

ENTWICKLUNG UND UNTERSUCHUNG VON MEHRKOMONENTENSSENSOREN FÜR KRAFT UND DREHMOMENT

Dissertation

zur Erlangung des akademischen Grades
Doktoringenieur
(Dr.-Ing.)

vorgelegt der
Fakultät für Maschinenbau
der Technischen Universität Ilmenau

von Herrn
Jan Schleichert, M.Sc.
geboren am 08.06.1987 in Kassel

Gutachter: Univ.-Prof. Dr.-Ing. habil. Thomas Fröhlich, TU Ilmenau
Univ.-Prof. Dr.-Ing. habil. Tino Hausotte, FAU Erlangen-Nürnberg
Dr.-Ing. Dorothea Knopf, PTB Braunschweig

vorgelegt am: 30.11.2015

verteidigt am: 23.02.2016

urn:nbn:de:gbv:ilm1-2016000165

Abstract

Force and torque metrology have great impact on research and industry which manifests itself in form of many applications. Modern techniques in flow measurement and nondestructive testing for instance are based on traceable measurements of all components of force and torque. Those measurement principles have specific demands concerning resolution and measurement range, necessitating the development of specially designed multi-component measurement systems and their metrological characterization. In the following thesis an existing multi-component sensor for measurement of three force and three torque components is analyzed with respect to its metrological characteristics. To facilitate traceable measurements a calibration of all force and torque measuring axes is required. Therefore a calibration system is developed and manufactured. Based on different procedures for the calibration of multi-component sensors the calibration matrix, static sensor characteristics and uncertainty contributions to the calibration coefficients are determined. A setup for investigation of the dynamic properties is developed subsequently and used to investigate the measurement axes frequency response. The frequency responses are used for system identification and estimation of dynamic system parameters which are used in methods to compensate dynamic measurement deviations. From the findings of previous investigations and the requirements of the applications, a levitating six-component force-/torque sensor based on electromagnetic compensation of force and torque is developed, manufactured and tested. For the description of the static and dynamic behavior a mathematical model is developed showing a good agreement with measurements of the system behavior. Hereafter multi-component force-/torque measurements of a liquid metal flow field and measurements in nondestructive testing are performed.

Kurzfassung

In Forschung und Industrie kommt der Kraft- und Drehmomentmesstechnik eine wichtige Bedeutung zu, welche sich in zahlreichen Anwendungen widerspiegelt. Unter anderem basieren moderne Verfahren im Bereich der Strömungsmesstechnik und der zerstörungsfreien Werkstoffprüfung auf der rückführbaren Messung aller Komponenten der vektoriellen Größen Kraft und Drehmoment. Diese Verfahren stellen besondere Anforderungen hinsichtlich der Auflösung und des Messbereichs, sodass die Entwicklung von speziellen Mehrkomponentenmesssystemen sowie deren messtechnische Charakterisierung erforderlich sind. Im Folgenden wird zunächst ein bestehender Mehrkomponentensensor für jeweils drei Kraft- und Drehmomentkomponenten hinsichtlich seiner messtechnischen Eigenschaften untersucht. Für rückführbare Messungen ist eine Kalibrierung aller Kraft- und Drehmomentkomponenten des Sensors erforderlich, wofür ein Kalibriersystem entwickelt und aufgebaut wird. Basierend auf verschiedenen Verfahren zur Kalibrierung von Mehrkomponentensensoren werden die Kalibriermatrix, die Sensorkennwerte und Unsicherheitsbeiträge der Kalibrierfaktoren ermittelt. Anschließend wird ein Aufbau zur Untersuchung der dynamischen Eigenschaften entwickelt und zur Bestimmung der Frequenzgänge der Messachsen des Sensors eingesetzt. Anschließend wird eine Systemidentifikation und Ermittlung der dynamischen Systemparameter vorgenommen, auf der Verfahren zur Kompensation dynamischer Messabweichungen aufbauen. Basierend auf den Erkenntnissen vorheriger Untersuchungen und den Anforderungen der Anwendungen wird ein schwebender Sechskomponentensensor nach dem Prinzip der elektromagnetischen Kraft- und Drehmomentkompensation entwickelt, aufgebaut und untersucht. Zur mathematischen Beschreibung des statischen und dynamischen Verhaltens wird ein Modell aufgestellt, welches zum Reglerentwurf eingesetzt wird. Das Modell liefert im relevanten Frequenzbereich eine gute Übereinstimmung mit dem gemessenen Systemverhalten. Anschließend werden Mehrkomponentenmessungen zur Bestimmung des Strömungsfeldes einer Flüssigmetallströmung sowie in einer Anwendung der zerstörungsfreien Werkstoffprüfung durchgeführt.

Die vorliegende Arbeit entstand im Rahmen des DFG-Graduiertenkollegs 1564 „Elektromagnetische Strömungsmessung und Wirbelstromprüfung mittels Lorentzkraft“ am Institut für Prozessmess- und Sensortechnik der Technischen Universität Ilmenau unter der wissenschaftlichen Betreuung von Prof. Dr.-Ing. habil. Thomas Fröhlich. Ihm danke ich für die Unterstützung meiner Arbeit und seine hilfreichen Anregungen.

Bei Herrn Dr.-Ing. Ilko Rahneberg und Dr.-Ing. Falko Hilbrunner möchte ich mich für die zahlreichen Diskussionen bedanken. Allen Mitarbeitern des Instituts Prozessmess- und Sensortechnik danke ich für das angenehme Arbeitsklima.

Bei allen Mitgliedern des Graduiertenkollegs 1564 bedanke ich mich für die gute Zusammenarbeit. Der Deutschen Forschungsgemeinschaft danke ich für die finanzielle Unterstützung.

Ganz herzlich möchte ich mich außerdem bei meiner Familie und meiner Freundin für die Unterstützung und Ermutigungen bedanken.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
2	Stand der Wissenschaft und Technik	3
2.1	Prinzipien der Kraft- und Drehmomentmesstechnik	3
2.1.1	Dehnungsmessstreifen	4
2.1.2	Elektromagnetische Kraftkompensation	6
2.2	Konstruktionsvarianten von Mehrkomponentensensoren	7
2.3	Kraft- und Drehmomentkalibrierung	13
2.3.1	Kalibriervorschriften und Normen	13
2.3.2	Kalibriersysteme	15
2.3.3	Bestimmung der Kalibriermatrix	18
3	Grundlagen	19
3.1	Kräfte und Drehmomente	19
3.2	Mehrkomponentensensoren	21
3.3	Messunsicherheiten multivariater Prozesse	22
3.4	Elektromagnetische Krafterzeugung	24
3.4.1	Tauchspulaktoren	24
3.4.2	Lorentzkraftanemometrie	26
4	Untersuchungen an einem 6-Achs Kraft-/Momentensensor	28
4.1	Aufbau und Funktionsweise	28
4.2	Untersuchung des Messverstärkers	31
4.3	Kalibrierung	33
4.3.1	Kalibrieraufbau	34
4.3.2	Unsicherheitsbetrachtung der Kalibrierung	38
4.3.3	Kalibrierprozedur	43
4.3.4	Shape-from-motion Kalibrierung	46

4.4	Charakterisierung der dynamischen Eigenschaften	50
4.4.1	Numerische Simulationen	50
4.4.2	Messaufbau	51
4.4.3	Testsignale und Auswertung	54
4.4.4	Messung der Übertragungsfunktionen	56
4.4.5	Parametrische Systemidentifikation	58
4.4.6	Ermittlung der dynamischen Kalibrierfunktion	59
5	Entwicklung eines Sechachs-EMK Messsystems	61
5.1	Systemkonzept	61
5.2	Komponenten	63
5.2.1	Digitales Reglersystem	63
5.2.2	Stromtreiber	64
5.2.3	Aktoren	66
5.2.4	Positionssensoren	67
5.2.5	Mechanisches System	68
5.3	Modellbildung	70
5.3.1	Kinematik	70
5.3.2	Statische Kräfte und Drehmomente	72
5.3.3	Dynamik	72
5.3.4	Linearisierung	74
5.3.5	Lineares Zustandsraummodell	76
5.4	Reglerentwurf	78
5.5	Systemidentifikation	83
5.6	Messtechnische Eigenschaften	85
5.6.1	Charakterisierung der Messelektronik	85
5.6.2	Positions- und Winkelmessung	86
5.6.3	Kraft- und Drehmomentmessung	89
6	Anwendungen	92
6.1	Lorentzkraft-Wirbelstromprüfung	92
6.1.1	Messaufbau	92
6.1.2	Messergebnisse	94
6.2	Lokale Lorentzkraftanemometrie	96
6.2.1	Messaufbau	97
6.2.2	Messergebnisse	101

7	Messunsicherheitsanalyse für Kraft- und Drehmomentvektoren	104
7.1	Analytische Berechnung der Messunsicherheit	105
7.2	Messunsicherheitsanalyse nach der Monte-Carlo-Methode	107
8	Zusammenfassung und Ausblick	109
 Anhang		 113
A	Übertragungsverhalten des U/I-Wandlers	114
B	Kalibrierunsicherheiten	116
Literaturverzeichnis		119

Abbildungsverzeichnis

2.1	Verformungskörper mit aufgeklebtem Dehnungsmessstreifen.	4
2.2	Regelkreis einer EMK-Waage.	6
2.3	In Reihe geschaltete Parallelfedern.	8
2.4	Biegebalken in verschiedenen Konfigurationen.	9
2.5	Hexapodenanordnung für Sechskomponentenmessungen.	9
2.6	Doppelring mit drei Federelementen.	10
2.7	Zylindrischer Verformungskörper mit applizierten Dehnungsmessstreifen.	10
2.8	Miniaturisierter, zylindrischer Verformungskörper.	11
2.9	MEMS Mikro-Kraft-/Momentensensor nach [12].	11
2.10	Übersicht über den Stand der Technik und Anwendungsgebiete.	12
2.11	Kalibrierablauf und Sensorkennwerte nach [27].	14
3.1	Transformationen des Sensorkoordinatensystems.	19
3.2	Unsicherheitsfortpflanzung durch ein MIMO-System.	23
3.3	Modell der Spule mit Koordinatensystem und Parametern.	24
3.4	Prinzip der Lorentzkraftanemometrie.	26
4.1	Prinzipien der Kraft- und Drehmomentmessung.	29
4.2	Sechskomponentensensor aus Parallelfedern.	29
4.3	Verformungskörper des Sechssachsensors.	30
4.4	Äquivalente Rauschbandbreite eines Tiefpassfilters.	32
4.5	Theoretische Auflösungsgrenze im Vergleich zu Messdaten.	32
4.6	Gewichtskraft im Sensorkoordinatensystem.	34
4.7	Verformung des Kalibrierhebels.	36
4.8	Vermessung des Kalibrierhebels.	37
4.9	Standardabweichung der Kugelposition.	37
4.10	Streuung des Wägewerts.	38
4.11	Positionierungsunsicherheit der Kalibriergewichte.	39
4.12	Temperatur im Sensorgehäuse.	39

4.13	Histogramm der Winkeljustage aus 40 Messungen.	41
4.14	Vergleich der Monte-Carlo-Simulation mit der analytischen Lösung. . .	42
4.15	Kalibrieraufbau.	43
4.16	Sensorsignale bei der Kalibrierung.	44
4.17	Messaufbau zur Shape-from-motion Kalibrierung.	46
4.18	Sensorsignale bei der Shape-from-motion Kalibrierung.	47
4.19	Verformung berechnet mit einer FEM-Rechnung.	51
4.20	Messaufbau zur Bestimmung der Frequenzgänge.	52
4.21	Blockschaltbild des dynamischen Kalibrieraufbaus.	52
4.22	Ortsabhängigkeit der Aktorkonstante.	53
4.23	Lineares Chirpsignal.	55
4.24	Frequenzgang des Messverstärkers.	56
4.25	Vergleich der Amplitudengänge der Messachsen.	57
4.26	Vergleich der Frequenzgänge.	58
4.27	Frequenzgänge von Sensor und Filtern.	60
5.1	Blockschaltbild des Sechssachs-EMK Messsystems.	62
5.2	Verschaltung der Komponenten des dSPACE Systems.	64
5.3	Stromtreiberschaltung und Gehäuse.	65
5.4	Frequenzgang des U/I-Wandlers.	65
5.5	Positions- und Winkelabweichungen der Empfindlichkeit des Aktors. . .	66
5.6	Blockschaltbild der Übertragungsfunktion der Spule.	67
5.7	Aufbau des Positionsmesssystems.	67
5.8	Aufbau des optischen Positionsmesssystems.	68
5.9	Kompensation von Kräften und Drehmomenten.	69
5.10	Sensor sowie Elektronik- und Reglereinheit.	70
5.11	Definition der Koordinatensysteme.	71
5.12	Eigenform und Eigenfrequenzen des EMK-Systems.	73
5.13	Blockschaltbild des Zustandsraummodells.	76
5.14	Translatorische Sprungantworten im geschlossenen Regelkreis.	79
5.15	Rotatorische Sprungantworten im geschlossenen Regelkreis.	79
5.16	Vergleich der gemessenen und berechneten Aktorströme.	80
5.17	Vergleich berechneter und gemessener Aktorströme.	81
5.18	Sprungantworten für rotatorische Freiheitsgrade.	82
5.19	Logarithmisches Chirpsignal.	83
5.20	Frequenzgänge der Führungsgrößenübertragungsfunktion.	84

5.21	Theoretische Auflösungsgrenze im Vergleich zu einer Messung.	85
5.22	Kalibrierung der Positions- und Winkelsensoren.	86
5.23	Kalibrierergebnisse.	87
5.24	Positionsauflösung für Rotation und Translation.	88
5.25	Bewegungsbahnen.	88
5.26	Kalibrierung der Kraftkomponente in x-Richtung.	89
5.27	Auflösungen in Abhängigkeit der Bandbreite.	90
5.28	Aktorkonstante und Steifigkeit des Systems.	91
6.1	Schematische Skizze der Lorentzkraft-Wirbelstromprüfung nach [180]. .	93
6.2	Sechskomponentensensor integriert in den LET-Messaufbau.	94
6.3	Kraft und Drehmomentsignale bei einem Scan der Prüfkörperoberfläche.	95
6.4	Kontinuierlicher Stranggussprozess.	97
6.5	Mini-LIMMCAST Anlage am Helmholtz-Zentrum Dresden Rossendorf.	98
6.6	Betrag der z-Komponente der Flussdichte des Permanentmagneten. . .	99
6.7	Betrag der x- und y-Komponenten der Flussdichte.	100
6.8	Lorentzkraftanemometer und Scantrajektorie der Kokille.	100
6.9	Betrag der x- und y-Komponenten der Lorentzkraft.	101
6.10	Vergleich von LFV und UDV.	102
6.11	Betrag der x- und y-Komponenten des Drehmoments.	102
6.12	Verhältnis des Betrags des Drehmoments zum Betrag der Kraft.	103
7.1	Korrelation der Koeffizienten der Kalibriermatrix.	105
7.2	Messsignale einer statischen Belastung.	106
7.3	Verteilung der Koeffizienten der inversen Kalibriermatrix.	107
7.4	Unsicherheitsfortpflanzung durch die Invertierung.	108
8.1	Ergänzter Stand der Technik.	111
A.1	Grundschialtung des U/I-Wandlers.	114

Tabellenverzeichnis

2.1	Vergleich verschiedener Prinzipien zur Kraftkalibrierung.	16
2.2	Vergleich verschiedener Prinzipien zur Drehmomentkalibrierung.	16
4.1	Parameter der verwendeten Gewichtskugeln.	36
4.2	Unsicherheitsbudget der Kalibrierung.	42
4.3	Sensorkennwerte und Unsicherheitsbeiträge.	45
4.4	Vergleich der Kalibrierwerte.	49
4.5	Identifizierte Parameter der Messachsen.	59
4.6	Filterkoeffizienten des inversen Filters.	60
5.1	Gemessene und identifizierte Parameter des mechanischen Systems.	79
5.2	Reglerparameter für Rotation und Translation.	80
5.3	Optimierte Reglerparameter.	82
5.4	Empfindlichkeiten der Positions- und Winkelmesssysteme.	87
5.5	Lineare und kubische Kalibrierfunktionen.	87
6.1	Parameter des verwendeten Permanentmagneten.	98
8.1	Spezifikationen des DMS- und EMK-Sensors.	111
B.1	Unsicherheitsbeiträge und Vergleich der Unsicherheitsanalysen.	118

1 Einleitung

In Forschung und Industrie kommt der Kraft- und Drehmomentmesstechnik eine wichtige Bedeutung zu [147, 59], die durch Entwicklungen wie die steigende Automatisierung in der Produktion und wachsende Anforderungen an die Produktqualität weiter zunimmt [2, 59]. Der Bereich der rückführbar messbaren Kräfte liegt zwischen 1×10^{-9} N und 1×10^8 N, mit steigendem Anteil an Anwendungen, bei denen die Messung kleiner Kräfte im Milli- bis Nanonewtonbereich erforderlich ist [93]. Dieser Trend wird durch die anhaltende Miniaturisierung und stetige Weiterentwicklung im Bereich der mikro- und nanoelektromechanischen Systeme weiter an Bedeutung gewinnen. Zunehmend wird die Kraftmesstechnik auch zur Ermittlung abgeleiteter Größen eingesetzt [59]. So wird beispielsweise die Leitfähigkeit eines Prüfkörpers nach dem Verfahren der Lorentzkraft-Sigmometrie [1, 170] durch Kraftmessung bestimmt oder Defekte in leitfähigen Proben nach dem Verfahren der Lorentzkraft-Wirbelstromprüfung [18, 169] detektiert. Weiterhin wird die Kraft- und Drehmomentmesstechnik auch zur Messung der Strömungsgeschwindigkeit leitfähiger Fluide nach dem Verfahren der Lorentzkraft-Anemometrie verwendet [163]. In diesen und weiteren Anwendungen wie zum Beispiel der Robotik oder der Messung von Antastkräften in der dimensionellen Messtechnik [123] sind der Betrag und die Richtung der zu messenden Vektoren von Kraft und Drehmoment im allgemeinen nicht bekannt. Die Messung mit einachsigen Sensoren, die darauf beruhen, dass die Messachse des Sensors in Richtung der Messgröße ausgerichtet wird, ist somit nicht möglich oder durch eine sequentielle Erfassung der einzelnen Komponenten mit großem Aufwand und hohen Messunsicherheiten verbunden. Falls die Richtung der Messgrößen zudem zeitlich veränderlich ist, sich der Angriffspunkt verschiebt oder eine Zerlegung der Vektoren in ihre Komponenten nötig ist, ist die Verwendung von Mehrkomponentensensoren erforderlich. Diese besitzen mehrere, meist orthogonal angeordnete Messachsen, die eine simultane Messung mehrerer Komponenten von Kraft und Drehmoment ermöglichen. Solche Sensoren für jeweils drei Kraft- und drei Drehmomentkomponenten werden auch als Sechskomponentensensoren bezeichnet. Obwohl sie bereits seit einigen Jahren in Forschung und Industrie eingesetzt werden, gibt es keine offiziellen Kalibriervorschriften [148], sodass die Sensoren meist

nur hinsichtlich ihrer Linearität untersucht werden (siehe z. B. [12]). Auf dem Gebiet der Messunsicherheitsanalyse gibt es eine Vielzahl an Veröffentlichungen, die jedoch meist nur die Unsicherheiten der eingeleiteten Kalibriergrößen betrachten oder die Unsicherheiten der Kalibrierfaktoren bei der Bestimmung der Messunsicherheiten für die Kräfte und Drehmomente vernachlässigen [148]. In vielen Bereichen werden statisch kalibrierte Mehrkomponentensensoren für die Erfassung dynamischer Messgrößen eingesetzt [124], wodurch es im Bereich der Eigenfrequenz des Sensors und oberhalb davon zu unerwünschten Messabweichungen kommt. Diese können mit Hilfe eines geeigneten Filters, welches den Frequenzgang des Sensors invertiert, kompensiert werden [45, 44]. Die vorliegende Dissertation behandelt die zuvor genannten Problemstellungen im Rahmen der Untersuchungen an Sechskomponenten Kraft-/Drehmomentsensoren für Messgrößen im Bereich unter 10 N und unter 0,5 Nm. Ein am Institut für Prozessmess- und Sensortechnik entwickeltes Sechssachs- Kraft-/Momentenmesssystem basierend auf dem Ausschlagprinzip [48, 134] bietet die Ausgangsbasis der Untersuchungen. Zunächst wird ein Kalibrieraufbau für diesen Sensor entwickelt, charakterisiert und zur Ermittlung der messtechnischen Eigenschaften des Sensors verwendet. Des Weiteren wird ein Aufbau zur dynamischen Anregung der Kraftmessachsen des Sensors aufgebaut und zur Bestimmung des dynamischen Systemverhaltens verwendet. Aus den dabei gemessenen Frequenzgängen werden die dynamischen Kalibrierfunktionen des Sensors berechnet. Nachfolgend wird der kalibrierte Sensor für Messungen in der lokalen Lorentzkraft-Anemometrie sowie der Lorentzkraft-Wirbelstromprüfung eingesetzt. Eine simultane Messung aller Kraft- und Drehmomentkomponenten in diesen Anwendungen verspricht zusätzliche Informationen zur Rekonstruktion der Strömungsstruktur oder zur Identifikation von Defekten. Aufbauend auf den Erkenntnissen der vorherigen Untersuchungen und Messungen wird ein neuartiges Sechskomponentenmesssystem basierend auf dem Kompensationsprinzip entwickelt, aufgebaut und hinsichtlich seiner mess- und regelungstechnischen Eigenschaften untersucht. Zur Bestimmung der Messunsicherheiten von Mehrkomponentenaufnehmern wird anschließend ein Verfahren zur vektoriellen Messunsicherheitsanalyse vorgestellt, welches die Unsicherheiten der Koeffizienten der Kalibriermatrix sowie der gemessenen Ausgangssignale berücksichtigt. Dieses wird zur Bestimmung der Messunsicherheit einer statischen Mehrkomponentenmessung angewendet. Neben einer abschließenden Zusammenfassung der erreichten Ergebnisse wird schließlich ein Vergleich der beiden in dieser Arbeit untersuchten Sensoren gezogen, eine Einordnung in den Stand der Technik vorgenommen und die Vor- und Nachteile beider Sensoren herausgearbeitet.

2 Stand der Wissenschaft und Technik

Das folgende Kapitel beschreibt zunächst den Stand der Technik im Bereich der Messprinzipien für Kräfte und Drehmomente und geht nachfolgend auf verschiedene Bauformen von Kraft-/Momentenwandlern ein. Des Weiteren werden Verfahren der Kraft- und Drehmomentkalibrierung für einachsige Sensoren vorgestellt. Anschließend wird auf spezielle Systeme und Verfahren für die Kalibrierung von Mehrkomponentensensoren eingegangen.

2.1 Prinzipien der Kraft- und Drehmomentmesstechnik

Kraft- und Drehmomentsensoren basieren auf verschiedenen Messprinzipien, haben die Nutzung einer Mechanik zur Überführung der zu messenden Kräfte in Verformungen oder abgeleitete Größen wie Spannung oder Dehnung gemeinsam. Diese mechanischen Größen werden mit unterschiedlichen Wandlern in elektrische Signale überführt. Für die Messung der mechanischen Spannung wird beispielsweise der photoelastische Effekt [64] genutzt. Verformungen können mit einer großen Anzahl verschiedener Sensoren wie kapazitiven Sensoren [24], positionsempfindlichen Detektoren, Fasersensoren [61, 156] oder Interferometern [49] gemessen werden. Seit einiger Zeit werden zudem Faser-Bragg-Gitter zur Dehnungsmessung eingesetzt [47]. Die am häufigsten verwendeten Wandler sind metallische oder piezoresistive Halbleiter Dehnungsmessstreifen, auf die im Folgenden näher eingegangen werden soll. Ein weiteres wesentliches Prinzip, welches hauptsächlich in Präzisionsanwendungen zum Einsatz kommt, ist die elektromagnetische Kraftkompensation, die in Kapitel 2.1.2 näher vorgestellt wird.

2.1.1 Dehnungsmessstreifen

Die Messung von Kräften und Drehmomenten beruht auf der Messung der davon hervorgerufenen Änderungen der physikalischen Eigenschaften des Sensorelements. Von den verschiedenen Messprinzipien der Kraftmesstechnik ist die Dehnungsmessstreifen (DMS)-Technologie das Prinzip mit der weitesten Verbreitung [147, 88]. Sie beruht auf einer Messung der mechanischen Dehnung eines Verformungskörpers anhand der dehnungsabhängigen Änderung des elektrischen Widerstands eines darauf applizierten Messgitters wie in Abbildung 2.1 dargestellt. Die Änderung des elektrischen Wider-



Abbildung 2.1: Verformungskörper mit aufgeklebtem Dehnungsmessstreifen.

stands erfolgt durch die Änderung der Länge und der Querschnittsfläche des Messgitters durch Querkontraktion, sowie der relativen Änderung des spezifischen elektrischen Widerstands ρ des Leiters durch den piezoresistiven Effekt. Für einen Leiter mit dem spezifischen elektrischen Widerstand ρ , der Länge l , der Höhe h und der Breite b erhält man

$$R = \frac{\rho l}{A} = \frac{\rho l}{bh}. \quad (2.1)$$

Die Widerstandsänderung ergibt sich für kleine Dehnungen um einen Arbeitspunkt durch das totale Differential

$$\Delta R = \frac{\partial R}{\partial \rho} \Delta \rho + \frac{\partial R}{\partial l} \Delta l + \frac{\partial R}{\partial b} \Delta b + \frac{\partial R}{\partial h} \Delta h. \quad (2.2)$$

Aus dem Verhältnis von Gleichung 2.1 und 2.2 erhält man die relative Widerstandsänderung, wobei die Veränderungen der Querschnittsfläche bei Zug- und Druckkräften

im elastischen Bereich über die Querkontraktionszahl ν angegeben werden

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta \rho}{\rho} + \frac{\Delta l}{l} - 2\nu \frac{\Delta l}{l}. \quad (2.3)$$

Durch Umformung von Gleichung 2.3 mit der Dehnung $\varepsilon = \Delta l/l$ erhält man den Zusammenhang zwischen der mechanischen Dehnung und der relativen Widerstandsänderung, sowie die Definition des in der DMS-Technik üblichen k-Faktors. Der piezoresistive Anteil $\Delta\rho/(\varepsilon\rho)$ liegt für Metall-DMS im Bereich von 0,4, woraus man bei einer Querkontraktionszahl von -0,3 bei Metallen einen k-Faktor von 2 erhält. Halbleiter-DMS weisen eine um bis zu Faktor 100 größere Empfindlichkeit auf, werden jedoch aufgrund ihrer starken Temperaturabhängigkeit und Nichtlinearitäten in der Widerstands-Dehnungs Abhängigkeit seltener eingesetzt [147].

$$\frac{\Delta R}{R} = \left(\frac{\Delta \rho}{\varepsilon \rho} + 1 - 2\nu \right) \varepsilon = k\varepsilon \quad (2.4)$$

Um die geringen Widerstandsänderungen zu messen, werden die DMS zu einer Brückenschaltung zusammengeschaltet. Je nachdem wie viele dehnungsempfindliche Widerstände in der Brückenschaltung enthalten sind, unterscheidet man Viertel-, Halb- und Vollbrücke. Die Brückendifferenzspannung U_D einer Vollbrücke hängt von der Brückenspeisespannung U_S und den relativen Widerstandsänderungen der Widerstände R_1 bis R_4 nach Gleichung 2.5 ab.

$$U_D = \frac{U_S}{4} \left(\frac{\Delta R_1}{R_1} - \frac{\Delta R_2}{R_2} + \frac{\Delta R_3}{R_3} - \frac{\Delta R_4}{R_4} \right) \quad (2.5)$$

Durch Einsetzen von Gleichung 2.4 in 2.5 erhält man unter der Voraussetzung eines identischen k-Faktors der DMS das Ausgangssignal des Aufnehmers in Abhängigkeit der Dehnungen.

$$\frac{U_D}{U_S} = \frac{k}{4} (\varepsilon_1 - \varepsilon_2 + \varepsilon_3 - \varepsilon_4) \quad (2.6)$$

DMS Sensoren sind für Nennlasten im Bereich von 1 N bis 10 MN geeignet, wobei die erreichbare, relative Auflösungsgrenze bei 1×10^{-5} liegt. Die erreichbare, relative Messunsicherheit liegt bei 1×10^{-4} , wobei die geringsten Messunsicherheiten mit Aufnehmern nach dem Biegeprinzip erreicht werden [127]. Um geringere, relative Auflösungen bis zu 1×10^{-8} zu erreichen, wird in Präzisionsanwendungen das Prinzip der elektromagnetischen Kraftkompensation eingesetzt [147].

2.1.2 Elektromagnetische Kraftkompensation

Bei der elektromagnetischen Kraftkompensation wird die Wirkung einer Kraft (typischerweise eine Verformung) mittels Sensoren erfasst und durch eine Gegenkraft kompensiert. Die Stellgröße des Aktors ist ein Maß für die zu messende Kraft. Das Prinzip wird für Messungen mit Nennlasten von einigen mN bis zu 100 N eingesetzt und erreicht relative Auflösungen bis zu 1×10^{-8} [147]. Üblicherweise werden EMK-Waagen in einem geschlossenen Regelkreis, wie in Abbildung 2.2 dargestellt, betrieben. Durch die Regelung wird das Kräftegleichgewicht zwischen der zu messenden Kraft und der Kompensationskraft hergestellt. Hierin ist die Position die Führungsgröße und die zu messende Kraft die Störgröße.

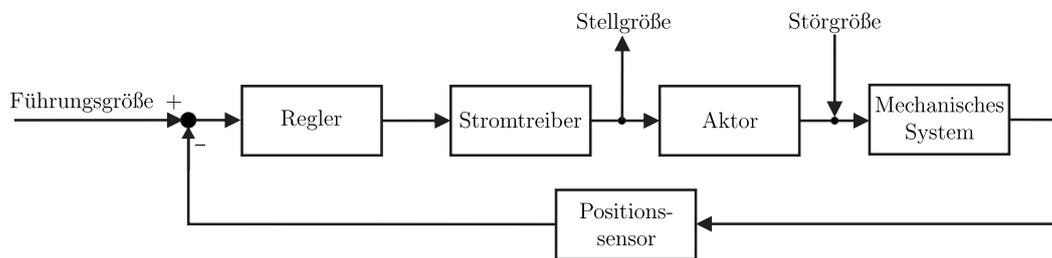


Abbildung 2.2: Regelkreis einer EMK-Waage.

Ohne eine externe Kraft befindet sich die Mechanik in einer durch die Führungsgröße vorgegebenen Lage. Wird die zu messende Kraft auf das mechanische System aufgebracht, findet eine Deformation statt, die mit Hilfe des Positionssensors detektiert wird. Die resultierende Regelabweichung zwischen Istgröße und Führungsgröße wird vom Regler in eine Stellgröße umgesetzt, die anschließend in ein Signal zur Ansteuerung der Aktoren gewandelt wird. Ist das Kräftegleichgewicht hergestellt, kann die zu messende Kraft durch Messung der Stellgröße anhand des Übertragungsverhaltens des Aktors bestimmt werden. In EMK-Waagen werden kontaktlos wirkende Aktoren verwendet, um eine rückwirkungsarme Messung zu gewährleisten. Dies sind üblicherweise Tauchspulaktoren [25], welche eine Lorentzkraft mit Hilfe einer stromdurchflossenen Spule in einem Magnetfeld erzeugen. Der Zusammenhang zwischen Spulenstrom und erzeugter Kraft ist nahezu linear. Andere Prinzipien zur Kompensationskraftherzeugung wie beispielsweise elektrostatische Kompensation [137] oder Kompensation mittels des Strahlungsdrucks einer Lichtquelle [187] sind ebenfalls bekannt. Die Erfassung des Positionssignals zur Lageregelung eines Kompensationsmesssystems erfolgt kontaktlos, wodurch eine rückwirkungsarme Messung ermöglicht wird. Eine optische Messung der Auslenkung ist weit verbreitet [16, 35], des Weiteren werden auch kapazitive Messverfahren [151, 132] eingesetzt. Die Kraftkompensation wird zur einachsigen Kraftmessung

in Anwendungen der Präzisionswägetechnik [141], sowie in Forschungsanwendungen wie der Kalibrierung von Mikro- und Nanokraftsensoren [116] verwendet. Sie bildet weiterhin die Grundlage zur Neudefinition des Kilogramms mit Hilfe von Wattwaagen [154].

2.2 Konstruktionsvarianten von Mehrkomponentensensoren

Für Messungen mit Dehnungsmessstreifen sowie nach dem Prinzip der elektromagnetischen Kraftkompensation werden mechanische Systeme benötigt, welche die zu messenden Kräfte und Drehmomente in Verformungen wandeln. Diese Verformungen werden anschließend gemessen oder kompensiert. Bei Mehrkomponentenmesssystemen werden die Eingangsgrößen durch den Vektor $\vec{F} \in \mathbb{R}^n, n \leq 6$ beschrieben. Diese können mit unterschiedlichen Wandlern in den Vektor der elektrischen Signale $\vec{U} \in \mathbb{R}^m, m \geq n$ gewandelt werden. Für einen linearen Sensor gilt Gleichung 2.7.

$$\vec{U} = \mathbf{C}\vec{F} \quad (2.7)$$

Hierin ist $\mathbf{C} \in \mathbb{R}^{m \times n}$ die Kalibriermatrix, welche den Zusammenhang zwischen den wirkenden mechanischen Größen und dem gemessenen, elektrischen Ausgangssignalvektor darstellt. Die Elemente der Hauptdiagonalen von \mathbf{C} beschreiben die Empfindlichkeiten der Messachsen für die ihnen zugeordneten Messgrößen. Die Nebenelemente charakterisieren das Übersprechen, welches beschreibt, wie stark die Messgröße einer Komponente zu einem Ausgangssignal einer anderen Komponente beiträgt. Um diesen Effekt zu minimieren, können neben der Ausrichtung und Geometrie des Messgitters der Dehnungsmessstreifen auch mechanische Anordnungen verwendet werden, die ein anisotropes Verformungsverhalten aufweisen. Die Matrix \mathbf{C} ist charakteristisch für das Sensordesign und kann daher zu dessen Bewertung und Optimierung verwendet werden. In [13] wird eine Zielfunktion zur Optimierung des Sensordesigns basierend auf der oberen Grenze der Messabweichungen nach Gleichung 2.8 angegeben.

$$\varepsilon_F \leq (\varepsilon_U + \varepsilon_C) \frac{N_C}{1 - N_C \varepsilon_C} \quad (2.8)$$

Hierin sind die relativen Abweichungen $\varepsilon_F = \frac{\|\Delta\vec{F}\|}{\|\vec{F}\|}$, $\varepsilon_U = \frac{\|\Delta\vec{U}\|}{\|\vec{U}\|}$ und $\varepsilon_C = \frac{\|\Delta\mathbf{C}\|}{\|\mathbf{C}\|}$ sowie $N_C = \|\mathbf{C}\| \|\mathbf{C}^{-1}\|$ die Konditionszahl. Die optimale DMS-Anordnung auf einem zweiachsigen Kraftsensor und auf einen miniaturisierten, zylindrischen Sechskomponenten-

aufnehmer wird in [13] basierend auf einem analytischen Modell des mechanischen Systems und der Zielfunktion numerisch bestimmt. In [155] wird gezeigt, dass der Fehler bei der numerischen Invertierung der Matrix \mathbf{C} vom Verhältnis ihrer Singulärwerte abhängt. Die Minimierung des Verhältnisses der Singulärwerte wird als Zielfunktion verwendet, was äquivalent zu der von [13] geforderten Minimierung der Konditionszahl ist. Anschließend werden verschiedene Designvarianten verglichen, indem die Kalibriermatrizen mittels numerischer Simulationen ermittelt und das Verhältnis der Singulärwerte bestimmt wird. Die Sensoroptimierung anhand der Konditionszahl wird weiterhin in [22, 167] verwendet. Im Folgenden werden verschiedene Designvarianten für Mehrkomponentensensoren vorgestellt. In der Wägetechnik und Präzisionskraftmesstechnik werden häufig Parallelfederanordnungen verwendet [23], die zum Aufbau eines Mehrkomponentensensors orthogonal in Reihe angeordnet werden können. Eine solche Anordnung von drei Parallelfedern zur Messung von drei Kraftkomponenten ist in Abbildung 2.3 dargestellt. Hierbei sind auf jeder Parallelfeder vier Dehnungsmess-

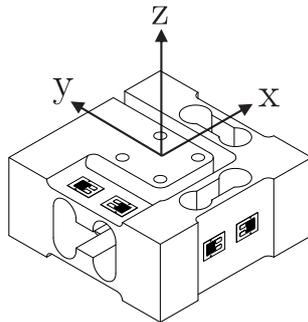


Abbildung 2.3: In Reihe geschaltete Parallelfedern zur Messung von drei Kraftkomponenten nach [109].

streifen appliziert, die zu einer Vollbrücke verschaltet sind. Weitere Dreikomponentensensoren basierend auf Parallelfederanordnungen sind in [74, 73, 63, 109] beschrieben. Eine weite Verbreitung bei Mehrkomponentenmesssystemen haben Biegebalken, welche zum Beispiel in einer planaren Kreuzstruktur angeordnet sind. Diese besteht aus einer Krafteinleitung im inneren und äußeren Festpunkten. Die Krafteinleitung ist über die Biegebalken mit dem ortsfesten Teil verbunden. Es sind Anordnungen mit drei [139, 72, 166] oder vier [103, 166] Biegebalken bekannt. Der Vorteil der planaren Struktur liegt in ihrer einfachen Fertigung und Montage von Dehnungsmessstreifen. Sind alle Biegebalken gleich dimensioniert, ergeben sich für jeweils 2 Achsen von Kraft und Drehmoment gleiche Empfindlichkeiten, die dritte Achse hat meist eine geringere Empfindlichkeit [26, 22]. In [22] wird ein Optimierungsverfahren für die Abmessungen von kreuzförmigen Mehrkomponentenaufnehmern vorgestellt. Hierbei werden die in der

Optimierung verwendeten Spannungen und Eigenfrequenzen des Sensors mit Hilfe der Finite-Elemente Methode (FEM) ermittelt. In [155] werden die Empfindlichkeiten der in Abbildung 2.4 a) dargestellten Struktur mittels FEM-Rechnungen und einer Singulärwertzerlegung der daraus resultierenden Empfindlichkeitsmatrix optimiert. Das Verhältnis der Singulärwerte wird als Maß für unterschiedliche Empfindlichkeiten der Messachsen herangezogen und im Rahmen einer Optimierung minimiert. In Abbildung 2.4 b) ist ein Kraft-/Momentensensor in Form einer Doppelkreuzstruktur dargestellt, auf der zwanzig Dehnungsmessstreifen appliziert sind. Die Anordnung bietet mehr Freiheitsgrade bei der Auslegung der Empfindlichkeiten der Messachsen.

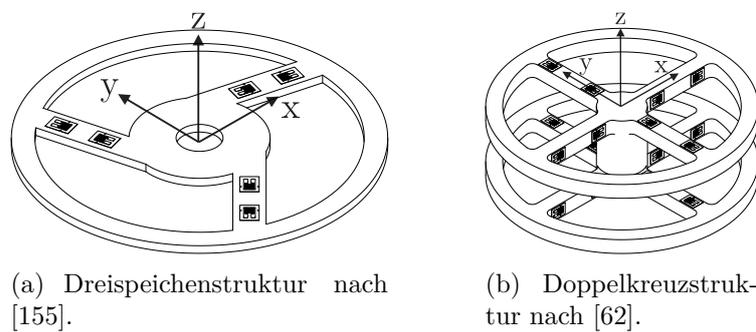


Abbildung 2.4: Biegebalken in verschiedenen Konfigurationen zur Messung von sechs Kraft- und Drehmomentkomponenten.

Eine weitere Ausführungsform der Doppelkreuzstruktur wird in [90] beschrieben. Um Messungen von Kräften und Drehmomenten mit sechs einachsigen Kraftsensoren für Zug-/Druckkräfte durchführen zu können, werden diese in einer Hexapodenanordnung kombiniert [56, 183].

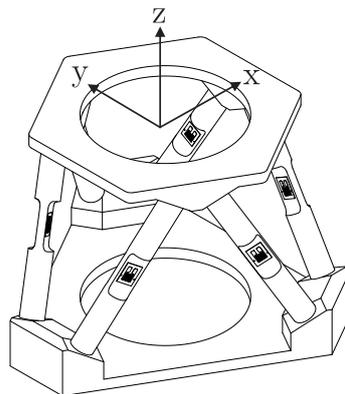


Abbildung 2.5: Hexapodenanordnung für Sechskomponentenmessungen bestehend aus sechs Einzelsensoren.

Hierbei sind die Sensoren nicht direkt den Messachsen zugeordnet, sodass eine mathe-

matische Entkopplung erforderlich ist. Ein Vorteil der in Abbildung 2.5 dargestellten Anordnung ist, dass eine Grundlast in z -Richtung zum Beispiel durch das Eigengewicht des Sensors gleichmäßig auf alle Einzelsensoren verteilt wird. Der in Abbildung 2.6 dargestellte Sechskomponentensensor besteht aus zwei Ringen, die mit drei Federelementen verbunden sind, auf denen die Zug-/Druckkräfte sowie die Scherkräfte gemessen werden [178]. Des Weiteren sind auch Anordnungen mit vier Federelementen bekannt [135]. In [95] werden beide Designvarianten vorgestellt. In der Variante mit drei Federelementen können sechs Komponenten von Kraft und Drehmoment mit der minimalen Anzahl von sechs Dehnungsmessstreifen gemessen werden.

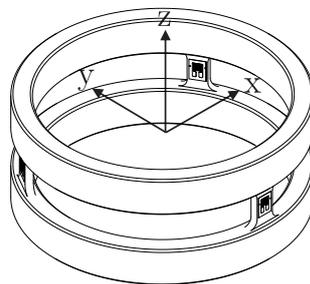


Abbildung 2.6: Doppelring mit drei Federelementen nach [178].

Ein Sensordesign bei dem die Entkopplung der Komponenten durch die Anordnung der Dehnungsmessstreifen realisiert wird, ist in [87] beschrieben. Die mechanische Konstruktion ist durch die zylindrische Form sehr einfach und ist in Abbildung 2.7 dargestellt.

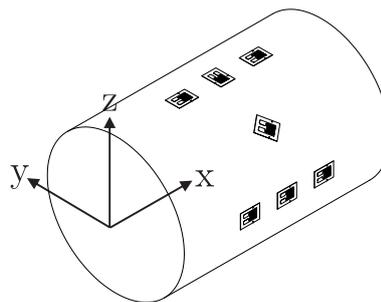


Abbildung 2.7: Zylindrischer Verformungskörper nach [87] mit applizierten Dehnungsmessstreifen. Die Anordnung der DMS weist eine Symmetrie zur xz -Ebene und zur xy -Ebene auf.

Auch ist die Applikation von DMS auf bestehenden Maschinen- und Anlagen in dieser Form möglich, um Kräfte und Momente in sechs Freiheitsgraden zu erfassen. Das Optimierungsverfahren aus [13] wird genutzt, um anhand eines analytischen Modells die optimale Platzierung von DMS auf einem zylindrischen Verformungskörper

zu bestimmen. In [146] wird ein ähnliches Sensordesign zur Erfassung einer Kraft- und zwei Drehmomentkomponenten für Anwendungen in der Robotik und Prothetik beschrieben. Ein weiteres Sensordesign zur Erfassung von sechs Kraft- und Drehmomentkomponenten für Anwendungen in der Biomechatronik wurde in [76] vorgestellt. Es besteht aus einem zylindrischen Verformungskörper mit 15 mm Durchmesser und 14 mm Höhe auf dem mit 28 piezoresistiven DMS die Dehnungen erfasst werden. Der miniaturisierte Sensor ermöglicht Kraftmessungen bis zu 5 N und Drehmomentmessungen bis zu 150 mN m. Eine weitere Miniaturisierung des Verformungskörpers ist in

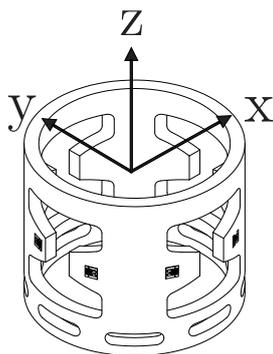


Abbildung 2.8: Miniaturisierter, zylindrischer Verformungskörper mit 15 mm Durchmesser und 14 mm Höhe nach [76].

[12] beschrieben. Hier wird ein Sechskomponenten MEMS Mikrokraftsensor vorgestellt, der auf einer kapazitiven Messung der Verformung einer Silizium-Struktur basiert. Der Sensor hat einen Messbereich von 1 mN für Kräfte und von 2,6 $\mu\text{N m}$ für Drehmomente und erreicht Auflösungen von 1,4 μN und 3,6 nN m. Weitere MEMS Mehrkomponenten

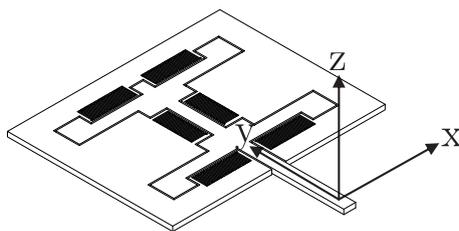


Abbildung 2.9: MEMS Mikro-Kraft-/Momentensensor nach [12].

Kraft-/Drehmomentsensoren werden in [26, 46] beschrieben.

Die Messbereiche und Auflösungen zwei der zuvor aufgeführten MEMS-Sensoren und zwei kommerziell verfügbaren Systemen sind im Vergleich zu den Anforderungen an die Kraft- und Drehmomentmessungen einiger Anwendungen in Abbildung 2.10 dargestellt. Im Bereich einiger μN und nN m werden MEMS-Sensoren eingesetzt. Kräfte

und Drehmomente oberhalb von 1,5 mN und 8,2 $\mu\text{N m}$ können mit kommerziell verfügbaren Sensoren gemessen werden, die auf mechanischen Verformungskörpern und Dehnungsmessstreifen basieren [8, 110]. Die Anforderungen der Lorentzkraft-Anemometrie (LFV) liegen im Messbereich mehrere Größenordnungen unterhalb der kommerziell verfügbaren Systeme, wodurch die Entwicklung spezieller Sensoren erforderlich ist. Eine weitere Anwendung von Mehrkomponentensensoren ist die Lorentzkraft-Wirbelstromprüfung (LET), bei der Kräfte im Bereich einiger Newton hochauflösend und dynamisch gemessen werden müssen. In bisherigen Anwendungen der Lorentzkraft-Wirbelstromprüfung wurden ausschließlich Kräfte gemessen. Im Messbereich unterhalb einiger Newton sind zudem Mehrkomponentensensoren für Anwendungen in 3-D Koordinatenmessgeräten zu finden [123]. Die Messung von Kräften im Bereich einiger Newton und Drehmomenten bis zu einigen Newtonmetern ist in Bereichen der Medizintechnik und Prothetik sowie der Robotik erforderlich. Im Nennlastbereich darüber liegen Anwendungen im Bereich der Windkanalwaagen und in der zerstörenden Materialprüfung.

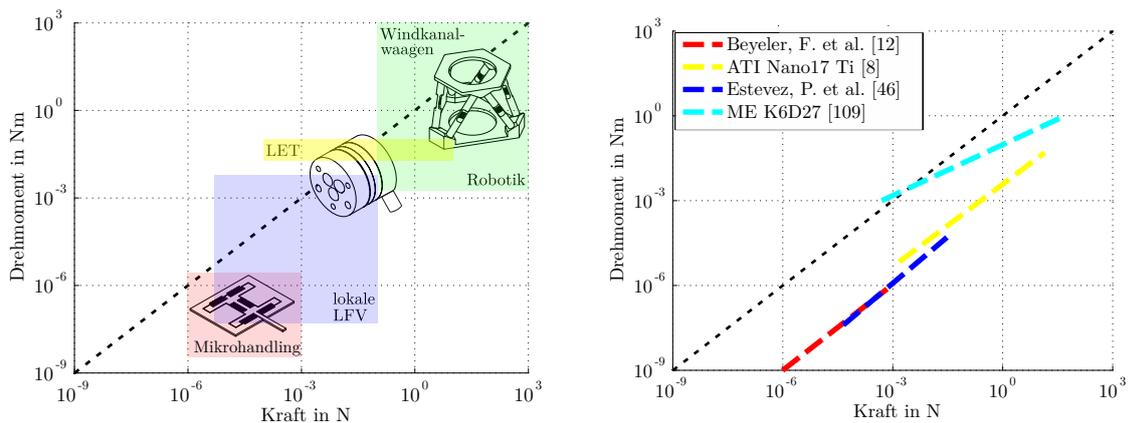


Abbildung 2.10: Übersicht über den Stand der Technik sowie über Anwendungsbereiche von Mehrkomponentensensoren und deren Anforderungen bezüglich Messbereich und Auflösung für Kraft und Drehmoment.

2.3 Kraft- und Drehmomentkalibrierung

Bei der Kalibrierung wird mit Hilfe eines Normals eine Beziehung zwischen der Anzeige des Messgeräts und den zu messenden Größen jeweils zusammen mit deren Messunsicherheiten hergestellt [14]. Im Folgenden werden zunächst die relevanten Normen und Kalibriervorschriften vorgestellt und anschließend auf den Aufbau von Kalibriersystemen eingegangen.

