zwischengetriebe und der Gewindespindel (Bild 1-4). Mögliche Variationsparameter sind neben dem Einsatz verschiedener Motoren (mit dem Moment $M_{M,max}$) das Übersetzungsverhältnis des Vorschubgetriebes i und die Spindelsteigung h bzw. des gesamten Trägheitsmomentes J_{ges} .

$$a_{max} = \frac{M_{M,max}}{J_{Ges}} \cdot \frac{1}{i} \cdot \frac{h}{2\pi} \quad (4-1)$$

Im Bild 4-1 ist der funktionale Zusammenhang von erreichbarer Beschleunigung a_{max} und den Parametern Spindelsteigung h und Getriebeübersetzung i dargestellt [52]. Die maximale Beschleunigung von ca. 1,2 g wird in diesem Beispiel erreicht. Die Nutzung von Linearantrieben ermöglicht bei Werkzeugmaschinen Verfahrgeschwindigkeiten bis zu 70 m/min und eine interpolierte Beschleunigung von 1,5 g zu erreichen [53].

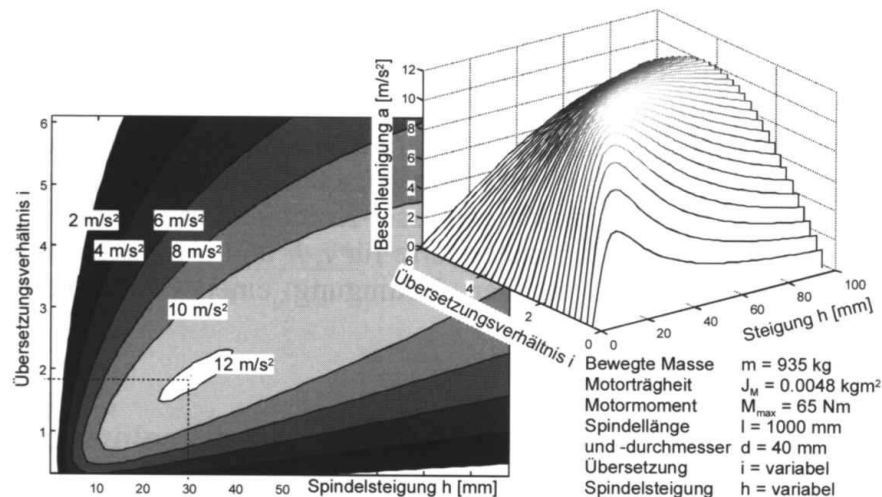


Bild 4-1 Variation der Übersetzungsverhältnisse bei Gewindetrieben [52]

4.2 Bandbreite

Die benötigte Bandbreite des Beschleunigungssensors wird von der Bandbreite der Achsenbewegungen bestimmt. Die Übertragungsfunktion eines Antriebsregelkreises mit Motor und angekoppelter Last, lässt sich durch ein PT_2 -Glieder annähern. Der Frequenzgang eines Vorschubantriebs bei verschiedenen Anregungsamplituden n_{ist}/n_{soll} wird im Bild 4-2 gezeigt. Dieser Antrieb realisiert mit sinusförmiger Anregung bis ca. 70 Hz die Sollbewegung hochgradig verzerrungsfrei [52]. Die Messbandbreite sollte diesen Frequenzbereich abdecken, andererseits sollte ein schmalbandiger Sensor (DC-100 Hz) ausgewählt werden, um den Messfehler infolge des Sensorrauschens möglichst klein zu halten.

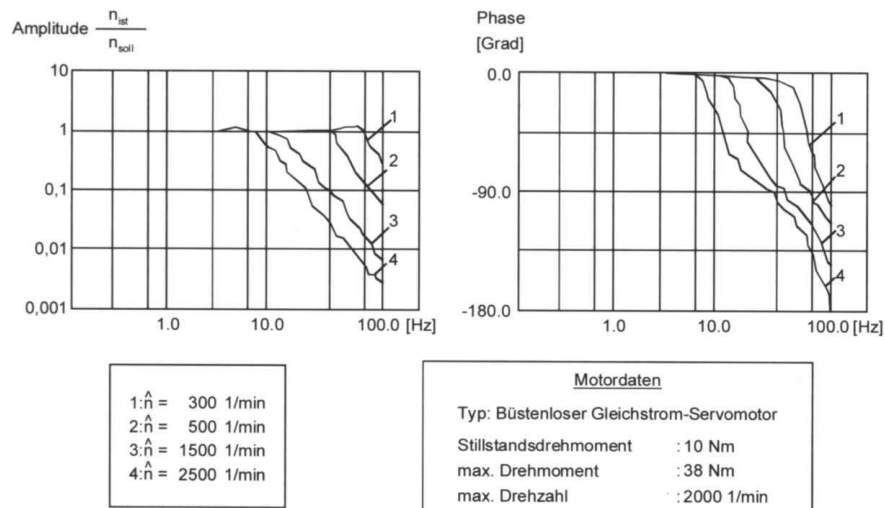


Bild 4-2 Frequenzgang eines Vorschubantriebs bei verschiedenen Anregungsamplituden n_{ist}/n_{soll} [52]

4.3 Beschleunigungsauflösung und Rauschpegel

Die gemessene Beschleunigung $a_s(t)$ ist wegen der endlichen Sensorauflösung und/oder der Fehlereinflüsse von der wahren Beschleunigung $a_w(t)$ abweichend. Dieser Beschleunigungsfehler wird als δa bezeichnet:

$$\delta a = a_s(t) - a_w(t) \quad (4-2)$$

Die erforderliche Messgenauigkeit bei der Kalibrierung der Werkzeugmaschinen beträgt $1 \mu\text{m}$. Der zeitabhängige Geschwindigkeits- bzw. Positionsfehler δv und δx infolge der Beschleunigungsfehler δa ergibt sich zu

$$\delta x(t) = \iint_{T_{mess}} \delta a d\tau dt = \frac{1}{2} \delta a T_{mess}^2 \quad (4-3)$$

wobei T_{mess} die Messdauer ist. Die Gleichung zeigt, dass für eine vorgegebene Beschleunigungsauflösung der Positionsfehler mit der Messzeit quadratisch zunimmt (Bild 4-3).

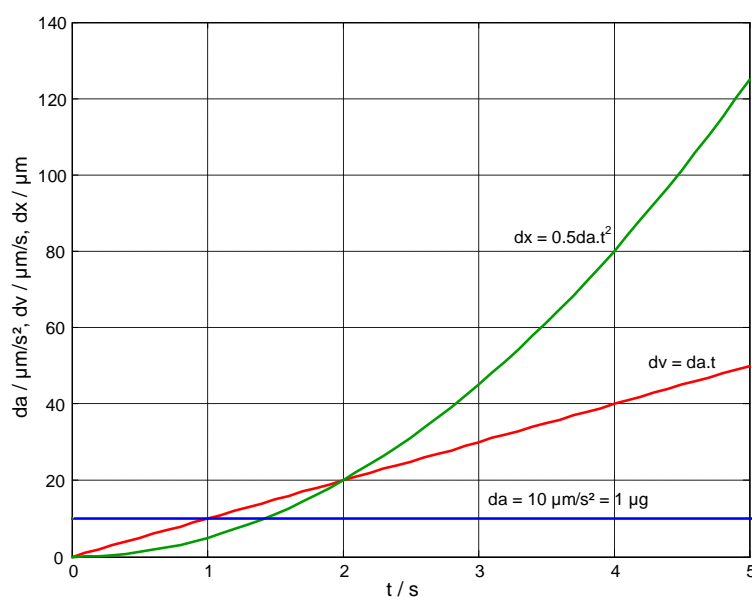


Bild 4-3 Geschwindigkeits- und Positionsfehler (δv , δx) über der Zeit bei konstantem Beschleunigungsmessfehler $\delta a = 1 \mu\text{g}$

Ferner liefert die zweimalige Zeitintegration von additivem weißem Beschleunigungsrauschen zusätzliche Fehler. Bild 4-4 liefert typische Bahnabweichungen, die für drei unterschiedliche Rauschleistungsdichten und konstante Bandbreite bzw. Abtastfrequenz innerhalb 1 s durch Simulation ermittelt wurden. Je größer der Rauschpegel des Sensors ist, desto größer ist der stochastische Positionsfehler.

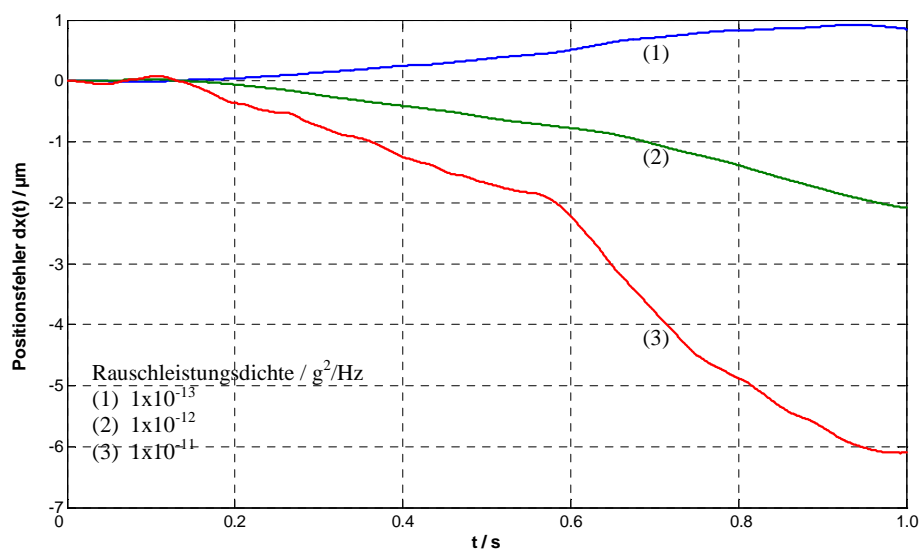


Bild 4-4 Positionsfehler infolge des Sensorrauschens innerhalb 1 Sekunde

Um den Fehler möglichst klein zu halten, muss somit der Messvorgang im kürzester Zeit durchgeführt werden und ein hochgenauer B-Messer mit einer Auflösung kleiner als $1 \mu\text{g}$ und möglichst kleiner Rauschspektraldichte ($< 0,5 \mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$) eingesetzt werden.

Diese Anforderungen sind in der Tabelle 4-2 berücksichtigt.

Parameter	inertiale Verschiebungsmessung
Messbereich	2 g
Bandbreite	0 – 100 Hz
Auflösung	$< 0,5 \mu\text{g}$
Nichtlinearität	$< 0,01\%$
Max. Schock in 1 ms	$> 2000 \text{ g}$
Querempfindlichkeit	$< 0,01\%$
Temperaturbereich	0 – 50 °C
Temperaturkoeffizient vom Offset	$< 50 \mu\text{g}/^\circ\text{C}$
Temperaturkoeffizient vom Skalierungsfaktor	$< 50 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$
Rauschpegel	$< 0,5 \mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$

Tabelle 4-2 Typische Anforderungen an Beschleunigungssensoren bei inertialer Verschiebungsmessung

4.4 Verfügbare Sensortypen

Die heute verfügbaren Beschleunigungssensoren wurden hauptsächlich in drei Richtungen entwickelt; die Servo-Technologie, die Mikrosystemtechnik (MST) oder MEMS, und die Piezotechnik. Der erste und zweite Sensortyp liefert eine DC-Frequenzantwort, während der Frequenzgang der Piezosensoren bestenfalls bei einigen Zehntel Herz anfängt. Um die Beschleunigung der Tischbewegung fehlerfrei messen zu können, muss ein Sensor mit DC Frequenzgang eingesetzt werden. Deshalb kommen die Piezoaufnehmer für statische Messungen nicht in Frage.

In diesem Zusammenhang muss auch den Einsatz vom in der Entwicklung befindlichen hochgenauen Laser-Beschleunigungssensor berücksichtigt werden.

Die Basiskonfiguration von allen o.g. B-Messern ist ein schwingfähiges System mit seinen Grundelementen Masse, Feder und Dämpfung. Der Unterschied liegt an Umsetzung der Masseauslenkung oder Trägheitskraft in einer physikalischen Größe.

Servo-Beschleunigungssensoren: Das Messprinzip des Sensors basiert auf der Kapazitätsänderung in folge der Auslenkung der Prüfmasse. Die Auslenkung wird von einem kapazitiven Abgriff gemessen und durch einen Servo-Verstärker in einen Strom umgesetzt. Dieser Strom erzeugt in einer Kraftgeberspule eine Kraft, welche die Position der Prüfmasse stabil hält. Die Prüfmasse und die Halterung werden monolithisch aus Quarz gefertigt, um eine langzeitstabile Funktion in einem weiteren Temperaturbereich zu gewährleisten [54]. Der Sensor bietet sehr hohe Qualität zu Lasten von sehr hohen Preisen.

MEMS Beschleunigungssensoren: Die MEMS-Sensoren werden in Silizium-Mikromechanik-Technologie hergestellt. Das Messprinzip basiert wiederum auf der Kapazitätsänderung infolge der Bewegung der Masse. Bei den mikromechanischen Beschleunigungssensoren wird normalerweise die elektrostatische Kraft zur Minimierung der Auslenkung der Prüfmasse verwendet. Die Kompensationskraft führt zu einer Rückstellung der seismischen Masse durch die Beschleunigungseinwirkung. Die zur elektrostatischen Krafterzeugung angelegte Spannung wird als Messsignal für die Beschleunigung verwendet (Bild 6-4). Die MEMS-Sensoren weisen höhere Rauschpegel und Temperaturabhängigkeit auf, jedoch werden sie mit niedrigerem Preis hergestellt [51].

Piezo-Beschleunigungssensoren: Die Piezo-Sensoren werden häufig als Schwingungsaufnehmer eingesetzt. Die Trägheitskraft wirkt auf eine piezoelektrische Scheibe und erzeugt elektrische Ladungen. Die Ladungen werden durch einen Ladungsverstärker erfasst und konditioniert. Diese Art von Sensoren haben einen erkennbaren Nachteil und zwar sie können nicht sehr langsame Bewegungen erfassen. Dies führt zu Verzerrung des Nutzsignals und kann erhebliche Fehler verursachen.

Laser-Beschleunigungssensor: Die zu messende Beschleunigung a wird durch die Prüfmasse m in eine Trägheitskraft F umgewandelt. Diese beschleunigungsproportionale Kraft F wird von einem hochgenauen Laserkraftsensor (Nd:YAG-Kristall) in eine präzise messbare Frequenz f konvertiert [55], [56]. Die experimentell nachgewiesene extrem hohe Auflösung von 10 nN entspricht einer Beschleunigungsauflösung von 10^{-8} g . Die Messbandbreite liegt zwischen DC bis 10 kHz , was ausgezeichnete dynamische Eigenschaften sowie einen sehr kleinen dynamischen Wegfehler des Laser-Beschleunigungsmessers bedeutet (siehe Kapitel 6.1). Hohe Linearität und große Messempfindlichkeit sind weitere Merkmale des Laser-Beschleunigungsmessers. Die vom Sensor emittierte Laserstrahlung bietet zusätzlich die Möglichkeit zur hochgenauen Positions- und Lagestützung.

4.5 Zusammenfassung / Schlussfolgerung

Von den drei verfügbaren B-Messertypen hat der Servo-Beschleunigungssensor die höchste Performance, ist aber sehr teuer. Die MEMS-Technologie bietet ein gutes Preis/Performance-Verhältnis und kann für die experimentellen Zwecke dieser Arbeit verwendet werden. Der Frequenzgang des Piezo-Sensors hat eine untere Grenze (etwa 0,1 Hz). D.h. diese Sensoren sind für die hier vorliegende Aufgabe nicht geeignet. Das hohe Potential des Laser-Beschleunigungsmessers gibt Anlass, ihn in die nachfolgenden theoretischen Bewertungen mit einzubeziehen, obgleich dieser Sensor auf dem Markt noch nicht verfügbar ist.

Unter Berücksichtigung dieser Kriterien wurde deshalb auf Basis einer Marktanalyse für die experimentellen Untersuchungen dieser Arbeit der MEMS-Beschleunigungssensor Fabrikat AppliedMEMS Typ Si-Flex SF3000L (Triplex) ausgewählt. Die typischen Spezifikationen des Sensors sind in Anhang A1 angegeben.

5 Apparative Stützverfahren für die planare Verschiebungsmessung

Inertiale Messsysteme erfassen die räumliche Bewegung von Objekten durch Messung von Beschleunigungen und Drehraten. Wie bei jedem Messvorgang beinhalten die Messungen gewisse Messunsicherheiten. Diese Messunsicherheiten sind sowohl systematisch, als auch stochastisch. Das inertiale Messverfahren ist ein integrierendes Messverfahren, deshalb wachsen die Geschwindigkeits- und Positionsfehler stark über die Integrationszeit.

Um die Positionsfehler des inertialen Messsystems reduzieren zu können, werden häufig zusätzliche externe Informationen (Stützinformationen) wie z. B. Geschwindigkeits- oder Positionsinformationen mit den Informationen eines inertialen Messsystems gekoppelt bzw. integriert. Je genauer die externen Stützinformationen sind, umso besser kann eine Fehlerkorrektur erfolgen. In einem integrierten (gestützten) System werden zwei auf unterschiedlichen Messprinzipien beruhende Systeme miteinander kombiniert. Die Grundvoraussetzung bei der Auswahl eines Stützverfahrens ist es, dass Stärken und Schwächen der Stützsensoren und des inertialen Messsystems sich komplementär zueinander verhalten.

5.1 Mögliche Stützverfahren

In der klassischen Inertialmesstechnik werden folgende zwei Methoden als Stützverfahren zur Reduzierung des INS-Fehlervermögens verwendet [50]:

- ❑ **Geschwindigkeitsbeobachtungen:** Durch den Vergleich der vom INS berechneten Geschwindigkeit mit einer Referenzgeschwindigkeit kann der Geschwindigkeitsfehler bestimmt werden. Im einfachsten Fall lässt sich dieser Geschwindigkeitsabgleich während statischer Messperioden durchführen, da dann die Referenzgeschwindigkeit den Wert Null annimmt (sog. Nullgeschwindigkeitsupdates, Engl. zero velocity update point (ZUPT)). Das Verfahren findet häufig in der Inertialgeodäsie Anwendungen [50].
- ❑ **Koordinatenbeobachtungen:** Durch den Vergleich mit unabhängig bestimmten Koordinaten von Referenzpunkten kann der Positionsfehler des INS bestimmt werden. Im einfachsten Fall wird das INS dazu über einem koordinatenmäßig bekannten Punkt angehalten und die Positionsdivergenz ermittelt. Gleichzeitig kann ein ZUPT durchgeführt werden.

Bei der inertialen Bahnvermessung in den Werkzeugmaschinen ist die Verwendung eines Geschwindigkeitssensors aus praktischen Aspekten unmöglich. Die Tachometersignale der Achsantriebe liefern auch keine nutzbaren Stützinformationen, insbesondere über das dynamische Maschinenverhalten, weil die Tachos nicht unmittelbar am Ende der kinematischen Kette angebracht werden. Deshalb kommt die zweite Methode, d.h. Koordinatenbeobachtung, als

geeignete Stützmessung in Frage. Das gewünschte Stützsystem muss in hochdynamischen Umgebungen die erforderlichen Positionsinformationen unabhängig vom INS Messsystemen während der Tischbewegung mit hoher Absolutgenauigkeit gewinnen.

Die Auswahlkriterien für Positionsstützung bei der Kalibrierung der Werkzeugmaschinen und Roboter sind:

- ☐ Verfügbarkeit im Arbeitsraum des INS
- ☐ Auflösung und Genauigkeit
- ☐ Realisierbarkeit im Sinne von Technik und Kostenaufwand

Für die inertielle Verschiebungsmessung mit dem typischen Arbeitsraum von $500 \times 500 \times 500 \text{ mm}^3$ und der geforderten Genauigkeit von $1 \text{ }\mu\text{m}$ könnten die Stützungsmöglichkeiten nach der Tabelle 5-1 in Betracht kommen.

	Laser-Interferometer	Ultraschall- und Laser-Radar	CCD und PSD	Optische Kreuzgitter
Funktionsprinzip	Sende-Empfangs-Betrieb	Sende-Empfangs-Betrieb, Doppler-Verfahren	direkte Positionsmessung	direkte Positionsmessung
Räumliche Verfügbarkeit	arbeitsplatz-bezogen	arbeitsplatz-bezogen	begrenzt	$R=230 \text{ mm}$
Auflösung	Submikrometer	Submillimeter bis Zentimeter	$0,6 \text{ bis } 10 \text{ }\mu\text{m}$	$0,1 \text{ }\mu\text{m}$
Realisierung	vorhanden	vorhanden	vorhanden	vorhanden
Abdeckung der Fläche (2D-Messung)	nein	nein	ja (kleine Flächen)	ja (mittlere Fläche)

Tabelle 5-1 Möglichkeiten zur apparativen (Hardware-) Stützung inertialen Messsysteme

Die direkte Positionsmessung könnte also für die inertielle Bahnvermessung in den Werkzeugmaschinen eine geeignete Stützmöglichkeit anbieten. Ein Überblick auf die Tabelle 5-1 macht deutlich, dass eine direkte Positionsmessung mittels CCD oder PSD, z. B. beleuchtet von einer fokussierten Laserlichtquelle, besonders im Sinne von Positionsauflösung und Kostenaufwand bevorzugt ist. Eine periodische, geschlossene Verfahrensbahn (z. B. Kreisbahn) kann genutzt werden, um nach einem beliebigen Verfahrensweg definierte Punkte im Raum wiederholt anzufahren. Ist nun die Position des IVM nach einer Messdauer $T_{\text{stütz}}$ bekannt, so können die sensorverursachten Positionsfehler bestimmt werden und durch eine entsprechende Korrektur kann das Messergebnis des IVM verbessert werden.

5.2 Optische Positionsstützung

Beim optischen Positionsstützverfahren handelt es sich um eine absolute Positionsmessung, welche die Position eines Lichtfleckes (fokussierendes Laserdiodenmodul) zu bestimmten Zeitpunkten mittels optoelektronischer Sensoren in der x-y Ebene misst. Die vorgeschlagene Messanordnung für die optische Positionsstützung ist im Bild 5-1 dargestellt.

5.3 Positionsstützung mit PSD oder CCD?

Um die Position eines Lichtpunktes auf einer Detektoroberfläche zu bestimmen, gibt es prinzipiell zwei Möglichkeiten: Entweder betrachtet man die ganze Fläche und versucht festzustellen, ob darauf ein Lichtpunkt ist und wo er sich befindet. Oder aber man verwendet eine Vorrichtung, die allein auf Lichtpunkt-Positionen reagiert und alle anderen Größen ignoriert.

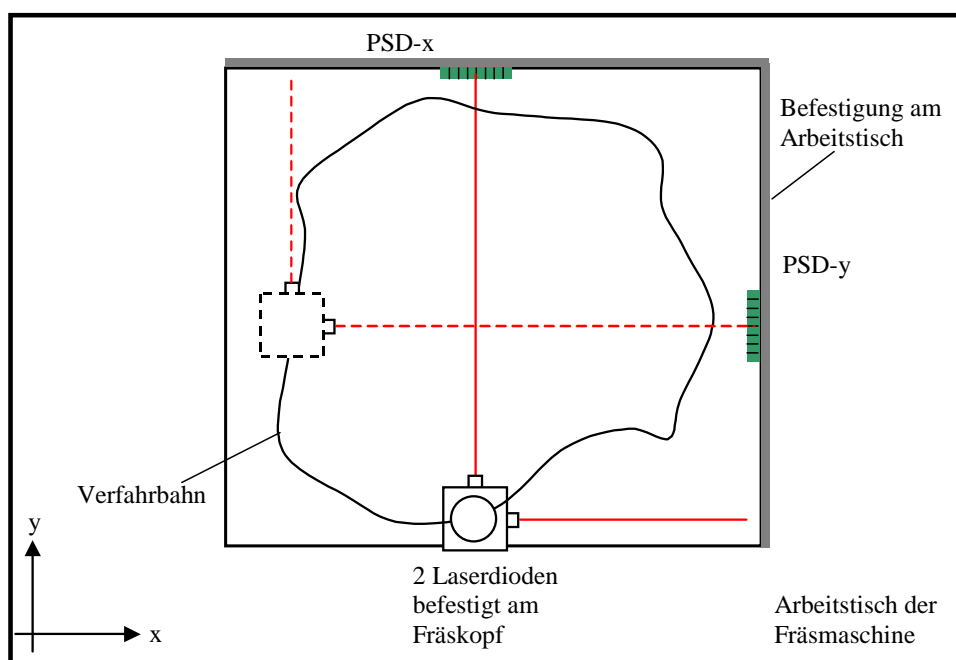


Bild 5-1 Optische Positionsstützung mit fokussierenden Laserdiodenmodulen und PSD-Sensoren im Arbeitsraum der Maschine

Die erste Methode entspricht der Arbeitsweise eines PSD (position sensitive detector – positionsempfindlicher Detektor), die zweite der eines CCD (charge coupled device – Zeilensensor mit Ladungsverschiebung). PSDs und CCDs sind zwei grundsätzlich verschiedene Bauelemente. Zwar detektieren beide die Position von einfallendem Licht aber in sehr unterschiedlicher Weise [57].

5.3.1 Positionsempfindlicher Photodiode (PSD)

Ein positionsempfindlicher Detektor (PSD) arbeitet ähnlich wie eine normale Photodiode. Das auf das aktive Gebiet fallende Licht generiert einen Photostrom, der in Richtung des p- und des n-Gebietes abfließt. Im Gegensatz zu einer Photodiode verfügt ein PSD jedoch über mehrere elektrische Kontakte. Dadurch kommt es zu einer Aufteilung des Photostromes über die Kontakte, in Abhängigkeit von der Position des Lichtflecks. Die Position ermittelt man durch Bildung der Stromdifferenz zwischen zwei gegenüberliegenden Kontakten. Durch Normierung auf den Gesamtstrom wird das Positionssignal unabhängig von der einfallenden Lichtintensität, Form, und Intensitätsverteilung des Lichtflecks.

Ein eindimensionaler PSD erlaubt die ortkontinuierliche Positionsbestimmung eines Lichtflecks entlang einer Achse. Er verfügt über 3 Kontakte. Die Position ergibt sich aus (Bild 5-2)

$$x = L \frac{I_{a1} - I_{a2}}{I_{a1} + I_{a2}} \quad (5-1)$$

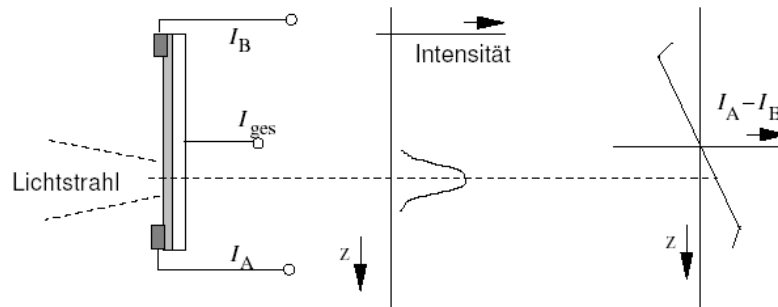


Bild 5-2 Funktionsprinzip und Kennlinie eines einachsigen positionsempfindlichen Detektors (PSD)

Ein PSD erzeugt am Ausgang ein analoges Signal, welches von der Position des Schwerpunktes der Lichtverteilung auf der aktiven Fläche abhängt. Die Vorteile dieser einfachen Bauweise sind Stabilität und Zuverlässigkeit. Die für die Verarbeitung des analogen Ausgangssignals benötigte Elektronik ist relativ simpel und lässt sich kostengünstig aufbauen.

Ein PSD ermittelt direkt die Position des Schwerpunktes (und nicht den Fleckendurchmesser) des auftreffenden Lichtpunktes und zwar geschieht das innerhalb von Mikrosekunden mit Sub-Mikrometer-Auflösung. Im praktischen Versuch ergab sich der PSD eine statische Positionsauflösung von ca. $0,2 \mu m$. Die Positionslinearität ist gut und hat Werte von standardmäßig weniger als 0,1%. Der Dynamikbereich der Lichtintensität erstreckt sich über mehrere Dekaden. Da der PSD die Positionsinformation aus den Photoströmen der Dioden gewinnt, lassen sich hier Betriebsweisen wie bei normalen Photodioden anwenden - etwa eine Modulation des Lichtes, um Störungen durch Fremdlicht zu eliminieren. Die Genauigkeit lässt sich noch wesentlich erhöhen, wenn Referenzpunkte in einer Wertetabelle abgespeichert werden. Normalerweise erzeugen die in Verbindung mit dem Sensor verwendeten optischen Komponenten Messwertverfälschungen; wenn diese aber in die Wertetabelle eingearbeitet werden, lassen sich die Fehler weitgehend kompensieren.

5.3.2 CCD (Bildsensor mit Ladungsverschiebung)

Ein CCD ist im Prinzip ein Feld aus sehr vielen dicht nebeneinander liegenden einzelnen MOS-Dioden. Das Licht erzeugt in jeder Diode eine elektrische Ladung. Durch Anlegen einer geeigneten Folge von Taktimpulsen werden die angesammelten Ladungen über den Chip hinweg zu dessen Ausgang übertragen, wo sie in Spannungen gewandelt werden. Daraus kann ein Rechner dann den Maximalwert und dessen Position ermitteln. Die komplizierte Struktur macht CCDs schwieriger zu fertigen und anfälliger gegenüber Defekten. Sie geben ein örtlich bzw. zeitlich diskretes Ausgangssignal ab.

Das Ausgangssignal eines CCD enthält Informationen über die Lichtintensitätsverteilung auf der gesamten aktiven Fläche, es beschreibt also ein Bild. Ein CCD ist deshalb die übliche Wahl für den Bildsensor in einer Videokamera. Die handelsüblichen eindimensionalen CCD-Sensoren haben eine Pixelgröße von $10 \times 10 \mu m$. Den Schwerpunkt eines Lichtpunktes kann ein CCD aber nicht ohne zusätzliche digitale Signalverarbeitung ermitteln. Damit ist dieser Messwert nicht so schnell verfügbar wie beim PSD. Alle Pixel abzutasten und digital zu verarbeiten, benötigt einige Zeit und macht das CCD sehr viel langsamer als den PSD. Andererseits haben die Pixel eine durch die Herstellungsmaske definierte Position, daraus resultiert eine sehr hohe Genauigkeit.

Um jedoch die maximale Genauigkeit und die höchste Auflösung zu erhalten, ist eine Interpolation zwischen benachbarten Punkten erforderlich. Dies verlangsamt diese Messung noch weiter. Für Lichtpunkte, die kleiner sind als der Abstand zwischen zwei benachbarten Pixels, ist keine Interpolation möglich, und das Signal geht verloren. Dies setzt eine untere Grenze für die Größe des verwendbaren Lichtpunktes.

Ein Vorteil des CCD ist (wie beim menschlichen Auge), dass es empfangenes Licht bis zum Zeitpunkt der Messung speichern kann. Diese Eigenschaft ist bei extrem kleinen Lichtintensitäten von Nutzen. Im Gegensatz zu positionsempfindlichen Detektoren ist bei CCD-Sensoren die Auflösung durch die Pixelgröße begrenzt und aufwendige Bildanalyse durch einen Computer nötig.

5.3.3 Dynamische Positionsmessung

Im Kapitel 1 wurde begründet, dass eine kürzere Messzeit bei der inertialen Verschiebungsmessung zur Beschränkung der Positionsfehler erwünscht ist. Diese Anforderung erfordert höhere Verfahrensgeschwindigkeiten. Andererseits muss die Bandbreite des Sensors genügend groß sein, um den dynamischen Fehler zu begrenzen. Deshalb sind die dynamischen Eigenschaften des PSD-Sensors und der Auswerteelektronik besonders von Bedeutung.

Bei einem PSD Typ 1L10 von der Fa. SiTek ist die Anstiegszeit $0,2 \mu s$ [58]. Für eine maximale Verfahrensgeschwindigkeit von $12 m/min$ (welche bei den Werkzeugmaschinen der Fall ist) und eine geforderte Wegauflösung $0,2 \mu m$, die maximale zulässige Anstiegszeit τ beträgt:

$$\tau = \frac{\Delta L}{v} = \frac{0,2 \cdot 10^{-6} m}{0,2 m/s} = 1 \cdot 10^{-6} s = 1 \mu s, \quad (5-2)$$

welche weit größer als die Sensoranstiegszeit ist. Der dynamische Positionsfehler unter der Berücksichtigung der Auswerteelektronik und der Bandbegrenzung wurde ausführlich in [59] behandelt. Für einen typischen PSD in einem Lock-In-Verstärker erhält man wegen der Tiefpassfilterung eine Vergrößerung des dynamischen absoluten Positionsfehlers. Die Abschätzung des maximalen dynamischen Positionsfehlers mit einem Tiefpass vom Typ Bessel, $n = 3, f_g = 20 kHz$ und einer Verfahrensgeschwindigkeit von $3 m/min$ führt auf ca. $0,6 \mu m$.

Die dynamische Bandbreite eines CCD ist durch die Schwerpunktberechnung gegenüber einem PSD deutlich schlechter. Beim CCD-Sensor mit einer Pixelgröße $10 \mu m$ sind ca. 15 Schwellenwerte nötig, um $1 \mu m$ Auflösung zu erreichen. Dies führt zur Erhöhung der Verarbeitungszeit (bis zu einigen ms) und begrenzt die Dynamik des Sensors [60]. Sehr schnelle Messungen sind daher nur mit PSD durchführbar.

Schlussfolgerung

Wenn es darum geht, den Schwerpunkt eines schnell beweglichen Lichtpunktes zu ermitteln, ist ein PSD einem CCD deutlich überlegen. Das Messprinzip wird in den verschiedensten Bereichen genutzt - vom Brückenbau bis zu optischen Bänken und Werkzeugmaschinen. Beispiele für Anwendungen sind die Ausrichtungssysteme, wo die Position eines Referenz-Laserstrahls relativ zum PSD gemessen wird. Mit solchen Messsystemen wird die relative oder absolute Maschinenneigung, sowie die Tischgeradheit bzw. -ebenheit untersucht [2]. Unter Berücksichtigung der o.g. Kriterien werden deshalb für die Positionsstützung eines inertialen Verschiebungsmesssystems die positionsempfindlichen Detektoren ausgewählt.

5.3.4 Auswertelektronik für PSD

Ein Schwachpunkt der PSDs besteht darin, dass sie nicht zwischen einem direktem und einem reflektierten Strahl unterscheiden können. Wenn zwei Lichtpunkte auffallen, geben sie den Schwerpunkt zwischen beiden als Messwert aus. Ein CCD-Sensor bietet in diesem Fall die Möglichkeit, über die Intensität zwischen dem direkten und dem reflektierten Strahl zu unterscheiden. Das macht allerdings das System wieder komplexer und damit langsamer. Deshalb muss die empfindliche Fläche des PSD von Störstrahlungen geschützt werden.

Um die temperaturabhängigen und die von der Hintergrundbeleuchtung verursachten Störströme zu eliminieren, wird eine Betriebsweise als Lock-in-Verfahren (Bild 5-3) eingesetzt [57]. Die Lichtquelle wird von einem Sinusgenerator mit einer typischen Frequenz von einigen zehn kHz angesteuert. Die Strom-Spannungs-Umsetzer weisen dann am Ausgang einen Bandpass auf, der alle nieder- und hochfrequenten Störsignale filtert. Das Ausgangssignal wird schließlich durch einen phasenempfindlichen Gleichrichter rekonstruiert. Dadurch wird die Messauflösung bis zu den Rauschgrenzen des PSD-Sensors verbessert.

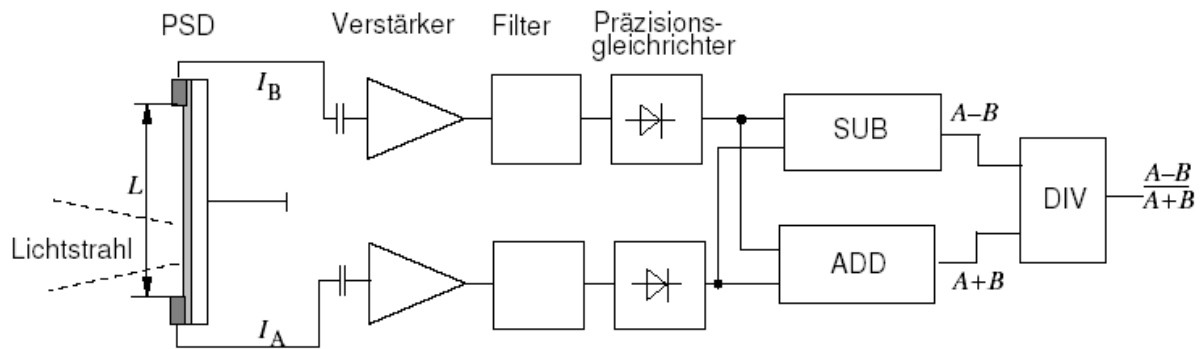


Bild 5-3 Auswertekonzept für PSD's unter der Nutzung des Lock-In-Verfahrens [57]

5.4 Mögliche Konfigurationen zur Positionsstützung

Aufgrund der prinzipiellen Positionsstützung, die im Bild 5-1 vorgeschlagen ist, kommt hier eine 2-D optische Positionsstützung mit Laserdiodenmodulen und PSDs in Betracht. Der Laserstrahl der jeweiligen Laserdiodenmodule wird anhand kurzer Sensorzeilen, die an bestimmten Stellen relativ zum planen Arbeitstisch der Fräsmaschine fest montiert sind, detektiert und als Stützsignal zur PIVM verwendet. Die inertial gemessene Kreisbahn wird je $T_{stütz}$ in beiden x- und y-Richtungen anhand der Stützsignale korrigiert. Es wird vorausgesetzt, dass das Positionsstützsystem selbst fehlerfrei ist (ideale Positionsstützung). Die maximale Wegabweichung ist dann nach der Positionsstützung:

$$\delta x = \iint_{T_{stütz}} \delta a d\tau dt = \frac{1}{2} \delta a T_{stütz}^2, \quad (5-3)$$

wobei δa die Beschleunigungsauflösung bzw. der Beschleunigungsfehler und $T_{stütz}$ das Zeitintervall zwischen zwei Positionsstützungen ist (vergl. Gl. (5-4)). Mit N als Anzahl der Stützstellen und T_{mess} als Messzeit ergibt sich:

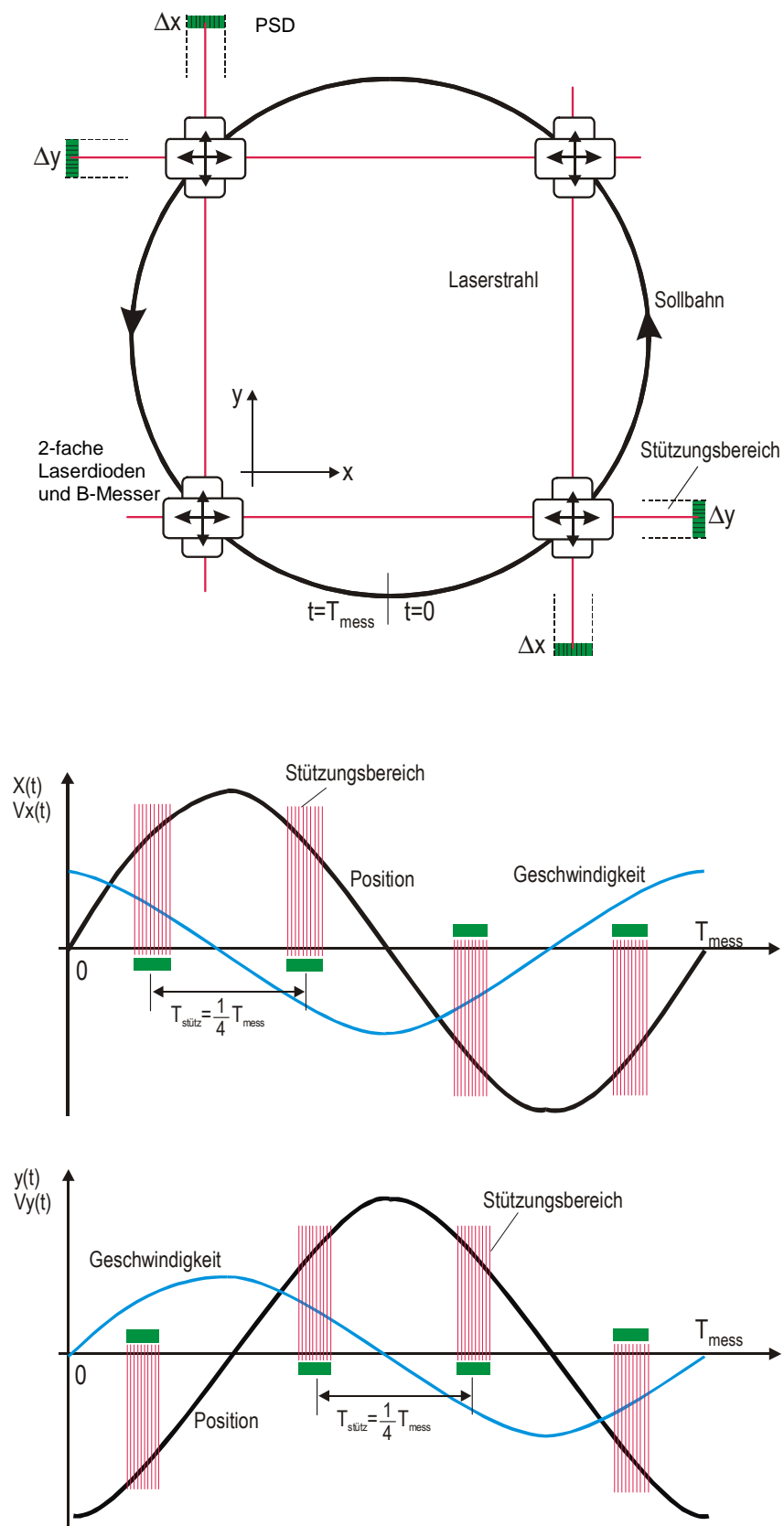
$$T_{stütz} = \frac{1}{N} T_{mess}. \quad (5-5)$$

$T_{stütz}$ aus Gln. (5-6) wird in (5-7) eingesetzt:

$$\delta x = \frac{1}{2N^2} \delta a T_{mess}^2 . \quad (5-8)$$

Die letzte Gleichung zeigt, dass die Wegabweichung mit der Anzahl N der Stützstellen quadratisch abnimmt.

Bild 5-4 (a,b,c) zeigt drei mögliche Messanordnungen zur Positionsstützung bei der Kreisbahnkurve.