2.3.1 Kalibriervorschriften und Normen

Anwendungsspezifisch ergeben sich unterschiedliche Anforderungen an Kraft- und Drehmomentsensoren. Daraus resultieren verschiedene Normen und Empfehlungen, welche die Kalibrierverfahren definieren. Für Kraftaufnehmer gilt die internationale Norm EN ISO 376 [32], welche Spezifikationen von Kraftaufnehmern und Verfahren zu deren Bestimmung beschreibt [147]. Außerdem werden in der in der VDI-Richtlinie 2638 [173] Kenngrößen von Kraftaufnehmern erläutert. Nationale Kalibriervorschriften wie die DAkkS-R3.3 [27] sind von der EN ISO 376 und der VDI-2638 abgeleitet. Für Wägezellen werden die Empfehlungen OIML R 60 [67] und OIML R 76 [69] angewendet. Für Drehmomentsensoren gilt die DIN 51309 [31] sowie die VDI/VDE-Richtlinie 2646 [172], weiterhin bestehen Ergänzungen in Form von DAkkS-Richtlinien für statische Wechseldrehmomente [28] sowie zur Kalibrierung von Drehmomentwerkzeugen [29, 30]. Trotz der Vielfalt an Vorschriften und Normen für einachsige Kraftsensoren, Waagen und Drehmomentsensoren existieren keine offiziellen Kalibriervorschriften für Mehrkomponentensensoren [148]. Die Firma Gassmann Testing and Metrology betreibt ein DAkkS-Akkreditiertes Kalibrierlabor für Mehrkomponentensensoren, welches nach unternehmensinternen Standards [53] arbeitet. Weiterhin befindet sich ein Standard für die Kalibrierung von Sechskomponenten-Messplattformen bei der American Society for Testing and Materials (ASTM) in der Entwicklung [7]. Die in den Vorschriften beschriebenen Kalibrierabläufe für Wägezellen, Kraft- und Drehmomentkalibrierungen sind sehr ähnlich. Nach dem Einbau des Sensors in die Kalibriervorrichtung wird eine Wartezeit vorgegeben, damit das eingeschaltete System in einen thermisch ausgeglichenen Zustand übergeht. Während der Kalibrierung müssen die Umgebungsbedingungen Temperatur, Luftdruck und relative Luftfeuchte überwacht werden und dürfen sich nur in einem vorgegebenen Toleranzbereich ändern. Zu Beginn der Belastungsreihen wird der Sensor durch dreifaches Aufbringen der Maximallast in einen definierten Ausgangszustand versetzt. Nach einer anschließenden Wartezeit werden stufenweise Belastungen vorgenommen, die für eine bestimmte Zeit konstant gehalten werden. Während des ge-

samten Belastungsverlaufs werden die Aufnehmersignale aufgezeichnet. Im Folgenden wird auf den Kalibrierablauf nach EN ISO 376 bzw. DAkkS R3-3 eingegangen, welcher den in Abbildung 2.11 dargestellten Belastungsverlauf aufweist. Die Drehmomentkalibrierung nach DIN 51309 unterscheidet sich lediglich durch eine weitere Abwärtsreihe im ersten Lastzyklus. Idealerweise sollte der zu kalibrierende Sensor den Belastungs-

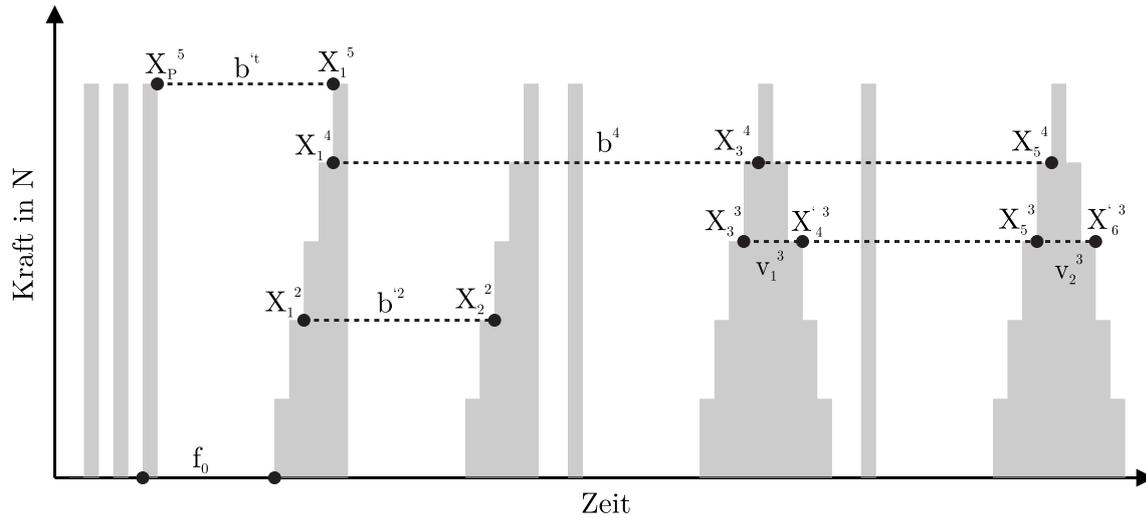


Abbildung 2.11: Kalibrierablauf und Sensorkennwerte bei verschiedenen Laststufen nach [27].

verlauf unverändert wiedergeben. In der Realität kommt es jedoch zu Abweichungen, die mit Hilfe der Kennwerte Nullpunktabweichung, Umkehrspanne, Wiederholpräzision und Interpolationsabweichung beschrieben werden. Die Nullpunktabweichung wird aus den Nullsignalen vor und nach einem Belastungszyklus i nach Gleichung 2.9 bestimmt, und gibt an, wie stark die relative Änderung des Nullsignals bezogen auf das Aufnehmersignal bei Maximallast ist.

$$f_i^0 = \frac{X_{i+1}^0 - X_i^0}{X_p^5} \quad (2.9)$$

Als Umkehrspanne (Hysterese) wird die Differenz des Aufnehmersignals zwischen zunehmender und abnehmender Belastung bezeichnet. Die relative Umkehrspanne ergibt sich aus der Differenz der Signale einer Laststufe bei Belastung und Entlastung, welche auf das Signal der Laststufe bei zunehmender Belastung bezogen wird.

$$v_i^j = \left| \frac{X_{i+1}^{\prime j} - X_i^j}{X_i^j} \right| \quad (2.10)$$

Die relative Vergleichspräzision gibt an, wie stark die Werte der Laststufen mehrerer aufeinander folgender Belastungszyklen voneinander abweichen. Sie wird für jede Laststufe j aus der Differenz des maximalen Signals und des minimalen Signals in den drei Lastzyklen $i = 1, 3, 5$ bestimmt und auf deren Mittelwert bezogen.

$$b^j = \left| \frac{\max(X_{1,3,5}^j) - \min(X_{1,3,5}^j)}{\frac{1}{3}(X_1^j + X_3^j + X_5^j)} \right| \quad (2.11)$$

Die relative Wiederholpräzision b'^j gibt an, wie stark die Werte der Laststufen von zwei direkt aufeinander folgenden Belastungszyklen voneinander abweichen. Sie wird für jede Laststufe aus der Differenz der Signale des ersten und des zweiten Lastzyklus bestimmt und auf deren Mittelwert bezogen.

$$b'^j = \left| \frac{X_2^j - X_1^j}{\frac{1}{2}(X_1^j + X_2^j)} \right| \quad (2.12)$$

Die Interpolationsabweichung beschreibt die Abweichung der Messwerte X_i^j von den mit Hilfe einer Ausgleichsfunktion bestimmten Werten \bar{X}_i^j . Für eine lineare Regressionsfunktion entspricht die Interpolationsabweichung der Linearitätsabweichung. Diese Abweichung wird für die Laststufen bei zunehmender Belastung $i = 1, 2, 3, 5$ bestimmt und auf den Wert der Regressionsfunktion bezogen.

$$f_c^j = \frac{X_i^j - \bar{X}_i^j}{\bar{X}_i^j} \quad (2.13)$$

Ein weiterer Effekt ist das Kriechen des Aufnehmermaterials, auf den ausführlich in [91] eingegangen wird. Nach OIML R60 ist eine Prüfung des Kriechverhaltens erforderlich. Nach EN ISO 376 ist diese nicht erforderlich, falls die Umkehrspanne bestimmt wurde.

2.3.2 Kalibriersysteme

Kalibriersysteme dienen der Aufbringung definierter Belastungsreihen nach den zuvor beschriebenen Standards. Die Belastungen müssen hierbei auf die SI-Einheiten rückführbar sein. Für die Kraftkalibrierung höchster Genauigkeit im Bereich von 1 N bis 2 MN werden Kalibrierkräfte anhand der Gewichtskraft einer Masse erzeugt. Diese Systeme werden Kalibriersysteme mit direkter Massewirkung genannt. Für Kräfte ab 2 MN werden die Gewichtskräfte zusätzlich mit Hebeln übersetzt [75] oder hydraulisch verstärkt [157]. Für die Kalibrierung kleiner Kräfte bis zu 2 N wird auf das Prinzip der elektromagnetischen Kraftkompensation zurückgegriffen. In den in [66, 144] vorge-

stellten Systemen kommen Präzisionswaagen zum Einsatz. Der zu kalibrierende Sensor wird mit Hilfe eines Aktors gegen die Waage gedrückt und die Signale beider Systeme miteinander verglichen. In [19] wird ein System mit direkter Massewirkung für Kraftkalibrierungen bis zu 10 N mit einem kleinsten Lastschritt von 1 μ N vorgestellt, welches auf einer Balkenwaage und einem Sartorius CCE36 Massekomparator [142] basiert. Des Weiteren existieren Transferstandards in Form von Silizium-Biegebalken [36] zur Kalibrierung von Kräften im Bereich einiger mN mit relativen Standardunsicherheiten von 0,2 % [10]. Für kleinste Kräfte im nN-Bereich werden Verfahren wie die elektrostatische Krafterzeugung eingesetzt [116, 117]. Die erweiterte Kalibrierunsicherheit der verschiedenen Verfahren ist in Tabelle 2.1 zusammengefasst. Das Dreh-

Prinzip	Kraftbereich	Erweiterte relative Unsicherheit ($k = 2$)
Direkte Massewirkung	0,5 N ... 2 MN	2×10^{-5}
Hydraulische Verstärkung	100 kN ... 16,5 MN	1×10^{-4}
Hebelverstärkung	1 N ... 2 MN	$1 \times 10^{-4} \dots 5 \times 10^{-4}$
Elektromagnetische Kraftkompensation	10 mN ... 2 N	$2,5 \times 10^{-5} \dots 6 \times 10^{-6}$
Mikrokraftmesseinrichtungen	20 mN	$6 \times 10^{-6} \dots 2,5 \times 10^{-5}$
Elektrostatische Kompensation	47 pN ... 1 μ N	$5 \times 10^{-4} \dots 5 \times 10^{-3}$

Tabelle 2.1: Zusammenfassung der Unsicherheiten und Nennlastbereiche verschiedener Kalibrierprinzipien zur Kraftkalibrierung ergänzt um die Angaben aus [15].

moment ist als das Kreuzprodukt aus dem Kraftvektor und dem Ortsvektor von der Drehachse zum Kraftangriffspunkt definiert. Somit kann eine Drehmomentkalibriereinrichtung mit einem Hebel und Gewichten im Schwerfeld der Erde aufgebaut werden. Diese Vorrichtungen werden als Direktbelastungseinrichtungen bezeichnet und werden in einem Nenndrehmomentbereich von 1 mNm bis 20 kNm eingesetzt. Für größere Drehmomente bis 1,1 MNm wird das am Hebel angreifende Kräftepaar über Aktoren erzeugt und mit Hilfe von Referenzsensoren gemessen. Zur vollständigen Kalibrierung

Prinzip	Drehmomentbereich	Erweiterte relative Unsicherheit ($k = 2$)
Direktbelastung	1 mNm ... 1 N m	$1 \times 10^{-4} \dots 1 \times 10^{-3}$
	1 N m ... 20 kNm	2×10^{-5}
Referenzverfahren	220 kNm ... 1,1 MNm	$8 \times 10^{-4} \dots 1 \times 10^{-3}$

Tabelle 2.2: Unsicherheiten und Nenndrehmomentbereiche verschiedener Kalibrierprinzipien zur Drehmomentkalibrierung nach [15].

eines Mehrkomponentensensors müssen die Kräfte und Drehmomente auf alle Messachsen des Sensors wirken. Hierfür können die Belastungen entweder aus verschiedenen

Richtungen erzeugt, oder der Sensor relativ zu einem Kraft- oder Momentenvektor mit fester Richtung gedreht werden. Für die Mehrkomponentenkalibrierung werden in [52] relative, erweiterte Messunsicherheiten von 0,5 % in den Messbereichen von 250 N bis 1,2 MN und 5 N m bis 5 kN m angegeben. In [138] wird ein Hexapod aus Aktoren verwendet, um Kräfte bis 10 kN und Drehmomente bis 1 kN m in verschiedenen Richtungen zu erzeugen. Ein Hexapod aus Referenzsensoren wird für die Messung der erzeugten Größen verwendet. Die statische Kalibrierung des in [87] beschriebenen Mehrkomponentensensors mit Hilfe der Hexapoden-Kalibriereinrichtung wird in [125] beschrieben, hier wird auf eine relative Unsicherheit der Kräfte und Drehmomente im Prozentbereich [125] hingewiesen. Ein System, welches mit Hilfe von Gewichten und Umlenkrollen automatisiert Kraft- und Momentenkomponenten erzeugt, wird in [84] vorgestellt. Die Maximalkraft beträgt 500 N, das maximale Drehmoment 50 N m. Für die erweiterte, relative Unsicherheit wird ein Wert von 2×10^{-3} angegeben. Das Kalibriersystem wird in [85] zur Kalibrierung eines Sechskomponentensensors verwendet. Weitere Systeme, bei denen Gewichte und Umlenkrollen zur Kalibrierung von Mehrkomponentensensoren verwendet werden, sind in [47, 99] zu finden. In [96] werden zwei Kraft- und Momenteneinleitungssysteme vorgestellt. Eines besteht aus einem kreuzförmigen Krafteinleitungssystem über das mit Hilfe von Gewichten und Umlenkrollen Kräfte und Drehmomente eingeleitet werden können, daneben wird ein weiteres 6-Achs-Kalibriersystem bestehend aus einem käfigförmigen Einleitungssystem vorgestellt. Hier werden die Kräfte und Momente über Schneidenlager und Kugelkontakte eingeleitet und Referenzkräfte und Drehmomente werden über Dehnungsmessstreifen an den Lagern erfasst. Ein ähnlicher Kalibrieradapter wird in [100] zur Kalibrierung von Mehrkomponentensensoren in einachsigen Prüfeinrichtungen verwendet. Über den Adapter wird der Sensor zur wirkenden Kraft gekippt, um mehrere Komponenten zu kalibrieren. Die Kalibrierung mit Gewichten und Drehung des Sensors relativ zum Kraftvektor erfolgt ebenfalls in [126]. Die Kalibrierung eines Mehrachs-Mikrokraftsensors mit Hilfe eines einachsigen Referenzsensors und einer dreiachsigen Rotationsplattform wird in [12] angewendet. Der zu kalibrierende, dreiachsige Sensor ist zur Positionierung auf einem Dreiachs-Mikromanipulator montiert. Mit diesem System können bekannte Kräfte in verschiedenen Positionen und aus verschiedenen Richtungen eingeleitet werden. Der Artikel [78] beschreibt einen Mikrokraftsensor für sechs Komponenten und dessen Kalibrierung mit Hilfe von Lorentzkräften auf eine planare, kreuzförmige Leiterstruktur in einem Magnetfeld. Durch Variation der magnetischen Flussdichte und den Stromrichtungen in der Leiterstruktur können drei Kraft- und drei Drehmomentkomponenten erzeugt werden [77]. Die Lorentzkraft auf stromdurchflossene Spulen wird in [60, 9] für

die dynamische Charakterisierung von EMK-Waagen und in [145] für die dynamische Kalibrierung von Mehrkomponentensensoren eingesetzt.

2.3.3 Bestimmung der Kalibriermatrix

In den meisten Fällen werden zur Kalibrierung genau bekannte Lastvektoren in die Sensoren eingeleitet und deren Ausgangssignale gemessen. Die Kalibrierwerte ergeben sich aus der Regression der Ausgangssignale auf die bekannten Belastungen. Mehrkomponentensensoren besitzen mehrere Messachsen, welche aufgrund des Sensordesigns und von Fertigungstoleranzen ein Übersprechen zwischen den Messachsen aufweisen, sodass die Abhängigkeit der Ausgangssignale von den Messgrößen durch ein Gleichungssystem beschrieben wird. In den meisten Fällen weisen die Sensoren ein lineares Verhalten auf, sodass die Kalibriermatrix aus der Lösung eines linearen Gleichungssystems bestimmt werden kann [13]. Für Sensoren mit starker Nichtlinearität oder zur Erreichung höherer Genauigkeiten werden auch nichtlineare Gleichungssysteme zur Beschreibung des Sensorverhaltens genutzt [149]. Die Regressionsrechnung ist ein einfaches und weit verbreitetes Verfahren zur Ermittlung der Ausgleichsfunktion zu den Messwerten mehrerer Belastungsstufen bei der Kalibrierung. Zudem können für diesen Fall die Sensorkennwerte und Unsicherheiten der Empfindlichkeit nach den in Kapitel 2.3.1 beschriebenen Normen bestimmt werden. In [99] wird die Berechnung des Ausgangssignalvektors als neuronales Netzwerk definiert. Die Gewichtungsfaktoren des neuronalen Netzwerks werden als Kalibriermatrix verwendet. Die Bestimmung der Gewichtungsfaktoren aus den Kalibrierdaten erfolgt ebenfalls durch Lösung eines linearen Gleichungssystems. Ein Kalibrierverfahren, welches nur eine geringe Anzahl bekannter Belastungen benötigt, wird in [177] vorgestellt. Bei dem sogenannten Shape-from-motion Verfahren werden zunächst alle Messachsen des Sensors belastet und alle Signale aufgezeichnet. Hierbei muss nicht auf eine bestimmte Reihenfolge der Belastungen geachtet werden. Aus der anschließenden Singulärwertzerlegung der Messdaten erhält man drei Matrizen aus denen mit Hilfe weniger bekannter Belastungen die Kalibriermatrix des Sensors sowie die unbekannteren Belastungen bestimmt werden können. Dieses Verfahren wird in Kapitel 4.3.4 näher beschrieben und angewendet. Die Voraussetzung dieser Kalibrierung ist eine konstante Kalibrierkraft. Eine auf dem Verfahren von [177] aufbauende Methode wird von [119] vorgestellt. Diese erweitert das Verfahren auf die Anwendbarkeit unterschiedlicher Kalibrierkräfte zur besseren Aussteuerung von Sensoren mit unterschiedlichen Messbereichen.

3 Grundlagen

In diesem Kapitel werden die Grundlagen zur Beschreibung des Verhaltens von Mehrkomponentensensoren sowie zur Berechnung der Messunsicherheit vektorieller Messgrößen vorgestellt. Des Weiteren werden die Grundlagen der elektromagnetischen Kraft-erzeugung, auf denen Sensoren nach dem Prinzip der elektromagnetischen Kraftkompensation sowie die Lorentzkraftanemometrie beruhen, angegeben.

3.1 Kräfte und Drehmomente

Kräfte und Drehmomente sind vektorielle Größen mit jeweils drei Freiheitsgraden. Für die folgende Beschreibung werden zwei Koordinatensysteme definiert. Ein ortsfestes Bezugssystem und ein Koordinatensystem im Schnittpunkt der Messachsen des Sensors. Dieses wird als Sensorkoordinatensystem bezeichnet. Der Kraftvektor \vec{F} ist durch die Komponenten $\vec{F} = [F_x, F_y, F_z]^T$ und der Drehmomentvektor \vec{M} durch die Komponenten $\vec{M} = [M_x, M_y, M_z]^T$ in dem Bezugssystem definiert. Verschiebungen des Sensorkoordinatensystems gegenüber dem Bezugssystem werden über den Verschiebungsvektor $\vec{l} = [l_x, l_y, l_z]^T$ und Drehungen des Sensorkoordinatensystems über die Winkel $\vec{\theta} = [\theta, \phi, \psi]^T$ angegeben.

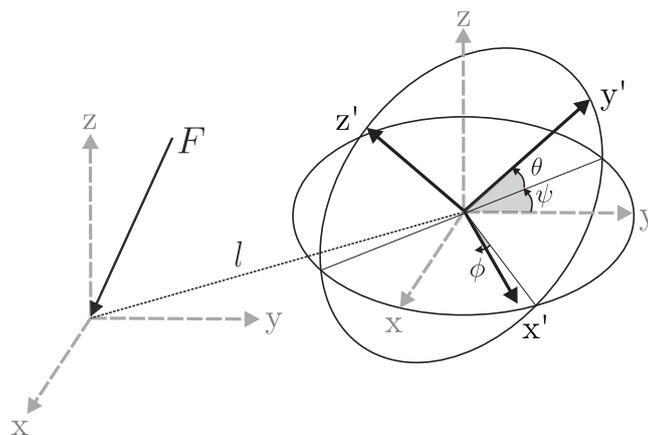


Abbildung 3.1: Drehung und Verschiebung des Sensorkoordinatensystems gegenüber dem Bezugssystem.

Die Drehung eines Vektors gegenüber dem Bezugskordinatensystem wird durch die trigonometrischen Funktionen in der Rotationsmatrix $\mathbf{R}(\psi, \phi, \theta) = \mathbf{R}_z(\psi)\mathbf{R}_y(\phi)\mathbf{R}_x(\theta)$ beschrieben.

$$\mathbf{R}(\psi, \phi, \theta) = \begin{bmatrix} \cos(\psi) & \sin(\psi) & 0 \\ -\sin(\psi) & \cos(\psi) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\phi) & 0 & \sin(\phi) \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin(\phi) & 0 & \cos(\phi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ 0 & -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

Diese setzt sich aus den Rotationsmatrizen der Drehungen um die Einzelachsen nach der Reihenfolge der Drehungen um die Einzelachsen zusammen. Hiermit kann die Drehung eines Vektors gegenüber dem Koordinatensystem berechnet werden. Für eine Drehung des Koordinatensystems gegenüber dem Vektor ist die Verwendung der inversen Rotationsmatrix erforderlich. Da Rotationsmatrizen orthogonale Matrizen sind, entspricht die Inverse der Transponierten $\mathbf{R}^{-1} = \mathbf{R}^T$. Aus Gleichung 3.1 folgt für die Transformation eines Vektors \vec{F} in ein mit \mathbf{R} gedrehtes Koordinatensystem

$$\vec{F}' = \mathbf{R}^T \vec{F}. \quad (3.2)$$

Bei Verschiebung des Sensorkoordinatensystems gegenüber dem Bezugskordinatensystem um den Verschiebungsvektor l entsteht ein Drehmoment im Sensorkoordinatensystem nach Gleichung 3.3.

$$\vec{M}' = \vec{F}' \times \vec{l} = \begin{bmatrix} F'_y l_z - F'_z l_y \\ F'_z l_x - F'_x l_z \\ F'_x l_y - F'_y l_x \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

Sollen Kräfte und Drehmomente im Bezugskordinatensystem angegeben werden, ist eine Korrektur der gemessenen Drehmomente nach Gleichung 3.4 erforderlich.

$$\vec{M}_c = \vec{M}' - \vec{F}' \times \vec{l} \quad (3.4)$$

Hierin ist \vec{F}' der gemessene Kraftvektor, \vec{M}' der gemessene Drehmomentvektor und \vec{M}_c der korrigierte Drehmomentvektor. Für die folgenden Beschreibungen von Mehrkomponentensensoren werden Kräfte und Drehmomente im Vektor der Messgrößen $\vec{F} = [F_x, F_y, F_z, M_x, M_y, M_z]^T$ zusammengefasst.

3.2 Mehrkomponentensensoren

Mehrkomponentensensoren bestehen aus einer Kombination mehrerer Einzelsensoren für eine Messgröße, die so angeordnet sind, dass sie die Erfassung mehrerer Komponenten einer vektoriellen Messgröße in bis zu sechs Freiheitsgraden $\vec{F} \in \mathbb{R}^n, n \leq 6$ ermöglichen. Für einen Sensor mit linearem Übertragungsverhalten und m Einzelwandlern erhält man den Vektor der Ausgangssignale $\vec{U} \in \mathbb{R}^m, m \geq n$ anhand von Gleichung 3.5 aus der Messgröße.

$$\vec{U} = \mathbf{C}\vec{F} \quad (3.5)$$

Die Matrix $\mathbf{C} \in \mathbb{R}^{m \times n}$ gibt die Empfindlichkeiten des Sensors an. Sie wird, wie in Kapitel 2.2 beschrieben, häufig zur Bewertung und Vergleich von Sensordesigns herangezogen. Die Kalibriermatrix kann anhand der Geometrie und anhand der Materialeigenschaften des Sensors analytisch, mit Hilfe numerischer Simulationen berechnet oder durch Kalibrierung bestimmt werden. Die Kalibriermatrix besitzt einen vollen Rang $r = n$, um eine vollständige Kalibrierung vorzunehmen werden somit $j \geq n$ bekannte Belastungen benötigt, bei denen jeweils die m Ausgangssignale aller Einzelwandler aufgezeichnet werden. Die Kalibriermatrix \mathbf{C} erhält man für Sensoren mit identischer Anzahl Freiheitsgrade und Einzelsensoren ($m = n$) nach Gleichung 3.6.

$$\mathbf{C} = \mathbf{U}_c \mathbf{F}_c^{-1} \quad (3.6)$$

Hierin ist $\mathbf{U}_c \in \mathbb{R}^{j \times m}$ die Ausgangssignalmatrix der j Experimente und $\mathbf{F}_c \in \mathbb{R}^{n \times j}$ die Matrix der in den Versuchen aufgetragenen Belastungen. Für Systeme mit einer größeren Anzahl Einzelsensoren als Freiheitsgrade ($m > n$) ist dieses Gleichungssystem überbestimmt und es ist keine exakte Lösung möglich. Stattdessen wird die Lösung des Gleichungssystems durch Minimierung des quadratischen Fehlers bestimmt [13].

$$\mathbf{C} = \mathbf{U}_c (\mathbf{F}_c^T \mathbf{F}_c)^{-1} \mathbf{F}_c^T \quad (3.7)$$

Hierin ist $(\mathbf{F}_c^T \mathbf{F}_c)^{-1} \mathbf{F}_c^T$ die Pseudoinverse der Matrix \mathbf{F}_c . Um die Messgrößen F aus den gemessenen Ausgangssignalen des Sensors zu berechnen, müssen die Matrizen invertiert und mit dem Ausgangssignalvektor U multipliziert werden. Für Sensoren mit ($m > n$) wird die Inverse aus \mathbf{C} als Pseudoinverse $(\mathbf{C}^T \mathbf{C})^{-1} \mathbf{C}^T$ berechnet.

$$\vec{F} = \mathbf{C}^{-1} \vec{U} \quad (3.8)$$

3.3 Messunsicherheiten multivariater Prozesse

Zur Bewertung der Zuverlässigkeit eines Messergebnisses sowie zur Sicherstellung der Vergleichbarkeit von Messergebnissen untereinander oder mit Referenzwerten ist eine quantitative Aussage über deren Güte erforderlich. Dies erfolgt in der Metrologie über die Angabe der Messunsicherheit, welche die ungenaue Kenntnis des wahren Wertes der Messgröße widerspiegelt [70]. Zur internationalen Vergleichbarkeit von Messergebnissen und deren Unsicherheitsangaben werden die Verfahren zur Ermittlung der Messunsicherheit in der Richtlinie [70] und deren Ergänzungen [81, 80] definiert. Nach [81, 80] wird der Eingangsgrößenvektor einer Messung durch den Vektor $X = [X_1, \dots, X_m]^T$ beschrieben. Die unzureichende Kenntnis der Eingangsgrößen X_i wird durch Zufallsvariablen mit der Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion $g_{X_i}(\xi_i)$ abgebildet. Der Erwartungswert einer Komponente $E(X_i)$ ist der beste Schätzwert x_i für den wahren Wert der Eingangsgröße und wird durch

$$E(X_i) = \int_{-\infty}^{\infty} \xi_i g_{X_i}(\xi_i) d\xi_i \quad (3.9)$$

bestimmt. Die Unsicherheit einer Zufallsvariablen wird durch ihre Streuung um den Erwartungswert beschrieben. Bei mehreren Eingangsgrößen wird diese durch die Kovarianzmatrix ausgedrückt, deren Elemente man anhand von Gleichung 3.10 erhält.

$$\text{cov}(X_i, X_j) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \xi_i \xi_j g_{X_i, X_j}(\xi_i, \xi_j) d\xi_i d\xi_j. \quad (3.10)$$

Nach [82] wird die Standardunsicherheit einer Messung durch die Standardabweichung der Messgröße definiert. Die Kovarianzmatrix enthält somit die quadrierten Standardunsicherheiten auf der Hauptdiagonalen $\text{cov}(X_i, X_i) = u^2(x_i)$. Die Nebendiagonalelemente $\text{cov}(X_i, X_j) = u(x_i, x_j)$ werden in [80] als Kopplungsunsicherheiten und die gesamte Kovarianzmatrix als Unsicherheitsmatrix bezeichnet. Die Abhängigkeit des Messgrößenvektors $Y = [Y_1, \dots, Y_n]^T$ von den Eingangsgrößen ist allgemein durch das Modell der Messung

$$Y = f(X) \quad (3.11)$$

beschrieben. Für die Bestimmung der Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion der Ausgangsgrößen kann diese direkt aus den Verteilungen der Eingangsgrößen bestimmt werden. Dies ist jedoch nur für einfache Modelle möglich [81]. Des Weiteren können die Unsicherheiten der Ausgangsgrößen nach dem Gesetz der Unsicherheitsfortpflanzung durch Linearisierung des Modells der Messung mit Hilfe einer Taylorreihe [80] bestimmt

werden. Anhand des Modells und der Schätzwerte der Eingangsgrößen x werden die Schätzwerte der Ausgangsgrößen y bestimmt. Sind die Eingangsgrößen korreliert, muss dies bei der Berechnung der Unsicherheit der Ausgangsgrößen berücksichtigt werden [82]. Für eine Ausgangsgröße und mehrere korrelierte Eingangsgrößen erhält man die Unsicherheit der Ausgangsgröße nach Gleichung 3.12

$$u^2(y) = \sum_i \sum_j \frac{\partial y}{\partial x_i} \frac{\partial y}{\partial x_j} u(x_i, x_j) \quad (3.12)$$

Für mehrere Ausgangsgrößen lässt sich Gleichung 3.12 in Matrizenform darstellen. Die Unsicherheitsmatrix der Ausgangsgrößen \mathbf{U}_y erhält man aus der Unsicherheitsmatrix der Eingangsgrößen \mathbf{U}_x anhand von Gleichung 3.13 [81].

$$\mathbf{U}_y = \mathbf{C}_x \mathbf{U}_x \mathbf{C}_x^T \quad (3.13)$$

Die Matrix \mathbf{C}_x ist die Jacobimatrix, welche die partiellen Ableitungen der Messgrößen nach den Eingangsgrößen enthält.

$$\mathbf{C}_x = \begin{bmatrix} \frac{\partial y_1}{\partial x_1} & \dots & \frac{\partial y_1}{\partial x_m} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial y_n}{\partial x_1} & \dots & \frac{\partial y_n}{\partial x_m} \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

Neben den analytischen werden numerische Verfahren wie die Monte-Carlo-Methode [80, 33] angewendet, um die Fortpflanzung der Verteilungen zu berechnen. Hierbei werden die Modellgleichungen 3.11 numerisch berechnet, wobei die Eingangsgrößen als Stichproben aus den Wahrscheinlichkeitsdichtefunktionen $g_{X_i}\{\xi_i\}$ $i = 1, 2, \dots, m$ erzeugt werden. Als Ergebnisse erhält man Realisierungen der Ausgangsgrößen und damit deren Verteilungen $g_{Y_k}\{\eta_k\}$ $k = 1, 2, \dots, n$ woraus Schätzwerte für die Erwartungswerte und die Unsicherheiten am Ausgang des Modells ermittelt werden können.

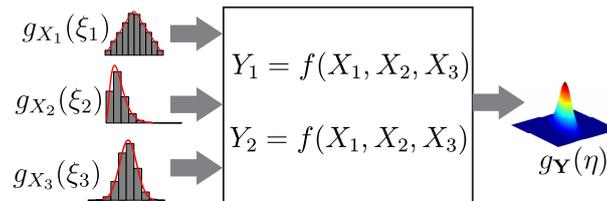


Abbildung 3.2: Unsicherheitsfortpflanzung mehrerer Eingangsverteilungen durch ein Modell mit mehreren Ausgangsgrößen.

Die Güte der Ergebnisse hängt hierbei von der Anzahl der Stichproben ab. Die Anwendung der Monte-Carlo-Methode ist insbesondere bei komplexen Modellen der Messung mit ausgeprägten Nichtlinearitäten sinnvoll, weitere Anwendungsfälle sind in [80] gegeben. Unabhängig vom Verfahren der Ermittlung der Standardunsicherheit ist es erforderlich einen Bereich anzugeben, der einen bestimmten Anteil der Verteilung der Werte beinhaltet. Hierfür wird die Standardunsicherheit mit verschiedenen Erweiterungsfaktoren k multipliziert. Eine Zuordnung eines Vertrauensbereichs zu den Erweiterungsfaktoren setzt jedoch eine genaue Kenntnis der zugrunde liegenden Verteilung voraus. Im Fall einer Normalverteilung mit großem, effektivem Freiheitsgrad entspricht der Erweiterungsfaktor $k = 2$ einem Vertrauensbereich von 95 % und $k = 3$ einem Vertrauensbereich von 99 % [82].

3.4 Elektromagnetische Krafterzeugung

3.4.1 Tauchspulaktoren

Zur Erzeugung der Kompensationskraft in EMK-Waagen werden häufig Tauchspulaktoren eingesetzt. Die Krafterzeugung basiert auf der Lorentzkraft auf eine stromdurchflossene Spule nach Abbildung 3.3, welche sich in einem von Permanentmagneten erzeugten, radialen Magnetfeld befindet. Im Folgenden wird die Beziehung zwischen

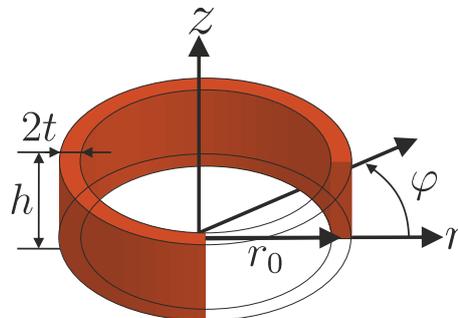


Abbildung 3.3: Modell der Spule mit Koordinatensystem und Parametern.

dem Kompensationsstrom, der Flussdichte im Bereich der Spule und der resultierenden Lorentzkraft hergeleitet. Wird eine Spannung $\vec{U} = -U_0 r_0 \vec{e}_\varphi$ an die Spule angelegt, wird ein elektrisches Feld $\vec{E} = -\nabla \vec{U}$ erzeugt.

$$\vec{E} = - \left(\frac{\partial U}{\partial r} \vec{e}_r + \frac{1}{r} \frac{\partial U}{\partial \varphi} \vec{e}_\varphi + \frac{\partial U}{\partial z} \vec{e}_z \right) = \frac{E_0 r_0}{r} \vec{e}_\varphi \quad (3.15)$$

Die Stromdichte in der Spule kann mit Hilfe des Ohm'schen Gesetzes in Gleichung 3.16 berechnet werden

$$\vec{j} = \sigma(\vec{E} + \vec{v} \times \vec{B}) \quad (3.16)$$

Im statischen Zustand, der von der Regelung eines EMK-Systems eingestellt wird, ist die Geschwindigkeit der Spule im Magnetfeld null und man erhält

$$\vec{j} = \frac{\sigma E_0 r_0}{r} \vec{e}_\varphi = \frac{j_0 r_0}{r} \vec{e}_\varphi \quad (3.17)$$

Die magnetische Flussdichte wird üblicherweise mit Seltenerdpermanentmagneten aus Samarium-Cobalt (SmCo) erzeugt und wird von einem Eisenkreis geführt, sodass eine radiale Komponente mit dem Betrag B_0 in der Spulenmitte vorliegt.

$$\vec{B} = \frac{B_0 r_0}{r} \vec{e}_r \quad (3.18)$$

Durch die Stromdichte \vec{j} und die magnetische Flussdichte \vec{B} wird eine Lorentzkraftdichte $\vec{f} = \vec{j} \times \vec{B}$ erzeugt, welche zur Berechnung der Kraft auf die Spule über das Volumen der Spule integriert werden muss

$$\vec{F} = \int_V \vec{j} \times \vec{B} dV = \int_{r_0-t}^{r_0+t} \int_0^h \int_0^{2\pi} \vec{j} \times \vec{B} r d\varphi dz dr. \quad (3.19)$$

Nach der Integration erhält man

$$\vec{F} = j_0 B_0 2\pi r_0^2 h \ln\left(\frac{r_0+t}{r_0-t}\right) \vec{e}_z. \quad (3.20)$$

Für dünne Spulen mit $t \ll r_0$ ergibt sich anhand einer Taylorreihe um den Arbeitspunkt $t = 0$ die Approximation $\ln\{(r_0+t)/(r_0-t)\} \approx 2t/r_0$. Durch Substitution der Spulenlänge $l_0 = 2\pi r_0$, dem Spulenquerschnitt $A = 2th$ und dem Strom $I = j_0 A$ erhält man folgende Näherung für die Kraft

$$\vec{F} \approx j_0 B_0 r_0 2\pi h 2t \vec{e}_z = B_0 l_0 I \vec{e}_z. \quad (3.21)$$

Der Strom dient als Messgröße für die erzeugte Kompensationskraft, welche nach einer Kalibrierung des Übertragungsfaktors $B_0 l_0$ aus den Kompensationsströmen bestimmt wird.

3.4.2 Lorentzkraftanemometrie

Die Lorentzkraftanemometrie ist ein Messprinzip zur Bestimmung globalen und lokalen [58] Strömungsgeschwindigkeit leitfähiger Fluide wie beispielsweise Metallschmelzen [163] oder Elektrolyten [179]. Das Verfahren basiert auf der magnetohydrodynamischen Interaktion der Strömung mit einem Magnetfeld. Durchdringt ein Magnetfeld eine leitfähige Strömung, welche sich wie in Abbildung 3.4, 1) dargestellt, relativ zu dem Magnetfeld bewegt, werden Wirbelströme nach Gleichung 3.22 induziert (siehe Abbildung 3.4 2)).

$$\vec{j} = \sigma(\vec{E} + \vec{v} \times \vec{B}) \quad (3.22)$$

Hierin ist σ die Leitfähigkeit, v die Strömungsgeschwindigkeit, B die magnetische Flussdichte und \vec{E} die elektrische Feldstärke. Die Wirbelströme erzeugen das in Abbildung 3.4, 3) dargestellte, sekundäres Magnetfeld und mit dem primären Magnetfeld eine bremsende Lorentzkraft auf die Strömung. Nach dem dritten Newton'schen Gesetz wirkt eine gleichgroße, aber entgegengesetzt gerichtete Kraft wie in Abbildung 3.4 4) dargestellt auf den Magneten.

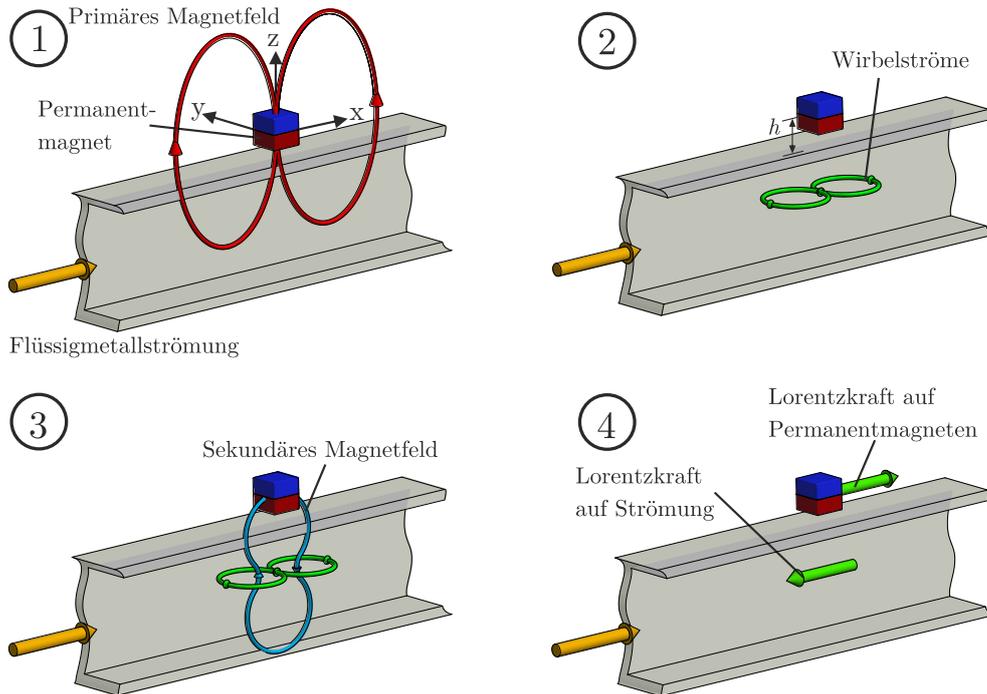


Abbildung 3.4: Prinzip der Lorentzkraftanemometrie.

Die Lorentzkraft auf den Permanentmagneten kann anhand von Gleichung 3.23 berechnet werden.

$$\vec{F} = \int_V \vec{j} \times \vec{B} \, dV \quad (3.23)$$

Sie wird mit Hilfe von Kraftsensoren gemessen und dient nach einer Kalibrierung [111, 112] als Maß für die Strömungsgeschwindigkeit \vec{v} . Durch das sekundäre Magnetfeld wirkt neben der Kraft auch ein Drehmoment auf den Magneten, welches ebenfalls zur Strömungsmessung genutzt werden kann. Für einen magnetischen Dipol mit dem Dipolmoment $m\vec{e}_z$ und ein homogenes Geschwindigkeitsfeld mit $\vec{v} = v_0\vec{e}_x$ wurden in [162] die Gleichungen für die Kraft

$$\vec{F} = \frac{\mu_0^2 \sigma v_0 m^2}{128 \pi h^3} \vec{e}_x \quad (3.24)$$

und das Drehmoment

$$\vec{M} = -\frac{\mu_0^2 \sigma v_0 m^2}{128 \pi h^2} \vec{e}_y \quad (3.25)$$

hergeleitet. Hier ist μ_0 die Permeabilitätskonstante und h der Abstand des Dipols von der Strömung. Durch Verwendung eines gegenüber den Abmessungen der Strömung kleinen Permanentmagneten können lokale Messungen der Strömungsgeschwindigkeit erfolgen [58]. Durch Messung aller Komponenten von Kraft und Drehmoment mit Mehrkomponentensensoren sollen alle Komponenten der Strömungsgeschwindigkeit sowie der Abstand h des Permanentmagneten vom Kraftangriffspunkt der Lorentzkraft bestimmt werden.

4 Untersuchungen an einem 6-Achs Kraft-/Momentensensor

Am Institut für Prozessmess- und Sensortechnik wurde ein Kraft-/Drehmomentsensor für die simultane Messung von drei Kraft- und drei Drehmomentkomponenten entwickelt und aufgebaut [48, 134]. Um diesen in Anwendungen der lokalen Lorentzkraftanemometrie und Lorentzkraft Wirbelstromprüfung einsetzen zu können, sind Untersuchungen zu dessen messtechnischen Eigenschaften und eine Kalibrierung erforderlich. Da neben den statischen Messaufgaben auch Anwendungen mit dynamischen Messgrößen auftreten, werden außerdem dynamische Untersuchungen durchgeführt.

4.1 Aufbau und Funktionsweise

Die grundlegende Funktionsweise des Sensors basiert auf der für einachsige Kraftmessungen weit verbreiteten Parallelfederanordnung. Diese bietet den Vorteil, dass sie gegenüber der zu messenden Kraftkomponente eine hohe Empfindlichkeit aufweist, dabei aber unempfindlich gegenüber anderen Kraftkomponenten oder Momenten ist. Eine solche Anordnung kann entweder mit Einkörpergelenken aufgebaut werden, bei denen eine räumlich konzentrierte Verformung wie in Abbildung 4.1 links dargestellt auftritt oder durch Nutzung des gesamten Lenkers als Federelement mit einer räumlich verteilten Verformung. Die Messung basiert auf dem linearen Zusammenhang zwischen den wirkenden Kräften und der Verformung im elastischen Bereich des Aufnehmermaterials, welcher durch die Steifigkeit c_y des Aufnehmers beschrieben wird. Diese setzt sich aus den Drehfedersteifigkeiten der Einkörpergelenke c_t nach Gleichung 4.1 zusammen, wobei d_{FH} der Abstand der Einkörpergelenke ist.

$$F_y = c_y \Delta y = \sum_{n=1}^4 \frac{c_t}{d_{FH}^2} \Delta y \quad (4.1)$$

Die Messung der Verformung Δy oder davon abgeleiteter Größen kann wie in Kapitel 2 erläutert mit unterschiedlichen Verfahren erfolgen. Bei dem hier vorgestellten Sensor

werden die hervorgerufenen Dehnungen als Messgrößen herangezogen und mit Hilfe von Dehnungsmesstreifen erfasst. Diese sind zu einer Wheatstone-Vollbrückenschaltung verschaltet, um eine maximale Empfindlichkeit und Unterdrückung von Störgrößen zu erreichen. Die DMS der Vollbrücke sind so auf der Parallelfeder angeordnet, dass jeweils zwei DMS gedehnt und zwei gestaucht werden, wenn eine Kraft wirkt. Die Parallelfederanordnung lässt sich gemäß der Definition des Drehmoments als ein Kräftepaar auch zur Drehmomentmessung erweitern, indem wie in Abbildung 4.1 rechts dargestellt, zwei Kraftmessungen in einem definierten Abstand durchgeführt werden. Die Gesamtstruktur des Sechskomponentensensors besteht aus sechs Parallelfedern,

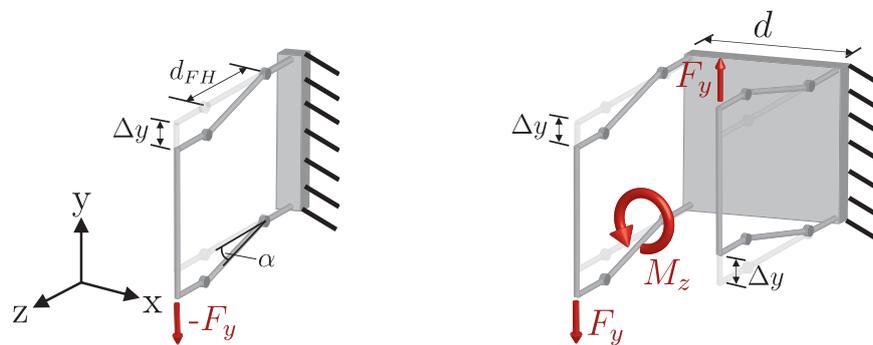


Abbildung 4.1: Messung der Kraft über die Verformung einer Parallelfeder (links), Messung des Drehmoments über die Differenz der Verformung von zwei Parallelfedern im Abstand d (rechts) nach [48].

die paarweise zu drei orthogonalen Messachsen angeordnet sind und zusammen den Kraft-/Momentenwandler in Abbildung 4.2 bilden.

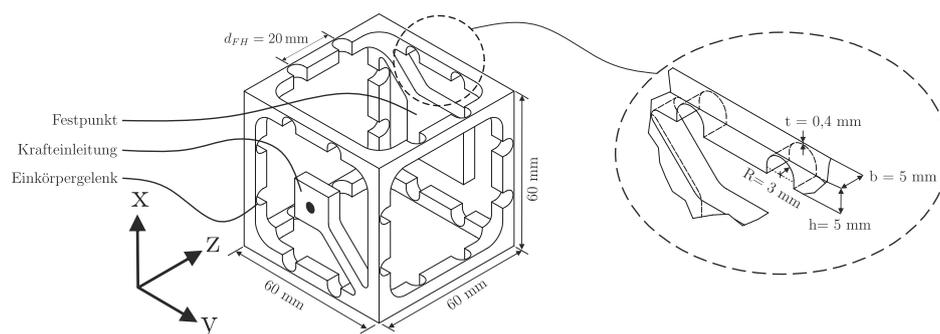


Abbildung 4.2: Sechskomponentensensor bestehend aus sechs verbundenen Parallelfedern mit Sensorkoordinatensystem und Parametern der verwendeten Einkörpergelenke.

Durch den Abstand der Messfedern d lässt sich die Empfindlichkeit der Drehmomentmessung getrennt von der Empfindlichkeit der Kraftmessung einstellen. Die Wir-

kungen von Kraft und Drehmoment an den Parallelfedern überlagern sich und können voneinander getrennt werden, da eine Kraft zu einer gleichsinnigen Verformung der Parallelfedern führt, ein Drehmoment zu einer gegensinnigen Verformung. Die Auslegung des Sensors erfolgt durch die in Abbildung 4.2 angegebenen Parameter der Einkörpergelenke, die Abmessungen des Sensors und das Material der Gelenke. In Abbildung 4.3 ist der aufgebaute Sensor abgebildet. Er besteht aus einem monolithischen Fräskörper aus Aluminium mit den Abmessungen $60 \times 60 \times 60 \text{ mm}^3$, auf dem Dehnungsmessstreifen appliziert wurden. Der Sensor wurde mit Hilfe von numerischen

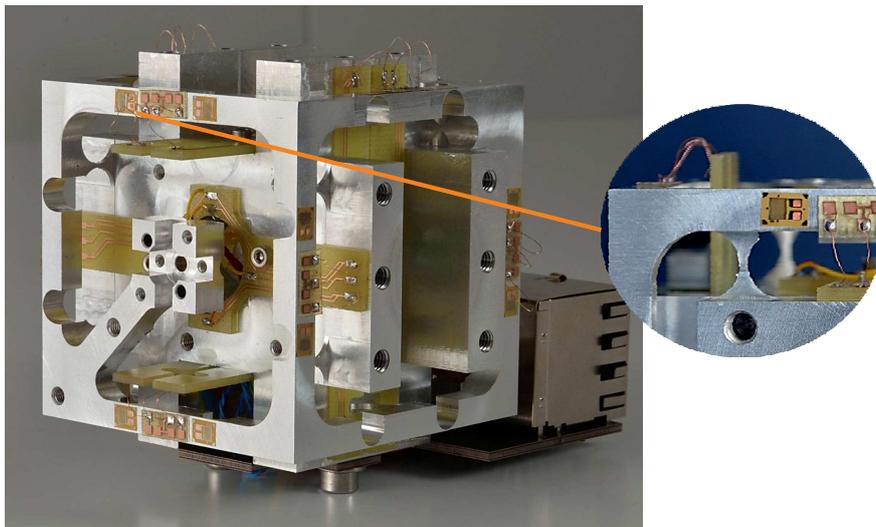


Abbildung 4.3: Verformungskörper des Sechssachsensors aus Aluminium mit applizierten Dehnungsmessstreifen [134].

Simulationen in ANSYS auf eine maximale Dehnung von $4 \times 10^{-4} \text{ m/m}$ ausgelegt, die bei einer Nennlast von jeweils $\pm 2 \text{ N}$ für die Kraftkomponenten und jeweils $\pm 120 \text{ mN m}$ für die Drehmomentkomponenten auftritt. Mit dem k-Faktor der DMS von 2,5 erhält man ein Ausgangssignal von $U_D/U_S = 1 \times 10^{-3} \text{ V/V}$ bei Nennlast. Die Dehnungsmessstreifen jeder Parallelfeder sind zu Vollbrücken verschaltet, deren Ausgangsspannungen von einem National Instruments CDAQ 9237 Messverstärker [115] mit sechs Kanälen erfasst und mit jeweils 24 bit und Samplingraten bis zu 50 kS/s digitalisiert werden. Die Verrechnung der Brückenspannungen und deren Umrechnung in Kräfte und Drehmomente erfolgt rechnergestützt in Matlab. Zur simultanen Messung der Temperatur in und außerhalb des Sensorgehäuses wurden zwei Pt-1000 Temperatursensoren installiert, deren Signale parallel zu den Brückenmessdaten auf zwei weiteren Kanälen des Messverstärkers erfasst werden.

4.2 Untersuchung des Messverstärkers

Vor der Charakterisierung des Sensors werden zunächst die Eigenschaften des verwendeten Messverstärkers ermittelt. Um das Rauschen des Verstärkers unabhängig von Störgrößen, die auf den Sensor wirken zu charakterisieren, wurde eine 1 k Ω Messbrücke aus Präzisionswiderständen verwendet. An dieser wurden nacheinander mit dem Messverstärkermodul CDAQ 9237 von National Instruments und dem HBM DMP40 Messverstärker [65] als Referenzgerät die Brückenspannungen aufgezeichnet. Die theoretische Auflösungsgrenze der Spannungsmessung ergibt sich aus dem Effektivwert der Rauschspannung U_{eff} durch das thermischen Rauschen der Widerstände der Messbrücke anhand von Gleichung 4.2 [79].

$$U_{eff} = \sqrt{4 k_B T R B} \quad (4.2)$$

Darin ist T die Temperatur in K, R der Widerstandswert in Ω , B die Bandbreite in Hz und k_B die Boltzmannkonstante in J/K. Die Auswirkung einer Filterung der Messsignale mit einem Tiefpassfilter zur Rauschreduktion ist aus Abbildung 4.4 ersichtlich. Um einen von der Filtercharakteristik unabhängigen Wert für die Bandbreite angeben zu können, wird hier die äquivalente Rauschbandbreite eines Rechteckfilters angesetzt, die anhand von Gleichung 4.3 aus der Übertragungsfunktion $H(j\omega)$ des Filters bestimmt wird.

$$B_{eq} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\infty \frac{|H(j\omega)|^2}{H(0)^2} d\omega \quad (4.3)$$

Für ein Tiefpassfilter erster Ordnung mit der Übertragungsfunktion

$$H(j\omega) = \frac{1}{1 + j \frac{\omega}{\omega_g}} \quad (4.4)$$

und der Grenzkreisfrequenz ω_g erhält man die äquivalente Rauschbandbreite

$$B_{eq} = \frac{\omega_g}{2\pi} \tan^{-1} \left(\frac{\omega}{\omega_g} \right). \quad (4.5)$$

In Abbildung 4.4 sind das Leistungsdichtespektrum des Tiefpassfilters sowie des äquivalenten Rechteckfilters dargestellt. Die mit dem Mehrkanal-Messverstärker National Instruments CDAQ 9237 und dem Präzisionsmessverstärker HBM DMP40 aufgenommenen Signale werden nach der Filterung hinsichtlich ihrer Standardabweichung verglichen. Die Standardabweichung als Funktion der äquivalenten Rauschbandbreite wird

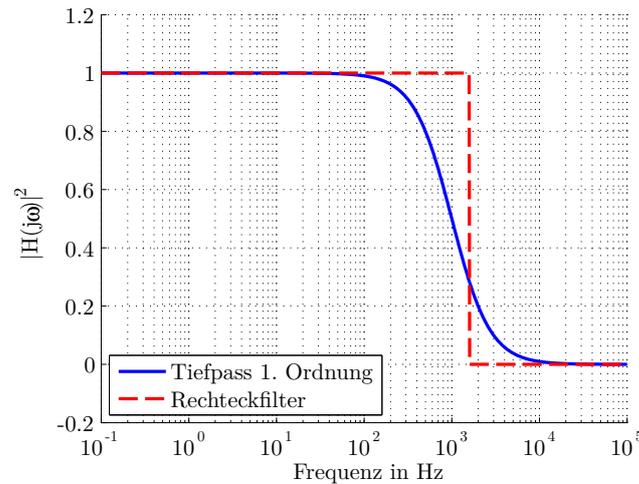


Abbildung 4.4: Übertragungsfunktionen eines Tiefpassfilters 1. Ordnung und eines Rechteckfilters mit äquivalenter Rauschbandbreite.

in Abbildung 4.5 dargestellt. Der Verlauf der Standardabweichung für den National Instruments CDAQ 9237 verhält sich für den Frequenzbereich oberhalb von ca. 100 Hz wie das thermische Rauschen. Unterhalb von 10 Hz ändert sich die Standardabweichung kaum bei weiterer Verringerung der Bandbreite, was durch den Beitrag des $1/f$ -Rauschens in diesem Frequenzbereich zu erklären ist. Gemäß dem Datenblatt des im CDAQ 9237 verwendeten Operationsverstärkers liegt der Spitze-Spitze-Wert des Spannungsrauschens in einem Bereich von $0,4 \mu\text{V}$ [3].

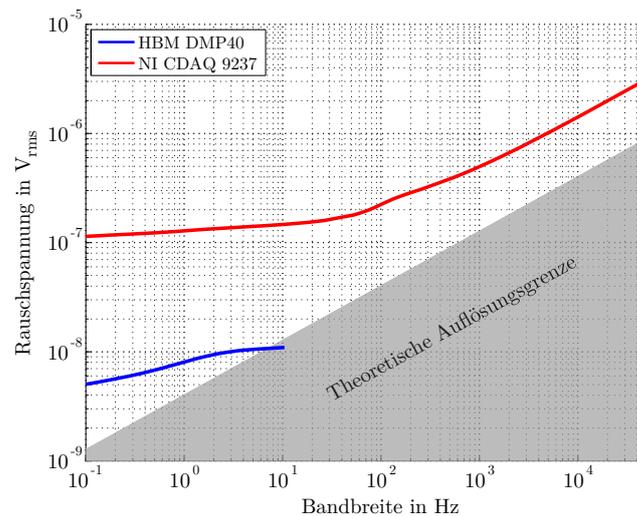


Abbildung 4.5: Theoretische Auflösungsgrenze durch thermisches Rauschen an einer $1 \text{ k}\Omega$ Messbrücke bei 21°C in Abhängigkeit der Bandbreite im Vergleich zur erreichbaren Auflösung der verwendeten Messverstärker.

Die Standardabweichung des Signals des DMP40 liegt um Faktor 10 bis 20 unterhalb der des CDAQ 9237. Dies liegt zum einen in dem um den Faktor 10 geringeren Messbereich, zum anderen an den unterschiedlichen Messverfahren der Gleichspannungsmessung des CDAQ 9237 und des Trägerfrequenzverfahrens des HBM DMP40 mit einer Trägerfrequenz von 225 Hz.

4.3 Kalibrierung

Bevor der Sensor eingesetzt werden kann, müssen im Rahmen dieser Arbeit eine Kalibrierung und eine Bestimmung seiner messtechnischen Eigenschaften durchgeführt werden. Aufgrund der monolithischen Struktur des Verformungskörpers und geometrischen Abweichungen durch die Fertigung oder bei der Klebung der DMS werden bei der Belastung einer Messachse die anderen Achsen ebenfalls beeinflusst. Ziel der Kalibrierung des Mehrkomponentensensors ist daher die Ermittlung der vollständigen Kalibriermatrix \mathbf{C} des Sensors, welche die Empfindlichkeiten bezüglich der Hauptkomponenten und der Querkopplungen enthält. Mit Hilfe der Kalibriermatrix können die wirkenden Kräfte und Drehmomente aus den gemessenen, elektrischen Spannungen nach Gleichung 3.8 bestimmt werden. Für die Kalibrierung müssen bekannte Kräfte sowie bekannte Drehmomente in allen Achsen des Sensorkoordinatensystems eingeleitet werden. Hierbei werden die Ausgangssignale des Sensors aufgezeichnet. Durch die Kenntnis der Belastungen während der einzelnen Versuche wird die Matrix \mathbf{C} anhand von Gleichung 3.6 bestimmt. Für den hier vorgestellten Sensor ist die Anzahl der Ausgangssignale gleich der Anzahl der Freiheitsgrade ($m = n$). Da sich die Unsicherheit der Kraft- und Drehmomentkalibrierung über die Kalibriermatrix direkt auf die Messunsicherheit der späteren Kraft- und Drehmomentmessungen auswirkt, wird eine maximale relative Kalibrierunsicherheit unter 1×10^{-3} gefordert. Eine Kalibrierung mit einem bereits kalibrierten Mehrkomponentensensor als Referenz ist hierbei nicht möglich, da kommerziell verfügbare Mehrkomponentensensoren nicht über eine ausreichende Auflösung verfügen, um die gewünschte Kalibrierunsicherheit zu erreichen (siehe Abbildung 2.10). Die Kalibrierung mit einachsigen Mikrokraftsensoren oder EMK-Waagen wie in Abschnitt 2.3.2 beschrieben führt zwar zu geringen Unsicherheiten, erfordert jedoch einen aufwändigen Kalibrieraufbau, der eine genaue Ausrichtung des Referenzsensors zur Messachse des zu kalibrierenden Sensors und eine genaue Positionierung zur präzisen Einleitung eines Drehmoments ermöglicht. Des Weiteren ist ein Hebel mit bekannter Länge zur Erzeugung von Drehmomenten erforderlich. Durch Kalibrierungen mit Gewichten im Schwerfeld der Erde werden nach Tabellen 2.1 und

2.2 die geringsten Unsicherheiten erreicht. Durch Drehung des Sensors können dessen Messachsen sequentiell in Richtung der Gewichtskraft ausgerichtet und kalibriert werden. Durch hinzufügen eines Hebels zwischen der Wirkungslinie der Kraft und der Drehmoment-Messachse des Sensors kann das Prinzip ebenfalls zur Drehmomentkalibrierung genutzt werden.

4.3.1 Kalibrier Aufbau

Um Kräfte und Drehmomente mit geringen Abweichungen in den Sensor einleiten zu können, müssen Betrag und Richtung des Kraftvektors sowie dessen Angriffspunkt möglichst genau bekannt sein. Hierzu müssen zum einen die verwendeten Gewichte mit der Masse m genau positioniert werden, damit keine parasitären Drehmomente auftreten, zum anderen muss jeweils die zu kalibrierende Messachse des Sensors in ihrer Winkellage zur Fallbeschleunigung g ausgerichtet werden, damit nicht bereits durch die Krafteinleitung Querkopplungen hervorgerufen werden. Abbildung 4.6 stellt den Kalibrierkraftvektor $\vec{F}_g = [0, 0, -mg]^T$ im Bezugssystem relativ zum dazu gedrehten und um \vec{l} verschobenen Sensorkoordinatensystem dar. Die Komponenten des Kalibrier-

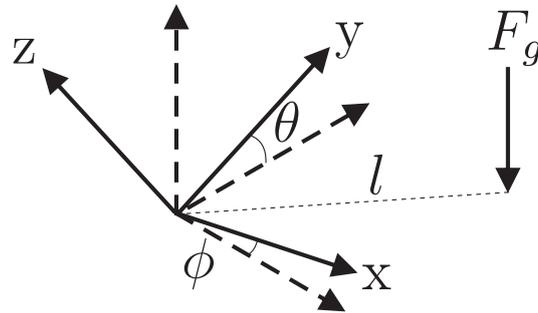


Abbildung 4.6: Gewichtskraft im Sensorkoordinatensystem.

kraftvektors erhält man in diesem Fall anhand von Gleichung 3.1 für eine Drehung um die x-Achse mit dem Winkel θ und um den Winkel ϕ um die y-Achse. Da nicht der Kraftvektor, sondern das Koordinatensystem gedreht wird, wird die transponierte Rotationsmatrix $\mathbf{R}^T(\theta, \phi)$ verwendet. Somit lautet der Kalibrierkraftvektor \vec{F}_k

$$\vec{F}_k = \mathbf{R}^T \vec{F}_g = \begin{bmatrix} \cos(\phi) & \sin(\theta) \sin(\phi) & -\cos(\theta) \sin(\phi) \\ 0 & \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ \sin(\phi) & -\cos(\phi) \sin(\theta) & \cos(\theta) \cos(\phi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -mg \end{bmatrix}. \quad (4.6)$$

Die Winkel θ und ϕ müssen zunächst durch eine Winkelmessung bestimmt und anschließend justiert werden. Für die Drehmomentkalibrierung wird ein Hebel bekannter Länge zwischen den Ursprung des Sensorkoordinatensystems und den Angriffspunkt des Kraftvektors gebracht. Hat der Hebel den Abstand $\vec{l} = [l_x, l_y, l_z]^T$ zum Ursprung, so ergeben sich die Momente bei der Kalibrierung aus

$$\vec{M}_k = \vec{F}_k \times \vec{l} = \begin{bmatrix} -\sin(\theta)mgl_z + \cos(\theta)\cos(\phi)mgl_y \\ -\cos(\theta)\cos(\phi)mgl_x + \cos(\theta)\sin(\phi)mgl_z \\ \cos(\theta)\sin(\phi)mgl_y + \sin(\theta)mgl_x \end{bmatrix}. \quad (4.7)$$

Der Nachteil dieser Art der Drehmomenterzeugung ist, dass kein reines Drehmoment, sondern eine Kombination von Kraft und Drehmoment in den Sensor eingeleitet wird. Somit sind die erforderlichen sechs Belastungen der Kraft- und Drehmomentkomponenten nicht unabhängig voneinander. Liegt ein ideales, lineares Verhalten des Sensors vor, ist die Empfindlichkeit an allen Arbeitspunkten der Kennlinie identisch. Dies kann bei der Drehmomentkalibrierung genutzt werden, um ein reines Drehmoment virtuell zu erzeugen. Hierbei wird ein Gewicht zunächst in einer bestimmten Position platziert und alle Sensorsignale gemessen. Anschließend wird das Gewicht um einen genau bekannten Abstand verschoben und erneut alle Signale aufgezeichnet. Die wirkende Kraft bleibt konstant und entfällt nach Bildung der Differenz beider Signale. Es verbleibt die von der Änderung der Hebellänge hervorgerufene Signaländerung. Um Gewichte genau und mit einer hohen Wiederholbarkeit auf dem Hebel positionieren zu können, wurden Kugeln als Gewichte verwendet, die sich in Bohrungen im Hebel selbst zentrieren. Es wurden Kugeln aus Wolframcarbid ($\text{WC}_{94}\text{Co}_6$) aufgrund ihrer hohen Dichte von $14,8 \text{ g/cm}^3$ [118] verwendet, wodurch die Verwendung von Kugeln mit vergleichsweise geringem Durchmesser möglich ist. Hierdurch ist bei gleicher Masse ein geringerer Abstand zum Sensor möglich. Diese Maßnahme verkürzt den parasitären Hebel und reduziert somit das Übersprechen von der zu kalibrierenden Komponente auf andere. Zur Erzeugung der Laststufen nach den in Kapitel 2.3.1 beschriebenen Normen werden Kugeln mit unterschiedlichen Durchmessern verwendet. Neben der Masse spielen bei Gewichten auch die magnetischen Eigenschaften eine Rolle, da durch äußere Magnetfelder Kräfte auf die Gewichte wirken, welche die Messergebnisse verfälschen. Die magnetische Suszeptibilität $\chi = \mu_r - 1$ der Wolframcarbidkugeln wurde auf einem Suszeptometer der Firma Sartorius [140] bestimmt und liegt im Bereich zwischen $\chi = 0,366 \pm 0,037$ und $\chi = 0,979 \pm 0,098$ für die verschiedenen Kugeln. Die Gewichtskugeln entsprechen den Anforderungen an Gewichte der Klasse F2 nach OIML R111 [68]. Zur Bestimmung der Masse wurden jeweils 40 Wägungen auf einer Sarto-

rius ME235S [143] durchgeführt. In Tabelle 4.1 sind die Spezifikationen der Gewichte zusammengefasst.

Nummer	Nenn Durchmesser	Wägewert	Standardunsicherheit der Wägung
1	8 mm	7,834 41 g	$1,871 \times 10^{-5}$ g
2	12 mm	13,507 92 g	$2,156 \times 10^{-5}$ g
3	15 mm	26,277 55 g	$2,575 \times 10^{-5}$ g
4	18 mm	45,489 95 g	$2,775 \times 10^{-5}$ g
5	20 mm	62,635 56 g	$4,412 \times 10^{-5}$ g

Tabelle 4.1: Nenn Durchmesser, Wägewert und Standardunsicherheit der Wägung der verwendeten Gewichtskugeln.

Zur Drehmomentkalibrierung für Rechts- und Linksdrehmoment wurde der in Abbildung 4.7 dargestellte Hebel mit jeweils 11 Bohrungen je Seite konstruiert, der einen vollständigen Belastungszyklus unter Verwendung eines Gewichts ermöglicht. Dies ist wichtig, da durch Änderung des Gewichts das in Abschnitt 4.3.1 beschriebene Differenzverfahren für die Erzeugung eines reinen Drehmoments nicht angewendet werden kann. Damit nur eine minimale Durchbiegung des Kalibrierhebels und somit eine minimale Verschiebung des Kraftangriffspunktes erfolgt, ist eine hohe Steifigkeit des Hebels erforderlich. Zum anderen soll der Hebel zusammen mit dem Kalibriergewicht ein möglichst geringes Gewicht aufweisen, um die Grundlast auf den Sensor gering zu halten. Zur Reduktion der systematischen Abweichungen der Kugelpositionierung aufgrund

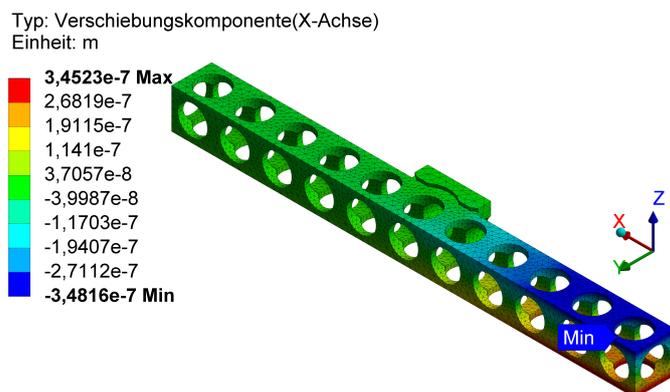


Abbildung 4.7: Verschiebung des Kraftangriffspunktes aufgrund der Durchbiegung des Hebels, berechnet mit ANSYS.

von Fertigungstoleranzen wurde der Hebel per Drahterosion aus Aluminium gefertigt. Neben der Möglichkeit der präzisen Kugelpositionierung wird durch die Bohrungen ein besseres Verhältnis aus Gewicht und Steifigkeit erzielt. Die systematischen Abweichungen wurden anschließend durch eine Vermessung auf einer Koordinatenmessmaschine

der Firma Zeiss vom Typ UMM 550 bestimmt. Die Auflösung der verwendeten Koordinatenmessmaschine liegt bei $0,1\ \mu\text{m}$, die maximale Abweichung der Bohrungsposition wurde mit $19,9\ \mu\text{m}$ gemessen.

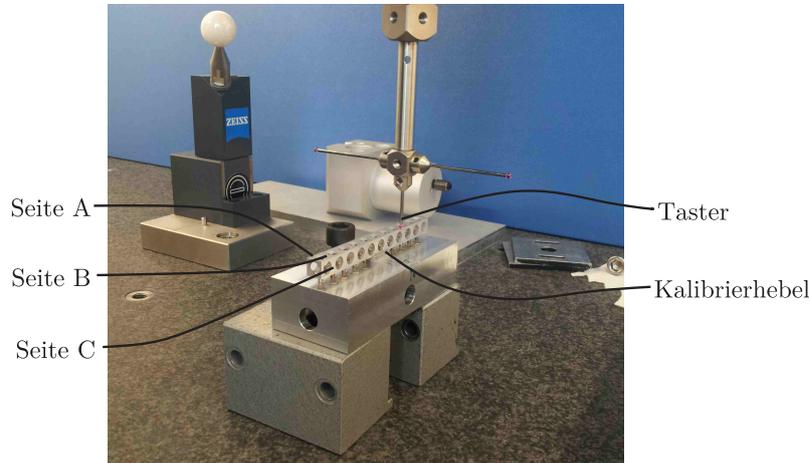


Abbildung 4.8: Vermessung des Kalibrierhebels auf dem Koordinatenmessgerät der Firma Zeiss von Typ UMM 550.

Zur Quantifizierung der Unsicherheit der Hebellänge wurde die Position der in den Bohrungen eingelegten Kugeln mehrfach vermessen. Vor jeder Wiederholungsmessung wurden die Kugeln ausgetauscht. Aus den Messergebnissen wurden Mittelwert und Standardabweichung der Position auf den drei Seiten des Hebels (A,B und C) für alle Bohrungen ermittelt. In Abbildung 4.9 ist die so bestimmte Standardabweichung der Hebellänge in Längsrichtung des Hebels (x) und Querrichtung (y) gegenüber der nominalen Hebellänge aufgetragen.

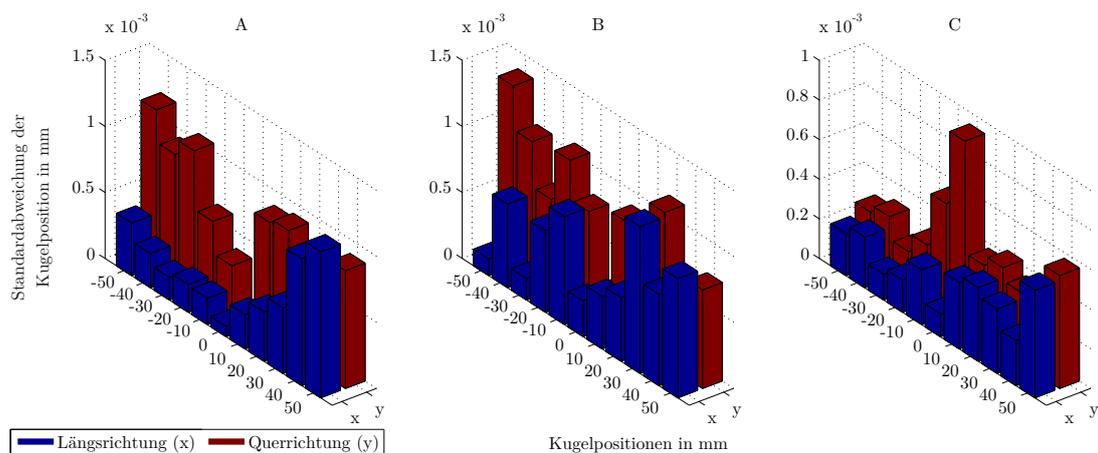


Abbildung 4.9: Standardabweichung der Kugelposition in den Bohrungen des Hebels auf den Seiten A,B und C.

4.3.2 Unsicherheitsbetrachtung der Kalibrierung

In diesem Abschnitt werden die Unsicherheiten der eingeleiteten Kräfte und Drehmomente bei der Kalibrierung ermittelt, welche in die Messunsicherheiten der Kalibriermatrix und damit in die Unsicherheiten der gemessenen Kräfte und Drehmomente eingehen. Das Modell der Kraftkalibrierung ist durch Gleichung 4.6, das Modell der Drehmomentkalibrierung durch Gleichung 4.7 gegeben. Für die Unsicherheitsbetrachtungen werden somit die Unsicherheitsbeiträge des Wägewerts, der Fallbeschleunigung, der Kippwinkel der Messachse des Sensors zur Richtung der Fallbeschleunigung sowie die Unsicherheit der Hebellänge bei der Drehmomentkalibrierung benötigt. Aus den in Kapitel 4.3.1 beschriebenen Wägungen der Gewichtskugeln erhält man die Verteilungen des Wägewerts. Für Gewicht Nr. 1 ist diese Verteilung in Abbildung 4.10 dargestellt. Zur Durchführung einer Monte-Carlo-Analyse wurde eine Normalverteilung gefittet wobei die Standardabweichung und der Mittelwert berechnet wurden.

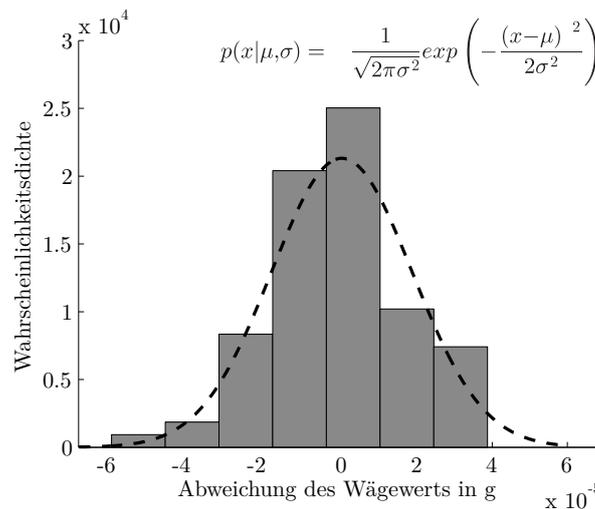


Abbildung 4.10: Streuung des Wägewerts um den Mittelwert von 7,83441 g aus vierzig Messungen.

Aus der Vermessung des Hebels auf der Koordinatenmessmaschine wurden die Unsicherheiten der Kugelposition in Abbildung 4.9 bestimmt. Die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion der Kugelpositionierung wurde aus den Abweichungen aller Positionen von ihrem Mittelwert bestimmt und bildet die t-Verteilung in Abbildung 4.11. Die maximal zulässige Längenmessabweichung der Koordinatenmessmaschine liegt bei $2,3 \mu\text{m} + L/200$.

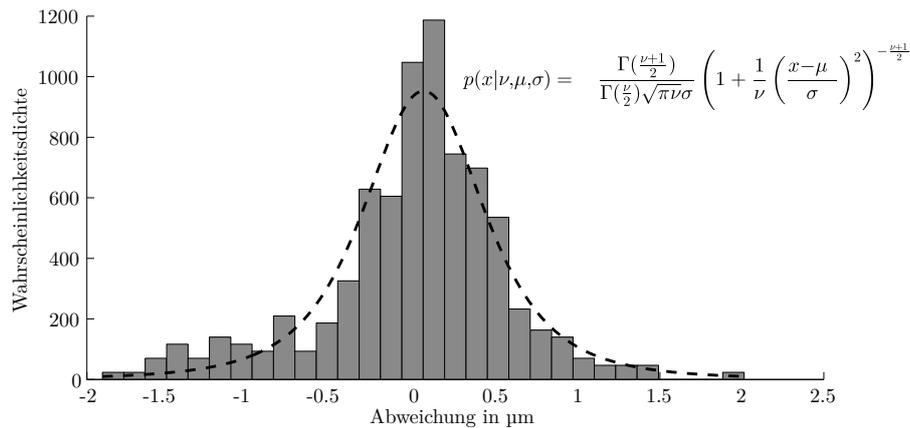


Abbildung 4.11: Positionierungsunsicherheit der Kugeln auf dem Kalibrierhebel und Fit einer t-Verteilung mit den Parametern $\mu = 5,7 \times 10^{-5}$, $\sigma = 3,9 \times 10^{-4}$, $\nu = 3, 1$.

Die Standardabweichung der Kugelposition beträgt $1,68 \mu\text{m}$. Die Kalibrierung wurde in einer Klimakammer durchgeführt. Die erreichbare Temperaturstabilität der Klimakammer wurde im Gehäuse des Sechskomponentensensors mit dem Datenlogger MSR 145 [114] in Kombination mit einem Temperatursensor ermittelt. Abbildung 4.12 links

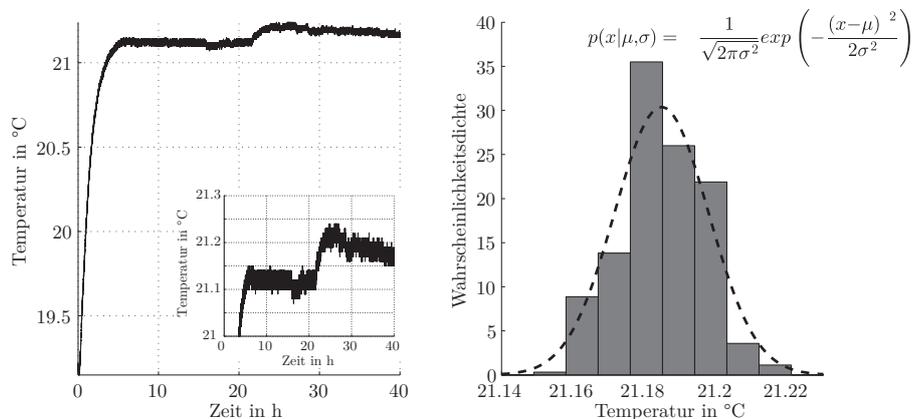


Abbildung 4.12: Temperatur im Sensorgehäuse mit Einregelvorgang der Klimakammer in den ersten 8 Stunden und Temperaturerhöhung nach ca. 22 Stunden durch Einschalten der Brückenversorgungsspannung (links), Wahrscheinlichkeitsdichte und Histogramm der Temperatur im statischen Zustand nach Einschalten der Brückenversorgung (rechts).

zeigt den Einregelvorgang der Temperatur in der Klimakammer, der nach ungefähr 8 Stunden abgeschlossen ist. Das Einschalten der Brückenversorgung der Messbrücke erfolgt nach rund 22 Stunden und führt zu einer weiteren Temperaturerhöhung von $0,05 \text{ K}$ durch die Verlustleistung am Ohm'schen Widerstand der Dehnungsmessstreifen. Nach dem Erreichen eines statischen Zustands wird die Kalibrierung durchgeführt. In

diesem Bereich beträgt die Standardabweichung der Temperatur über einen Zeitraum von 16,5 Stunden $13,12 \times 10^{-3}$ K. Die Unsicherheit der Hebellänge aufgrund dieser Temperaturschwankungen wird mit dem Wärmedehnungskoeffizienten von Aluminium von $24 \times 10^{-6} \text{ K}^{-1}$ [122] bestimmt und beträgt $\Delta l_1 = l_0 \cdot 3,15 \times 10^{-7} \text{ m/m}$. Hierin ist l_0 die nominale Hebellänge. Nach den numerischen Berechnungen in Abschnitt 4.3.1 beträgt die Verschiebung des Kraftangriffspunkts aufgrund der Durchbiegung des Hebels maximal $\Delta l_2 = 3,48 \times 10^{-7} \text{ m}$. Durch die manuelle Montage des Kalibrierhebels am Sensor können Verschiebungen im Bereich der Toleranz der Durchgangsbohrungen sowie durch Fertigungs- und Montagetoleranzen auftreten. Für diese wird eine Gleichverteilung im Bereich von $\Delta l_3 = \pm 2 \times 10^{-4} \text{ m}$ angenommen. Die Drehfedersteifigkeit wurde für ein FEM-Modell des Sensors in ANSYS bestimmt und liegt bei $c_t = 59 \times 10^{-3} \text{ rad/Nm}$. Es ergibt sich eine drehmomentabhängige Verkürzung des Hebels von $\Delta l_4 = l_0 \cdot \{1 - \cos(c_t l_0 F_k)\}$. Für die manuelle Justage des Hebels gegenüber dem Sensor sind Drehungen um die z-Achse im Bereich der Toleranz der Befestigungsbohrungen von $2 \times 10^{-4} \text{ m}$ möglich. Mit einem Bohrungsabstand von 15,5 mm ergeben sich Abweichungen im Bereich von $\Delta \alpha_1 = \pm 26 \times 10^{-3} \text{ rad}$, wofür eine Gleichverteilung angenommen wird. Da der Kalibrierhebel mit Hilfe einer Dosenlibelle in Richtung der Fallbeschleunigung ausgerichtet wird, wirkt sich dieser auf die Kraftkalibrierung der x- und y-Achse aus. Weiterhin führt er zu einer Verkürzung der wirksamen Hebellänge von $\Delta l_5 = l_0 \cdot \{1 - \cos(\Delta \alpha_1)\}$. Die Winkeljustage erfolgt mit Hilfe einer auf drei höhenverstellbaren Kegelfüßen stehenden Plattform, auf der der Sensor montiert ist und einer auf den Kalibrierhebel aufgelegten Dosenlibelle. Durch die manuelle Ablesung und Justage entsteht ein weiterer Unsicherheitsbeitrag, der durch Vergleichsmessungen mit einem elektronischen Autokollimator der Firma Möller-Wedel mit einer Auflösung von $\pm 50 \times 10^{-9} \text{ rad}$ ermittelt wurde. Hierzu wurde die Plattform einmal mit der Dosenlibelle ausgerichtet und die Abweichungen der wiederholten, manuellen Ausrichtung anhand der Libelle mit den Messwerten des Autokollimators verglichen. Die daraus resultierenden Winkelabweichungen $\Delta \alpha_2$ sind durch die Verteilung in Abbildung 4.13 charakterisiert. Die aus den Messdaten resultierende Standardabweichung des Justagewinkels beträgt $\Delta \alpha_2 = \pm 1,02 \times 10^{-4} \text{ rad}$. Die Unsicherheiten Kalibrierkräfte und Drehmomente werden am Beispiel der maximalen Laststufen bestimmt. Gegenüber der Unsicherheit der manuellen Montage des Hebels Δl_3 sind die anderen Unsicherheitsbeiträge der Hebellänge vernachlässigbar. Die Unsicherheit des Wägewerts von Gewicht Nr. 5 beträgt $\pm 4,412 \times 10^{-5} \text{ g}$. Für die lokale Fallbeschleunigung in Ilmenau wurde der Wert aus [128] von $9,8101 \text{ m/s}^2$ verwendet, für den eine Standardunsicherheit von $1 \times 10^{-5} \text{ m/s}^2$ angegeben wird. Für die Unsicherheitsbetrachtung wer-

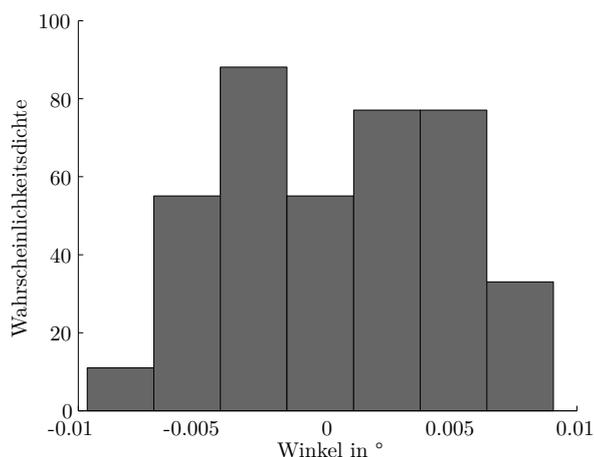


Abbildung 4.13: Histogramm der Winkeljustage aus 40 Messungen.

den die als unkorreliert angenommenen Zufallsvariablen mit ihren Varianzen durch die Modellgleichungen 4.6 und 4.7 fortgepflanzt. Hierzu wurde die Matrix der Empfindlichkeitskoeffizienten \mathbf{C}_x aus den in Anhang B aufgelisteten partiellen Ableitungen des Ausgangsgrößenvektors $\vec{F} = [F_x, F_y, F_z, M_x, M_y, M_z]^T$ nach den Eingangsgrößen $\vec{x} = [\theta, \phi, l_x, l_y, l_z, m, g]^T$ bestimmt. Die Unsicherheitsmatrix $\mathbf{u}(\vec{F})$ der Ausgangsgrößen erhält man nach Gleichung 4.8.

$$\mathbf{u}(\vec{F}) = \mathbf{C}_x \mathbf{u}(\vec{x}) \mathbf{C}_x^T \quad (4.8)$$

Hierin ist $\mathbf{u}(x)$ die Unsicherheitsmatrix, welche die Varianzen der Eingangsgrößen enthält. In Tabelle 4.2 werden die Erwartungswerte und Standardunsicherheiten aller sechs Kalibrierkraft- und Drehmomentkomponenten angegeben. Zusätzlich wird zur Überprüfung der analytischen Berechnung eine Monte-Carlo-Simulation durchgeführt. Hierbei werden für jede Eingangsvariable 1×10^7 Zufallszahlen anhand der in Tabelle 4.2 angegebenen Parameter erzeugt. Die Ausgangsgrößen wurden mit Hilfe von Gleichung 4.6 und 4.7 berechnet. Als Ergebnis der Monte-Carlo-Simulation erhält man die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktionen der Ausgangsgrößen. Ein Vergleich der analytischen Ergebnisse mit den Ergebnissen der Monte-Carlo-Simulation wird in Anhang B gezogen. Durch Erhöhung der Anzahl der Zufallszahlen wird die Güte der Monte-Carlo-Schätzung verbessert und die Ergebnisse nähern sich wie in Abbildung 4.14 dargestellt der analytischen Lösung an. Der Approximationsfehler der Monte-Carlo-Schätzung ist nach [55] proportional zur Anzahl der Zufallszahlen n .

$$e \propto \frac{1}{\sqrt{n}} \quad (4.9)$$

Größe	Referenzwert	Verteilung	Standardunsicherheit
θ	0 rad	Gleichverteilung	15×10^{-3} rad
ϕ	0 rad	Gleichverteilung	15×10^{-3} rad
l_x	50×10^{-3} m	Gleichverteilung	1×10^{-4} m
l_y	0 m	Gleichverteilung	1×10^{-4} m
l_z	0 m	Gleichverteilung	1×10^{-4} m
m	$62,635\,56 \times 10^{-3}$ kg	Normalverteilung	$4,412 \times 10^{-8}$ kg
g	$9,8101$ m/s ²	Gleichverteilung	1×10^{-5} m/s ²
F_x	0 N		$6,1724 \times 10^{-3}$ N
F_y	0 N		$6,1724 \times 10^{-3}$ N
F_z	0,614 46 N		$6,4375 \times 10^{-5}$ N
M_x	0 N m		$7,0948 \times 10^{-5}$ N m
M_y	$30,7231 \times 10^{-3}$ N m		$7,1021 \times 10^{-5}$ N m
M_z	0 N m		$3,0863 \times 10^{-4}$ N m

Tabelle 4.2: Unsicherheiten der Eingangsgrößen und resultierende Standardunsicherheiten für Kraft und Drehmoment bei der Kraftkalibrierung der z-Achse und der Drehmomentkalibrierung der y-Achse.

Somit ergibt sich für eine Erhöhung der Genauigkeit um eine Dezimalstelle eine Erhöhung der Anzahl der Auswertungen um den Faktor 100. Da das analytische Modell mit Hilfe der Monte-Carlo-Methode validiert wurde, können nachfolgende Unsicherheitsbetrachtungen zur Kalibrierunsicherheit rein analytisch erfolgen, sofern ähnliche Voraussetzungen seitens des Modells und der Eingangsparameter vorliegen.

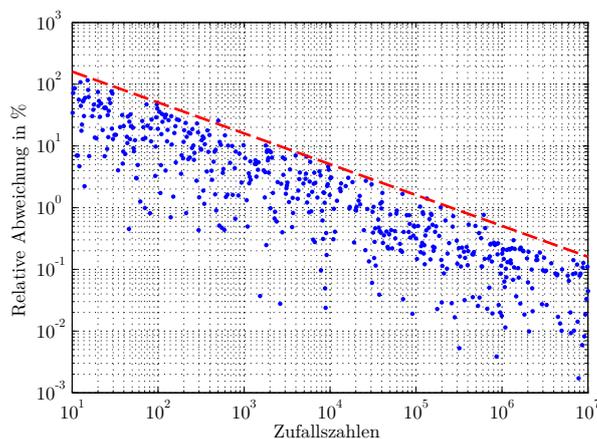


Abbildung 4.14: Relative Abweichung zwischen der Monte-Carlo-Simulation und der analytischen Lösung in Abhängigkeit der Anzahl der erzeugten Zufallszahlen.

4.3.3 Kalibrierprozedur

Der Kalibrieraufbau zur vollständigen Kalibrierung aller Messachsen des Sechskomponentensensors ist in Abbildung 4.15 dargestellt. Er besteht aus einer Plattform, welche eine Ausrichtung der Messachsen durch Drehung in Schritten von 90° sowie die Winkeljustage des darauf montierten Sensors anhand von höhenverstellbaren Kegelfüßen ermöglicht. Am Sensor ist der Kalibrierhebel montiert, worauf sich eine Kugel als Gewicht zur Kraft- und Drehmomenteinleitung befindet. Die Kalibrierabläufe entsprechen

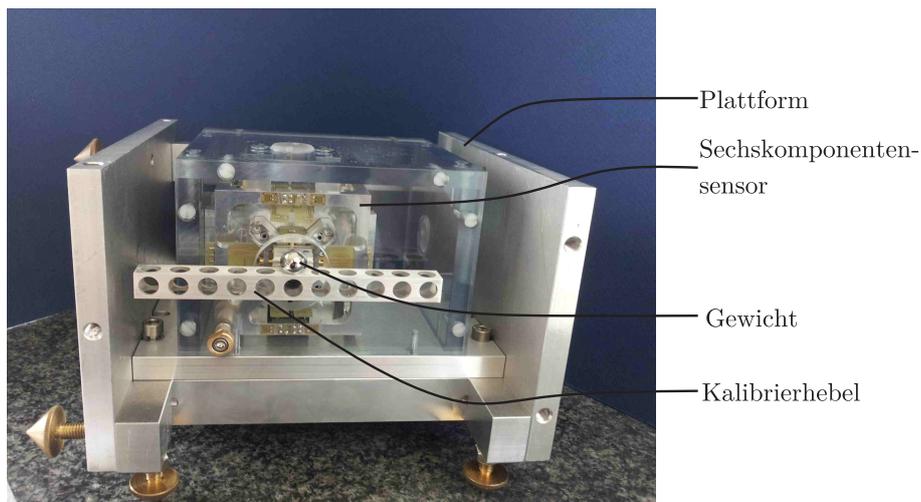


Abbildung 4.15: Aufbau zur vollständigen Kalibrierung des Sensors mit Hilfe eines Hebels und Gewichten.

dem in [32] beschriebenen Verfahren für die Kraft und dem in [31] definierten Verfahren für das Drehmoment, sodass die dort beschriebenen Methoden zur Ermittlung der Sensorkennwerte und der Unsicherheitsbeiträge angewendet werden können. Bei der Belastung werden die Signale aller Messbrücken simultan aufgenommen, wodurch das Übersprechen zwischen den Komponenten charakterisiert werden kann. Für die vollständige Bestimmung der Kalibriermatrix sind mindestens sechs unabhängige Belastungsverläufe erforderlich. Ein typischer Verlauf der Ausgangssignale während der Kalibrierung ist am Beispiel der Kraftkalibrierung der z -Achse in Abbildung 4.16 links dargestellt. In Abbildung 4.16 rechts sind die Ausgangssignale des Sensors in Abhängigkeit der Kalibrierkraft dargestellt. Die Fehlerbalken geben die Standardabweichungen der Messwerte einer Belastungsstufe aus allen Lastzyklen an. Anhand der Messdaten der Belastungsreihen ist zu sehen, dass das Verhalten des Sensors in allen Achsen mit einem linearen Modell nach Gleichung 3.5 beschrieben werden kann. Aus den Messdaten einer Belastungsreihe können die Kalibrierkoeffizienten sowie deren Unsicherheiten nach [27] für jede Belastungsstufe bestimmt werden. Um eine Empfindlichkeitsangabe

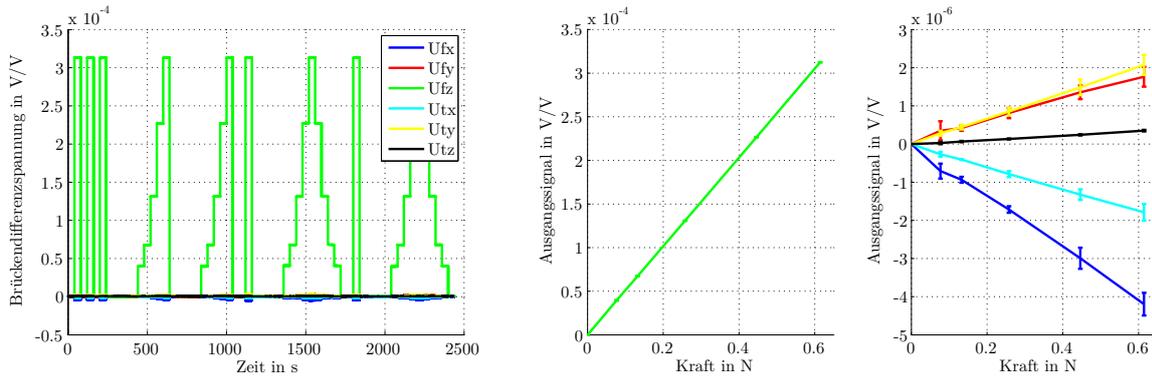


Abbildung 4.16: Kalibrierablauf für einen in z-Richtung eingeleiteten Kraftverlauf. Die gute mechanische Entkopplung der z-Achse ist aus dem geringen Übersprechen auf die anderen Messachsen des Sensors ersichtlich.

und Unsicherheitsangabe über den gesamten Messbereich zu erhalten, wird der Mittelwert der Empfindlichkeiten über allen Laststufen bestimmt und in Gleichung 4.10 angegeben.

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0,5135 & -0,0045 & -0,0073 & 0,0186 & 0,0412 & 0,0396 \\ 0,0073 & 0,5137 & 0,0033 & -0,0749 & 0,0101 & -0,0266 \\ 0,0003 & -0,0061 & 0,5096 & 0,0216 & 0,0736 & 0,0067 \\ 0,0497 & 0,3638 & -0,0031 & 6,8843 & -0,9015 & 0,4201 \\ -0,3653 & -0,0177 & 0,0034 & -0,3064 & 6,8773 & -0,8688 \\ -0,0215 & 0,0455 & 0,0005 & 0,9553 & -0,4389 & 6,8656 \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

Die ersten drei Zeilen von \mathbf{C} haben die Einheit mV/V/N, die letzten drei Zeilen haben die Einheit mV/V/Nm. Auf der Hauptdiagonalen der Matrix befinden sich die Empfindlichkeiten der Messachsen in ihrer vorgesehenen Messrichtung, die anderen Elemente beschreiben das Übersprechen zwischen den Messachsen. Anhand der Matrix sind die isotropen Eigenschaften des mechanischen Wandlers erkenntlich. Die maximale Abweichung der Hauptempfindlichkeiten zwischen den Kraftmessachsen liegt bei 1,32%, im Vergleich der Drehmomentmessachsen wird eine maximale Abweichung von 0,27% ermittelt. Das starke Übersprechen der x-Komponente der Kraft auf die y-Komponente des Drehmoments (C_{51}) und von der y-Komponente der Kraft auf die x-Komponente des Drehmoments (C_{42}) ist durch die Krafteinleitung des Sensors außerhalb des Drehpunkts der Drehmomentmessachsen bedingt. Aus praktischen Gründen der einfacheren Einleitung von Kräften und Drehmomenten wurde der Sensor so konstruiert, dass die Krafteinleitung an einer der Außenseiten des Sensors liegt, wodurch

ein parasitärer Hebel in z-Richtung resultiert. Korrigiert man das Übersprechen der Kraft auf das Drehmoment um den Abstand der Krafteinleitung bei der Kalibrierung vom geometrischen Drehpunkt des Sensors ($l_z \approx -53,5 \text{ mm}$) anhand von Gleichung 3.4 erhält man

$$\begin{aligned} C'_{51} &= C_{51} + C_{55}l_z = 2,6 \mu\text{V/V/N} \\ C'_{42} &= C_{42} - C_{44}l_z = -4,5 \mu\text{V/V/N}. \end{aligned} \quad (4.11)$$

In gleicher Weise können die Kalibrierwerte auf einen beliebigen Krafteinleitungspunkt bezogen werden, sodass bei bekanntem Abstand des Kraftangriffspunkts vom Ursprung des Sensorkoordinatensystems keine erneute Kalibrierung erforderlich ist. Anhand der Kalibrierdaten wurden die Standardabweichungen der Kalibrierkoeffizienten über alle Stufen bestimmt.

$$\sigma(\mathbf{C}) = \pm \begin{bmatrix} 1,2869 & 0,5954 & 1,5126 & 8,3603 & 6,0958 & 1,9470 \\ 0,5250 & 1,5056 & 1,5326 & 15,8190 & 4,8598 & 3,6605 \\ 2,0530 & 1,0655 & 3,7288 & 39,2040 & 37,6750 & 4,2414 \\ 0,2106 & 0,5591 & 0,4616 & 9,1948 & 1,7467 & 15,2370 \\ 0,3979 & 0,3019 & 0,5186 & 2,4012 & 11,4310 & 25,8170 \\ 0,1249 & 0,2346 & 0,1893 & 1,8955 & 2,8255 & 14,5430 \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

Die ersten drei Zeilen von $\sigma(\mathbf{C})$ haben die Einheit $\mu\text{V/V/N}$, die letzten drei Zeilen haben die Einheit $\mu\text{V/V/Nm}$. Nach [32, 31] lassen sich die in Kapitel 2.3.1 beschriebenen Sensorkennwerte Vergleichspräzision, Wiederholpräzision, Umkehrspanne und Nullpunktabweichung für jede Laststufe ermitteln. Diese sind in Tabelle 4.3 angegeben.

Zufallsvariable	Schätzwert	Verteilung	Relative Standardunsicherheit
$S_{ind} - S_{ind,0}$	$312,9987 \times 10^{-6} \text{ V/V}$	Normalverteilung	$89,45 \times 10^{-6}$
F_{bmc}	0,614 46 N	Normalverteilung	$104,77 \times 10^{-6}$
K_t	1	Gleichverteilung	$77,29 \times 10^{-6}$
K_{zer}	1	Gleichverteilung	$333,35 \times 10^{-6}$
K_{rep}	1	Gleichverteilung	$116,99 \times 10^{-6}$
K_{rot}	1	U-Förmig	$143,23 \times 10^{-6}$
K_{rev}	1	Gleichverteilung	0
C_{33}	$5,0939 \times 10^{-4} \text{ V/V/N}$		$4,126 \times 10^{-4}$

Tabelle 4.3: Unsicherheitsbudget der Kalibrierung der z-Achse in der Laststufe 5 und resultierende Standardunsicherheit des Empfindlichkeitskoeffizienten C_{33} .

Die Sensorkennwerte werden nach [27] in relative Unsicherheitsbeiträge überführt,

die zusammen mit der in Kapitel 4.2 bei einer Bandbreite von 10 Hz und einer Brückenversorgungsspannung von 5 V bestimmten Unsicherheit der Brückenspannungsmessung S_{ind} angegeben sind. Ebenso sind die in Tabelle 4.2 bestimmten, relativen Unsicherheiten der eingeleiteten Kraft F_{bmc} in Tabelle 4.3 angegeben. Aus der Wurzel der quadratischen Summe der relativen Unsicherheitsbeiträge folgt die Unsicherheitsangabe des ermittelten Kalibrierfaktors für eine Belastungsstufe. Den größten Unsicherheitsbeitrag liefert hierbei die Nullpunktabweichung mit einer relativen Unsicherheit von $3,33 \times 10^{-4}$.

4.3.4 Shape-from-motion Kalibrierung

Da die zuvor beschriebene Kalibrierung mit großem Aufwand verbunden ist, wird nachfolgend die Shape-from-motion Kalibrierung nach [177] als zusätzliches, zeiteffizientes Verfahren zur Rekalibrierung und als vollständiger Funktionstest des Mehrkomponentensensors vorgestellt. Zuvor wird anhand eines Vorversuchs die Isotropie der Empfindlichkeit und deren Unabhängigkeit von der Orientierung des Sensors nachgewiesen. Hierzu wird der in Abbildung 4.17 dargestellte Messaufbau bestehend aus zwei Drehlagern, einem Hebel und einem Gewicht verwendet. Durch die Drehlager wird der Sensor

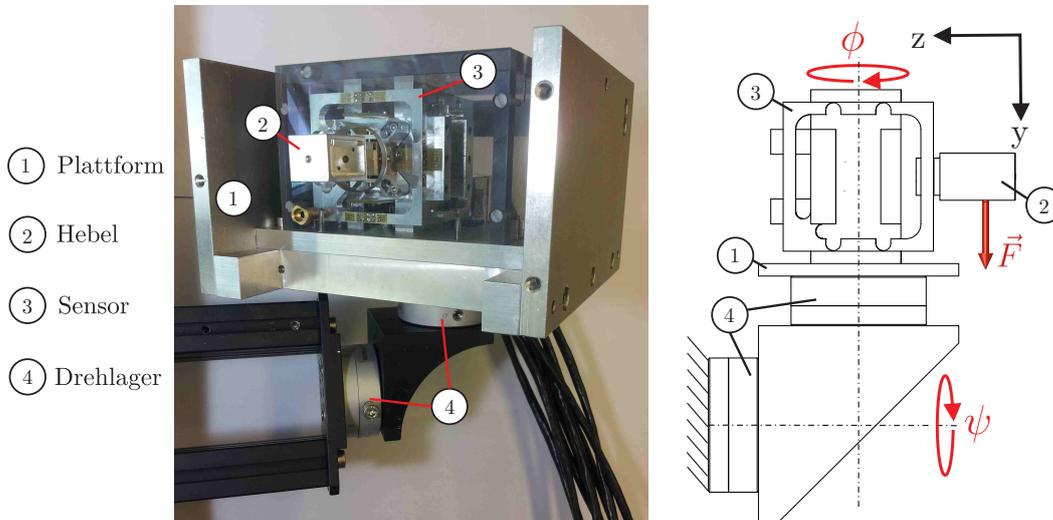
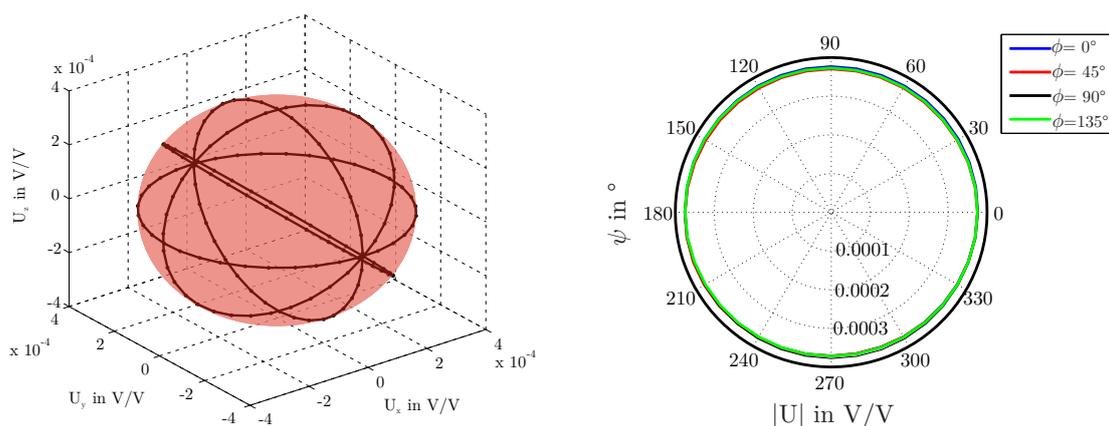


Abbildung 4.17: Messaufbau zur Shape-from-motion Kalibrierung. Durch die Drehlager wird der Sensor schrittweise zur Fallbeschleunigungsrichtung ausgerichtet und die Messdaten jeweils in einer statischen Lage aufgezeichnet.

einmal ohne Gewicht und einmal mit einem daran befestigten Gewicht in verschiedenen Orientierungen zur Fallbeschleunigungsrichtung ausgerichtet. Durch die Drehung ändert sich jeweils die Richtung des Kraftvektors, während der Betrag konstant bleibt.