**Bild 5-4-a** Stützkonfiguration A und zeitliche Abläufe der Stützprozesse für die x- und y-Koordinate

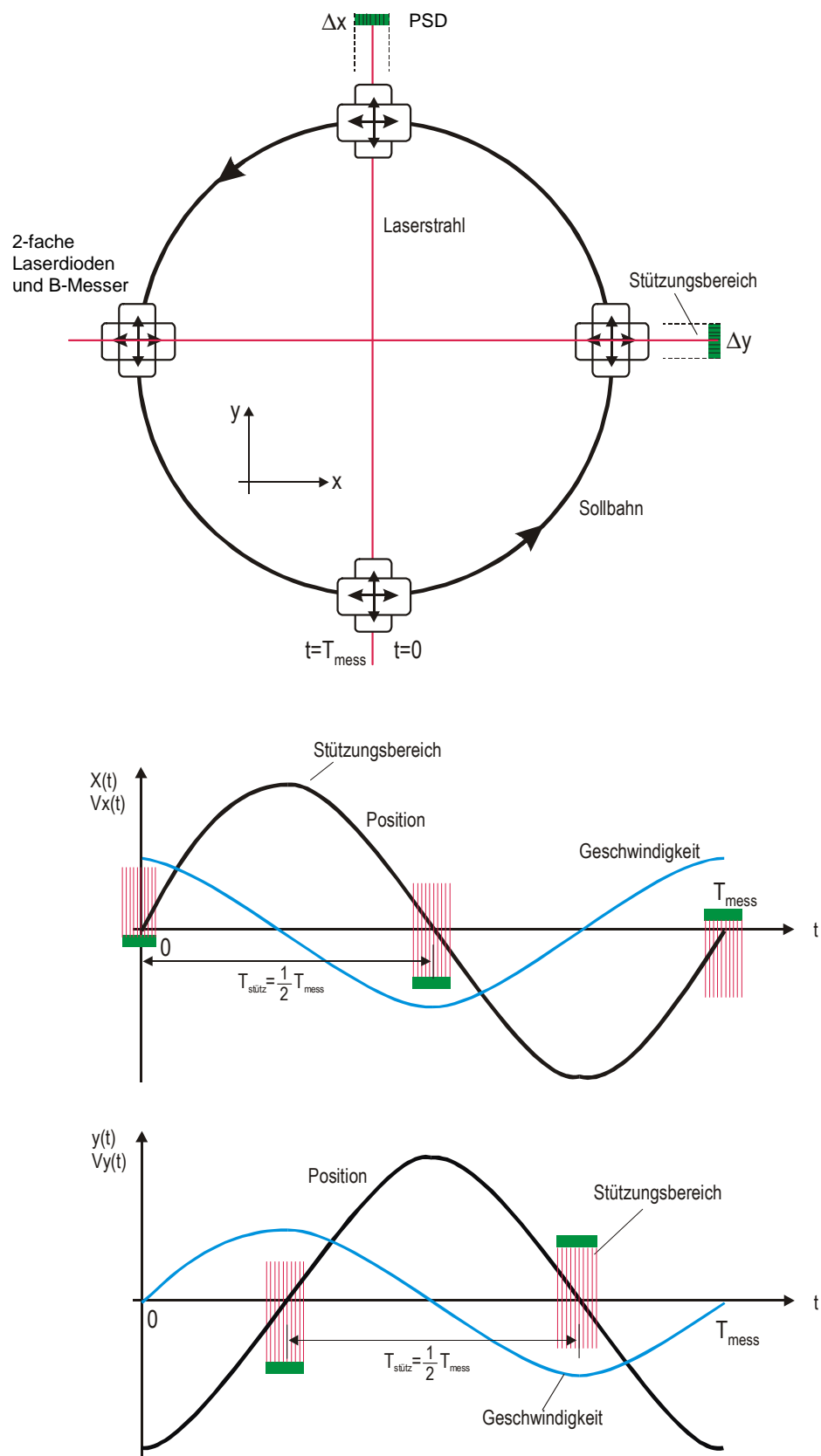


Bild 5-4-b Stützkonfiguration B und zeitliche Abläufe der Stützprozesse für die x- und y-Koordinate

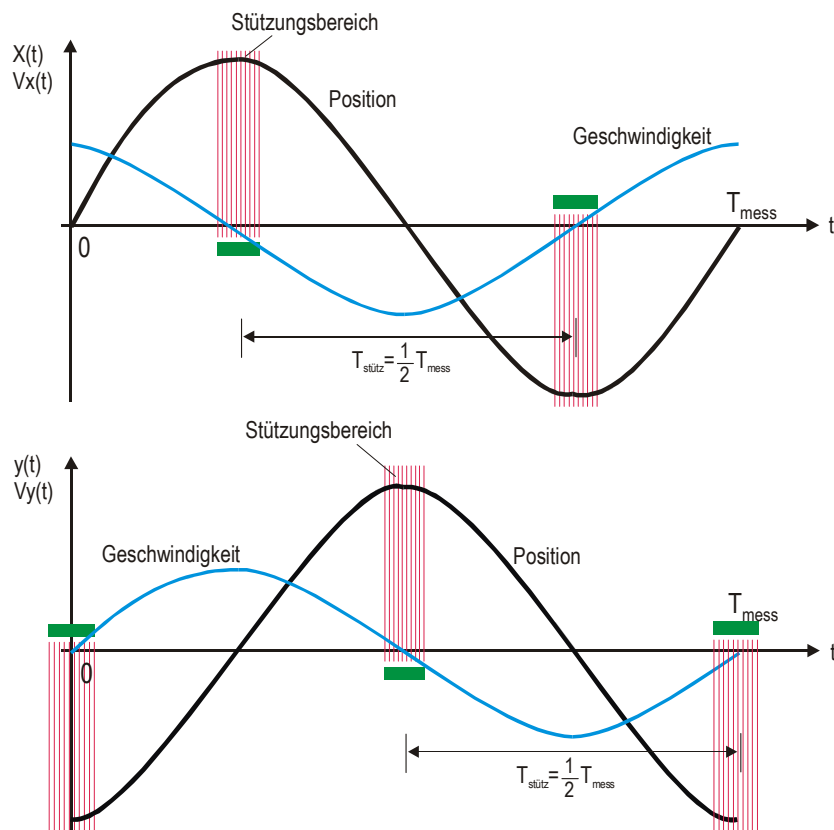
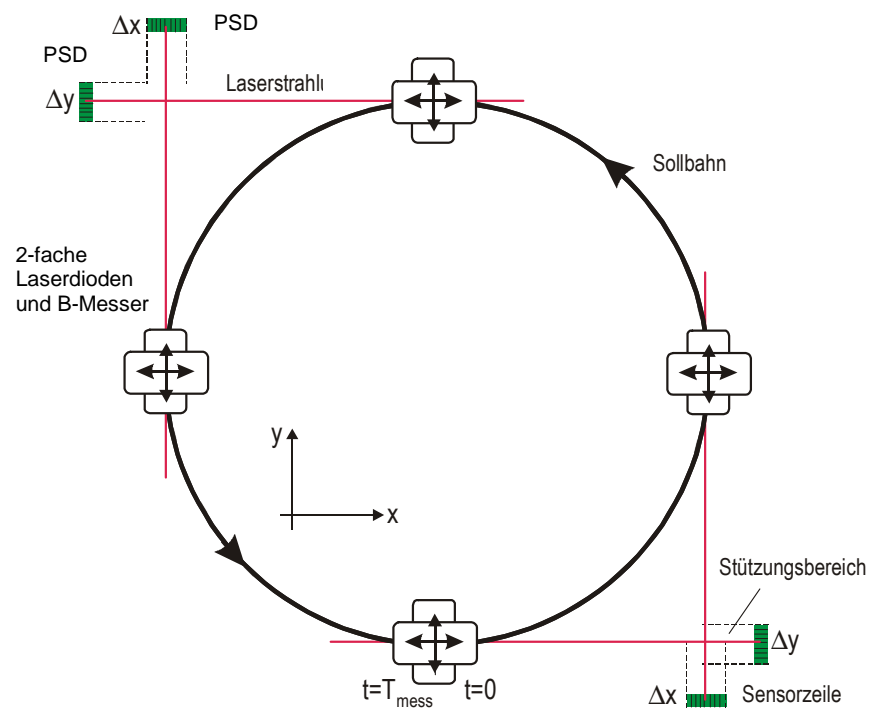


Bild 5-4-c Stützkonfiguration C und zeitliche Abläufe der Stützprozesse für die x- und y-Koordinate

Die drei oben aufgeführten Stützungskonfigurationen haben ihre eigenen Besonderheiten. Die wichtigen Merkmale bei der Positionsstützung sind u.a. der Stützsensoren-Aufwand und die Unabhängigkeit der Konfiguration von Bahnradius R . In Tabelle 5-2 sind die Eigenschaften von allen Stützkonfigurationen zusammengefasst.

	Anzahl der Stützsensoren/Stützstellen	Stützintervall $T_{\text{stütz}}$	Fehler-reduzierungs-faktor	Unabhängigkeit vom Bahnradius	Ortsauflösung der Stützsensoren
Konfiguration a	4/4	$\frac{1}{4}T_{\text{mess}}$	1/16	nein	mittel
Konfiguration b	2/2	$\frac{1}{2}T_{\text{mess}}$	1/4	Ja	sehr gut
Konfiguration c	4/2	$\frac{1}{2}T_{\text{mess}}$	1/4	nein	schlecht

Tabelle 5-2 Eigenschaften von drei verschiedenen Stützkonfigurationen

Von den drei Konfigurationen liefert die Variante "a" die stärkste Fehlerreduzierung (1/16), ist aber nicht unabhängig vom Bahnradius. Der Aufwand für die Stützsensoren bei dieser Konfiguration ist hoch. Die Variante "b" reduziert die maximale Wegabweichung mit Faktor 1/4. Ein gravierender Vorteil ist die Unabhängigkeit der Stützsensoren-Platzierung vom Bahnradius und ein geringerer Stützsensoren-Aufwand. Konfiguration "c" ist ungünstig, weil sie mit höherem Stützsensoren-Aufwand eine geringere Fehlerreduzierung anbietet.

5.5 Datenfusion

Die Messdaten vom optischen Positionsstützsensoren dienen zur Verbesserung der Genauigkeit der IVM. Diesbezüglich müssen die Messdaten von beiden Messsystemen miteinander integriert bzw. fusioniert werden. Für die mathematische Integration der PSD- und IVM-Daten bietet sich der Kalman-Filter an. Seit ca. 1960 hat sich die Kalman-Filterung vor allem in Navigationsanwendungen durchgesetzt. Dafür sind unter anderem folgende Gründe anzuführen:

- ❑ Die Kalman-Filterung erlaubt eine Echtzeitauswertung der anfallenden Messdaten. Während der Messung können die Navigationsfehler durch Berücksichtigung von Kontrollinformationen (Stützinformationen) bestimmt und verbessert werden.
- ❑ Für Navigationsanwendungen kommen vielfach Multi-Sensor-Systemkonfigurationen zur Anwendung, die verschiedene Ein- und Ausgangsdaten liefern (z. B. Position, Geschwindigkeit, Orientierung). Es handelt sich um Multi-Ein- und Ausgabesysteme unterschiedlicher Genauigkeit, deren Informationen sich gegenseitig stützen können. Diese Informationen können in einem Kalman-Filter flexibel berücksichtigt werden.
- ❑ Die gewünschten Ausgangsgrößen sollen mit der höchsten Genauigkeit bestimmt werden, daher ist eine optimale Kombination der Eingangsgrößen in einem optimalen Filter notwendig.

Die vorgesehene Positionsstützung für IVM (Konfiguration B im Bild 5-4) hat im Vergleich zu der klassischen Positionsstützung (wie z. B. Glonass oder GPS) folgende Merkmale:

- ❑ Das Stützsignal ist nur zweimal während eines Umlaufs verfügbar.
- ❑ Die Unsicherheit der Positionsstützung unter der Nutzung von PSD ist sehr gering, so dass die wahre Position durch die Stützinformation ersetzt werden kann.

Diese Merkmale führen zu einem vereinfachten Datenfusionsschema, in dem die zweite Integration am Anfang des Stützintervalls auf das aktuelle PSD-Positionssignal (als wahre, fehlerfreie Position) gesetzt wird und die Integration mit diesem neuen Anfangswert weitergeführt wird. Das Blockschaltbild solche Datenfusion zeigt das Bild 5-5.

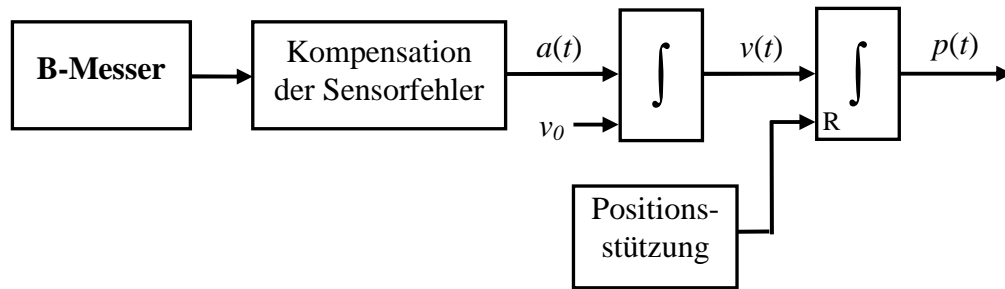


Bild 5-5 Blockschaltbild der positionsgestützten IVM

5.6 Zusammenfassung / Schlussfolgerung

Zur Begrenzung der Navigationsfehler wird das inertielle Navigationssystem mit externen Informationsquellen gestützt. In diesem Kapitel wurden verschiedene Stützverfahren zur Stützung der PIVM bei Werkzeugmaschinen mit einander verglichen. Unter die Berücksichtigung der geforderten Genauigkeit wurde festgestellt, dass die direkte Positionsstützung das richtige Alternativ sein kann.

Für die Positionsstützung wurden die Eigenschaften von zwei optischen Detektoren, d. h. positionsempfindlichen Detektoren (PSD) und die Bildgebende Sensoren (CCD) in Hinblick auf die Genauigkeit und die Dynamik untersucht. Die PSD's liefern bessere Positioniergenauigkeiten und sind für die dynamischen Messungen geeignet.

Schließlich wurden verschiedene Messanordnungen zur optischen Positionsstützung untersucht und die optimale Sensorenkonfiguration vorgeschlagen.

6 Mathematische Modellierung und Fehlerkompensation bei der inertialen Verschiebungsmessung

Für die Simulation und experimentelle Erprobung der inertialen Verschiebungsmessung ist vorab die mathematische Modellierung des Messverfahrens notwendig. Nachfolgend werden die mathematischen Modelle für den verwendeten Beschleunigungssensor und für die Datenerfassungskarte erstellt. Die Algorithmen für die digitale Datenverarbeitung einschließlich Fehlerkorrektur und Integration werden ebenso hier behandelt.

Das folgende Blockschaltbild (Bild 6-1) zeigt die prinzipielle Modellierung der inertialen Verschiebungsmessung.

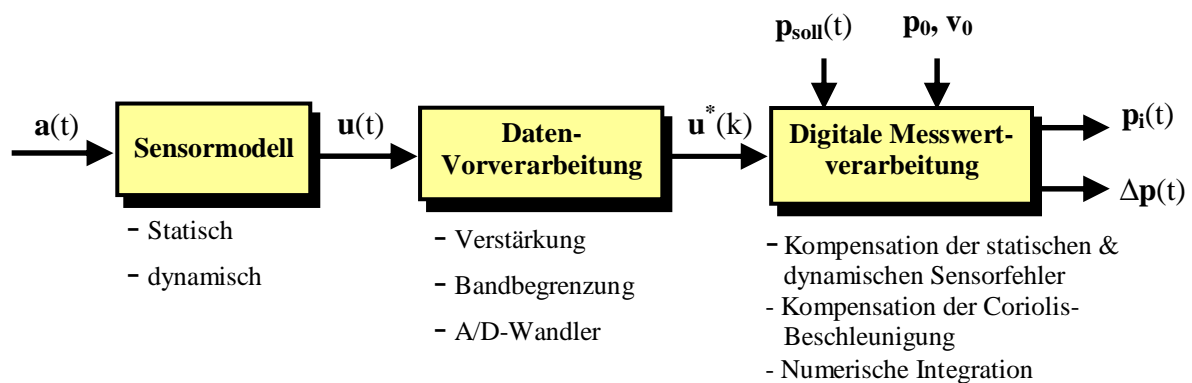


Bild 6-1 Blockschaltbild der inertialen Verschiebungsmessung (IVM)

6.1 Modellbildung des Beschleunigungssensors

Die Sensorparameter für die Modellbildung können entweder aus dem Sensordatenblatt oder aus den experimentellen Messdaten (sog. Identifikationsverfahren) bestimmt werden.

Der Beschleunigungssensor liefert infolge der Maschinenbewegungen ein elektrisches Signal $u(t)$, welches neben dem Nutzsignal einen Fehleranteil beinhaltet. Zur Modellbildung werden die technischen Daten eines mikromechanischen Beschleunigungssensors, des sog. MEMS-Sensors von der Fa. AppliedMEMS (Typ Si-Flex SF3000L) verwendet. Dieser Sensor findet in den experimentellen Untersuchungen (Kapitel 8) Anwendung.

Der Sensor ist ein mit Volumen-Mikromechanik-Technologie hergestellter kapazitiver Aufnehmer (Bild 6-2) mit analoger elektrostatischer Kraftkompensation und integrierter Datenverarbeitungselektronik (ASIC). Das Sensorelement besteht aus einer Prüfmasse, die durch ein oder mehrere Biegebalken (Feder) an den Sensorrahmen befestigt ist. Die gesamte Konstruktion wird aus Silizium mittels Ätzverfahren hergestellt. Die Außenseiten der Prüfmasse

und die Innenseiten des Gehäuses werden mit elektrisch leitendem Material beschichtet [61]. So entsteht ein Differential-Kondensator. Bei der Differentialanordnung werden ein linearer Betrieb und eine erhöhte Sensitivität erzielt.

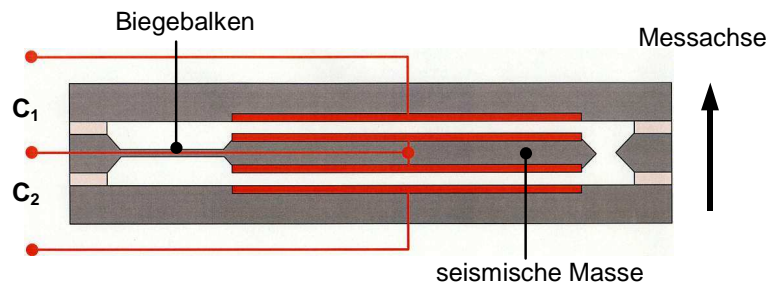


Bild 6-2 Basisstruktur des mikromechanischen kapazitiven Beschleunigungssensors (Sensorelement)

Das Verhalten eines B-Messers und seine Fehler werden in zwei Domänen betrachtet:

1. Dynamisches Modell des Sensors und dadurch verursachte Fehler, insbesondere Fehler durch unerwünschte Phasenverschiebung des Sensorsausganges relativ zur wahren Beschleunigung.
2. Statisches Modell des Sensors und dadurch verursachte Fehler, insbesondere
 - Nullpunktverschiebung (Bias)
 - Temperaturabhängige Bias und Empfindlichkeitskennlinie (Drift)
 - Nichtlinearitäten in der Kennlinie
 - Achsenausrichtung und Querachsenempfindlichkeit
 - Rauschen

1. Dynamisches Sensorverhalten:

Das beschriebene Sensorelement bildet ein Masse-Feder-Dämpfung-System (Bild 6-3), dessen Übertragungsverhalten durch eine Funktion 2.Ordnung angenähert werden kann:

$$H_{s-ol}(s) = \frac{x}{a} = \frac{1}{s^2 + \frac{b}{m}s + \frac{k}{m}} = \frac{1}{s^2 + 2\xi_{ol}\omega_{0-ol}s + \omega_{0-ol}^2} \quad (6-1)$$

mit $\omega_{0-ol} = \sqrt{k/m}$ als Eigenfrequenz, und $\xi_{ol} = b/2\sqrt{km}$ als Dämpfungsfaktor des Sensorelements. In dieser Übertragungsfunktion steht der Index *ol* für Open-Loop-Konfiguration.

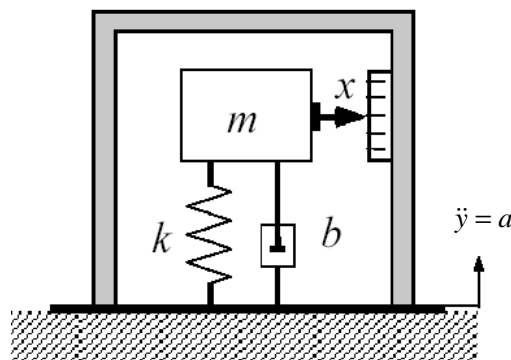


Bild 6-3 Vereinfachtes Modell des Sensorelements eines Open-Loop-Beschleunigungssensors

Die Verschiebung x der Prüfmasse infolge der spezifischen Kraft führt zur Kapazitätsänderung beim Differential-Kondensator (Bild 6-2). Werden die Kondensatoren c_1 und c_2 im einfachsten Fall in einer Halbbrücke verschaltet, entsteht eine Diagonalspannung proportional zur Verschiebung x bzw. Beschleunigung a . Diese Vorgehensweise stellt einen Open-Loop-Beschleunigungssensor dar. Die statische Empfindlichkeit des Sensorelementes wird definiert mit:

$$E_{st} = \lim_{s \rightarrow 0} H(s) = \frac{m}{k} = \frac{1}{\omega_{0-ol}^2} \quad (6-2)$$

Sie stellt die Beziehung zwischen der Empfindlichkeit des Sensorelementes und der Eigenfrequenz ω_0 bzw. der Sensorbandbreite dar. Der Formel zeigt, dass die Erhöhung der Empfindlichkeit die Senkung der Bandbreite erfordert. Darüber hinaus ist die Auslenkung x der Masse nichtlinear von der jeweiligen Eingangsgröße abhängig. Die Linearität und die Bandbreite des Beschleunigungssensors werden durch Kraftkompensation erheblich verbessert, ohne die Empfindlichkeit zu verletzen. Solche Ausführung wird als Closed-Loop bzw. Servo-Beschleunigungssensor bezeichnet. Bei den mikromechanischen Beschleunigungssensoren wird normalerweise die elektrostatische Kraft zur Minimierung der Auslenkung der Prüfmasse verwendet. Die Kompensationskraft führt zu einer Rückstellung der seismischen Masse durch die Beschleunigungseinwirkung. Die zur elektrostatischen Krafterzeugung angelegte Spannung wird als Messsignal für die Beschleunigung verwendet [62]. Bild 6-4 zeigt das prinzipielle Blockschaltbild eines kapazitiven Beschleunigungssensors mit analoger Kraftkompensation [63], in dem der Krafterzeuger ein P-Regler ist.

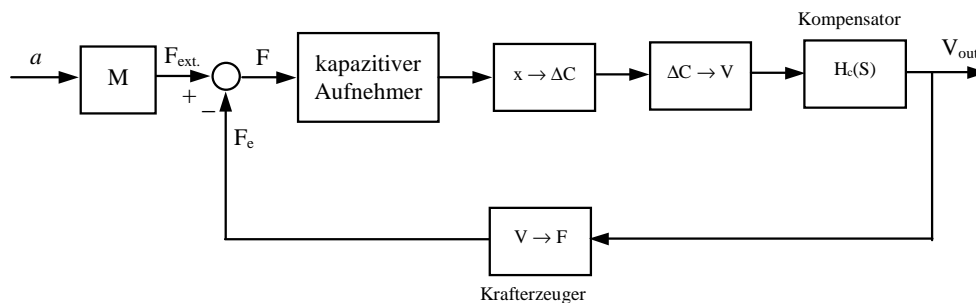


Bild 6-4 Blockschaltbild des Servo-Beschleunigungssensors mit analoger elektrostatischer Kraftkompensation (mit MEMS-Technologie)

Die Kraftkompensation kann auch digital ausgeführt werden. Die Spannung für die elektrostatische Kraft wird nach dem Sigma-Delta-Verfahren erzeugt. Der Sensorausgang ist in diesem Fall eine Reihe von 1-Bit-Signalen (digital bitstream) [63], [64].

Die Übertragungsfunktion eines typischen MEMS-Beschleunigungssensors mit analoger elektrostatischer Kraftkompensation ist ausführlich in [65] berichtet. Das gesamte Sensorsystem wird dort durch eine Übertragungsfunktion 5. Ordnung beschrieben. Für den hier verwendeten Beschleunigungssensor (Si-Flex SF3000L) wurde vom Hersteller keine Angabe über die Übertragungsfunktion gegeben. Nach Herstellerangaben hat der Sensor eine nutzbare Bandbreite von 1000 Hz. Die Eigenfrequenz ω_0 liegt etwas oberhalb von 1000 Hz und der Dämpfungsgrad ξ beträgt zwischen 0,5 bis 0,8. Der vom Hersteller gezeichnete theoretische (simulierte) Amplitudengang des Closed-Loop-Sensors ist im Bild 6-5 dargestellt.

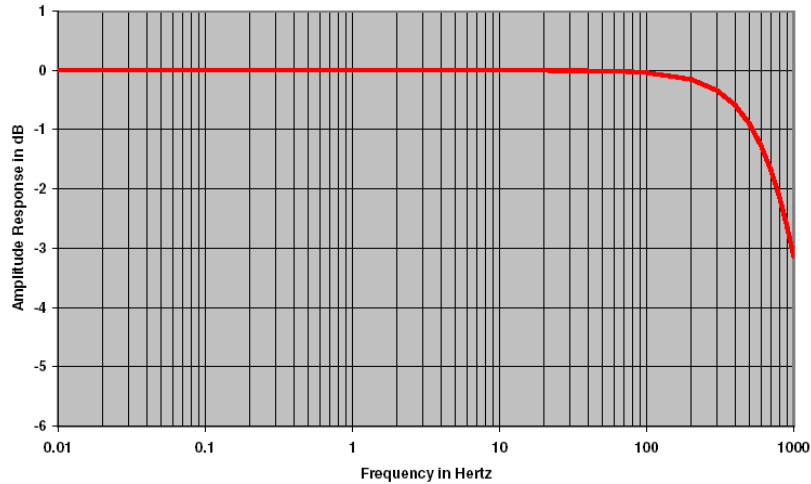


Bild 6-5 Theoretischer Amplitudengang des MEMS-Beschleunigungssensors Si-Flex SF3000L (nach Herstellerangaben)

Anhand dieses Amplitudengangs kann die Sensorübertragungsfunktion $H_s(s)$ des Closed-Loop-Sensors näherungsweise mit einem System 2. Ordnung mit Eigenfrequenz $\omega_0 = 2\pi 1000 \text{ rad/s}$ und Dämpfungsfaktor $\xi = 0,707$ wie folgt modelliert werden:

$$H_s(s) = \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (6-3)$$

Der Phasengang solches Systems kann eine Phasenverschiebung des gemessenen Beschleunigungssignals relativ zur wahren Beschleunigung verursachen und folglich nach der Integration zu erheblichem Positionsfehler führen.

2. Statisches Sensorverhalten

Für die Abhängigkeit der Ausgangsspannung U_{out} von der Beschleunigung A_{in} (in z-Richtung) kann die folgende Beziehung angesetzt werden, die IEEE als Standardmodell vorschlägt [66], [67]:

$$U_{out} = k_1(a_b + a_z + k_2 a_z^2 + k_3 a_z^3 + k_x a_y + k_y a_x + k_{zy} a_z a_y + k_{zx} a_z a_x + n) \quad (6-4)$$

mit den Bezeichnungen:

a_z	Beschleunigung in Messrichtung [g]
a_b	Bias oder Offset [g], a_b ist temperaturabhängig und führt zu einem additiven Fehler
k_1	Empfindlichkeitsfaktor in Messrichtung z [V/g], k ist temperaturabhängig und führt zu einem multiplikativen Fehler
k_2, k_3	Nichtlinearitätsfaktor [g/g^2], [g/g^3] zweiter und dritter Ordnung
a_y, a_x	Querbeschleunigungen in der y- und x-Achse
k_y, k_x	Querempfindlichkeit der Messachse zu der x bzw. y-Achsenbeschleunigung
k_{zy}, k_{zx}	Querkopplung-Koeffizienten [g/g^2]
n	Rauschen [g]

Bias: Der Bias $a_b(t)$ wird im allgemeinen als Summe eines zeitinvarianten Terms $a_{b,0}$ und eines instabilen Zufallprozesses (sog. Random-Walk-Prozess) $a_{b,RW}(t)$ beschrieben:

$$a_b(t) = a_{b,0} + a_{b,RW}(t) \quad (6-5)$$

Ein Random-Walk-Prozess wird normalerweise durch die Integration eines weißen Rauschens erzeugt [46], d.h.

$$a_{b,RW}(t) = \int_0^t w(\tau) d\tau, \quad (6-6)$$

wobei die Hilfsgröße $w(t)$ ein mittelwertfreies weißes Rauschen mit der Einheit m/s^3 ist. Der Erwartungswert eines Random-Walk-Prozesses ist gleich Null und der quadratische Mittelwert (oder Varianz) dieses Prozesses wächst linear mit der Zeit, so dass die Standardabweichung proportional zu \sqrt{t} ist.

Der Parameter Bias a_b ist allgemein temperaturabhängig. Die Temperaturabhängigkeit führt zu einem additiven Fehler und wird normalerweise wie folgt beschrieben:

$$\begin{aligned} a_b &= a_{b0}(1 + \alpha_b \Delta T) \\ &= a_{b0} + \alpha_b a_{b0} \Delta T \end{aligned} \quad (6-7)$$

wobei α_b ($= \pm 100 \text{ mg}/^\circ\text{C}$) der Temperaturkoeffizient des Bias und T die absolute Sensortemperatur (beeinflusst vom Eigenverbrauch und der Umgebungstemperatur) ist.

Empfindlichkeitsfaktor: Die statische Ausgang-Eingang-Kennlinie des Sensors wird vom Hersteller mit einem nicht linearen Polynom 3. Ordnung angenähert. Die Koeffizienten k_1 , k_2 und k_3 sind allgemein temperaturabhängig. Die Temperaturabhängigkeiten führen zu multiplikativen Fehlern und werden (meistens nur für k_1) wie folgt beschrieben:

$$k_i = k_{i-0}(1 + \alpha_k \Delta T) \quad (6-8)$$

Wiederum ist α_k ($= 75 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$) der Temperaturkoeffizient des Empfindlichkeitsfaktors und T die absolute Sensortemperatur.

Außer den Nichtlinearitätsfaktoren k_2 und k_3 sind zwei weitere Formen von Nichtlinearitäten zu erkennen. Diese sind:

Messschwelle: Wird die Eingangsgröße des Sensors stetig von Null erhöht, so wird erst bei der Überschreitung eines bestimmten Grenzwertes eine Änderung am Ausgang sichtbar. Der Betrag dieses Grenzwertes wird Messschwelle genannt. Beim ausgewählten Beschleunigungssensor liegt die Messschwelle unterhalb des Rauschpegels.

Hysterese: Bei realen Beschleunigungssensoren ist die Übertragungskennlinie hysteresebehaftet. Es wurde vom Hersteller keine konkrete Angabe über die Hysterese gegeben, allerdings wurden die sämtlichen Sensornichtlinearitäten mit 0,1% FS ausgewertet. Da die Hysterese mit der Beanspruchung des Sensorelements ansteigt, kann dieser Fehler stark reduziert werden, wenn der Sensor deutlich unterhalb des angegebenen Messbereichs betrieben wird.

Querempfindlichkeit und Kreuzkopplung: Wegen der fertigungstechnischen Schwierigkeiten lassen sich die Messachsen der Beschleunigungssensoren nicht orthogonal zueinander anordnen. Dadurch weisen die Sensorachsen zueinander Winkelfehler auf, so dass jeder Sensor von den Beschleunigungen der Querachsen beeinflusst wird. Kreuzkopplungseffekte entstehen durch die Schwerpunktverlagerung der Prüfmasse von der Hängesachse und durch die Verdrehung der Prüfmasse.

Für den ausgewählten Beschleunigungssensor ist die Kreuzkopplung nach den Herstellerangaben mit ca. 46 dB untergedrückt. Die Querempfindlichkeitsfaktoren wurden nicht vom Hersteller ermittelt.

Sensorrauschen: Die Ausgangssignale der Beschleunigungssensoren sind wie alle andere Sensoren mit Rauschen verseucht. Das Rauschvermögen eines MEMS-Beschleunigungssensors wird hauptsächlich durch das thermisch-mechanische Rauschen (sog. Brown'sche Bewegung) vom Sensorelement n_B und das elektronische Rauschen von der Auswerteelektronik n_E gekennzeichnet [68] [69], wobei der erste Anteil dominierend ist.

Das Brown'sche Rauschen entsteht durch die stochastische Kollision der Luftmoleküle mit der Prüfmasse des Sensorelements und wird als rauschäquivalente Beschleunigung wie folgt definiert:

$$n_B = \frac{\sqrt{4k_B T b}}{m} = \sqrt{\frac{4k_B T \omega_0}{Q m}} \quad g / \sqrt{Hz} \quad (6-9)$$

wobei T die absolute Temperatur und k_B die Boltzmann-Konstante ist. Die Größen b , m , Q , und ω_0 sind wie in der Gl. (6-1).

Das elektronische Rauschen ist das Resultat von verschiedenen Rauschen, hauptsächlich thermisches Rauschen, Funkelrauschen und Schrotrauschen (1/f-Rauschen) von Halbleiterbauelemente in ASIC.

Da diese zwei Hauptkomponenten unkorreliert sind, lässt sich die gesamte Rauschspektraldichte (umgewandelt in Beschleunigung) als Summe von n_B und n_E berechnen.

$$n_{Total} = \sqrt{n_B^2 + n_E^2} \quad (6-10)$$

Die gesamte rauschäquivalente Beschleunigung ist ein Maß für die kleinste detektierbare Beschleunigung, d.h. die Auflösung bzw. die Messschwelle. Die pauschale Rauschspektraldichte des Si-Flex SF3000L Beschleunigungssensors beträgt nach Herstellerangaben 0,3 – 0,5 $\mu g/\sqrt{Hz}$ in der Bandbreite 10 – 1000 Hz.

Der reale B-Sensor lässt sich anhand seiner Dynamik, statischen Kennlinie und dem Fehlverhalten modellieren. Das folgende SIMULINK-Blockschaltbild (Bild 6-6) zeigt das benutzte Modell.

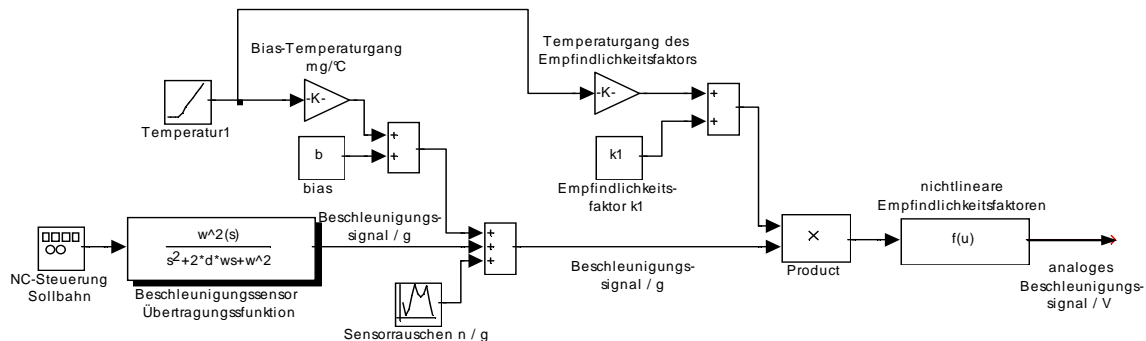


Bild 6-6 Simulationsmodell des Si-Flex SF3000L MEMS-Beschleunigungssensors

6.2 Modellierung der Datenvorverarbeitung

Zur Verarbeitung analoger Signale in digitalen Rechner ist es notwendig, das Signal in eine sowohl zeit- als auch wertdiskrete (quantisierte) Form zu bringen. Schaltungen, die diese Aufgabe erfüllen, nennt man Analog-Digital-Wandler. Bei bandbegrenzten Signalen (Bandbreite f_B) kann die zeitliche Diskretisierung durch Einhaltung des Abtasttheorems (Abtastrate $f_a \geq 2f_B$) ohne Informationsverlust vorgenommen werden. Bei Signalen die mit breitbandigem Rauschen verseucht sind, wird ein Tiefpassfilter (mit der Grenzfrequenz $f_g = f_B$) zur Bandbegrenzung vorgeschaltet. Der Filter vermeidet den sog. Aliasing-Effekt und wird als Antialiasing-Filter bezeichnet. Bei der Quantisierung der Amplitude entsteht jedoch ein Quantisierungsfehler.

Liegt eine analoge Spannung U_{in} am Eingang des A/D Wandlers, so entsteht nach dem Komparatorprinzip ein quantisierter Ausgangswert U_{out} derart, das folgende Relation erfüllt wird:

$$|U_{out} - U_{in}| \leq \frac{1}{2} \Delta U_{LSB} \quad (\Delta U_{LSB} = U_{max} / 2^N, N = \text{Bitzahl des Wandlers}) \quad (6-11)$$

Der Quantisierungsfehler U_q wird als Abweichung der quantisierten Signalamplitude von der wahren Amplitude an den Abtaststellen bezeichnet. Der maximale Quantisierungsfehler beträgt, $\pm 0,5 \Delta U_{LSB}$. Der Quantisierungsfehler, auch Quantisierungsrauschen genannt, ist ein gleichverteilter Zufallsprozess, dessen Effektivwert ist [70]:

$$U_{q-RMS} = \frac{\Delta U_{LSB}}{\sqrt{12}} = \frac{U_{max}}{2^N \sqrt{12}} \quad V \quad (6-12)$$

Der Quantisierungsfehler wird durch Erhöhung der Bitzahl des A/D-Wandlers untergedrückt. Die beliebige Erhöhung der Bitzahl ist aus technischen Gründen nicht möglich. Für einen konventionellen N-Bit A/D-Wandler ist das Signal/Rausch-Verhältnis:

$$SNR = 6,02N + 1,76 \quad dB \quad (6-13)$$

Pro Bit erhöhte Auflösung kann man von einer Verbesserung des SNR um 6 dB ausgehen.

Die Erhöhung der Abtastfrequenz um den Faktor k auf $f_{a-ii} = k \cdot f_a$ (mit $k = f_{a-ii} / 2f_B$) ändert die Rauschleistung und das SNR nicht, aber die Rauschleistung in einem höheren Frequenzbereich ($0 - kf_a/2 \text{ Hz}$) wird verteilt. Dies führt zur k -fachen Reduzierung der Rauschamplitude im genannten Frequenzbereich. Nun kann im anschließenden digitalen Tiefpassfilter (mit $f_g = f_a/2$) das hochfrequente Rauschen gedämpft werden. Nach der Filterung erhält man somit bei derselben Auflösung eine weit geringere Rauschleistung als konventionelle A/D Wandler. Das Verfahren wird als Überabtastung genannt.

Die Quantisierungsfehler des überabgetasteten Signals nach der Filterung ergibt sich zu

$$U_{q-ii} = U_q \sqrt{\frac{1}{k}} \quad V \quad (6-14)$$

Das Signal/Rausch-Verhältnis berechnet sich bei Überabtasten zu

$$SNR_{ii} = 6,02N + 1,76 + 10 \log k \quad dB \quad (6-15)$$

Pro Verdopplung der Abtastfrequenz ($k = 2$) ergibt sich ein Gewinn von etwa 3 dB. Dies entspricht einem halben Bit Wortbreite. Mit einem konventionellen 16-Bit A/D-Wandler und eine Überabtastfaktor $k = 2^{16} = 65536$, welcher aus technischen Gründen unmöglich ist, erhält man das äquivalente SNR von 24-Bit-Wandler.

Um die unrealistisch höheren Abtastraten zu vermeiden, wird die rauschformende Eigenschaft des Sigma-Delta-Modulators (Bild 6-7) ausgenutzt. Ein Sigma-Delta-Modulator verhält sich für das Eingangssignal wie ein Tiefpassfilter, während er für das Quantisierungsrauschen wie ein Hochpassfilter wirkt [71]. Dies bedeutet, dass das Quantisierungsrauschen noch mehr in die höheren Frequenzanteile verlagert wird, um das Quantisierungsrauschen im Nyquist Bereich weiter zu verringern.

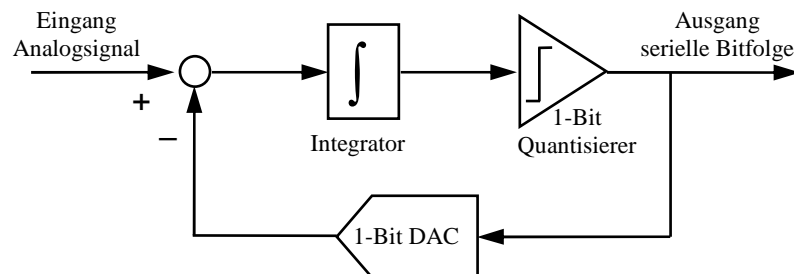


Bild 6-7 Blockschaltbild eines Sigma-Delta-Modulators erste Ordnung

A/D-Wandler nach dem Sigma-Delta-Prinzip wandeln ein analoges Signal in zwei Schritten in ein digitales Signal mit N-Bit Wortbreite (Bild 6-8). In der ersten Stufe gelangt das analoge Eingangssignal der Bandbreite f_B an den Sigma-Delta-Modulator, der mit sehr hoher Abtastrate $f_{a-i} \gg 2f_B$ eine 1-Bit-Datensequenz liefert. Im Modulator wird die Differenz aus dem Eingangs- und dem Ausgangssignal über einer Rückkoppschleife gebildet und integriert. Das Integrationsergebnis wird durch einen Quantisierer bewertet. Bei genügend hoher Überabtastung tritt zwischen zwei Abtastzeitpunkten nur eine geringe Signaländerung auf, so dass die Verwendung eines einfachen Binärquantisierers (1-Bit Wandler) möglich wird.

Die entstehende serielle Bitfolge stellt ein pulsdichtemoduliertes Signal mit der hohen Abtastfrequenz f_{a-i} dar. In der zweiten Stufe wird diese serielle Bitfolge zu einem Digitalfilter zugeführt. Dessen Aufgabe ist die Unterdrückung der entstandenen hochfrequenten Rauschanteile und die Umwandlung des seriellen Datenstromes in die N-Bit breiten Digitalworte, die mit der Frequenz der doppelten Bandbreite des Eingangssignals $2f_B$ ausgegeben werden.

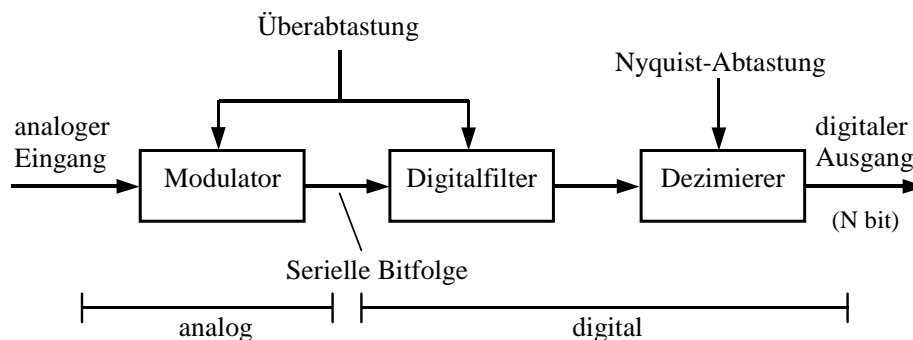


Bild 6-8 A/D-Wandler nach Sigma-Delta-Verfahren

Aufgrund der einfachen Schaltung des $\Sigma\Delta$ -Wandlers sind die Eigenfehler der Bauelemente sehr gering. Der Fehler, welchen das Quantisierungsrauschen erzeugt, wird durch die hohe Überabtastrate in Verbindung mit digitalem Filter und Dezimator sehr gering gehalten, was letztendlich zu hohen Auflösungen führt (16 bis zu 24 Bit). Ein $\Sigma\Delta$ -Wandler verbessert das SNR

pro Verdopplung der Abtastfrequenz ($k=2$) um etwa 9 dB. Eine weitere Verbesserung von SNR ist durch die Verwendung Sigma-delta-Modulatoren höherer Ordnungen möglich. Die erreichbaren Verbesserungen sind 15 dB/Oktav für 2. Ordnung, 21 dB/Oktav für 3. Ordnung und 27 dB/Oktav für den Modulator 4. Ordnung.

Das in der Wirklichkeit erreichte SNR ist im Allgemeinen, z. B. wegen Nichtlinearitäten, kleiner als das theoretisch berechnete SNR. Es lässt sich nur eine effektive Auflösung oder effektive Bit N_{eff} erreichen, die durch ein gemessenes SNR ermittelt wird.

Die ausgewählte Datenerfassungskarte (DAQ-karte) nutzt die $\Sigma\Delta$ -Wandler mit der effektiven Bit-Zahl $N_{eff} = 23$ und der Überabtastrate $k = 256$ für die Abtastfrequenzen $f_a \leq 51,2 \text{ kHz}$. In diesem Frequenzbereich ist der Rauschpegel der DAQ-Karte kleiner als $1 \mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$.

Die Ausgangsspannung der DAQ-Karte hat normalerweise einen Bias. Der maximal auftretende Bias ist nach Herstellerangaben $\pm 3 \text{ mV}$. Den Betrag des Bias kann man vor der Messphase mit kurzgeschlossenem Eingang messen. Der bleibt aber während der Messung konstant und addiert sich zum Bias des Beschleunigungssensors. Darüber hinaus erscheint das digitalisierte Messsignal am Ausgang der DAQ-Karte auf Grund des integrierten Antialiasing-Filters mit der Grenzfrequenz $f_g = 0,4863 f_a$ phasenverzögert gegenüber dem analogen Signal. Diese Phasenverzögerung verursacht erhebliche Positionsfehler nach der Integration. Die Verzögerung ist abhängig von der Abtastrate und beträgt immer $38,8/f_a$. In diesem Sinne verhält sich die DAQ-karte wie ein dynamisches Glied. Die technischen Daten für die DAQ-Karte stehen im Anhang A2.

Um die Fehlereffekte des Antialiasing-Filters zu vermeiden, kommen neue Filterentwicklungen wie z. B. Integral-Invarianz-Filter (IIV-Filter) in Frage [72], [73]. Über die praktische Anwendbarkeit dieses Filters auf Grund seines großen Aufwandes wurde bis jetzt nicht berichtet. Ein wesentlich effektiveres Verfahren, das in dieser Arbeit zur Kompensation der Dynamik des Beschleunigungssensors entwickelt ist, kann gleichzeitig die Fehlereffekte des Antialiasing-Filters völlig kompensieren. Über dieses Verfahren wird im Kapitel 6.3.3 ausführlich besprochen. Bild 6-9 zeigt das Simulationsmodell (SIMULINK-Blockschaltbild) der verwendeten DAQ-Karte.

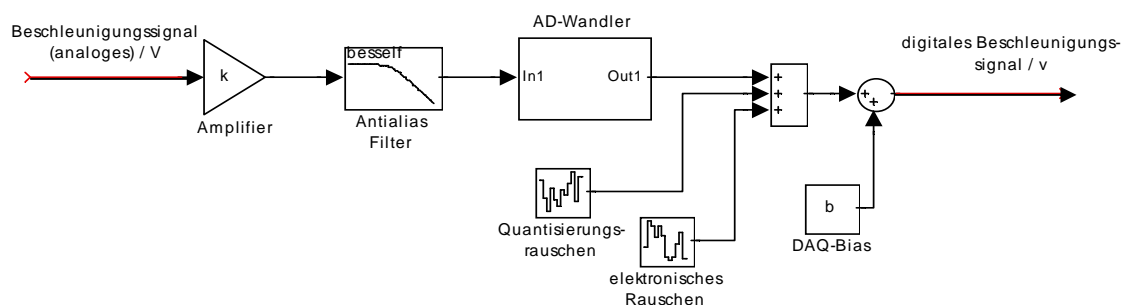


Bild 6-9. Das Simulationsmodell der verwendeten DAQ-Karte

6.3 Digitale Messwertverarbeitung und Fehlerkompensation

Im Kalibration-Modus kann die Messwertverarbeitung im Gegensatz zu den In-Prozess-Messungen offline erfolgen, d. h. die Messsignale (Beschleunigung, Temperatur) können während der Bewegung erfasst und im Rechner gespeichert und danach verarbeitet werden. Dies erleichtert die Abschätzung der Bias-Änderungen und ermöglicht die Minimierung der Positionsfehler bei der Integration hinsichtlich Störschwingungen (Kapitel 3.2). Die digitale Messwertverarbeitung besteht aus Fehlerkorrekturen, numerische Integration und Skalierung. Da

die inertielle Wegmessung grundsätzlich auf zweifache Integration der Beschleunigung über der Zeit basiert, muss sichergestellt werden, dass das Messergebnis nicht durch die Sensorfehler und die Digitalisierungsblöcke verfälscht wird. Deshalb müssen unmittelbar nach der A/D-Wandlung die erforderlichen Fehlerkorrekturen durchgeführt werden, bevor das Beschleunigungssignal integriert wird. Unter Fehlerkorrektur wird hier die Beseitigung der systematischen Fehler mit folgenden Maßnahmen verstanden:

- Biaskompensation
- Temperaturkompensation der Sensorparameter
- Kompensation der Sensornichtlinearitäten
- Kompensation der Querempfindlichkeiten und der Kreuzkopplungen des Beschleunigungssensors
- Kompensation der Zentrifugal- und Coriolis-Beschleunigung
- Reduzierung des Positionsfehlers infolge des Rauschens
- Phasenkompensation von Sensordynamik und Antialiasing-Filter des A/D-Wandlers

Nachfolgend werden die einzelnen Fehlerquellen bei der inertialen Verschiebungsmessung quantitativ ausgewertet und deren Einflüsse auf den Positionsfehler abgeschätzt.