Der Sensor wurde in einem Winkelbereich von $\phi \in [0^\circ, 135^\circ]$ mit einer Schrittweite von 45° ausgerichtet und anschließend der Winkel $\psi \in [0^\circ, 360^\circ]$ in Schritten von 10° verändert. Die Messdaten beschreiben aufgrund der nicht vollständig gleichen Empfindlichkeiten der Messachsen Pfade auf der Oberfläche eines Ellipsoiden. Durch einen Fit werden die Parameter des Ellipsoiden: Nullpunkt, Radien der Hauptachsen und Richtungsvektoren der Hauptachsen bestimmt. In Abbildung 4.18 a) und b) sind die Ausgangssignale der Messachsen nach Korrektur des Nullpunkts dargestellt. In die Mess-



(a) Messdaten von U_x, U_y und U_z (schwarz) und mittels Regression bestimmter Ellipsoid (rot).

(b) Betrag der Ausgangssignale bei konstantem Betrag der Kraft in Abhängigkeit der Winkel ϕ und ψ .

Abbildung 4.18: Brückensignale der Kraftmessachsen x,y und z bei der Drehung des Sensors bei einer konstanten Gewichtskraft von 0,2621 N. Der Betrag der Ausgangssignale ist nahezu unabhängig von der Orientierung wie in b) zu sehen ist.

daten des Sensors ohne Gewicht und mit einem zusätzlichen Gewicht wurde jeweils ein Ellipsoid gefittet. Aus den Radien des Messsignalellipsoiden ohne Gewicht erhält man die Messsignaländerungen aufgrund der Eigenmasse des Systems. Aus diesen und den Messsignalen bei der Belastung des Sensors mit einem zusätzlichen Gewicht können die Empfindlichkeiten der Kraftmessachsen des Sensors bestimmt werden. Mit einem Kalibriergewicht von 26,72 g und der in Tabelle 4.2 angegebenen Fallbeschleunigung erhält man die Empfindlichkeitskoeffizienten $C_{11} = 0,5143 \text{ mV/V/N}$, $C_{22} = 0,5118 \text{ mV/V/N}$ und $C_{33} = 0,4930 \text{ mV/V/N}$ der Kalibriermatrix \mathbf{C} . Aus den jeweiligen Empfindlichkeiten und den Radien des Signalellipsoiden ohne Zusatzmasse kann das Eigengewicht sowie dessen Verteilung auf die Messachsen bestimmt werden. Das auf die Messachsen wirkende Eigengewicht liegt bei $m_x = 47,5 \text{ g}$, $m_y = 47,6 \text{ g}$ und $m_z = 46,7 \text{ g}$. Zur Bestimmung aller Elemente der Kalibriermatrix wird das Shape-from-motion Verfahren angewendet. Dieses erfordert drei Experimente mit drei unterschiedlichen Hebellängen

und jeweils einer bekannten Belastung. Um die Belastungen einzuleiten wird wie zuvor ein Gewicht verwendet, das an einem Hebel in unterschiedlichen Abständen zum Ursprung des Sensorkoordinatensystems montiert wird, um drei unabhängige Messreihen aufzunehmen. Die Messungen wurden wie zuvor beschrieben durch Variation der Winkel ϕ und ψ durchgeführt. Zur Bestimmung der Kalibriermatrix werden die Ausgangssignale des Sensors mit jeweils k Messpunkten für m Messgrößen in der Matrix $\mathbf{Z} \in \mathbb{R}^{k \times m}$ mit Hilfe einer Singulärwertzerlegung

$$\mathbf{Z} = \mathbf{U}\mathbf{S}\mathbf{V}^T \quad (4.13)$$

in die Matrizen $\mathbf{U} \in \mathbb{R}^{k \times k}$, $\mathbf{V}^T \in \mathbb{R}^{m \times m}$ und $\mathbf{S} \in \mathbb{R}^{k \times m}$ zerlegt. Da die drei Drehmomente mit einer Kraft und einem Hebelarm erzeugt werden, ist die Anzahl der unabhängigen Spalten und somit der Rang r der Matrix \mathbf{Z} drei. Eine Reduktion auf die unabhängigen Belastungen führt zu $\mathbf{U}^* \in \mathbb{R}^{k \times r}$, $\mathbf{V}^{*T} \in \mathbb{R}^{r \times m}$ und $\mathbf{S}^* \in \mathbb{R}^{r \times r}$. Durch Kombination von Gleichung 3.5 und 4.13 erhält man Gleichung 4.14 [177].

$$\begin{aligned} \mathbf{U}^* \mathbf{S}^* \mathbf{V}^{*T} &= \hat{\mathbf{C}} \hat{\mathbf{F}} \\ \hat{\mathbf{F}} &= \mathbf{U}^* (\mathbf{S}^*)^{\frac{1}{2}} \\ \hat{\mathbf{C}} &= (\mathbf{S}^*)^{\frac{1}{2}} \mathbf{V}^{*T} \end{aligned} \quad (4.14)$$

Die Matrizen $\hat{\mathbf{F}}$ und $\hat{\mathbf{C}}$ können mit Hilfe der Randbedingung eines konstanten Betrags der wirkenden Kraft nach Gleichung 4.15 umgeformt werden [177].

$$\begin{aligned} \mathbf{F} &= \hat{\mathbf{F}} \mathbf{A}^{-1} \\ \mathbf{C} &= \mathbf{A} \hat{\mathbf{C}} \end{aligned} \quad (4.15)$$

Die erste Gleichung wird für $\|\mathbf{F}_i\| = 1$ durch Minimierung der quadratischen Abweichungen gelöst.

$$\|\hat{\mathbf{F}}_i \mathbf{A}^{-1}\| = 1 \quad (4.16)$$

Die einzelnen Elemente der Matrix \mathbf{A}^{-1} werden anschließend numerisch berechnet. Die Matrix \mathbf{C}_i für jedes der drei Experimente $i = 1..3$ kann nun mit Gleichung 4.15 bestimmt werden. Diese sind jedoch noch beliebig skaliert und rotiert. Mit Hilfe von mindestens einer bekannten Belastung je Experiment erhält man die Matrix zur korrekten Skalierung und Rotation \mathbf{T}_i aus den bekannten Kräften \mathbf{F} und dem dabei gemessenen Ausgangssignalen \mathbf{U} nach Gleichung 4.17.

$$\mathbf{T}_i = \mathbf{C}_i \mathbf{F} \mathbf{U}^{-1} \quad (4.17)$$

Die Matrizen \mathbf{C}_i der drei Experimente mit drei unterschiedlichen Hebeln werden genutzt, um aus ihnen eine Kalibriermatrix vom Rang $r = 6$ zu bestimmen. Dies erfolgt nach Gleichung 4.17 [177].

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} \mathbf{E}\mathbf{L}_1 \\ \mathbf{E}\mathbf{L}_2 \\ \mathbf{E}\mathbf{L}_3 \end{bmatrix}^+ \begin{bmatrix} \mathbf{T}_1\mathbf{C}_1 \\ \mathbf{T}_2\mathbf{C}_2 \\ \mathbf{T}_3\mathbf{C}_3 \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

Hierin sind \mathbf{E} die Einheitsmatrix und \mathbf{L}_i die Kreuzproduktmatrix, welche die Hebel­längenlängen $\vec{l} = [l_x, l_y, l_z]^T$ der jeweiligen Versuchsanordnung beschreibt.

$$\mathbf{L}_i = \begin{bmatrix} 0 & -l_z & l_y \\ l_z & 0 & -l_x \\ -l_y & l_x & 0 \end{bmatrix} \quad (4.19)$$

Man erhält die Matrix \mathbf{C} , deren Hauptkomponenten in Tabelle 4.4 mit den in Kapitel 4.3.3 bestimmten Empfindlichkeiten verglichen werden. Die mit der linearen Regression

Komponente	Lineare Regression	Shape-from-motion	Relative Abweichung
C_{11}	0,5135 mV/V/N	0,5224 mV/V/N	0,153 %
C_{22}	0,5137 mV/V/N	0,5202 mV/V/N	0,619 %
C_{33}	0,5096 mV/V/N	0,5139 mV/V/N	0,312 %
C_{44}	6,8843 mV/V/Nm	6,7778 mV/V/Nm	-1,067 %
C_{55}	6,8773 mV/V/Nm	6,5212 mV/V/Nm	-6,522 %
C_{66}	6,8656 mV/V/Nm	6,2828 mV/V/Nm	-9,142 %

Tabelle 4.4: Vergleich der Ergebnisse der linearen Regression und der Shape-from-motion Kalibrierung.

und dem Shape-from-motion Ansatz berechneten Empfindlichkeiten der Kraftkomponenten weisen Abweichungen unter 0,7 % auf. Die großen Abweichungen zwischen den ermittelten Drehmomentempfindlichkeiten sind möglicherweise der ungenauen Kenntnis der Hebellänge von ± 5 mm für diesen Aufbau sowie der ungenauen Kenntnis der für das Verfahren benötigten, bekannten Kraft geschuldet.

4.4 Charakterisierung der dynamischen Eigenschaften

Die zuvor durchgeführten, statischen Kalibrierungen mit Gewichten geben Aufschluss über das Sensorverhalten im Fall von statischen Belastungen. Messungen von zeitlich veränderlichen Kräften und Drehmomenten bei höheren Frequenzen können durch das dynamische Verhalten des Sensors beeinflusst werden [145]. So führen beispielsweise Resonanzen zu einer starken Abweichung der Empfindlichkeit von der Empfindlichkeit im statischen Fall. Wird in solchen Messaufgaben ein statisch ermittelter Kalibrierfaktor verwendet, kommt es zu unerwünschten Messabweichungen. Im Folgenden werden daher die Frequenzgänge des Kraft-/Momentensensors bestimmt. Anhand der Messergebnisse können Aussagen über die Eignung des Sensors für dynamische Anwendungen und über die dabei zu erwartenden Messabweichungen getroffen werden. Des Weiteren ist basierend auf den Frequenzgängen der Entwurf von digitalen Filtern möglich, welche die dynamischen Abweichungen kompensieren [45, 44] und als dynamische Kalibrierfunktionen angesehen werden können.

4.4.1 Numerische Simulationen

Um die zu erwartenden Frequenzgänge für die Auslegung des Messaufbaus abzuschätzen wurde eine numerische Berechnung des Systemverhaltens in ANSYS durchgeführt. Für die harmonische Analyse werden die kontinuierlichen Gleichungen der Elastodynamik [89] durch Diskretisierung in die Bewegungsgleichung 4.20 überführt.

$$\mathbf{M}\ddot{\mathbf{x}} + \mathbf{C}\dot{\mathbf{x}} + \mathbf{K}\mathbf{x} = \mathbf{F}(t) \quad (4.20)$$

Hierin ist \mathbf{M} die globale Massenmatrix, \mathbf{C} die globale Dämpfungsmatrix, \mathbf{K} die globale Steifigkeitsmatrix und \mathbf{F} der globale Lastvektor. Die Dämpfungsmatrix wird mit Hilfe der Rayleigh-Koeffizienten α und β anhand von Gleichung 4.21 aus den Massen- und Steifigkeitsmatrizen bestimmt [153].

$$\mathbf{C} = \alpha\mathbf{M} + \beta\mathbf{K} \quad (4.21)$$

Für harmonische Anregungen mit Phasenverschiebungen $\mathbf{F}(t) = (\mathbf{F}_1 + j\mathbf{F}_2)e^{j\omega t}$ und Verschiebungen unter Berücksichtigung von Phasenverschiebungen $\mathbf{x}(t) = (\mathbf{x}_1 + j\mathbf{x}_2)e^{j\omega t}$

erhält man Gleichung 4.20 in der komplexen Darstellung.

$$\{-\omega^2 \mathbf{M} + j\omega \mathbf{C} + \mathbf{K}\} (\mathbf{x}_1 + j\mathbf{x}_2) = (\mathbf{F}_1 + j\mathbf{F}_2) \quad (4.22)$$

Aus der Lösung von Gleichung 4.22 lässt sich die Amplitude \hat{x} und die Phasenlage ϕ eines Knotens des FEM-Modells berechnen.

$$\begin{aligned} \hat{x} &= \sqrt{x_1^2 + x_2^2} \\ \phi &= \tan^{-1} \left(\frac{x_2}{x_1} \right) \end{aligned} \quad (4.23)$$

Die Diskretisierung des Sensormodells erfolgt besonders fein in den Bereichen der Dünnstellen, da diese maßgeblich für die auszuwertenden Dehnungen sind. Aus den

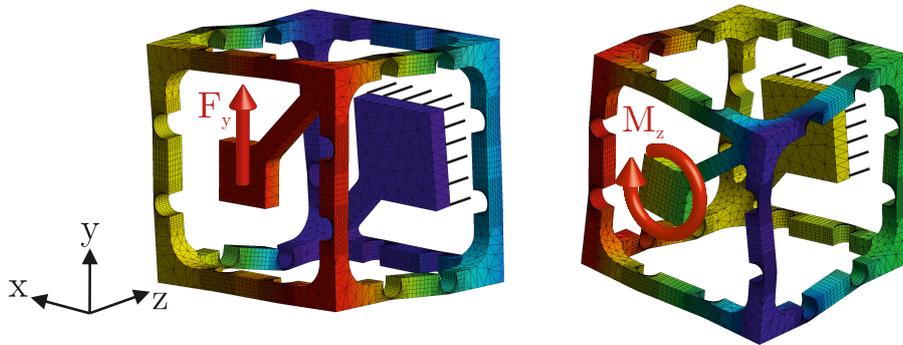


Abbildung 4.19: Simulationsmodell mit Vernetzung und Verformungen bei der ersten Eigenfrequenz in Folge von Kraftwirkung (links) und Drehmomentwirkung (rechts).

Berechnungen lassen sich die lokalen Dehnungen in den Bereichen der Dehnungsmessstreifen bestimmen. Durch Kombination der an den einzelnen Dünnstellen ermittelten Frequenzgänge der Dehnung erhält man mit Hilfe der Gleichungen der verwendeten Vollbrückenschaltung 2.6 und den Parametern der Dehnungsmessstreifen die Frequenzgänge des Sensors, welche in Kapitel 4.4.4 mit den Messdaten verglichen werden.

4.4.2 Messaufbau

Für die Ermittlung der Frequenzgänge wurde der in Abbildung 4.20 dargestellte Aufbau entwickelt, der es ermöglicht, dynamische Kräfte als Eingangssignale in den Sensor einzuleiten. Die Eingangs- und Ausgangssignale des Sensors werden simultan erfasst, wodurch eine Bestimmung des Übertragungsverhaltens möglich wird. Zur Charakterisierung wurden Kräfte mit Hilfe der in Kapitel 3.4.1 beschriebenen Tauchspulaktoren

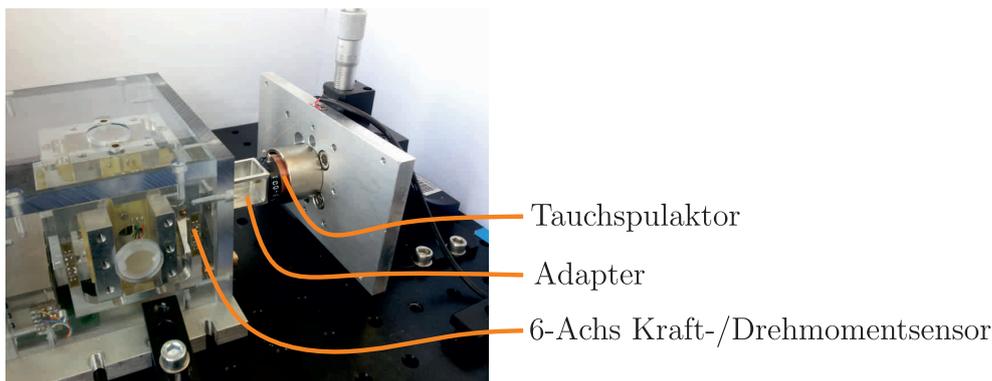


Abbildung 4.20: Messaufbau zur Ermittlung der Übertragungsfunktionen des Sensors.

erzeugt und eingeleitet. Es wurde der kommerziell verfügbare Aktor LA13-12-000B der Firma Bei-Kimco Magnetics [11] verwendet. Alle Messachsen des Sensors wurden sequentiell vermessen, indem Kräfte aus drei orthogonalen Richtungen eingeleitet wurden. Bei jeder Messung wurden die Signale aller Messachsen aufgezeichnet, um neben der Hauptkomponente auch das Übersprechen zu charakterisieren. Während der Messung ist der Sensor in einer festen Position montiert. Die für die Krafterzeugung benötigten Ströme werden von einem U/I-Wandler gemäß Anhang A ausgegeben, der von einem digitalen Signalverarbeitungssystem der Firma dSPACE [38] mit den Testsignalen in Form von elektrischen Spannungen gespeist wird. Der Spulenstrom wird

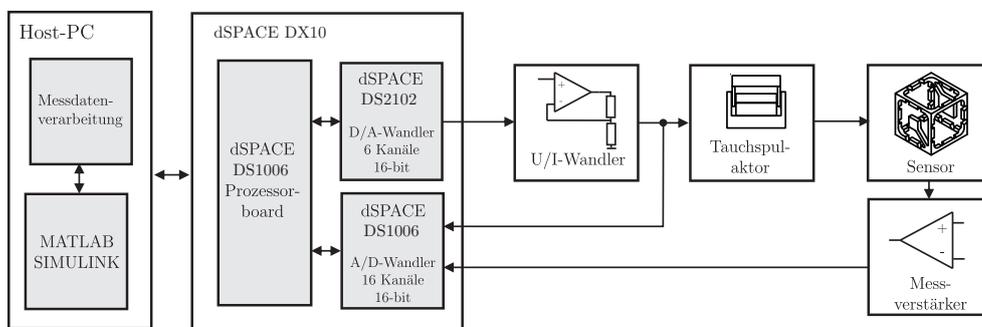


Abbildung 4.21: Blockschaltbild des dynamischen Kalibrierbaus.

zusätzlich gemessen, um anhand des Übertragungsverhaltens des Aktors die wirkende Kraft zu bestimmen. Der U/I-Wandler hat in Kombination mit den verwendeten Aktoren ein statisches Übertragungsverhalten, welches mit $0,1011 \text{ A/V} \pm 2,58 \times 10^{-6} \text{ A/V}$ bestimmt wurde. Bis zu einer Frequenz von 1 kHz beträgt die Abweichung des Übertragungsfaktors maximal 2,3%, die Phasenverschiebung zwischen Eingangs- und Ausgangssignal in diesem Bereich beträgt maximal $0,3^\circ$. Nachfolgend wird das Übertragungsverhalten im Frequenzbereich bis 1 kHz als konstant angenommen. Zusätzlich zur

Erzeugung der Testsignale und Messung der Spulenströme wird das dSPACE-System auch zur Messung der Ausgangssignale des Kraftsensors verwendet. Für die Verstärkung der Brückensignale der DMS-Messbrücken des Sensors wurde ein Sechskanal-Analogverstärker mit einer Konstantspannungsquelle zur Brückenversorgung entwickelt und aufgebaut. Das dSPACE System wird über einen Computer mit dem in [107] entwickelten Programm konfiguriert. Das Programm ermöglicht die Einstellung der Parameter der Messung wie Dauer, Art und Frequenzbereich des Testsignals. Des Weiteren wird darin die Messdatenverarbeitung vorgenommen. Der zur Krafterzeugung verwendete Tauchspulaktor erzeugt eine Lorentzkraft nach Gleichung 3.21. Die Empfindlichkeit des Aktors Bl weist aufgrund der inhomogenen, räumlichen Verteilung der magnetischen Flussdichte eine Ortsabhängigkeit auf, welche bei Bewegungen der Spule zu Abweichungen der erzeugten Kraft führt. Aufgrund der nicht unendlich großen Steifigkeit des zu vermessenden Sensors findet bei Kraftwirkung eine Verschiebung der Spule im Feld statt. Außerdem ist die manuelle Positionierung der Spule ungenau, sodass die Ortsabhängigkeit der Aktorkonstante zu Unsicherheiten der Kalibrierkraft beiträgt. Zur Bestimmung der Aktorkonstante und deren Ortsabhängigkeit wurde die Spule mit einem Konstantstrom aus einem HP 3245A [83] betrieben und die Kraft mit Hilfe einer Präzisionswaage von Typ BP211D [141] der Firma Sartorius vermessen. Die Spule wird mit einem 2-Achs Positioniersystem der Firma Micos [129] in 11 radialen und 66 axialen Positionen im Magnetfeld positioniert und somit das in Abbildung 4.22 dargestellte Kennlinienfeld an 726 Punkten vermessen.

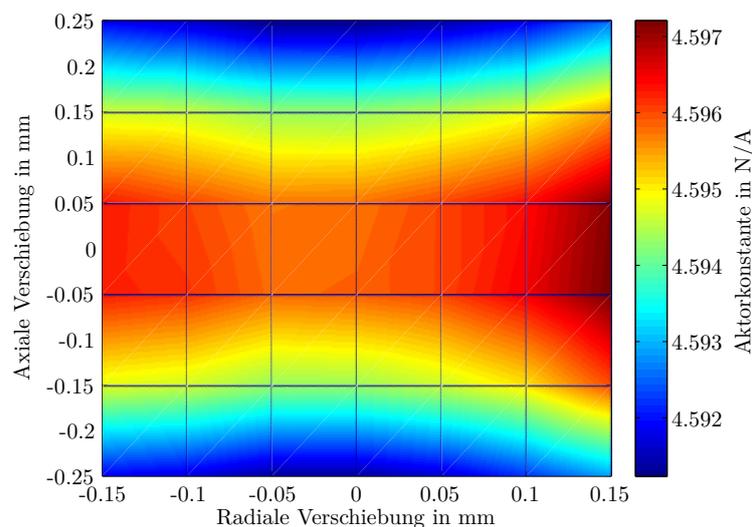


Abbildung 4.22: Gemessene Ortsabhängigkeit der statischen Aktorkonstante des Tauchspulaktors in N/A, linear interpoliert.

Eine Messung des Kennlinienfelds dauert rund 45 Minuten. Ein zeitlicher Drift des Signals der Waage ist gegenüber den Abweichungen durch externe, ferromagnetische Materialien, welche bis zu maximal 9 % des Messsignals betragen, vernachlässigbar. Um diesen Einfluss aus den Messdaten entfernen zu können, wurde zunächst der Offset der Kraft in allen Messpunkten ohne wirkende Aktorkraft (Spulenstrom $I = 0 \text{ A}$) gemessen. Diese Messergebnisse wurden von der Messung mit Aktorkraft (Spulenstrom $I = 10 \text{ mA}$) abgezogen. Im Bereich einer axialen Verschiebung von $\pm 0,25 \text{ mm}$ und $\pm 0,15 \text{ mm}$ radialer Verschiebung um die vom Hersteller angegebene Nulllage der Spule im Magnetsystem wurde eine relative Änderung der Aktorkonstanten Bl von maximal $1,2 \times 10^{-3}$ gemessen.

4.4.3 Testsignale und Auswertung

Für die Messung der Frequenzgänge können verschiedene Testsignale verwendet werden. In der Messsoftware sind das Chirp-Signal, eine Folge von Sinussignalen, pseudo-weißes Rauschen und die Maximum-length binary sequence (MLBS) implementiert. Das pseudo-weiße Rauschen besteht aus einer Folge von Zufallszahlen, die anhand einer normalverteilten Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion erzeugt werden. Dieses Signal regt mehrere Frequenzanteile gleichzeitig an. Das MLBS-Signal ist ein Zufallssignal dessen Erzeugung auf einer Reihe von Schieberegistern beruht [71]. Die Sequenz wird anhand des Anfangszustands der Register sowie der Rückkopplung und logischen Kombination mehrerer Registerausgänge, die auf den Eingang des ersten Registers zurückgeführt werden, erzeugt. Ein Nachteil der MLBS und des Pseudo-weißen Rauschens ist, dass ein Teil der Signalleistung außerhalb des gewünschten Frequenzbereichs fällt [92] und somit nicht zur Systemidentifikation genutzt wird. Ein Vorteil der MLBS besteht darin, dass für die Ausgabe nur zwei Zustände benötigt werden. Die Sinussignalfolge besteht aus mehreren, aufeinanderfolgenden Sinusschwingungen mit diskreten Frequenzen. Dieses Signal regt einzelne Frequenzen sequentiell an. Der Frequenzgang kann nur an diesen Stützstellen im Frequenzbereich identifiziert werden. Das Chirpsignal besteht aus einer Sinusfunktion mit zeitveränderlicher Frequenz. In diesem Fall wird eine linear ansteigende Frequenz nach Gleichung 4.24 gewählt.

$$x(t) = \sin \left(2\pi \left[\frac{f_1 - f_0}{T} t^2 + f_0 t \right] \right) \quad (4.24)$$

Hier sind f_0 und f_1 die End- und Anfangsfrequenz des Signals, t die Zeitvariable und T die Dauer des Signals. Alle zuvor beschriebenen Testsignale wurden in [145] zur

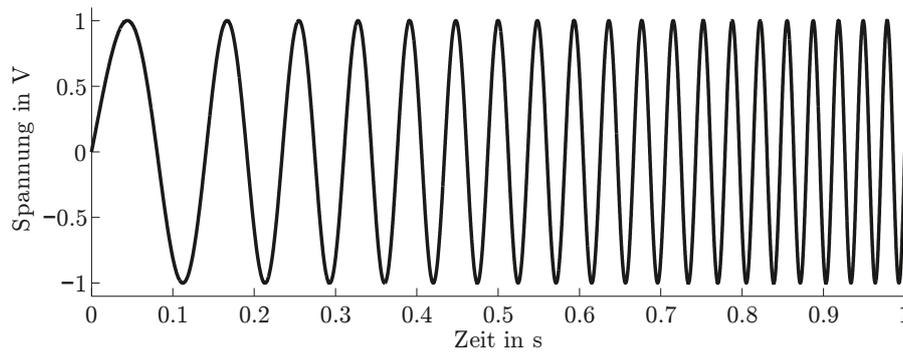


Abbildung 4.23: Chirpsignal mit linearer Frequenzänderung zwischen der Anfangsfrequenz f_0 und der Endfrequenz f_1 .

Identifikation eines Dreikomponenten Kraftsensors verwendet. Bei den Rauschsignalen wurde dabei eine größere Streuung des ermittelten Frequenzgangs im Vergleich zu den deterministischen Signalen festgestellt. Im Gegensatz zu der Sinussignalfolge hat das Chirpsignal den Vorteil, dass es einen kontinuierlichen Frequenzbereich abbildet. Aus diesen Gründen wird das Chirpsignal für die Messungen der Frequenzgänge verwendet. Zur Bestimmung des Frequenzgangs werden während der Anregung des Sensors mit dem Testsignal das Eingangssignal $x(t)$ und das Ausgangssignal des Sensors $y(t)$ gemessen. Durch die Berechnung der Fourier Transformation des Eingangssignals

$$X(j\omega) = \mathcal{F}\{x(t)\} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} x(t)e^{-j\omega t} dt \quad (4.25)$$

und des Ausgangssignals $Y(j\omega) = \mathcal{F}\{y(t)\}$ eines linearen Systems erhält man die komplexe Übertragungsfunktion nach Gleichung 4.26.

$$G(j\omega) = \frac{Y(j\omega)}{X(j\omega)} \quad (4.26)$$

Den Amplituden- und den Phasengang erhält man durch Bildung von Betrag und Phasenwinkel aus Real- und Imaginärteil der Übertragungsfunktion nach Gleichung 4.27.

$$\begin{aligned} |G(j\omega)| &= \sqrt{\Re^2\{G(j\omega)\} + \Im^2\{G(j\omega)\}} \\ \varphi(j\omega) &= \arg(\Re\{G(j\omega)\} + j\Im\{G(j\omega)\}) \end{aligned} \quad (4.27)$$

4.4.4 Messung der Übertragungsfunktionen

Aufgrund der geringen Signale der DMS-Messbrücken im Bereich einiger mV können die Ausgangssignale des Sensors nicht ohne einen Messverstärker mit dem dSPACE-System gemessen werden. Der in Kapitel 4.2 untersuchte Verstärker ist nicht für die Messungen geeignet, da dieser weder über Analogausgänge zum direkten Anschluss an das DS2004 noch über die Möglichkeit der Triggerung der Abtastung verfügt, welche für die synchrone Messung von Eingangs- und Ausgangssignal mit dem dSPACE und dem CDAQ9237 erforderlich wäre. Zur Messung der Sensorsignale mit dem dSPACE-System wurde daher ein Sechskanal-Analogmessverstärker entwickelt und aufgebaut. Um den Einfluss des Messverstärkers auf den gemessenen Frequenzgang des Sensors zu bestimmen, wurde der Frequenzgang des Messverstärkers unabhängig vom Sensor gemessen. Dies erfolgt mit Hilfe einer verstimmtten Wheatstone-Brücke aus Festwiderständen und unter Verwendung des dSPACE Systems zur Erzeugung verschiedener Eingangssignale. Durch Modulation der Brückenversorgungsspannung mit dem Chirp-Signal wurde der Frequenzgang des Messverstärkers in Abbildung 4.24 aufgenommen. Hieraus ergibt sich eine Verstärkung von 61 dB bis zu einer Grenzfrequenz von 9 kHz, die frequenzabhängige Änderung des Phasenwinkels in diesem Frequenzbereich ist mit maximal $1,7^\circ$ bis zu einer Frequenz von 400 Hz vernachlässigbar. Somit ist es ausreichend, den Verstärker durch eine konstante Verstärkung V zu berücksichtigen. Aus

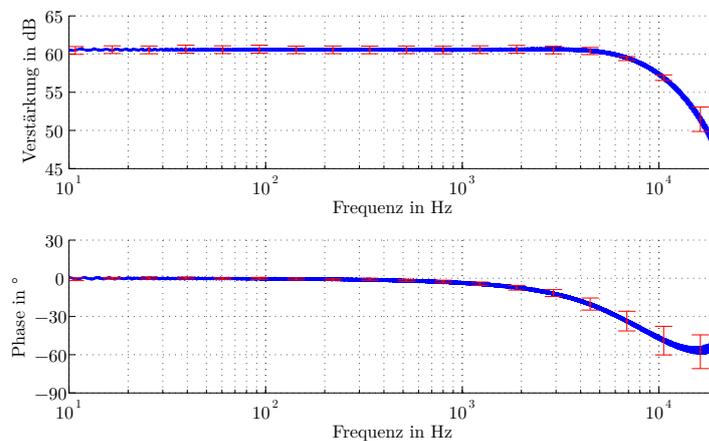


Abbildung 4.24: Frequenzgang des Verstärkers, gemessen mit dem dSPACE-System und einer Brückenschaltung aus Festwiderständen, dargestellt in Form des Mittelwerts aus 20 Messungen. Die Fehlerbalken geben die Standardabweichungen der Messungen an.

zwanzig Wiederholungsmessungen erhält man die anhand der Fehlerbalken dargestellte Standardunsicherheit. Der Mehrkomponentensensor wurde in einem Frequenzbe-

reich von 1 Hz bis 400 Hz mit Hilfe des Chirpsignals charakterisiert. Dazu werden mit Hilfe des Tauchspulaktors dynamische Kraftsignale erzeugt. Die elektrische Zeitkonstante des Aktors liegt bei $\tau_E = 0,164 \times 10^{-3}$ s, die mechanische Zeitkonstante bei $\tau_M = 2,4 \times 10^{-3}$ s, sodass die Grenzfrequenz der mit dem Aktor erzeugbaren Testsignale bei rund 400 Hz liegt [11]. Für die Bestimmung der Übertragungsfunktionen der Kraftmessachsen des Mehrkomponentensensors wurden diese sequentiell mit dem in Abschnitt 4.4.2 beschriebenen System angeregt. Die Abtastfrequenz des Eingangssignals und Ausgangssignals beträgt 4 kHz pro Kanal. Die Rohdaten der gemessenen Frequenzgänge wurden anschließend um die Verstärkung des Messverstärkers V korrigiert und sind in Abbildung 4.25 im Vergleich zu den numerisch berechneten Frequenzgängen aus Abschnitt 4.4.1 dargestellt.

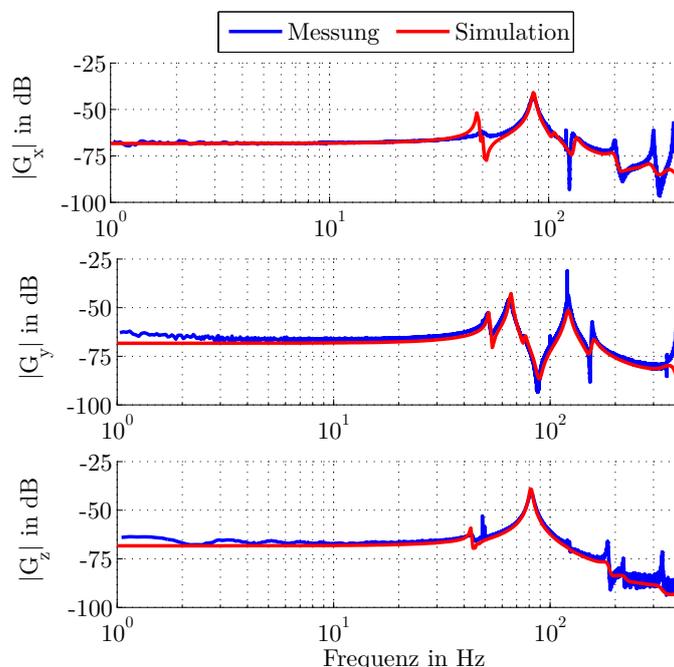


Abbildung 4.25: Amplitudengänge der Messachsen aus Messungen und numerischen Simulationen im Vergleich.

Im Vergleich zu den Simulationsergebnissen weisen die Messungen eine geringere Dämpfung im Bereich höherer Frequenzen und eine höhere Dämpfung im Bereich niedriger Frequenzen auf, was durch eine Anpassung der Rayleigh-Koeffizienten im numerischen Modell berücksichtigt werden kann. Für eine genauere Abbildung der Dämpfung des realen Systems im FEM-Modell können die Rayleigh-Koeffizienten wie in [9] beschrieben experimentell bestimmt werden.

4.4.5 Parametrische Systemidentifikation

Das dynamische Verhalten von Kraftsensoren auf Basis von Verformungskörpern lässt sich unter der Voraussetzung von konzentrierten Parametern durch ein Feder-Masse-Dämpfer System mit einer Übertragungsfunktion zweiter Ordnung beschreiben.

$$G(s) = \frac{K\omega_0}{s^2 + 2\zeta\omega_0s + \omega_0^2} \quad (4.28)$$

Zur Identifikation der Systemparameter aus den Messdaten werden die quadratischen Abweichungen $e(K, \omega_0, \zeta)$ zwischen Modell $G_M(j\omega)$ und Messung $G(j\omega)$

$$e(K, \omega_0, \zeta) = \int_{\omega_1}^{\omega_2} (|G_M(j\omega)| - |G(j\omega)|)^2 d\omega \quad (4.29)$$

minimiert. Die so bestimmten Parameter beschreiben das dynamische Verhalten des Sensors, sofern Störgrößen wie eine zusätzliche Dämpfung durch Wirbelströme in der Spule sowie die Luftreibung im Aktor vernachlässigt werden können. Die quadratischen Abweichungen zwischen Modell und Messdaten der x- und z-Achsen wurden im Bereich von $\omega_1 = 10$ Hz bis $\omega_2 = 200$ Hz minimiert. Für die y-Achse wurde ein Bereich von $\omega_1 = 10$ Hz bis $\omega_2 = 90$ Hz gewählt. In diesen Bereichen können die Messachsen des Sensors jeweils mit dem in Gleichung 4.28 angegebenen Modell eines Systems zweiter Ordnung beschrieben werden. Aus dem Fit des Modells zu den Messdaten aus zwanzig Messungen erhält man Schätzwerte der Parameter des Modells sowie deren Unsicherheiten. Der Frequenzgang des identifizierten Modells ist für die z-Achse im Vergleich zu den Messdaten in Abbildung 4.26 dargestellt. Abweichungen vom Modell

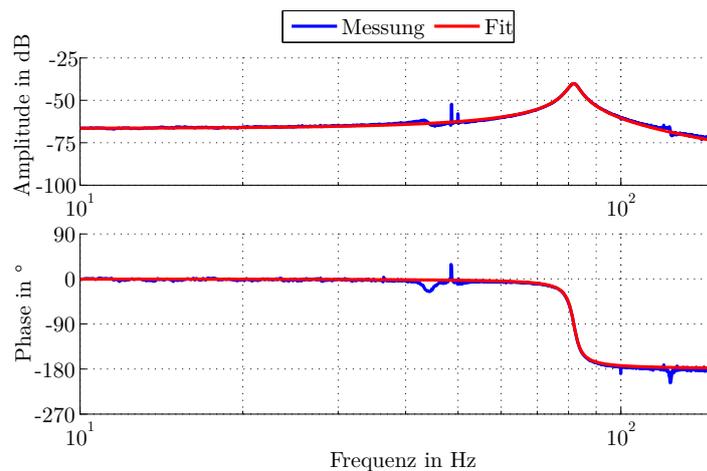


Abbildung 4.26: Vergleich des gemessenen und identifizierten Frequenzgangs der z-Achse des Sensors.

werden durch Störungen bei ca. 50 Hz durch die Stromversorgung oder Kopplungen zwischen den Messachsen bei den Frequenzen von ca. 45 Hz und 120 Hz verursacht. Die identifizierten Parameter mit ihren zugehörigen Unsicherheiten sind in Tabelle 4.5 angegeben.

Parameter Einheit	K V/V/N	$u(K)$ V/V/N	ω_0 rad/s	$u(\omega_0)$ rad/s	ζ –	$u(\zeta)$ –
F_x	$4,14 \times 10^{-4}$	$9,21 \times 10^{-7}$	533,83	5,46	0,0264	$7,80 \times 10^{-5}$
F_y	$4,48 \times 10^{-4}$	$2,93 \times 10^{-6}$	406,11	6,09	0,0287	$2,18 \times 10^{-4}$
F_z	$4,77 \times 10^{-4}$	$7,96 \times 10^{-6}$	514,0	4,90	0,0237	$6,04 \times 10^{-5}$

Tabelle 4.5: Identifizierte Parameter der Messachsen.

4.4.6 Ermittlung der dynamischen Kalibrierfunktion

Wie zuvor dargestellt, wird durch die frequenzabhängige Empfindlichkeit des Sensors das Messsignal bei der Übertragung zwischen dessen Eingang und Ausgang beeinflusst. Diese Beeinflussung kann durch eine frequenzabhängige Kalibrierung kompensiert werden. Hierzu wird ein Filter verwendet, dessen Frequenzgang den inversen Frequenzgang des Sensors darstellt. Die Implementierung dieses Filters als digitales Filter ist mit geringem Aufwand möglich. Hierzu wird die zuvor identifizierte Übertragungsfunktion des Sensors zunächst zeitlich diskretisiert und anschließend invertiert. Für die Diskretisierung stehen verschiedene Methoden wie die Bilineartransformation oder die Impulsinvarianz-Transformation [131] zur Verfügung. Im Folgenden wird die Bilineartransformation eingesetzt. Diese ordnet jedem Punkt $s = \sigma + j\omega$ in der komplexen s -Ebene einen Punkt in der komplexen z -Ebene zu und umgekehrt. Die zeitkontinuierliche Übertragungsfunktion $G_k(s)$ korrespondiert bei der bilinearen Transformation mit der zeitdiskreten Übertragungsfunktion $G_d(z)$ durch die Substitution der Variablen s nach Gleichung 4.30.

$$G_d(z) = G_k(s) \Big|_{s=\frac{2}{T} \frac{z-1}{z+1}} \quad (4.30)$$

Der Parameter T stellt hierbei das Abtastintervall dar. Durch Koeffizientenvergleich der diskreten Übertragungsfunktion mit der Übertragungsfunktion eines digitalen Filters in Standardform

$$H(z) = \frac{B(z)}{A(z)} = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_N z^{-N}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_M z^{-M}} \quad (4.31)$$

erhält man die in Tabelle 4.6 angegebenen Filterkoeffizienten a_i und b_j eines diskreten Sensormodells. Die Koeffizienten des inversen Filters erhält man aus $H^{-1}(z)$. Für ein stabiles FIR-Filter wird der Zähler der Übertragungsfunktion des inversen Filters als Konstante aus $a_0 = \sum_j b_j$ bestimmt. Durch die Filterung des Ausgangssignals

Achse	Filterkoeffizient			
	a_0	b_0	b_1	b_2
F_x	$2,5 \times 10^3$	$0,8497 \times 10^6$	$-1,6945 \times 10^6$	$0,8473 \times 10^6$
F_y	$2,2 \times 10^3$	$1,3560 \times 10^6$	$-2,7066 \times 10^6$	$1,3528 \times 10^6$
F_z	$2,1 \times 10^3$	$0,7947 \times 10^6$	$-1,5854 \times 10^6$	$0,7928 \times 10^6$

Tabelle 4.6: Koeffizienten der inversen Filter für die einzelnen Messachsen.

des Sensors mit dem inversen Filter werden ein konstanter Amplituden- und Phasengang erreicht. Hierbei werden Frequenzen oberhalb der ersten Resonanzfrequenz stark verstärkt, wodurch hochfrequentes Rauschen ebenfalls stark verstärkt wird. Um diese Rauschanteile zu reduzieren kann abhängig von der gewünschten oberen Grenzfrequenz ein zusätzliches Tiefpassfilter verwendet werden. Wie aus Abbildung 4.27 ersichtlich, kompensiert das inverse Filter die dynamischen Empfindlichkeitsänderungen des Sensors und stellt somit eine frequenzabhängige Kalibrierfunktion dar.

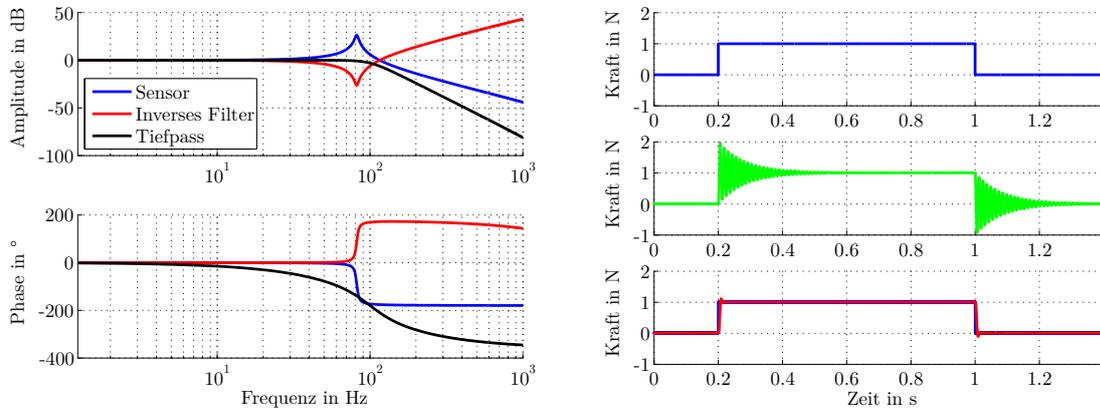


Abbildung 4.27: Links: Normierte Frequenzgänge von Sensor, inversem Filter und Tiefpass. Rechts von oben nach unten: Eingangssignal, Messsignal mit statischem Kalibrierwert (grün), mit inversem Filter (blau) und inversem Filter mit Tiefpass (rot).

5 Entwicklung eines Sechsachs-EMK Messsystems

Dieses Kapitel beschreibt die Entwicklung eines Sechskomponentenmesssystems auf Basis der elektromagnetischen Kraft- und Drehmomentkompensation. Zunächst wird das Systemkonzept beschrieben und nachfolgend auf die technische Umsetzung eingegangen. Anschließend wird ein Modell des Systems aufgestellt, auf dem der Reglerentwurf aufbaut. Darauf folgend werden Kalibrierungen und Untersuchungen zu den mess- und regelungstechnischen Eigenschaften durchgeführt.

5.1 Systemkonzept

Die Eigenschaften von Kraft- und Drehmomentsensoren werden maßgeblich durch die verwendeten mechanischen Verformungskörper definiert. Um selbst bei kleinen Kräften und Drehmomenten messbare Verformungen zu erreichen, müssen filigrane Strukturen gefertigt werden. In Kombination mit der meist komplexen mechanischen Struktur von Mehrkomponentenaufnehmern führt dies zu hohen Anforderungen an die Sensorfertigung. Bei DMS-Aufnehmern ist zudem eine Begrenzung durch das Verhältnis aus Federkörpermaterialstärke und DMS-Materialstärke, sowie durch die in Kapitel 2.1.1 angegebene relative Auflösung von 1×10^{-5} gegeben. Um diese Begrenzungen zu überwinden wurde ein Sechskomponenten Kraft-/Drehmomentsensor auf Basis des Prinzips der elektromagnetischen Kraftkompensation entwickelt. Dieses ermöglicht relative Auflösungen von bis zu 1×10^{-8} (siehe Kapitel 2.1.2), wodurch es deutliche Vorteile gegenüber der DMS-Messung verspricht. Durch die prinzipbedingte Lageregelung, welche für den Einsatz als Sechskomponentensensor in sechs Freiheitsgraden erfolgen muss, ist es möglich, das System in einer Schwebeposition zu halten, welche eine Kraft- und Drehmomentmessung mit höherer Empfindlichkeit verspricht. Die Ausführung als elektromagnetisch kompensiertes System hat weiterhin den Vorteil, dass die Kraft- und Drehmomenteinleitungsstelle im Gegensatz zu Sensoren nach dem Ausschlagprinzip nicht verschoben wird. Weiterhin kann das schwebende System im Rahmen seines

Bewegungsbereichs durch Sollwertvorgabe in sechs Freiheitsgraden positioniert werden. Die Konstruktion besteht aus einem mechanisch steifen Träger, der in Form einer Kreuzstruktur ausgeführt ist, wobei die Achsen des Trägers orthogonal zueinander angeordnet sind. Die drei orthogonalen Arme des Kreuzes sind mit jeweils zwei Tauchspulaktoren bestückt, die eine kontaktlose Kraftübertragung ermöglichen. Durch die Ansteuerung der Aktoren wird das gesamte System in eine Schwebeposition gebracht. Ausgehend von dieser können Bewegungen in sechs Freiheitsgraden ausgeführt werden. Durch Messung der Position und Lage ist eine Regelung dieser möglich, sodass die Vorrichtung auch als Sechssachs-Positioniersystem wie die in [174, 186, 182] beschriebenen Systeme eingesetzt werden kann. Bei einer Regelung auf eine feste Position und Lage werden Translationen und Rotationen aufgrund externer Kräfte und Momente kompensiert. Durch die Messung der Aktorströme können bei bekannten Empfindlichkeiten der Aktoren die wirkenden Kräfte und Drehmomente bestimmt werden, wodurch sich die neue Anwendung der Vorrichtung als Sechssachs Kraft-/Drehmomentsensor nach dem Prinzip der elektromagnetischen Kraftkompensation ergibt. Das Prinzip der Kraft-

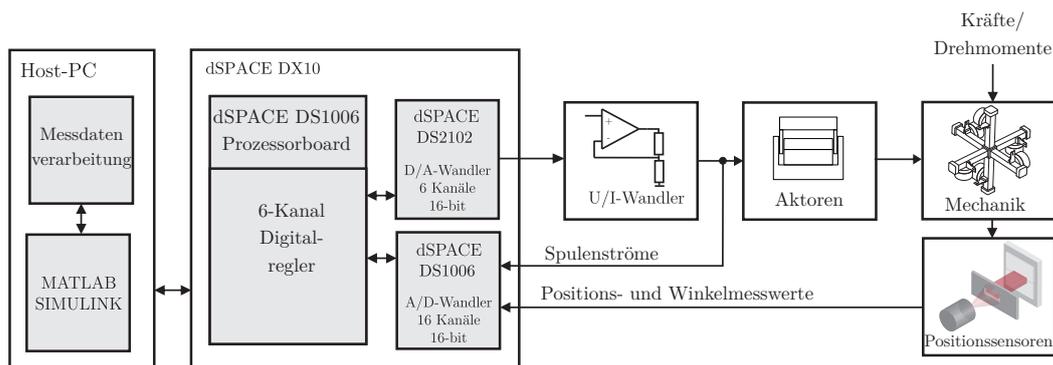


Abbildung 5.1: Blockschaltbild des Sechssachs-EMK Messsystems.

und Drehmomentkompensation eignet sich besonders für Anwendungen, bei denen eine Verschiebung oder Drehung der Kraft- oder Drehmomenteinleitungsstelle bei der Messung nicht zulässig ist. Da keine Verformungen gemessen werden müssen kann eine Mechanik mit hoher Steifigkeit verwendet werden, wodurch die Messdynamik hauptsächlich durch die Reglerparameter und die Dynamik der Positionsmessung vorgegeben wird. Durch Adaption der Reglerparameter können die Eigenschaften des Sensors angepasst werden. Die Messung der Position bei einer Regelung der Kraft ermöglicht die Ermittlung von Kraft-Weg- und Drehmoment-Winkel-Kennlinien anderer Systeme und ermöglicht den Einsatz als Kalibriersystem für Kraft-, Drehmoment- oder Mehrkomponentenmesssysteme. Durch den symmetrischen Aufbau werden isotrope Eigenschaften erzielt.