6.3.1 Statische Korrekturen des Messverhaltens

Der Bias wird anhand arithmetischer Mittelwertbildung ermittelt und vom Messsignal numerisch subtrahiert. Die Temperatur wird während der Messzeit konstant angenommen, weil die Messzeit bei der Kalibration sehr klein ist (ca. 2 s). Bei der Offline-Ermittlung des Bias ist die Tag-zu-Tag-Biasinstabilität und die Temperaturabhängigkeit sowie Biasdrift nicht störend. Mit anderen Worten wird der Bias als ein stationärer Prozess betrachtet. Der eventuell auftretende Bias bei der DAQ-Karte wird auch hier automatisch durch die Mittelwertbildung eliminiert, weil er sich zu Messdaten addiert.

Das gemessene mittelwertfreie Spannungssignal wird anhand des Empfindlichkeitsfaktors k_I in eine Beschleunigung umgewandelt. Die Temperaturabhängigkeit des Empfindlichkeitsfaktors muss selbstverständlich berücksichtigt werden. Diesbezüglich wird die Sensortemperatur während der Messungen beobachtet.

$$a = \frac{U}{k_I(1 + \alpha_k \Delta T)} \quad (6-16)$$

Die Nichtlinearität des Empfindlichkeitsfaktors wird anhand des Kalibrierpolynoms des Sensors (Gl. (6-4)) korrigiert:

$$a_{kor} = a - k_2 a^2 - k_3 a^3 \quad (6-17)$$

Die Messschwelle liegt nach Herstellerangaben unter dem Rauschpegel und ist deshalb vernachlässigbar. Über die Hysterese ist keine Information vorhanden. Allerdings ist dieser Fehler sehr klein, wenn die Amplitude des Messsignals bezogen auf den Sensormessbereich klein gehalten wird.

Querempfindlichkeit: bei eindimensionalen Bewegungen z. B. in der x-Richtung, ist der Term $k_y a_y$ gleich Null. Der Term $k_z a_z$ ($a_z = 1\text{ g}$: Erdschwerebeschleunigung) ist konstant und addiert sich zum Bias, die schon wegkompensiert ist. Die Kreuzkopplungseffekte müssen insbesondere

bei 2D-Bewegungen korrigiert werden. Die Ermittlung der Kreuzkopplungskoeffizienten ist unbedingt erforderlich.

Die Coriolis-Beschleunigung wird anhand Gl. (3-2) berechnet. Dafür sollen die Bewegungsrichtung (oder Ausrichtung der Maschine relativ zur geographischen Nord-Südrichtung) und die geographische Breite des Aufstellungsorts der Maschine vorab bekannt sein.

Das zum Ausgang des Beschleunigungssensors überlagerte Rauschen (Bias-Random-Walk, Sensorrauschen und Quantisierungsrauschen) ist ein bandbegrenztes stochastisches Signal. Die deterministische Korrektur dieser Störsignale wegen ihrer stochastischen Natur ist nicht möglich. Jedoch werden oft statistische Schätzverfahren verwendet, um ihre Einflüsse abschätzen zu können. Dies erfordert zusätzliche Informationen über die Position und die Geschwindigkeit (externe Stützung). Für Schätzverfahren werden rekursive aber auch nichtrekursive Optimalfilter genutzt. In Kapitel 6 wird ausführlich über die Stützung gesprochen.

Eine weitere Fehlerquelle bei der IVM ist die Fehlausrichtung der Sensorsachsen relativ zu den Maschinenachsen. Jede fehlerhafte Anbringung des Beschleunigungssensors an der Maschinenachse führt zur fehlerhaften Beschleunigungsmessung. Mit einem Ausrichtfehlerwinkel θ in x-y-Ebene (um die Vertikalachse z) beträgt die gemessene Beschleunigung $a_s(t)$ z. B. in x-Richtung

$$a_{x-s}(t) = a_{x-w}(t) \cdot \cos \theta \quad (6-18)$$

d. h. die gemessene Beschleunigung $a_s(t)$ ist mit dem Faktor $\cos \theta$ kleiner als die wahre Beschleunigung $a_w(t)$. Da der Ausrichtfehlerwinkel θ sich während der Messung nicht ändert, wird der Ausrichtungsfehler als systematischer Fehler berücksichtigt und entsprechend durch die Vorort-Kalibrierung des Messsystems (Kapitel 8.2) korrigiert.

6.3.2 Auswirkung des stochastischen Rauschens auf die IVM

Die Auswirkung des Sensorrauschens auf die inertial berechnete Geschwindigkeit und Position wird hier zuerst mathematisch analysiert. Theoretisch wird das Rauschen eines MEMS-Beschleunigungssensors als weißes Rauschen betrachtet. Zur Bewertung des Positionsfehlers aufgrund von Sensorrauschen werden zwei Annäherungen angestellt:

1. Das Rauschen $n(t)$ wird für ein bestimmtes Zeitintervall T als Messzeit mit einer Abtastfrequenz f_a abgetastet. Insgesamt sind N Messwerte vorhanden, wobei $N = T \cdot f_a$ ist. Der Mittelwert (DC-Wert) der N Messwerte ist

$$\bar{N}_N = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N n(k) \quad (6-19)$$

Der Mittelwert nähert sich an Null, wenn N nach unendlich geht. Im Allgemeinen ist aber \bar{N}_N ungleich Null. Als Beschleunigung wird \bar{N}_N zweimal integriert, um den zurückgelegten Weg $p(T)$ zu berechnen.

$$p(T) = \iint_T \bar{N}_N d\tau dt = \frac{1}{2} \bar{N}_N T^2 \quad (6-20)$$

In diesem Fall wird das Rauschen wie ein DC-Offset (Bias) behandelt, d.h. der Positionsfehler ist proportional zu T^2 .

2. Das Rauschen $n(t)$ wird als ein exponentiell korrelierter Prozess betrachtet. Die Autokorrelationsfunktion des Prozesses lautet

$$R_{nn}(\tau) = \sigma_n^2 e^{-\beta|\tau|} \quad (6-21)$$

In dieser Formel ist σ die Standardabweichung des Rauschen (m/s^2), τ die Zeit (s) und das Produkt $\beta\tau$ hat die Dimension 1. So muss die Dimension von β gleich 1/Zeit oder Frequenz (Hz) sein. Die o.a. Formel wird umgeschrieben:

$$R_{nn}(\tau) = \sigma_n^2 e^{-\beta|\tau|} = \frac{\sigma_n^2}{\beta/2} \cdot \frac{\beta}{2} e^{-\beta|\tau|} \quad (6-22)$$

Das Verhältnis $S_{nn} = \frac{\sigma_n^2}{\beta/2}$ stellt die Autoleistungsdichte (Dimension: $(m/s^2)^2/Hz$) des Rauschens $n(t)$ dar.

Ein großes β entspricht einer sehr schmalen Autokorrelationsfunktion. Anders gesagt, R_{nn} mit $\beta \rightarrow \infty$ hat die Eigenschaften einer Delta-Funktion und stellt die Autokorrelationsfunktion vom weißen Rauschen dar (Bild 6-10). So ergibt sich

$$\lim_{\beta \rightarrow \infty} R_{nn}(\tau) = \lim_{\beta \rightarrow \infty} \sigma_n^2 e^{-\beta|\tau|} = \lim_{\beta \rightarrow \infty} \frac{\sigma_n^2}{\beta/2} \cdot \frac{\beta}{2} e^{-\beta|\tau|} = \frac{\sigma_n^2}{\beta/2} \delta(\tau) \quad (6-23)$$

Dagegen hat R_{nn} mit sehr kleinem β den konstanten Wert σ_n^2 , welcher der Autokorrelation von einem DC-Offset entspricht:

$$\lim_{\beta \rightarrow 0} R_{nn}(\tau) = \lim_{\beta \rightarrow 0} \sigma_n^2 e^{-\beta|\tau|} = \sigma_n^2 \quad (6-24)$$

Betrachtet wird nun ein lineares System mit der Übertragungsfunktion $H(s)$. Wenn das Eingangssignal $x(t)$ des Systems als weißes Rauschen mit der Leistungsdichte $S_{xx} = \frac{\sigma_x^2}{\beta/2}$ ist, erhält man als Rauschleistung des Ausgangssignals $y(t)$ im Zeitbereich

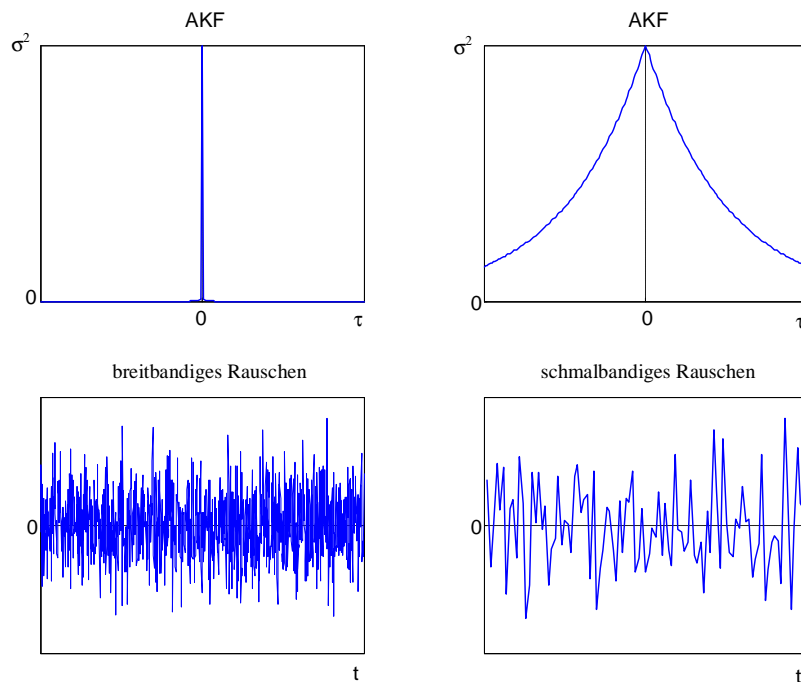


Bild 6-10 Autokorrelationsfunktion eines breitbandigen Rauschen (links) und eines schmalbandigen Rauschen (rechts)

$$\sigma_y^2(t) = S_{xx} \int_0^t h^2(\eta) d\eta \quad (6-25)$$

Für die Übertragungsfunktion $H(s)$ gleich $\frac{1}{s}$, $\frac{1}{s^2}$ und $\frac{1}{s^3}$ sind die entsprechenden Funktionen im Zeitbereich

$$\begin{aligned} H(s) &= \frac{1}{s} \rightarrow h(t) = 1 \\ H(s) &= \frac{1}{s^2} \rightarrow h(t) = t \\ H(s) &= \frac{1}{s^3} \rightarrow h(t) = \frac{t^2}{2} \end{aligned} \quad (6-26)$$

Nach dem Einsetzen von $h(\cdot)$ in Gl.(6-25) erhält man für die jeweilige Rauschleistung des Ausgangssignals entsprechende Ausdrücke [54]

$$\begin{aligned} \sigma_y^2(t) &= S_{xx} \int_0^t 1 d\eta = S_{xx} t \\ \sigma_y^2(t) &= S_{xx} \int_0^t \eta^2 d\eta = S_{xx} \frac{t^3}{3} \\ \sigma_y^2(t) &= S_{xx} \int_0^t \frac{\eta^4}{4} d\eta = S_{xx} \frac{t^5}{20} \end{aligned} \quad (6-27)$$

Die Effektivwerte sind

$$\begin{aligned} \sigma_y(t) &= \sqrt{S_{xx} t} = \frac{\sigma_x}{\sqrt{0,5\beta}} t^{0,5} \\ \sigma_y(t) &= \sqrt{\frac{S_{xx} t^3}{3}} = \frac{\sigma_x}{\sqrt{1,5\beta}} t^{1,5} \\ \sigma_y(t) &= \sqrt{\frac{S_{xx} t^5}{20}} = \frac{\sigma_x}{\sqrt{10\beta}} t^{2,5} \end{aligned} \quad (6-28)$$

Wenn σ_x die Dimension m/s^2 (Beschleunigung) hat, denn bezeichnet der erste Ausdruck die Standardabweichung der Geschwindigkeit mit der Dimension m/s und der zweite Ausdruck bezeichnet die Standardabweichung der Position mit der Dimension m . Der dritte Ausdruck könnte auch als Standardabweichung der Position betrachtet werden, wenn der Driftanteil des Sensoroffsets als Random-Walk modelliert wird. In diesem Fall hat σ_x die Dimension m/s^3 (Ruck).

In den obigen Gleichungen kann der Parameter β mit der Dimension Hz als Abtastrate f_a des Rauschens und der Parameter t mit der Dimension s als Integrations- bzw. Messzeit T_{mess} berücksichtigt werden. Unter dieser Annahme kann man schlussfolgern, dass die Erhöhung der Abtastrate eines stationären B-Messers zu einem kleineren Positionsfehler führen kann. Die Abhängigkeit des Positionsfehlers von der Abtastrate ist reziprok proportional zu $\sqrt{f_a}$. Des Weiteren ist der Positionsfehler infolge weißen Rauschen (als Beschleunigung) nicht proportional zu T^2 , sondern $T^{1,5}$ (im Vergleich zu Gl. (5-19)). Im Bild 6-11 ist die Positionsfehler infolge eines abgetasteten weißen Rauschens mit der Standardabweichung $\sigma = 1,4 \cdot 10^{-5} g$ und mit 3 unterschiedlichen Abtastraten $2 kHz$, $5 kHz$ und $10 kHz$ dargestellt.

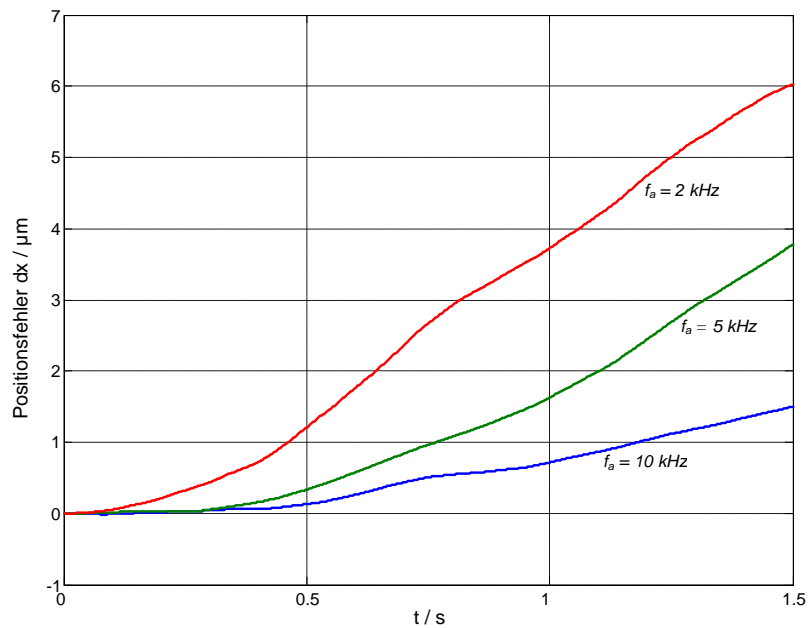


Bild 6-11 Einwirkung der Abtastrate auf den vom Sensorrauschen verursachten Positionsfehler. Die Standardabweichung des Rauschens σ ist $1,4 \cdot 10^{-5} g$

Unter Berücksichtigung der obigen Analyse kann man schlussfolgern, dass die Erhöhung der Abtastrate zur Reduzierung der Positionsfehler führen kann. Selbstverständlich lässt sich die Abtastrate nicht beliebig erhöhen, weil die DAQ-karte eine beschränkte Abtastfrequenz besitzen. Die hohen Abtastraten führen auch zu aufwendiger Rechenlast bei digitaler Datenverarbeitung. Die letzte ist sehr wichtig, wenn die inertielle Verschiebungsmessung sich in Echtzeitbetrieb befindet. Deshalb muss man einen Kompromiss zwischen der Rauschen bedingte Positionsfehler und dem Rechenlast schließen.

6.3.3 Dynamische Korrekturen des Messverhaltens

Dynamische Messfehler entstehen durch die zeitliche Verzögerung zwischen der Messgröße und dem Messwert (Bild 6-12). Die Ursachen sind die Elemente mit dynamischem Verhalten in der Messkette. Bei der inertialen Verschiebungsmessung entsteht der dynamische Fehler aus der Übertragungsfunktion des Beschleunigungssensors. Darüber hinaus verfügt die Datenerfassungskarte über einen Antialiasing-Filter, deren Dynamik das Messsignal beeinflussen kann. Der dynamische Fehler kann bei schnell veränderlichem Messsignal (besonders im Falle der Untersuchung der dynamischen Maschineneigenschaften) beträchtlich werden, so dass die Messergebnisse vollkommen unbrauchbar werden.

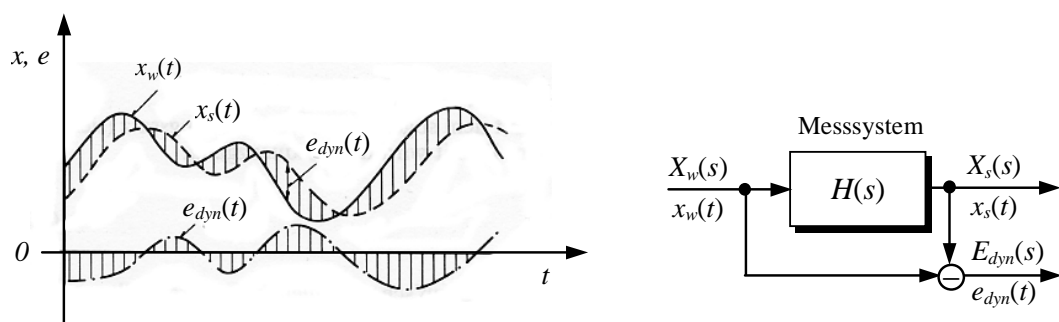


Bild 6-12 Zur Definition des momentanen dynamischen Messfehlers

Der Einfluss der Sensordynamik auf den Positionsfehler ist in Bild 6-13 dargestellt. Ein closed-Loop MEMS-Beschleunigungssensor wird normalerweise durch die Übertragungsfunktion 5. Ordnung modelliert [65]. Weil diese im vorliegenden Fall nicht bekannt ist, wird die Übertragungsfunktion des B-Messers $H_s(s)$ näherungsweise durch ein PT₂-Glied beschrieben:

$$H_s(s) = \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (6-29)$$

Der Frequenzgang dieses Modells zeigt, dass bei zunehmender Frequenz des Eingangssignals die Amplitude und Phase des Ausgangssignals sich stark frequenzabhängig ändern. Die Sensordynamik verzerrt das gemessene Beschleunigungssignal im Vergleich zu wahrer Beschleunigung und führt zu erheblichem Positionsfehler nach der Integration.

Es wird angenommen, dass in der o.a. Übertragungsfunktion das dynamische Verhalten der DAQ-Karte auch enthalten ist. Die Gültigkeit dieser Annahme wird bei den experimentellen Untersuchungen überprüft (Kapitel 8.2).

Um den dynamischen Messfehler zu ermitteln, wird das wahre Beschleunigungssignal $a_w(t)$ gemäß Bild 6-13 mit und ohne Berücksichtigung der Sensorübertragungsfunktion zweimal integriert. Die resultierenden Signale sind die inertial berechnete Geschwindigkeit und die Position. Der Index w steht für die wahren Signale und der Index s stellt den Einfluss der Sensordynamik dar.

Der Fehlersatz $\Delta A(s) = A_w(s) - A_s(s)$ wird als dynamischer Beschleunigungsfehler bezeichnet und lautet:

$$\begin{aligned} \Delta A(s) &= A_w(s) - A_s(s) = A_w(s)[1 - H_s(s)] \\ &= A_w(s) \cdot \frac{s^2 + 2\xi\omega_0 s}{s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2} \\ &= sA_w(s) \cdot \frac{s + 2\xi\omega_0}{s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2} \\ &= sA_w(s) \frac{2\xi}{\omega_0} \cdot \frac{\frac{\omega_0}{2\xi}s + \omega_0^2}{s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2} \end{aligned} \quad (6-30)$$

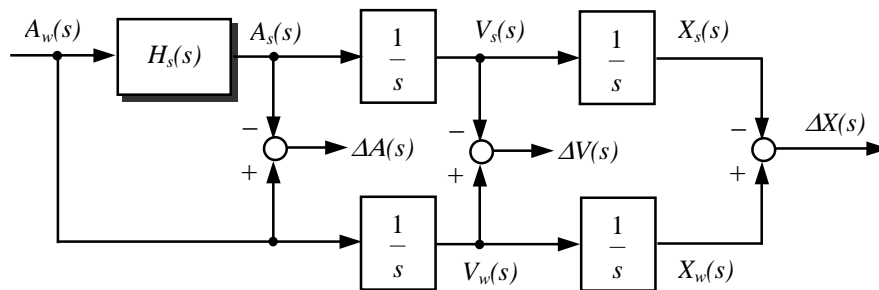


Bild 6-13 Blockschaltbild zur Simulation des Beschleunigungs-, Geschwindigkeits- und Positionsfehlers infolge der Sensordynamik

In der Kinematik wird die Ableitung der Beschleunigung als Ruck $r(t) = da(t)/dt$ bezeichnet, d.h. $sA_w(s) = R_w(s)$. So ergibt sich wegen des Faktors $sA_w(s)$ der Beschleunigungsfehler als ruckproportionales Signal. Die Gl. (6-30) zeigt, dass der Beschleunigungsfehler proportional zu dem Momentanruck $r_w(t)$, proportional zur Dämpfung ξ und umgekehrt proportional zur Eigenfrequenz ω_0 des Sensors ist. Die Gleichung verdeutlicht, wegen des Faktors $2\xi/\omega_0$, dass ein Beschleunigungssensor mit kleinerer Dämpfung und größerer Eigenfrequenz einen kleineren Beschleunigungsfehler liefert.

In gleicher Weise lassen sich der dynamische Geschwindigkeitsfehler und der dynamische Positionsfehler berechnen. Die entsprechenden Ausdrücke sind:

$$\Delta V(s) = A_w(s) \frac{2\xi}{\omega_0} \cdot \frac{\frac{\omega_0}{2\xi}s + \omega_0^2}{s^2 + 2\xi\omega_0s + \omega_0^2} \quad (6-31)$$

$$\Delta X(s) = V_w(s) \frac{2\xi}{\omega_0} \cdot \frac{\frac{\omega_0}{2\xi}s + \omega_0^2}{s^2 + 2\xi\omega_0s + \omega_0^2} \quad (6-32)$$

Die Gl. (6-31) zeigt wiederum, dass der Geschwindigkeitsfehler proportional zur Momentanbeschleunigung $a_w(t)$ ist, ferner proportional zur Dämpfung ξ und umgekehrt proportional zur Eigenfrequenz ω_0 des Sensors. Ähnlicherweise ist der Positionsfehler proportional zur Momentangeschwindigkeit $v_w(t)$. Der Proportionalitätsfaktor ist wiederum $2\xi/\omega_0$ (Gl. (6-32)).

Es wird hier noch mal betont, dass nach o.a. Berechnungen ein B-Sensor mit kleinerer Dämpfung und größerer Eigenfrequenz zu einem kleineren Positionsfehler führt. Dies sei mit Hilfe der Sprungantworten zweier Beschleunigungssensoren von unterschiedlicher Dynamik interpretiert (Bild 6-14). Der Sensor 1 habe eine kleinere Dämpfung und eine größere Eigenfrequenz ($\xi = 0,1$; $\omega_0 = 2\pi 1000 \text{ rad/s}$). Der Sensor 2 hat dagegen eine größere Dämpfung und eine kleinere Eigenfrequenz ($\xi = 1,5$; $\omega_0 = 2\pi 250 \text{ rad/s}$). Bild 6-14 zeigt die Sprungantworten dieser Sensoren. Die Flächen zwischen der Sprungfunktion $u(t)$ und der Sprungantworten $a_1(t)$ und $a_2(t)$ der Sensoren werden mit dA_1 und dA_2 bezeichnet. Die Positionsfehler sind proportional zu diesen Flächendifferenzen. Es ist zu erkennen, dass dA_1 deutlich kleiner als dA_2 ist, weil sich bei dA_1 die positiven und negativen Flächen teilweise kompensieren.

In diesem Zusammenhang sei auf den bereits erwähnten Laser-Beschleunigungssensor (Kapitel 4.4) verwiesen. Dieser neuartige Beschleunigungssensor hat einen sehr kleinen Dämpfungsfaktor und eine sehr große Eigenfrequenz ($\xi = 0,01$; $\omega_0 = 2\pi \cdot 10^4 \text{ rad/s}$). Dies führt zu einer drastischen Reduzierung des dynamischen Positionsfehlers in Höhe des 100- bis 1000fachen relativ zu herkömmlichen Beschleunigungssensoren. Zusätzlich bleibt der Dämpfungsfaktor des Laser-Beschleunigungssensors offensichtlich unabhängig von der Beschleunigungshöhe konstant. Diese Eigenschaft ist einzigartig und ermöglicht den Verzicht auf eine dynamische Kompensation bei der inertialen Verschiebungsmessung.

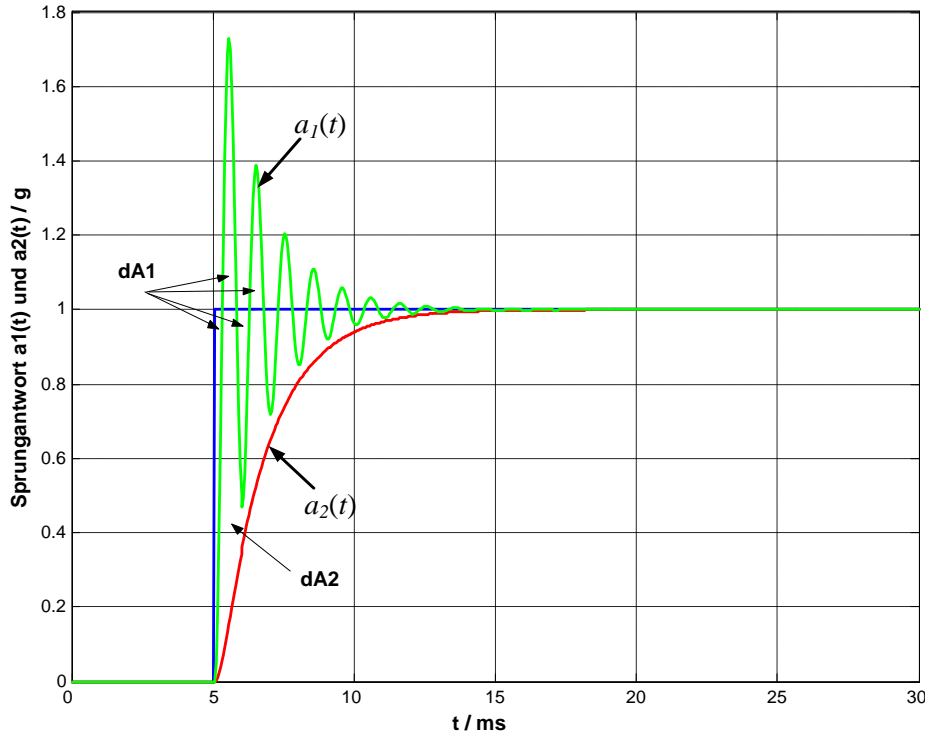


Bild 6-14 Sprungantworten zweier Beschleunigungssensoren mit unterschiedlicher Dynamik. Beim Sensor 1 ist $\xi = 0,1$ und $\omega_0 = 2\pi 1000 \text{ rad/s}$. Beim Sensor 2 ist $\xi = 1,5$ und $\omega_0 = 2\pi 250 \text{ rad/s}$.

Bei jeder dynamischen Kompensation ist nämlich ein grundsätzliches Problem vorhanden: Der dynamische Positionsfehler wird gemäß Gl. (6-32) nur exakt kompensierbar, wenn die Modellierung des B-Messers selbst exakt wäre und die Dämpfung ξ und die Eigenfrequenz ω_0 als genaue Funktionen der Mess- und der Störgrößen bekannt wären. Da dies nicht der Fall ist, kann jede Kompensation nur teilweise erforderlich sein. Daher ist es sehr sinnvoll, für die inertielle Verschiebungsmessung einen Beschleunigungssensor einzusetzen, dessen dynamischer Fehler a priori klein ist.

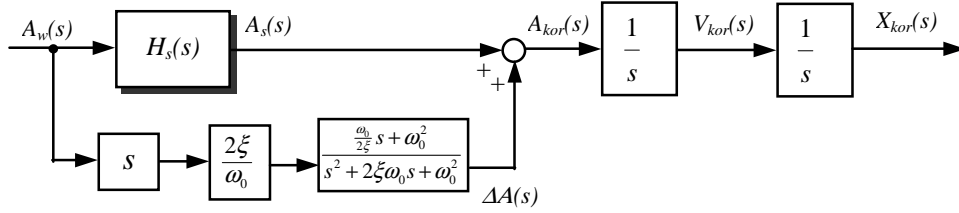
Zur Kompensation des dynamischen Positionsfehlers stehen prinzipiell drei Möglichkeiten zur Verfügung.

1. Kompensation in der Beschleunigungsebene
2. Kompensation in der Geschwindigkeitsebene
3. Kompensation in der Positionsebene (direkte Kompensation)

Nachfolgend werden diese Kompensationsmethoden ausführlich behandelt und schließlich mit einander verglichen.

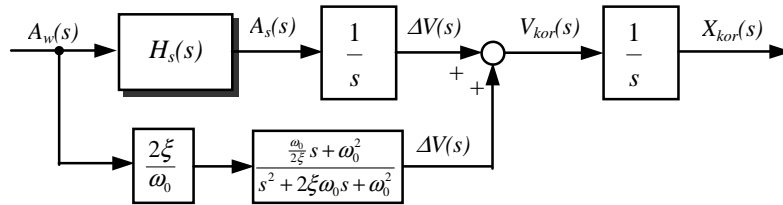
1. Kompensation in der Beschleunigungsebene: Es wird zuerst das Beschleunigungssignal nach Gl. (6-30) korrigiert und dann zweimal integriert (Bild 6-15).

$$\begin{aligned}
 A_{kor}(s) &= A_s(s) + \Delta A(s) \\
 &= A_s(s) + sA_w(s) \frac{2\xi}{\omega_0} \cdot \frac{\frac{\omega_0}{2\xi}s + \omega_0^2}{s^2 + 2\xi\omega_0s + \omega_0^2} \\
 &= A_w(s)
 \end{aligned} \tag{6-33}$$

**Bild 6-15** Kompensation des dynamischen Positionsfehlers in der Beschleunigungsebene

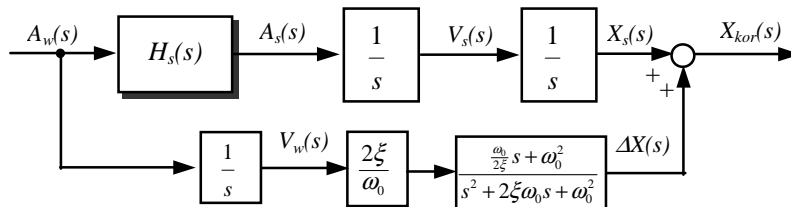
2. Kompensation in der Geschwindigkeitsebene: Es wird zuerst das Geschwindigkeitssignal nach Gl. (6-31) korrigiert und dann einmal integriert (Bild 6-16). Die korrigierte Geschwindigkeit lautet:

$$\begin{aligned}
 V_{kor}(s) &= V_s(s) + \Delta V(s) \\
 &= \frac{1}{s} H_s(s) A_w(s) + A_w(s) \frac{2\xi}{\omega_0} \cdot \frac{\frac{\omega_0}{2\xi} s + \omega_0^2}{s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2} \\
 &= V_w(s)
 \end{aligned} \tag{6-34}$$

**Bild 6-16** Kompensation des dynamischen Positionsfehlers in der Geschwindigkeitsebene

3. Kompensation in der Positionsebene (direkte Kompensation): Wie im Bild 6-17 dargestellt ist, wird die Position nach Gl. (6-32) direkt korrigiert, d.h.

$$\begin{aligned}
 X_{kor}(s) &= X_s(s) + \Delta X(s) \\
 &= \frac{1}{s^2} H_s(s) A_w(s) + V_w(s) \frac{2\xi}{\omega_0} \cdot \frac{\frac{\omega_0}{2\xi} s + \omega_0^2}{s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2} \\
 &= X_w(s)
 \end{aligned} \tag{6-35}$$

**Bild 6-17** Kompensation des dynamischen Positionsfehlers in der Positionsebene (direkte Kompensation)

Es ist zu beachten, dass bei allen drei Kompensationsverfahren die wahren Signale $A_w(s)$ bzw. $V_w(s)$ verwendet werden. Diese Signale sind aber in der Realität nicht bekannt. Außerdem werden die Sensorparameter ξ (Dämpfung) und ω_0 (Eigenfrequenz) u.a. nicht vom Sensorhersteller explizit spezifiziert.

Als erste Näherung werden die wahren Signale $A_w(s)$ und $V_w(s)$ durch die gemessenen $A_s(s)$ bzw. $V_s(s)$ ersetzt. Weiterhin wird der Korrektursatz $\frac{2\xi}{\omega_0} \cdot \frac{\frac{\omega_0}{2\xi}s + \omega_0^2}{s^2 + 2\xi\omega_0s + \omega_0^2}$ näherungsweise im

Frequenzbereich 0 bis ω_0 gleich $2\xi/\omega_0$ gesetzt. Dies vereinfacht den Korrektursatz zu einem proportionalen Term $2\xi/\omega_0$. Unter diesen Voraussetzungen werden die kompenzierte Position und der Restfehler berechnet. Die Berechnung wird hier nur für das dritte Kompensationsverfahren (direkte Positionskompensation) durchgeführt. Man kann jedoch zeigen, dass das Ergebnis auch für die Kompensationsverfahren 1 und 2 gültig ist.

Der Restfehler der Position wird in diesem Fall als $\Delta X_r(s) = X_w(s) - X_{kor}^*(s)$ definiert und ist

$$\begin{aligned}\Delta X_r(s) &= X_w(s) - X_{kor}^*(s) = X_w(s) - [X_s(s) + \frac{2\xi}{\omega_0} V_s(s)] \\ &= \frac{1}{s^2} A_w(s) \left[1 - H_s(s) - \frac{2\xi}{\omega_0} s H_s(s) \right] \\ &= A_w(s) \cdot \frac{1}{s^2 + 2\xi\omega_0s + \omega_0^2}\end{aligned}\quad (6-36)$$

Mit $A_w(s) = H_s^{-1}(s)A_s(s)$ wird die letzte Gleichung umgeschrieben als

$$\Delta X_r(s) = \frac{1}{\omega_0^2} A_s(s) \quad (6-37)$$

Diese Gleichung zeigt, dass der Restfehler nach der Kompensation umgekehrt proportional zu ω_0^2 ist. Zur exakten Fehlerkompensation wird diese Korrektur auch genutzt, um den sensorbedingten Positionsfehler völlig zu eliminieren. Die Proportionalitätsfaktoren $2\xi/\omega_0$ und $1/\omega_0^2$ können experimentell ermittelt werden (Kapitel 8.2). Das Verfahren wird hier als zweistufige Kompensation bezeichnet. Die mathematische Beschreibung lautet:

$$\begin{aligned}X_{kor}(s) &= X_s(s) + \Delta X_1(s) + \Delta X_2(s) \\ &= X_s(s) + \frac{2\xi}{\omega_0} V_s(s) + \frac{1}{\omega_0^2} A_s(s) \\ &= X_w(s)\end{aligned}\quad (6-38)$$

Das Blockschaltbild der vollständigen Positionskompensation ist im Bild 6-18 dargestellt.

An dieser Stelle entsteht die Frage: „Welches von den drei Kompensationsverfahren ist eigentlich zu bevorzugen, wenn bei allen drei Verfahren die Restfehler gleich sind?“

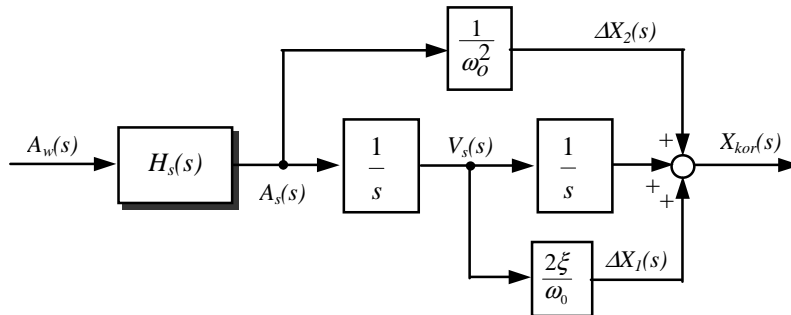


Bild 6-18 Vollständige Kompensation der Sensordynamik in der Positionsebene (direkte Positionskompensation)

Das erste Verfahren (Kompensation in der Beschleunigungsebene) hat den Vorteil, dass die Korrektur frühzeitig in der Beschleunigungsebene stattfindet und die nachkommenden Geschwindigkeits- bzw. Positionssignale schon korrigiert sind. Die korrigierte Beschleunigung und Geschwindigkeit können auch für andere Zwecke verwendet werden. Diese Eigenschaft ist bei den Echtzeitsystemen (In-Prozess-Anwendungen) besonders wichtig. Das Verfahren hat aber einen erkennbaren Nachteil. Zur Korrektur der Beschleunigung wird der Ruck als Ableitung der Beschleunigung benötigt. In der Praxis ist das Beschleunigungssignal mit breitbandigem Rauschen (elektrisch und akustisch) stark verseucht und die Ableitung dieses Rauschens führt zur Verstärkung des Rauschpegels.

Als alternative Ruckerzeugung kann man einen Rucksensor entwickeln. Die Hauptkonstruktion eines solchen Aufnehmers ist wie die vom Servo-Beschleunigungssensor mit einem zusätzlichen Integrator im Rückführungspfad. So ein Sensor liefert sowohl ein beschleunigungsproportionales Signal als auch ein ruckproportionales Signal, d.h. er hat zwei Ausgänge [74].

Das zweite Verfahren hat zumindest den Vorteil gegenüber der direkten Positionskompensation, dass die Korrektur auch das Geschwindigkeitssignal umfasst. Dazu wird das vorhandene Beschleunigungssignal benötigt. Also werden beim zweiten Verfahren gleichzeitig die Geschwindigkeit und die Position korrigiert. Die korrigierte Geschwindigkeit könnte bei den Echtzeitanwendungen (wie z. B. Maschinensteuerung mit Linearantrieben) weiterverwendet werden. Die Beschleunigung bei diesem Verfahren wird nicht korrigiert.

Beim dritten Verfahren wird die Position anhand des Geschwindigkeitssignals direkt korrigiert, die Beschleunigung und die Geschwindigkeit bleiben aber unkorrigiert.

Bei der praktischen Anwendung muss deshalb im Einzelfall entschieden werden, welches Verfahren das optimale ist.

Diese Kompensationsverfahren können die dynamischen Einflüsse aller beteiligten Systemkomponente (Beschleunigungssensor, Antialiasing-Filters und DAQ-Karte usw.) pauschal kompensieren und exakte Echtzeitdaten für die Geschwindigkeit und Position abbilden. Durch die Verwendung dieses Verfahrens wird der Aufwand für den Entwurf eines alternativen bandbegrenzenden Filters (z. B. [72]) gespart.

6.3.4 Numerische Integration des Beschleunigungssignals

Bei der digitalen Signalverarbeitung kommen die numerischen Integrationsverfahren (auch numerische Quadratur genannt) in Frage. Die numerischen Integrationsverfahren können dazu verwendet werden, das bestimmte Integral über eine durch Messungen gegebene empirische Funktion genähert zu berechnen. Die wichtigsten Verfahren sind Newton-Cotes-Verfahren, Gaußsches Verfahren.[75]. Es ist auch möglich, Integratoren als IIR-Filter zu realisieren [76].

In den Anwendungsprogrammen (wie z. B. MATLAB / SIMULINK, LabVIEW etc.) das Newton-Cotes-Verfahren weitgehend verwendet wird. Bei diesem Verfahren wird das Integral

$$I = \int_a^b f(x)dx \quad (6-39)$$

näherungsweise mit dieser Formel (Newton-Cotes-Formel) berechnet:

$$I_n(h) = h \sum_{k=0}^n \alpha_k^{(n)} f_k \quad (6-40)$$

in der h das Abtastintervall, f_k die Messpunkte und $\alpha_k^{(n)}$ die Gewichte sind. Die Genauigkeit des Verfahrens ist abhängig von der Zahl der verwendeten Stützstellen n . In der Tabelle 6-1 sind die verschiedenen Varianten des Newton-Cotes-Verfahrens zusammengefasst.

	n	$\alpha_0^{(n)}$	$\alpha_1^{(n)}$	$\alpha_2^{(n)}$	$\alpha_3^{(n)}$	δI Restfehler
Trapezformel	1	1/2	1/2			$g(h^3)$
Simpson	2	1/3	4/3	1/3		$g(h^5)$
Simpson 3/8	3	3/8	9/8	9/8	3/8	$g(h^5)$

Tabelle 6-1 Zusammenfassung verschiedener Varianten des Newton-Cotes-Verfahrens

Alle diese Integrationsverfahren zeigen das instabile Verhalten bei offsetbehafteten Eingangssignalen. In Falle der offline Datenverarbeitung wird der Offset vor der Integrationsstufe eliminiert, deshalb tritt keine beträchtliche Instabilität auf. Bei entsprechend hoher Abtastrate können immer die o.g. Verfahren verwendet werden. In dieser Arbeit wird als Integrationsverfahren die Trapezregel verwendet, weil der Restfehler δI mit ausgewähltem Abtastintervall $dt = 0,0001 \text{ s}$ vernachlässigbar ist und gleichzeitig wenig Rechenaufwand verlangt.

Im Kapitel 3.3 wurde gezeigt, dass die Störschwingungen erhebliche Positionsfehler verursachen können. Der dominante, zeitproportionale Term in der Gl. (3-9) ist von der Schwingungsphase φ abhängig. Deshalb könnte man bei der dominanten Störschwingung nach dem Zeitpunkt t_0 suchen, die der Phasenlage $\varphi = \pi/2$ (oder $\varphi = 3\pi/2$) entspricht und dadurch der schwingungsbedingte Positionsfehler möglichst klein gehalten wird. Bei multifrequenten Störschwingungen ist dies nur mit einem gewissen Restfehler möglich, der sich dann in der verbleibenden Positionsabweichung äußert.

Als Alternative kann die Nullgeschwindigkeitsstützung (ZUPT) eingesetzt werden. Durch die Offset-Korrektur der inertial berechneten Geschwindigkeit (Gl. (3-8)) wird die Endgeschwindigkeit auf Null gesetzt, dadurch wird die Auswirkung der Störschwingungen kompensiert und eine konstant bleibende Endposition erreicht.

Die statischen und dynamischen Korrekturen sowie die numerische Integration bilden zusammen die Signalverarbeitungsstufe der planeren inertialen Verschiebungsmessung. Bild 6-19 stellt die gesamte digitale Signalverarbeitungsstufe dar (SIMULINK-Blockschaltbild). Die Verarbeitung besteht aus der Biaskorrektur, Temperaturkompensation, Kompensation der Sensor-nichtlinearitäten, Ausrichtungsfehler, sowie die Querempfindlichkeit, und schließlich der numerischen Integration. Der Einfluss der Sensordynamik sowie der Coriolis-Beschleunigung werden entsprechend berücksichtigt.

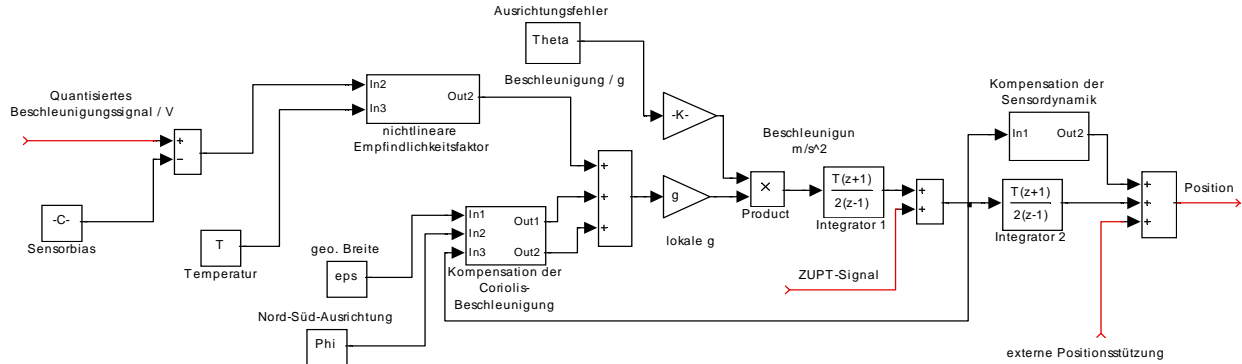


Bild 6-19 Blockschaltbild der digitalen Messwertverarbeitung

6.3.5 Verfahren zur Unterdrückung der stochastischen Störungen bei IVM

Nach der Korrektur der systematischen Messfehler ist die Unterdrückung des Signalrauschens am Ausgang des Beschleunigungssensors und andere Zufallsfehler (wie z. B. Störschwingungen und Temperaturschwankungen) erforderlich. Dies muss durch Signalmittelung und Filterung vor der Integration des Beschleunigungssignals geschehen.

Hierzu werden einige Lösungen vorgeschlagen, um die Genauigkeit der inertialen Verschiebungsmessung zu verbessern. Die wichtigsten sind:

Messung der Relativbeschleunigung

Während der Durchführung der Experimente wurde festgestellt, dass die Messergebnisse von Störschwingungen stark beeinflusst werden können. Diese Störschwingungen haben sowohl deterministische als auch stochastische Natur. Die im Bild 3-4 vorgeschlagene Messanordnung (Messung der relativen Beschleunigung) kann weitgehend den Einfluss der Störschwingungen gemäß Gl. (3-16) reduzieren.

Nutzung des Mittelwertes bei wiederholten (periodischen) Kalibriermessungen

Die Positionierwiederholgenauigkeit von Werkzeugmaschinen kann genutzt werden, um nach einer beliebigen Bahnkurve einen definierten Punkt im Raum periodisch anzufahren. Als definierter Punkt kann z. B. die Referenzmarke der optischen Längenmesssysteme der Maschine verwendet werden. Dadurch entstehen die Messdaten, die aus N Segmenten bestehen (N : Anzahl der Wiederholungen). Die Periodendauer jeder Einzelmessung ist T_{mess} und die gesamte Messzeit ist $T_{ges} = N \cdot T_{mess}$. Es wird vorausgesetzt, dass die Messsignale $a_i(t)$ mit Rauschen n überlagert sind und $a_i(t)$ bezieht sich auf das i -te Datensegment.

$$a_i(t) = a_{s,i}(t) + n_i \quad (6-41)$$

In dieser Gleichung ist $a_{s,i}(t)$ das Nutzsignal und n_i das additive Rauschen (Gauß-verteiltes Zufallssignal) mit der Standardabweichung σ_i . Der Mittelwert der N Datensegmente ist dann

$$a_m(t) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N a_i(t) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (a_{s,i}(t) + n_i) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N a_{s,i}(t) + \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N n_i \quad (6-42)$$

Da das Nutzsignal hochgradig wiederholbar ist, liefert die erste Summation wiederum das Nutzsignal $a_{s,i}(t)$. Der zweite Term ist auch ein Gaußverteiltes Zufallssignal, dessen Standardabweichung ist

$$\sigma_m = \frac{1}{N} \sqrt{\sum_{i=1}^N \sigma_i^2} \quad (6-43)$$

Mit $\sigma_1 = \sigma_2 = \dots = \sigma_N = \sigma$ erhält man

$$\sigma_m = \frac{1}{N} \sqrt{N \sigma^2} = \frac{\sigma}{\sqrt{N}} \quad (6-44)$$

Dann wird der Effektivwert des Rauschens mit z. B. 10fach wiederholten Messungen um Faktor 3,16 reduziert.

Alternative zu diesem Verfahren ist die Nutzung von N redundanter Beschleunigungssensoren und die schnelle Messung des kollektiven Mittelwertes. Unter der Voraussetzung, dass alle verwendeten Sensoren gleiche Eigenschaften haben (wie es z. B. bei MEMS-Sensoren der Fall sein sollte), werden die Sensorausgänge bereits nach dem ersten Maschinenumlauf gemittelt (Scharmittelwert). Das gemittelte Signal beinhaltet bei Ergodizität des Messprozesses den Nutzanteil des Messsignals, aber wegen Gl. (6-44) mit geringerem Rauschpegel. Dieser Lösungsweg fordert allerdings einen höheren Kostenaufwand und das resultierende Messsystem hat größere Abmessungen.

Redundante Sensoren mit unterschiedlichen Eigenschaften

Der einfachste Weg zur Reduzierung des Einflusses des Sensorfehlers ist das Multipel-Sensor-Verfahren, d.h. die Nutzung mehrerer Sensoren und Mittelwertbildung der Sensorausgänge. Daher ist es notwendig, in redundanten Messsystemen sorgfältig angepasste Sensoren mit gegenläufigem Fehlerverhalten zu verwenden. Ein Beispiel wäre die Nutzung zweier B-Messer mit gegenseitigem Gleichrichtereffekt. Andere Konfigurationen können auch in Betracht kommen, wie z. B. eine Back-to-Back-Konfiguration zweier Sensoren mit gleichem Gleichrichtereffekt. Diese Art von Sensorfusion mit möglichst gleichem Messverhalten und konträrem Fehlerverhalten muss eingehend auf Tauglichkeit für inertielle Verschiebungsmessungen untersucht werden.

Adaptive Filter

Adaptive Filter werden häufig zur Elimination von Umgebung verursachten Störungen verwendet. Die Verwendung eines adaptiven Filters hat gegenüber anderen Methoden den Vorteil, dass kein a priori Wissen über die Signal- und Störquelle vorausgesetzt ist [77]. Das Blockschaltbild der Konzeption "adaptive Störunterdrückung" wird im Bild 6-20 dargestellt.

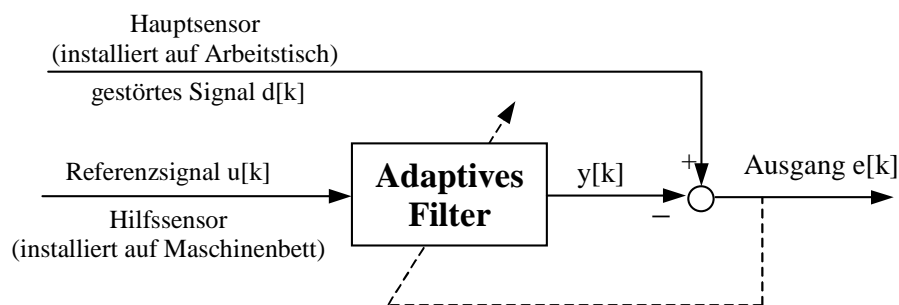


Bild 6-20 Elimination der Störungen mittels adaptiven Filters

Hierzu wird ein Referenzsignal $u[k]$ benötigt, das einerseits mit der Störquelle korreliert ist, andererseits aber möglichst unkorreliert mit der Signalquelle sein soll. Der Hauptsensor (installiert auf den Maschinentisch) greift das Nutzsignal $s[k]$ und einen Rauschanteil $n[k]$ auf, d.h. er detektiert das gestörte Nutzsignal

$$d[k] = s[k] + n[k] \quad (6-45)$$

Ein zweiter Sensor als passiver Sensor (montiert auf Maschinenbett) liefert ein Referenzsignal $u[k] = \tilde{n}[k]$, das idealerweise nur mit dem Rauschen $n[k]$ und nicht mit dem Nutzsignal $s[k]$ korreliert ist. Mit Hilfe des Referenzsignals $u[k] = \tilde{n}[k]$ bildet das adaptive Filter nach der Adaptionsregeln den Rauschanteil im Hauptsensor nach, d.h. $y[k] = \hat{n}[k]$, so dass für den Schätzfehler $e[k]$ gilt:

$$e[k] = d[k] - y[k] = s[k] + n[k] - \hat{n}[k] \quad (6-46)$$

Ein adaptives Filter ist optimal eingestellt, wenn der Erwartungswert des quadratischen Fehlers $E\{e^2[k]\}$ minimal ist, d.h.

$$E\{e^2[k]\} = E\{s^2[k]\} + E\{(n[k] - \hat{n}[k])^2\} + 2E\{s[k](n[k] - \hat{n}[k])\} \quad (6-47)$$

Unter der Voraussetzung, dass Signal- und Störquelle unkorreliert sind und das Referenzsignal keine Anteile der Signalquelle enthält, ist sowohl $n[k]$ als auch $\hat{n}[k]$ unkorreliert zu $s[k]$, so dass der Erwartungswert des quadratischen Fehlers ist

$$E\{e^2[k]\} = E\{s^2[k]\} + E\{(n[k] - \hat{n}[k])^2\} \quad (6-48)$$

Es zeigt sich, dass der Erwartungswert des quadratischen Fehlers dann minimal wird, wenn $n[k] = \hat{n}[k]$. Im Fehlersignal $e[k]$, das gleichzeitig der Systemausgang ist, verbleibt schließlich nur noch das Nutzsignal $s[k]$.

Auch diese adaptive Filtertechnik muss auf ihre Verwendbarkeit für die inertielle Verschiebungsmessung vertieft untersucht werden.

Die o.a. Lösungsansätze müssen sowohl rechnerisch als auch experimentell auf ihre Leistungsfähigkeit hinsichtlich Unterdrückung der Zufallsfehler bei der Positioniergenauigkeit vergleichend bewertet werden.

6.4 Zusammenfassung / Schlussfolgerung

In diesem Kapitel wurden die mathematische Modellierung der Elemente einer PIVM sowie die digitale Datenverarbeitung (mathematische Fehlerkompensation und numerische Integration) erarbeitet. Diese Modelle sind für die weitere Simulationen der PIVM erforderlich.

Bei der digitalen Datenverarbeitung werden vor der Integration die Einflüsse der deterministischen Sensorfehler bzw. der DAQ-Karte (sowohl statisch als auch dynamisch) berücksichtigt und kompensiert. Zur Kompensation der dynamischen Fehler wurde ein innovatives analytisches Verfahren entwickelt, das eine vollständige Kompensation der dynamischen Fehler ermöglicht. In diesem Zusammenhang ergaben sich neue Kriterien hinsichtlich der dynamischen Parameter (die Dämpfung ξ und die Eigenfrequenz ω_0) des Beschleunigungssensors für die IVM-Anwendungen (Gl. (6-30)).

Das stochastische Rauschen (vom B-Sensor und von der DAQ-Karte) verursacht bei einer IVM den stochastischen Positionsfehler. Es wurde der Zusammenhang zwischen dem stochastischen Positionsfehler und dem Rauschpegel (Effektivwert), der Integrationszeit sowie der Abtastrate

analytisch hergeleitet (Gl. (6-28)). Diese Herleitung zeigt, dass der stochastische Positionsfehler mit der zunehmenden Abtastrate abnimmt.

Schließlich wurden noch andere Verfahren vorgestellt, mit denen der stochastische Positionsfehler weiter verringert werden kann. Die Leistungsfähigkeit dieses Verfahrens muss durch Simulation bzw. Experiment überprüft werden.

7 Simulation der inertialen Verschiebungsmessung

Um die Durchführbarkeit und Realisierbarkeit der inertialen Verschiebungsmessung mit geringerem Aufwand vorab überprüfen zu können, wird anhand eines mathematischen Modells (Kapitel 6) das inertielle Verschiebungsmesssystem unter verschiedenen Bedingungen simuliert. Die Simulationsergebnisse dienen zur Optimierung der Experimentabläufe. Darüber hinaus stellt die Simulation die Aussagen über die erwarteten Messunsicherheiten unter Einfluss der verschiedenen Störungen zur Verfügung. Zur Simulation wird das Programm SIMULINK eingesetzt. Das Messsystem wird gemäß Bild 6-6, Bild 6-9 und Bild 6-19 modelliert. Um die Einflüsse der Fehlerquellen quantitativ zu ermitteln, wird die inertielle Verschiebungsmessung jeweils mit einzelner Fehlerquelle simuliert, während die anderen Fehlerquellen ausgeschaltet sind.

Da die Positionsfehler bei der inertialen Wegmessung stark mit der Messzeit zunehmen, müssen die Bahnkurven bzw. die Bahngeschwindigkeiten so ausgewählt werden, dass die Messzeit (bzw. die Simulationszeit) möglichst klein sein. Wegen der kleinen Messzeit wird hier der Bias (des Sensors und der DAQ-Karte) als ein stationäres Prozess betrachtet, d.h. es wird von einem driftfreien Bias ausgegangen. Da die Datenauswertung offline erfolgt, wird der Bias als mathematischer Mittelwert der Messdaten ermittelt. Dies ist gerechtfertigt, weil im Experiment hochwertige, hochgradig driftfreie Beschleunigungssensoren eingesetzt werden.

Zur Simulation inertialen Wegmessverfahren werden drei Bahnkurven diskutiert:

1. Eindimensional-lineare Bewegung
2. Rechteckbahn
3. Kreisbahn

Bild 7-1 zeigt die Abhängigkeit der zulässigen Kalibrierdauer T von der geforderten Positioniergenauigkeit δx für die Beschleunigungsmesser mit verschiedenen Genauigkeiten. Der ausgewählte Beschleunigungssensor (mit $0,5 \mu g$ Auflösung) erfordert Simulationszeiten von ca. 1 Sekunde für den Durchlauf jeder der drei Bahnkurven.

7.1 Eindimensional-lineare Bewegung

Für die Bewertung des Messverfahrens wird eine eindimensionale Strecke mit einem Fahrweg $L = 40 \text{ mm}$ und mit der maximalen Vorschubgeschwindigkeit $3,5 \text{ m/min}$ simuliert. Dafür wird ein alternierendes Beschleunigungssignal erzeugt, wie es auch in der realen Werkzeugmaschine auftritt (Bild 7-2). Das Beschleunigungssignal wird zweimal integriert, um die Geschwindigkeit- und Positionssignale zu erhalten. Die Amplituden der simulierten Position, Geschwindigkeit und Beschleunigung, sowie die Messzeit gehen mit den entsprechenden realen Größen konform. Diese Signale werden nicht von irgendwelchen Fehlerquellen beeinflusst.

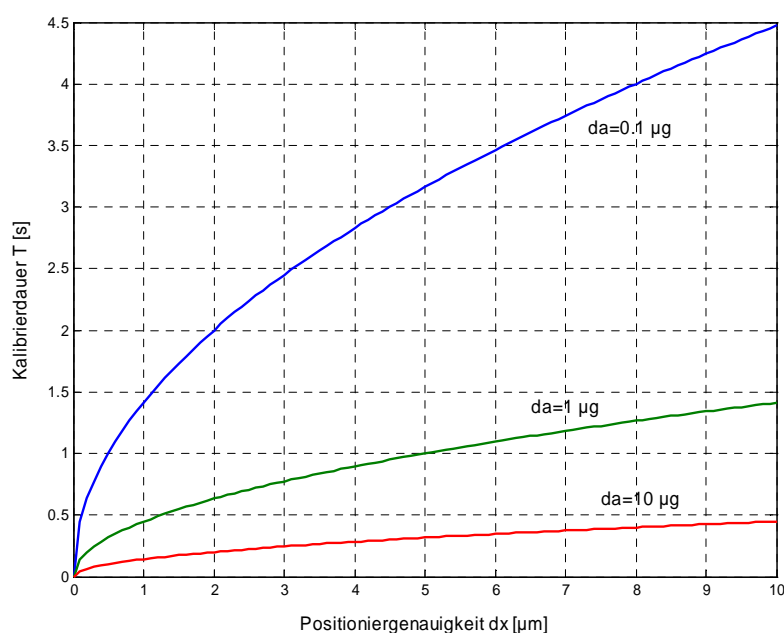


Bild 7-1 Zulässige Kalibrierdauer T in Abhängigkeit von der geforderten Positioniergenauigkeit δx und der verfügbare Beschleunigungsmesser-Genauigkeit δa

Deshalb dienen diese idealen Signale bei späteren Simulationen jeweils als Referenzsignale, wenn die Einflüsse der verschiedenen Fehlerquellen auf die inertial berechnete Position ermittelt werden.

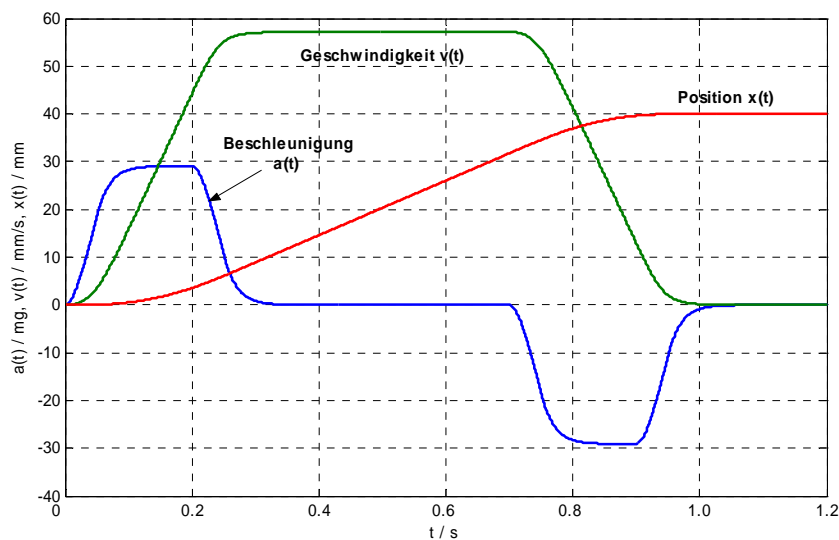


Bild 7-2 Simulierte eindimensional-lineare Bewegung. Die Beschleunigung $a(t)$ und die hergeleitete Geschwindigkeit $v(t)$ und die Position $x(t)$ ohne Berücksichtigung der Fehlerquellen. Diese Größen werden als Referenzsignale verwendet

In nächsten Schritten wird gemäß Bild 6-6 der Positionsfehler infolge der Quantisierung des Sensorsignals und der diskreten Integration ermittelt (Bild 7-3). Der simulierte A/D-Wandler ist ein Sigma-Delta-Wandler mit der effektiven Auflösung von 23 Bit. Die Abtastrate ist 10 kHz. Die digitale Integration erfolgt nach der Trapezregel. Der Quantisierungsfehler wird als ein mittelwertfreier stochastischer Gauß-Prozess angesetzt (Gl. (6-4)).

Die Standardabweichung des Quantisierungsfehlers beträgt für das simulierte Beschleunigungssignal nach der Gl. (6-12) $0,56 \mu g$. Dies führt nach der Gl. (6-28) nach $T = 1,2 \text{ s}$ zu einem vernachlässigbaren Positionsfehler von ca. $0,042 \mu m$.

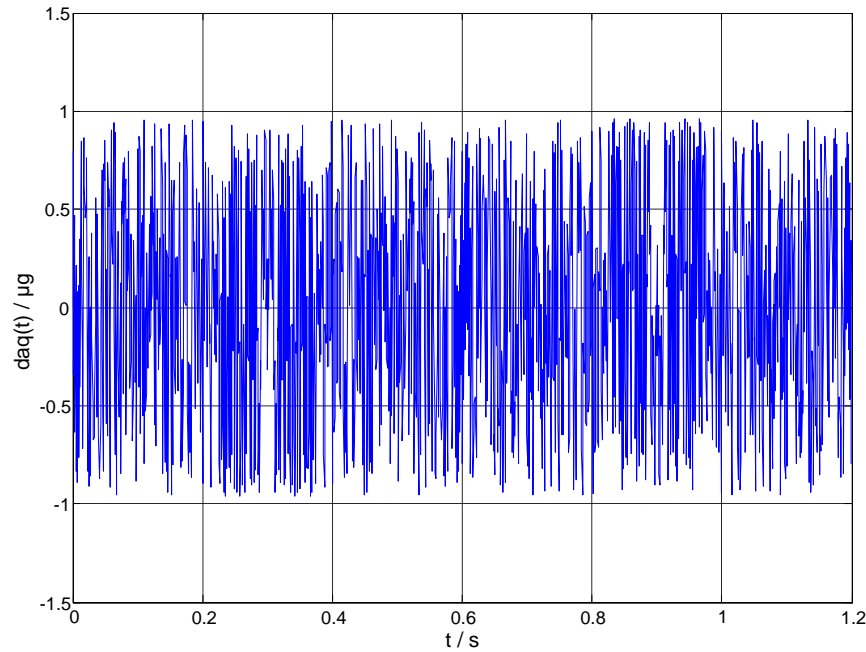


Bild 7-3 Quantisierungsfehler des Beschleunigungssignals

Die zweite Simulation klärt den Einfluss des Sensorrauschens und des elektronischen Rauschens der DAQ-Karte. Diese Rauschprozesse werden als additives Rauschen in Form eines bandbegrenzten weißen Rauschen mit der Rausch-spektraldichte $0,3 - 0,5 \mu g/\sqrt{Hz}$ beim Sensorrauschen und $200 \text{ nV}/\sqrt{Hz}$ (entspricht $0,17 \mu g/\sqrt{Hz}$) bei der DAQ-Karte dargestellt (Anhang A1 und A2). Da die Simulationszeit sehr kurz ist, sind sowohl die Biasdrift des Sensors als auch die Temperaturdrift der DAQ-Karte vernachlässigbar. Die Bias des Sensors und DAQ-Karte werden pauschal als arithmetischer Mittelwerte berechnet und vom Messsignal subtrahiert. Der Temperaturgang des Bias wird also nicht modelliert.

Da das Sensorrauschen und das DAQ-Rauschen unkorreliert sind, wird die gesamte Rauschspektraldichte wie folgt berechnet:

$$\begin{aligned} n_{Total} &= \sqrt{n_{Sensor}^2 + n_{DAQ}^2} \\ &= \sqrt{0,4^2 + 0,17^2} = 0,44 \mu g / \sqrt{Hz} \end{aligned} \quad (7-1)$$

Mit der Abtastfrequenz $f_a = 10 \text{ kHz}$ ist die Bandbreite f_B (oder Nyquistfrequenz) gleich $f_a/2 = 5 \text{ kHz}$ und der Effektivwert des Rauschens beträgt

$$\begin{aligned} \sigma_{Total} &= n_{Total} \cdot \sqrt{f_B} \\ &= 0,44 \cdot \sqrt{5000} = 31 \mu g \end{aligned} \quad (7-2)$$

Dieses führt nach $T = 1,2 \text{ s}$ nach Gl. (6-28) zu einem Positionsfehler von

$$\begin{aligned}
 \delta x(T) &= \frac{\sigma_a}{\sqrt{3}f_a} T^{1.5} \\
 &= \frac{31 \cdot 10^{-6} \cdot 9,81}{\sqrt{3} \cdot 10000} \cdot 1,2^{1.5} = 2,3 \text{ } \mu\text{m}
 \end{aligned}
 \tag{7-3}$$

Das Bild 7-4 zeigt den resultierenden Positionsfehler infolge des Sensor- und DAQ-Rauschens.

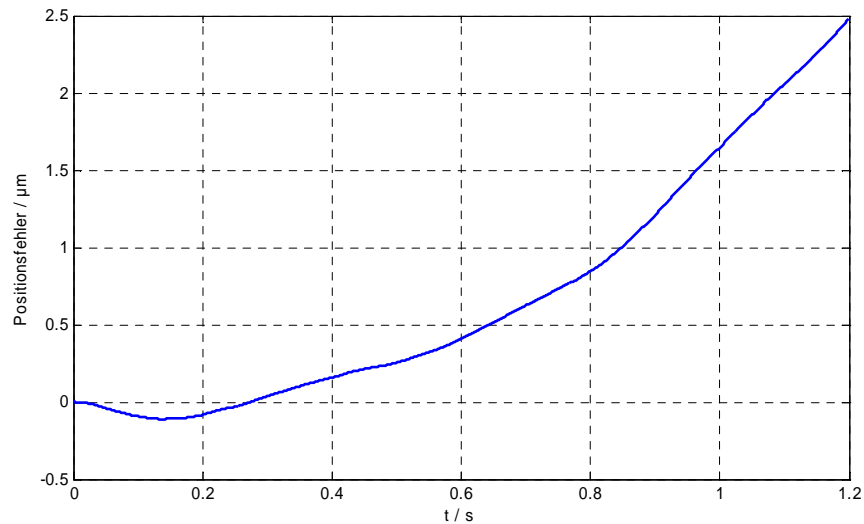


Bild 7-4 Resultierender Positionsfehler infolge des Sensor- und DAQ-Rauschens

Der Sensor- und DAQ-Bias sind beide temperaturabhängig. Die Temperaturgänge der DAQ-Parameter wurden nicht vom Hersteller ermittelt. Die Temperaturabhängigkeit des Sensoroffsets ist relativ groß ($100 \mu\text{g}/^\circ\text{C}$, Anhang A1). Unter der Voraussetzung, dass die Temperatur während der Messung (innerhalb einiger Sekunde) nicht schwankt, wird der temperaturabhängige Offsetanteil durch die arithmetische Mittelwertbildung mitberücksichtigt und zusammen mit dem konstanten Offsetanteil kompensiert. Die Temperaturabhängigkeit des Empfindlichkeitsfaktors ist $75 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ (Anhang A1). Dies wird auch bei der Datenauswertung modelliert und entsprechend berücksichtigt. Die temperaturbedingten Fehler sind systematischer Natur und können mit Hilfe von Temperaturmessungen kompensiert werden.

Der Einfluss der Sensordynamik auf den Positionsfehler wurde ausführlich im Kapitel 6.3.3 behandelt. Der simulierte dynamische Beschleunigungs-, Geschwindigkeits- und Positionsfehler im Falle der linear eindimensionalen Bewegung (Bild 7-2) ist im Bild 7-5 dargestellt. Bei der Berechnung dieser Fehler wurde die Dynamik des Antialiasing-Filters mitberücksichtigt (vergl. Bild 6-9).

Der maximale dynamische Positionsfehler beträgt in diesem Fall ca. $210 \mu\text{m}$. Unter der Voraussetzung, dass die dynamischen Parameter des Sensors (Dämpfung und Eigenfrequenz) zeitinvariant sind, sind die dynamischen Fehler systematischer Natur und kompensierbar. Die Kompensation wird aufgrund der entwickelten Kompensationsverfahren (Kapitel 6.3.3) zu völlig korrigierter Position, mit dem Restfehler gleich Null geführt.

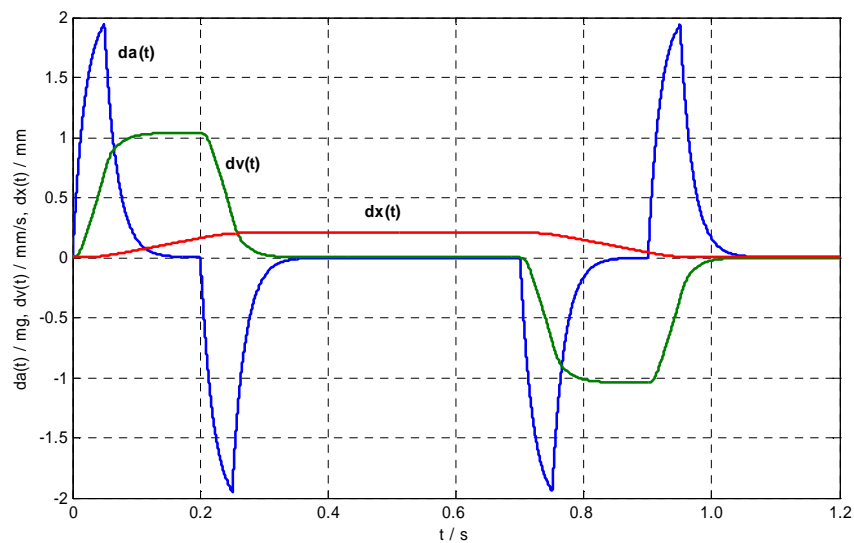


Bild 7-5 Der Beschleunigungsfehler $\delta a(t)$, der Geschwindigkeitsfehler $\delta v(t)$ und der Positionsfehler $\delta x(t)$ infolge der Sensordynamik und des Antialiasing-Filters bei linear eindimensionaler Bewegung

7.2 Rechteckbahnkurve:

Als weitere mögliche Bahnkurve wird eine Rechteckbahn mit einer Seitenlänge von 210 mm und mit unstetigem Geschwindigkeitsverlauf, d.h. mit Halt an Übergängen (Dauer: $0,25\text{ s}$), simuliert (Bild 7-6).

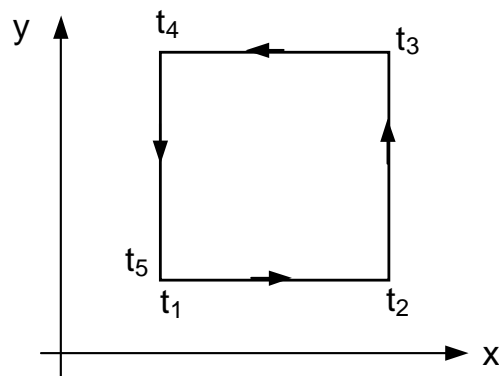


Bild 7-6 Rechteckbahnkurve in x-y Ebene

Die Sollkurven für Position, Geschwindigkeit und Beschleunigung für x-Achse sind im Bild 7-7 dargestellt. Die entsprechenden Kurven für die y-Achse sind gleich, aber mit einer Zeitverschiebung.

Bei Verwendung beliebiger Beschleunigungssensoren (ohne optische Positionsstützung) kann bei der Rechteckbahnkurve ein spezielles Stützverfahren eingesetzt werden:

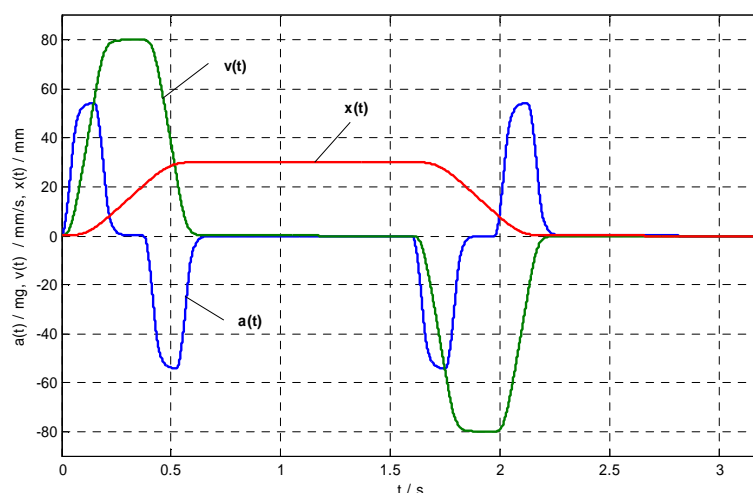


Bild 7-7 Beschleunigungs- Geschwindigkeits- und Positionsverlauf für die Rechteckbahnkurve (x-Achse)

Null-Beschleunigung-Stützung (NBS)

Speziell bei der Rechteckkalibrierkurve bietet sich eine einfache algorithmische Stützung an, bei der wechselweise jeweils ein Sensorausgang zu Null gesetzt wird. Damit kann der ursprünglich quadratisch anwachsende Positionsfehler zeitlich gedämpft werden. Dies bedeutet, dass längere Kalibrierzeiten möglich werden.

Diese Stützung verwendet gleiche B-Messer für die Achsen x und y. Bei der NBS wird in den Zeitintervallen $[t_2, t_3]$ und $[t_4, t_5]$ das Beschleunigungssignal a_x gleich Null (oder Bias) gesetzt. Genauso wird das Signal a_y in den Zeitintervallen $[t_1, t_2]$ und $[t_3, t_4]$ gleich Null (oder Bias) gesetzt (Bild 7-8).

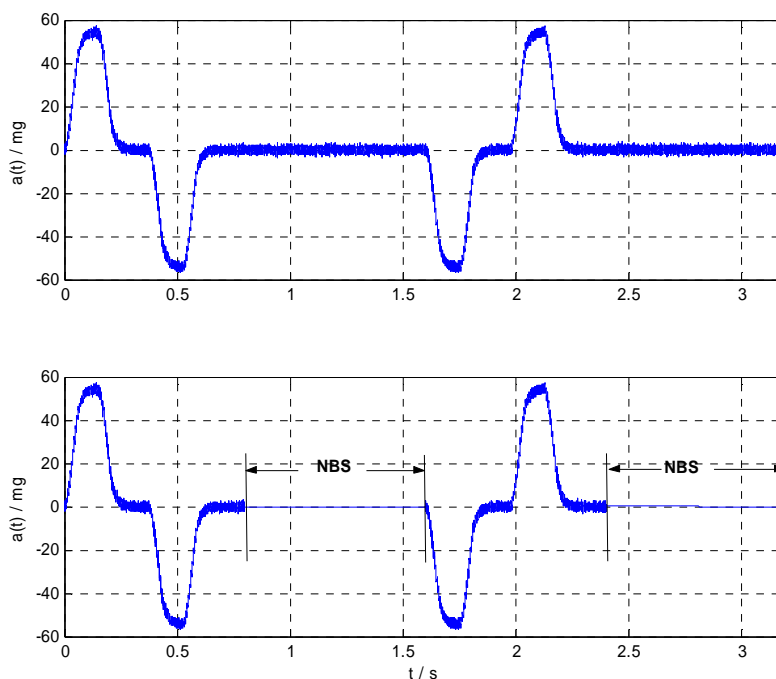


Bild 7-8 Beschleunigungssignal für die Rechteckbahn unter Berücksichtigung des Rauschens; Oben: ohne Null-Beschleunigung-Stützung; Unten: mit Null-Beschleunigung-Stützung

Dieses algorithmische Verfahren hat den Vorteil, dass die zu integrierende Variable innerhalb den o.g. Zeitintervallen ausgeschaltet wird und Rauschen wird nicht integriert. Dadurch wird die Bahnabweichung im Vergleich zum quadratisch anwachsenden Fehler relativ klein gehalten (Bild 7-9). Die NBS erscheint somit insgesamt leistungsfähig und sollte experimentell untersucht werden.

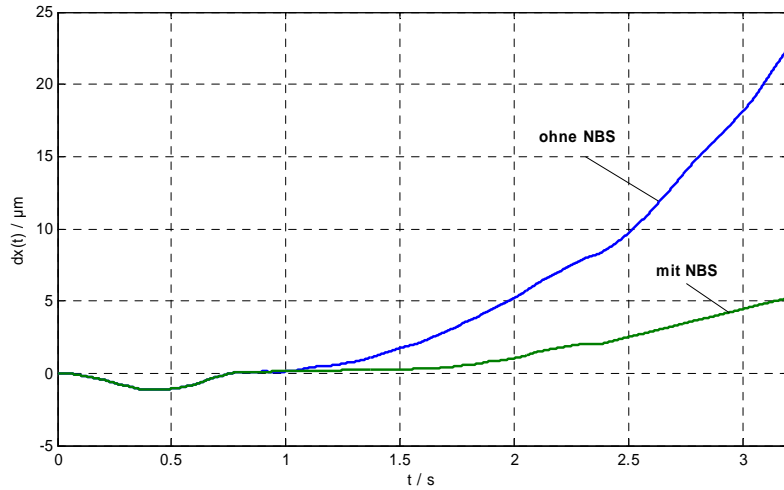


Bild 7-9 Kompensierte Bahnabweichungen der Rechteckbahnkurve mit der Null-Beschleunigung-Stützung

7.3 Kreisbahntest

Für die Bewertung des Messverfahrens wird eine Kreisbahn mit einem Radius 10 mm und mit der Lineargeschwindigkeit $v_{lin} = 2,5 \text{ m/min}$ simuliert. Diese Kreisbewegung ergibt sinusförmige Beschleunigungssignale in x- und y-Richtung.

Die Projektion einer Kreisbewegung auf zwei orthogonale Achsen ergibt folgende Achsenbewegungen:

$$\begin{aligned} x(t) &= R \sin \omega t \\ y(t) &= R \cos \omega t \end{aligned} \quad (7-4)$$

Mit R als Bahnradius und $\omega = 2\pi / T_{mess}$. Mit den Zahlenwerten $R = 10 \text{ mm}$, $T_{mess} = 1,5 \text{ s}$ gilt für den Weg, Geschwindigkeit und Beschleunigung der x-Achse:

$$\begin{aligned} x(t) &= 10 \sin \frac{2\pi}{1,5} t \quad \text{mm} \\ v_x(t) = \dot{x}(t) &= \frac{20\pi}{1,5} \cos \frac{2\pi}{1,5} t \quad \text{mm/s} \\ a_x(t) = \dot{v}_x(t) = \ddot{x}(t) &= -\frac{40\pi^2}{1,5^2} \sin \frac{2\pi}{1,5} t \quad \text{mm/s}^2 \end{aligned} \quad (7-5)$$

Und für die y-Achse gilt ähnlicherweise:

$$\begin{aligned} y(t) &= 10 \cos \frac{2\pi}{1,5} t \quad \text{mm} \\ v_y(t) = \dot{y}(t) &= -\frac{20\pi}{1,5} \sin \frac{2\pi}{1,5} t \quad \text{mm/s} \\ a_y(t) = \dot{v}_y(t) = \ddot{y}(t) &= -\frac{40\pi^2}{1,5^2} \cos \frac{2\pi}{1,5} t \quad \text{mm/s}^2 \end{aligned} \quad (7-6)$$

Die simulierten Positions-, Geschwindigkeits- und Beschleunigungssignale sind im Bild 7-10 für die x-Achse dargestellt. Diese Signale sind ohne Berücksichtigung der Fehlerquelle berechnet und werden bei späteren Simulationen jeweils als Referenzsignale verwendet.

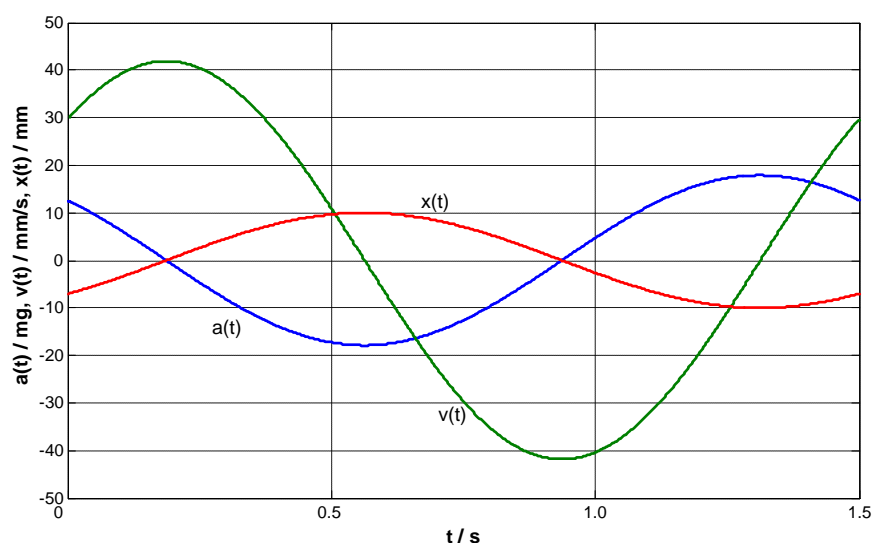


Bild 7-10 Simulierte Beschleunigung $a(t)$ und die hergeleitete Geschwindigkeit $v(t)$ und die Position $x(t)$ ohne Berücksichtigung der Fehlerquellen bei der Kreisbahn (nur eine Achse wurde dargestellt). Diese Größen werden als Referenzsignale verwendet

Wiederum ist die Standardabweichung des Quantisierungsfehlers für das simulierte Beschleunigungssignal $0,56 \mu g$ und verursacht nach $T_{mess} = 1,5 s$ einen vernachlässigbaren Positionsfehler von $0,058 \mu m$.

Die Temperaturgänge des Offsets und des Empfindlichkeitsfaktors sind systematischer Natur und kompensierbar. Die Einflüsse des Sensor- und DAQ-Rauschens werden nach wie vor simuliert. Bild 7-11 zeigt die Positionsfehler beider Achsen.

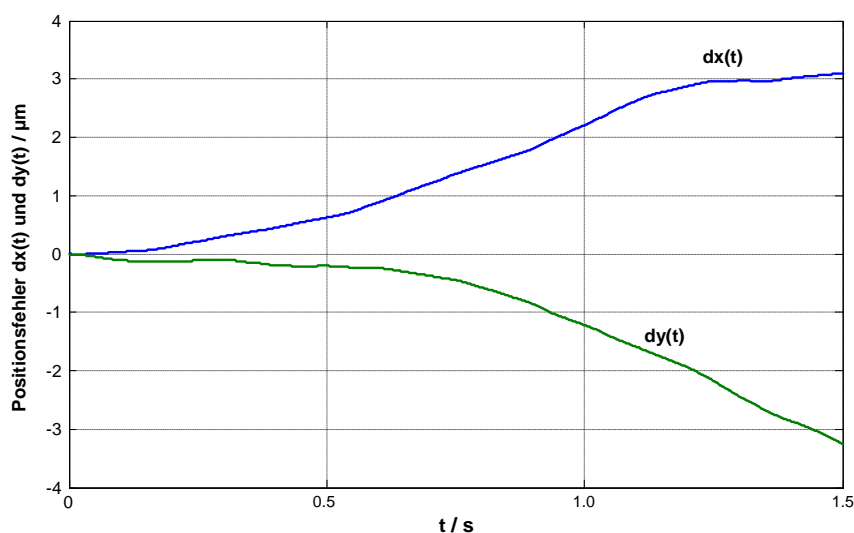


Bild 7-11 Resultierender Positionsfehler in der x- und y-Achse infolge des Sensor- und DAQ-Rauschens

Da die $dx(t)$ und $dy(t)$ als Zufallsgrößen mit einander unkorreliert sind, lässt sich die Radiusabweichung wie folgt berechnen:

$$dR = \sqrt{dx^2 + dy^2} \quad (7-7)$$

Die resultierende Radiusabweichung ist im Bild 7-12 dargestellt. Die maximale Radiusabweichung beträgt ca. $5 \mu\text{m}$.

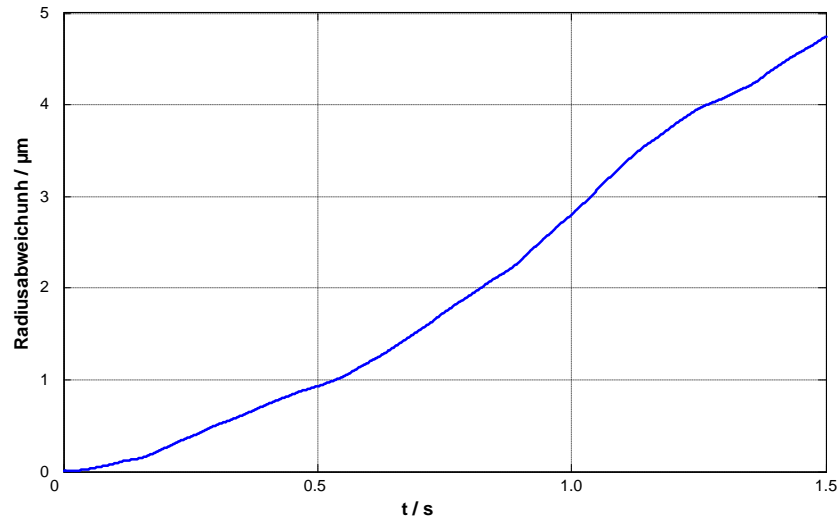


Bild 7-12 Resultierende Radiusabweichung infolge des Sensor- und DAQ-Rauschens

Die stochastische Radiusabweichung infolge des Sensor- und DAQ-Rauschens führt zu der Bahnabweichung von der Sollbahn. Bild 7-13 stellt eine typische Kreisbahn in der x-y-Koordinaten mit der zeitlich wachsenden Bahnabweichung dar.

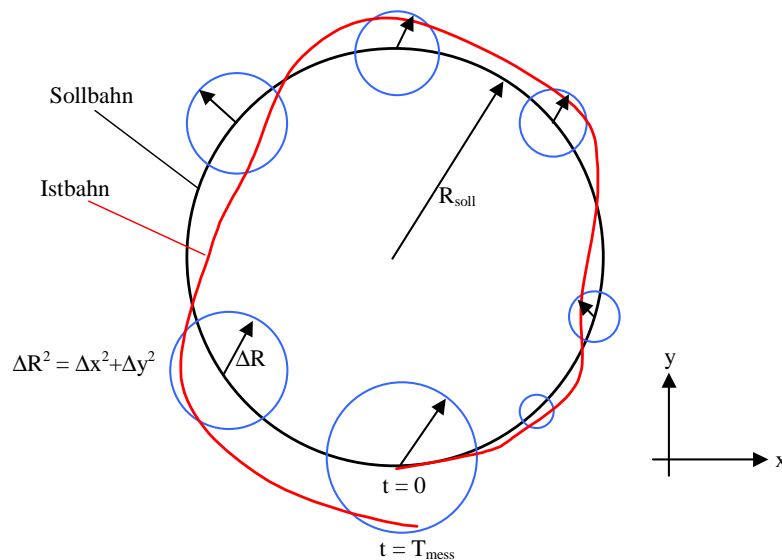


Bild 7-13 Kreisbahn und die zeitlich anwachsende Bahnabweichung, dargestellt als CEP (Circular Error Probable)

An dieser Stelle wird der Einfluss der Sensordynamik auf den Positionsfehler im Falle der Kreisbahn behandelt und gleichzeitig alle anderen Störquellen ausgeschaltet. Der dynamische Beschleunigungs-, Geschwindigkeits- und Positionsfehler der Kreisbahn für die x-Achse ist im Bild 7-14 dargestellt. Bei der Berechnung dieser Fehler wurde die Dynamik des Antialiasing-Filters auch mitberücksichtigt.