5.2 Komponenten

5.2.1 Digitales Reglersystem

Für die Mehrachsregelung der Positionen und Winkel des Kraft- Drehmomentmesssystems wurde ein Rapid Control Prototyping System der Firma dSPACE verwendet [38]. Im Gegensatz zu anderen digitalen Systemen mit Ein- und Ausgabefunktion ist dieses speziell für Regelungsanwendungen ausgelegt und ermöglicht eine deterministische Datenerfassung, -verarbeitung und -ausgabe. Die Hardware besteht aus der Quadcore Prozessorkarte DS1006 [42] mit $4 \times 2,8$ GHz, auf der ein Echtzeitbetriebssystem läuft. Das Prozessorboard kommuniziert mit den Ein- und Ausgabekarten über den internen PHS-Bus und führt den Regelalgorithmus aus. Die Konfiguration und Implementierung des Reglers erfolgt mit Hilfe eines Host-PC mit der Software Matlab/Simulink [160]. Die Datenübertragung zwischen PC und dem Prozessorboard DS1006 über eine Glasfaserleitung wird über die Interfacekarten DS917 seitens des Host-PC und DS911 seitens des dSPACE Systems realisiert. Für die Modellierung des Regleralgorithmus stehen die Simulink Bibliotheken zur Verfügung, die um spezielle Blöcke für die Hardwarekomponenten von dSPACE ergänzt wurden. Das fertige Modell wird mit Hilfe des Simulink Coders [161] in C-Code compiliert und auf die Hardware übertragen. Die synchrone Erfassung der Mess- und Regelsignale erfolgt über die 16 bit A/D-Wandlerkarte DS2004, welche eine Abtastfrequenz von bis zu 1,25 MHz ermöglicht [41]. Die D/A-Wandlung mit dem DS2102 ist mit einer Samplefrequenz bis zu 625 kHz möglich [40]. Die in den Datenblättern angegebenen Werte beziehen sich ausschließlich auf die Hardwareperformance der A/D- und D/A-Wandler. Durch die Kommunikation zwischen dem Prozessor und den Ein- und Ausgabekarten entstehen weitere Latenzen. Für eine reine Messung auf 16 Kanälen und Ausgabe auf 6 Kanälen wurde für die Verarbeitung von Einzelwerten eine maximale Frequenz von 40 kHz experimentell bestimmt. Die Abtastfrequenz f_A sollte nach dem Abtasttheorem mindestens das doppelte des größten Frequenzanteils im Signal betragen $f_A \geq 2f_R$, für Regelungen besteht nach [104, 171] die Forderung $f_A \approx 6 \dots 20f_R$. Daraus folgt bei einer Abtastfrequenz von 40 kHz eine maximale Regelungsfrequenz zwischen 2 kHz und 6,6 kHz. Die Positionssensorsignale des schwebenden Systems werden vom DS2004 erfasst und gehen in die Berechnung der Regelabweichung in dem auf dem DS1006 laufenden Regelalgorithmus ein. Dieser bestimmt daraus die Stellgrößen, die über die D/A-Wandlerkarte DS2102 ausgegeben werden. Alle Messdaten und Ergebnisse des Regelalgorithmus können vom Host-PC ausgelesen werden. Dies erfolgt über die Software dSPACE Control Desk oder in Matlab mit Hilfe der DLL MLIB. Alle Hardwarekomponenten des Echtzeitregler-

systems sind in einem Gehäuse integriert, welches über Multipair-Leitungen an die Positionssensorelektronik und die Stromtreiber angeschlossen wird.

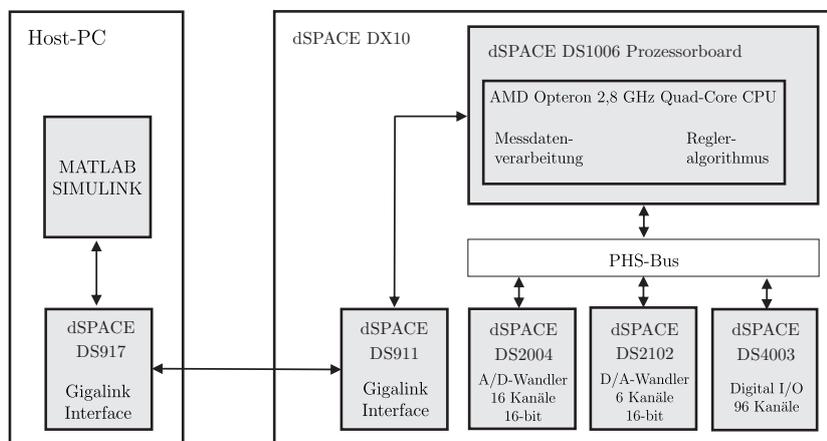


Abbildung 5.2: Verschaltung der Komponenten des dSPACE Systems nach [39] und Anbindung an den Host-PC.

5.2.2 Stromtreiber

Die Ausgangsströme des D/A-Wandlers DS2102 sind mit maximal 5 mA für die direkte Ansteuerung der Spulen des Messsystems ungeeignet. Um die benötigten Ströme zu treiben, wurde ein U/I-Wandler auf Basis der in [152] beschriebenen Operationsverstärkerschaltung mit dem Schaltkreis OPA548 [158] entwickelt und aufgebaut. Die Ausgänge der D/A-Wandler wurden mit einer Impedanzwandlerschaltung auf Basis des Texas Instruments OPA227 [159] von der Stromtreiberelektronik entkoppelt. Abbildung 5.3 zeigt die bestückte Leiterplatte der Stromtreiberschaltung sowie die in einem 19" Gehäus aufgebauete Elektroneinheit für sechs Kanäle. Die statische Übertragungsfunktion der Schaltung von der Eingangsspannung U_{in} in den Ausgangsstrom I_{out} erhält man gemäß Anhang A aus

$$\frac{I_{out}}{U_{in}} = \frac{R_1(R_4 + R_5) + R_2R_4}{R_1(R_3R_5 + R_4(R_5 + R_L) + R_5R_L) - R_2R_3R_L}. \quad (5.1)$$

Für die in der Schaltung verwendeten Widerstände beträgt der statische Übertragungsfaktor $I_{out}/U_{in} = 0,101 \text{ A/V}$. Durch die Frequenzabhängigkeit der Verstärkung des Operationsverstärkers ergibt sich eine kapazitive Ausgangsimpedanz der Schaltung [5]. In Kombination mit der induktiven Last und dem Widerstand der Spule erhält man so einen RLC-Schwingkreis. Um die Amplitudenüberhöhung bei Resonanz zu verringern,



Abbildung 5.3: Leiterplatte einer Stromtreiberschaltung (links) und 6-Kanal Stromtreibereinheit im 19" Gehäuse (rechts).

kann in beiden Rückkopplungszweigen jeweils ein RC-Tiefpassfilter durch Parallelschaltung von Kondensatoren zu den Rückkopplungswiderständen R_2 und R_4 aufgebaut werden. Die Kondensatoren wurden so gewählt, dass sich ein möglichst glatter Amplitudengang ergibt. Die Auswirkungen verschiedener Rückkopplungskondensatoren auf das Übertragungsverhalten sind aus Abbildung 5.4 ersichtlich. Als Messwiderstand

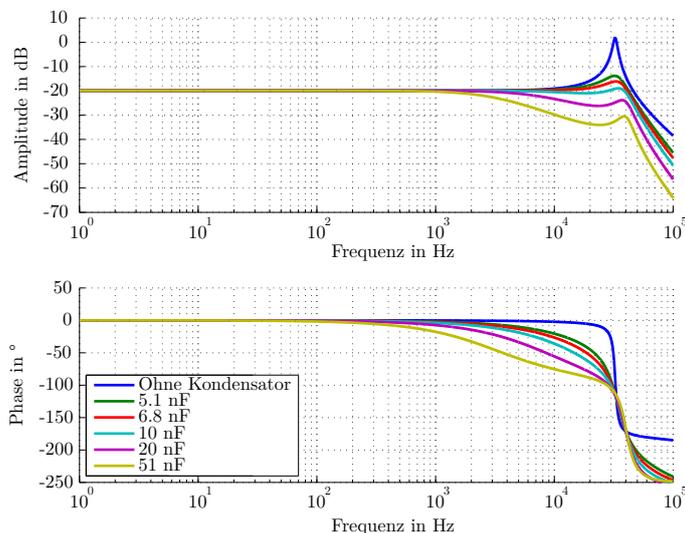


Abbildung 5.4: Frequenzgang für die Übertragung von Spannung in Strom des U/I-Wandlers in Abhängigkeit der Rückkopplungskondensatoren.

wird ein Vierleiter-Präzisionswiderstand der Firma Vishay von Typ VPR221 [175] mit $10\ \Omega$ eingesetzt. Die Anpassung der Spannung an den Messbereich der A/D-Wandler erfolgt mit Hilfe eines LT1167 [101].

5.2.3 Aktoren

Für die Krafterzeugung wurden die Aktoren LA13-12-000B der Firma BEI Kimco Magnetics [11] verwendet. Deren Auswahl erfolgte aus 14 kommerziell verfügbaren Alternativen nach einer geringen elektrischen Zeitkonstante, einem geringen Eigengewicht der Spulen und einer geringen statischen Verlustleistung bei der Kompensation des Eigengewichts des Gesamtsystems. Die Lorentzkraft der Aktorspulen kann mit der in Kapitel 3.4.1 angegebenen Gleichung für die mittlere Position in einem idealen Magnetsystem mit radial abfallender Flussdichte berechnet werden. In einem realen Magnetsystem weist das Magnetfeld eine axiale und radiale Abnahme auf. Die Lorentzkraft auf die Spule hängt, wie bereits in Kapitel 4.4.2 erläutert, von den räumlichen Verteilungen der magnetischen Flussdichte und der Stromdichte ab, sodass sich in Abhängigkeit der Verschiebung und Verkippung der Spule im Magnetfeld des Topfs Abweichungen der Kraft ergeben. Diese wurden numerisch in ANSYS Maxwell [4] für axiale und radiale Verschiebung der Spule im Magnetfeld berechnet. Die Ergebnisse sind in Abbildung 5.5 dargestellt. In dem durch die Positionssensoren vorgegebenen

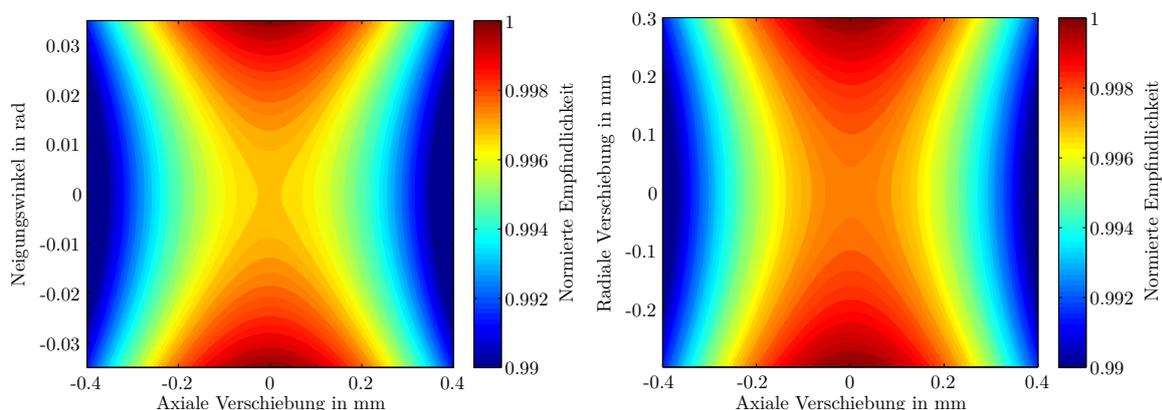


Abbildung 5.5: Numerisch berechnete Abweichungen der Aktorkonstante in Abhängigkeit Verkippung (links) und der Verschiebung der Spule im Magnetfeld (rechts).

Bewegungsbereich von $\pm 0,2$ mm beträgt die maximale Änderung der Aktorkonstante zur Nulllage $-0,214\%$, im rotatorischen Bewegungsbereich von $\pm 4 \times 10^{-3}$ rad beträgt diese maximal 4×10^{-4} . Die Tauchspulaktoren weisen durch ihre elektrischen Parameter und die Induktionsvorgänge bei Bewegungen ein dynamisches Übertragungsverhalten auf, welches mit der Übertragungsfunktion von Strom zu Position abgebildet werden kann. Die Übertragung des Stroms in eine Kraft erfolgt über die Aktorkonstante Bl , die Umwandlung der Kraft in eine Position findet über die angeschlossene Mechanik mit $G_m(s)$ statt. Wird die Spule relativ zum Permanentmagneten mit einer

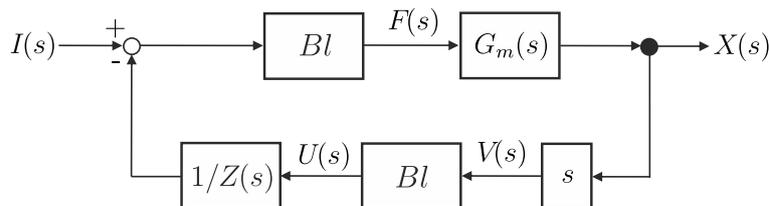


Abbildung 5.6: Blockschaltbild der Übertragungsfunktion von Spulenstrom zu Position mit Rückkopplungsweig aufgrund der Bewegungsinduktion.

Geschwindigkeit v bewegt, wird in der Spule und dem Spulenträger eine Spannung $U \approx Blv$ induziert. In Abhängigkeit der Impedanz $Z(s) = R + sL$ der Spule fließt ein Strom I , welcher dem Erregerstrom entgegengerichtet ist. Die Übertragungsfunktion von Spulenstrom in eine Verschiebung lautet somit

$$G_a(s) = \frac{X(s)}{I(s)} = \frac{Bl G_m(s)}{1 + Bl G_m(s) s Bl (R + sL)^{-1}}. \quad (5.2)$$

5.2.4 Positionssensoren

Für die Lageregelung des schwebenden Systems ist eine Rückführung der Positions- und Winkelmesswerte erforderlich. Hierzu wird das aus EMK-Waagen bekannte Prinzip der optischen Positionsmessung mittels einer LED, einer Doppelfotodiode und einer beweglichen Spaltblende verwendet. Das Licht der LED [54] wird über eine Blende auf einer Doppelfotodiode [121] abgebildet. Die beiden Einzelfotodioden erzeugen jeweils einen von der Beleuchtungsstärke auf ihren aktiven Flächen abhängigen Fotostrom, bei Verschiebung der Blende ändert sich dieser aufgrund der Änderung der Lichtverteilung.

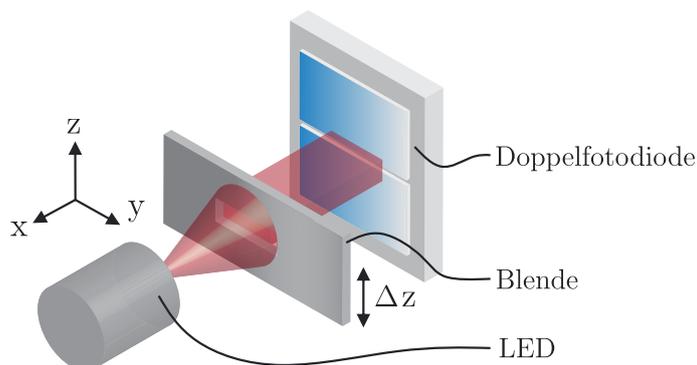


Abbildung 5.7: Positionsmesssystem aus einer am ortsfesten Teil des Systems angeordneten LED und einer Doppelfotodiode sowie einer am beweglichen Teil angeordneten Spaltblende.

Diese positionsabhängigen Fotoströme können mit Transimpedanzwandlerschaltungen [20] oder anhand des Spannungsabfalls über Messwiderständen gemessen werden. Basierend auf letzterem Prinzip wurde im Rahmen dieser Arbeit eine Schaltung entwickelt und aufgebaut. Die Differenzbildung der Spannungen über den Messwiderständen in eine positionsabhängige Ausgangsspannung erfolgt mit einem Instrumentationsverstärker. Um eine konstante Beleuchtungsintensität der Empfänger zu gewährleisten wurde eine Konstantstromquelle nach [102] aufgebaut. Der Arbeitspunkt in der Fotodiodenkennlinie wurde durch eine Vorspannung mit einer Konstantspannungsquelle [108] auf -5 V eingestellt. Hierdurch wird eine höhere Dynamik, sowie eine größere Empfindlichkeit erreicht. Als Nachteil der Vorspannung ist ein zusätzlicher Anteil des Dunkelstroms zum Rauschen zu nennen [136]. Die Gesamtschaltung, welche in direkter Nähe der LED und Doppelfotodiode im Sensorgehäuse angeordnet ist, ist in Abbildung 5.8 dargestellt. In [34] wurde die Empfindlichkeit des Systems aus LED,

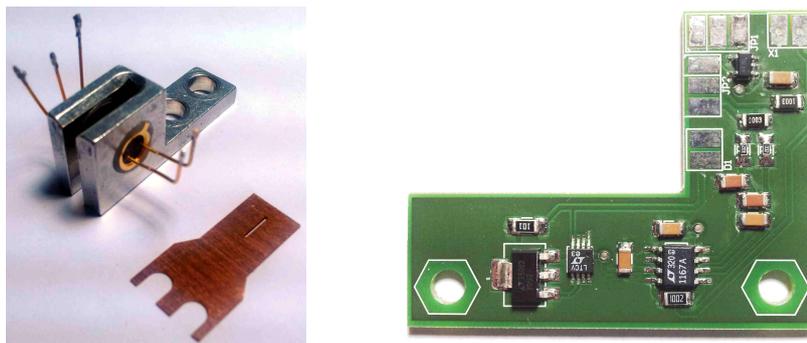


Abbildung 5.8: Optisches Positionsmesssystem bestehend aus LED, Differenzfotodiode und Blende aus Kupfer (links). Zur Positionsmessung des schwebenden Systems entwickelte Schaltung mit Konstantstromquelle, Spannungsreferenz und Instrumentationsverstärker (rechts).

Blende und Fotodioden in Abhängigkeit der lateralen Verschiebungen auf einer Nanomessmaschine vom Typ NPMM-1 [150, 57] untersucht, wobei eine relative Abweichung der Empfindlichkeit von unter $\pm 3\%$ durch Bewegungen in Querrichtung im gesamten Bewegungsbereich resultieren. Außerdem wurde eine Verschiebung des Nullpunkts in z-Richtung im Bereich von $\pm 28\ \mu\text{m}$ in Abhängigkeit der Position in x- und y-Richtung (siehe Koordinatensystem in Abbildung 5.7) gemessen.

5.2.5 Mechanisches System

Die Mechanik des Kraft-/Drehmomentmesssystems ist in Abbildung 5.9 dargestellt. An einer mechanisch starren Struktur sind die in Kapitel 5.2.4 beschriebenen Spaltblenden

für die Positionsmessung sowie die in Abschnitt 5.2.3 vorgestellten Tauchspulaktoren montiert, welche die Kompensationskräfte aufbringen. Die Aktoren wirken relativ zu einem ortsfesten Teil, der, wie die Sender- und Empfängereinheiten der Positionssensoren, aus Gründen der Übersichtlichkeit nicht dargestellt ist. Abbildung 5.9 zeigt beispielhaft, wie die Kompensationskräfte und Drehmomente aus den Aktorkräften gebildet werden. Eine Kraft ergibt sich aus der Summe gleich gerichteter Aktorkräfte, während ein Drehmoment aus gegensätzlich gerichteten Aktorkräften und dem Abstand der Aktoren gebildet wird. Um eine geringe Interaktion mit den Magnetfeldern der Tauchspulaktoren sowie der Umgebung zu erreichen, sind alle Bestandteile des schwebenden Teils und des Sensorgehäuses aus Aluminium, Kupfer oder Messing gefertigt.

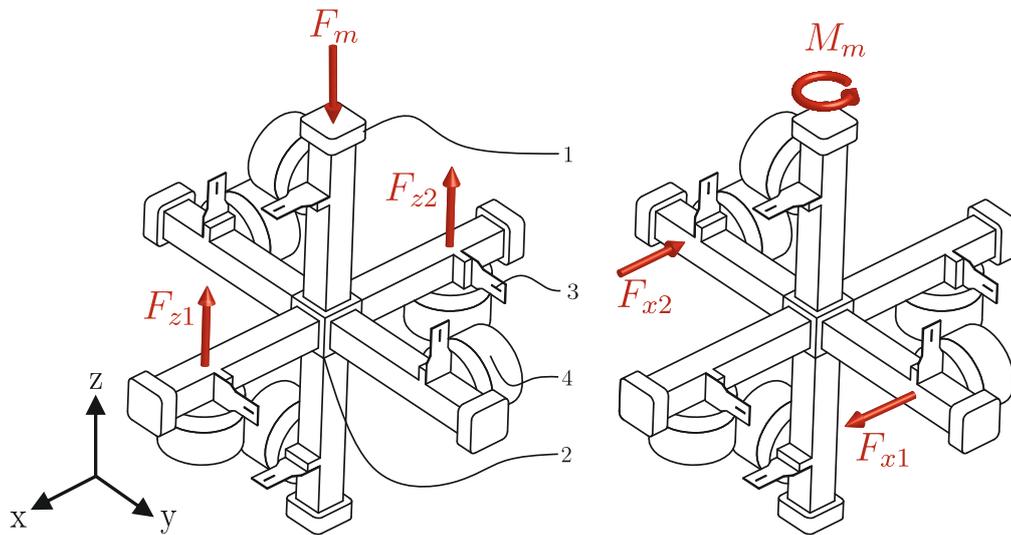


Abbildung 5.9: Zu messende Kräfte und Drehmomente werden in die Krafteinleitung (1) eingeleitet. Die resultierenden Verschiebungen und Drehungen der starren Kreuzstruktur (2) werden von den Lageindikatoren (3) detektiert und durch die Regler in Stellgrößen zur Kompensation mit Hilfe der Tauchspulaktoren (4) überführt.

Durch das verwendete, optische Positionsmesssystem wird ein Bewegungsbereich von $\pm 200 \mu\text{m}$ ermöglicht, was bei einem Abstand der Spulen vom Drehpunkt von 50 mm zu einem Drehwinkelbereich von $\pm 4 \times 10^{-3} \text{ rad}$ führt. Der Bewegungsbereich des Systems kann durch mechanische Anschläge auf den Messbereich der Lageindikatoren eingestellt werden. Die Masse des schwebenden Teilsystems beträgt nach Berechnungen in Autodesk Inventor $0,165 \text{ kg}$, die Trägheitsmatrix \mathbf{I} bezüglich des Schwerpunkts lautet

$$\mathbf{I} = \begin{bmatrix} I_{xx} & -I_{xy} & -I_{xz} \\ -I_{yx} & I_{yy} & -I_{yz} \\ -I_{zx} & -I_{zy} & I_{zz} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 228,76 & 0,41 & 0,41 \\ 0,41 & 228,76 & 0,41 \\ 0,41 & 0,41 & 228,76 \end{bmatrix} \text{ kg mm}^2. \quad (5.3)$$

Diese ist aufgrund der symmetrischen Konstruktion nahezu diagonal, sodass ein geringes dynamisches Übersprechen zu erwarten ist. In Abbildung 5.10 a) ist der aus Aluminium gefertigte Sensor in seinem Gehäuse abgebildet. Die Abmessungen des Sensorgehäuses betragen $150 \times 150 \times 150 \text{ mm}^3$. Für eine einfache Kalibrierung sind alle Seiten des Kreuzes von außen zugänglich. Das Gesamtsystem ist in Abbildung 5.10 b) dargestellt. Es besteht aus der in Abschnitt 5.2.1 vorgestellten dSPACE Reglerhardware, dem in 5.2.2 beschriebenen 6-Kanal Stromtreiber sowie dem Sensor.

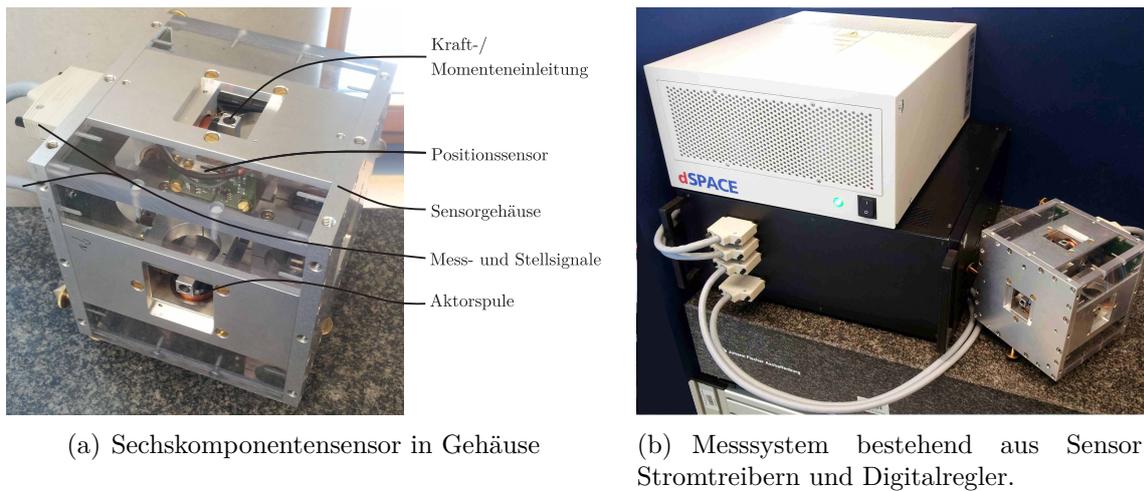


Abbildung 5.10: Sechskomponenten Kraft-/Drehmomentsensor sowie Elektronik- und Reglereinheit.

5.3 Modellbildung

5.3.1 Kinematik

Zur Beschreibung des Verhaltens des Systems werden zwei Koordinatensysteme definiert. Eines befindet sich im Schwerpunkt des schwebenden Systems, das andere ist ein ortsfestes Bezugssystem, dessen Ursprung durch die Nulllage der optischen Positionssensoren definiert ist. Der Positionsvektor $\vec{x} = [x, y, z]^T$ gibt die Verschiebung des Schwerpunkts des bewegten Systems zum Bezugssystem an, der Geschwindigkeitsvektor hat die Komponenten $\dot{\vec{x}} = [\dot{x}, \dot{y}, \dot{z}]^T$. Die Winkel $\vec{\theta} = [\theta, \phi, \psi]^T$ und deren Änderungen $\dot{\vec{\theta}} = [\dot{\theta}, \dot{\phi}, \dot{\psi}]^T$ beschreiben die Drehung des Sensorkoordinatensystems gegenüber dem Bezugssystem. Die Positionssensoren sind so angeordnet, dass sie die Verschiebungen der einzelnen Spulen erfassen. Der Vektor der Positionssignale $\vec{p} = [p_{x1}, p_{x2}, p_{y1}, p_{y2}, p_{z1}, p_{z2}]^T$ kann anhand von Gleichung 5.4 in Verschiebungen

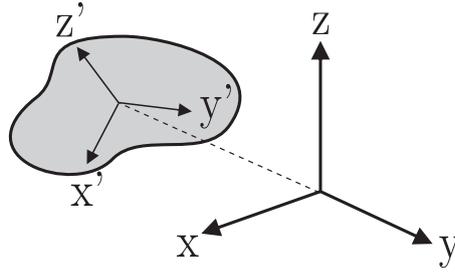


Abbildung 5.11: Bewegter Körper mit Koordinatensystem im Schwerpunkt, relativ zu einem ortsfesten Koordinatensystem.

und Drehungen des Sensorkoordinatensystems gegenüber dem Bezugssystem überführt werden. Die hierzu verwendete Matrix wird als Geometriematrix \mathbf{G} des Sensors bezeichnet. Die Gesamtverschiebung einer Achse erhält man nach Gleichung 5.4 aus der Summe der Einzelverschiebungen in einer Achse, die Winkel werden durch die Differenz von zwei in einem definierten Abstand gemessenen Verschiebungen bestimmt.

$$\begin{bmatrix} x \\ y \\ z \\ \theta \\ \phi \\ \psi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & l_{y1} & -l_{y2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & l_{z1} & -l_{z2} \\ l_{x1} & -l_{x2} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_{x1} \\ p_{x2} \\ p_{y1} \\ p_{y2} \\ p_{z1} \\ p_{z2} \end{bmatrix} \quad (5.4)$$

Die Abstände der Positionssensoren vom Ursprung des Sensorkoordinatensystems im Schwerpunkt der Mechanik werden hierbei mit l bezeichnet. Die Überführung der gemessenen Drehwinkeländerungen in Winkelgeschwindigkeiten $\vec{\omega} = [\omega_x, \omega_y, \omega_z]^T$ erfolgt nach [105] anhand von $\vec{\omega} = \mathbf{T}\dot{\vec{\theta}}$

$$\begin{bmatrix} \omega_x \\ \omega_y \\ \omega_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -\sin(\phi) \\ 0 & \cos(\theta) & \cos(\phi)\sin(\theta) \\ 0 & -\sin(\theta) & \cos(\phi)\cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\theta} \\ \dot{\phi} \\ \dot{\psi} \end{bmatrix}. \quad (5.5)$$

Die Winkelbeschleunigung erhält man aus der zeitlichen Ableitung von Gleichung 5.5 mit $\ddot{\vec{\omega}} = \dot{\mathbf{T}}\dot{\vec{\theta}} + \mathbf{T}\ddot{\vec{\theta}}$ [6].

$$\begin{bmatrix} \dot{\omega}_x \\ \dot{\omega}_y \\ \dot{\omega}_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\cos(\phi)\dot{\phi}\dot{\psi} - \sin(\phi)\ddot{\psi} + \ddot{\theta} \\ -\sin(\phi)\sin(\theta)\dot{\phi}\dot{\psi} - \sin(\theta)\dot{\phi}\ddot{\theta} + \cos(\phi)\cos(\theta)\dot{\psi}\dot{\theta} + \cos(\theta)\ddot{\phi} + \cos(\phi)\sin(\theta)\ddot{\psi} \\ -\cos(\theta)\sin(\phi)\dot{\phi}\dot{\psi} - \cos(\theta)\dot{\phi}\ddot{\theta} - \cos(\phi)\sin(\theta)\dot{\psi}\dot{\theta} - \sin(\theta)\ddot{\phi} + \cos(\phi)\cos(\theta)\ddot{\psi} \end{bmatrix} \quad (5.6)$$

5.3.2 Statische Kräfte und Drehmomente

Die Aktoren sind wie in Abbildung 5.9 dargestellt außerhalb des Schwerpunkts montiert. Die auf den Schwerpunkt bezogenen Kräfte und Drehmomente erhält man mit Hilfe der Geometriematrix \mathbf{G} aus den Aktorkräften nach Gleichung 5.7.

$$\begin{bmatrix} F_x \\ F_y \\ F_z \\ M_x \\ M_y \\ M_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & l_{y1} & -l_{y2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & l_{z1} & -l_{z2} \\ l_{x1} & -l_{x2} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{x1} \\ F_{x2} \\ F_{y1} \\ F_{y2} \\ F_{z1} \\ F_{z2} \end{bmatrix} \quad (5.7)$$

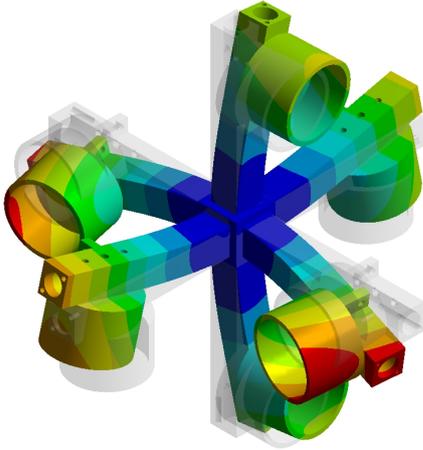
Ausgehend vom Vektor der Aktorkraft im Sensorsystem ergibt sich der Vektor der Aktorkraft im Bezugssystem durch die Rotation mit \mathbf{R}^{-1} gemäß Gleichung 3.1. Der Vektor der Gewichtskraft $\vec{F}_g = [0, 0, -mg]^T$ ist im Bezugssystem definiert. Er wird durch die Rotationen des Sensorkoordinatensystems um die x und y-Achse mit $\mathbf{R}(\theta, \phi)$ transformiert. Man erhält die Komponenten der Gewichtskraft im Sensorkoordinatensystem aus

$$\vec{F}'_g = \begin{bmatrix} \cos(\phi) & 0 & \sin(\phi) \\ \sin(\theta) \cos(\phi) & \cos(\theta) & \sin(\theta) \cos(\phi) \\ \sin(\phi) \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \cos(\theta) \cos(\phi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -mg \end{bmatrix} = -mg \begin{bmatrix} -\sin(\phi) \\ \sin(\theta) \cos(\phi) \\ \cos(\theta) \cos(\phi) \end{bmatrix}. \quad (5.8)$$

5.3.3 Dynamik

Befindet sich der Frequenzbereich der Erregung deutlich unterhalb der niedrigsten Eigenfrequenz des mechanischen Systems, kann das Verformungsverhalten vernachlässigt und das strukturdynamische Problem auf ein Problem der Starrkörperdynamik reduziert werden [37]. Die Eigenfrequenzen der Mechanik wurden mit einer FEM-gestützten Modalanalyse bestimmt, wobei abgesehen von den Starrkörpermoden die ersten sechs Eigenfrequenzen in der Tabelle in Abbildung 5.12 angegeben werden. Die niedrigste Eigenfrequenz wurde bei 1,339 kHz gefunden. Bis zu dieser Frequenz ist somit die Annahme eines Starrkörpermodells zulässig. Die Bewegungsgleichungen in einem Inertialsystem sind durch den Impulssatz

$$\vec{F} = \frac{d\vec{p}}{dt} = \frac{d(m\vec{x})}{dt} \quad (5.9)$$



Mode	Frequenz
7	1,3390 kHz
8	1,3393 kHz
9	1,3461 kHz
10	1,3680 kHz
11	1,3728 kHz
12	1,3735 kHz

Abbildung 5.12: Eigenform der 8. Schwingungsmode (links) und Tabelle der Eigenfrequenzen (rechts). Die ersten 6 Eigenfrequenzen entsprechen den Starrkörper-Moden bei einer Frequenz von 0 Hz.

und den Drehimpulssatz

$$\vec{M} = \frac{d\vec{L}}{dt} = \frac{d(\mathbf{I}\vec{\omega})}{dt} \quad (5.10)$$

definiert. Das hier behandelte System weist eine zeitlich konstante Masse auf, damit vereinfacht sich Gleichung 5.9 zu

$$\vec{F} = m\ddot{\vec{x}}. \quad (5.11)$$

Die translatorischen Bewegungen des Systems können anhand der im Sensorkoordinatensystem wirkenden Kräfte bestimmt werden. Dazu ist die Umrechnung der Kräfte in das Inertialsystem mit Hilfe der Rotationsmatrix \mathbf{R}^{-1} erforderlich.

$$\ddot{\vec{x}} = m^{-1}\mathbf{R}^{-1}\vec{F} \quad (5.12)$$

Wird die Trägheitsmatrix im Sensorkoordinatensystem bestimmt, ist sie ebenfalls konstant. Hierdurch wird eine Umrechnung von Gleichung 5.10 vom Sensorkoordinatensystem in das inertielle Bezugssystem anhand von Gleichung 5.13 erforderlich.

$$\left. \frac{d\vec{L}}{dt} \right|_I = \left. \frac{d\vec{L}}{dt} \right|_S + \vec{\omega} \times \vec{L} \quad (5.13)$$

Daraus erhält man Gleichung 5.14

$$\vec{M} = \mathbf{I}\dot{\vec{\omega}} + \vec{\omega} \times (\mathbf{I}\vec{\omega}). \quad (5.14)$$

Nach Umstellung erhält man die Gleichungen für den Winkelbeschleunigungsvektor $\dot{\vec{\omega}}$.

$$\dot{\vec{\omega}} = \mathbf{I}^{-1}\vec{M} - \mathbf{I}^{-1}\{\vec{\omega} \times (\mathbf{I}\vec{\omega})\} \quad (5.15)$$

Die nichtlinearen Gleichungen 5.12 und 5.15 sind für Systeme mit konstanter Masse und Trägheitsmatrix im Bereich unterhalb der ersten Eigenfrequenz gültig und unabhängig von der geometrischen Auslegung des Sensors anwendbar.

5.3.4 Linearisierung

Die im vorherigen Abschnitt verwendeten Differentialgleichungen 5.12 und 5.15 sind nichtlinear und verkoppelt. Im Allgemeinen können sie nur numerisch gelöst werden, wodurch die Abhängigkeiten des dynamischen Verhaltens von den Systemparametern schwieriger zu identifizieren sind. Im Folgenden wird daher eine Linearisierung und Vereinfachung der Gleichungen aus den Abschnitten 5.3.1, 5.3.2 und 5.3.3 vorgenommen. Hierzu geht man von kleinen Änderungen $\Delta\vec{x} = [\Delta x, \Delta y, \Delta z]$, $\Delta\vec{\theta} = [\Delta\theta, \Delta\phi, \Delta\psi]$ der Zustandsvariablen um einen Arbeitspunkt aus. Für die folgende Betrachtung wird dieser auf die Nulllage des schwebenden Systems mit $\vec{x}_0 = [0, 0, 0]^T \text{m}$, $\vec{\theta}_0 = [0, 0, 0]^T \text{rad}$ festgelegt. Für die Linearisierung der Gewichtskraft erhält man aus den Taylorreihen für Sinus und Kosinus im Entwicklungspunkt 0 die Approximationen für kleine Winkel $\sin(x) \approx x$ und $\cos(x) \approx 1$. Durch Anwendung auf die Rotationsmatrix aus Gleichung 3.1 erhält man Gleichung 5.16, welche durch Vernachlässigung von Produkten der als gering vorausgesetzten Winkel weiter vereinfacht werden kann.

$$\mathbf{R}^{-1} \approx \begin{bmatrix} 1 & \Delta\psi & -\Delta\phi \\ \Delta\theta\Delta\phi - \Delta\psi & 1 + \Delta\theta\Delta\phi\Delta\psi & \Delta\theta \\ \Delta\phi & \Delta\phi\Delta\psi - \Delta\theta & 1 \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} 1 & \Delta\psi & -\Delta\phi \\ -\Delta\psi & 1 & \Delta\theta \\ \Delta\phi & -\Delta\theta & 1 \end{bmatrix} \quad (5.16)$$

Damit erhält man den linearisierten Vektor der Gewichtskraft aus

$$\vec{F}'_g = -mg \begin{bmatrix} -\sin(\phi) \\ \sin(\theta)\cos(\phi) \\ \cos(\theta)\cos(\phi) \end{bmatrix} \approx -mg \begin{bmatrix} -\Delta\phi \\ \Delta\theta \\ 1 \end{bmatrix}. \quad (5.17)$$

Die Transformation der Winkelbeschleunigungen um die Einzelachsen in den Winkelbeschleunigungsvektor kann mit Hilfe von Gleichung 5.18 approximiert werden. Diese

wurde anhand von Gleichung 5.6 anhand der Kleinwinkelnäherungen bestimmt.

$$\begin{bmatrix} \Delta\dot{\omega}_x \\ \Delta\dot{\omega}_y \\ \Delta\dot{\omega}_z \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} 1 & 0 & -\Delta\phi \\ 0 & 1 & \Delta\theta \\ 0 & -\Delta\theta & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\ddot{\theta} \\ \Delta\ddot{\phi} \\ \Delta\ddot{\psi} \end{bmatrix} \quad (5.18)$$

Eine Vereinfachung der Bewegungsgleichungen ergibt sich aus der Symmetrie des mechanischen Systems, welche sich in einer näherungsweise diagonalen Trägheitsmatrix äußert. Die Elemente der Nebendiagonalen liegen bei 0,18 % der Hauptdiagonalelemente und werden daher zur weiteren Vereinfachung des linearen Modells vernachlässigt.

$$\mathbf{I} = \begin{bmatrix} I_{xx} & -I_{xy} & -I_{xz} \\ -I_{yx} & I_{yy} & -I_{yz} \\ -I_{zx} & -I_{zy} & I_{zz} \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} I_{xx} & 0 & 0 \\ 0 & I_{yy} & 0 \\ 0 & 0 & I_{zz} \end{bmatrix} \quad (5.19)$$

Die Linearisierung der Bewegungsdifferentialgleichungen 5.11 und 5.14 ist im Detail in [184] beschrieben. Im Arbeitspunkt $\dot{\vec{x}} = [0, 0, 0]^T$ m/s und $\vec{\omega} = [0, 0, 0]^T$ rad/s erhält man

$$\begin{bmatrix} F_x \\ F_y \\ F_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m & 0 & 0 \\ 0 & m & 0 \\ 0 & 0 & m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\ddot{x} \\ \Delta\ddot{y} \\ \Delta\ddot{z} \end{bmatrix} \quad (5.20)$$

und

$$\begin{bmatrix} M_x \\ M_y \\ M_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{xx} & 0 & 0 \\ 0 & I_{yy} & 0 \\ 0 & 0 & I_{zz} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\dot{\omega}_x \\ \Delta\dot{\omega}_y \\ \Delta\dot{\omega}_z \end{bmatrix}. \quad (5.21)$$

Mit den linearisierten Gleichungen 5.20 und 5.16 lässt sich Gleichung 5.12 in der Form $\Delta\ddot{\vec{x}} = \mathbf{K}_F \vec{F}$ angeben

$$\begin{bmatrix} \Delta\ddot{x} \\ \Delta\ddot{y} \\ \Delta\ddot{z} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{m} & \frac{\Delta\psi}{m} & -\frac{\Delta\phi}{m} \\ -\frac{\Delta\psi}{m} & \frac{1}{m} & \frac{\Delta\theta}{m} \\ \frac{\Delta\phi}{m} & -\frac{\Delta\theta}{m} & \frac{1}{m} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_x \\ F_y \\ F_z \end{bmatrix}. \quad (5.22)$$

Durch Umformung von Gleichung 5.21 und Einsetzen von Gleichung 5.18 für die Winkelbeschleunigungen resultiert $\Delta\ddot{\vec{\theta}} = \mathbf{K}_M \vec{M}$

$$\begin{bmatrix} \Delta\ddot{\theta} \\ \Delta\ddot{\phi} \\ \Delta\ddot{\psi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{I_{xx}} & \frac{\Delta\theta\Delta\phi}{(1+\Delta\theta^2)I_{yy}} & \frac{\Delta\phi}{(1+\Delta\theta^2)I_{zz}} \\ 0 & \frac{1}{(1+\Delta\theta^2)I_{yy}} & -\frac{\Delta\theta}{(1+\Delta\theta^2)I_{zz}} \\ 0 & \frac{\Delta\theta}{(1+\Delta\theta^2)I_{yy}} & \frac{1}{(1+\Delta\theta^2)I_{zz}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} M_x \\ M_y \\ M_z \end{bmatrix}. \quad (5.23)$$

5.3.5 Lineares Zustandsraummodell

Die im Abschnitt 5.3.4 linearisierten Differentialgleichungen können in Form eines linearen Zustandsraummodells ausgedrückt werden. Dazu wird der Vektor der Kräfte und Drehmomente im Sensorkoordinatensystem als Eingangsgrößen mit $\vec{u} \in \mathbb{R}^6$, die Positionen und Winkel sowie deren Änderungen als Zustände mit dem Vektor $\vec{x} \in \mathbb{R}^{12}$ und die gemessenen Positionen und Winkel als Ausgänge des Systems mit dem Vektor $\vec{y} \in \mathbb{R}^6$ beschrieben.

$$\begin{aligned}
 \vec{u} &= [F_x, F_y, F_z, M_x, M_y, M_z]^T \\
 \vec{x} &= [\Delta x, \Delta y, \Delta z, \Delta \dot{x}, \Delta \dot{y}, \Delta \dot{z}, \Delta \theta, \Delta \phi, \Delta \psi, \Delta \dot{\theta}, \Delta \dot{\phi}, \Delta \dot{\psi}]^T \\
 \dot{\vec{x}} &= [\Delta \dot{x}, \Delta \dot{y}, \Delta \dot{z}, \Delta \ddot{x}, \Delta \ddot{y}, \Delta \ddot{z}, \Delta \ddot{\theta}, \Delta \ddot{\phi}, \Delta \ddot{\psi}]^T \\
 \vec{y} &= [\Delta x, \Delta y, \Delta z, \Delta \theta, \Delta \phi, \Delta \psi]^T
 \end{aligned} \tag{5.24}$$

Diese Vektoren sind durch die Systemmatrix \mathbf{A} , die Eingangsmatrix \mathbf{B} , die Ausgangsmatrix \mathbf{C} und die Durchgangsmatrix \mathbf{D} gemäß Abbildung 5.13 verbunden [171].

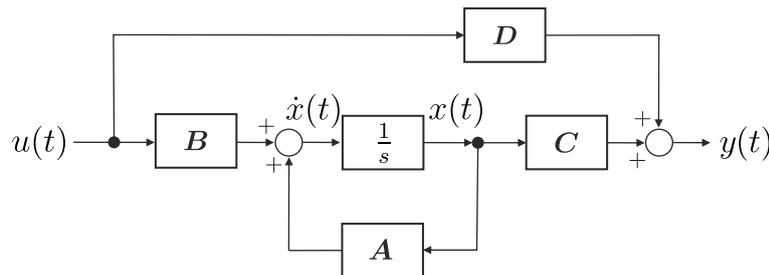


Abbildung 5.13: Blockschaltbild des Zustandsraummodells.

Die Systemmatrix \mathbf{A} beschreibt den Zusammenhang zwischen den Systemzuständen x und deren Änderungen \dot{x} . Die Eingangsmatrix \mathbf{B} überführt die Eingangsgrößen \vec{u} in Zustandsänderungen. \mathbf{C} wird als Ausgangsmatrix bezeichnet, sie transformiert die Systemzustände in die Ausgangsgrößen. Mit der Durchgangsmatrix \mathbf{D} kann eine direkte Wirkung der Eingänge auf die Ausgänge \vec{y} beschrieben werden. Die Gleichungen des Zustandsraummodells lauten somit

$$\begin{aligned}
 \dot{\vec{x}} &= \mathbf{A}\vec{x} + \mathbf{B}\vec{u} \\
 \vec{y} &= \mathbf{C}\vec{x} + \mathbf{D}\vec{u}.
 \end{aligned} \tag{5.25}$$

Die Systemmatrix $\mathbf{A} \in \mathbb{R}^{12 \times 12}$ beschreibt die Zusammenhänge zwischen den System-

zuständen und deren Änderungen.

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0_{3 \times 3} & \mathbf{E}_{3 \times 3} & 0_{3 \times 6} \\ 0_{3 \times 6} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} \\ 0_{3 \times 6} & 0_{3 \times 3} & \mathbf{E}_{3 \times 3} \\ 0_{3 \times 6} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} \end{bmatrix} \quad (5.26)$$

Die Eingangsmatrix $\mathbf{B} \in \mathbb{R}^{12 \times 6}$ überführt den Vektor der Eingangsgrößen \vec{u} mit 6 Komponenten in die 12 Zustandsänderungen $\dot{\vec{x}}$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} \\ \mathbf{K}_F & 0_{3 \times 3} \\ 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} \\ 0_{3 \times 3} & \mathbf{K}_M \end{bmatrix}. \quad (5.27)$$

Die Gewichtskraft wird berücksichtigt, indem der Vektor $\vec{F}_g = [0, 0, -mg]^T$ zum Vektor \vec{u} addiert wird. Die Ausgangsmatrix $\mathbf{C} \in \mathbb{R}^{6 \times 12}$ in Gleichung 5.25 überträgt die Zustandsgrößen in die Ausgangsgrößen \vec{y} des Systems.

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} \mathbf{E}_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 6} \\ 0_{3 \times 6} & \mathbf{E}_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} \end{bmatrix} \quad (5.28)$$

Die Durchgangsmatrix $\mathbf{D} \in \mathbb{R}^{6 \times 6}$ ist eine Nullmatrix, da keine direkte Wirkung des Eingangs auf den Ausgang stattfindet.

$$\mathbf{D} = [0_{6 \times 6}] \quad (5.29)$$

Aus dem Zustandsraummodell kann anhand von Gleichung 5.30 die Übertragungsfunktionsmatrix der Strecke $\mathbf{G}_p(s)$ bestimmt werden.

$$\mathbf{G}_p(s) = \mathbf{C}(s\mathbf{E} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B} + \mathbf{D} \quad (5.30)$$

Aufgrund der zuvor getroffenen Annahmen ist diese diagonal. Zusätzlich zur Übertragungsfunktionsmatrix des mechanischen Systems werden die Übertragungsfunktionen der Aktoren $G_a(s)$ aus Kapitel 5.2.3 im Modell der Strecke berücksichtigt. Die Übertragungsfunktionen der U/I-Wandler und der Positionssensoren lassen sich im betrachteten Frequenzbereich bis 1,3 kHz mit einem statischen Übertragungsverhalten berücksichtigen. Das lineare Modell mit diagonalen Trägheitsmatrix und das nichtli-

neare Modell mit vollständiger Trägheitsmatrix werden in Kapitel 5.4 zur Berechnung des Systemverhaltens des geregelten Systems angewendet und die Ergebnisse beider Modelle verglichen.

5.4 Reglerentwurf

Für eine Regelung der Zustandsgrößenvektoren \vec{x} und $\vec{\theta}$ kann aufgrund der diagonalen Übertragungsfunktionsmatrix eine dezentrale Regelung mit PID-Reglern vorgenommen werden [104]. Hierbei wird der Regler für jede Komponente unabhängig von den anderen Komponenten ausgelegt. Die Übertragungsfunktion eines PID-Reglers mit einem dem Differenzierer vorgeschaltetem Tiefpassfilter erster Ordnung mit der Zeitkonstanten T_f lautet [171]

$$G_c(s) = K_P + \frac{K_I}{s} + K_D s \frac{1}{1 + T_f s}. \quad (5.31)$$

Aufgrund der identischen Übertragungsfunktionen aller translatorischen Freiheitsgrade können hierfür drei Regler mit identischen Parametern verwendet werden. Gleiches gilt für die Regelung der rotatorischen Freiheitsgrade. Die Reglerparameter wurden zunächst ausgehend vom Modell aus Abschnitt 5.3 manuell mit Hilfe des PID-Tools in Matlab bestimmt. Die daraus berechneten Sprungantworten weisen bereits eine gute Übereinstimmung mit den gemessenen Sprungantworten auf. Durch Minimierung der quadratischen Abweichungen

$$e(t, \lambda) = \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} (y_M(t) - y(t, \lambda))^2 dt \quad (5.32)$$

zwischen Modell $y_M(t)$ und Messdaten $y(t)$ in Abhängigkeit der zu bestimmenden Parameter $\lambda \in \mathbb{R}^+ : \{m, I_{ii}\}$ können die Abweichungen zwischen Messung und Modell weiter verringert und die Systemparameter geschätzt werden. Hierzu wurden zwanzig Messungen der Sprungantworten aller Bewegungskomponenten durchgeführt, um auch die Unsicherheiten der Schätzung zu bestimmen. Man erhält die in Tabelle 5.1 angegebenen Werte, welche mit den in der Konstruktionssoftware berechneten Werten verglichen werden. Hieraus ergibt sich eine Abweichung zwischen der berechneten und der gefitteten Masse von 2,65 % sowie eine maximale Abweichung von 6,21 % bei den Trägheitsmomenten. Weitere Möglichkeiten zur Bestimmung des Eigengewichts sind eine Wägung oder die Messung des Offsetstroms nach der Kalibrierung des Systems. Die gemessenen Sprungantworten für verschiedene Reglerdesigns sind zusammen mit

Parameter	Messwert	Standardunsicherheit	Berechnung
m	0,1695 kg	$\pm 1,29 \times 10^{-3}$ kg	0,165 kg
I_{xx}	$214,56 \times 10^{-6}$ kg m ²	$\pm 2,94 \times 10^{-6}$ kg m ²	$228,768 \times 10^{-6}$ kg m ²
I_{yy}	$241,59 \times 10^{-6}$ kg m ²	$\pm 2,08 \times 10^{-6}$ kg m ²	$228,768 \times 10^{-6}$ kg m ²
I_{zz}	$230,67 \times 10^{-6}$ kg m ²	$\pm 2,34 \times 10^{-6}$ kg m ²	$228,768 \times 10^{-6}$ kg m ²

Tabelle 5.1: Vergleich der in der Konstruktionssoftware berechneten Werte für Masse und die Hauptkomponenten der Trägheitsmatrix mit den aus Messdaten geschätzten Werten.

den anhand des linearisierten und des nichtlinearen Modells berechneten Sprungantworten in Abbildung 5.14 dargestellt. Für die rotatorischen Freiheitsgrade werden die

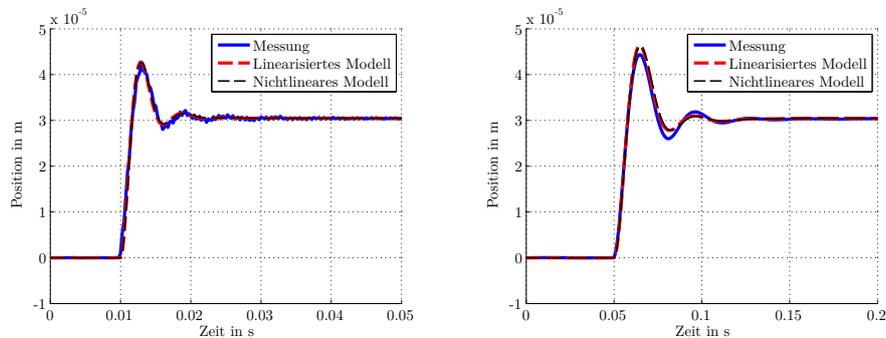


Abbildung 5.14: Sprungantworten des geschlossenen Regelkreises auf einen Sprung der Führungsgröße in den translatorischen Freiheitsgraden.

theoretischen Sprungfunktionen in Abbildung 5.15 mit den Messdaten verglichen. In

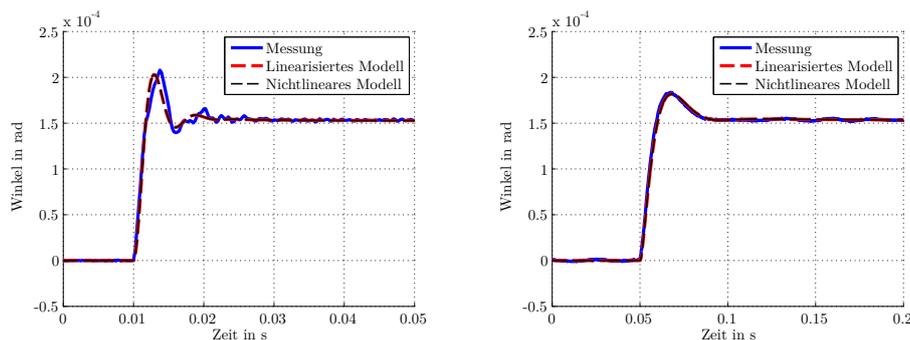


Abbildung 5.15: Sprungantworten des geschlossenen Regelkreises auf einen Sprung der Führungsgröße in den rotatorischen Freiheitsgraden.