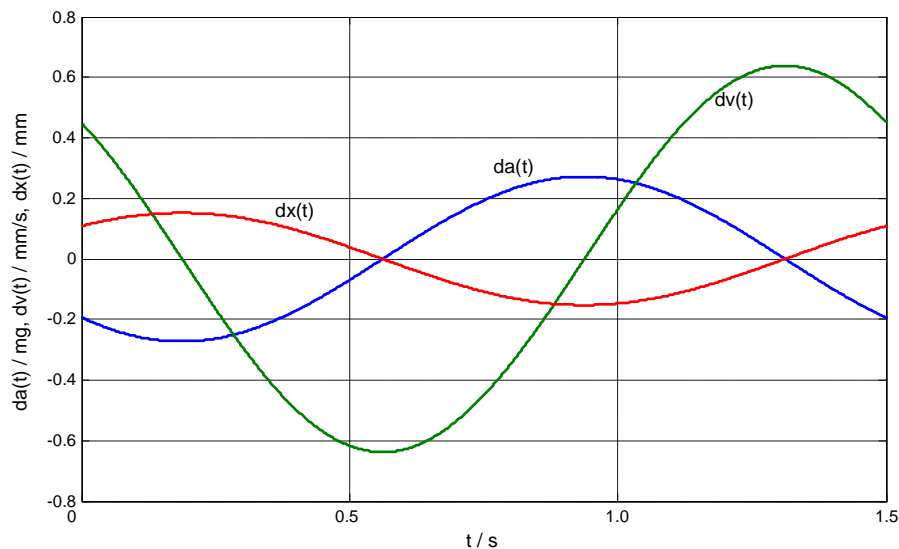


Bild 7-14 Der Beschleunigungsfehler $\delta a(t)$, der Geschwindigkeitsfehler $\delta v(t)$ und der Positionsfehler $\delta x(t)$ infolge der Sensordynamik und des Antialiasing-Filters bei der Kreisbahn

Der maximale dynamische Positionsfehler in diesem Fall beträgt ca. $150 \mu\text{m}$. Dies gilt sowohl für die x-Achse als auch für die y-Achse. Die resultierende Radiusabweichung infolge der dynamischen Fehler ist im Bild 7-15 dargestellt. Unter der Voraussetzung, dass die dynamischen Parameter des Sensors (Dämpfung und Eigenfrequenz) zeitinvariant sind, sind die dynamischen Fehler systematischer Natur und kompensierbar. Die dynamische Kompensation wird aufgrund der entwickelten Kompensationsverfahren (Kapitel 6.3.3) durchgeführt. Der kompensierte Radius hat den dynamischen Restfehler gleich Null.

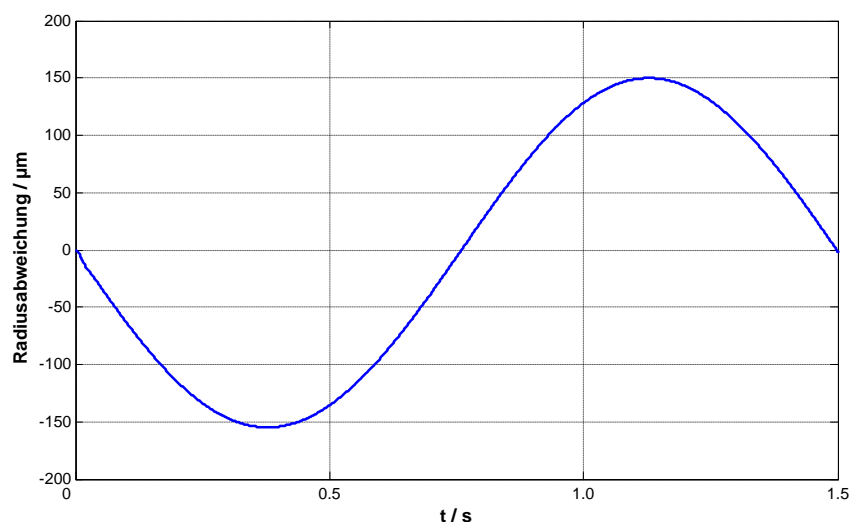


Bild 7-15 Resultierende Radiusabweichung infolge der Sensordynamik und des Antialiasing-Filters bei der Kreisbahn

7.4 Positionsstützung

Der Betrag der stochastischen Positionsfehler bei der IVM kann anhand externer Stützung begrenzt werden. Die kreisförmige Verfahrbahn kann z. B. genutzt werden, um nach einem beliebigen Verfahrweg definierten Punkte im Raum periodisch anzufahren (Bild 5-4). Ist nun die

Position des IVM nach einer Messdauer $T_{\text{stütz}} = T_{\text{mess}} / N$ (N : Anzahl der Stützstellen) bekannt, so werden die stochastischen Positionsfehler begrenzt. Das Bild 7-16 zeigt eine mögliche Positionsstützung nach der Konfiguration (b) vom Bild 5-4 mit 2 Stützstellen pro Achse. Die maximale Radiusabweichung wurde nach der Stützung auf $2 \mu\text{m}$ begrenzt (im Vergleich zu $5 \mu\text{m}$ bei ungestützten IVM).

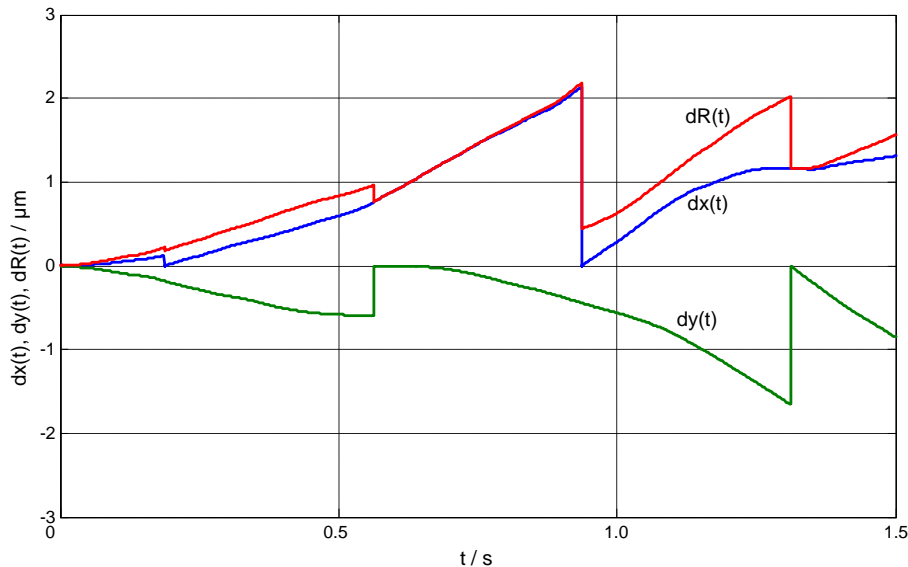


Bild 7-16 Begrenzung des stochastischen Radiusfehlers bei der Kreisbahn mittels optischer Positionsstützung (Anzahl der Stützstellen pro Achse ist 2)

7.5 Mittelwertbildung bei wiederholten Messungen

Durch die Mittelwertbildung der wiederholten Kalibrierkurven kann der stochastische Anteil des Beschleunigungssignals und folglich der Positionsfehler reduziert werden (Kapitel 6.3.5). Dieses Verfahren ist anhand eines wiederholten sinusförmigen, mit weißem Rauschen überlagerten Beschleunigungssignals (wie z. B. beim Kreistest) im Bild 7-17 dargestellt. Die Amplitude des Beschleunigungssignals ist 1 m/s^2 , der Effektivwert des Rauschens ist $0,7 \text{ m/s}^2$ und die Anzahl der Wiederholungen ist 5. Nach der Mittelwertbildung wird der Effektivwert des Rauschanteils um $1/\sqrt{5}$ reduziert.

7.6 Zusammenfassung / Schlussfolgerung

Mit Hilfe von Simulationen wurde geprüft, mit welcher Genauigkeit verschiedene Bahnkurven (einachsige Linearbahn, Rechteckbahn sowie Kreisbahn; mit Weglängen bis zu 500 mm) inertial erfasst werden könnten. Die simulierten Fehlerquellen des inertialen Verschiebungssensors sind Fehler des Beschleunigungsmessers (Sensordynamik, Bias, Ausrichtungsfehler, Temperaturabhängigkeit, Nichtlinearität und Rauschen) und Signalverarbeitungsfehler (A/D-Wandlung und Integration). Bei dieser Simulation wurde von einer schwingungsfreien Maschine ausgegangen.

Es konnte auf diesem Wege gezeigt werden, dass bereits mit kommerziell verfügbaren MEMS-Beschleunigungssensoren Bahngenaugkeiten von etwa $5 \mu\text{m}$ und besser realisiert werden können, wenn die Messzeit bzw. die Kalibrationsdauer die Größenordnung 1 Sekunde nicht wesentlich überschreitet. Die Nutzung eines hochauflösenden A/D-Wandlers (24-bit Sigma-Delta-Wandler) ist erforderlich.

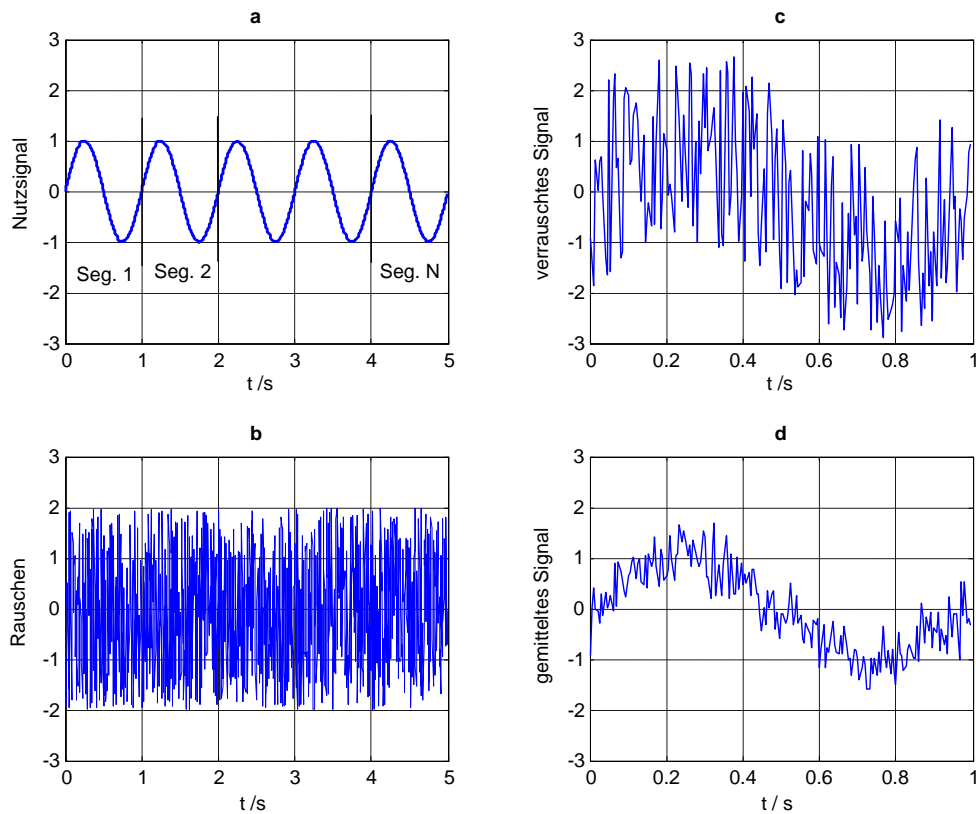


Bild 7-17 Reduzierung des Rauschens in einem periodischen verrauschten Signal durch die Mittelung;
a) Das wiederholte Nutzsignal (Beschleunigungssignal) b) Rauschen, c) Das verrauschte Nutzsignal d) Das Nutzsignal mit reduziertem Rauschpegel nach Mittelung

Eine weitere Reduzierung der inertialen Bahnabweichungen wäre durch kurzzeitige Hardware-Stützungsmaßnahmen möglich. Insbesondere kommt wegen der geforderten Bahngenauigkeiten ein optisches Positionsstützverfahren in Frage. Die Simulationsergebnisse weisen im Falle der Kreisbahn eine Reduzierung von 50% der Radiusabweichung auf (vergl. Bild 7-12 und Bild 7-16).

8 Messaufbau und experimentelle Untersuchungen

Im Kapitel 7 wurde bereits theoretisch untersucht, ob bei Werkzeugmaschinen die Relativbewegung des Fräskopfes gegenüber dem Maschinentisch mit Inertialsensorik hinreichend genau und schnell gemessen werden könnte. Es wurde speziell die Genauigkeitsüberprüfung von Fräsmaschinen betrachtet und davon ausgegangen, dass die Kalibrierbewegung translatorisch in der Ebene des Maschinenbetts erfolgt. Die Erfassung von Rotationen mit Kreiselensoren ist hier nicht notwendig. Die Kernkomponente einer inertialen Verschiebungsmessung (IVM) sind daher Beschleunigungssensoren, die parallel zu den Maschinenachsen montiert sind.

Eine weitere Reduzierung der inertialen Bahnabweichungen wäre durch kurzzeitige Hardware-Stützungsmaßnahmen möglich, d.h. beim Durchfahren der Kalibrierkurve wird an einer oder mehreren Stellen eine externe Positionsreferenz eingespeist. Insbesondere kommt wegen der geforderten Bahngenauigkeiten ein optisches Stützverfahren in Frage, welches einen fokussierten Referenzstrahl verwendet. Diese Stützverfahren ließe sich mit Positionsgenauigkeiten im Mikrometerbereich und besser realisieren, wenn externe positionsempfindliche Detektoren (PSD) eingesetzt werden (Kapitel 5.4).

8.1 Messaufbau

Zwecks Genauigkeitsüberprüfung einer Fräsmaschine wird im Allgemeinen die Relativbewegung zwischen dem Fräskopf und dem Maschinentisch, z. B. mit einem Kreuzgitter-Messgerät (KGM) gemessen. Um die Relativbewegung zwischen dem Fräskopf und dem Maschinentisch mit der Inertialsensorik ermitteln zu können, werden zwei Triplex-Beschleunigungssensoren benötigt. Der erste Sensorsatz wird am Maschinentisch befestigt, während der zweite am Fräskopf der Maschinen montiert wird (Bild 3-4).

Die experimentellen Untersuchungen wurden an zwei verschiedene Werkzeugmaschinen, Bearbeitungszentrum MAHO (Typ: Mahomat, Standort: Universität Kassel) und Bearbeitungszentrum HERMLE (Typ: U630T, Standort: Fa. Heidenhain, Traunreut) durchgeführt. Bei der MAHO-Maschine übernimmt der Tisch die x-y-Bewegung, während bei der HERMLE-Maschine die x-y-Bewegung mit dem Fräskopf stattfindet. Wegen der Verfügbarkeit von nur 1 Triplex-Beschleunigungssensor wird der Triplex-Beschleunigungssensor bei der MAHO-Maschine auf den Maschinentisch montiert und bei der HERMLE auf den Fräskopf.

Da die experimentellen Untersuchungen nur mit einem Triplex-Beschleunigungssensor durchgeführt werden, muss vorausgesetzt werden, dass die absolute Bewegung des Fräskopfs (für den Fall MAHO) infolge der Tischbewegung bzw. die absolute Bewegung des Tisches (für den Fall HERMLE) vernachlässigbar klein ist. Unter dieser Annahme wird anstelle der relativen

Bewegung zwischen dem Fräskopf und dem Maschinentisch nur die absolute Tisch- bzw. Kopfbewegung zweidimensional gemessen (Bild 8-1). Die Vergleichsmessungen mit dem KGM bestätigen, dass diese Annahme bis auf Abweichungen im μm -Bereich bei der MAHO-Maschine erfüllt ist (Bild 8-7). Im Falle der HERMLE-Maschine sind die Abweichungen deutlich größer, so dass diese Annahme hier nicht zutrifft (Bild 8-10).

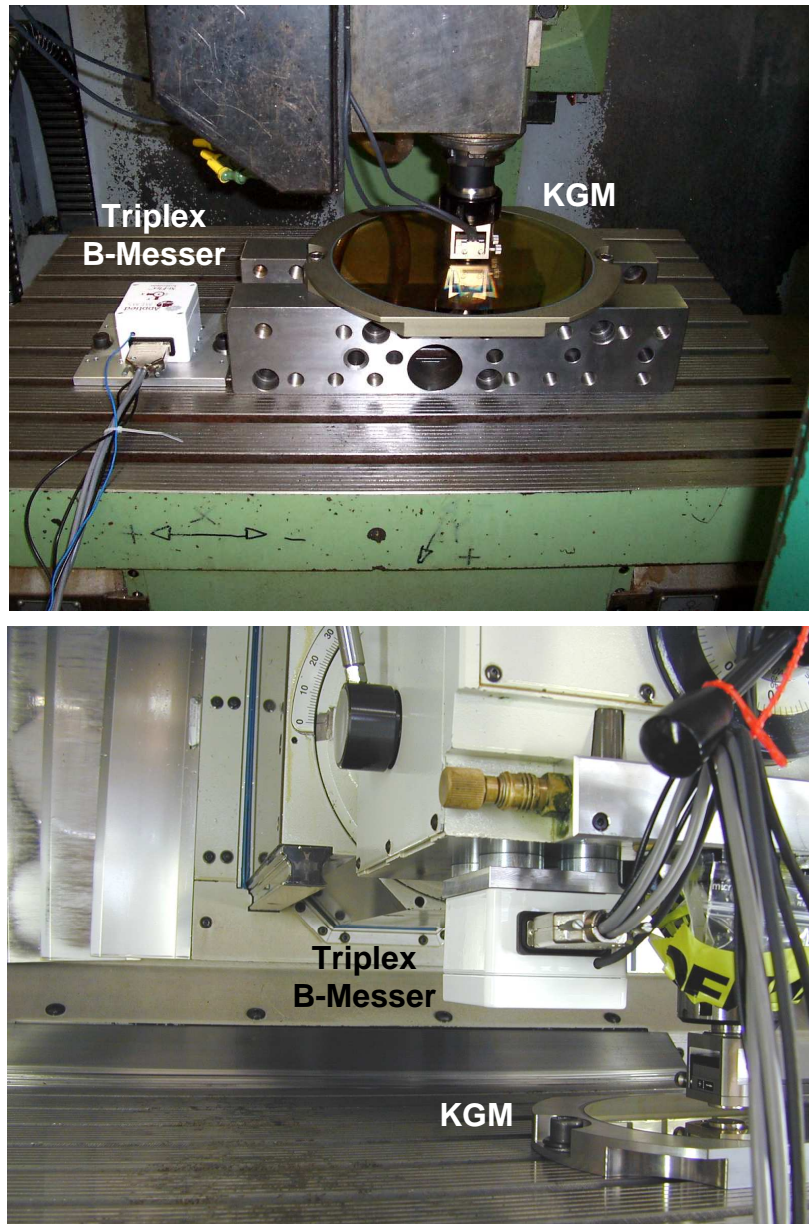


Bild 8-1 Versuchsaufbau zur inertialen Verschiebungsmessung

Oben: Messaufbau auf die MAHO-Bearbeitungszentrum (Standort Universität Kassel)

Unten: Messaufbau auf die HERMLE-Bearbeitungszentrum (Standort Fa. Heidenhain, Traunreut)

Die verwendeten Beschleunigungssensoren sind sog. MEMS-Sensoren von der Fa. AppliedMEMS (vergl. Spezifikationen im Anhang A1). Sie haben ausreichende Auflösung, einen geringen Rauschpegel und akzeptable Stabilität, zeigen aber eine große Temperaturabhängigkeit im Vergleich zu Servo-Beschleunigungssensoren (Q-Flex Accelerometer von der Fa. Honeywell). Weiterhin wurde ein Temperaturfühler (ein miniaturisierter Pt-100) im Gehäuse des Triplex-Beschleunigungssensors angebracht, um die

Sensortemperatur zu erfassen. Die gemessene Temperatur dient zur Kompensation der Kennlinie der Beschleunigungssensoren. Zur Datenerfassung wird eine 4-kanalige 24-bit Sigma-Delta DAQ-Karte von National Instrument eingesetzt (Anhang A2).

Als Referenzmesssignal wird gleichzeitig ein Kreuzgitter-Messgerät KGM 181 von der Fa. Heidenhain auf den Arbeitstisch montiert (Spezifikationen im Anhang A3)). Durch die Differenzbildung der inertialen Messsignale und der Referenzmesssignale werden die relativen Bahnabweichungen in beiden Achsen festgestellt. Das Blockschaltbild des gesamten Messaufbaus ist im Bild 8-2 dargestellt.

Bei den nachfolgenden Versuchen wird das Kreuzgitter-Messgerät gleichzeitig zur Hardware-Positionsstützung verwendet. Das Kreuzgitter-Messgerät bietet im Experiment eine kontinuierliche Möglichkeit zur Positionsstützung wegen der Verfügbarkeit von vielen Stützstellen in einer größeren Fläche. Dadurch wird die Periodendauer der Stützung beliebig wählbar. Darüber hinaus wird das Kreuzgitter-Messgerät zur Kalibrierung des inertialen Messverfahrens verwendet. Dies wird im nachstehenden Kapitel behandelt.

Bei einer späteren eigenständigen Anwendung des inertialen Kalibrationsmessverfahrens könnte allerdings nicht auf ein Kreuzgitter-Messgerät zurückgegriffen werden. Dann wird die Nutzung einer optischen Positionsstützung bestehend aus zwei positionsempfindlichen Detektoren, zwei Laserdiodenmodulen und der dazugehörigen Auswerteelektronik (Bild 5-4) an diskreten Bahnpunkten unvermeidbar, weil sie neben der Positionsstützung auch zur Kalibration der Beschleunigungssensoren dient.

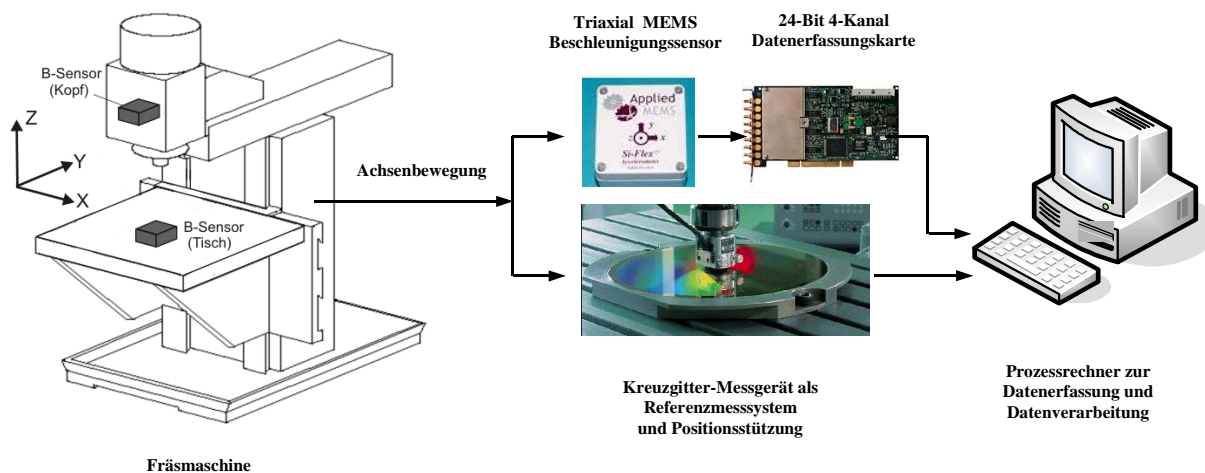


Bild 8-2 Versuchsaufbau zur 2-D inertialen Wegmessung mit dem KGM als Referenzmessgerät

8.2 Kalibrierung des inertialen Messsystems

Die Messgenauigkeit wird bei jedem Messsystem durch die Güte der Sensorkalibrierung bestimmt. Dies ist insbesondere bei der inertialen Verschiebungsmessung mit der geforderten μm -Genauigkeit entscheidend. Normalerweise muss die Inertialsensorik (hier die Beschleunigungssensoren) nach der Montage am Messort kalibriert werden. Bei der Kalibration werden die Einflüsse des abweichenden Empfindlichkeitsfaktors (wegen der Sensoralterung), des Querempfindlichkeits- bzw. Kreuzkopplungseffektes sowie des Ausrichtungsfehlers möglichst vollständig erkannt und können dann kompensiert werden. Dazu wird ein

Präzisionsdrehtisch verwendet, auf den die inertielle Messeinheit (IMU) montiert ist, wo es dann mit definierten Orientierungen im Erdschwerefeld ausgerichtet werden kann. Mit einem solchen Drehtisch können Bias, Empfindlichkeitsfaktor, Ausrichtungsfehler sowie Querempfindlichkeitsfaktor eines Beschleunigungssensors hochgenau bestimmt werden [18], [36].

Da für die Untersuchungen dieser Arbeit eine solche Einrichtung nicht verfügbar war, wurden die Beschleunigungssensoren mit Hilfe des verwendeten Referenz-Wegmesssystems (Kreuzgitter-Messgerätes) wie folgt kalibriert. Es wird eine eindimensionale Bahn (Länge L mm) innerhalb T_{mess} s mit der Werkzeugmaschine in den jeweiligen Messachsen gefahren. Der gefahrene Weg $p_{ref}(t)$ und die Beschleunigung $a(t)$ werden mit dem Kreuzgitter-Messgerät bzw. mit dem Beschleunigungssensor erfasst. Die Differenz:

$$\delta p(t) = p_{in}(t) - p_{ref}(t) = \iint_{T_{mess}} a_s(t) d\tau dt - p_{ref}(t) \quad (8-1)$$

ist ein Maß für die statischen und dynamischen Fehlerquellen und wird bei späteren Messungen für Kompensationszwecke verwendet. In dieser Formel ist $a_s(t)$ die durch den Beschleunigungssensor gemessene Bahnbeschleunigung, welche wegen der Messunsicherheiten von der wahren Beschleunigung $a_w(t)$ abweichend ist. Zur Bestimmung der statischen Messfehler wird in Gl. (8-1) t mit T_{mess} ersetzt:

$$\delta p(T_{mess}) = \delta p_{st} = p_{in}(T_{mess}) - p_{ref}(T_{mess}) \quad (8-2)$$

Die üblichen Fehlerursachen für den statischen Positionsfehler sind der Ausrichtungsfehler und der abweichende Empfindlichkeitsfaktor. Der statische Positionsfehler wird durch den Quotient

$\frac{p_{ref}(T_{mess})}{p_{in}(T_{mess})}$ wie folgt korrigiert:

$$p_{in-Kor}(t) = p_{in}(t) \cdot \frac{p_{ref}(T_{mess})}{p_{in}(T_{mess})} \quad (8-3)$$

Für $0 \leq t < T_{mess}$ stellt die Gl. (8-1) den dynamischen Positionsfehler $\delta p_{dyn}(t)$ dar. Erst nach der Korrektur des statischen Positionsfehlers wird der dynamische Positionsfehler berechnet und korrigiert. Der dynamische Positionsfehler (Gl. (6-32)) ist eine Funktion von den dynamischen Parametern des Beschleunigungssensors (ξ und ω_0). Da keine Angaben über diese Parameter verfügbar sind, werden diese nach einem innovativen Verfahren identifiziert. Diese Parameter sind für die Kompensation des dynamischen Positionsfehlers absolut notwendig (Kapitel 7.1 und 7.3). Es wurde gezeigt (Gl. (6-32)), dass der dynamische Positionsfehler proportional zur Geschwindigkeit ist. Der Proportionalitätsfaktor ist:

$$\frac{2\xi}{\omega_0} \cdot \frac{\frac{\omega_0}{2\xi} s + \omega_0^2}{s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (8-4)$$

welcher eine dynamische Funktion von beiden Parametern ξ und ω_0 ist. Durch das in dieser Arbeit entwickelte Verfahren (Kapitel 6.3.3) wird diese Funktion in zwei statische (proportionale) Terme zerlegt (Gl. (6-38) und Bild 6-18). Die Identifikation erfolgt in zwei Stufen. In der ersten Stufe wird der geschwindigkeitsproportionale Term zu dem inertial berechneten Positionssignal addiert (erste Korrektur). Der Faktor $2\xi/\omega_0$ wird durch den Quotient $v(t)/\delta p_{dyn}(t)$ berechnet. An dieser Stelle wird der Restfehler $\delta p_{dyn-rest}(t)$ berechnet:

$$\delta p_{dyn-rest}(t) = \left[p_{in}(t) + v(t) \frac{2\xi}{\omega_0} \right] - p_{ref}(t) \quad (8-5)$$

In der zweiten Stufe wird der beschleunigungsproportionale Term zu dem korrigierten Positionssignal addiert. Der Faktor $1/\omega_0^2$ wird jetzt durch den Quotient $a(t) / \delta p_{dyn-rest}(t)$ so berechnet, dass der dynamische Restfehler gleich Null wird:

$$\delta p_{dyn-rest}(t) = \left[p_{in}(t) + \frac{2\xi}{\omega_0} v(t) + \frac{1}{\omega_0^2} a(t) \right] - p_{ref}(t) = 0 \quad (8-6)$$

Aus den berechneten Faktoren $2\xi/\omega_0$ und $1/\omega_0^2$ lassen sich die dynamischen Parameter ξ und ω_0 identifizieren. Die experimentelle Vorgehensweise ist im Bild 8-18 dargestellt.

Somit kann die Messempfindlichkeit des Beschleunigungssensors mit der Genauigkeit des Kreuzgitter-Messgerätes korrigiert und die dynamischen Parameter dieses Sensors ermittelt werden.

8.3 Messergebnisse

Es wurde folgende Bahnkurve mit der Fräsmaschine gefahren und die Beschleunigungssignale a_x und a_y anhand der Datenerfassungskarte erfasst und im PC gespeichert.

1. Eindimensional-lineare Verschiebung (Step-Response)
2. Rechteckbahn
3. Kreisbahn

Die ausgewählte Abtastfrequenz ist 10 kHz. Die Datenverarbeitung erfolgt off-line. Das elektrische Beschleunigungssignal wird zuerst in g-Einheiten umgewandelt ($k_{Ix} = 1,235 \text{ V/g}$). Die Temperaturabhängigkeit der Sensorkennlinie wird durch die gemessene Sensortemperatur kompensiert (Gl. (6-16)). Um den Bias zu kompensieren, wird der arithmetische Mittelwert aus den Rohdaten gebildet und subtrahiert. Der gesamte Bias besteht aus dem Sensorbias und dem der DAQ-Karte. Die Nichtlinearität des Sensorausgangs wird mit Hilfe der k_2 - und k_3 -Koeffizienten korrigiert (siehe Gl. (6-17)). Zur besseren Anschaulichkeit der Beschleunigungssignale wird das Signal Tiefpass gefiltert. Das verwendete Filter ist ein Bessel-Tiefpass der Ordnung 3. Die Grenzfrequenz f_g des Filters richtet sich nach der Bandbreite des Beschleunigungssignals. Diese Filterung der Beschleunigungssignale in der Vorverarbeitungsstufe hat keine Wirkung auf dem berechneten Weg, weil die nachfolgende Doppelintegration sich gegen Hochfrequenzrauschen wie ein Tiefpassfilter 2.Ordnung verhält. Außerdem verursacht ein Tiefpassfilter beträchtliche Zeitverschiebung vom Beschleunigungssignal und führt dadurch zu einem erheblichen dynamischen Fehler. Deshalb wird auf eine Tiefpassfilterung des Beschleunigungssignals in der Datenaufbereitungsstufe verzichtet. Als Integrationsverfahren wird die Trapezregel verwendet.

8.3.1 Eindimensional-lineare Verschiebung (Step-Response)

Durch die eindimensional-lineare Verschiebung wird die Positioniergenauigkeit der Maschine überprüft (statische Genauigkeit). Zu diesem Zweck wird die Maschine in x-Richtung linear 50 mm gefahren und angehalten. Die Messung wird 5-mal wiederholt. Die Soll-Vorschubgeschwindigkeit ist 6.5 m/min. Das Kreuzgitter-Messgerät der Fa. Heidenhain wird nach Bild 8-2 als Referenzmesssystem eingesetzt. Die Rohdaten vom Beschleunigungssensor

(als Spannungssignal) werden innerhalb einer Messdauer von 1.1 s erfasst. Die Rohdaten vom Beschleunigungsmesser in der x-Achse und das Tiefpass gefilterte Beschleunigungssignal sind im Bild 8-3 dargestellt. Das verwendete Filter ist ein Bessel-Tiefpass der Ordnung 3 mit der Grenzfrequenz $f_g = 25 \text{ Hz}$.

Bild 8-4 (oben) zeigt das Frequenzspektrum des Rohdaten-Beschleunigungssignals im Frequenzbereich 0 bis 5 kHz. Es sind starke Störschwingungen erkennbar, die offensichtlich von den Vorschubantrieben kommen. Das Frequenzspektrum ist mit höherer Auflösung (0 – 250 Hz) im Bild 8-4 (unten) dargestellt. Die dominante Störkomponente im Niederfrequenzbereich ist bei dieser Maschine 100 Hz. Es ist zu erkennen, dass die Bandbreite des Nutzsignals 0 – 25 Hz ist, d.h. in diesem Bereich tritt die Antriebsbeschleunigung auf.

Nach der Bias- sowie Temperaturkompensation wird das Beschleunigungssignal zweimal integriert. Die erste Integration liefert die Bahngeschwindigkeit (Bild 8-5) und die zweite Integration den zurückgelegten Weg. Der berechnete Weg in x-Richtung ist im Bild 8-6 dargestellt.

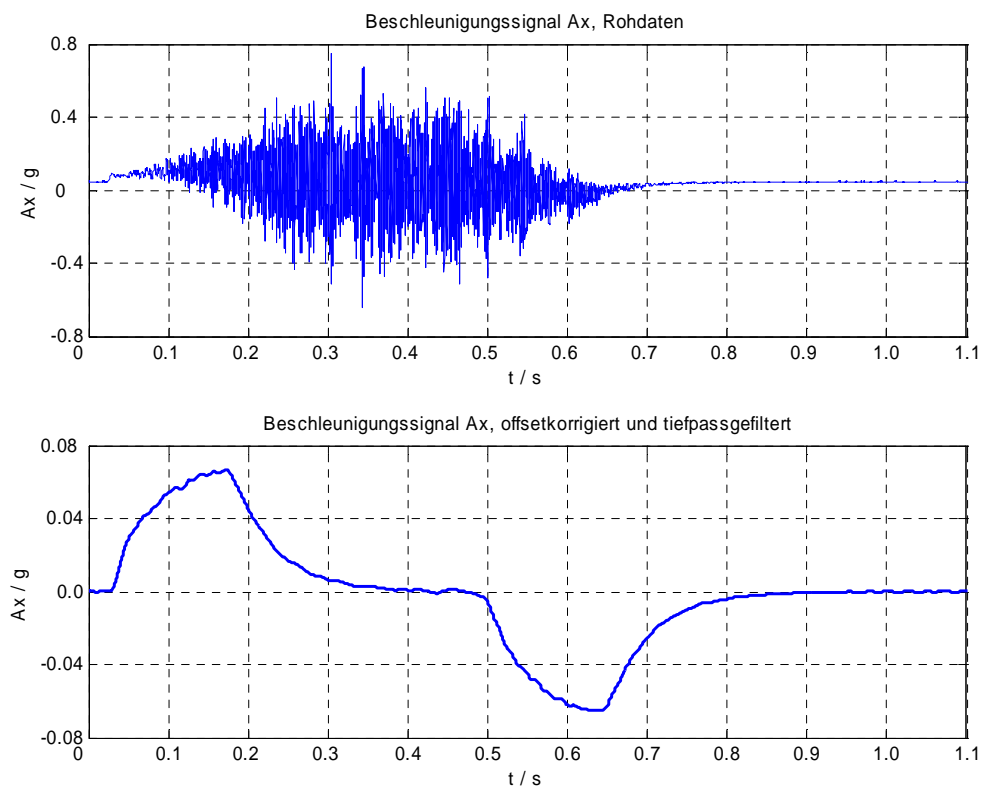


Bild 8-3 Beschleunigungssignal a_x infolge einer linearen Bewegung in x-Richtung. Oben: ungefiltertes Signal, unten: offsetkorrigiertes und tiefpassgefiltertes Signal. (MAHO)

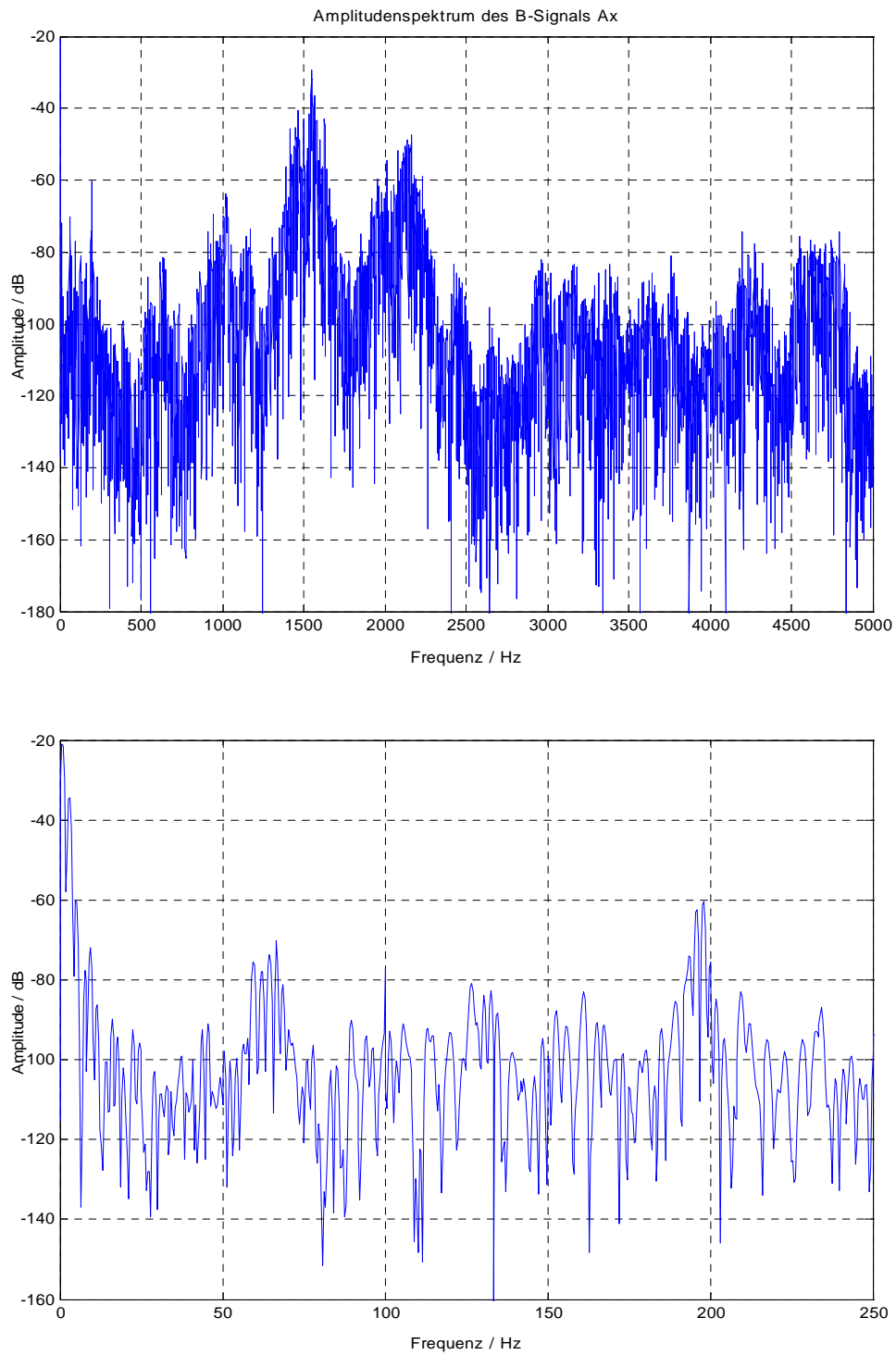


Bild 8-4 Amplitudenspektrum des Beschleunigungssignals Ax. Oben: gesamte Bandbreite, unten: 0-250 Hz

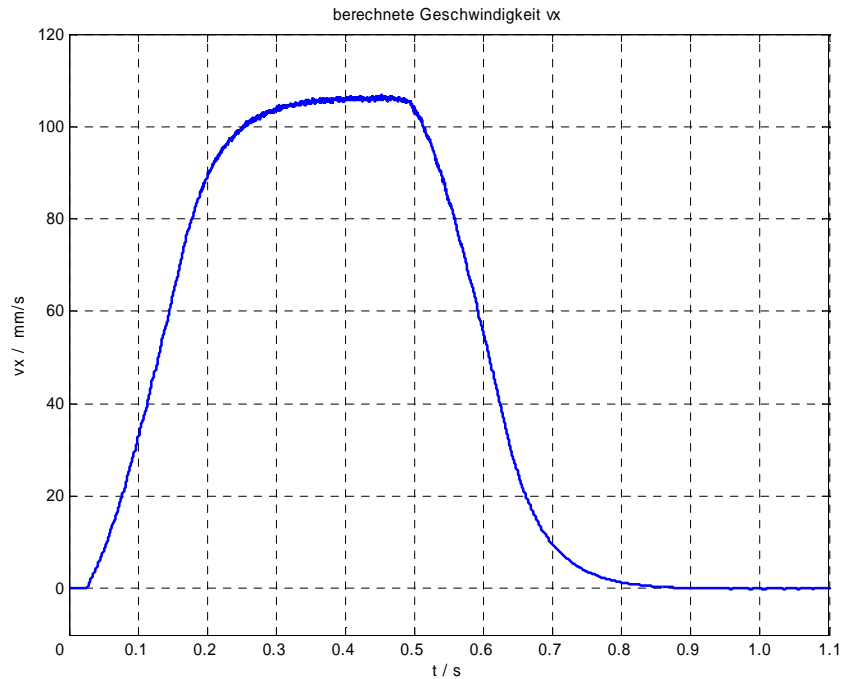


Bild 8-5 Inertial berechneter Geschwindigkeitsverlauf der linearen Bewegung in der x-Richtung

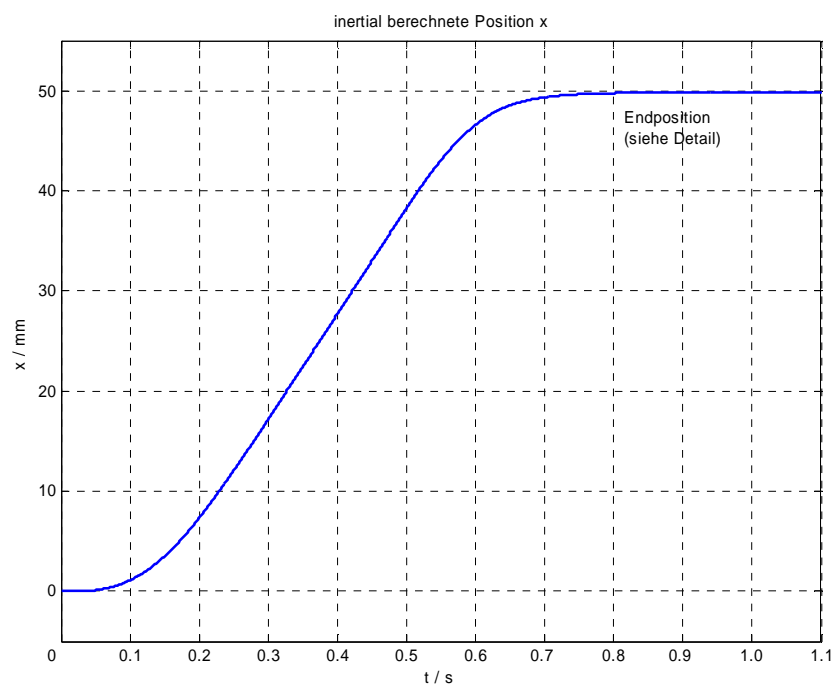


Bild 8-6 Inertial berechneter Positionsverlauf der linearen Bewegung in x-Richtung

Die Endposition ist zur besseren Anschaulichkeit im Bild 8-7 sehr vergrößert dargestellt. Man kann den Einfluss der Störschwingungen auf den Positionsverlauf deutlich erkennen. Die wesentliche Ursache für die Positionsdrift in der Endposition (trotz vollständiger Offsetkompensation) sind offensichtlich die Störschwingungen der Maschine. Die Beobachtung

der berechneten Geschwindigkeit am Ende der Bewegung zeigt einen Offset in Höhe von $-0,05 \text{ mm/s}$, welcher nach der Gln. (3-8) und (3-9) zu einem linear ansteigenden Positionsfehler führt. Durch die Offset-Korrektur in der Geschwindigkeitsebene mit $v_b = +0,05 \text{ mm/s}$ wird die Endgeschwindigkeit auf Null gesetzt (Nullgeschwindigkeitsstützung, ZUPT) und dadurch wird eine konstant bleibende Endposition erreicht.

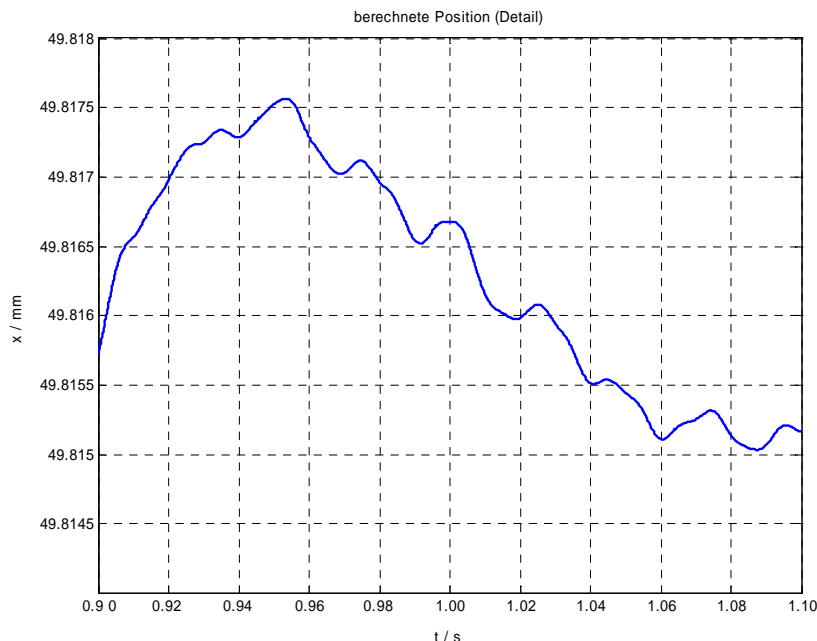


Bild 8-7 Berechneter Positionsverlauf der linearen Bewegung; Endposition mit höherer Auflösung

Eine Alternative zur Kompensation der Störeffekte durch die Nullgeschwindigkeitsstützung ist die Synchronisation der Integrationsstartzeit mit der Phasenlage der dominierende Störkomponente ($\varphi = \pi/2$ oder $\varphi = 3\pi/2$).

Der Mittelwert der berechneten Endposition (statischer Positionsfehler) nach der Kompensation der Störschwingungen für 5 Messungen ist $49,8175 \text{ mm}$. Der wesentliche Anteil des statischen Positionsfehlers ist wiederholbar und lässt sich als systematischer Fehler kompensieren. Die maximale Abweichung dieser Fehler ist $\pm 2 \text{ } \mu\text{m}$. Der Istwert (gemessen mit dem Kreuzgitter-Messgerät) beträgt $50,0003 \text{ mm}$. Daraus folgt eine systematische Abweichung von $182,8 \text{ } \mu\text{m}$ (statischer Positionsfehler).

Die genauen Beobachtungen der gestörten Beschleunigungssignale zeigen, dass die Störschwingungen beim inertialen Messverfahren in dreifacher Art und Weise Positionsfehler verursachen können:

1. Positionsfehler in Abhängigkeit von der Phasenlage der Störschwingung (Gl. (3-9)). Die theoretische Analyse wurde bereits im Kapitel 3.3 ausführlich besprochen.
2. Die Störschwingungen verursachen ein Bias im Beschleunigungssignal, wenn die unvollständige Schwingungsperiode innerhalb der Messzeit liegt. Dieses Bias führt zu einem quadratischen Positionsfehler.
3. Die beobachteten Störschwingungen weisen gelegentlich unsymmetrische Amplituden auf, die zu einem Bias im Beschleunigungssignal und folglich zu einem quadratischen Positionsfehler führen können.

Deshalb ist außer der Anfangszeit (oder Anfangsphase der Störschwingung) auch die Endzeit entscheidend für eine zuverlässige Positionsberechnung, d.h. eine genaue Anpassung der Integrationszeit (Startpunkt-Endpunkt) ist für die biasfreie Auswertung erforderlich. Zusätzlich müssen die Amplituden der Störschwingungen möglichst klein gehalten werden.

Als Beispiel werden die Rohdaten vom Beschleunigungssensor in der x-Achse der HERMLE-Maschine und das Tiefpass gefilterte Beschleunigungssignal für $v = 2,5 \text{ m/min}$ im Bild 8-8 dargestellt. Bei dieser Maschine wurde der Triplex-Beschleunigungssensor auf dem Fräskopf befestigt. Das verwendete Filter ist ein Bessel-Tiefpass der Ordnung 3 mit der Grenzfrequenz $f_g = 80 \text{ Hz}$. Das Signal besteht aus 3 Teilen:

1. Beschleunigungsphase: von 0,04 bis 0,2 s
2. Bewegung mit konstanter Geschwindigkeit: 0,2 bis 0,75 s
3. Verzögerungsphase: 0,75 bis 0,95 s

Ab $T = 0,95 \text{ s}$ wird die Endposition erreicht und der Achsenantrieb wird ausgeschaltet. Es ist zu erkennen (Bild 8-8), dass im Zeitintervall 0,2 – 0,75 s und ab 0,95 s das Beschleunigungssignal stark schwankend ist.

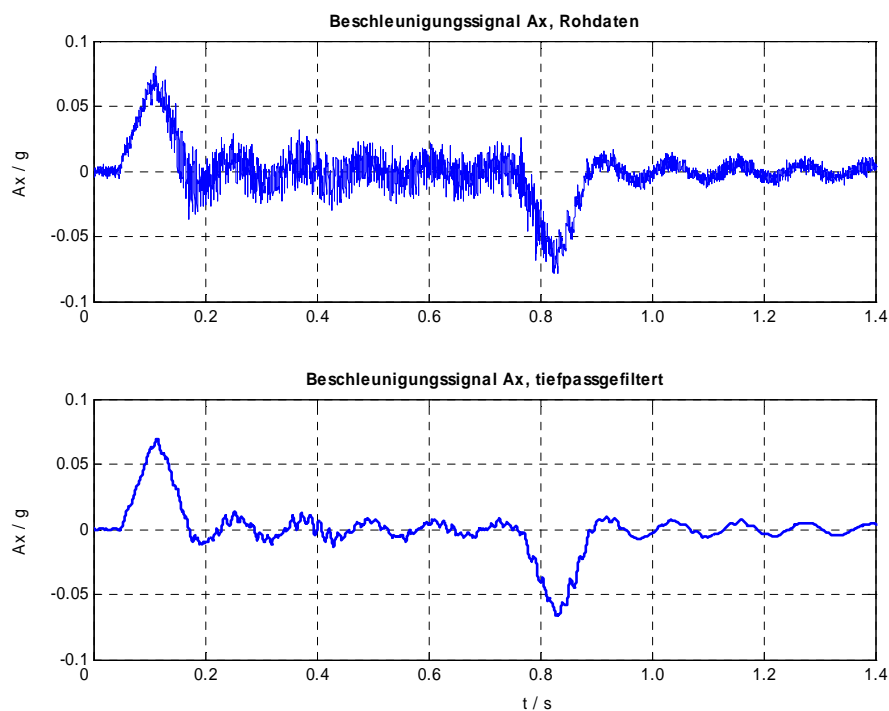


Bild 8-8 Beschleunigungssignal a_x infolge einer linearen Bewegung ($L = 30 \text{ mm}$, $v = 2,5 \text{ m/min}$) in x-Richtung bei der HERMLE-Maschine

Oben: Ungefiltertes offsetkorrigiertes Signal; Unten: Offsetkorrigiertes und Tiefpass gefiltertes Signal

Das Beschleunigungssignal der y-Achse bei der HERMLE-Maschine mit der gleichen Bewegung ist im Bild 8-9 dargestellt. Die Amplitude der Niederfrequenzschwingung ist im Vergleich zur x-Achse kleiner.

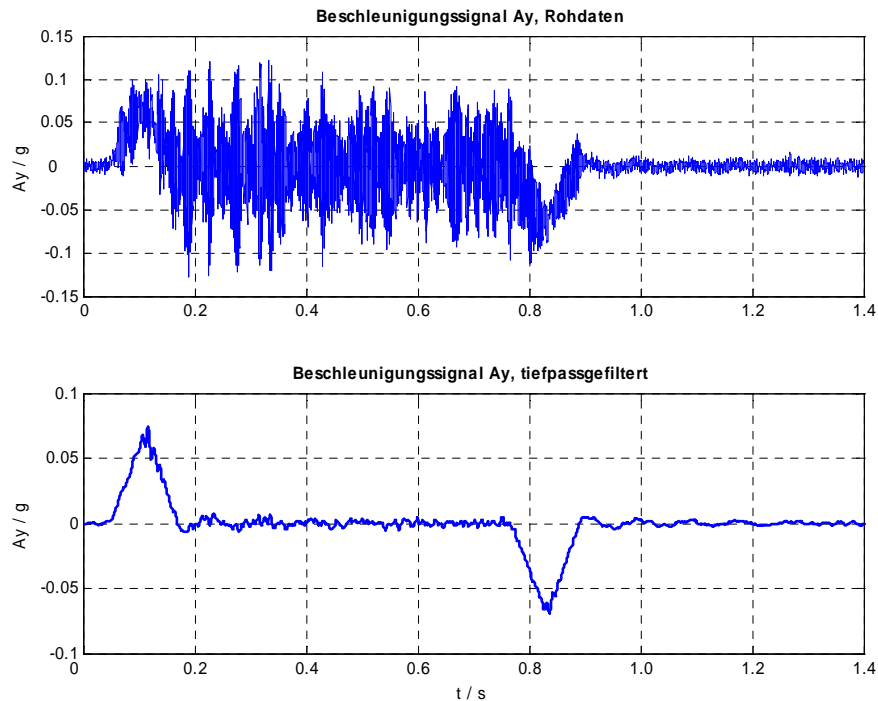


Bild 8-9 Beschleunigungssignal a_y infolge einer linearen Bewegung ($L = 30 \text{ mm}$, $v = 2,5 \text{ m/min}$) in y-Richtung bei der HERMLE-Maschine.

Oben: ungefiltertes offsetkorrigiertes Signal; Unten: offsetkorrigiertes und Tiefpass gefiltertes Signal

Die Bilder zeigen:

- Die x-Achse hat eine starke Niederfrequenzkomponente (ca. 9 Hz) und vergleichsweise schwache Hochfrequenzkomponenten.
- Die y-Achse hat dagegen eine schwache 9 Hz -Komponente und stärkere Hochfrequenzkomponenten.

Diese strukturellen Schwingungen werden durch den Achsantrieb angeregt. Auch nach Abschalten des Antriebs sind über eine kurze Zeitspanne (ca. 1 s) noch die Schwingungen des Fräskopfs vorhanden, die zu erheblichen Positionsfehlern führen können. Im Bild 8-10 ist der berechnete Positionsverlauf einer einachsigen Linearbewegung in der x-Richtung mit ($L = 30 \text{ mm}$, $v = 2,5 \text{ m/min}$) nach der Korrektur des statischen Positionsfehlers hochauflösend dargestellt. Insbesondere der Endwert bei der inertial berechneten Position ist schwankend. Die Schwankenamplitude ist ca. $\pm 20 \mu\text{m}$, während die Referenzmessung mit KGM eine Schwankung von $\pm 1 \mu\text{m}$ aufweist (Bild 8-10). Diese Zahlenwerte für die gleiche Bewegung in der y-Richtung sind $\pm 5 \mu\text{m}$ (inertial berechnet) bzw. $\pm 0,1 \mu\text{m}$ (Referenzmessung).

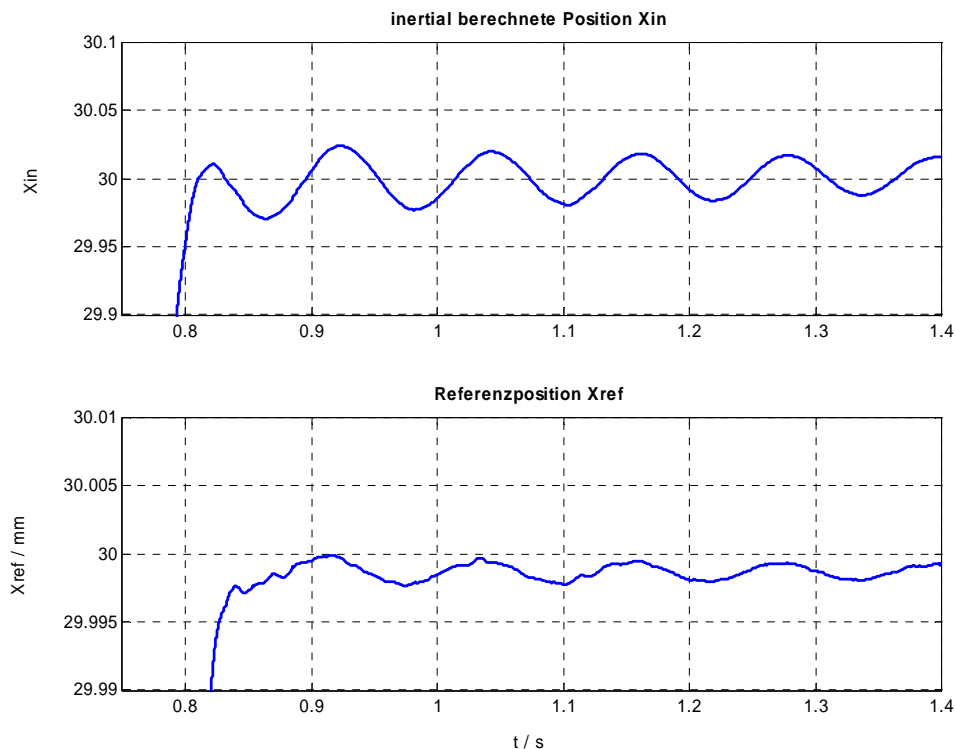


Bild 8-10 Detaillierte Endposition der Linearbewegung $L_x = 30 \text{ mm}$, $v = 2,5 \text{ m/min}$ bei der HERMLE-Maschine.
 Oben: inertial berechnete Position (statische Abweichung korrigiert)
 Unten: Referenzposition gemessen mit Kreuzgitter-Messgerät

Die beobachteten Unterschiede zwischen dem Kreuzgitter-Messgerät und dem Inertialverfahren erklären sich dadurch, dass das Kreuzgitter-Messgerät die Relativbewegung (Fräskopf gegen Tisch) misst. Mit dem inertialen Messverfahren wird dagegen die absolute Bewegung des Fräskopfs (oder Tisches bei der MAHO) gemessen.

Bild 8-11 zeigt hierzu die Beschleunigungssignale des Tisches und des Kopfs in beiden Achsen, die mit zwei einachsigen Piezo-Beschleunigungssensoren montiert auf dem Tisch und dem Fräskopf der Hermle-Maschine aufgenommen sind. Bei dieser Maschine wird der Fräskopf in x-Richtung gefahren und dann angehalten. Das Kopf-Beschleunigungssignal (blau) beinhaltet das Nutzsignal plus Störschwingungen, während das Tisch-Beschleunigungssignal (rot) nur die Störschwingungen aufweist. Das Bild verdeutlicht, dass die Tisch- und Kopfbeschleunigungen hinsichtlich der Störschwingungen offensichtlich deutlich korreliert sind, aber hinsichtlich der Amplituden doch Differenzen vorhanden sind. Die Abweichungen der Positionssignale im Bild 8-10 erklären sich aus diesen Differenzen der Absolutbeschleunigungen von Kopf und Tisch.

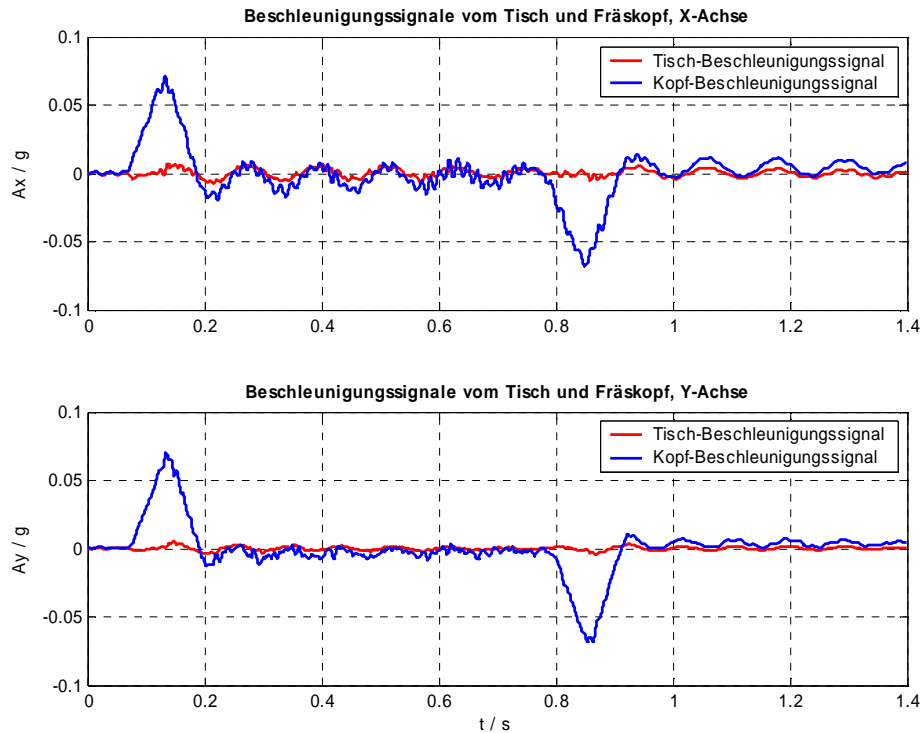


Bild 8-11 Simultane Darstellung der Beschleunigungssignale des Tisches und des Fräskopfs bei der HERMLE-Maschine in Folge einer Kopfverschiebung in der x-Richtung (oben) bzw. y-Richtung (unten). Die Signale sind mit den Piezo-Beschleunigungssensoren aufgenommen und wurden Tiefpass gefiltert

Da die verwendeten Piezo-Beschleunigungssensoren Typ PiezoBeam 8636C5, Fabrikat KISTLER (vergl. Spezifikationen im Anhang A4) im Vergleich zu MEMS-sensoren eine niedrigere Auflösung und größere Bias-Drift haben, ist eine genaue Differenzbildung zwischen dem Hauptsensorausgang $\bar{a}_K(t)$ und dem Piezosensorausgang $\bar{a}_T(t)$ nicht möglich. Es wird aber näherungsweise die Tischschwankung in der x-Richtung (nachdem die Endposition erreicht wird) anhand des Beschleunigungssignals des Tisches (Piezo-Beschleunigungssensor) ausgewertet. Die berechnete Amplitude der absoluten Tischschwankung ist ca. $13 \mu\text{m}$ (Bild 8-12). Zusätzlich sind die Tisch- und Kopfschwankungen gleichphasig. Diese Auswertung erklärt somit die Differenz zwischen der inertial berechneten Position und der Referenzmessung des KGM.

Diese Messungen verdeutlichen, dass die Störschwingungen infolge innerer Kräfte (hier die Antriebskraft) sich überall in die Maschinenteile ausbreiten. Wenn die Maschine näherungsweise als ein Starrkörper angesehen wird, werden alle Maschinenteile gleichmäßig schwanken. So ist die mit dem KGM gemessene Relativbewegung des Tisches gegen den Kopf vernachlässigbar (Bild 8-10, unten).

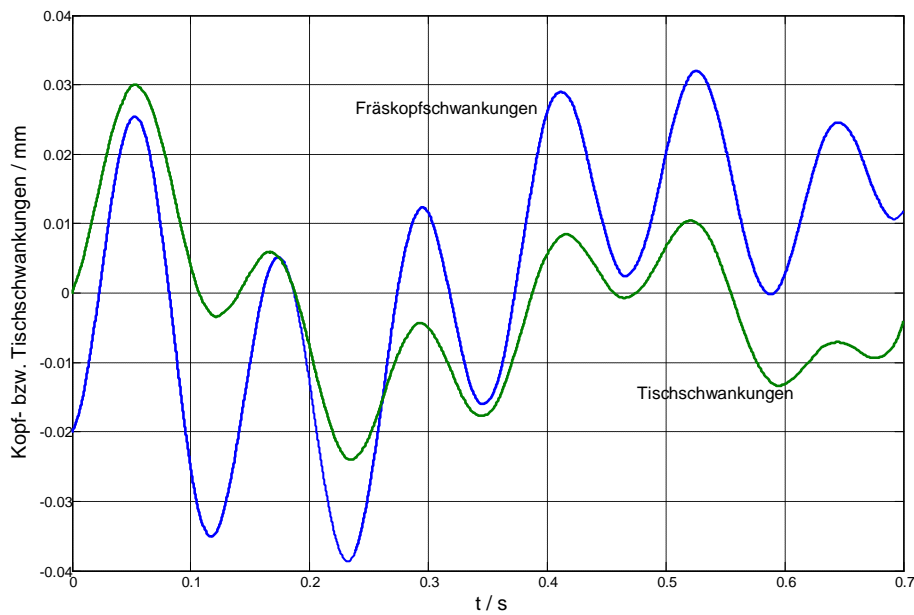


Bild 8-12 Auswertung der Tisch- bzw. Kopfschwankungen mittels Piezo-Beschleunigungssensoren, nachdem die Endposition einer translatorischen Bewegung in x-Richtung erreicht wird (HERMLE-Maschine). Grün: Tischschwankungen, Blau: Fräskopfschwankungen

Weiterhin zeigen die Experimente, dass die Störschwingungspegel in beiden Achsen einer Werkzeugmaschine proportional zu der Vorschubgeschwindigkeit (bzw. zu der Beschleunigungshöhe) sind. Der Zusammenhang zwischen dem Störpegel (Effektivwert) und der Vorschubgeschwindigkeit ist für zwei Maschinenachsen x und y von der Bearbeitungsmaschine MAHO im Bild 8-13 dargestellt.

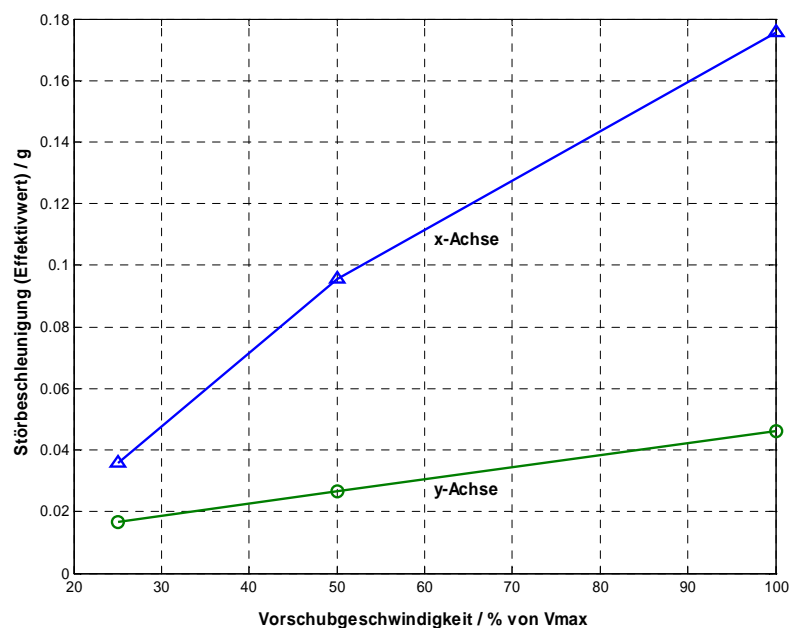


Bild 8-13 Die Abhängigkeit des Störschwingungspegels (Effektivwert) von der Vorschubgeschwindigkeit (MAHO).

Dagegen besteht ein unterschiedlicher Zusammenhang zwischen dem Signal/Rausch-Verhältnis (SNR) des Beschleunigungssignals und der Vorschubgeschwindigkeit der Maschinenachsen. Während bei der y-Achse das SNR proportional zu der Vorschubgeschwindigkeit ist, zeigt die x-Achse ein fast konstantes SNR für verschiedene Geschwindigkeiten (Bild 8-14). Dies bedeutet, dass in der x-Achse die Störschwingungen und das Nutzsignal mit steigender Vorschubgeschwindigkeit proportional zunehmen. In der y-Achse wächst aber der Störpegel mit steigender Vorschubgeschwindigkeit langsamer als das Nutzsignal.

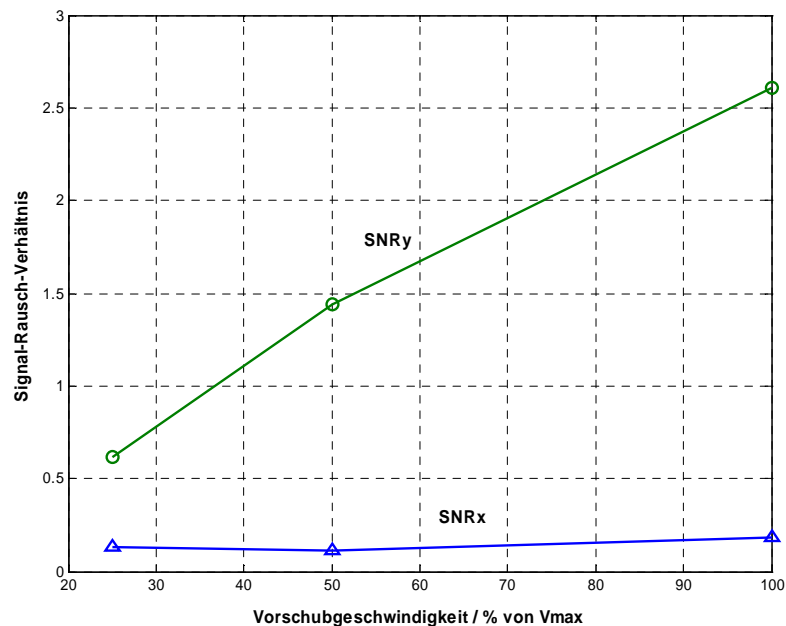


Bild 8-14 Abhängigkeit des Signal-Rausch-Verhältnis der x- und y-Achsen von der Vorschubgeschwindigkeit (MAHO)

Die Ermittlung des Signal/Rausch-Verhältnis (SNR) erfolgt nach Bild 8-15, wobei die Effektivwerte durch den Running-RMS-Block von SIMULINK für die abgetasteten Signale ermittelt wurden. Die exakte Ermittlung des Störpegels war nicht möglich, weil die Niederfrequenzkomponenten der Störschwingungen mit dem Nutzsignal überlappend sind und durch den Hochpassfilter gesperrt werden.

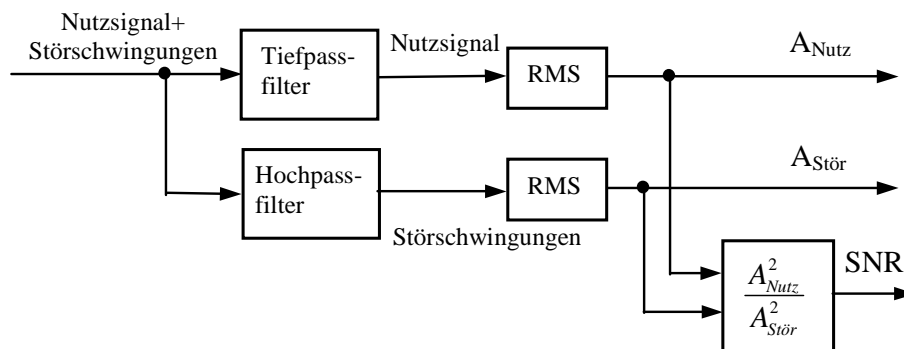


Bild 8-15 Blockschaltbild zur Ermittlung der Effektivwerte des Nutzsignals und der Störschwingungen sowie des Signal/Rausch-Verhältnis

Die experimentellen Untersuchungen zeigen ferner, dass die statischen Positionsfehler in beiden Achsen mit der Vorschubgeschwindigkeit deutlich korreliert sind. Die statischen Positionsfehler beider Achsen steigen mit zunehmender Vorschubgeschwindigkeit an (Bild 8-16).

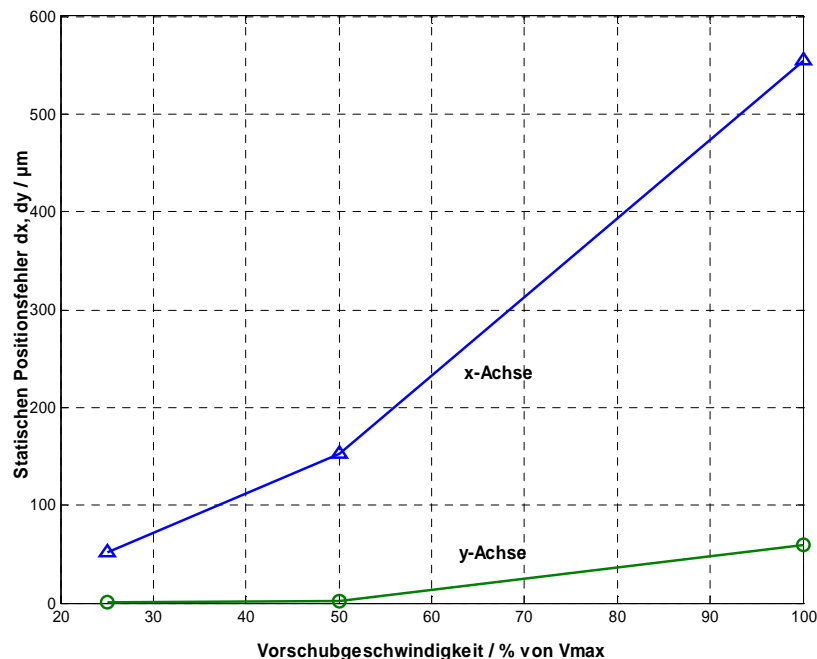


Bild 8-16 Abhängigkeit der statischen Positionsfehler von der Vorschubgeschwindigkeit der Achsen (MAHO).

Die Ergebnisse der Experimente verdeutlichen, dass eine fehlerfreie Verschiebungsmessung mittels eines inertialen Messverfahrens dann möglich ist, wenn der bewegliche Maschinenteil und der damit verbundene Beschleunigungssensor nur schwach von den Störschwingungen (sowohl fremderregte als auch selbsterregte Schwingungen) beeinflusst werden. Das Bild 8-17 als Kombination der Bild 8-13 und 8-16 zeigt diesen Zusammenhang. Nach Bild 8-17 sollte die Maschine mit möglichst kleiner Vorschubgeschwindigkeit gefahren werden, um den Schwingungspegel klein zu halten. Andererseits bedeutet eine niedrige Vorschubgeschwindigkeit eine lange Messzeit, die zu quadratisch mit der Zeit wachsenden Positionsfehlern führen kann. Deshalb sollten folgende Maßnahmen getroffen werden:

- Relative Beschleunigungsmessung: Simultane Messung der Tisch- und der Kopfbeschleunigung mit zwei Triplex-Beschleunigungssensor (gleicher Typ) und Differenzbildung als Relativbeschleunigung.
- Einen vernünftigen Kompromiss zwischen der Vorschubgeschwindigkeit und der Messzeit schließen.

Die Einflüsse der Sensordynamik und des Antialiasing-Filters wurden bereits unter dem dynamischen Positionsfehler (Kapitel 6.3.3) theoretisch untersucht. Nachfolgend wird die Gültigkeit der entwickelten Theorie experimentell überprüft.

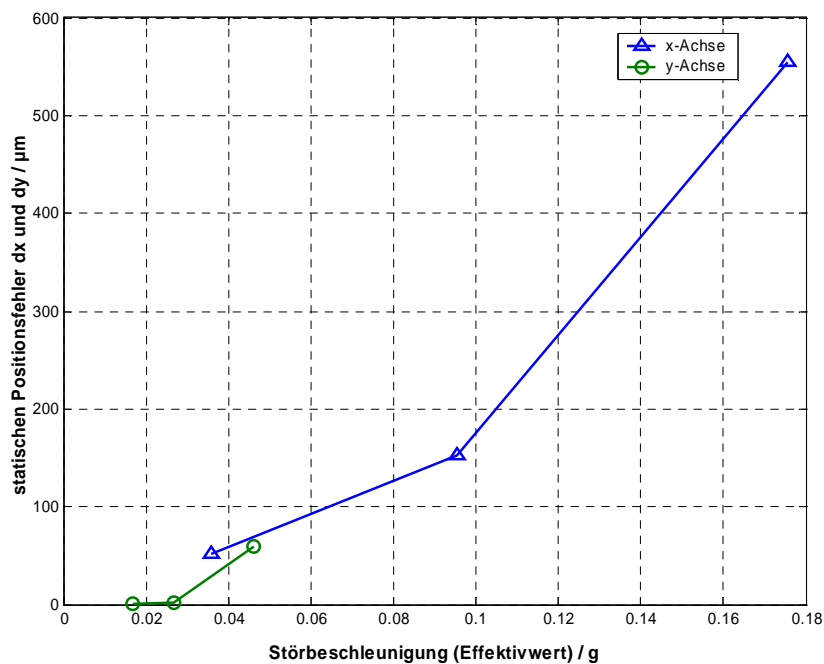


Bild 8-17 Die Abhängigkeit der statischen Positionsfehler von der Störbeschleunigungen (MAHO)

Die Maschine (MAHO) wird in der x-Richtung 300 mm mit der Vorschubgeschwindigkeit $v = 3.25 \text{ m/min}$ gefahren und angehalten. Nach der Kompensation des statischen Positionsfehlers ist während der Bewegung allerdings noch deutlich ein großer Positionsfehler (ca. 210 μm) erkennbar (Bild 8-18, oben). Dieser Fehler ist proportional zur Bahngeschwindigkeit (dynamischer Fehler) und wird mit dem dritten Kompensationsverfahren (direkte Positionskompensation Bild 6-18) korrigiert. Im ersten Schritt wird der Korrektursatz $\Delta x_1 = 2\xi v(t)/\omega_b$ zu x_{in} addiert. Der dynamische Positionsfehler reduziert sich zu $\pm 8 \mu\text{m}$ (Bild 8-18, Mitte). Nach der Gl. (6-37) ist eine weitere Verbesserung mit dem zweiten Korrektursatz $\Delta x_2 = a(t)/\omega_b^2$ möglich (Bild 8-18, unten). Der maximale dynamische Restfehler ist in diesem Fall ca. $\pm 4 \mu\text{m}$.

Die Hochfrequenzkomponenten des Restfehlers in Bild 8-18 (unten) entstehen hauptsächlich durch die Störschwingungen. Die Niederfrequenzkomponente ist durch die unvollständige Modellierung des Sensor-Dämpfungs-faktors ξ bedingt. Es wurde festgestellt, dass ξ von der Beschleunigungs-amplitude abhängig ist. Eine solche Abhängigkeit wurde für die Eigenfrequenz ω_b nicht beobachtet. Diese Beobachtungen werden in der Literatur zur MEMS-Sensorik bestätigt [78], [79]. Allgemeinen ist der Dämpfungs-faktor bei MEMS-Sensoren nicht konstant. Das mathematische Modell für den Dämpfungs-faktor ξ müsste deshalb ermittelt werden, wenn eine nochmalige Fehlerreduzierung angestrebt wird.

Schlussfolgerung: Obwohl bei der translatorischen Linearbewegung die Endposition bzw. der statische Positionsfehler von der Sensordynamik nicht beeinflusst wird, ist das dynamische Kompensationsverfahren auch hier sehr wertvoll. Es eröffnet nämlich die grundsätzliche Möglichkeit, dass bei In-Prozess-Messungen auch inertielle Messverfahren verwendet werden können. Die kompensierte inertial berechnete Position ist dann zu jedem Zeitpunkt gleich der wahren Position.

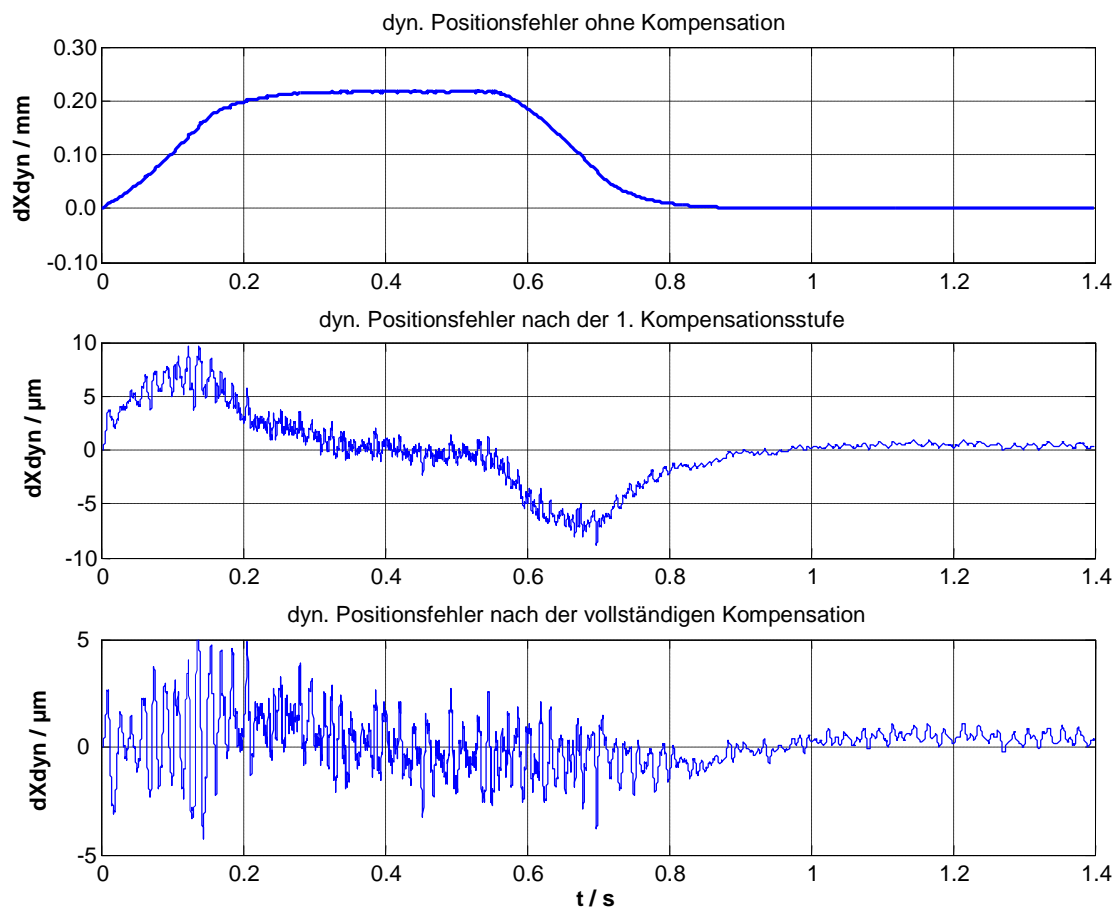


Bild 8-18 Dynamischer Positionsfehler infolge einer eindimensionalen Linearbewegung nach der Korrektur des statischen Positionsfehlers (oben). Dynamischer Positionsfehler nach der zweistufigen Kompensation (Mitte und unten). Das Kreuzgitter-Messgerät wurde als Referenzmesssystem verwendet. (MAHO)

8.3.2 Rechteckbahn

Es wird mit der Maschine eine Rechteckbahn (Seitenlänge 50 mm) mit einer gewählten Vorschubgeschwindigkeit 6,5 m/min in der x-y-Ebene gefahren. An den Eckpunkten der Bahnbewegung beträgt die Haltezeit 0,5 s. Die Messung wird 5-mal wiederholt. Das Kreuzgitter-Messgerät der Fa. Heidenhain wird als Referenzmesssystem eingesetzt. Die beobachteten Beschleunigungssignale a_x, a_y (Rohdaten) sind im Bild 8-19 dargestellt.

In der Signalverarbeitung werden zuerst die Offsets der Beschleunigungssignale durch arithmetische Mittelwertbildung kompensiert. Der Mittelwert des Beschleunigungssignals über die ganze Messzeit kann hierbei nicht als Offset für alle Teilbewegungen (Hinfahrt und Rückfahrt) betrachtet werden. Wegen der Offsetdrift, der Materialbeanspruchungen und Hysterese in der Aufhängungsstruktur der seismischen Masse des Sensors hat jede Teilbewegung unterschiedlichen Offset. So muss der Offset für jede Teilbewegung extra berechnet und kompensiert werden. Die Temperaturabhängigkeit der Sensorkennlinie wird auch mittels gemessener Sensortemperatur kompensiert. Zur weiteren Verbesserung der Positionsgenauigkeit wird das Beschleunigungssignal in den Quereffektzonen gleich Null gesetzt (sog. Nullbeschleunigungstützung). Hierzu wird vorausgesetzt, dass die Nichtdiagonalelemente der Nachgiebigkeitsmatrix vernachlässigbar sind [2].

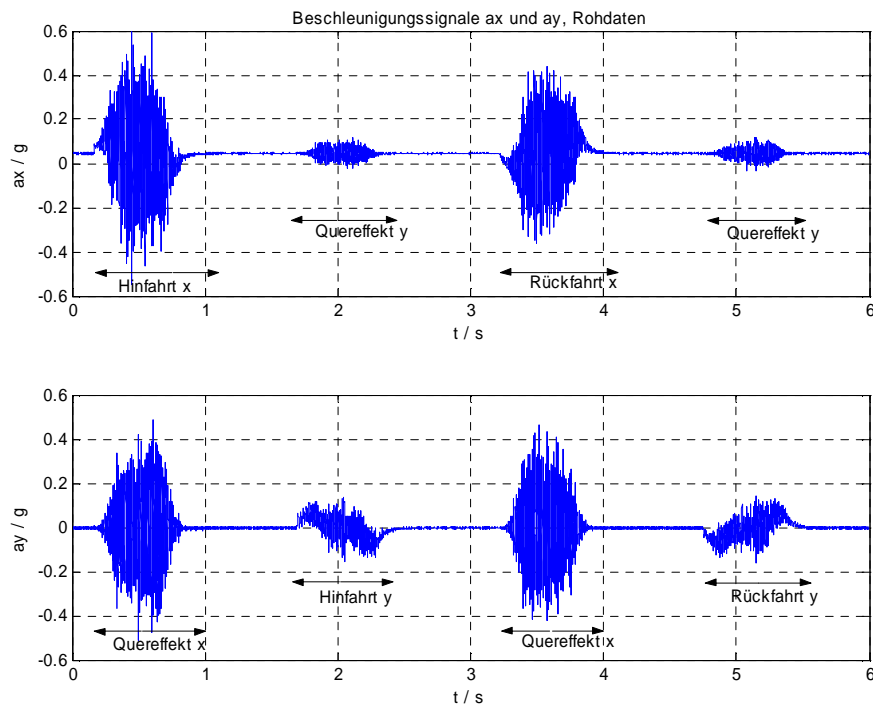


Bild 8-19 Beschleunigungssignale a_x und a_y infolge einer Rechteckbahn in x-y-Ebene. Die Signale sind mit Offset behaftet und verrauscht (Rohdaten)

Die mittelwertfreien Signale werden dann zur besseren Anschaulichkeit Tiefpass gefiltert. Das Filter ist wieder ein Bessel-Tiefpass der Ordnung 3 mit der Grenzfrequenz $f_g = 25 \text{ Hz}$. Die korrigierten Beschleunigungssignale sind im Bild 8-20 dargestellt.

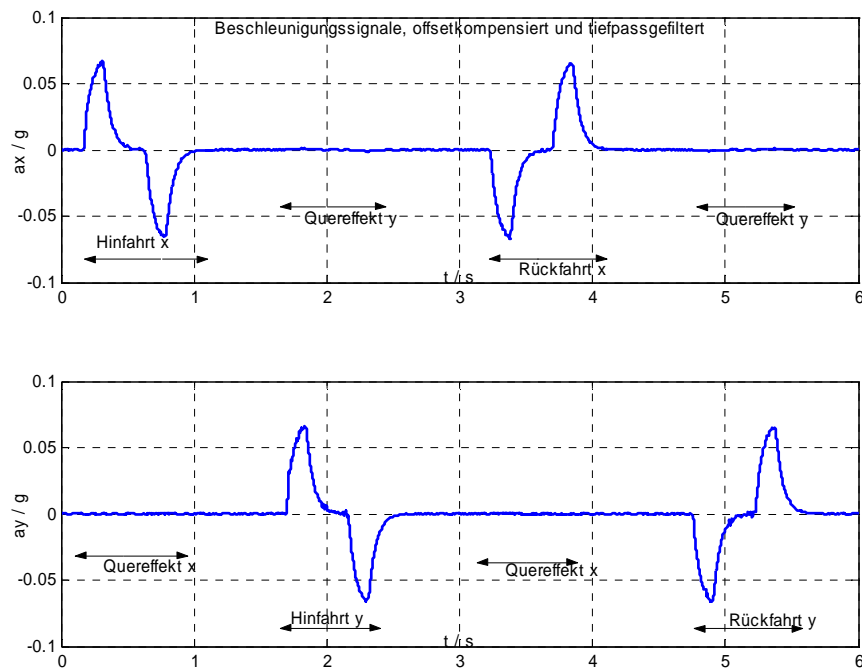


Bild 8-20 Offsetkorrigierte und gefilterte Beschleunigungssignale a_x und a_y der Rechteckbahn

Die Beschleunigungssignale a_x und a_y werden dann integriert, um die Geschwindigkeit bzw. die Position zu erhalten. Bild 8-21 zeigt die inertial berechnete Geschwindigkeit für die Koordinatenachsen und Bild 8-22 stellt die resultierende Rechteckbahn in der x-y-Ebene dar.