Tabelle 5.2 sind die Reglerparameter für die in Abbildung 5.14 dargestellten translatorischen und beide rotatorischen Sprungantworten aus Abbildung 5.15 angegeben. Die Abweichungen zwischen dem linearisierten und nichtlinearen Modell sind für die

Freiheitsgrad	Regler	K_P	K_I	K_D	T_f in s
x	1	1,864	15,86	$5,791 \times 10^{-3}$	$8,53 \times 10^{-4}$
θ		0,614	5,089	$3,641 \times 10^{-3}$	$1,01 \times 10^{-3}$
x	2	0,112	1,747	$9,94 \times 10^{-4}$	$4,22 \times 10^{-3}$
θ		$61,4 \times 10^{-3}$	0,509	$3,641 \times 10^{-4}$	$1,01 \times 10^{-3}$

Tabelle 5.2: Parameter von zwei automatisch eingestellten Reglern für rotatorische und translatorische Freiheitsgrade.

kleinen Bewegungsbereiche des Systems vernachlässigbar. Zudem ergibt sich aus dem Vergleich der berechneten und gemessenen Signale, dass die beiden Modelle jeweils eine gute Beschreibung des statischen und dynamischen Verhaltens des Systems liefern. Somit konnte das lineare Modell und die der Linearisierung zugrunde gelegten Annahmen in unterschiedlichen Fällen bestätigt werden. Das Modell ermöglicht neben der Berechnung der Bewegungen auch die Berechnung aller anderen Größen des Regelkreises. Dies ist insbesondere für die Entwicklung neuer Messsysteme dieser Art zur Auslegung der Komponenten und zur Abschätzung der zu erwartenden Spezifikationen hilfreich. Beispielsweise lassen sich die Aktorströme aus der Übertragungsfunktion

$$G_i(s) = \frac{I(s)}{R(s)} = \frac{G_{pos}(s)G_c(s)G_{ui}(s)}{1 + G_{pos}(s)G_c(s)G_{ui}(s)G_a(s)G_p(s)} \quad (5.33)$$

und dem Referenzsignal $R(s)$ bestimmen. Die gemessenen und anhand von Gleichung 5.33 berechneten Aktorströme sind in Abbildung 5.16 im Vergleich dargestellt. Für

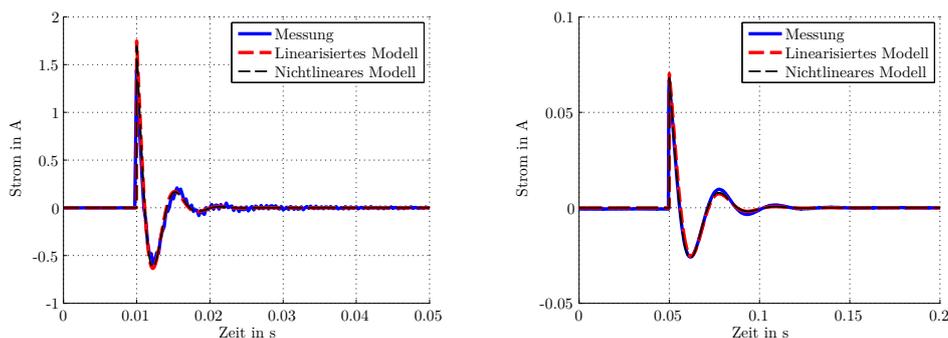


Abbildung 5.16: Vergleich der gemessenen und berechneten Aktorströme bei einem Sprung der Führungsgröße in den translatorischen Freiheitsgraden.

die Drehbewegungen aus Abbildung 5.15 werden die in Abbildung 5.17 dargestellten Ströme benötigt.

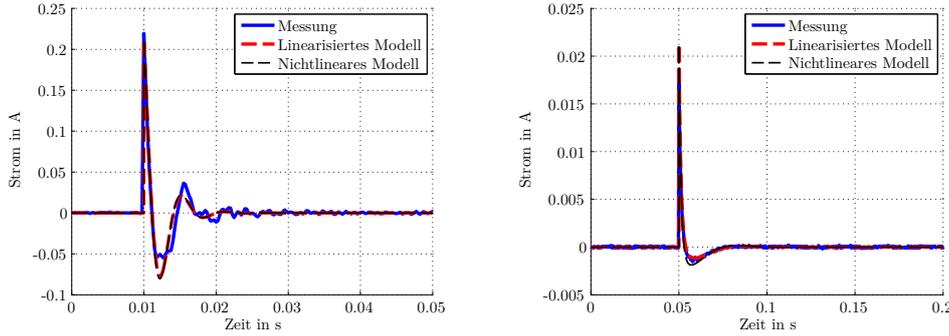


Abbildung 5.17: Vergleich der gemessenen und berechneten Aktorströme bei einem Sprung der Führungsgröße in den translatorischen Freiheitsgraden.

Die Leistungsfähigkeit des Systems wird maßgeblich durch die Reglerparameter definiert. Daher bietet sich die Bestimmung der Reglerparameter anhand eines Optimierungsverfahrens basierend auf dem zuvor bestimmten Systemmodell an. Die Zielfunktion ergibt sich aus den Anforderungen an die Regelung, so werden beispielsweise für ein optimales Führungsverhalten minimale quadratische Abweichungen des Istwerts $y(t)$ vom Sollwert $r(t)$ gefordert. Bei der Optimierung müssen verschiedene Nebenbedingungen berücksichtigt werden. Dies sind zum einen die Begrenzung der Stellgröße durch den maximalen Strom der Stromtreibereinheit, welche für die folgende Optimierungsrechnung auf einen Wert von $\pm 0,2$ A je Messachse begrenzt werden soll. Des Weiteren sollte die Anstiegszeit größer als das 20-fache der Abtastzeitkonstanten t_s sein, um sicherzustellen, dass die Voraussetzungen aus [104] und die Annahme des Starrkörpermodells erfüllt sind. Die Anstiegszeit für schwach gedämpfte Systeme zweiter Ordnung ist nach [98] als Zeitdifferenz zwischen dem Anfangswert und dem Maximalwert einer Sprungfunktion mit $t_{rise} = t_{max} - t_{min}$ definiert. Für die statische Regelabweichung wird vorausgesetzt, dass diese im Bereich der Messauflösung der Positionssensoren, welche mit 1 nm angesetzt wird, liegen soll. Für das Überschwingen werden maximal 20 % angesetzt. Man erhält das quadratische Optimierungsproblem

$$\begin{aligned}
 & \min_{\lambda} \left\{ \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} [r(t) - y(t, \lambda)]^2 dt \right\} \\
 & \text{s.t. } |i(t)|_{max} \leq 0,2 \text{ A} \\
 & \quad t_{rise}/t_s \geq 20 \\
 & \quad |y(t) - r(t)|_{t=t_2} \leq 10 \times 10^{-9} \text{ m} \\
 & \quad |y(t)_{max}/r(t)| \leq 1,2
 \end{aligned} \tag{5.34}$$

in Abhängigkeit des Vektors der Reglerparameter $\lambda \in \mathbb{R}^+ : \{K_P, K_I, K_D, T_f\}$. Anhand der Optimierung der Zielfunktion unter Berücksichtigung der Nebenbedingungen erhält man die Reglereinstellungen für eine optimale Sollwertfolge. Die Sprungantwort des geschlossenen Regelkreises sowie die Stellgröße sind in Abbildung 5.18 im Vergleich zwischen Messung und Modell dargestellt.

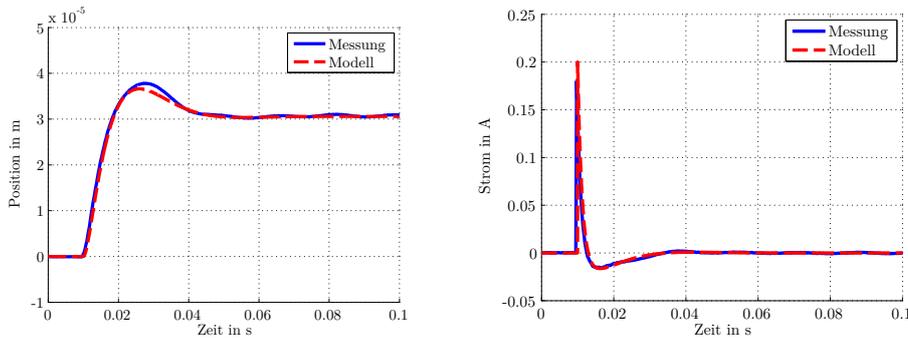


Abbildung 5.18: Sprungantworten des geschlossenen Regelkreises auf einen Sprung der Führungsgröße in den rotatorischen Freiheitsgraden.

Das Optimierungsverfahren ist geeignet, um die Reglerparameter für eine optimale Sollwertfolge unter der Berücksichtigung von Nebenbedingungen wie einer Stellgrößenbegrenzung und einem maximal zulässigen Überschwingen zu bestimmen. Die bestimmten Reglerparameter sind in Tabelle 5.3 angegeben. Durch Messabweichungen, Rauschen und Abweichungen zwischen Modell und realem Systemverhalten bestehen Abweichungen der Nebenbedingungen zwischen Messung und Modell.

Parameter	K_P	K_I	K_D	T_f in s
Wert	0,112	0,5	$8,78 \times 10^{-4}$	1×10^{-3}
Nebenbedingung	$ u(t) _{max}$	t_{rise}/t_s	$ y(t) - r(t) _{t=t_2}$	$ y_{max}/r(t) $
Berechnung	0,2 A	637	0	1,2
Messung	0,18 A	690	$3,2 \times 10^{-8}$ m	1,241
Abweichung	0,02 A	53	$3,2 \times 10^{-8}$ m	0,041

Tabelle 5.3: Optimierte Reglerparameter und Werte der Nebenbedingungen im lokalen Optimum der Berechnung im Vergleich zu Messwerten.

In ähnlicher Weise kann eine Optimierung der Störgrößenunterdrückung vorgenommen werden. Dazu muss die Ausgangsgröße $y(t)$ anhand der Störgrößenübertragungsfunktion aus der Störgröße $d(t)$ bestimmt und in Abhängigkeit der Reglerparameter minimiert werden.

5.5 Systemidentifikation

Um das Systemverhalten unter Berücksichtigung dynamischer Querkopplungen zu untersuchen wird eine Messung der Frequenzgänge vorgenommen. Die Messung der Übertragungsfunktion des EMK-Systems kann mit Hilfe der inhärenten Aktoren und Sensoren erfolgen. Zur Messung der Führungsgrößenübertragungsfunktion wird ein Referenzsignal für Positionen und Winkel vorgegeben und die resultierenden Istgrößen gemessen. Die Störgrößenübertragungsfunktion kann durch Modulation des Aktorstroms und Messung der Positionssensorsignale bestimmt werden. Die Messung der Übertragungsfunktionen bildet die Grundlage für den Entwurf einer Mehrgrößenregelung zur Unterdrückung der dynamischen Querkopplungen. Da es sich bei dem System um ein instabiles System handelt, ist die Identifikation nur im geschlossenen Regelkreis möglich. Dazu können verschiedene Testsignale (siehe Kapitel 4.4.3) als Sollgröße in einem Freiheitsgrad vorgegeben werden, während die Istgrößen aller weiteren Freiheitsgrade gemessen werden. Im Folgenden wird ein Chirpsignal mit logarithmischem Frequenzänderung zwischen 0,1 Hz und 2 kHz in einer Zeitspanne von 100 s verwendet.

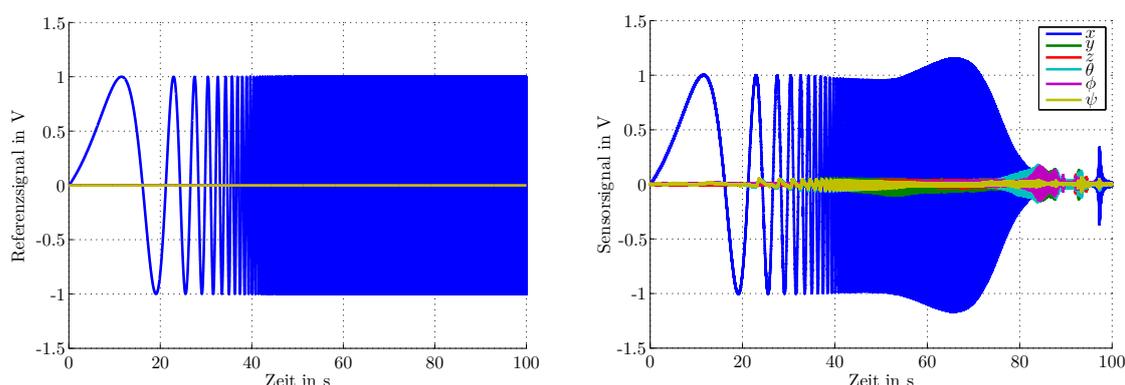


Abbildung 5.19: Logarithmisches Chirpsignal als Referenzgröße in einem Freiheitsgrad (links) und Regelgrößen bei der Systemidentifikation im geschlossenen Regelkreis (rechts).

Die Führungsgrößenübertragungsfunktionen für die Positionen und Winkel erhält man aus der Fouriertransformation des Referenzsignals $\mathcal{F}\{r(t)\} = R(j\omega)$ und den gemessenen Positions- und Winkelsignalen $\mathcal{F}\{y(t)\} = Y(j\omega)$ anhand von Gleichung 5.35.

$$G_d(j\omega) = \frac{Y(j\omega)}{R(j\omega)} = \frac{\frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} y(t) e^{-j\omega t} dt}{\frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} r(t) e^{-j\omega t} dt} \quad (5.35)$$

Der Vergleich der Frequenzgänge der Hauptachsen von Translation und Rotation mit

dem analytischen Modell zeigt eine gute Übereinstimmung. Außerdem sieht man in Abbildung 5.20 links die erste mechanische Resonanzfrequenz bei rund 450 Hz, eine weitere stark ausgeprägte Resonanz ist bei 1,416 kHz zu finden, was im Bereich der mit der Modalanalyse aus Abbildung 5.12 vorhergesagten Eigenfrequenz liegt. Bei der Drehbewegung tritt die erste mechanische Resonanzfrequenz ebenfalls bei 450 Hz auf, erste Abweichungen zwischen der Messung und dem analytischen Modell treten bereits ab ca. 250 Hz auf. Die Abweichungen zwischen der Messung und der numerischen Modalanalyse aus Abbildung 5.12 sind möglicherweise darauf zurückzuführen, dass die Mechanik im numerischen Modell vereinfacht als ein starr verbundener Körper modelliert wurde, wobei das reale System aus mehreren verschraubten Einzelteilen besteht.

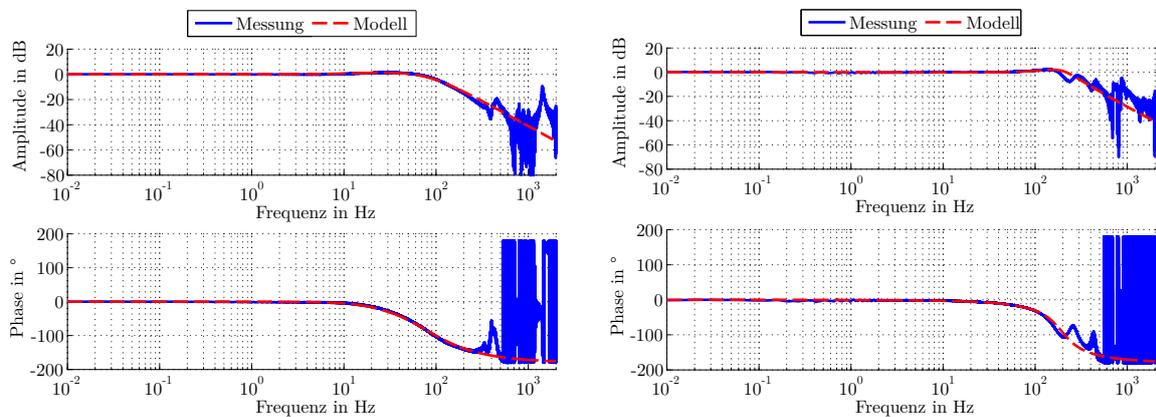


Abbildung 5.20: Frequenzgänge der Führungsgrößenübertragungsfunktion im geschlossenen Regelkreis für die translatorischen (links) und rotatorischen Freiheitsgrade (rechts).

5.6 Messtechnische Eigenschaften

5.6.1 Charakterisierung der Messelektronik

Um die Auflösungsgrenze des Messsystems zu bestimmen, wurde zunächst die Auflösung der Spannungsmessung mit der dSPACE DS2004 in Abhängigkeit der Bandbreite der Messung bestimmt. Hierzu wurde das Messsignal an einem $10\ \Omega$ Festwiderstand für 300 s gemessen und die Standardabweichung des Rauschens in Abhängigkeit der Bandbreite eines äquivalenten Rechteckfilters (siehe Kapitel 4.2) in Abbildung 5.21 angegeben. Zu den Messdaten wurde eine Ausgleichsfunktion nach Gleichung 5.36 bestimmt.

$$y = p_1\sqrt{x} + p_0 \quad (5.36)$$

Diese beschreibt einen konstanten Rauschanteil $p_0 = 4,59 \times 10^{-6}\ \text{V}$ und einen von der Bandbreite abhängigen Rauschanteil $p_1 = 1,54 \times 10^{-6}\ \text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$. Zwischen 10 Hz

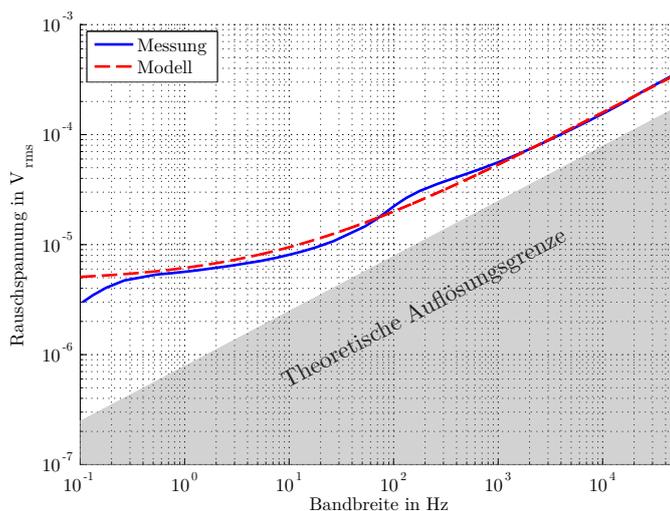


Abbildung 5.21: Gemessenes Spannungsrauschen des dS2004 im Vergleich zur theoretischen Grenze des Quantisierungsrauschens des 16-bit A/D-Wandlers durch Oversampling und Mittelwertbildung.

und 50 kHz wurde durch Oversampling und Mittelwertbildung eine Reduktion des Quantisierungsrauschens des A/D-Wandlers erreicht. Die theoretische Grenze der mit diesem Verfahren erreichbaren Auflösung wurde nach [120] berechnet. Unterhalb von 10 Hz lässt sich die Auflösung des gemessenen Signals nur noch geringfügig durch eine Verringerung der Bandbreite verbessern, was durch einen dominanten $1/f$ -Rauschanteil in diesem Frequenzbereich begründet ist.

5.6.2 Positions- und Winkelmessung

Um die Eigenschaften als Positioniersystem zu untersuchen und Angaben über das Positions- und Winkelrauschen machen zu können, ist eine Kalibrierung der Lageindikatoren erforderlich. Die Kalibrierung erfolgte in der Einbaulage im System wie aus Abbildung 5.22 ersichtlich mit Hilfe des in [133] entwickelten Dreistrahl-Interferometers. Der Messspiegel des Interferometers wurde am schwebenden System befestigt. Aus



Gehäuse Sensor Spiegel Dreistrahl-Interferometer

Abbildung 5.22: Kalibrierung der Positions- und Winkelmesssysteme mit einem Dreistrahl-Interferometer.

den drei Längenmesswerten des Interferometers können eine translatorische und zwei rotatorische Bewegungen gleichzeitig und rückführbar gemessen werden. Für eine vollständige Kalibrierung sind somit drei Messaufbauten erforderlich. Die Kalibrierungen wurden durch die Regelung des Systems auf sinusförmige Bewegungen durchgeführt. Die Messwerte des Interferometers wurden synchron zu den Messwerten der Positionssensoren aufgezeichnet. Man erhält die in Abbildung 5.23 dargestellten, nahezu linearen Zusammenhänge. In den Messdaten der translatorischen Freiheitsgrade ist eine Nichtlinearität zu erkennen, welche jedoch gut durch ein Polynom dritter Ordnung als Kalibrierfunktion berücksichtigt werden kann. Für die Rotation ist keine Nichtlinearität festzustellen. Anhand der Messungen wurden die Koeffizienten der linearen und kubischen Kalibrierfunktionen gemäß den Gleichungen 5.37

$$\begin{aligned} y &= k_{11}x + k_{10} \\ y &= k_{33}x^3 + k_{32}x^2 + k_{31}x + k_{30} \end{aligned} \quad (5.37)$$

für die Lageindikatoren bestimmt und deren Koeffizienten in Tabelle 5.4 angegeben.

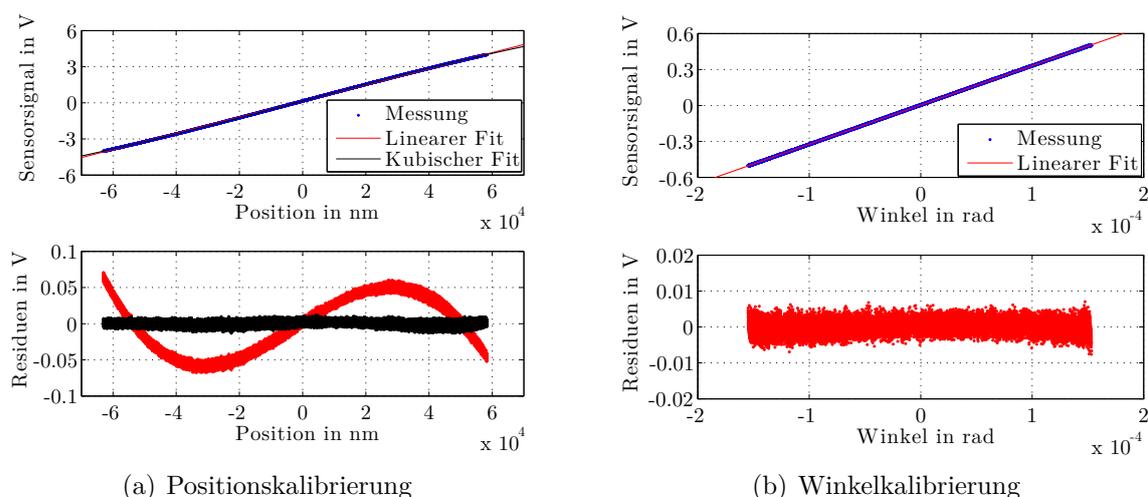


Abbildung 5.23: Ergebnisse der Kalibrierung der Positions- und Winkelmesssysteme.

Messgröße	k_{11}	k_{10}
x	63 715 V/m	$-21,26 \times 10^{-3}$ V
y	68 607 V/m	$39,71 \times 10^{-3}$ V
z	67 036 V/m	$148,41 \times 10^{-3}$ V
θ	3278,1 V/rad	$3,15 \times 10^{-3}$ V
ϕ	3547,8 V/rad	$-1,09 \times 10^{-3}$ V
ψ	3477,1 V/rad	$-3,85 \times 10^{-3}$ V

Tabelle 5.4: Empfindlichkeiten der Positions- und Winkelmesssysteme.

Aufgrund der Nichtlinearität der Messsysteme wurde für diese zudem eine Ausgleichsfunktion dritten Grades bestimmt, deren Koeffizienten aus Tabelle 5.5 angegeben sind. Da die Winkelkalibrierung in einem geringen Bewegungsbereich ($1,5 \times 10^{-4}$ rad) durchgeführt wurde, ist die Nichtlinearität nicht feststellbar. Die theoretischen Positions-

Messgröße	k_{33}	k_{32}	k_{31}	k_{30}
x	$-8,56 \times 10^{-7}$ V/m ³	$-14,47 \times 10^{-3}$ V/m ²	66 319 V/m	$9,49 \times 10^{-3}$ V
y	$-9,48 \times 10^{-7}$ V/m ³	$-1,38 \times 10^{-3}$ V/m ²	71 074 V/m	$40,79 \times 10^{-3}$ V
z	$-9,76 \times 10^{-7}$ V/m ³	$-3,01 \times 10^{-3}$ V/m ²	69 700 V/m	$148,04 \times 10^{-3}$ V

Tabelle 5.5: Kalibrierfunktionen dritter Ordnung für die Positionsmesssysteme.

und Winkelauflösungen des Systems können aus der Auflösung der Spannungsmessung aus Kapitel 5.6.1 und den Kalibrierwerten berechnet werden. Es ergibt sich ein konstantes Positionsrauschen von $6,69 \times 10^{-11}$ m sowie ein von der Bandbreite abhängiger Rauschanteil von $2,25 \times 10^{-11}$ m/ $\sqrt{\text{Hz}}$. Für die Rotationen erhält man

$1,29 \times 10^{-9}$ rad und $4,34 \times 10^{-10}$ rad/ $\sqrt{\text{Hz}}$. Die Positionsaufösung des geregelten Systems wurde in einer Langzeitmessung über 50 Stunden bestimmt, wobei die Daten mit einer Abtastfrequenz von 1 Hz aufgenommen wurden. Aus der Auswertung der Messungen aller Messachsen ergeben sich maximale Standardabweichungen der Position von $\pm 8,1 \times 10^{-10}$ m und der Winkel von $\pm 2,2 \times 10^{-9}$ rad. Um die Auflösungen als Stellsystem zu untersuchen, wurden stufenförmige Bewegungen als Führungsgrößen vorgegeben und für jeweils 5 s gehalten. Als Schrittweite wurden 1 nm beziehungsweise 20 nrad eingestellt. Aus den in Abbildung 5.24 dargestellten Ergebnissen sind die einzelnen Schritte gut erkennbar. Mit dem kalibrierten System können kontinuierliche

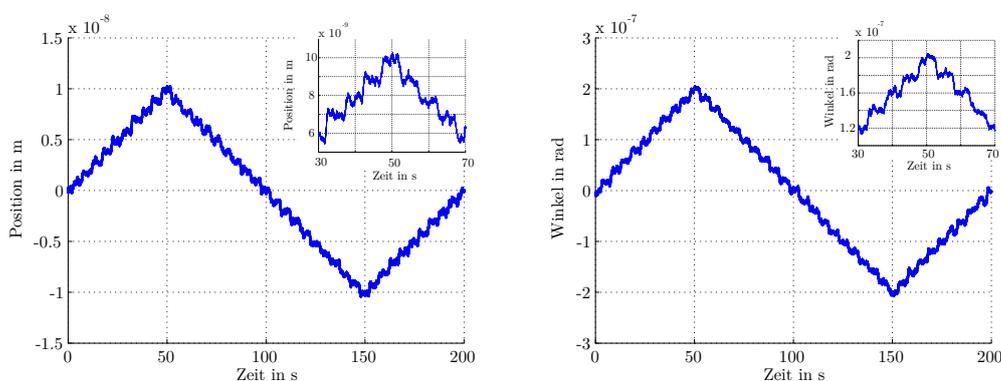


Abbildung 5.24: Positionierung des Schwebenden Sensors in Schritten von 1 nm (links) und in Schritten von 20 nrad (rechts).

Bewegungen in sechs Freiheitsgraden ausgeführt werden, als Beispiel hierfür wurden die in Abbildung 5.25 dargestellten Bewegungsbahnen abgefahren.

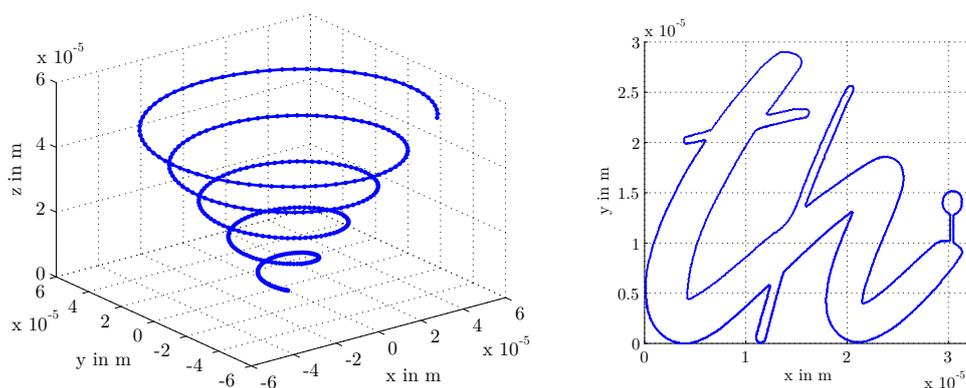


Abbildung 5.25: Messdaten bei der Bewegung des Sensors entlang von Bewegungsbahnen in Form einer konischen Spirale (Dauer ca. 400 s) und des Logos der Technischen Universität Ilmenau (Dauer ca. 630 s). Die Größe des Logos kann bis zu der in Abbildung 5.24 angegebenen Größe verringert werden.

5.6.3 Kraft- und Drehmomentmessung

Vor der Verwendung des Sensors zur Kraft- und Drehmomentmessung ist eine Kalibrierung erforderlich, anhand derer die wirkenden Kräfte und Drehmomente aus den Aktorströmen bestimmt werden können. Die Kalibrierung erfolgt nach dem in [27] beschriebenen Verfahren mit dem in Kapitel 4.3.1 vorgestellten System. Während der Kalibrierung wird der Sensor in allen Freiheitsgraden auf die Nulllage geregelt. Die Spulenströme dienen als Maß für die zur Kompensation benötigten Kräfte und Drehmomente. Zwischen der erzeugten Lorentzkraft der Aktoren und den Strömen besteht ein linearer Zusammenhang nach Gleichung 3.21. Dieser ist für die Hauptkomponenten und die Querkopplungen in der Matrix \mathbf{C} beschrieben. Um die Querkopplungen zu erfassen, werden alle Ströme während der Kalibrierung einer Komponente erfasst. Die resultierenden Signale sind am Beispiel der Kalibrierung der Kraftkomponente in x-Richtung in Abbildung 5.26 dargestellt. Aus dem Belastungsverlauf können die Ko-

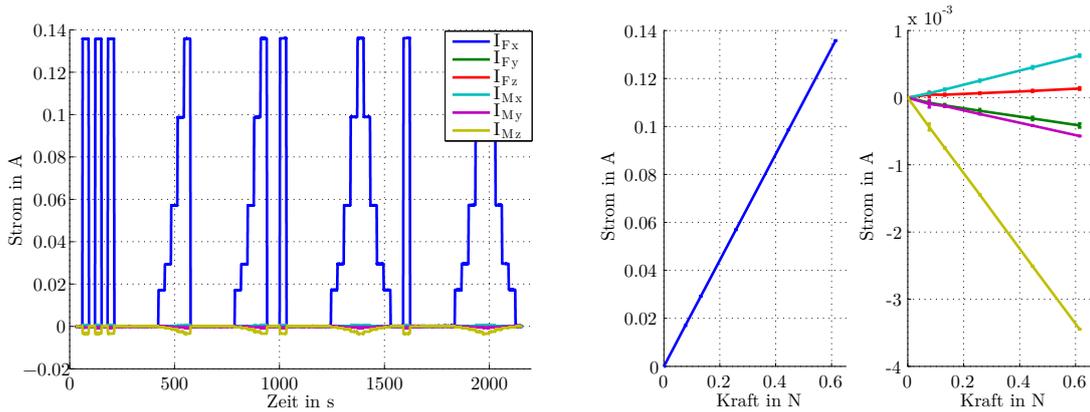


Abbildung 5.26: Kalibrierung der Kraftkomponente in x-Richtung.

effizienten der Kalibriermatrix \mathbf{C} bestimmt werden. Diese hat die Einheit A/N in den ersten drei Zeilen und die Einheit A/Nm in den letzten drei Zeilen.

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0,2221 & 0,0007 & -0,0004 & 0,0028 & -0,0170 & -0,1097 \\ -0,0009 & 0,2194 & 0,0000 & 0,1218 & 0,0070 & -0,0277 \\ 0,0006 & -0,0009 & 0,2175 & 0,0033 & -0,0348 & -0,0143 \\ 0,0008 & 0,0074 & 0,0005 & 4,4026 & 0,0017 & -0,0077 \\ -0,0011 & -0,0010 & -0,0049 & -0,0181 & 4,3325 & 0,0708 \\ -0,0055 & -0,0008 & -0,0016 & 0,0286 & -0,0198 & 4,4329 \end{bmatrix} \quad (5.38)$$

Außerdem erhält man die Matrix der Standardabweichungen $\sigma(\mathbf{C})$ in den Einheiten mA/N für die Elemente der ersten drei Zeilen und in der Einheit mA/Nm für die letzten drei Zeilen.

$$\sigma(\mathbf{C}) = \pm \begin{bmatrix} 1,1722 & 0,7734 & 0,1917 & 1,5945 & 1,3814 & 6,2099 \\ 0,3036 & 0,4308 & 0,4509 & 3,5266 & 5,0239 & 5,8060 \\ 0,4303 & 1,9775 & 1,5418 & 1,5604 & 5,9652 & 4,5135 \\ 0,2644 & 0,7198 & 0,4967 & 4,4984 & 7,2965 & 2,0514 \\ 0,3253 & 0,1376 & 0,4243 & 1,4029 & 4,2758 & 0,9839 \\ 0,1118 & 0,3809 & 0,8038 & 7,7417 & 2,7905 & 5,5145 \end{bmatrix} \quad (5.39)$$

Die Spulenströme werden über den Spannungsabfall an $10\ \Omega$ Messwiderständen mit dem dSPACE-System gemessen. Aus den Kalibrierwerten können die theoretischen Auflösungen der Kräfte und Drehmomente anhand der in Kapitel 5.21 bestimmten Spannungsaufösung berechnet werden. Man erhält die Rauschanteile $2,09 \times 10^{-6}$ N und 7×10^{-7} N/ $\sqrt{\text{Hz}}$ für die Kraft sowie $1,04 \times 10^{-7}$ Nm und $3,51 \times 10^{-8}$ Nm/ $\sqrt{\text{Hz}}$ für das Drehmoment. Bei einer Messung der Kräfte und Drehmomente über einen Zeitraum von 300 s wurden die in Abbildung 5.27 dargestellten Kraft- und Drehmomentauflösungen in Abhängigkeit der Filterbandbreite erreicht. Gründe für die Abwei-

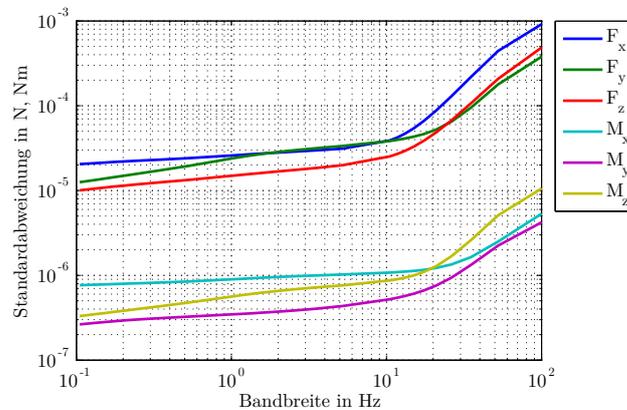


Abbildung 5.27: Auflösungen der Kraft- und Drehmomentmessachsen in Abhängigkeit der Filterbandbreite gemessen mit den Reglerparametern Nr. 2 aus Tabelle 5.2.

chung zwischen den theoretischen und gemessenen Auflösungen sind der Einfluss der Umgebungsbedingungen der Messung, die Beiträge der D/A-Wandlung und der Stromtreiberschaltung sowie der Einfluss der gewählten Reglerparameter auf das Rauschen der Stellgröße, welche zugleich die Messgröße für Kräfte und Drehmomente bildet. Die Empfindlichkeit der Aktoren ist aufgrund der Inhomogenität der Flussdichte im Luftspalt ortsabhängig, sodass die Kalibrierwerte nur für den Arbeitspunkt der Kali-

brierung zutreffen. Um die Ortsabhängigkeit zu bestimmen, wurde eine Einzelwertkalibrierung in verschiedenen Positionen durchgeführt. Dazu werden die Kompensationsströme der z-Achse in verschiedenen x- und y-Positionen einmal mit und einmal ohne ein zusätzliches Gewicht gemessen. Aus der Differenz der Ströme und der bekannten Gewichtskraft kann die Ortsabhängigkeit der Aktorkonstante im System gemessen werden. Das resultierende Kennlinienfeld wurde mit einem Polynom zweiter Ordnung in x- und y-Richtung gefittet. Die Messdaten geben Aufschlüsse über Inhomogenitäten des Magnetfelds und resultierende Messunsicherheiten. Im vermessenen Bewegungsbereich liegen die relativen Abweichungen unter $6,8 \times 10^{-4}$. Zusätzlich zur Ortsabhängigkeit der Aktorkräfte trägt die Steifigkeit der verwendeten Zuleitungsdrähte der sechs Spulen zu einer Kraftwirkung auf den schwebenden Teil des Systems bei. Diese Kraftwirkung ist der Kompensationskraft positionsabhängig überlagert. Zur Messung der Steifigkeit wird die zuvor beschriebene Messung der Aktorkonstante für eine weitere xy-Ebene bei einer anderen z-Position durchgeführt und die gemessenen Ströme mit der gemessenen Aktorkonstanten korrigiert. Aus der Änderung der Kräfte und der Änderung der z-Position erhält man die in Abbildung 5.28 rechts dargestellte Ortsabhängigkeit der Steifigkeit. Die Ortsabhängigkeit der Aktorkonstanten führt zu Abweichungen der

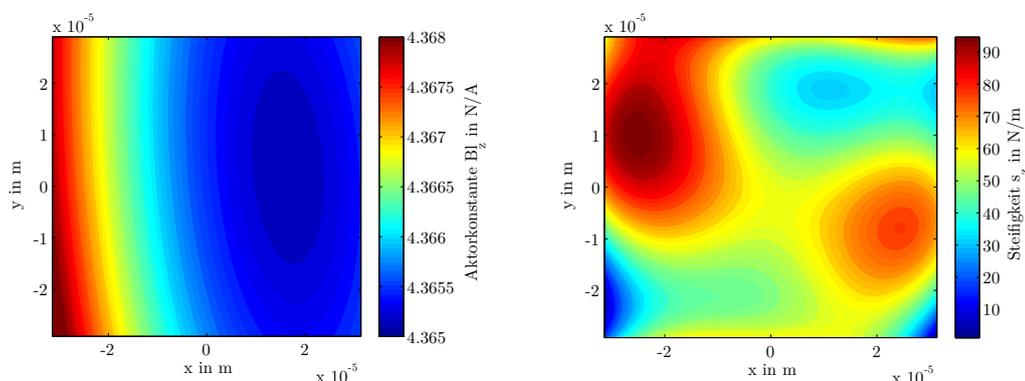


Abbildung 5.28: Aktorkonstante und Steifigkeit des Systems in z-Richtung in Abhängigkeit der x- und y-Position.

Kalibrierwerte. Die Abweichungen entstehen zum einen durch eine Bewegung des Systems aus seiner Nulllage oder eine Nullpunktverschiebung der Positionssensoren. Die relativen Abweichungen bei Verschiebungen im Bereich von $\pm 25 \times 10^{-6}$ m in x- und y-Richtung liegen im Bereich von 7×10^{-4} . Die statische Steifigkeit führt bei Änderung der Position zu einer Änderung der Kraft auf das schwebende System, was zu Abweichungen der Messwerte führt. Für den Bewegungsbereich von $\pm 0,2$ mm erhält man für eine Steifigkeit von 60 N/m Abweichungen von $\pm 12 \times 10^{-3}$ N.

6 Anwendungen

Nach der Untersuchung der beiden Mehrkomponentensensoren für Kraft und Drehmoment hinsichtlich ihrer messtechnischen Spezifikationen wurde der DMS-Sensor in zwei unterschiedlichen Anwendungen eingesetzt. Diese sind zum einen die Lorentzkraft-Wirbelstromprüfung, ein Verfahren der zerstörungsfreien Werkstoffprüfung, welches auf der Messung dynamischer Kraftsignale beruht. Zum anderen werden Messungen in einer Anwendung der lokalen Lorentzkraft-Anemometrie zur Messung der lokalen Strömungsgeschwindigkeit einer Flüssigmetallströmung durchgeführt. Diese erfordert eine quasistatische Messung geringer Kräfte und Drehmomente.

6.1 Lorentzkraft-Wirbelstromprüfung

Die Lorentzkraft-Wirbelstromprüfung ist ein neuartiges Verfahren der zerstörungsfreien Werkstoffprüfung, welches in [18, 169, 17] als Alternative zu etablierten Verfahren wie Ultraschallprüfung, Durchstrahlungsprüfung oder Wirbelstromprüfung vorgestellt wird. Das Verfahren basiert auf der Messung der Lorentzkraft auf einen Permanentmagneten, die bei einer Relativbewegung zwischen diesem und einem leitfähigen Prüfkörper auftritt. Durch die Bewegung werden nach Gleichung 3.22 Wirbelströme induziert, welche durch Interaktion mit dem primären Magnetfeld eine der Bewegung entgegengerichtete Lorentzkraft nach Gleichung 3.23 im bewegten Prüfling hervorrufen. Nach dem 3. Newtonschen Gesetz wirkt eine gleich große, der Kraft auf den Prüfkörper entgegen gerichtete Kraft auf das Magnetsystem. Diese wird mit Hilfe von Kraftsensoren gemessen. Die gemessene Kraft ist abhängig von der Wirbelstromverteilung im Prüfkörper, welche wiederum von der Verteilung der Leitfähigkeit abhängt. Änderungen der gemessenen Kraft sind somit ein Indikator für Änderungen der Leitfähigkeit, welche durch Defekte und Ungleichmäßigkeiten im Material verursacht werden.

6.1.1 Messaufbau

Abbildung 6.1 zeigt schematisch den in [168, 21] für die Erforschung des Verfahrens entwickelten Testaufbau. Dieser besteht aus einem Prüfkörper, der mit Hilfe einer Füh-

ung mit definierten Geschwindigkeiten $\vec{v} = v_0 \vec{e}_x$ bewegt werden kann und einem Dreikomponenten Kraftsensor, an dem ein Permanentmagnet befestigt ist. Der Kraftsensor kann mit Hilfe eines 2-Achs Positioniersystems zur Oberfläche des Prüfkörpers positioniert werden und erfasst die bei der Relativbewegung auftretenden Kräfte auf den Magneten. Die Kraftsignale werden anschließend ausgewertet und zur Rekonstruktion der Form und Position der Defekte verwendet [17]. Der Prüfkörper ist aus 24 Alumi-

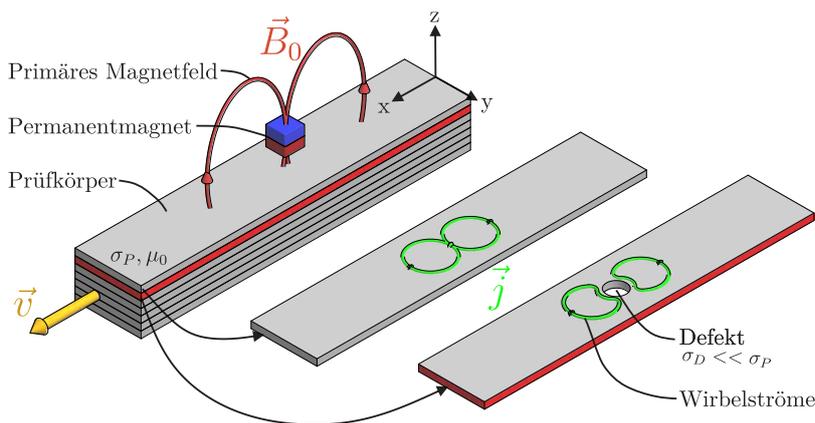


Abbildung 6.1: Schematische Skizze der Lorentzkraft-Wirbelstromprüfung nach [180].

niumblechen mit einer Höhe von jeweils 2 mm und einer elektrischen Leitfähigkeit von $30,66 \times 10^6 \text{ S/m} \pm 0,31 \times 10^6 \text{ S/m}$ [180] zusammengesetzt. Die Abmessungen betragen $250 \times 50 \times 50 \text{ mm}^3$. Durch den Aufbau des Prüfkörpers aus Blechen kann die Position und Form der Defekte leicht verändert werden. In bisherigen Messaufbauten zum Lorentz force eddy current testing (LET) wird ein kommerzieller Dreikomponentensensor [109] mit Nennlasten der einzelnen Komponenten von $F_{Nx,y} = 3 \text{ N}$, $F_{Nz} = 10 \text{ N}$ verwendet. Zur zusätzlichen Untersuchung der auf den Magneten wirkenden Drehmomente wird im Folgenden der in Kapitel 4 beschriebene Sechskomponentensensor für die Messungen in der Lorentzkraft-Wirbelstromprüfung eingesetzt. Hierfür wird dieser in den Messaufbau integriert (siehe Abbildung 6.2) und elektrisch in die automatisierte Testumgebung des Prüfplatzes eingebunden. Für die Messungen wurden die Signale des DMS-Sensors mit dem für die Messungen in Kapitel 4.4.4 entwickelten Messverstärker verstärkt und mit dem National Instruments PXI-4472 des LET-Aufbaus mit 10 kHz je Kanal digitalisiert. Anhand der Messsignale kann eine automatische Antastung des Prüfkörpers mit dem Magneten durch Messung der Kraft bei gleichzeitiger Bewegung in z-Richtung mit dem 2-Achs Positioniersystem erfolgen. Dies ist für eine präzise Einstellung des Abstands zwischen Prüfkörper und Magnet (hier 2 mm) erforderlich. Für die Messungen wird der in [181] für die Detektion von tiefliegenden Defekten optimierte, zylindrische Magnet aus NdFeB (N52) mit einem Durchmesser von 22,5 mm und

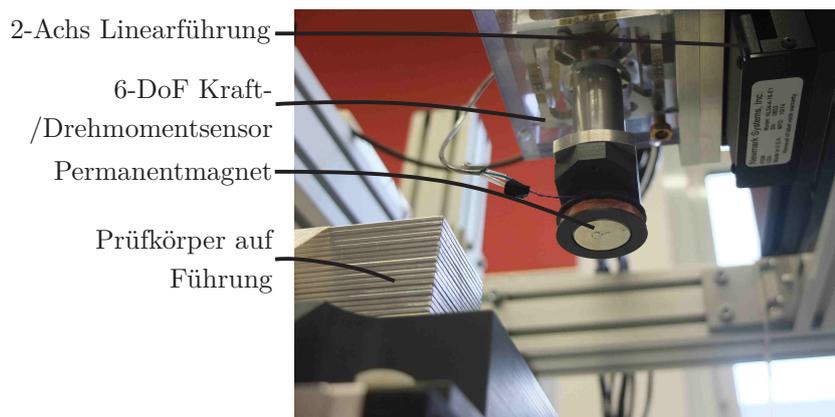


Abbildung 6.2: Sechskomponentensensor integriert in den LET-Messaufbau.

einer Höhe von 17,6 mm genutzt. Der Magnet wurde mit einem Adapter am Sechskomponentensensor befestigt. Der Abstand zwischen der Magnetoberfläche und dem Ursprung des Sensorkoordinatensystems beträgt dadurch insgesamt $l_z = -108,3$ mm. Der Abstand zur Magnetoberfläche beträgt $l_z = -117,1$ mm. Das gemessene Drehmoment enthält somit einen Anteil durch die im Abstand zur Messachse wirkende Kraft. Die im Folgenden dargestellten Messdaten sind um den Hebel zwischen dem Sensorkoordinatensystem und dem Mittelpunkt des Magneten nach Gleichung 3.4 korrigiert.