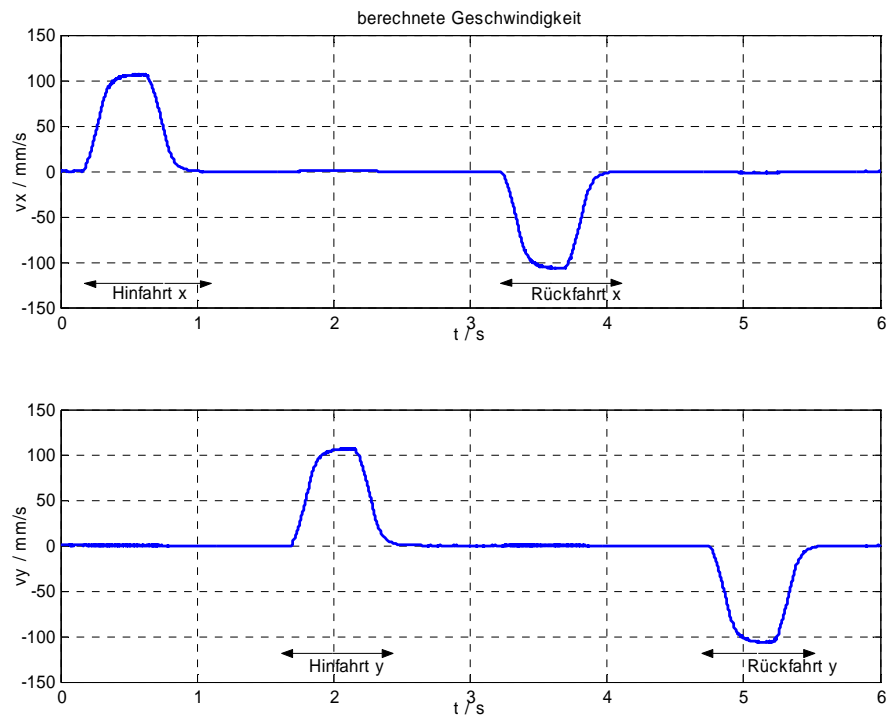


Bild 8-21 Inertial berechnete Geschwindigkeitsverläufe der Rechteckbahn

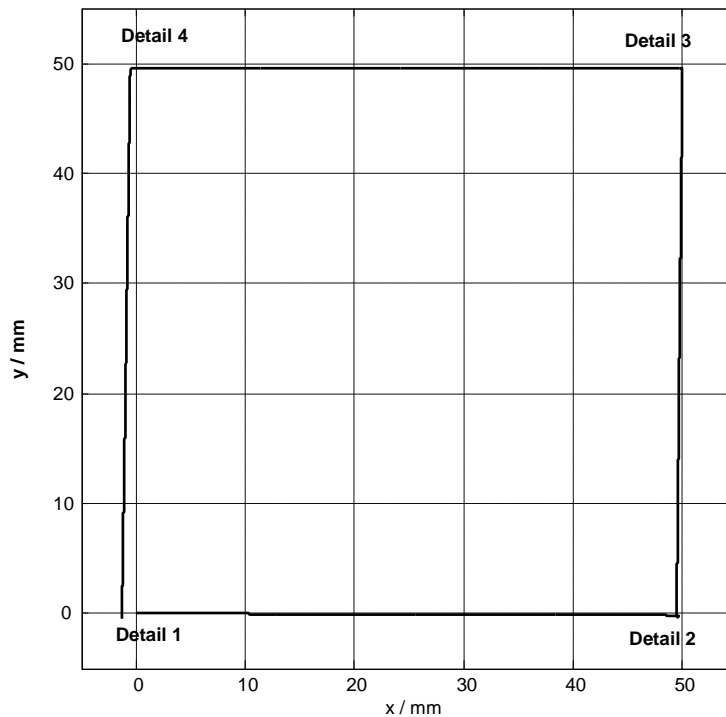


Bild 8-22 Inertial gemessene Rechteckbahn in x-y-Ebene ohne Stützung durch Nullbeschleunigungsverfahren

Um die Bahnabweichungen besser zu erkennen, wurden die erreichten Endpositionen der Achsen x und y als Details 1 bis 4 im Bild 8-23 stark vergrößert dargestellt.

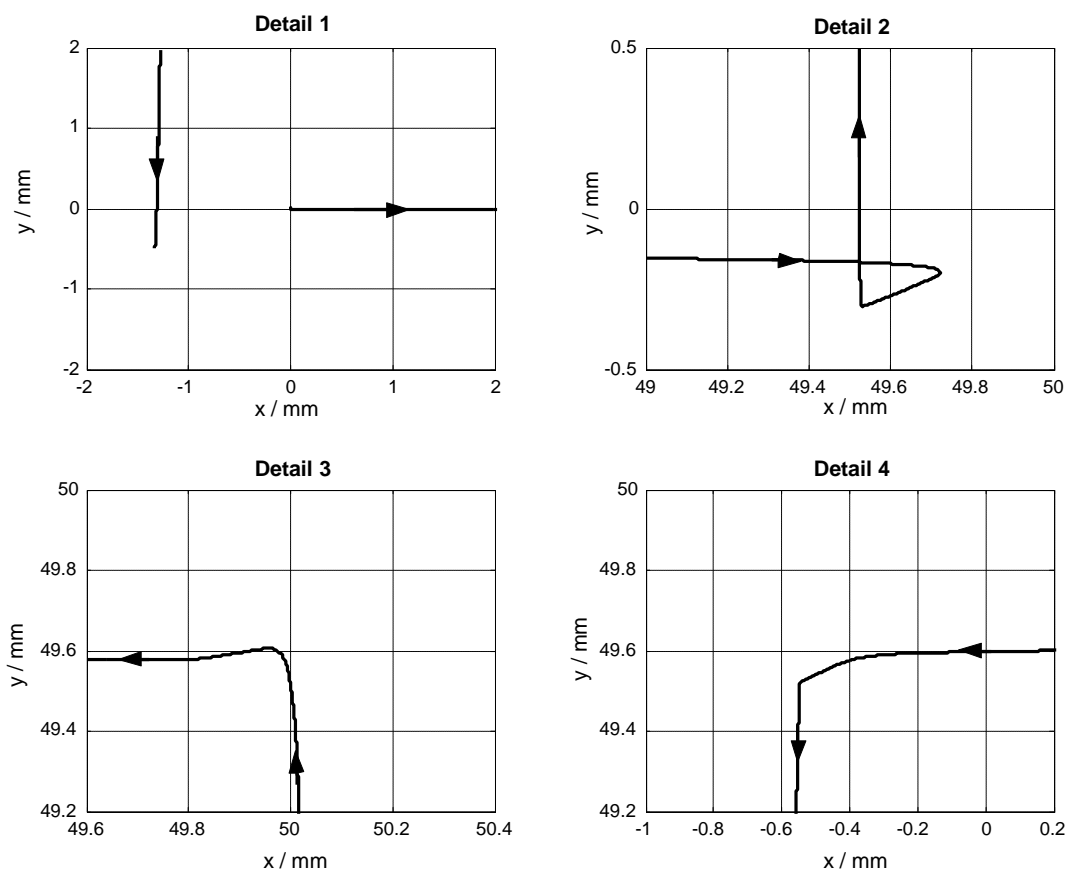


Bild 8-23 Detaillierte Positionsabweichung der unkorrigierten Rechteckbahn mit hochauflösender Skalierung

Wie bei der einfachen linearen Bewegung sieht man hier auch deutliche Bahnabweichungen in den x- und y-Richtungen, welche vom Rauschen, von den Störschwingungen und von der unvollständigen Offsetkompensation verursacht sind. Eine weitere Fehlerquelle bei allen 2D-Bewegungen ist der Querkopplungseffekt des Beschleunigungssensors, insbesondere in der y-Achse der Maschine.

Die algorithmisch korrigierte Rechteckbahn auf Grundlage des Null-Beschleunigung-Verfahrens ist im Bild 8-24 dargestellt. Bild 8-25 schließlich zeigt die vom Referenzsystem gemessene Rechteckbahn zusammen mit der inertial korrigierten und gestützten Rechteckbahn in Details.

Die inertial berechneten Positionsverläufe für die 5 Messungen werden gemittelt und ergeben:

Die berechnete Position in der positiven x-Richtung (Hinfahrt) ist $49,857 \text{ mm}$ mit maximaler Abweichung von $\pm 2 \text{ }\mu\text{m}$. Der Istwert (gemessen mit dem Kreuzgitter-Messgerät) beträgt $49,998 \text{ mm}$. Bei der Rückfahrt ist die berechnete Position $-0,149 \text{ mm}$ mit maximaler Abweichung von $\pm 5,5 \text{ }\mu\text{m}$. Der Istwert beträgt $-0,0035 \text{ mm}$.

In der positiven y-Richtung ist die berechnete Position gleich $49,999 \text{ mm}$ mit maximaler Abweichung von $\pm 3 \text{ }\mu\text{m}$. Der Istwert (gemessen mit dem Kreuzgitter-Messgerät) beträgt $49,997 \text{ mm}$. Bei der Rückfahrt ist die erreichte Position $0,003 \text{ mm}$ mit maximaler Abweichung von $\pm 4,5 \text{ }\mu\text{m}$. Der Istwert beträgt $-0,002 \text{ mm}$.

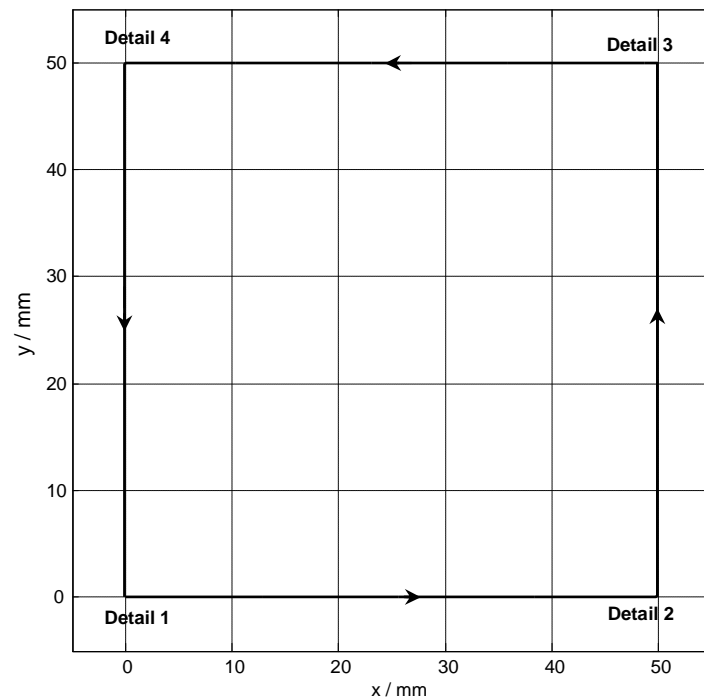


Bild 8-24 Inertial gemessene Rechteckbahn; korrigiert mit separater Offsetkompensation und unter Anwendung algorithmischer Stützung (Nullbeschleunigungsverfahren)

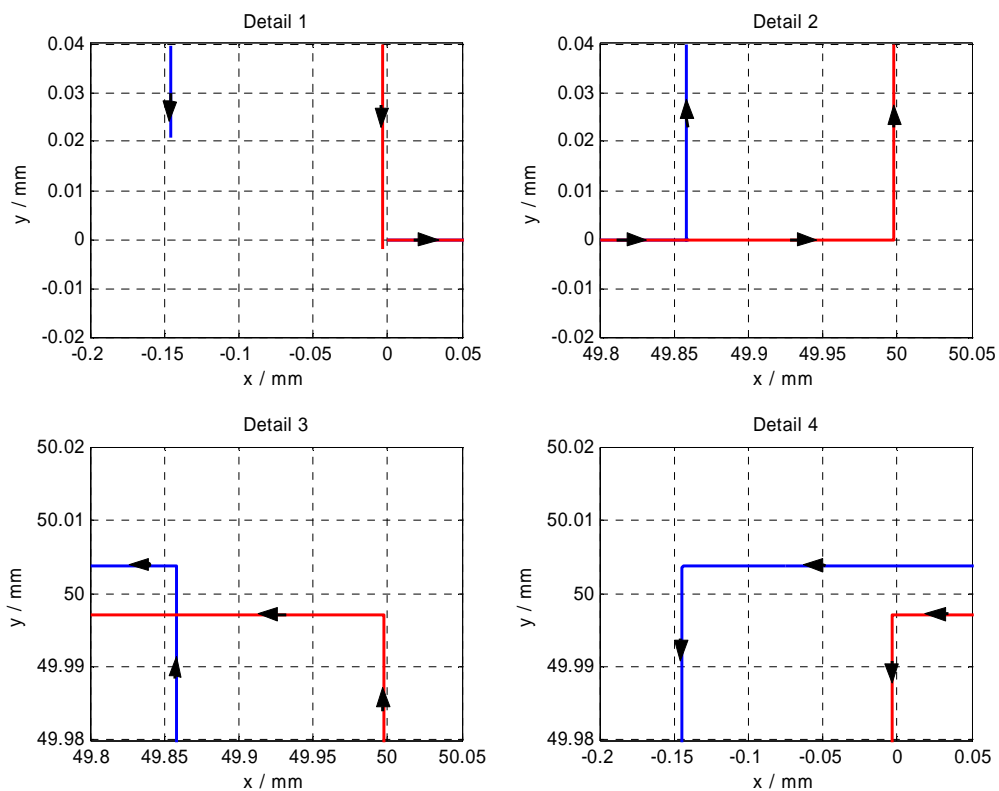


Bild 8-25 Detaillierte Positionsabweichung der inertialen Verschiebungsmessung (blau) im Vergleich mit der KGM-Referenzmessung (rot) (hochauflösende Skalierung), ohne Korrektur des systematischen Fehleranteils

8.3.3 Kreisbahntest

Der Kreisbahntest liefert zwei wichtige Informationen über die Maschine:

1. Ist-Radius bzw. Radiusabweichung vom Sollradius. Den Mittelwert der Radiusabweichung könnte man als äquivalenter statischer Positionsfehler bezeichnen.
2. Sprungförmige Änderungen im Radiusverlauf bei der Richtungsänderung der Achsen (sog. Umkehrspitzen). Die Amplituden der Spitzen sind ein Maß für die dynamischen Fehler der Maschinenachsen.

Es wird ein Kreis mit dem Radius 10 mm und der Vorschubgeschwindigkeit 2,5 m/min in der x-y-Ebene gefahren. Die Messung wird 5-mal wiederholt. Das Kreuzgitter-Messgerät wurde als Referenzmesssystem eingesetzt. In der Vorverarbeitungsstufe werden zuerst die Offsets der Beschleunigungssignale durch arithmetische Mittelwertbildung kompensiert. Die mittelwertfreien Signale werden dann (nur zur besseren Anschaulichkeit!) mit dem Tiefpass gefiltert. Diese korrigierten Beschleunigungssignale sind im Bild 8-26 dargestellt.

Im idealen Fall sollten die Beschleunigungssignale rein sinus- bzw. kosinusförmige Verläufe aufweisen. Abweichungen entstehen dadurch, dass die Beschleunigungssignale immer mit beiden Anfangsbedingungen gleich Null integriert werden. Erst bei mehreren Umläufen werden sinusförmige Beschleunigungssignale erreicht. Um die Transienten am Anfang und am Ende der Beschleunigungssignale zu vermeiden und reine sinusförmige Signale zu erhalten, wird im mittleren Bereich der Beschleunigungssignale ein Intervall ausgewählt. Dieses Intervall soll einem vollständigen Umlauf entsprechen (Bild 8-26). Die ausgeschnittenen mittelwertfreien Beschleunigungssignale a_x und a_y werden dann zweimal integriert, um die Position zu erhalten. Der inertiale Radius R_{in} wird dann anhand x_{in} und y_{in} berechnet nach der bekannten Formel:

$$R_{in} = \sqrt{x_{in}^2 + y_{in}^2} \quad (8-7)$$

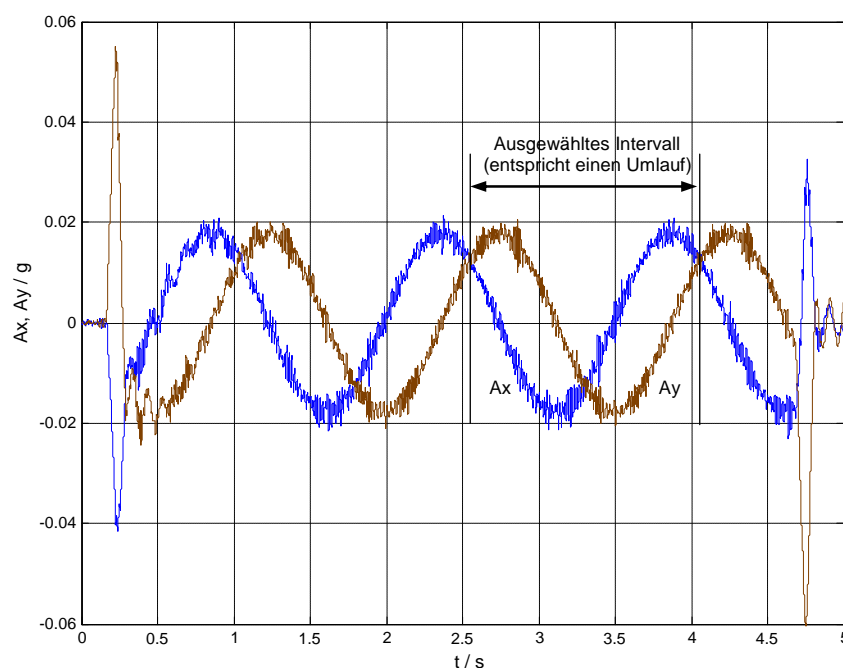


Bild 8-26 Beschleunigungssignale a_x und a_y infolge einer Kreisbahn in der x-y-Ebene (3 Umläufe). Die Signale sind ohne Offset und Tiefpass gefiltert. (HERMLE)

Die inertial berechnete mittlere Abweichung vom Sollradius $R = 10 \text{ mm}$ (Mittelwert von 5 Messungen) ist im Bild 8-27 dargestellt. An dieser Stelle wurde noch keine dynamische Kompensation eingesetzt. Die maximale Streuung der 5 Messungen vom Mittelwert sind $\pm 23 \mu\text{m}$ (Zufallsfehler), offensichtlich bedingt durch die pauschale Wahl des Startpunktes der Integration für den Mittelwert der 5 Messungen. Dieser Fehler kann durch Auswahl der optimalen Integrationsstartzeit bei den Einzelkurven minimiert werden (s. Kapitel 3.3).

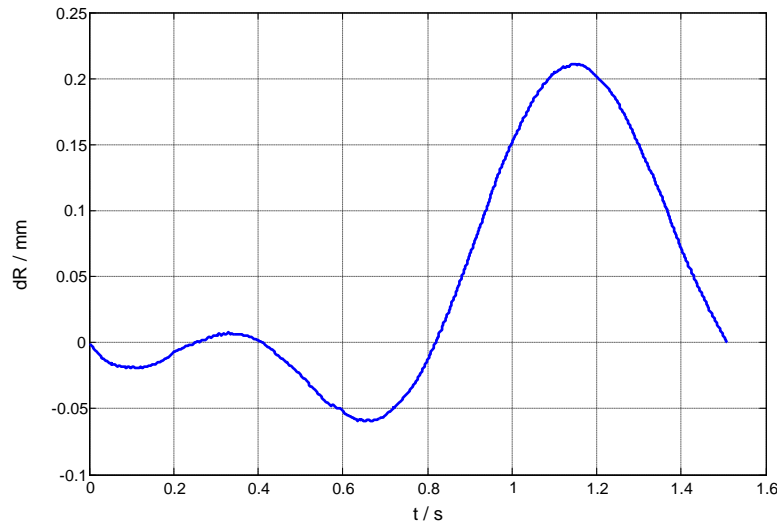


Bild 8-27 Abweichung des inertial berechneten Radius vom Sollradius $R=10 \text{ mm}$ (Mittelwert von 5 Messungen) ohne dynamische Kompensation. (HERMLE)

Unter Berücksichtigung der Sensordynamik werden dann die inertial berechnete Positionen $x_{in}(t)$ und $y_{in}(t)$ weiter korrigiert (dynamische Kompensation). Für die Kompensation wurde das dritte Verfahren (direkte Kompensation) verwendet.

Um die Umkehrspitzen zu detektieren, wurde zusätzlich ein mathematisches Stützungsverfahren entwickelt. Das KGM zeigt (Bild 8-28, rote Kurve), dass die Umkehrspitzen in Vergleich zu den Störschwingungen fast gleiche Amplituden haben ($2\text{-}3 \mu\text{m}$). Bei der Berechnung des Radius R_{in} nach Gl. (8-7) könnten deshalb die Umkehrspitzen der x-Achse in den Störschwingungen der y-Achse verborgen sein. Dasselbe gilt auch für die Umkehrspitzen von der y-Achse. Um dieses Problem zu vermeiden, werden zwei Sinusfunktionen als Stütz- (oder Hilfsfunktionen) wie folgt definiert:

$$\begin{aligned} x_{st}(t) &= R_{soll} \sin(\omega t + \phi_x) \\ y_{st}(t) &= R_{soll} \cos(\omega t + \phi_y) \end{aligned} \quad (8-8)$$

Die Amplitude R_{soll} und die Kreisfrequenz $\omega = 2\pi/T_m$ (T_m : Periodendauer der Kreisbahn) der Stützfunktionen $x_{st}(t)$ und $y_{st}(t)$ sind gleich zu den Werten der Sollbahn. Die Phasen ϕ_x und ϕ_y sind im Zusammenhang mit den Phasenlagen der ausgeschnittenen Beschleunigungssignale (Bild 8-26) zu wählen. Damit wird sichergestellt, dass die Umkehrspitzen von einer Achse nicht durch das Rauschen bzw. die Störschwingungen der anderen Achsen beeinflusst werden. Dieses Verfahren führt zur richtigen Detektion der gesuchten Umkehrspitzen der Achsen. Das Ergebnis ist zusammen mit der Referenzmessung des KGM im Bild 8-28 dargestellt. Es ist zu erkennen, dass die inertial berechnete Radiusabweichung im Vergleich zu der Referenzmessung einen Fehler von $-3/+5 \mu\text{m}$ aufweist. Der gemessene Radiusverlauf vom KGM weist eine schwache Restwelligkeit auf (Spitze-Spitze ca. $1 \mu\text{m}$). Die restlichen Abweichungen zwischen den beiden Messverfahren entstehen vermutlich aus der Abweichung der Absolutmessung (inertial) zur

Relativmessung (KGM) und auch durch die Abweichung des gewählten PT_2 -Modells zur Dynamik des realen Sensors (siehe Kapitel 6.1). Beide Fehlerquellen sind systematischer Natur und können korrigiert werden (siehe Kapitel 9). Die maximale Streuung der 5 Messungen vom Mittelwert sind $\pm 6 \mu\text{m}$ (Zufallsfehler).

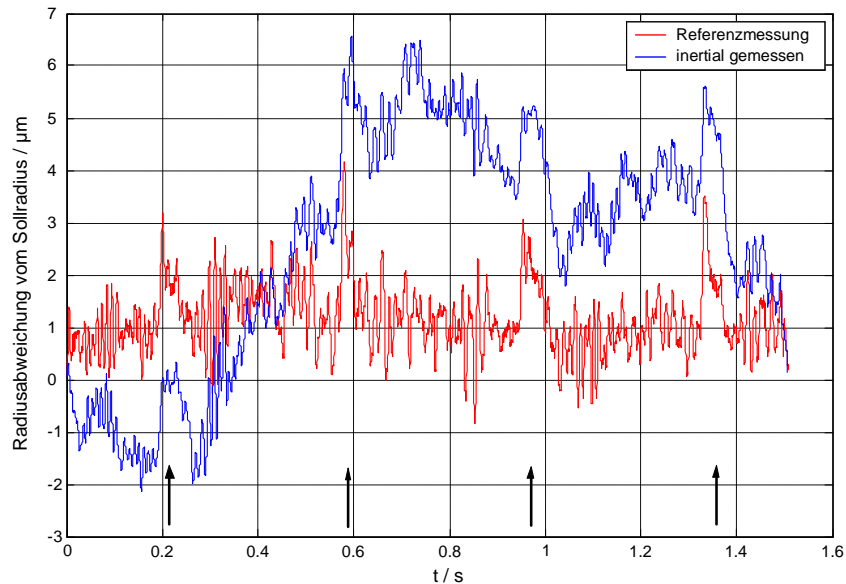


Bild 8-28 Zeitbereich-Darstellung der Radiusabweichungen beim Kreisbahntest der HERMLE-Maschine ($R = 10 \text{ mm}$, $v = 2,5 \text{ m/min}$).

Blau: Inertial berechnete Radiusabweichung nach der dynamischen Kompensation; Rot: Referenzmessung (KGM)

Schlussfolgerung: Die sprunghaftigen Änderungen im Radiusverlauf relativ zum Hintergrund werden als Amplitude der Umkehrspitzen interpretiert. Die Umkehrspitzen vom KGM und vom Inertialsensor werden mit näherungsweise gleichen Amplitudenwerten zu den richtigen Zeitpunkten detektiert. Sie stimmen mit den KGM-Messungen (nach Eliminierung der Hintergrundkurve) sehr gut überein (Bild 8-29).

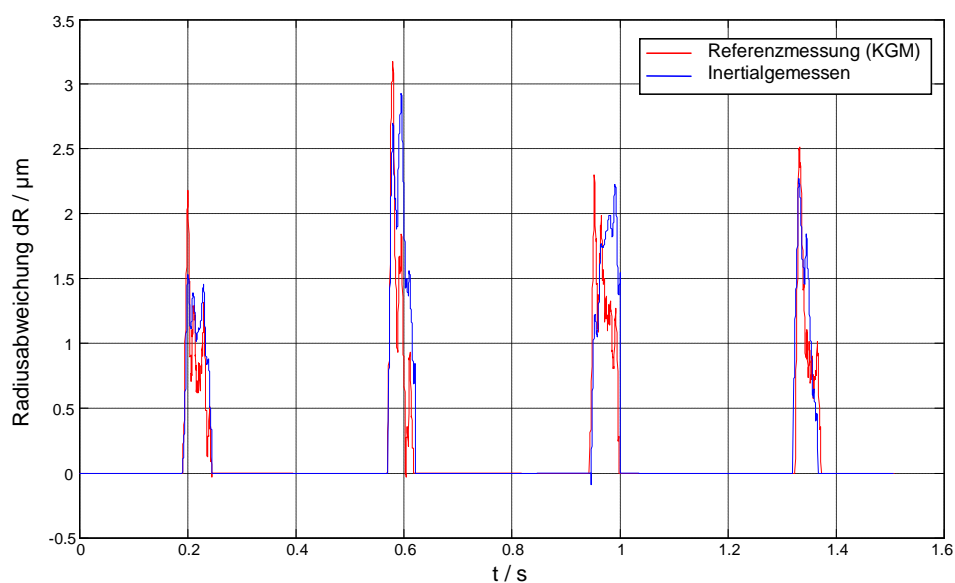


Bild 8-29 Zeitbereich-Darstellung der Umkehrspitzen beim Kreisbahntest der HERMLE-Maschine ($R = 10 \text{ mm}$, $v = 2,5 \text{ m/min}$)

Blau: Inertial berechnete Radiusabweichung nach der dynamischen Kompensation; Rot: Referenzmessung (KGM)

Die vollständigen Radiusabweichungen (inertiale und Referenzmessung) im polaren Koordinatensystem sind im Bild 8-30 dargestellt. Die dargestellte inertielle Messung ist der Mittelwert der 5 Messungen.

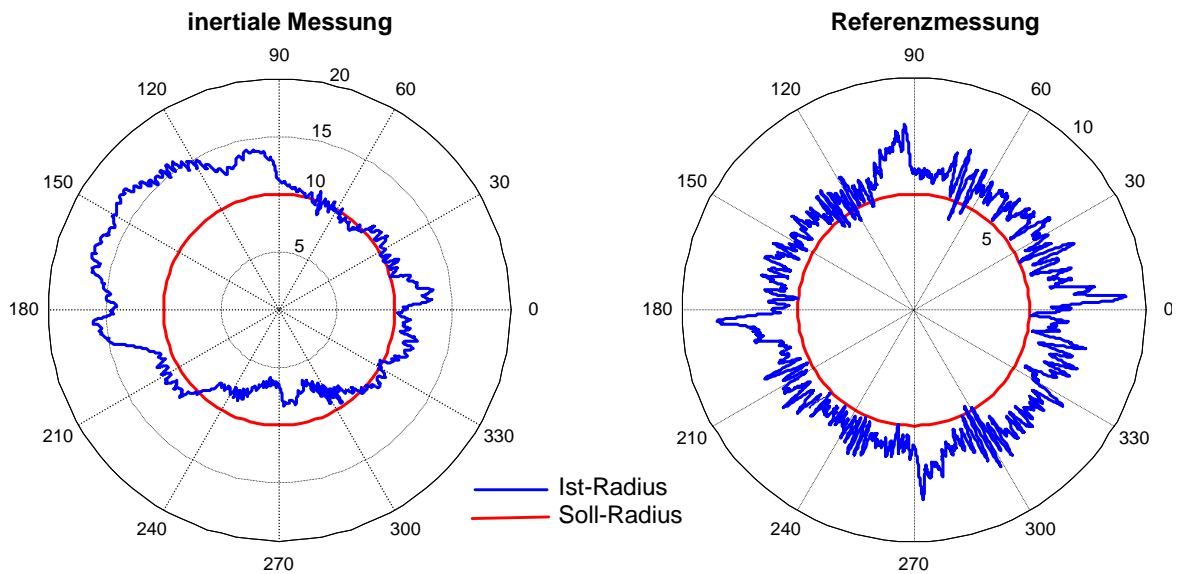


Bild 8-30 Polare Darstellung des Kreisbahntests bei der HERMLE-Maschine ($R = 10 \text{ mm}$, $v=2,5 \text{ m/min}$). Links: inertial gemessene Radiusabweichung, Rechts: Referenzmessung mit KGM

Das Bild 8-31 stellt die inertial gemessene Kreisbahn vollständig in der x-y-Ebene dar.

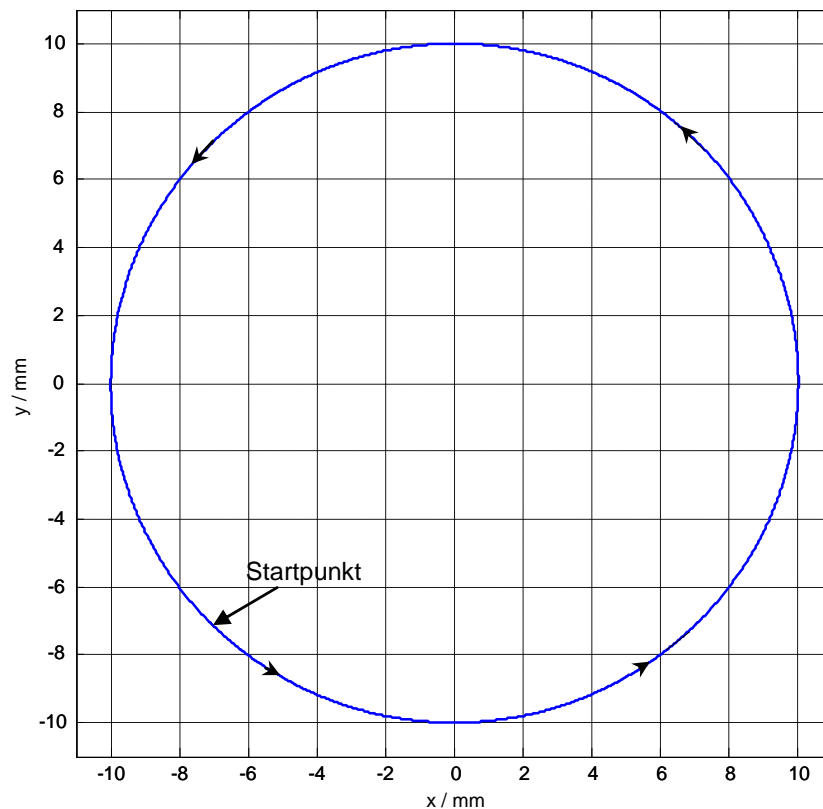


Bild 8-31 Inertial gemessene Kreisbahn ($R = 10 \text{ mm}$, $v = 2,5 \text{ m/min}$) in der x-y-Ebene (HERMLE)

Die entsprechenden Ergebnisse für die MAHO-Maschine (Universität Kassel) zeigen Bild 8-32 bis Bild 8-36. Es wird ein Kreis mit dem Radius 10 mm und der Vorschubgeschwindigkeit 3 m/min in der x-y-Ebene gefahren (4 Umläufe). Die Messung wird wiederum 5-mal wiederholt. Das Kreuzgitter-Messgerät wurde wiederum als Referenzmesssystem eingesetzt. Bei dieser Maschine ist der KGM-Mittelwert des Ist-Radius gleich $9,605\text{ mm}$.

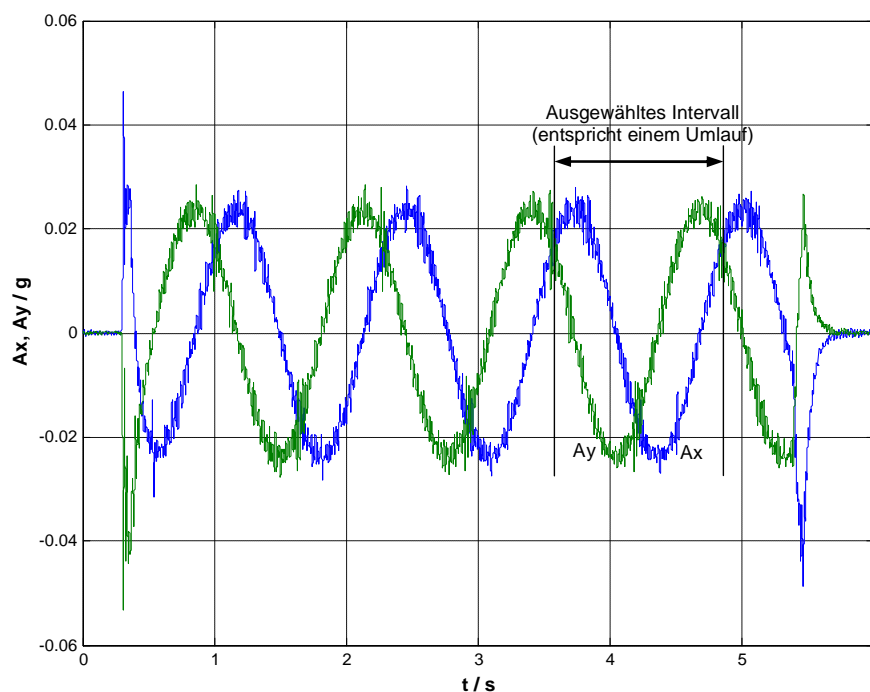


Bild 8-32 Beschleunigungssignale a_x und a_y infolge einer Kreisbahn in der x-y-Ebene (3 Umläufe). Die Signale sind Offset-kompensiert und Tiefpass gefiltert. (MAHO)

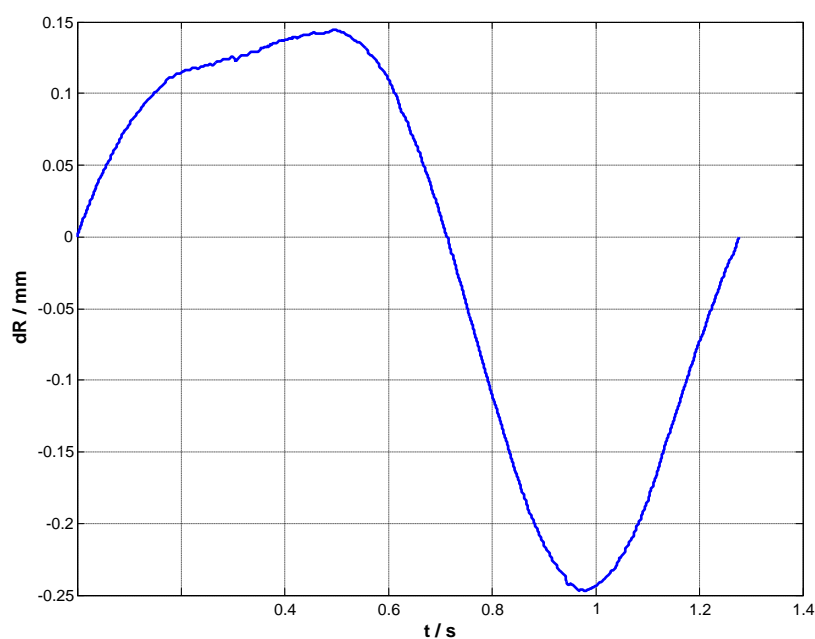


Bild 8-33 Abweichung des inertial berechneten Radius vom Ist-Radius $R = 9,605\text{ mm}$ (Mittelwert von 5 Messungen) ohne dynamische Kompensation. (MAHO)

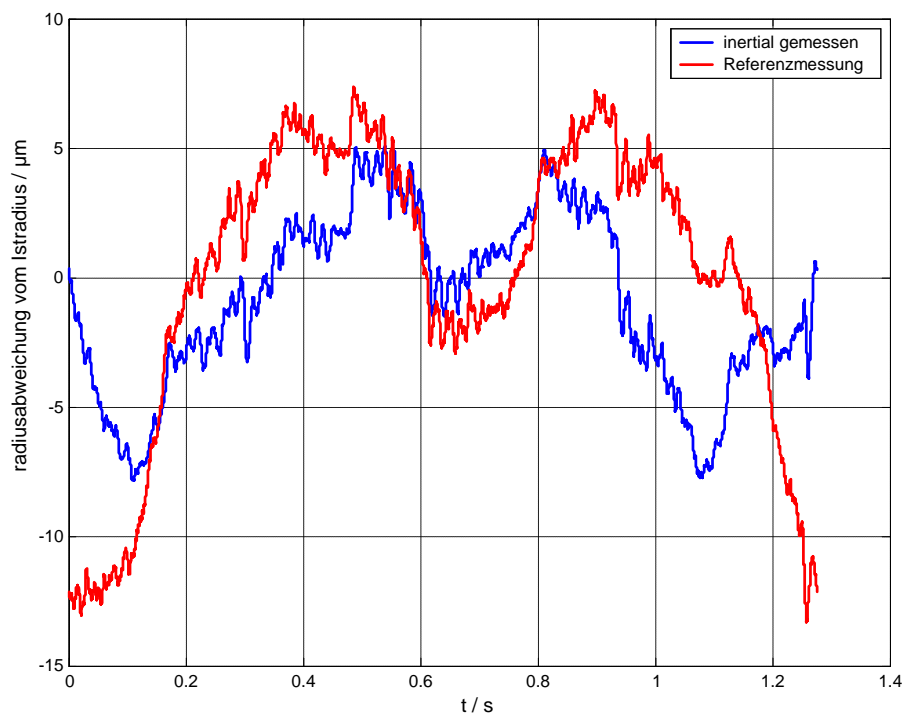


Bild 8-34 Zeitbereich-Darstellung der Radiusabweichungen beim Kreisbahntest ($R=10\text{ mm}$, $v=2,5\text{ m/min}$). (MAHO)
 Blau: Inertial berechnete Radiusabweichung nach der dynamischen Kompensation;
 Rot: Referenzmessung (KGM)

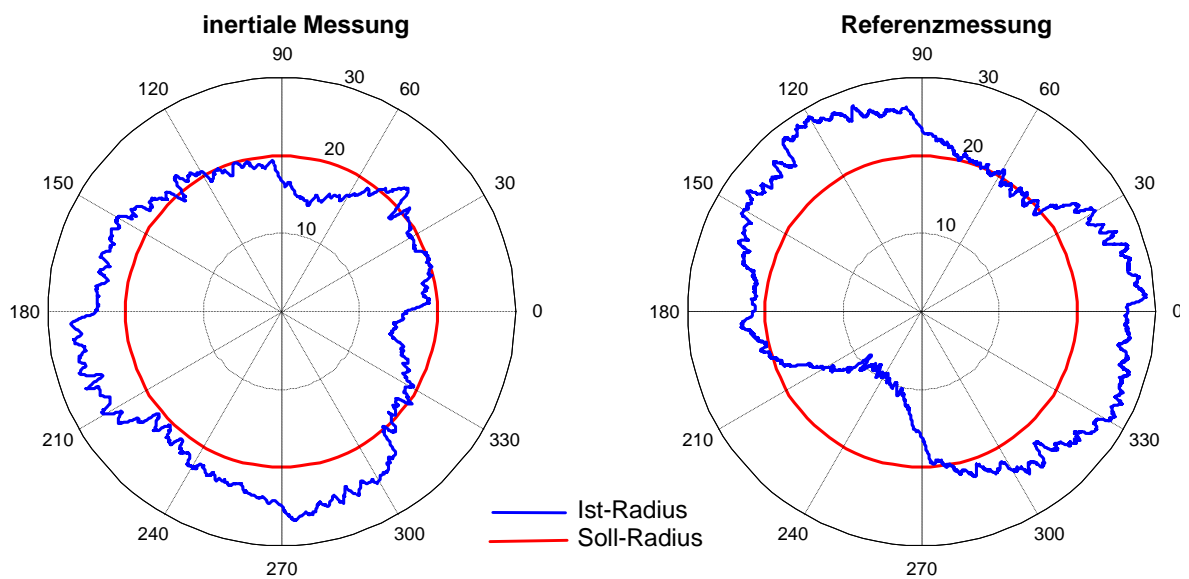


Bild 8-35 Polare Darstellung des Kreisbahntests ($R_{soll} = 10\text{ mm}$, $v=2,5\text{ m/min}$). (MAHO)
 Links: inertial gemessene Radiusabweichung
 Rechts: Referenzmessung mit KGM. Der Mittelwert des Ist-Radius ist $9,605\text{ mm}$ (rot)

Die vollständige Darstellung der inertial gemessenen Kreisbahn in der x-y-Ebene zeigt das Bild 8-36.

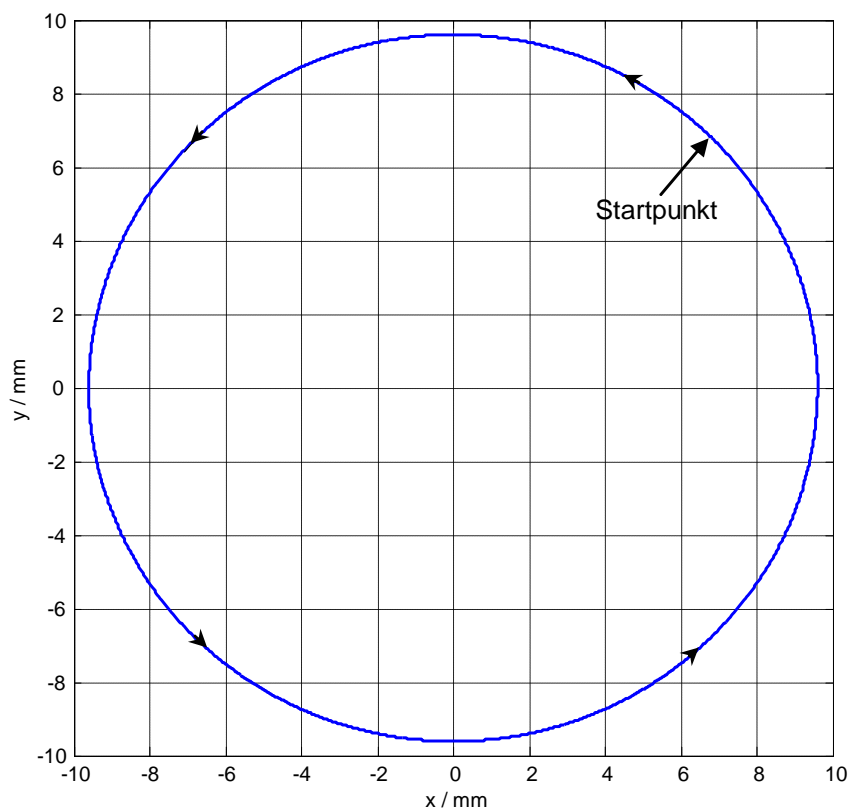


Bild 8-36 Inertial gemessene Kreisbahn ($R = 10 \text{ mm}$, $v = 3 \text{ m/min}$) in der x-y-Ebene (MAHO)

8.4 Interpretation der experimentellen Ergebnisse

Die inertielle Verschiebungsmessung im Kalibrationsmodus der Werkzeugmaschine wurde mit drei verschiedenen Bahnkurven, nämlich einachsiger linearer Bahn, Rechteckbahn und Kreisbahn überprüft. Die beobachteten Bahnabweichungen für diese Bahnkurven sind in Tabelle 8-1 zusammengefasst.

Bahnbezeichnung	Systematische Bahnabweichung (Mittelwert der 5 Messungen)	Max. Messabweichung vom Mittelwert (Zufallsfehler)
Einachsige lineare Bewegung $L = 50 \text{ mm}$, $v = 6,5 \text{ m/min}$, $T_m = 1,1 \text{ s}$	$\Delta x = 183 \text{ } \mu\text{m}$	$\pm 2 \text{ } \mu\text{m}$
Rechteckbahn $L = 50 \text{ mm}$, $v = 6,5 \text{ m/min}$, $T_m = 5,5 \text{ s}$ Effektive Integrationszeit $T_{int} = 2,2 \text{ s}$	$\Delta x = -149 \text{ } \mu\text{m}$ $\Delta y = +3 \text{ } \mu\text{m}$	$\pm 5 \text{ } \mu\text{m}$ $\pm 4,5 \text{ } \mu\text{m}$
Kreisbahn $R = 10 \text{ mm}$, $v = 2,5 \text{ m/min}$, $T_m = 1,5 \text{ s}$	$\Delta R = -2 \text{ } \mu\text{m}$	$\pm 6 \text{ } \mu\text{m}$

Tabelle 8-1 Maximale Bahnabweichung bei drei verschiedenen Bahnkurven (MAHO)

Die einachsige lineare Bahn hat wegen kürzerer Messzeit den kleinsten Positionsfehler. Bei der Rechteckbahn steigen die Positionsfehler trotz längerer Messzeit nicht proportional zu T^2 , weil hier die algorithmische Stützung eingesetzt wurde. Die Tabelle verdeutlicht, dass der systematische Fehler in der y-Achse weit geringer als in der x-Achse ist. Der Grund dafür ist die abweichenden Pegel der Störbeschleunigung in beiden Achsen (Bild 8-19). Im Kapitel 8.3.1 wurden die Störpegel beider Maschinenachsen bei verschiedenen Vorschubgeschwindigkeiten ausgewertet und dargestellt (Bild 8-13). Vermutet wird eine unterschiedliche Auslegung der Antriebe, bei der die y-Achse größere Masse und Trägheit hat, verursacht die Störpegel-Abweichungen.

Die Tabelle 8-1 verdeutlicht, dass der große Anteil der Bahnabweichungen (Mittelwert der 5 Messungen) systematischer Natur ist. Der systematische Fehler ist prinzipiell korrigierbar. Er lässt sich z. B. numerisch korrigieren, wenn die Experimente unter konstanten Bedingungen (z. B. mit konstanter Vorschubgeschwindigkeit, Temperatur usw.) durchgeführt werden. Für variierende Bedingungen muss eine Korrekturfunktion, die abhängig von beteiligten Parametern ist, entwickelt werden.

8.5 Ergänzung der KGM-Messungen mit inertialer Messtechnik

Da das Kreuzgitter-Messgerät nur in der 2D-Ebene anwendbar ist, kann die inertielle Verschiebungsmessung zur Ergänzung des KGM in der dritten Dimension verwendet werden.