6.1.2 Messergebnisse

Aufgrund der Gesamtlast in negativer z -Richtung durch das Eigengewicht des Magneten, ist bei einem Abstand von $z = 2$ mm zwischen Magnet und Oberfläche des Prüfkörpers eine maximale Prüfkörpergeschwindigkeit von $v_0 = 0,25$ m/s zulässig. Bei höheren Geschwindigkeiten überschreitet die Gesamtkraft in z -Richtung an der hinteren Prüfkörperkante die Nennlast des DMS-Sensors in Höhe von 2 N. Es wurde ein quaderförmiger Defekt mit den Kantenlängen $5 \times 5 \times 4$ mm³ in einer Tiefe von 2 mm unterhalb der Oberfläche des Prüfkörpers verwendet. Bei einem vollständigen Scan der Oberfläche des Prüfkörpers in Schritten von $\Delta y = 1$ mm wurden die in Abbildung 6.3 dargestellten Signale gemessen. Das Plateau in der x -Komponente der Kraft tritt unabhängig von einem Defekt aufgrund der mitziehenden Kraft auf den Magneten auf. Der Defekt verursacht eine Abnahme dieser Kraft in der Mitte des Plateaus. Die y -Komponente der Kraft ist bei der Messung entlang der Mittellinie des Prüfkörpers aus Symmetriegründen null, außermittig ist eine Kraft in y -Richtung an den Kanten und im Bereich des Defekts zu sehen. Weiterhin wird durch die Kanten des Prüfkörpers eine starke Änderung der z -Komponente der Kraft an den vorderen und

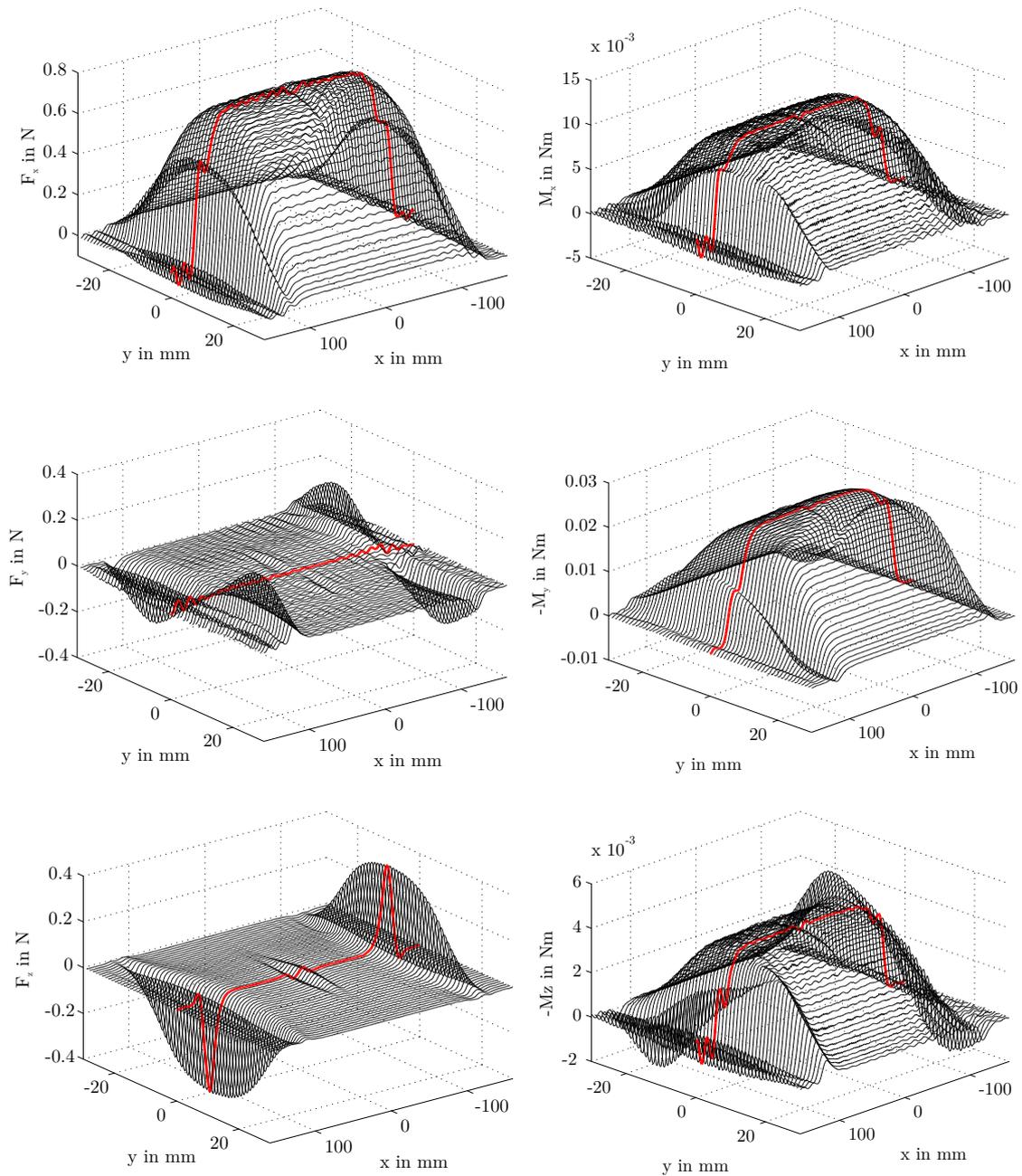


Abbildung 6.3: Kraft und Drehmomentsignale bei einem Scan der Prüfkörperoberfläche von $y = [-30, 30]$ mm mit $\Delta y = 1$ mm und $v_0 = 0,25$ m/s, gefiltert auf eine Grenzfrequenz von 500 Hz.

hinteren Kanten des Prüfkörpers hervorgerufen. Die Signaländerungen in der Mitte des Plateaus der x- Komponente und in der z-Komponente entstehen durch den Defekt. Die Signaländerungen sind ebenfalls in den außermittig gemessenen Signalen der y-Komponente zu sehen. Alle Komponenten der Kraft nehmen in den seitlichen Rand-

bereichen des Prüfkörpers ab, da hier nur noch ein geringerer Anteil des Magnetfelds mit dem Prüfkörper interagiert. Die gemessenen Kraftkomponenten und deren Änderungen zeigen das durch vorherige Messungen mit dem Dreikomponentensensor und aus numerischen Berechnungen erwartete Verhalten. Das Drehmoment um die y-Achse des Koordinatensystems im Mittelpunkt des Magneten zeigt ein ähnliches Verhalten wie die x-Komponente der Kraft, was den Erwartungen gemäß Gleichung 3.25 und Gleichung 3.24 entspricht. Die x- und z-Komponenten des Drehmoments zeigen ebenfalls ein ähnliches Verhalten wie die Kraft in x-Richtung. Die Beträge dieser Drehmomentensignale liegen in der Größenordnung von unter 2% des Kraftsignals in x-Richtung und können somit auch aus einem Übersprechen zwischen den Messachsen resultieren. Um die Drehmomentmessung für Anwendungen in der Lorentzkraft-Wirbelstromprüfung zu bewerten sind weitere Untersuchungen erforderlich. Die Kraftmessung hingegen zeigt das erwartete Verhalten und bestätigt somit die Anwendbarkeit des Sensors zur Messung dynamischer Kräfte sowie die Ergebnisse von [168] unter Verwendung eines Dreikomponenten-Kraftsensors.

6.2 Lokale Lorentzkraftanemometrie

Flüssigmetalle spielen eine wichtige Rolle in der Metallurgie, bei Flüssigmetallbatterien [86], bei der Kühlung von Kraftwerken [106] oder in der Forschung im Bereich der Magnetohydrodynamik [113]. Der kontinuierliche Stranggussprozess ist eines der bedeutendsten Verfahren im Bereich der Metallurgie der vergangenen Jahrzehnte und wurde bereits intensiv erforscht und verbessert [164]. Wie in der schematischen Skizze in Abbildung 6.4 zu sehen, fließt die Schmelze aus der Pfanne in den Verteiler, der als Zwischenspeicher dient. Von hier aus gelangt sie durch das Tauchrohr in die Kokille, wo die Erstarrung beginnt. Am Ausgang der Kokille, der in Abbildung 6.4 rechts dargestellt ist, hat der Stahl eine feste Außenhülle von einigen Zentimetern Dicke, während das Innere noch flüssig ist. In folgenden Prozessschritten wird das Halbzeug weiter gekühlt und erstarrt vollständig. Die Prozessgeschwindigkeit wird durch die Position des Stopfens eingestellt, der den Durchfluss durch das Tauchrohr in die Kokille steuert. Die Qualität des Erzeugnisses und die Prozessgeschwindigkeit sind stark von der Strömungsstruktur während des Abkühlvorgangs in der Kokille abhängig. Eine symmetrische Strömungsstruktur mit vier Wirbeln und einer zum Tauchrohr gerichteten Oberflächenströmung wie in 6.4 links dargestellt werden als ideal angesehen, da hierdurch Schlacke und Einschlüsse im Stahl an die Oberfläche transportiert werden [94, 185]. Zur Messung des Durchflusses durch das Tauchrohr zur Regelung

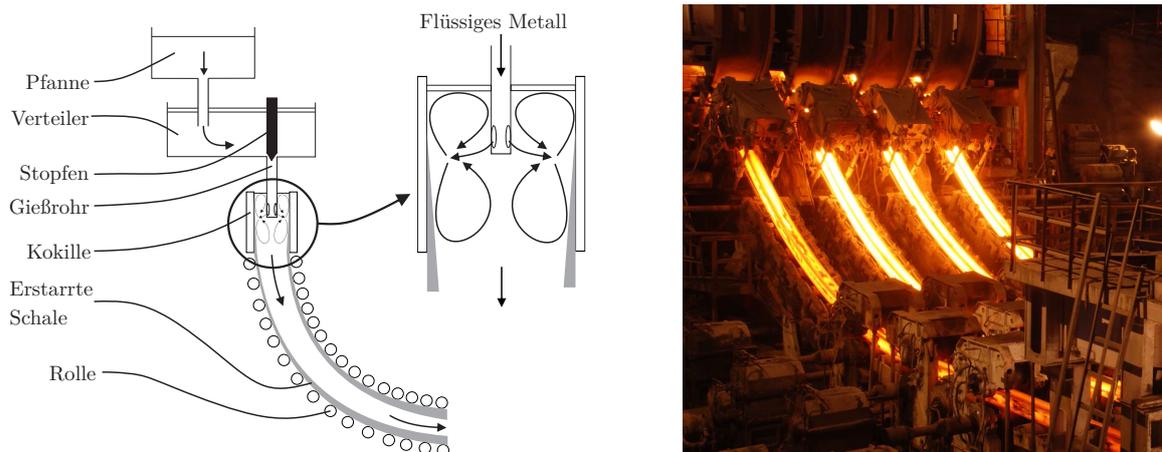


Abbildung 6.4: Kontinuierlicher Stranggussprozess. Links: schematische Darstellung einer Stranggussanlage und der Strömung in der Kokille nach [165], Rechts: Foto des Austritts des teilweise erstarren Metalls aus der Kokille [176].

der Prozessgeschwindigkeit und zur Identifikation der Strömungsstruktur im Inneren der Kokille werden Verfahren zur Strömungsmessung benötigt. Aufgrund der hohen Temperaturen von Stahlschmelzen sind kontaktlose Messverfahren in diesem Bereich erforderlich. Obwohl bereits einige kontaktlose Messverfahren für durchsichtige Medien wie Wasser oder Luft existieren, gibt es fast keine kommerziell verfügbaren Techniken für entsprechende Messaufgaben in undurchsichtigen Medien wie Flüssigmetallen [43]. Die in Kapitel 3.4.2 beschriebene Lorentzkraftanemometrie ist ein kontaktloses Verfahren, welches für die globale und lokale Messung der Strömungsgeschwindigkeit undurchsichtiger, leitfähiger Flüssigkeiten geeignet ist. Sie wird im Folgenden zur lokalen Lorentzkraftanemometrie an einer Flüssigmetallströmung in einem Modellexperiment des kontinuierlichen Stranggussprozesses (Mini-LIMMCAST) [165] angewendet.

6.2.1 Messaufbau

Zur Erforschung verschiedener Messverfahren für Flüssigmetallströmungen sowie Verfahren zur Prozessoptimierung für kontinuierliche Stranggussprozesse wurde am Helmholtz-Zentrum Dresden-Rossendorf (HZDR) ein Aufbau entwickelt, in dem die Metallströmungen in der Kokille einer Stranggussanlage unter Laborbedingungen nachempfunden werden [165]. Für die Messungen wird die unter Standardbedingungen flüssige, eutektische Legierung $\text{Ga}_{68}\text{In}_{20}\text{Sn}_{12}$ mit einer elektrischen Leitfähigkeit von $3,3 \times 10^6 \text{ S/m} \pm 3 \times 10^4 \text{ S/m}$ [51, 130] verwendet. Die Kokille einer realen Stranggussanlage wird durch einen Plexiglaskanal mit einer Wandstärke von 6,4 mm modelliert.

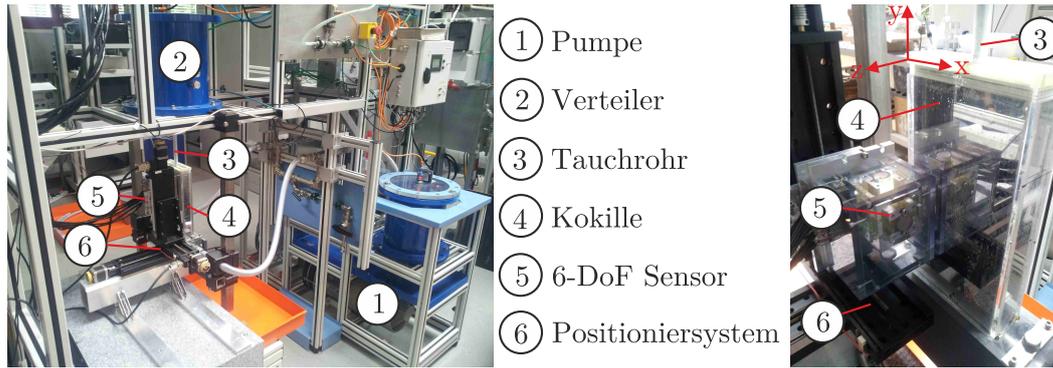


Abbildung 6.5: Links: Mini-LIMMCAST Anlage am Helmholtz-Zentrum Dresden Rossendorf. Rechts: Nahaufnahme der Kokille und des in den Messaufbau integrierten Mehrkomponentensensors auf der 3-Achs Linearführung.

Für die Messungen wird ein Permanentmagnet mit den in Tabelle 6.1 aufgelisteten Parametern verwendet. Um Beschädigungen des Sensors beim Scan der Oberfläche

Abmessungen	$15 \times 15 \times 15 \text{mm}^3$
Material	NdFeB
Qualität	N48
Magnetisierung M	$1,080 \times 10^6 \text{ A/m}$

Tabelle 6.1: Parameter des verwendeten Permanentmagneten.

der Kokille zu vermeiden, wurde ein Sicherheitsabstand von ca. 2 mm eingestellt, sodass ein Gesamtabstand zwischen der Oberfläche des Magneten und der Strömung von 8,4 mm resultiert. Die räumliche Verteilung der z -Komponente der Flussdichte des Permanentmagneten lässt sich anhand von Gleichung 6.1 bestimmen [50].

$$B_z(x, y, z) = \frac{\mu_0 M}{4\pi} \sum_{k=1}^2 \sum_{n=1}^2 \sum_{m=1}^2 (-1)^{k+n+m} \tan^{-1} \left\{ \frac{(x - x_p)(y - y_q)(z - z_k)^{-1}}{\sqrt{(x - x_p)^2 + (y - y_q)^2 + (z - z_k)^2}} \right\} \quad (6.1)$$

Hierin ist μ_0 die magnetische Feldkonstante, M die Magnetisierung des Permanentmagneten und x_p , y_q und z_k geben die Abmessungen des Magneten an. In verschiedenen Abständen von der Oberfläche des Magneten erhält man die in Abbildung 6.6 dargestellte z -Komponente der Flussdichte. Im Nahfeld ist die Geometrie des Magneten noch deutlich zu erkennen, bei Erhöhung des Abstands findet ein Übergang zu einem Dipolfeld statt, sodass der Einfluss der Magnetgeometrie auf das Messergebnis mit größerem Abstand geringer wird. Die x - und y -Komponenten des Magnetfelds des Permanent-

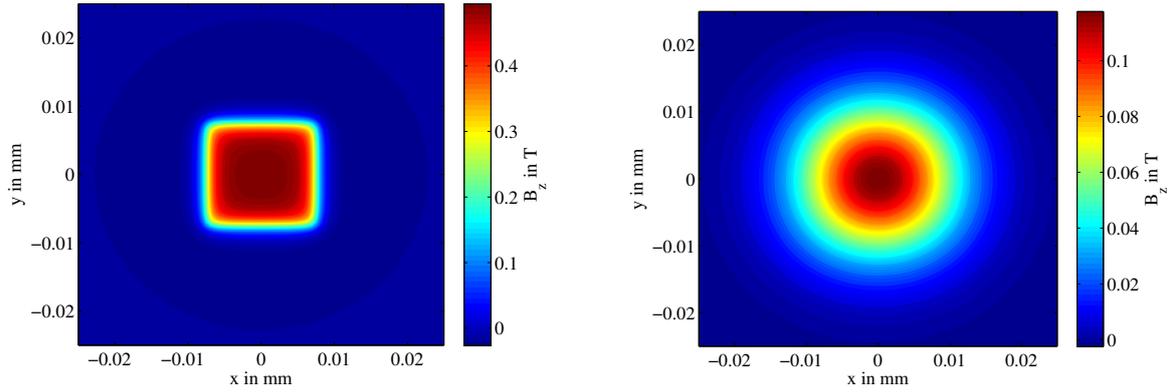


Abbildung 6.6: Betrag der z-Komponente der Flussdichte des Permanentmagneten mit den Parametern nach Tabelle 6.1 in den Abständen von 1 mm und 8,4 mm von dessen Oberfläche berechnet nach Gleichung 6.1.

magneten führen mit der z-Komponente der Strömungsgeschwindigkeit zu einer Kraft in z-Richtung. Die Komponenten der Flussdichte erhält man aus den Gleichungen 6.2 und 6.3 [50].

$$B_x(x, y, z) = \frac{\mu_0 M}{4\pi} \sum_{k=1}^2 \sum_{m=1}^2 (-1)^{k+m} \ln \left\{ \frac{(y - y_1) + [(x - x_p)^2 + (y - y_1)^2 + (z - z_k)^2]^{\frac{1}{2}}}{(y - y_2) + [(x - x_p)^2 + (y - y_2)^2 + (z - z_k)^2]^{\frac{1}{2}}} \right\} \quad (6.2)$$

$$B_y(x, y, z) = \frac{\mu_0 M}{4\pi} \sum_{k=1}^2 \sum_{m=1}^2 (-1)^{k+m} \ln \left\{ \frac{(x - x_1) + [(x - x_1)^2 + (y - y_q)^2 + (z - z_k)^2]^{\frac{1}{2}}}{(x - x_2) + [(x - x_2)^2 + (y - y_q)^2 + (z - z_k)^2]^{\frac{1}{2}}} \right\} \quad (6.3)$$

Die Kraft- und Drehmomentmessung erfolgt mit Hilfe des in Kapitel 4 beschriebenen Mehrkomponentensensors, an dem der Permanentmagnet wie in Abbildung 6.8 dargestellt, befestigt wurde. Der Sensor ist auf einer 3-Achs Linearführung angebracht, die eine Positionierung relativ zur Kokille und das Scannen entlang deren Seitenwand ermöglicht. Der Sensor mit montiertem Permanentmagneten und die Kokille mit der Scantrajektorie sind in Abbildung 6.8 zu sehen. Ausgehend vom Startpunkt ($x = 0 \text{ mm}$, $y = 0 \text{ mm}$) bis zum Endpunkt bei ($x = 145 \text{ mm}$, $y = -160 \text{ mm}$) wird der Sensor in Schritten von $\Delta x = \Delta y = 10 \text{ mm}$ positioniert und zwischen den Positionierungsschritten die Kraft- und Drehmomentsignale für eine Dauer von 5 s aufgezeichnet. Durch Bildung des zeitlichen Mittelwerts aus jedem der sechs Kraft- und Drehmoment-

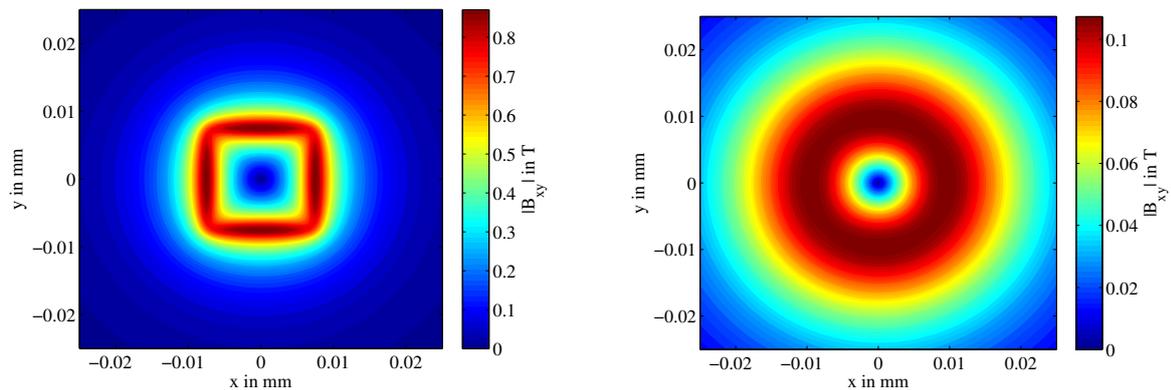


Abbildung 6.7: Betrag der x- und y-Komponenten der Flussdichte des Permanentmagneten mit den Parametern nach Tabelle 6.1 in den Abständen von 1 mm und 8,4 mm von dessen Oberfläche berechnet nach Gleichungen 6.2 und 6.3.

signale in jedem Messpunkt, erhält man 272 Messpunkte mit jeweils drei Kraft- und drei Drehmomentkomponenten. Um positionsabhängige Störungen der Messsignale (z. B. durch ferromagnetische Objekte) zu bestimmen, wurde zunächst eine Messung ohne Strömung durchgeführt. Die Ergebnisse der Messung ohne Strömung wurden anschließend von den Ergebnissen der Strömungsmessung abgezogen.

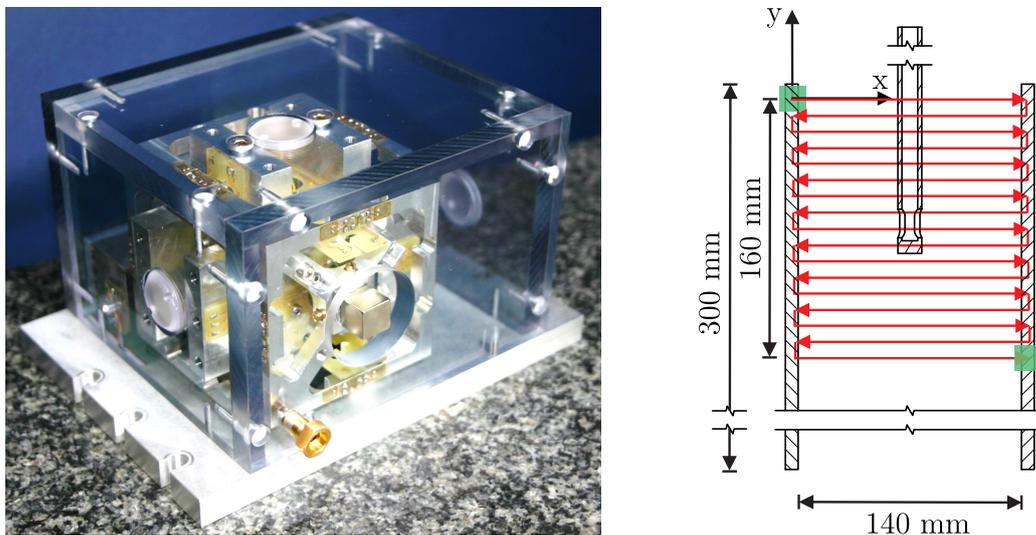


Abbildung 6.8: Sensor mit einem an der Krafteinleitung befestigten Permanentmagneten (links) und Kokille mit Koordinatensystem und Scantrajektorie des in grün vor und nach der Messroutine dargestellten Magneten (rechts).

6.2.2 Messergebnisse

Die aus der kontinuierlichen Messung der Kräfte und Drehmomente gewonnenen Daten wurden als Contour- und Vektorplots ausgewertet und sind in Abbildung 6.9 bis 6.12 dargestellt. Dabei wurden die Daten mit kubischen Splines interpoliert, um die Strömungsstruktur in den Vektordarstellungen besser erkenntlich zu machen. Durch die Interpolation wurde die Anzahl der Datenpunkte von 272 auf 928 erhöht, was einem räumlichen Abstand der Messpunkte von $\Delta x = \Delta y = 5 \text{ mm}$ entspricht. In Abbildung 6.9 links sind der Betrag sowie ein Vektorplot der x- und y-Komponenten der Lorentzkraft dargestellt. Hieraus kann der beidseitige Austritt der Strömung aus dem

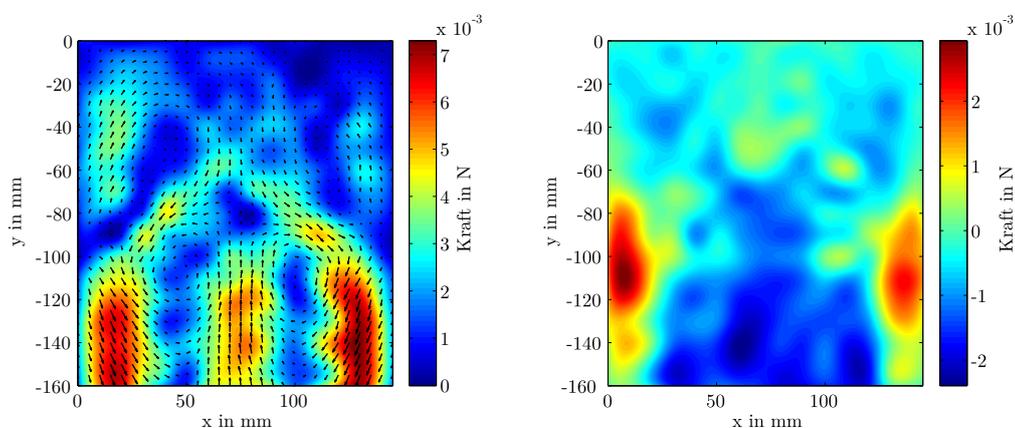


Abbildung 6.9: Betrag der x- und y-Komponenten der Lorentzkraft und Vektorplot deren Richtungsvektoren (links), z-Komponente der Lorentzkraft.

in der Mitte der Kokille befindlichen Tauchrohr bei $x \approx 70 \text{ mm}$ und $y \approx -60 \text{ mm}$ gut identifiziert werden. Die Strömung weitet sich auf und trifft auf die Seitenwände der Kokille, wo sie sich in einen nach oben und einen nach unten gerichteten Anteil aufteilt. Hierdurch bildet sich die zuvor beschriebene Strömungsstruktur mit vier Wirbeln aus. Durch das Auftreffen der Strömung auf die Seitenwand und die Aufweitung der Ausströmung aus dem Tauchrohr ergibt sich eine Strömung in z-Richtung. Diese führt mit den x- und y-Komponenten der in Abbildung 6.7 dargestellten Flussdichte des Permanentmagneten zu der z-Komponente der Lorentzkraft in den Randbereichen der Kokille gemäß Abbildung 6.9 rechts. Aufgrund der kubischen Abhängigkeit der Lorentzkraft vom Abstand zwischen Permanentmagnet und Flüssigkeit tragen insbesondere Strömungsanteile nahe der vorderen Wand der Kokille zur gemessenen Kraft bei. Ein Vergleich der Messergebnisse der x-Komponente der Lorentzkraft mit der x-Komponente der Strömungsgeschwindigkeit aus einer Ultraschall-Doppler Messung des HZDR ist in Abbildung 6.10 zu sehen. Diese zeigt eine qualitative Übereinstimmung

der beiden Verfahren. Die gemessene Lorentzkraft zeigt eine höhere Symmetrie des Strömungsfeldes, jedoch sind die Übergänge zwischen den Strömungsrichtungen unschärfer, was durch die räumlich weit ausgedehnte Verteilung der Flussdichte (siehe Abbildung 6.6) zu erklären ist.

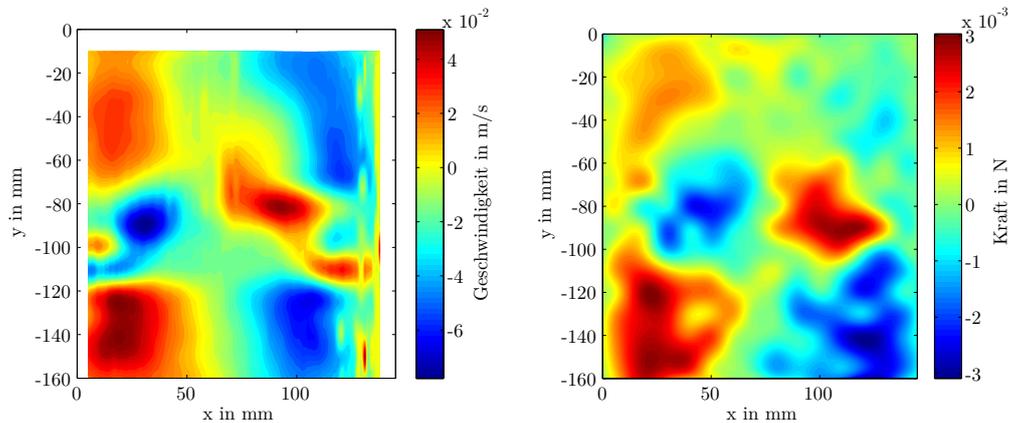


Abbildung 6.10: Vergleich der x-Komponente der Strömung zwischen der Ultraschall-Doppler-Anemometrie (links) und der Lorentzkraftanemometrie (rechts).

Die gemessenen Drehmomente wurden zunächst anhand von Gleichung 3.4 in ein im Mittelpunkt des Permanentmagneten befindliches Koordinatensystem umgerechnet, wobei ein parasitärer Hebel zur Drehmomentmessachse des Sensors von $l_z = -41$ mm berücksichtigt wurde. Die Drehmomentkomponenten in Abbildung 6.11 sind in der gleichen Darstellungsform wie die Kraftkomponenten in Abbildung 6.9 gezeigt.

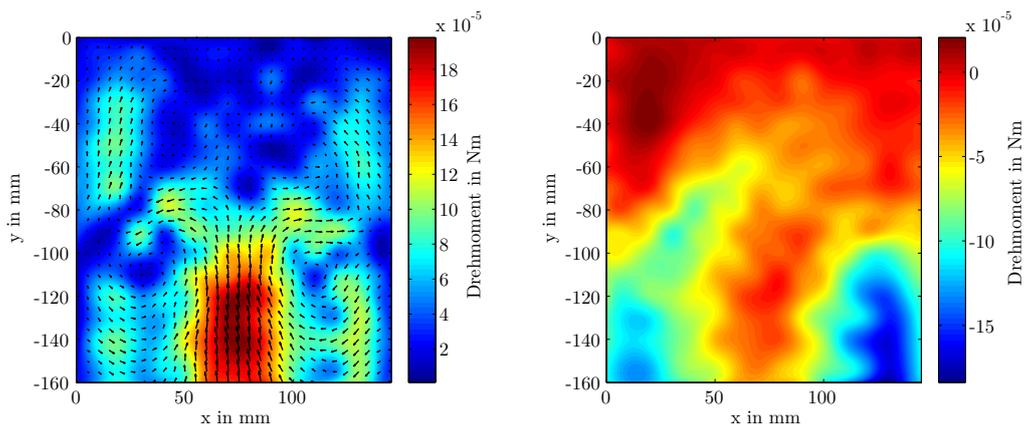


Abbildung 6.11: Betrag der x- und y-Komponenten des Drehmoments und Vektorplot dessen Richtungsvektoren (links), z-Komponente des Drehmoments (rechts).

Hieraus kann ein ähnliches Verhalten der x- und y-Komponenten des Drehmoments zu den x- und y-Komponenten der Kraft festgestellt werden, was dem theoretischen

Modell nach Gleichungen 3.24 und 3.25 entspricht. Aus dem Drehmoment um die z-Achse sind keine offensichtlichen Rückschlüsse auf die Strömungsstruktur möglich. Anhand des Verhältnisses des Betrags der Drehmomentkomponenten zum Betrag der Kraftkomponenten kann ein effektiver Hebelarm, der zwischen Magneten und Flüssigmetallströmung wirkt, berechnet werden. Die Hebellänge ist in Abbildung 6.12 links in verschiedenen Positionen dargestellt. Zusätzlich ist die Darstellung mit einem Vektorplot der x- und y-Komponenten der Kraft überlagert. In Bereichen, in denen ein starker Gradient der Kraft auftritt, ist der Betrag am größten. Durch Bestimmung der Abhängigkeiten von $M_x(F_y)$ und $-M_y(F_x)$ kann wie in Abbildung 6.12 rechts dargestellt der Abstand zwischen Magnet und Strömung anhand einer linearen Regression bestimmt werden. Für das gemessene Strömungsfeld erhält man einen mittleren Ab-

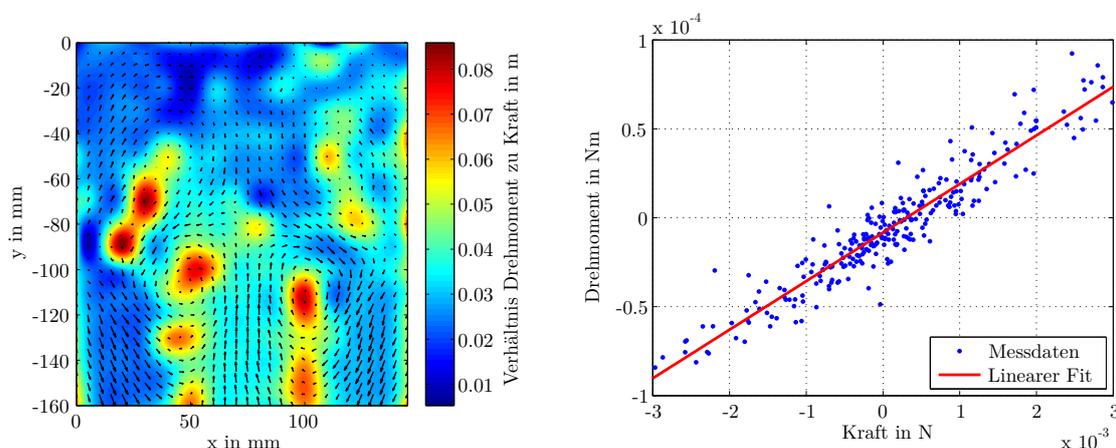


Abbildung 6.12: Verhältnis des Betrags des Drehmoments zum Betrag der Kraft (links) und Abhängigkeit $-M_y(F_x)$ (rechts).

stand zwischen dem Mittelpunkt des Magneten und der Strömung von 20 mm aus F_y und M_x und von 27,3 mm aus F_x und $-M_y$. Aus den bekannten, geometrischen Parametern des Aufbaus wurde ein Mindestabstand des Mittelpunkts des Magneten zur Innenwand der Kokille von 16 mm bestimmt.

7 Messunsicherheitsanalyse für Kraft- und Drehmomentvektoren

Der nachfolgende Abschnitt stellt zwei Verfahren zur Ermittlung der Messunsicherheit der Messgrößen von Mehrkomponentenmesssystemen für Kraft und Drehmoment vor. Diese berücksichtigen neben den Unsicherheiten der Messsignale auch die Unsicherheiten der Elemente der Kalibriermatrix und werden zur Ermittlung der Messunsicherheit einer statischen Kraftmessung mit dem sechsachs Sensor angewendet und anschließend verglichen. Die in diesem Kapitel beschriebenen Verfahren können neben der Kraft- und Drehmomentmesstechnik auch auf andere vektorielle Messmodelle und Anwendungen übertragen werden, in denen lineare Gleichungssysteme unter Berücksichtigung von Unsicherheiten gelöst werden.

Anhand der in Kapitel 4.3.3 und Kapitel 5.6.3 ermittelten Kalibriermatrizen \mathbf{C} sowie dem Messsignalvektor \vec{U} wird der Vektor der Kräfte und Drehmomente \vec{F} nach Gleichung 7.1 bestimmt.

$$\vec{F} = \mathbf{C}^{-1}\vec{U} \quad (7.1)$$

Um die Unsicherheitsmatrix des Messgrößenvektors $\mathbf{u}(\vec{F})$ bestimmen zu können, müssen die Unsicherheiten der Eingangsgrößen \vec{U} und \mathbf{C}^{-1} bekannt sein. Aus dem Vektor der gemessenen Signale U kann die Unsicherheitsmatrix $\mathbf{u}(\vec{U})$ bestimmt werden. Diese enthält auf der Hauptdiagonalen die Varianzen $u_{ij}(U_i, U_j), i = j$ und auf den Nebendiagonalelementen die Kovarianzen $u_{ij}(U_i, U_j), i \neq j$ der gemessenen Signale. Aus den Kalibrierungen in den Kapiteln 4.3.3 und 5.6.3 ist für beide Sensoren die Matrix der Standardabweichungen $\sigma(\mathbf{C})$ aller Elemente der Kalibriermatrix bekannt. Dabei ist jedes Element der Matrix $\sigma(\mathbf{C})$ die Standardabweichung des jeweiligen Elements der Kalibriermatrix $C_{ij} \pm \sigma_{ij}(C)$. Ausgehend vom Modell der Messung werden nachfolgend die Unsicherheiten der Ausgangsgrößen mit Hilfe einer analytischen Unsicherheitsfortpflanzung sowie der Monte-Carlo-Methode ermittelt.

7.1 Analytische Berechnung der Messunsicherheit

Die analytische Berechnung geht von Gleichung 7.1 als Modellfunktion aus. Die Unsicherheitsmatrix der Ausgangsgrößen erhält man aus der Summe der partiellen Ableitungen der Ausgangsgrößen nach den Eingangsgrößen multipliziert mit der Unsicherheiten der Eingangsgrößen nach Gleichung 7.2

$$u(F_i, F_j) = \sum_{\alpha=1}^6 \sum_{b=1}^6 \sum_{\beta=1}^6 \sum_{a=1}^6 \frac{\partial F_i}{\partial C_{\alpha\beta}^{-1}} \frac{\partial F_j}{\partial C_{ab}^{-1}} u(C_{\alpha\beta}^{-1}, C_{ab}^{-1}) + \sum_{k=1}^6 \sum_{l=1}^6 \frac{\partial F_i}{\partial U_k} \frac{\partial F_j}{\partial U_l} u(U_k, U_l). \quad (7.2)$$

Die Unsicherheitsmatrix $\mathbf{u}(C^{-1}) \in \mathbb{R}^{36 \times 36}$ enthält die Varianzen und Kovarianzen der Elemente von C^{-1} . Ihre Elemente können ausgehend von den Standardabweichungen der Koeffizienten der Kalibriermatrix durch die Unsicherheitsfortpflanzung durch die Invertierung

$$u(C_{\alpha\beta}^{-1}, C_{ab}^{-1}) = \frac{\partial C_{\alpha\beta}^{-1}}{\partial C_{ij}} \frac{\partial C_{ab}^{-1}}{\partial C_{kl}} u(C_{ab}, C_{kl}) \quad (7.3)$$

berechnet werden. Für unkorrelierte Elemente der Kalibriermatrix erhält man gemäß der Herleitung in [97] die Koeffizienten der Unsicherheitsmatrix aus

$$u(C_{\alpha\beta}^{-1}, C_{ab}^{-1}) = (C_{\alpha i}^{-1} C_{ai}^{-1}) \sigma_{ij}^2(C) (C_{j\beta}^{-1} C_{jb}^{-1}). \quad (7.4)$$

Die Analyse der Unsicherheitsmatrix zeigt, dass durch die Invertierung eine Korrelation zwischen den Koeffizienten erzeugt wurde. Diese ist beispielhaft für zwei Koeffizienten in Abbildung 7.1 in Form einer Ellipse dargestellt, welche den Bereich von 95 % der Werte beschreibt. Zur Berechnung der Messunsicherheit für Kräfte und Drehmo-

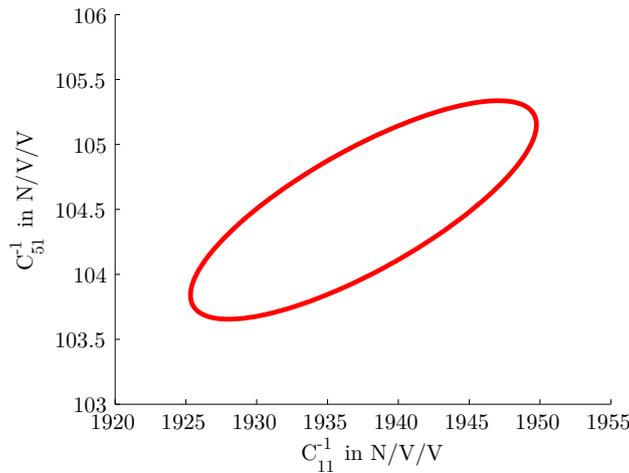


Abbildung 7.1: Korrelation zwischen zwei Koeffizienten der Kalibriermatrix nach Invertierung.

mente wird neben der Unsicherheitsmatrix der inversen Kalibriermatrix die Unsicherheitsmatrix der Brückenspannungen benötigt. Diese wurde für die in Abbildung 7.2 dargestellten Signale einer statischen Kraftmessung mit dem Mehrkomponentensensor im Bereich zwischen 40s und 70s ermittelt. Daraus werden die Mittelwerte \vec{U} sowie

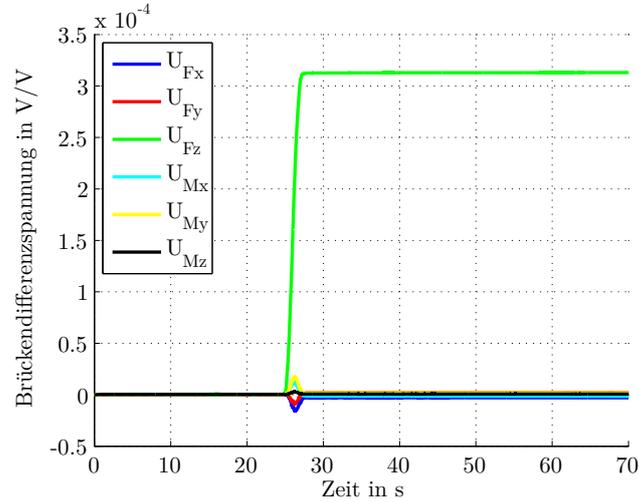


Abbildung 7.2: Messsignale vor und nach der Belastung des Sensor mit einer statischen Kraft in z-Richtung.

die Unsicherheitsmatrix $\mathbf{u}(\vec{U})$ bestimmt. Aus den Mittelwerten wurden anhand von Gleichung 7.1 die Kräfte und Drehmomente berechnet. Die Unsicherheitsmatrix wird anhand von Gleichung 7.2 berechnet. In Gleichung 7.5 sind die Messergebnisse angegeben, wobei die Hauptdiagonalelemente von $\mathbf{u}(\vec{F})$ angegeben wurden.

$$\vec{F} = \begin{bmatrix} -10,84 \times 10^{-3} \text{ N} \\ 12,47 \times 10^{-3} \text{ N} \\ 613,97 \times 10^{-3} \text{ N} \\ -1,649 \times 10^{-3} \text{ N m} \\ -6,548 \times 10^{-3} \text{ N m} \\ -1,317 \times 10^{-3} \text{ N m} \end{bmatrix} \pm \begin{bmatrix} 3,4371 \times 10^{-3} \text{ N} \\ 2,7667 \times 10^{-3} \text{ N} \\ 4,4928 \times 10^{-3} \text{ N} \\ 3,5146 \times 10^{-3} \text{ N m} \\ 3,4171 \times 10^{-3} \text{ N m} \\ 5,8694 \times 10^{-4} \text{ N m} \end{bmatrix} \quad (7.5)$$

Die statische Kraft wurde mit dem Kalibriergewicht Nr. 5 eingeleitet, sodass ein Referenzwert von $614,46 \text{ N} \pm 6,4375 \times 10^{-5} \text{ N}$ nach Tabelle 4.2 vorliegt. Die relative Abweichung des Messwerts vom Referenzwert beträgt $-0,0797\%$ und liegt im Bereich der angegebenen Standardunsicherheit.

7.2 Messunsicherheitsanalyse nach der Monte-Carlo-Methode

Ausgehend von der Kalibriermatrix \mathbf{C} und der Matrix der Standardabweichungen $\boldsymbol{\sigma}(\mathbf{C})$ sowie dem Vektor der gemessenen Brückenspannungen \vec{U} und dessen Unsicherheitsmatrix $\mathbf{u}(\vec{U})$ wurde eine Monte-Carlo-Analyse durchgeführt. Zur Validierung der analytischen Unsicherheitsrechnung wurden zunächst die Unsicherheiten der inversen Kalibriermatrix $\mathbf{u}(\mathbf{C}^{-1})$ bestimmt. Die Koeffizienten der Zufallsmatrizen für die Kalibriermatrix sind zunächst unkorreliert. Nach der Invertierung ist die dabei entstandene Korrelation in Abbildung 7.3 beispielhaft dargestellt. Dieses Ergebnis wurde zum Vergleich mit dem Ergebnis der analytischen Berechnung aus Abbildung 7.1 in Abbildung 7.3 dargestellt. Aus der Abbildung ist bereits eine gute Übereinstimmung der Ergeb-

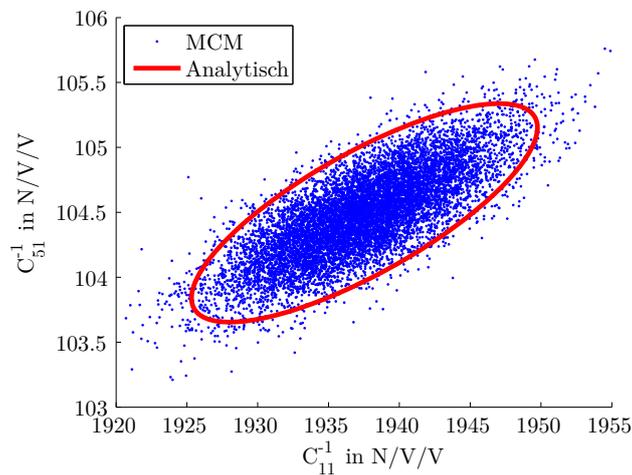


Abbildung 7.3: Verteilung der Koeffizienten der inversen Kalibriermatrix (blau) und aus den Ergebnissen der analytischen Rechnung bestimmtes, elliptisches Überdeckungsintervall für 95 % der Werte (rot).

nisse beider Verfahren ersichtlich. Zur Berechnung der Unsicherheiten von Kräften und Drehmomenten werden anschließend durch mehrfache Berechnung von Gleichung 7.1 für zufällig erzeugte Eingangsgrößen die Ausgangsgrößen Kraft und Drehmoment sowie deren Kovarianzmatrix bestimmt. Es werden 1×10^7 Zufallsmatrizen und Zufallsvektoren erzeugt. Das Modell der Monte-Carlo-Simulation mit Eingangsgrößen, Modellgleichung und Ausgangsgrößen ist in Abbildung 7.4 dargestellt. Die Mittelwerte der Brückenspannungen und die zugehörige Kovarianzmatrix wurden aus den in Abbildung 7.2 dargestellten Messdaten bestimmt. Als Ergebnis der Monte-Carlo-Simulation erhält man den in Gleichung 7.6 angegebenen Vektor der Kräfte und Drehmomente

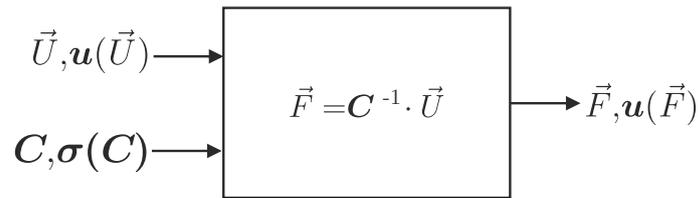


Abbildung 7.4: Modell, Eingangs- und Ausgangsgrößen der Monte-Carlo-Simulation für die Berechnung der Unsicherheiten von Kräften und Drehmomenten.

sowie dessen Unsicherheiten.

$$\vec{F} = \begin{bmatrix} -10,89 \times 10^{-3} \text{ N} \\ 12,47 \times 10^{-3} \text{ N} \\ 614,07 \times 10^{-3} \text{ N} \\ -1,630 \times 10^{-3} \text{ N m} \\ -6,644 \times 10^{-3} \text{ N m} \\ -1,332 \times 10^{-3} \text{ N m} \end{bmatrix} \pm \begin{bmatrix} 3,4575 \times 10^{-3} \text{ N} \\ 2,7532 \times 10^{-3} \text{ N} \\ 4,4556 \times 10^{-3} \text{ N} \\ 3,5045 \times 10^{-3} \text{ N m} \\ 3,4336 \times 10^{-3} \text{ N m} \\ 5,8544 \times 10^{-4} \text{ N m} \end{bmatrix} \quad (7.6)$$

Aus einem Vergleich der Ergebnisse der analytischen Rechnung und der Monte-Carlo-Methode für Kräfte und Drehmomente sowie deren Unsicherheiten ergibt sich eine maximale Abweichung der ermittelten Mittelwerte der Kräfte von 0,459 % und 0,829 % für deren Standardunsicherheiten. Für die Drehmomente lautet die maximale Abweichung der Mittelwerte 1,45 %, die Abweichung der Standardunsicherheiten zwischen der analytischen und der numerischen Berechnung beträgt maximal 0,48 %. Beide Verfahren liefern eine gute Übereinstimmung, sodass die analytische Rechnung für weitere Unsicherheitsanalysen von Mehrkomponentenmessungen nach Modellgleichung 7.1 eingesetzt werden kann.