Als Beispiel wird das KGM in der x-y-Ebene montiert und die inertielle Verschiebungsmessung erfasst gleichzeitig die Fräskopfsverlagerung in z-Richtung (3D-KGM). Das Bild 8-37 zeigt die inertial gemessene Verlagerung des Fräskopfs in z-Richtung (Messaufbau gemäß Bild 8-1) infolge seiner translatorischen Hin- und Zurückbewegung in der x- bzw. in der y-Richtung ($L = 30\text{ mm}$, Vorschubgeschwindigkeit $2,5\text{ m/min}$).

Die gemessenen Kopfverlagerungen weisen eine deutliche Korrelation mit den inertial berechneten Positionen in den x- bzw. in y-Richtungen auf: Die Kopfverlagerung erfolgt offensichtlich proportional zur Translationsbewegung in der x- bzw. y-Achse. Die inertialen Messungen zeigen, dass sich der Fräskopf während der x- und y-Bewegungen um einige 100 Mikrometer nach unten bewegt.

Die Ergebnisse sind allerdings korrekturbedürftig, weil der zulässige Abstand zwischen dem Kreuzgitter und dem Abtastkopf nur $0,4\text{ mm}$ ist und das KGM während dieser Messungen einwandfrei gearbeitet hat. Eine konkrete Beurteilung des inertialen Messfehlers ist wegen der fehlenden Referenzmessung derzeit nicht möglich. Die mögliche Fehlerquellen sind der Querkopplungseffekt und der Ausrichtungsfehler des B-Messers und wiederum die absolute Beschleunigungsmessung am Fräskopf. Die Korrektur des Querkopplungseffektes ist nicht möglich, weil die Herstellerangaben fehlen. Die Querkopplungskoeffizienten k_{xz} und k_{yz} wären prinzipiell über einen Dreilagentest ermittelbar. Mit der Nutzung eines zweiten B-Messers montiert auf dem Tisch (Relativbeschleunigung) könnten die Messergebnisse zusätzlich korrigiert werden.

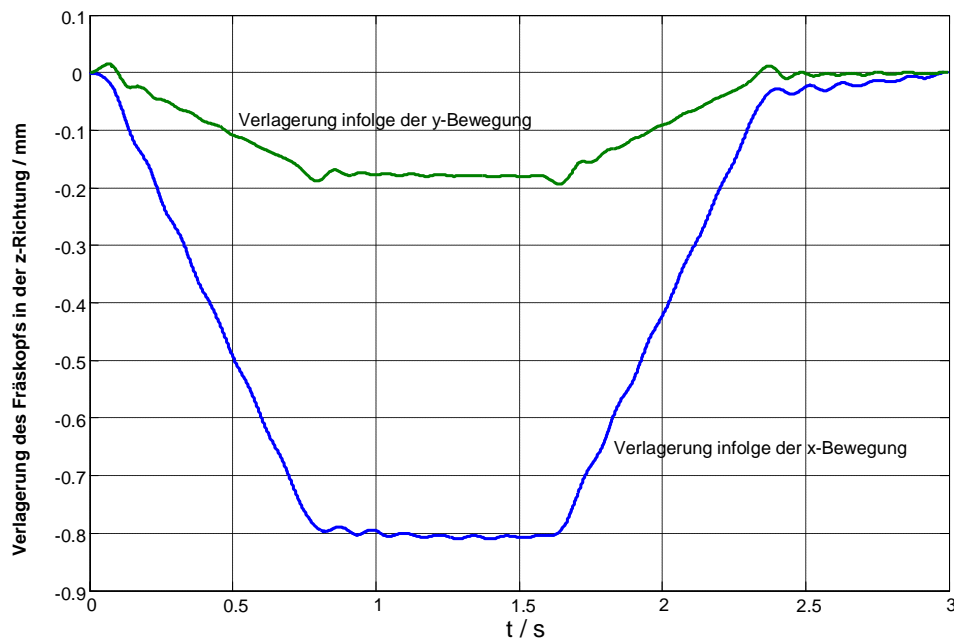


Bild 8-37 Detektion der Fräskopfverlagerung in z-Richtung infolge der translatorischen Bewegung des Fräskopfes in x- bzw. y-Richtung. (HERMLE)

8.6 Zusammenfassung / Schlussfolgerung

Die inertielle Verschiebungsmessung im Kalibrationsmodus wurde mit drei verschiedenen Bahnkurven, nämlich einachsiger linearer Bahn, Rechteckbahn und Kreisbahn experimentell untersucht. Die Experimente wurden mit zwei Werkzeugmaschinen (MAHO- und HERMLE-Bearbeitungsmaschine) durchgeführt. Die wichtigsten Fehlerquellen bei IVM sind die Sensordynamik und die Störschwingungen.

Bei der einachsigen Linearbewegung (Messzeit 1,2 s, $L = 50 \text{ mm}$) wird nach der Korrektur des systematischen Fehlers eine statische Positioniergenauigkeit von $\pm 2 \mu\text{m}$ (MAHO) erreicht.

Bei dem Kreisbahntest ist der Einfluss der Sensordynamik sehr groß (ca. $250 \mu\text{m}$), kann aber vollständig kompensiert werden. Nach der Kompensation der Sensordynamik werden die dynamischen Maschinenfehler (Umkehrspitzen) mit Sub-Mikron Genauigkeit (auch vergleichbar mit dem Kreuzgitter-Messgerät) und zu den richtigen Zeitpunkten detektiert (Bild 8-29). Es ist zu erkennen, dass die inertial berechnete Radiusabweichung im Vergleich zu der Referenzmessung einen Fehler von $-3/+5 \mu\text{m}$ aufweist. Die restlichen Abweichungen zwischen den beiden Messverfahren entstehen vermutlich aus der Abweichung der Absolutmessung (inertial) zur Relativmessung (KGM) und auch durch die Abweichung des gewählten PT_2 -Modells zur Dynamik des realen Sensors (siehe Kapitel 6.1). Beide Fehlerquellen sind systematischer Natur und können korrigiert werden, wenn ein zweiter Triplex-Beschleunigungssensor im Experiment verwendet wird, bzw. ein Fehlermodell der Sensorhersteller verfügbar ist.

9 Bilanz und Ausblick

Auf der Grundlage der experimentellen Untersuchungen an zwei unterschiedlichen Werkzeugmaschinen, den durchgeführten Systemstudien und den rechnerischen Simulationen, ergeben sich folgende Schlussfolgerungen:

9.1 Übereinstimmung der Simulationen und Experimente

Die Untersuchungen ergeben eine gute Übereinstimmung der Simulationsergebnisse und experimentellen Resultaten. Insbesondere wurde die in dieser Arbeit entwickelte Theorie des Einflusses der Sensordynamik auf den Positionsfehler (Kapitel 6.3.3) bei den Experimenten (sowohl bei der linearen Bewegung als auch bei der Kreisbewegung) vollständig bestätigt.

Die breitbandigen Störschwingungen können erhebliche Positionsfehler beim inertialen Messverfahren verursachen. Die Simulation wurde mit einem monofrequenten harmonischen Signal durchgeführt, weil gemäß Gl. (3-12) eine breitbandige Störschwingung aus mehreren monofrequenten harmonischen Schwingungen besteht. Die Messergebnisse zeigen einen Offsetfehler in berechneter Geschwindigkeit und einen mit t proportional wachsenden Positionsfehler infolge der Störschwingungen. Die mathematischen Herleitungen für die Geschwindigkeits- und Positionsfehler (Kapitel 3.3) wurden gleichfalls durch die Experimente bestätigt.

9.2 Kalibriergenauigkeit bei der inertialen Verschiebungsmessung

Die Messergebnisse zeigen, dass mit dem inertialen Messverfahren die planaren Bewegungen der beiden Maschinen hochgenau – d.h. mit μm -Auflösung / Genauigkeit – gemessen werden können. Dies trifft beim Kreistest sowohl für den mittleren Radius als auch für die hochfrequenten Abweichungen (Umkehrspitzen) zu. Trotz starker Störschwingungen wurden insbesondere die dynamischen Maschinenfehler (Umkehrspitzen) mit sehr guter Genauigkeit (auch vergleichbar mit dem Kreuzgitter-Messgerät) und zu den richtigen Zeitpunkten detektiert.

Diese hohe Genauigkeit wurde bereits mit einem einzigen kommerziellen MEMS-Sensor der mittleren Genauigkeitsklasse erreicht, der allerdings zusätzlich dynamisch kompensiert werden muss. Gemessen wurde im Versuch die inertielle Absolutbewegung der Maschine im Vergleich zum KGM, welches immer die relative Bewegung zwischen Maschinenkopf und Tisch erfasst. Daher werden bei den Versuchen noch Abweichungen zwischen beiden Messverfahren in der Größenordnung mehrerer μm beobachtet. Wird jedoch ein zweiter Triplex-Beschleunigungssensor verwendet, so könnten mit dem Inertialverfahren gleichfalls die Relativbewegungen gemessen werden und die noch vorhandenen Abweichungen können weiter reduziert werden. Zusätzlich zur verbesserten Sensordynamik können dann auch Störschwingungseinflüsse vermindert werden, die insbesondere bei weich gelagerten Maschinen

(z. B. Hermle-Maschine) zu größeren Abweichungen der Absolutmessung von der Relativmessung führen. Diese Korrektur kann ohne Kenntnis von irgendwelchen Maschinen-Störfrequenzgängen durchgeführt werden, weil die Differenzbeschleunigung und die Relativbewegung direkt am Bearbeitungsort erfasst wird.

Auch bei den translatorischen Verschiebungsmessungen (statische Positionierabweichung) war der größte Anteil der beobachteten Endposition-Abweichungen systematischer Natur. Die zufälligen Abweichungen in der Position sind klein und liegen bereits ohne Anwendung von Hardware- Stützprozeduren in der Größenordnung von einigen Mikrometern. Prinzipiell können auch hier systematische Endposition-Abweichungen auf rechnerisch / apparativen Wege hochgradig kompensiert werden, so dass letztlich nur die Zufallsfehler bei der Maschinenkalibrierung verbleiben.

Diese Ergebnisse wurden bis jetzt nicht von anderen Autoren erreicht. Spiewak [27] hat experimentell versucht die Verlagerung der Spindel einer Werkzeugmaschine infolge einer Stoßkraft (s. g. Tap Test) zu messen. Die Ergebnisse zeigen, dass eine kurzzeitige (ca. 0,1 s) inertielle Verschiebungsmessung (IVM) mit der Mikrometer-Genauigkeit nur unter Verfügbarkeit des strukturellen Maschinenmodells möglich ist. Später hat er versucht [31] die schnelle planare Kreisbewegung eines Mikropositioniertisches inertial zu messen. Bei den Versuchen wurde der Einfluss der Störschwingungen nicht berücksichtigt (die Versuche wurden auf einem extrem isolierten Tisch durchgeführt), obwohl in der Praxis immer Störschwingungen vorhanden sind und die Messergebnisse stark beeinflussen können. Außerdem wurde der Einfluss der Sensordynamik nicht untersucht.

Darüber hinaus wurde nachgewiesen, dass mit dem Triplex B-Messer auch die Maschinenbewegung in der z-Achse erfasst werden kann. Die Messungen verdeutlichen, dass die störende Verlagerung des Fräskopfs mit den Achsenbewegungen der Maschine stark korreliert ist.

9.3 Fehlerkompensation durch Modellierung von Sensor und Maschine

Die inertialen Messergebnisse werden von der Temperatur, der Sensordynamik und auch von den Störschwingungen beeinflusst. Wiederum ist der größte Anteil der beobachteten Abweichungen systematischer Natur und deshalb kompensierbar. Der Einfluss der Temperatur wurde durch die laufende Temperaturmessung im Versuch kompensiert. Der Amplitudengang des Sensors - z. B. Verzerrungen bei der Sensor-Übertragungsfunktion - kann rechnerisch kompensiert werden. Mit der relativen Beschleunigungsmessung (zwei Triplex-Beschleunigungssensoren am Tisch und am Fräskopf) kann auch der Einfluss der Störschwingungen hochgradig reduziert werden.

Der inertial berechnete Bahnverlauf während der Bewegung ist hauptsächlich durch die Sensordynamik (Dämpfung, Eigenfrequenz) gestört. Diese Sensordynamik verursacht erhebliche Positionsfehler, die uncompensiert in der Größenordnung von 100 μm liegen. Es wurde daher ein neues mathematisches Kompensationsverfahren entwickelt, mit dem der Einfluss der Sensordynamik in der Bewegungsphase im Prinzip völlig kompensiert werden kann. Dieses dynamische Kompensationsverfahren führte in der Praxis zu einer erheblichen Verbesserung der Messgenauigkeit. Unter Nutzung eines (einfachen) PT_2 -Modells für den B-Messer mit konstantem Dämpfungsfaktor ξ werden die Umkehrspitzen mit Submikron-Genauigkeit detektiert. Der zufällige Restfehler beim Radius weist die maximale Abweichung von nur $\pm 5 \mu\text{m}$ vom Mittelwert auf. Mit einer noch genaueren Modellierung der Sensorparameter könnten noch bessere Ergebnisse erreicht werden. Hierzu fehlen allerdings derzeit die Angaben des Sensor-Herstellers über die Abhängigkeit der Instrumentendämpfung von der Temperatur sowie über die Querkopplungsfaktoren der Messachsen.

9.4 Optische Positionsstützungen zur weiteren Erhöhung der Kalibriergenauigkeit

Die Untersuchungen (Kapitel 5) zeigen, dass sowohl der systematische und der stochastische Anteil des Positionsfehlers durch eine einmalige oder zweimalige punktbasierte Positionsstützung beim Durchlaufen der Kalibrierkurve zusätzlich deutlich begrenzt werden kann (Bild 7-16). Die punktbasierte Positionsstützung kann gleichzeitig zur periodischen Kalibrierung des inertialen Messverfahrens (Kapitel 8.2) dienen. Der Hardwareaufwand für punktbasierte, optische Positionsstützungen ist als gering anzusetzen (Tabelle 5-2).

9.5 Verbesserung der Sensorik

Die Ergebnisse wurden mit einem kommerziellen MEMS-Beschleunigungssensor der mittleren Genauigkeitsklasse ohne jegliche Positionsstützung erreicht. Die Untersuchungen dieser Arbeit zeigen allerdings, dass bei Verwendung von Beschleunigungsmessern mit optimierten Parametern (insbesondere kleinerer Dämpfungsfaktor, größere Eigenfrequenz) noch weit bessere Genauigkeiten erzielt werden könnten.

In diesem Zusammenhang wird noch einmal auf das Leistungspotential des hochauflösenden und extrem breitbandigen Laser-Beschleunigungssensors [55], [56] hingewiesen. Dieser lässt gegenüber den derzeit hochwertigsten kommerziellen Servo-Beschleunigungssensoren (QA3000 Fa. Honeywell) eine 500-fach höhere Genauigkeit bei der dynamischen Bahnermittlung erwarten. Die Verbesserung zum MEMS-Sensor, der bei den Untersuchungen eingesetzt wurde, wird daher mindestens drei Größenordnungen betragen. Messempfindlichkeit und Bandbreite könnten beim Laser-Beschleunigungssensor durch Miniaturisierung weiter erhöht werden. Der Sensor liefert zusätzlich das optische Signal für eine Positions- sowie Winkellagestützung. Insbesondere hat der Laser-Beschleunigungssensor das Potential, die Messgenauigkeit des KGM bei der Maschinen-Kalibration zu übertreffen. Gleichzeitig könnte dieser Sensor zur In-Prozess-Überwachung eingesetzt werden.

9.6 Dreidimensionale Maschinenkalibration

Das inertielle Messverfahren ermöglicht in Kombination mit einem Kreuzgitter-Messgerät eine Erweiterung des Messumfanges. Da das Kreuzgitter-Messgerät nur in der 2D-Ebene anwendbar ist, kann die inertielle Verschiebungsmessung zur Ergänzung des KGM (dritte Dimension) verwendet werden. Zum Beispiel wird das KGM in der x-y-Ebene montiert und die (eindimensionale) inertielle Verschiebungsmessung kann gleichzeitig die Fräskopfsverlagerung in z-Richtung erfassen (3D-KGM) und dadurch die Maschinenverformungen während der Achsenbewegungen beobachten.

9.7 Eingebetteter inertialer Kalibrator

Es wird hier eine völlig neue, multifunktionale Konzeption für die Kalibrierung von Werkzeugmaschinen vorgeschlagen. Das Kalibriersystem besteht aus zwei Triplex B-Messern, die bereits von Maschinenhersteller am Maschinentisch und am Fräskopf (permanent) fest montiert werden (Bild 3-4). Die B-Messer werden maschinenseitig an eine mehrkanalige DAQ-Karte mit Signalprozessor angeschlossen. Nach Sensierung der Bahnbeschleunigung und mathematischen Fehlerkompensationen (statisch und dynamisch) der Beschleunigungssignale wird die Relativbeschleunigung (Gl. (2.1) bzw. (2.2)) ermittelt und zweimal integriert. Die Signaldarstellung erfolgt konsequent auf dem Maschinenbildschirm. Die Endergebnisse werden je nach gefahrenen Bahnkurven grafisch dargestellt. Bei der Kalibration können die

Bahngeschwindigkeiten und die Verfahrlänge (oder Fahrzeit) für jeden Maschinentyp optimiert werden, um auch den restlichen Einfluss der Störschwingungen zu kompensieren.

Dieser Messaufbau dient gemeinsam mit den Kalibrieralgorithmen (vordefiniertes Anfahrprogramm plus Datenauswertung) als ein in die Werkzeugmaschine eingebetteter inertialer Kalibrator, der ohne zusätzliche Vorrichtungen – also auch ohne KGM! - die dynamischen Maschinenfehler im 3D-Rahmen detektieren kann. Mit Hilfe eines eingebetteten inertialen Kalibrators kann der Kalibrationsvorgang zu jeder beliebigen Zeit ohne weiteren Aufwand (Geräte und Personalien) sehr schnell und effektiv durchgeführt werden.

Die benötigten Beschleunigungssensoren sollten entsprechend den Anforderungen (möglichst kleiner Dämpfungsfaktor, hohe Eigenfrequenz und integrierte Temperaturkompensation) für diese Aufgabe maßgeschneidert entwickelt werden. Die statischen und dynamischen Parameter der Sensoren sollten vom Hersteller sorgfältig ermittelt werden, weil sie für das dynamische Kompensationsverfahren verwendet werden.

Das Konzept des eingebetteten inertialen Kalibrators eröffnet eine deutliche Perspektive auch für zukünftige inertielle In-Prozess-Messungen.

9.8 Multifunktionelle Anwendungen des Beschleunigungssensors in Werkzeugmaschinen

Die hochpräzisen und hochgeschwindigkeitsbearbeitenden Werkzeugmaschinen erfordern Linearantriebe (Direktantriebe) mit höherer Bandbreite und größerer Steifigkeit. Um diese Eigenschaften zu erreichen, muss im Regelkreis außer Positionsinformation zusätzlich das Geschwindigkeitssignal präzise und störfrei erhältlich sein. Da bei den Direktantrieben die mechanischen Übertragungselemente und die damit verbundene Tiefpasswirkung entfallen, sind diese Antriebe sehr schwingungsanfällig. Die direkte Messung (In-Prozess) der Geschwindigkeit bei den Linearantrieben hat in Hinblick auf den Geräteaufwand deutliche Nachteile [74], deshalb wird normalerweise das Geschwindigkeitssignal durch die Differentiation des Positionssignals berechnet. Dies führt insbesondere beim gestörten Positionssignal zur Verstärkung der Störschwingungen im Geschwindigkeitssignal. Vornehmlich treten im Geschwindigkeitsregelkreis Störschwingungen von mehreren Hundert Hertz auf [80]. Der Beschleunigungssensor bietet diesbezüglich eine einzigartige Möglichkeit zur genauen Ermittlung der Geschwindigkeit an [81]. Allerdings ist ein vollständig brauchbares Geschwindigkeitssignal - wie in [81] beschrieben ist - insbesondere bei schnellen und hochdynamischen Bewegungen ohne Berücksichtigung der Sensordynamik kaum zu erwarten. Nur ein korrigiertes Geschwindigkeitssignal kann die Anforderungen für In-Prozess Steuerungsaufgaben weitgehend erfüllen. Da die Geschwindigkeit durch die Integration der Beschleunigung hergeleitet wird, werden gleichzeitig die höheren Frequenzen der breitbandigen Störungen durch die Integration Tiefpass gefiltert. Dadurch steht ein zuverlässiges Geschwindigkeitssignal zur Verfügung. Darüber hinaus werden die synergetischen Eigenschaften der Kombination Beschleunigungssensor-Positionsmesssystem anhand eines Fusionsalgorithmus ausgenutzt, um die Genauigkeit der abgeschätzten Geschwindigkeit noch zu erhöhen. Dadurch wird ein Linearantrieb mit erhöhter Bandbreite, größerer Steifigkeit und verbesserte Positioniergenauigkeit realisiert.

Das Beschleunigungssignal kann auch direkt als Rückführungssignal im Regelkreis eines Linearantriebes verwendet werden [82], [83]. Weiterhin kann der Beschleunigungssensor beim Linearantrieb verwendet werden, um die dynamischen Parameter des Antriebes, zu identifizieren, sowie die Störungen (wie z. B. Coulombsche Reibung und Cogging-Kraft) zu beobachten [84].

Der Beschleunigungssensor liefert auch wertvolle Informationen über die Maschinenkonstruktion hinsichtlich der Schwingungsanalyse (sog. Structural Health Monitoring SHM), die zur Optimierung des Lage- und Geschwindigkeitsregelkreises dienen können. Aufgrund des Beschleunigungssignals des eingebauten Beschleunigungssensors am Fräskopf können die Werkzeugvibrationen frühzeitig detektiert und je nach der Schwingungsamplitude die optimale Schnittgeschwindigkeit ermittelt werden. Dies führt insbesondere bei Hochgeschwindigkeit-Werkzeugmaschinen zur Erhöhung der Werkzeuglebensdauer sowie der Oberflächenqualität des hergestellten Werkstücks.

Die multifunktionellen Anwendungsmöglichkeiten des Beschleunigungssensors in Werkzeugmaschinen sind zusammengefasst im Bild 9-1 dargestellt.

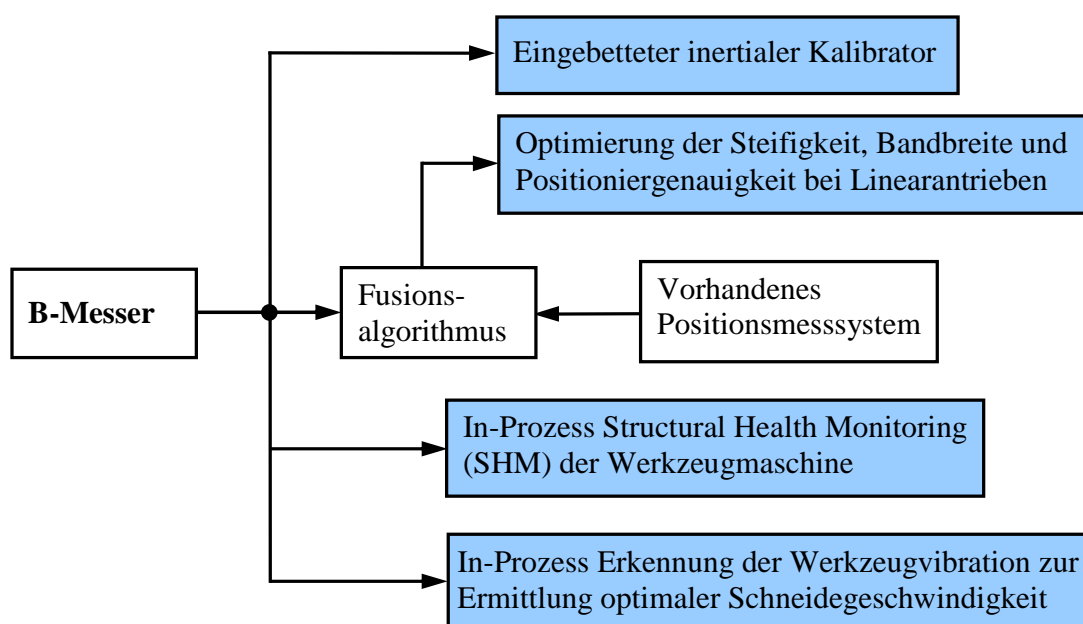


Bild 9-1 Multifunktionelle Nutzung des Beschleunigungssensors zwecks Absolvierung verschiedene Aufgaben bei der Werkzeugmaschinensteuerung

Offensichtlich werden in der Zukunft die Einsatzmöglichkeiten der Inersialsensoren in der Antriebstechnik, in Werkzeugmaschinen und Robotern ansteigen. Darüber hinaus werden die Inertialsensoren zukünftig präziser, leistungsfähiger und vor allem billiger (wegen der Mikrosystemtechnik). Dies bedeutet, dass bei zukünftigen Werkzeugmaschinen und Robotern immer Inertialsensoren (zwecks Antriebsregelung oder auch Beobachtung der Maschinenkonstruktion) eingebettet sind. Mit Hilfe der Kalibrieralgorithmen, die in dieser Arbeit entwickelt worden sind, könnte man dann ohne zusätzlichen Geräteaufwand einen inertialen, eingebetteten Kalibrator realisieren.

10 Literaturverzeichnis

- [1] Beitz, W. und Grote, K.-H., "Dubbel, Taschenbuch für den Maschinenbau", 19. Auflage, Springer Verlag, 1997.
- [2] Weck, M., "Werkzeugmaschinen, Messtechnische Untersuchung und Beurteilung", 6. Auflage, Springer-Verlag, 2001.
- [3] Kakino, Y., Ihara, Y., Shinohara, A., "Bestimmung der Genauigkeit von NC-Werkzeugmaschinen nach dem DBB-Verfahren", Carl Hanser Verlag, 1993.
- [4] –, "Messgeräte zur Abnahme und Kontrolle von Werkzeugmaschinen", Firmenprospekt von Dr. JOHANNES HEIDENHAIN GmbH, Ausgabe 2003.
- [5] Stewart, D., "A platform with 6 degree of freedom", Proc. of the Institution of mechanical engineers, (1965)180/Part 1, 15, pp 371-386.
- [6] Tlustý, J., Ziegert, J. C. and Ridgeway, S., "Fundamental Comparison of the Use of Serial and Parallel Kinematics for Machine Tools", Annals of the CIRP 48 (1999) 1, pp 351-356.
- [7] Rehsteiner, F., et al. "Putting Parallel Kinematics Machines (PKM) to Productive Work", Annals of the CIRP 48 (1999) 1, pp 345-350.
- [8] Koeversmans, W.P. et al. "Design and performance of the 4-DOF motion system of the NLR research flight simulator", In *AGARD Conf. Proc. No 198, Flight Simulation*, pages 17-1/17-11, La Haye, 20-23 Octobre 1975.
- [9] Jokiel, B. and Ziegert, J. C., "Calibration of parallel kinematic devices through sequential determination of kinematic parameters", IEEE Journal of Robotic Systems, June 2000.
- [10] Jokiel, B., Ziegert, J. C. and Bieg, L., "Uncertainty propagation in calibration of parallel kinematic machines", Precision Engineering, 25 (2001) 48-55.
- [11] Zuang, H., Masory, O. and Yan, J., "Kinematic Calibration of a Stewart Platform Using Pose Measurements obtained by a Single Theodolite", Proceedings of IEEE International Conference on Intelligent Robots and Systems, Vol. 2, Pittsburg, Pennsylvania, USA, Aug. 1995.
- [12] Jiangning, W., Lanfang, Z and Shilun, L., "Posture Measurement and Structural Parameters Calibration on Parallel 6-DOF Platform", http://fluid.power.net/techbriefs/hanghzau/2_29.pdf (Nov. 2004).
- [13] –, "Längenmessgeräte für gesteuerte Werkzeugmaschinen", Firmenprospekt von Dr. JOHANNES HEIDENHAIN GmbH, Ausgabe 2006.
- [14] –, "Magnetostriktion, physikalische Grundlagen", Firmenprospekt von MTS Sensors Group, MTS/Magnetostriktion-9909/D.
- [15] –, "Winkelmessgeräte mit Eigenlagerung", Firmenprospekt von Dr. JOHANNES HEIDENHAIN GmbH, Ausgabe 2006.
- [16] Mehles, H., "Inertiale Systeme in neuer Sicht", Elektronik Journal, Hefte 4, 7, 10 (27) 1992.
- [17] Wrigley, W., "History of Navigation", Navigation, J. Inst. Nav., 24,1 spring 1977.

- [18] Titterton D. H. and Weston J. L., "Strapdown inertial navigation technology", London, Peregrinus, 1997.
- [19] Walchko, K. J. and Mason, P. A.C., "Inertial Navigation", Conference on Recent Advances in Robotics, Florida 2002.
- [20] Wang, J., Lee, H.K., and Rizos, C., "GPS/INS integration: A performance sensitivity analysis", Wuhan University Journal of Nature Sciences, 8(2B), 2003, pp. 508-516.
- [21] Brown, R. G., "Integrated Navigation Systems and Kalman Filtering: A perspective", Navigation, Journal of Institute of Navigation, Vol. 19, No.4, Winter 1972, pp. 355-362.
- [22] Janocha, H. und Schmidt, D., "Positionsbestimmung kinematischer Ketten mit inertialen Sensorsystemen", tm 56 (1989) 10.
- [23] Favre-Bulle, B., "Ein trägheitsgestütztes Vermessungssystem zur Analyse des dynamischen Verhaltens von Industrierobotern", Dissertation, TU Wien, 1988.
- [24] Weiß, F., "Prozessnahe Roboterprogrammierung unter Einsatz eines inertialen Messsystems", Dissertation, RWTH 1989.
- [25] Hinüber, E. v. und Janocha, H., "Inertiales Meßsystem in Strapdown-Technik zur Vermessung von Industrierobotern", PTB-Bericht F-12. 1994, S. 100-113.
- [26] Reinboth, F., "Interne Stützung zur Genauigkeitsverbesserung in der Inertialmesstechnik", Dissertation, Univ. Karlsruhe 1989.
- [27] Spiewak, S. A., "Accurate Acceleration based Displacement Measurement", Advance in Manufacturing Science and Technology, Vol. 25, No. 2, 2001.
- [28] Spiewak, S. A. and Turcic, D. A., "Accurate Displacement Measurement with Inertial Sensors", Proc. of the third euspan Int. Conf. Eindhoven, The Netherlands, May 26-30, 2002.
- [29] Spiewak, S. A. "Application of for precision displacement measurement", Int. J. Nano Technology (IJNT), 2002.
- [30] Spiewak, S. A. "Microelectromechanical sensors Application for Performance Evaluation in Precision Manufacturing Equipment", CIRP Seminar on Micro and Nano Technology, Danish University of Technology, pp. 31-36, 2003.
- [31] Spiewak, S. A. and Teskey, W. J. E., "Precision Position Measurement with Inertial MEMS Sensors", 6th Int. Conf. of the European Society for Precision Engineering and Nanotechnology (euspen), Baden, Austria, May 2006.
- [32] Gao, J., Wepp, P. and Gindy, N., "Error reduction for an inertial-sensor-based dynamic parallel kinematic machine positioning system", Measurement Science Technology 14 (2003), pp 543-550.
- [33] Lobo, J. N., "Inertial Sensor Data Integration in Computer Vision Systems", M.Sc. thesis, University of Coimbra, Portugal, 2002.
- [34] Lobo, J. and Dias, J., "Vision and Inertial Sensor Cooperation, Using Gravity as a Vertical Reference", IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence, 25(12), December 2003.
- [35] Fabrizi, E. et.al. "Mobile Robot Localization via Fusion of Ultrasonic and Inertial Sensor Data", <http://panzieri.dia.uniroma3.it/ISORA2000>.
- [36] Lawrence, A. "Modern Inertial Technology", Springer-Verlag, 1993.

-
- [37] <http://www.ptb.de/de/org/1/11/115/g-extractor.htm>.
 - [38] Chatfield, A. B., "Fundamentals of High Accuracy Inertial Navigation", AIAA, Progress in Astronautics and Aeronautics, Vol. 174, 1997.
 - [39] Savage, P. G., "Strapdown Inertial Navigation Integration Algorithm Design, Part 1: Attitude Algorithms", Journal of Guidance, Control, and Dynamics, Vol. 21, No. 1, 1998, pp 19-28.
 - [40] Savage, P. G., "Strapdown Inertial Navigation Integration Algorithm Design, Part 2: Velocity and Position Algorithms", Journal of Guidance, Control, and Dynamics, Vol. 21, No. 2, 1998, pp 208-221.
 - [41] Itz, E. and Llinas, J., "Multisensor Data Fusion", Artech House, 1990.
 - [42] Araki, M. and Yamamoto, K., "Multivariable Multirate Sampled-Data Systems: State-Space Description, Transfer Characteristics, and Nyquist Criterion", IEEE Trans. on Automatic Control, Vol. AC-31, No. 2, Feb 1986.
 - [43] Higgins, W. T., "A Comparison of Complementary and Kalman Filtering", IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, Vol. AES-11, No. 3, May 1975. pp. 321-325.
 - [44] Farrell, J. A. and Barth, M. "The Global Positioning System & Inertial Navigation", McGraw-Hill, 1999.
 - [45] Grewal, S., Lawrence, R. W. and Andrews, A. P., "Global Positioning Systems, Inertial Navigation, and Integration", John Wiley & Sons, Inc., 2001.
 - [46] Brown, R. G. and Hwang, P. Y. C., "Introduction to Random Signals and Applied Kalman Filtering", 3rd ed., John Wiley & Sons, Inc., 1997.
 - [47] Milberg, J., "Werkzeugmaschinen Grundlagen", Springer-Verlag, 1995.
 - [48] Park, W. S. and Cho, H. S. "Measurement of Fine 6-DOF Displacement of Rigid Bodies through Splitting a Laser Beam", Proceedings of SPIE vol. 4190, Opto-Mechatronic systems, Photonics east 2000.
 - [49] Janocha, H. und Zapp, M. "Fertigungsnahe 3D-Koordinatenmessung mit bewegter CCD-Kamera", tm Technisches Messen 61 (1994) 9, Seite 212-220.
 - [50] Jekeli, C., "Inertial Navigation Systems with Geodetic Applications", Walter de Gruyter, 2001.
 - [51] Yazdi, N., Ayazi, F. und Najafi, K. "Micromachined Inertial Sensors", Prcoc. IEEE, vol. 86, No. 8, August 1998.
 - [52] Weck, M. "Werkzeugmaschinen, Mechatronische Systeme, Vorschubantriebe, Prozessdiagnose", 5. Auflage, Springer-Verlag, 2001.
 - [53] Maschinenmarkt, das Industriemagazin, 3. Februar 3003, Ausgabe 6, Vogel-Verlag.
 - [54] Merhav, S., "Aerospace Sensor Systems and Applications", Springer-Verlag, 1996.
 - [55] Holzapfel, W., Neuschaefer-Rube, S. und Kobusch, M., "High-resolution, very broadband force measurement by solid-state laser transducers", Measurement 28, No. 4, 2000.
 - [56] Holzapfel, W., Mahdavi, N. und Suske, M., "Inertial Grade Laser Accelerometer-Practicability and Basic Experiments", XVII IMEKO World Congress, June 2003, Dubrovnik, Croatia.

- [57] Tränkler, H.-R., Obermeier (Hrsg), "Sensortechnik, Handbuch für Praxis und Wissenschaft", Springer Verlag 1998.
- [58] – "PSD-Positionsempfindliche Si-Detektoren", SiTek Elektro Optics.
- [59] Janocha, H. und Marquardt, R., "Universell einsetzbares Wegmesssystem mit analog anzeigenden positionsempfindlichen Fotodioden", Technisches Messen tm, Teil 1: Nr. 10, S. 369-373, Teil 2: Nr. 11, S. 415-420, 1979.
- [60] Massari, N. et al., "A Fast CMOS Optical Position Sensor With High Subpixel Resolution", IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, vol. 53, No. 1, (2004).
- [61] Gannon, J., Pham, H. and Speller, K., "A Robust Low Noise MEMS servo Accelerometer", Instrument Society of America, 2001.
- [62] Waren, K., "Electrostatically Force-Balanced Silicon Accelerometer", Journal of the Institute of Navigation, Vol. 38, No. 1, 1991, pp. 91-99.
- [63] Elwenspoek, M. und Wiegerink, R., "Mechanical Microsensors", Springer Verlag 2001.
- [64] Beeby, S. Ensell, G., Kraft, M. und White, N., "MEMS Mechanical Sensors", Artech Hous, 2004.
- [65] Kraft, M., "Development of a Digital Micromachined Accelerometer Employing Oversampling Conversion", Dissertation, Univ. Coventry (UK), 1997.
- [66] IEEE STD 530-1978. Standard Specification Format Guide and Test Procedure for Linear, Single-Axis, Digital, Torque Balance Accelerometer.
- [67] IEEE STD Working Draft P528/D9 (October 1999). Standard for Inertial Sensor Terminology, Gyro and Accelerometer Panel of the IEEE Aerospace and Electronic Systems Society.
- [68] Gabrielson, T. B., "Mechanical-thermal noise in micromachined acoustic and vibration sensors," IEEE *Trans*, Electron. Devices, May 1993, Vol. 40, 903-909.
- [69] Djuric, Z., "Mechanism of noise sources in microelektromechanical systems", Microelectronics Reliability 40 (2000) 919-932.
- [70] Stearn, S. D. und Hush, D. R. , "Digitale Verarbeitung analoger Signale", 6. Auflage, Oldenbourg-Verlag, 1994.
- [71] Candy, J. and Temes, G. C., "Oversampling Delta-Sigma Data Converters: Theory, Design and Simulation", Wiley-IEEE Press, 1991.
- [72] Janocha, H., Hinüber, E. v. und Barth, M., "Integralinvariantes Antialiasingfilter für die inertiale Messsysteme", Technische Messen (tm) 59 (1992) 7/8.
- [73] Janocha, H. und Hinüber, E. v., "A/D-Umsetzung Integralsensitiver Messgrößen", Elektronik 2 / 1993.
- [74] Ernst O. Doebelin, "Measurements Systems: Application and Design", 5. Auflage, 2003, ISBN 0071194657, McGraw-Hill.
- [75] Törnig, W. und Spellucci, P., "Numerische Mathematik für die Ingenieure und Physiker", Band 2, zweite Auflage, Springer-Verlag, 1990.
- [76] Pintelon, R, and Schoukens, J., "Real-Time Integration and Differentiation of Analog Signals by Means of Difital Filtering", IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, Vol. 39, No. 6, Dec. 1990.

-
- [77] Moschytz, G. und Hofbauer, M. "Adaptive Filter", Springer –Verlag, 2000.
 - [78] van Kampen, R. P., Vellekoop, M., Sarro, P. and Wolffenbuttel, R. F., "Application of electrostatic feedback to critical damping of an integrated silicon accelerometer", *Sensors and Actuators*, A 43, pp. 100-106, 1994.
 - [79] Starr, J. B., "Squeeze-film damping in solid state accelerometers" IEEE Solid-State Sensor and Actuator Workshop, pp. 44-47, Hilton Head Island, 1990.
 - [80] Weck, M., Krüger, P., Brecher, C., "Grenzen für die Reglereinstellung bei elektrischen Lineardirektantrieben", *Antriebstechnik* 38, Nr. 2+3, 1999.
 - [81] Gees, A., "Accelerometer-Enhanced Speed Estimation for Linear Drive Machine Tool Axes", Dissertation, Ecole Polytechnique Federale De Lausanne (1575), 1996.
 - [82] Necsulescu, D. S., et.al. "Investigation on the Efficiency of Acceleration Feedback in Servomechanisms with Friction", *Dynamics and Control*, Vol. 7, pp.377-397, Kluwer 1997.
 - [83] Schmidt, P. B., Lorenz, R. D., "Design Principles and Implementation of Acceleration Feedback to Improve Performance of DC Drives", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 28, No. 3, 1992.
 - [84] Lee, D.J. and Tomizuka, M., "State / Parameter / Disturbance Estimation with an Accelerometer in Precision Motor Control of a Linear Motor", *Proc. Of 2001 ASME*, New York, pp. 629-634.

11 Anhang: Technische Daten der eingesetzten Sensoren und Gräte

A1 MEMS-Beschleunigungssensoren

Fabrikat: AppliedMEMS

Typ: Si-Flex SF3000L (Tri-Axial)

Linearer Messbereich $\pm 3 \text{ g}$

Empfindlichkeitsfaktoren:

x-Achse $k_{1x} = 1,235 \text{ V/g}$,
 $k_{2x} = -7,05 \cdot 10^{-4} \text{ g/g}^2$,
 $k_{3x} = 6,45 \cdot 10^{-4} \text{ g/g}^3$

y-Achse $k_{1y} = 1,228 \text{ V/g}$,
 $k_{2y} = -8,56 \cdot 10^{-4} \text{ g/g}^2$,
 $k_{3y} = 1,06 \cdot 10^{-3} \text{ g/g}^3$

z-Achse $k_{1z} = 1,234 \text{ V/g}$,
 $k_{2z} = -1,57 \cdot 10^{-3} \text{ g/g}^2$,
 $k_{3z} = -1,49 \cdot 10^{-3} \text{ g/g}^3$

Nichtlinearität $\pm 0,1\% \text{ FS}$

Bias:

x-Achse $k_{0x} = 0,044 \text{ g}$

y-Achse $k_{0y} = 0,010 \text{ g}$

y-Achse $k_{0z} = -0,012 \text{ g}$

Temperaturkoeffizient des Empfindlichkeitsfaktors $70 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$

Temperaturkoeffizient des Bias $\pm 100 \mu\text{g}/^\circ\text{C}$

Seitenempfindlichkeit $< 0,5\% \text{ FS}$

Bandbreite $0 - 1000 \text{ Hz}$

Eigenfrequenz $> 1000 \text{ Hz}$

Rauschpegel (10-1000 Hz) $0,3 - 0,5 \mu\text{g}_{\text{RMS}}/\sqrt{\text{Hz}}$

Speisespannung $\pm 6 - \pm 15 \text{ V DC}$

Stromverbrauch $< 30 \text{ mA}$

Abmessungen $L = 80, B = 75, H = 57 \text{ mm}$ (einschließlich Gehäuse)

Gewicht $0,450 \text{ kg}$ (einschließlich Gehäuse)

A2 Datenerfassungskarte

Fabrikat National Instruments

Typ	PCI-4474
Anzahl der Kanäle	4 simultan getastet
Eingangskonfiguration	Pseudo-Differential
Eingangsbereich	$\pm 10\text{ V}$
Auflösung	24 bit (nominal); $2,38\text{ }\mu\text{V}$
AD-Wandlung	sigma-delta
Abtastrate f_s	1 bis $51,2\text{ kHz}$
Überabtastung f_{os}	$128 \times f_s$
Offset	$\pm 3\text{ mV}$, max
Amplitudengenauigkeit	$\pm 0,03\text{ dB}$ (max), bei $1\text{ kHz} \leq f_s \leq 51,2\text{ kHz}$
Bandbreite (aliasfrei)	$0-0,4 f_s$
Zeitverzögerung durch die Antialiasing-Filter	$38,8 \times \text{Abtastperiode}$
Rauschspektraldichte	$< 1\text{ }\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$

A3 Referenz Messgerät (Kalibriergerät)

Fabrikat Heidenhain

Typ Kreuzgitter-Messgerät KGM-182

Messbereich ϕ 230 mmSignalperiode 4 μm je AchsrichtungThermische Längenausdehnungs-Koeffizient α_{th} $8 \cdot 10^{-6} K^{-1}$

Auflösung (4096-fach interpoliert) 1 nm

Genauigkeitsklasse $\pm 2 \mu m$ Ausgangssignale Sinusförmig 1 V_{ss}

A4 Piezo-Beschleunigungssensoren

Fabrikat: KISTLER

Typ: Piezo-Beam 8636C5

Linearer Messbereich $\pm 5 \text{ g}$

Messschwelle $120 \mu\text{g}_{RMS}$

Empfindlichkeitsfaktor $k_I = 1000 \text{ mV/g}$ (@ 100 Hz, 3 g_{RMS})

Nichtlinearität $\pm 1 \% FS$

Temperaturkoeffizient des Empfindlichkeitsfaktors $-0,04 \%/^{\circ}\text{C}$

Seitenempfindlichkeit $< 1 \% FS$

Zeitkonstante 1 s

Ausgangsimpedanz $< 500 \Omega$

Bandbreite $1 - 3 \text{ kHz}$

Phasenverschiebung $< 5^{\circ}$ (4 – 2000 Hz)

Eigenfrequenz 9 kHz

Speisespannung 18 bis 30 V DC

Abmessungen $H = 16, \phi = 14 \text{ mm}$ (einschließlich Gehäuse)

Gewicht 5 g

Lebenslauf

30.08.1964	geboren in Tehran, Iran
05.1981	Abitur am Safa-Gymnasium in Tabriz, Iran, Fachrichtung Mathematik-Physik
1981 – 1982	Berufsausbildung als Elektroniker
1982 – 1983	Militärdienst
1984 – 1988	Studium an der Universität Tabriz, Iran, Fachbereich Elektrotechnik, Fachrichtung Energietechnik mit B.Sc. Abschluss
1988 – 1993	Elektroingenieur bei Georg Fischer AG (Schweiz), Niederlassung Iran, CNC-Werkzeugmaschinen und Fertigungsautomatisierung
1994 – 1998	Studium an der Universität Kassel, Fachbereich Elektrotechnik, Fachrichtung Mess- und Regelungstechnik mit Univ. Dipl.-Ing. Abschluss
1995 – 1998	Elektroingenieur bei Ingenieurbüro für Umwelttechnik in Kassel, MSR-Technik für wassertechnische Anlagen
1998 – 2002	Dozent an der Universität Tabriz, Iran, Fachbereich Elektrotechnik, Fachrichtung Mess- und Regelungstechnik, Mechatronik
2002 – 2007	Wissenschaftlicher Mitarbeiter und Doktorand an der Universität Kassel, Institut für Mess- und Automatisierungstechnik (IMAT)