8 Zusammenfassung und Ausblick

Der steigende Automatisierungsgrad in der Produktion sowie neue Entwicklungen in der kraft- und drehmomentbasierten Messtechnik führen zu einer steigenden Nachfrage sowie neuen Anforderungen an die Sensoren. Ein Beispiel hierfür ist die Lorentzkraftanemometrie, bei der die hochauflösende Messung geringer Kräfte und Drehmomente gefordert ist, um die Strömungsgeschwindigkeit leitfähiger Fluide zu bestimmen. Das Verhältnis von Nutzsignal zu Gesamtsignal liegt bei dieser Anwendung für Flüssigmetalle im Bereich von 1×10^{-2} . Werden relative Auflösungen des Nutzsignals von 1×10^{-3} gefordert, stößt man bereits an die Grenzen der DMS-Messtechnik. Zudem sollen in der lokalen Lorentzkraftanemometrie Kraft und Drehmoment als vektorielle Größen mit jeweils drei Komponenten erfasst werden. Neben den zuvor genannten Herausforderungen liegt der Betrag der in typischen Laboranlagen erreichten Nutzsignale bei einigen Millinewton und Mikronewtonmeter. Um bei Kräften und Drehmomenten in diesem Bereich die gewünschten Auflösungen zu erreichen, sind filigrane Verformungskörper erforderlich, deren Fertigung mit großem Aufwand verbunden ist. Im Rahmen der vorliegenden Arbeit wurden zwei Sechskomponentensensoren zur simultanen Erfassung von jeweils drei Kraft- und drei Drehmomentkomponenten behandelt. Zunächst wurden die messtechnischen Eigenschaften eines DMS-basierten Sechskomponentensensors für Nennlastbereiche von $\pm 2\text{ N}$ und $\pm 0,12\text{ Nm}$ untersucht. Hierzu wurde ein Kalibriersystem für Kräfte und Drehmomente entwickelt und die Unsicherheiten der Kalibrierkräfte und Drehmomente bestimmt. Der Kalibrieraufbau erreicht mit relativen Unsicherheiten im Bereich von 1×10^{-4} für die Kraftkalibrierung sowie von $2,3 \times 10^{-3}$ für die Drehmomentkalibrierung den Stand der Technik im Bereich der Kraft- und Drehmomentkalibrierung von Mehrkomponentensensoren. Nach der Charakterisierung des Kalibriersystems wird dieses für Kraft- und Drehmomentkalibrierungen des DMS-Sensors nach DIN EN ISO 376 und DIN 51309 eingesetzt. Aus den Ergebnissen der Kalibrierung werden die Kalibriermatrix sowie deren Unsicherheiten vollständig bestimmt. Des Weiteren wird ein System zur dynamischen Anregung und Messung der Frequenzgänge des Sensors aufgebaut. Der Vergleich der gemessenen Frequenzgänge mit numerischen Berechnungen zeigt eine gute Übereinstimmung. Ba-

sierend auf den gemessenen Frequenzgängen findet eine Systemidentifikation und der Entwurf eines Kompensationfilters für dynamische Messabweichungen statt. Aufbauend auf den Erkenntnissen der vorherigen Untersuchungen und den zuvor diskutierten Problemen und Anforderungen wurde ein neuartiges System zur Kraft- und Drehmomentmessung in sechs Freiheitsgraden entwickelt. Der neu entwickelte Sensor bietet den Vorteil, dass er durch das verwendete Prinzip der elektromagnetischen Kraft- und Drehmomentkompensation eine höhere Auflösung als der DMS-basierte Sensor in Kombination mit einem größeren Messbereich liefert. Das Messprinzip kommt ohne eine aufwändige Mechanik aus und ist somit in Bereiche geringerer Kräfte und Drehmomente skalierbar. Durch die Wahl der Reglerparameter ist zudem die Messdynamik des EMK-Systems einstellbar. Das dynamische Verhalten kann anhand eines im Rahmen dieser Arbeit aufgestellten Modells in Abhängigkeit verschiedener Designparameter und Nebenbedingungen simuliert und optimiert werden. Das Modell wurde durch Messungen der Frequenzgänge und der Sprungantworten mit verschiedenen Reglerparametern bestätigt und anschließend zur Optimierung des Führungsverhaltens unter der Berücksichtigung von Nebenbedingungen verwendet. Der Sensor wird für den Einsatz als Positioniersystem sowie zum Einsatz als Kraft-/Drehmomentsensor kalibriert und seine messtechnischen Eigenschaften sowie die Eigenschaften als Positioniersystem werden untersucht. Der Vergleich der beiden in dieser Arbeit untersuchten Sensoren in Tabelle 8.1 zeigt deutliche Vorteile des EMK-Sensors in den Kategorien Messbereich, Auflösung, Eigenfrequenzen und Überlastsicherheit. Das DMS-basierte System weist größere Bewegungsbereiche sowie nahezu konstante Kennwerte für Steifigkeit und Leistungsumsatz auf. Die Einordnung der beiden im Rahmen dieser Arbeit behandelten Sensoren in den Stand der Technik erfolgt anhand von Abbildung 8.1 links. Die beiden Sensoren überdecken den Bereich zwischen den makroskopischen Messsystemen und der MEMS-Technologie. Nach der Untersuchung seiner Spezifikationen wird das Sechskomponenten-DMS-Messsystem in der lokalen Lorentzkraftanemometrie zur Messung eines Strömungsfeldes im Experimentalaufbau eines kontinuierlichen Stranggussprozesses am Helmholtz-Zentrum Dresden-Rossendorf verwendet. Hierbei

¹Um eine vom Verhältnis der Messbereiche von Kraft- und Drehmoment unabhängige Aussage zu treffen wurden die Elemente der Kalibriermatrix auf die Messbereiche von Kraft und Drehmoment normiert.

²Ausgehend von der in einer FEM-Simulation berechneten Vergleichsspannung (von Mises) bei Nennlast sowie der Streckgrenze $R_{p,0,2} = 290 \text{ N/m}^2$ (Al-2024) ermittelter Wert.

³Kompensation des Eigengewichts von $0,169 \text{ kg}$ mit einer Aktorkonstante $B_l = 4,5 \text{ N/A}$ und einem Spulenwiderstand $R = 4,1 \Omega$.

⁴Bei 5 V Brückenversorgungsspannung und sechs $1 \text{ k}\Omega$ DMS-Messbrücken, bei 10 V Brückenversorgungsspannung liegt die Verlustleistung bei $0,6 \text{ W}$.

Spezifikation	Messsystem	
	6-DoF-EMK	6-DoF-DMS
Messbereich Kraft (statisch)	$\pm 7 \text{ N}$	$\pm 2 \text{ N}$
Messbereich Drehmoment (statisch)	$\pm 0,35 \text{ N m}$	$\pm 0,12 \text{ N m}$
Auflösung Kraft (statisch)	$1 \times 10^{-5} \text{ N}$	$1,9 \times 10^{-5} \text{ N}$
Auflösung Drehmoment (statisch)	$2,6 \times 10^{-7} \text{ N m}$	$1,4 \times 10^{-6} \text{ N m}$
Konditionszahl der Kalibriermatrix ¹	1,07	1,41
Niedrigste Eigenfrequenz	450 Hz	64 Hz
Bewegungsbereich	$\pm 0,2 \text{ mm}$	$\pm 0,37 \text{ mm}$
	$\pm 4 \times 10^{-3} \text{ rad}$	$\pm 5,5 \times 10^{-3} \text{ rad}$
Steifigkeit	10 ... 90 N/m	6666 N/m
Sicherheitsfaktor ²	354	3,2
Statischer Leistungsumsatz	0,56 W	0,15 W
	Lastabhängig ³	Konstant ⁴

Tabelle 8.1: Spezifikationen der beiden in dieser Arbeit behandelten Sechskomponentenmesssysteme für Kraft und Drehmoment.

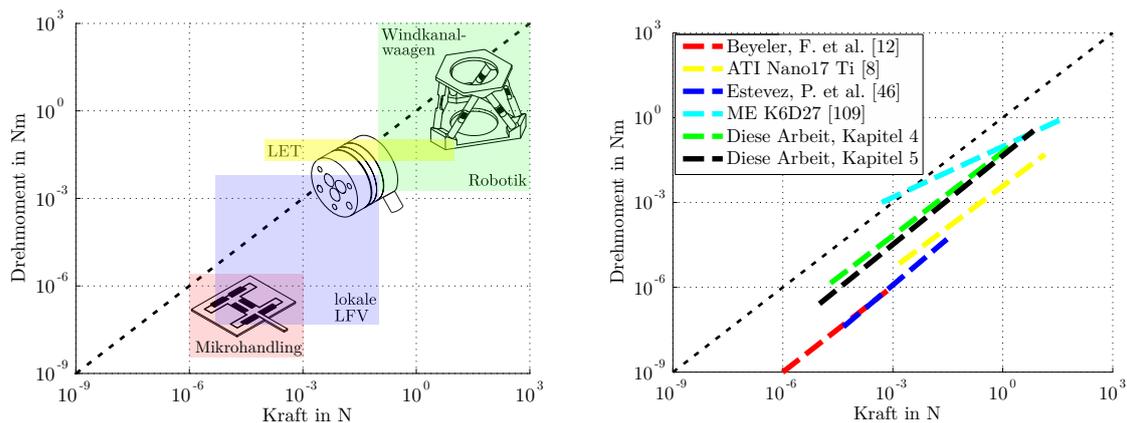


Abbildung 8.1: Übersicht über den Stand der Technik ergänzt um die beiden in dieser Arbeit behandelten Sensoren sowie Anwendungsbereiche von Mehrkomponentensensoren und deren Anforderungen bezüglich Messbereich und Auflösung für Kraft und Drehmoment.

konnte aus den drei Kraft- und drei Drehmomentkomponenten die Struktur des Strömungsfelds einer Flüssigmetallströmung identifiziert werden. Aus dem Vergleich zwischen einer UDV-Messung der x-Komponente der Strömungsgeschwindigkeit und der x-Komponente der Lorentzkraft ergibt sich eine gute qualitative Übereinstimmung. Für einen quantitativen Vergleich ist eine Kalibrierung des Zusammenhangs zwischen Strömungsgeschwindigkeit und Kraft erforderlich. Des Weiteren wird der Sensor in der Lorentzkraft-Wirbelstromprüfung eingesetzt, bei der die Messung dynamischer Kraftsignale erforderlich ist. Durch die Messung der Drehmomentkomponenten kön-

nen möglicherweise weitere Informationen über die Interaktion des Magneten mit dem Prüfkörper bereitgestellt werden. Die Nutzbarkeit der Drehmomentinformationen zur Verbesserung der Rekonstruktion der Defekte erfordert jedoch weitere Untersuchungen. Die Arbeit endet mit einer allgemeinen Betrachtung der Messunsicherheiten bei der Kraft- und Drehmomentmessung, wobei die Unsicherheiten der Kalibriermatrix nach deren Invertierung sowie die Unsicherheiten der Messsignale berücksichtigt werden.

Der neu entwickelte Sechskomponenten EMK-Sensor bietet vielfältige Einsatzmöglichkeiten in messtechnischen Anwendungen, so kann er neben dem Einsatz als Kraft-/Drehmomentsensor als Positioniersystem eingesetzt werden. Ein weiteres Anwendungsgebiet ergibt sich als Kalibriersystem für andere Messsysteme. Hierbei können Kraft und Drehmoment sowie die Verschiebung und Drehung gleichzeitig gemessen werden, um daraus Steifigkeiten und Drehfedersteifigkeiten des zu testenden Sensors oder mechanischen Systems zu berechnen. Des Weiteren können Mikrobearbeitungen mit definierten Kräften und Drehmomenten ausgeführt werden. In der Lorentzkraftanemometrie können die Messungen mit einer höheren Auflösung durchgeführt werden, gleichzeitig ist das System robuster gegenüber mechanischen Beschädigungen, wodurch Messungen im Bereich sehr geringer Abstände zwischen Kanal und Magnet möglich werden. Zudem kann in jedem Messpunkt durch Antastung des Kanals mit dem Sensor eine Messung des Abstands zwischen Magnet und Kanal erfolgen. Durch eine bessere Kenntnis des Abstands können Unsicherheiten bei der Strömungsmessung reduziert werden. Wie in Kapitel 5.4 gezeigt, kann anhand der Reglereinstellungen die Messdynamik des EMK-Sensors variiert werden. Im Vergleich zu dem hier vorgestellten Mehrkomponenten-DMS-Sensor wird eine höhere Messdynamik erreicht und zeitabhängige Strömungsphänomene können mit geringeren Abweichungen gemessen werden. Der EMK-Sensor wurde im Rahmen einer Voruntersuchung im Messaufbau zur Lorentzkraft-Wirbelstromprüfung getestet. Bis zu einer Bewegungsgeschwindigkeit des Prüfkörpers von 0,25 m/s konnten die Messungen durchgeführt werden, darüber fanden starke Abweichungen statt, da die dynamische Kraft in diesen Geschwindigkeitsbereichen nicht ausreichend schnell kompensiert werden konnte. Um eine höhere Messdynamik zu ermöglichen kann das Übertragungsverhalten der Stromtreiber angepasst werden, um maximale Dauerströme von bis zu 3 A zu liefern, was auch dem maximalen Spulenstrom entspricht. Der maximale Dauerstrom der Spulen liegt bei 1,5 A, sodass eine konstante Kraft von bis zu 13,5 N kompensiert werden kann. Damit sollte es möglich sein, den EMK-Sensor in Anwendungen der Lorentzkraft-Wirbelstromprüfung mit typischen Prüfkörpergeschwindigkeiten von 0,5 m/s einzusetzen.

Anhang

A Übertragungsverhalten des U/I-Wandlers

Für die in Abbildung A.1 dargestellte Operationsverstärkerschaltung soll der Ausgangsstrom I_{out} in Abhängigkeit der Eingangsspannung U_{in} und den Widerstandswerten der Widerstände $R_1 \dots R_5$ sowie des Lastwiderstands R_L angegeben werden. Dazu

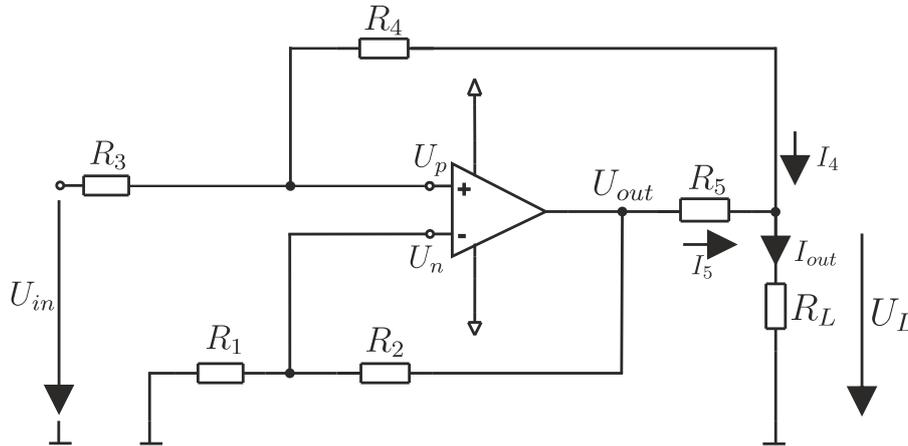


Abbildung A.1: Grundschtung des U/I-Wandlers.

wird die Knotengleichung

$$I_L = \frac{U_L}{R_L} = I_4 + I_5 = \frac{U_p - U_L}{R_4} + \frac{U_{out} - U_L}{R_5} \quad (\text{A.1})$$

aufgestellt. Die Gleichungen für U_p erhält man aus dem Knotensatz

$$\frac{U_{in} - U_p}{R_3} = \frac{U_p - U_L}{R_4}. \quad (\text{A.2})$$

Nach Umstellung erhält man

$$U_p = \frac{U_{in}R_4 + U_LR3}{R_3 + R_4}. \quad (\text{A.3})$$

Im Knoten U_n erhält man die Gleichung

$$\frac{U_n}{R_1} = \frac{U_{out} - U_n}{R_2}. \quad (\text{A.4})$$

Umstellung nach U_{out} führt zu

$$U_{out} = U_n \frac{R_1 + R_2}{R_1}. \quad (\text{A.5})$$

Für den idealen Operationsverstärker ist $U_n = U_p$, dadurch lässt sich Gleichung A.3 in Gleichung A.5 einsetzen

$$U_{out} = \left(\frac{U_{in} R_4 + U_L R_3}{R_3 + R_4} \right) \frac{R_1 + R_2}{R_1}. \quad (\text{A.6})$$

Einsetzen von U_p und U_{out} in Gleichung A.1 führt zu

$$\begin{aligned} \frac{U_L}{R_L} = & \frac{U_{in} \frac{R_4}{R_3 + R_4} + U_L \frac{R_3}{R_3 + R_4} - U_L}{R_4} \\ & + \frac{U_{in} \frac{R_4}{R_3 + R_4} \frac{R_1 + R_2}{R_1} + U_L \frac{R_3}{R_3 + R_4} \frac{R_1 + R_2}{R_1} - U_L}{R_5}. \end{aligned} \quad (\text{A.7})$$

Eine Vereinfachung und Umstellung der Gleichungen nach I_{out}/U_{in} ergibt die gesuchte Übertragungsfunktion von Spannung in Strom in Abhängigkeit der Widerstandswerte.

$$\frac{I_{out}}{U_{in}} = \frac{R_1(R_4 + R_5) + R_2 R_4}{R_1(R_3 R_5 + R_4(R_5 + R_L) + R_5 R_L) - R_2 R_3 R_L} \quad (\text{A.8})$$

B Kalibrierunsicherheiten

Ausgehend von den Modellgleichungen 4.6 und 4.7 können die Kraft- und Drehmomentvektoren bei der Kalibrierung anhand der Eingangsgrößen berechnet werden. Zur Ermittlung der Unsicherheiten werden die partiellen Ableitungen der Ausgangsgrößen nach den Eingangsgrößen benötigt. Die partiellen Ableitungen des Kraftvektors nach den Winkeln θ und ϕ erhält man aus

$$\frac{\partial F_k}{\partial \theta} = \begin{bmatrix} -mg \sin(\theta) \sin(\phi) \\ -mg \cos(\theta) \\ mg \sin(\theta) \cos(\phi) \end{bmatrix} \quad \frac{\partial F}{\partial \phi} = \begin{bmatrix} mg \cos(\theta) \cos(\phi) \\ 0 \\ mg \cos(\theta) \sin(\phi) \end{bmatrix}. \quad (\text{B.1})$$

Die Empfindlichkeiten der Kräfte gegenüber der Fallbeschleunigung und der Masse sind durch

$$\frac{\partial F}{\partial g} = \begin{bmatrix} m \cos(\theta) \sin(\phi) \\ -m \sin(\theta) \\ -m \cos(\theta) \cos(\phi) \end{bmatrix} \quad (\text{B.2})$$

und

$$\frac{\partial F}{\partial m} = \begin{bmatrix} g \cos(\theta) \sin(\phi) \\ -g \sin(\theta) \\ -g \cos(\theta) \cos(\phi) \end{bmatrix} \quad (\text{B.3})$$

gegeben. Für die Drehmomente lauten die Empfindlichkeiten gegenüber Winkeländerungen

$$\frac{\partial M}{\partial \theta} = \begin{bmatrix} -gml_y \sin(\theta) \cos(\phi) - gml_z \cos(\theta) \\ gml_x \sin(\theta) \cos(\phi) + gml_z \sin(\theta) \sin(\phi) \\ gml_x \cos(\theta) - gml_y \sin(\theta) \sin(\phi) \end{bmatrix} \quad (\text{B.4})$$

$$\frac{\partial M}{\partial \phi} = \begin{bmatrix} -gml_y \cos(\theta) \sin(\phi) \\ gml_x \cos(\theta) \sin(\phi) - gml_z \cos(\theta) \cos(\phi) \\ gml_y \cos(\theta) \cos(\phi) \end{bmatrix}. \quad (\text{B.5})$$

Die partiellen Ableitungen der Drehmomente nach den Hebellängen l_x , l_y und l_z lauten:

$$\frac{\partial M}{\partial l_x} = \begin{bmatrix} 0 \\ -gm \cos(\alpha) \cos(\beta) \\ gm \sin(\alpha) \end{bmatrix} \quad (\text{B.6})$$

$$\frac{\partial M}{\partial l_y} = \begin{bmatrix} gm \cos(\theta) \cos(\phi) \\ 0 \\ gm \cos(\theta) \sin(\phi) \end{bmatrix} \quad (\text{B.7})$$

$$\frac{\partial M}{\partial l_z} = \begin{bmatrix} -gm \sin(\theta) \\ -gm \cos(\theta) \sin(\phi) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{B.8})$$

Die Drehmomentkomponenten weisen folgende Empfindlichkeiten gegenüber der Masse und der Fallbeschleunigung auf:

$$\frac{\partial M}{\partial m} = \begin{bmatrix} gl_y \cos(\theta) \cos(\phi) - gl_z \sin(\theta) \\ -gl_x \cos(\theta) \cos(\phi) - gl_z \cos(\theta) \sin(\phi) \\ gl_y \cos(\theta) \sin(\phi) + gl_x \sin(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{B.9})$$

$$\frac{\partial M}{\partial g} = \begin{bmatrix} l_y m \cos(\alpha) \cos(\beta) - l_z m \sin(\alpha) \\ -l_x m \cos(\alpha) \cos(\beta) - l_z m \cos(\alpha) \sin(\beta) \\ l_y m \cos(\alpha) \sin(\beta) + l_x m \sin(\alpha) \end{bmatrix}. \quad (\text{B.10})$$

Die partiellen Ableitungen werden in der Empfindlichkeitmatrix (Jacobimatrix) C_x zusammengefasst.

$$C_x = \begin{bmatrix} \frac{\partial F_x}{\partial \theta} & \frac{\partial F_x}{\partial \phi} & \frac{\partial F_x}{\partial m} & \frac{\partial F_x}{\partial g} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{\partial F_y}{\partial \theta} & \frac{\partial F_y}{\partial \phi} & \frac{\partial F_y}{\partial m} & \frac{\partial F_y}{\partial g} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{\partial F_z}{\partial \theta} & \frac{\partial F_z}{\partial \phi} & \frac{\partial F_z}{\partial m} & \frac{\partial F_z}{\partial g} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{\partial M_x}{\partial \theta} & \frac{\partial M_x}{\partial \phi} & \frac{\partial M_x}{\partial m} & \frac{\partial M_x}{\partial g} & \frac{\partial M_x}{\partial l_x} & \frac{\partial M_x}{\partial l_y} & \frac{\partial M_x}{\partial l_z} \\ \frac{\partial M_y}{\partial \theta} & \frac{\partial M_y}{\partial \phi} & \frac{\partial M_y}{\partial m} & \frac{\partial M_y}{\partial g} & \frac{\partial M_y}{\partial l_x} & \frac{\partial M_y}{\partial l_y} & \frac{\partial M_y}{\partial l_z} \\ \frac{\partial M_z}{\partial \theta} & \frac{\partial M_z}{\partial \phi} & \frac{\partial M_z}{\partial m} & \frac{\partial M_z}{\partial g} & \frac{\partial M_z}{\partial l_x} & \frac{\partial M_z}{\partial l_y} & \frac{\partial M_z}{\partial l_z} \end{bmatrix} \quad (\text{B.11})$$

Mit den Unsicherheiten der Eingangsgrößen die in der Unsicherheitsmatrix $\mathbf{u}(x)$ zusammengestellt werden, werden die Unsicherheiten der Kraft- und Drehmomentkomponenten nach Gleichung 4.8 berechnet. Zum Vergleich wird eine Monte-Carlo-Analyse durchgeführt, bei der Zufallszahlen anhand der Verteilungen der Eingangsgrößen erzeugt werden. Anschließend werden Gleichung 4.6 und 4.7 für 1×10^7 Realisierungen der Eingangsgrößen berechnet. Aus den so bestimmten Verteilungen der Ausgangsgrößen werden die in Tabelle B.1 mit der analytischen Rechnung verglichenen Mittelwerte und Standardunsicherheiten berechnet.

Eingangsgröße	Referenzwert	Verteilung	Standardunsicherheit
θ	0 rad	Gleichverteilung	15×10^{-3} rad
ϕ	0 rad	Gleichverteilung	15×10^{-3} rad
l_x	50×10^{-3} m	Gleichverteilung	1×10^{-4} m
l_y	0 m	Gleichverteilung	1×10^{-4} m
l_z	0 m	Gleichverteilung	1×10^{-4} m
m	$62,635\,56 \times 10^{-3}$ kg	Normalverteilung	$4,412 \times 10^{-8}$ kg
g	$9,8101$ m/s ²	Gleichverteilung	1×10^{-5} m/s ²

Ausgangsgröße	Analytisch	Monte-Carlo	relative Abweichung ¹
F_x	0 N	$5,7701 \times 10^{-7}$ N	$9,3906 \times 10^{-5}$ %
F_y	0 N	$6,3231 \times 10^{-9}$ N	$1,0291 \times 10^{-6}$ %
F_z	0,614 46 N	0,614 39 N	-0,010 092 %
M_x	0 N m	$-2,8004 \times 10^{-8}$ N m	$-9,1149 \times 10^{-5}$ %
M_y	$30,723 \times 10^{-3}$ N m	$30,7199 \times 10^{-3}$ N m	$-9,9844 \times 10^{-3}$ %
M_z	0 N m	$-4,4944 \times 10^{-10}$ N m	$-1,4629 \times 10^{-6}$ %

Standardunsicherheit	Analytisch	Monte-Carlo	relative Abweichung
$u(F_x)$	$6,1724 \times 10^{-3}$ N	$6,1720 \times 10^{-3}$ N	$6,9696 \times 10^{-3}$ %
$u(F_y)$	$6,1724 \times 10^{-3}$ N	$6,1729 \times 10^{-3}$ N	$-5,3531 \times 10^{-3}$ %
$u(F_z)$	$6,4375 \times 10^{-5}$ N	$3,921\,81 \times 10^{-5}$ N	64,1452 %
$u(M_x)$	$7,0948 \times 10^{-5}$ N m	$7,0931 \times 10^{-5}$ N m	$2,4380 \times 10^{-2}$ %
$u(M_y)$	$7,1021 \times 10^{-5}$ N m	$7,0966 \times 10^{-5}$ N m	$7,8203 \times 10^{-2}$ %
$u(M_z)$	$3,0863 \times 10^{-4}$ N m	$3,0864 \times 10^{-4}$ N m	$-5,5503 \times 10^{-3}$ %

Tabelle B.1: Unsicherheitsbeiträge und resultierende Standardunsicherheiten für Kraft und Drehmoment bei der Kalibrierung im Vergleich zwischen der analytischen Berechnung und der Monte-Carlo-Methode.

¹Die Abweichungen der Kräfte sind jeweils bezogen auf die Kraft in z-Richtung, die Abweichungen der Drehmomente sind jeweils bezogen auf das Drehmoment um die y-Achse.

Literaturverzeichnis

- [1] ALKHALIL, S. ; THESS, A. ; FRÖHLICH, T. ; KOLESNIKOV, Y. : Lorentz force sismometry: a novel technique for measuring thermo-physical properties of molten metals. In: *9th International Conference on Fundamental and Applied MHD, Thermo Acoustic and and Space Technologies : Riga, Latvia, June 16 - 20* (2014)
- [2] AMA FACHVERBAND FÜR SENSORIK E.V.: *Sensor-Trends 2014: Trends in zukunftsorientierten Sensortechnologien*. 2010
- [3] ANALOG DEVICES INC.: *Precision Low Noise, Low Input Bias Current Operational Amplifiers OP1177/OP2177/OP4177*. http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/OP1177_2177_4177.pdf. Version: Rev. G.
- [4] ANSYS: *ANSYS Maxwell Electromagnetics Brochure*. <http://www.ansys.com/staticassets/ANSYS/staticassets/resourcelibrary/brochure/ansys-maxwell-brochure.pdf>. Version: 2015
- [5] APEX MICROTECHNOLOGY CORP.: *Voltage to Current Conversion, Application Note 13*. AN1 3U REV C. 2007
- [6] ARDEMA, M. D.: *Newton-Euler Dynamics*. New York : Springer, 2005. – ISBN 9781280656743
- [7] ASTM INTERNATIONAL: *WK43919: New Test Method for Verification of Multi-Axis Force Measuring Platforms (Draft Under Development)*. West Conshohocken, PA, 2013
- [8] ATI INDUSTRIAL AUTOMATION: *F/T Sensor: Nano17 Titanium*. http://www.ati-ia.com/products/ft/ft_models.aspx?id=Nano17+Titanium
- [9] BAUMGARTL, H. : *Optimierung dynamischer Waagen nach dem Prinzip der elektromagnetischen Kompensation mittels numerischer Modelle zur Systemsimulation*. Ilmenau, Technische Universität Ilmenau, Diss., 2015

- [10] BEHRENS, I. ; DOERING, L. ; PEINER, E. : Piezoresistive cantilever as portable micro force calibration standard. In: *Journal of micromechanics and microengineering* 13 (2003), Nr. 4, S. 171
- [11] BEI KIMCO MAGNETICS: *Linear Actuator LA13-12-000*. http://cdn.beikimco.com.s3.amazonaws.com/Products/Downloads_vca_frameless/LA13-12-000-LTR.pdf
- [12] BEYELER, F. ; MUNTWYLER, S. ; NELSON, B. J.: A six-axis MEMS force–torque sensor with micro-Newton and nano-Newtonmeter resolution. In: *Microelectromechanical Systems, Journal of* 18 (2009), Nr. 2, S. 433–441
- [13] BICCI, A. : A Criterion for Optimal Design of Multiaxis force sensors. In: *Journal of Robotics and Autonomous Systems* 10 (1992), Nr. 4, S. 269–286
- [14] BIPM: *International vocabulary of metrology: Basic and general concepts and associated terms (VIM)*. Bd. 2008 version with minor corrections. 3. 2012
- [15] BIPM: *Calibration and Measurement Capabilities: Mass and Related Quantities, Germany, PTB (Physikalisch-Technische Bundesanstalt)*. http://kcdb.bipm.org/appendixC/M/DE/M_DE.pdf. Version: November 2014 (The BIPM key comparison database)
- [16] BORYS, M. ; SCHWARTZ, R. ; REICHMUTH, A. ; NATER, R. : *Fundamentals of mass determination*. Heidelberg and New York : Springer, 2012. – ISBN 9783642119361
- [17] BRAUER, H. ; PORZIG, K. ; MENGELKAMP, J. ; CARLSTEDT, M. ; ZIOLKOWSKI, M. ; TOEPFER, H. : Lorentz force eddy current testing: a novel NDE-technique. In: *COMPEL* 33 (2014), Nr. 6, S. 1965–1977
- [18] BRAUER, H. ; ZIOLKOWSKI, M. : Eddy current testing of metallic sheets with defects using force measurements. In: *Serbian Journal of Electrical Engineering* 5 (2008), Nr. 1, S. 11–20
- [19] BUCHNER, C. : Determination of micro-forces from 1 Micronewton up to 10 Newton realized with a full automatically dead load machine developed by the BEV. (2009)
- [20] BURR BROWN: *Photodiode Monitoring with Op Amps*. <http://www.ti.com/lit/an/sboa035/sboa035.pdf>. Version: 1995

-
- [21] CARLSTEDT, M. : *A Contribution to the Experimental Validation in Lorentz Force Eddy Current Testing*. Ilmenau, Technische Universität Ilmenau, Diss., 2016
- [22] CHAO, L.-P. ; CHEN, K.-T. : Shape optimal design and force sensitivity evaluation of six-axis force sensors. In: *Sensors and Actuators A: Physical* 63 (1997), Nr. 2, S. 105–112
- [23] CHOI, I.-M. ; KIM, M.-S. ; WOO, S.-Y. ; KIM, S. H.: Parallelism error analysis and compensation for micro-force measurement. In: *Measurement Science and Technology* 15 (2004), Nr. 1, S. 237
- [24] CONRAD, H. ; MICHAEL, M. ; ANDREAS, S. ; KURT, W. ; GERHARD, W. : *Vorrichtung und Verfahren zur Messung einer Kraft- oder Momentenkomponente, Patent WO2003048699*. 2003
- [25] CZANDERNA, A. W. ; WOLSKY, S. P.: *Microweighing in Vacuum and Controlled Environments*. Elsevier Science, 2012. – ISBN 9780444596468
- [26] DAO, D. V. ; TORIYAMA, T. ; WELLS, J. ; SUGIYAMA, S. : Silicon piezoresistive six-degree of freedom micro force-moment sensor. In: *Sens. Mater.* 15 (2002), S. 113–135
- [27] DEUTSCHE AKKREDITIERUNGSSTELLE GMBH: *DAkkS-DKD-R 3-3 Kalibrierung von Kraftmessgeräten*. Braunschweig, 2010
- [28] DEUTSCHE AKKREDITIERUNGSSTELLE GMBH: *DAkkS-DKD-R 3-5 Kalibrierung von Drehmomentmessgeräten für statische Wechseldrehmomente*. 2010
- [29] DEUTSCHE AKKREDITIERUNGSSTELLE GMBH: *DAkkS-DKD-R 3-7 Statische Kalibrierung von anzeigenden Drehmomentschlüsseln*. 2010
- [30] DEUTSCHE AKKREDITIERUNGSSTELLE GMBH: *DAkkS-DKD-R 3-8 Statische Kalibrierung von Kalibriereinrichtungen für Drehmomentschraubwerkzeuge*. 2010
- [31] DEUTSCHES INSTITUT FÜR NORMUNG: *DIN 51309:2005-12, Werkstoffprüfmaschinen - Kalibrierung von Drehmomentmessgeräten für statische Drehmomente*. 2005-12
- [32] DEUTSCHES INSTITUT FÜR NORMUNG: *DIN EN ISO 376:2011-09 Metallische Werkstoffe - Kalibrierung der Kraftmessgeräte für die Prüfung von Prüfmaschinen mit einachsiger Beanspruchung*. 2011

-
- [33] DEUTSCHES INSTITUT FÜR NORMUNG: *Leitfaden zur Angabe der Unsicherheit beim Messen – Beiblatt 1: Fortpflanzung von Verteilungen unter Verwendung einer Monte-Carlo-Methode*. 2012
- [34] DIETHOLD, C. : *Untersuchung der Lageindikatoren in der Nanomessmaschine, Interner Bericht, Institut für Prozessmess- und Sensortechnik, Technische Universität Ilmenau*. 29.09.2014
- [35] DIETHOLD, C. ; FRÖHLICH, T. ; HILBRUNNER, F. ; JÄGER, G. : High precision optical position sensor for electromagnetic force compensated balances. In: *IMEKO TC3 & TC5 & TC22 International Conference / IMEKO TC3 International Conference, 21-25.11. Pattaya, Chonburi, Thailand, 2010*, S. 91–94
- [36] DOERING, L. ; FRÜHAUF, J. ; BRAND, U. : Micro force transfer standards. In: *Proceedings of IMEKO (TC3/TC5/TC20) (2002)*
- [37] DRESIG, H. ; HOLZWEISSIG, F. ; ROCKHAUSEN, L. : *Maschinendynamik*. 10., neu bearb. Aufl. Berlin : Springer, 2011. – ISBN 3642160107
- [38] DSPACE GMBH: *Modulare Hardware*. https://www.dspace.com/de/gmb/home/products/hw/modular_hardware_introduction.cfm. Version: 2015
- [39] DSPACE GMBH: *dSPACE Catalog 2014: Solutions for embedded software development in automotive, aerospace, and industrial control*. https://www.dspace.com/de/gmb/home/medien/papers/download_page.cfm?FileID=252&view=bk. Version: 30.07.2014
- [40] DSPACE GMBH: *DS2102 High-Resolution D/A Board: Features*. Release 6.4. June 2009
- [41] DSPACE GMBH: *DS2004 High-Speed A/D Board: Features*. Release 6.6. May, 2010
- [42] DSPACE GMBH: *DS1006 Processor Board: Features*. Release 7.0. November 2010
- [43] ECKERT, S. ; CRAMER, A. ; GERBETH, G. : Velocity measurement techniques for liquid metal flows. In: *Magnetohydrodynamics*. Springer, 2007, S. 275–294
- [44] EICHSTÄDT, S. ; ELSTER, C. ; ESWARD, T. J. ; HESSLING, J. P.: Deconvolution filters for the analysis of dynamic measurement processes: a tutorial. In: *Metrologia* 47 (2010), Nr. 5, S. 522. – ISSN 0026–1394

- [45] EICHSTÄDT, S. ; LINK, A. ; ELSTER, C. : Dynamic uncertainty for compensated second-order systems. In: *sensors* 10 (2010), Nr. 8, S. 7621–7631
- [46] ESTEVEZ, P. ; BANK, J. M. ; PORTA, M. ; WEI, J. ; SARRO, P. M. ; TICHEM, M. ; STAUFER, U. : 6 DOF force and torque sensor for micro-manipulation applications. In: *Sensors and Actuators A: Physical* 186 (2012), S. 86–93
- [47] FERNANDEZ, A. ; BERGHMANS, F. ; BRICHARD, B. ; MÉGRET, P. ; DECRÉTON, M. ; BLONDEL, M. ; DELCHAMBRE, A. : Multi-component force sensor based on multiplexed fibre Bragg grating strain sensors. In: *Measurement Science and Technology* 12 (2001), Nr. 7, S. 810
- [48] FRÖHLICH, T. ; HILBRUNNER, F. ; RAHNEBERG, I. : *Vorrichtung zur simultanen Erfassung von Kraft- und Momentenkomponenten*, Patent DE102011106894B3. 2012
- [49] FÜSSL, R. : *Interferenzoptische Kraftsensoren für den Lastbereich bis 0,1 Newton*. Ilmenau, Technische Universität Ilmenau, Habil., 2007
- [50] FURLANI, E. P.: *Permanent magnet and electromechanical devices: Materials, analysis, and applications*. San Diego Calif. u.a : Academic Press, 2001 (Academic Press series in electromagnetism). – ISBN 0–12–269951–3
- [51] GERATHERM MEDICAL AG: *Galinstan - Technische Daten: Eutektische Legierung aus Ga, In, Sn*
- [52] GTM TESTING AND METROLOGY GMBH: *Mehrkomponenten Bezugsnormale MK-BNME*. <http://www.gtm-gmbh.com/fileadmin/media/dokumente/kalibrieren/normale/MK-BNME.pdf>
- [53] GTM TESTING AND METROLOGY GMBH: *GTM-RL-002:2011-04: Calibration of multicomponent systems of any type, e.g. measuring platforms, with a representation of the uncertainty vector*. 2011
- [54] HAMAMATSU PHOTONICS: *Infrared LED, L9337 Series*. http://www.hamamatsu.com/resurces/pdf/ssd/l9337_series_kled1043e.pdf. Version: September 2013
- [55] HAMMERSLEY, J. M.: *Monte Carlo Methods*. Springer Science & Business Media, 2013

- [56] HASLINGER, R. ; PASSIG, G. ; SEIBOLD, U. : *Kraft-Moment-Sensor zum Messen von mindestens drei orthogonalen Belastungen, DE Patent 102,007,037,262*. 2008
- [57] HAUSOTTE, T. : *Nanopositionier- und Nanomessmaschine*. Ilmenau, Technische Universität Ilmenau, Diss., 2002
- [58] HEINICKE, C. : *Local Lorentz force velocimetry for liquid metal duct flows*. Ilmenau, Technische Universität Ilmenau, Diss., 2013
- [59] HILBRUNNER, F. ; DIETHOLD, C. ; KRAPF, G. ; KÜHNEL, M. ; WEIS, H. : *Innovative Kraftmess- und Wägetechnik durch Anwendung mechatronischer Konzepte: Schlussbericht zum InnoProfile Forschungsprojekt, Institut für Prozessmess- und Sensortechnik, Technische Universität Ilmenau*. Dezember 2011
- [60] HILBRUNNER, F. ; WEIS, H. ; FRÖHLICH, T. ; JÄGER, G. : Comparison of different load changers for EMFC-balance. In: *In: IMEKO TC3 & TC5 & TC22 International Conference / IMEKO TC3 International Conference, 21-25.11. Pattaya, Chonburi, Thailand, 2010*, S. 65–68
- [61] HIROSE, S. ; YONEDA, K. : Development of Optical 6-Axial Force Sensor and its Signal Calibration Considering Non-Linear Interference. In: *Proc.ICRA (1990)* (1990), S. 46–53
- [62] HIRZINGER, G. : Issues in low-dimensional sensing and feedback (in robot grippers). In: *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics* 19 (1989), Nr. 4, S. 832–839. – ISSN 00189472
- [63] HOANG, P. H. ; THANG, V. D. T.: Design and simulation of flexure-based planar force/torque sensor. In: *2010 IEEE Conference on Robotics, Automation and Mechatronics*, 2010, S. 194–198
- [64] HOLZAPFEL, W. ; SETTGAST, W. : Force to frequency conversion by intracavity photoelastic modulation. In: *Applied optics* 28 (1989), Nr. 21, S. 4585–4594. – ISSN 0003–6935
- [65] HOTTINGER BALDWIN MESSTECHNIK GMBH: *Operating manual Digital precision measuring amplifier DMP40, DMP40S2*. <http://www.hbm.com.pl/pdf/b0396.pdf>
- [66] ILLEMANN, J. ; KUMME, R. : The achievable uncertainty for balance-based force standard machines in the range from micronewton to newton. In: *IMEKO 20th*

- TC3, 3rd TC16 and 1st TC22, 27th November–1st December, Merida, Mexico, 2007*
- [67] INTERNATIONAL ORGANISATION OF LEGAL METROLOGY: *International Recommendation OIML R60, Metrological regulation for load cells*. 2000
- [68] INTERNATIONAL ORGANISATION OF LEGAL METROLOGY: *International Recommendation OIML R111-1, Weights of classes E1, E2, F1, F2, M1, M1-2, M2, M2-3 and M3, Part 1: Metrological and technical requirements*. 2004
- [69] INTERNATIONAL ORGANISATION OF LEGAL METROLOGY: *International Recommendation OIML R76-1, Non-automatic weighing instruments*. 2006
- [70] INTERNATIONAL ORGANIZATION FOR STANDARDIZATION: *ISO/IEC Guide 98-3:2008, Uncertainty of measurement – Part 3: Guide to the expression of uncertainty in measurement (GUM:1995)*. 2008
- [71] ISERMANN, R. : *Identifikation dynamischer Systeme 1: Grundlegende Methoden*. Springer-Verlag, 2010
- [72] JACQ, C. ; LÜTHI, B. ; MAEDER, T. ; LAMBERCY, O. ; GASSERT, R. ; RYSER, P. : Thick-film multi-DOF force/torque sensor for wrist rehabilitation. In: *Sensors and Actuators A: Physical* 162 (2010), Nr. 2, S. 361–366
- [73] JÄGER, G. : *Vorrichtung zur Kraftkomponentenmessung, DE Patent 102,009,020,533*. 2010
- [74] JÄGER, G. : *Vorrichtung zur taktilen Messung von dreidimensionalen Kräften, DE Patent 102,008,037,926*. 2010
- [75] JAIN, S. K. ; KUMAR, H. ; TITUS, S. S. K. ; TEGTMEIER, F. ; PRENZLOW, N. ; SCHWIND, D. : Metrological characterization of the new 1MN force standard machine of NPL India. In: *Measurement* 45 (2012), Nr. 3, S. 590–596. – ISSN 02632241
- [76] JIMÉNEZ LÓPEZ, O. E.: *Berichte aus der Biomechatronik*. Bd. 9: *Development of biomechatronic devices for measurement of wrenches occurring in animal and human prehension*. Ilmenau : TU Ilmenau Universitätsbibliothek, 2014. – ISBN 3863601025
- [77] JIN, W. ; MOTE, C. D.: On the calibration of multicomponent microforce sensors. In: *Journal of microelectromechanical systems* 7 (1998), Nr. 2, S. 156–163

- [78] JIN, W. L. ; MOTE, C. D.: A six-component silicon micro force sensor. In: *Sensors and Actuators A: Physical* 65 (1998), Nr. 2, S. 109–115
- [79] JOHNSON, J. B.: Thermal agitation of electricity in conductors. In: *Physical review* 32 (1928), Nr. 1, S. 97
- [80] JOINT COMMITTEE FOR GUIDES IN METROLOGY: *Evaluation of measurement data — Supplement 1 to the “Guide to the expression of uncertainty in measurement” — Propagation of distributions using a Monte Carlo method.* 2008
- [81] JOINT COMMITTEE FOR GUIDES IN METROLOGY: *Evaluation of measurement data – Supplement 2 to the “Guide to the expression of uncertainty in measurement” – Extension to any number of output quantities.* http://www.bipm.org/utis/common/documents/jcgm/JCGM_102_2011_E.pdf. Version: October 2011
- [82] JOINT COMMITTEE FOR GUIDES IN METROLOGY: *Evaluation of measurement data — Guide to the expression of uncertainty in measurement.* September 2008
- [83] KEYSIGHT AGILENT: *HP 3245A, Universal Source.* <http://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/03245-90001.pdf?id=618860>. Version: 1998
- [84] KIM, G.-S. : The development of a six-component force/moment sensor testing machine and evaluation of its uncertainty. In: *Measurement Science and Technology* 11 (2000), Nr. 9, S. 1377–1382. – ISSN 0957–0233
- [85] KIM, G.-S. : The design of a six-component force/moment sensor and evaluation of its uncertainty. In: *Measurement Science and Technology* 12 (2001), Nr. 9, S. 1445
- [86] KIM, H. ; BOYSEN, D. A. ; NEWHOUSE, J. M. ; SPATOCCO, B. L. ; CHUNG, B. ; BURKE, P. J. ; BRADWELL, D. J. ; JIANG, K. ; TOMASZOWSKA, A. A. ; WANG, K. : Liquid metal batteries: Past, present, and future. In: *Chemical reviews* 113 (2012), Nr. 3, S. 2075–2099
- [87] KIM, J. H. ; KANG, D. I. ; SHIN, H. H. ; PARK, Y. K.: Design and analysis of a column type multi-component force/moment sensor. In: *Measurement* 33 (2003), Nr. 3, S. 213–219
- [88] KOCHSIEK, M. ; GLÄSER, M. : *Comprehensive mass metrology.* Weinheim and New York : Wiley-VCH, 2000. – ISBN 9783527296149

-
- [89] KOLLMANN, F. G.: *Maschinenakustik: Grundlagen, Meßtechnik, Berechnung, Beeinflussung*. 2., neubearbeitete Auflage. Berlin and Heidelberg and s.l : Springer Berlin Heidelberg, 2000. – ISBN 9783642629402
- [90] KRAUSE, L. : *Vorrichtung zur Messung von Kräften und Drehmomenten, Patent DD000000260851A3*. 1988
- [91] KÜHNEL, M. : *Rückführbare Messung der mechanischen Eigenschaften von Federkörpern für die Kraftmesstechnik*, TU Ilmenau, Diss., 2013
- [92] KULIKOV, G. G. ; THOMPSON, H. A.: *Dynamic modelling of gas turbines: identification, simulation, condition monitoring and optimal control*. Springer Science & Business Media, 2013
- [93] KUMME, R. ; ILLEMANN, J. ; NESTEROV, V. ; BRAND, U. : Kraftmessung von Mega- bis Nanonewton. In: PHYSIKALISCH-TECHNISCHE BUNDESANSTALT (Hrsg.): *PTB Mitteilungen 3. 2008* Bd. 118. Bremerhaven : Verlag für neue Wissenschaft GmbH, September 2008, S. 143–151
- [94] KUNSTREICH, S. ; DAUBY, P. H.: Effect of liquid steel flow pattern on slab quality and the need for dynamic electromagnetic control in the mould. In: *Ironmaking & steelmaking* 32 (2005), Nr. 1, S. 80–86
- [95] KUNZE, A. : *Konstruktion, Aufbau und Auswertung eines sechssachsigen Schnittlastsensors*. Fakultät Naturwissenschaft und Technik, Hochschule für angewandte Wissenschaft und Kunst, Hildesheim / Holzminden / Göttingen, 2008
- [96] KVASNICA, M. : The Analyze of the Calibration Equipment’s Design for the Six-Component Force-Torque Sensor. In: *6th Workshop on European Scientific and Industrial Collaboration on Promoting Advanced Technologies in Manufacturing, Clermont-Ferrand*, 2008, S. 248–255
- [97] LEFEBVRE, M. ; KEELER, R. K. ; SOBIE, R. ; WHITE, J. : Propagation of errors for matrix inversion. In: *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment* 451 (2000), Nr. 2, S. 520–528
- [98] LEVINE, W. S.: *The control handbook: Control system advanced methods*. 2. ed. Boca Raton and Fla : CRC Press, 2011. – ISBN 1420073648

- [99] LIANG, Q.-K. ; SONG, Q.-J. ; ZHANG, D. ; GE, Y.-J. ; ZHANG, G.-B. ; CAO, H.-B. ; GE, Y. : Design of a novel six-dimensional force/torque sensor and its calibration based on NN. In: *Advanced Intelligent Computing Theories and Applications* (2010), S. 1–8
- [100] LIETZ, S. ; TEGTMEIER, F. ; KUMME, R. ; RÖSKE, D. ; KOLWINSKI, U. ; ZÖLLER, K. : A new six-component force vector sensor—first investigations. In: *IMEKO 20th TC3, 3rd TC16 and 1st TC22, 27th November–1st December*
- [101] LINEAR TECHNOLOGY CORP.: *LT1167 Single Resistor Gain Programmable, Precision Instrumentation Amplifier*. <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/1167fc.pdf>. Version: 1998
- [102] LINEAR TECHNOLOGY CORP.: *LT3092, 200 mA 2-Terminal Programmable Current Source*. <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/3092fb.pdf>. Version: LT 1209 REV B, 2009
- [103] LIU, S. A. ; TZO, H. L.: A novel six-component force sensor of good measurement isotropy and sensitivities. In: *Sensors and Actuators A: Physical* 100 (2002), Nr. 2, S. 223–230
- [104] LUNZE, J. : *Mehrgrößensysteme, Digitale Regelung*. 5., neu bearb. Aufl. 2008. – ISBN 978-3-540-78462-3
- [105] MAINE, R. E. ; ILIFF, K. W.: *NASA reference publication*. Bd. 1168: *Application of parameter estimation to aircraft stability and control: The output-error approach*. Washington, DC; Springfield, Va. : National Aeronautics and Space Administration, Scientific and Technical Information, 1986
- [106] MALANG, S. ; ARHEIDT, K. ; BARLEON, L. ; BORGSTEDT, H. U. ; CASAL, V. ; FISCHER, U. ; LINK, W. ; REIMANN, J. ; RUST, K. ; SCHMIDT, G. : Self-cooled liquid-metal blanket concept. In: *Fusion Technol.* 14 (1988), Nr. 3
- [107] MARANGONI, R. R.: *Arbeitsbericht: Bestimmung des Frequenzgangs einer Parallelfeder*, Institut für Prozessmess- und Sensortechnik, Technische Universität Ilmenau. 01.04.2014
- [108] MAXIM INTEGRATED: *MAX6029, Ultra-Low Power Precision Series Voltage Reference*. <https://www.maximintegrated.com/en/products/analog/voltage-references/MAX6029.html#popuppdf>. Version: 19-2892; Rev 3; 1/09, 2009

- [109] ME-MESSYSTEME GMBH: *Mehrachsen-Kraftsensor K3D40: Messbereiche: $\pm 2N$, $\pm 10N$* . <http://www.me-systeme.de/docs/de/datasheets/k3d40.pdf>
- [110] ME-MESSYSTEME GMBH: *Mehrkomponenten Sensor K6D27*. <http://www.me-systeme.de/shop/de/kraftsensoren/k6d/k6d27>
- [111] MINCHENYA, V. ; KARCHER, C. ; KOLESNIKOV, Y. ; THESS, A. : Dry calibration of the Lorentz force flowmeter. In: *Magnetohydrodynamics* 45 (2009), Nr. 4, S. 569–578
- [112] MINCHENYA, V. ; KARCHER, C. ; KOLESNIKOV, Y. ; THESS, A. : Calibration of the Lorentz force flowmeter. In: *Flow Measurement and Instrumentation* 22 (2011), Nr. 3, S. 242–247
- [113] MOFFATT, H. K.: Liquid metal MHD and the geodynamo. In: *Liquid Metal Magnetohydrodynamics*. Springer, 1989, S. 403–412
- [114] MSR ELECTRONICS GMBH: *MSR 145*. http://www.msr.ch/media/pdf/Datenlogger_MSR145_Datenblatt_de.pdf. Version: 2015
- [115] NATIONAL INSTRUMENTS: *NI 9237 ± 25 mV/V, Bridge Analog Input, 50 kS/s/ch, 4 Ch Module*. <http://www.ni.com/datasheet/pdf/en/ds-58>
- [116] NESTEROV, V. : A nanonewton force facility and a novel method for measurements of the air and vacuum permittivity at zero frequencies. In: *Measurement Science and Technology* 20 (2009), Nr. 8, S. 084012. – ISSN 0957–0233
- [117] NEWELL, D. B. ; KRAMAR, J. A. ; PRATT, J. R. ; SMITH, D. T. ; WILLIAMS, E. R.: The NIST microforce realization and measurement project. In: *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on* 52 (2003), Nr. 2, S. 508–511
- [118] OBERG, E. : *Machinery's Handbook 29th Edition Large Print*. 29th ed. New York : Industrial Press Incorporated, 2012. – ISBN 9780831129019
- [119] ODDO, C. M. ; VALDASTRI, P. ; BECCAI, L. ; ROCCELLA, S. ; CARROZZA, M. C. ; DARIO, P. : Investigation on calibration methods for multi-axis, linear and redundant force sensors. In: *Measurement Science and Technology* 18 (2007), Nr. 3, S. 623
- [120] OPPENHEIM, A. V. ; SCHAFER, R. W. ; BUCK, J. R.: *Discrete-time signal processing*. 2. Upper Saddle River, NJ; London : Prentice Hall and Prentice-Hall International (UK), 1998. – ISBN 0137549202

- [121] OSRAM OPTO SEMICONDUCTORS GMBH: *Silizium-Differential-Fotodiode: SFH 221*. [http://www.osram-os.com/Graphics/XPic4/00182724_0.pdf/SFH%20221,%20Lead%20\(Pb\)%20Free%20Product%20-%20RoHS%20Compliant.pdf](http://www.osram-os.com/Graphics/XPic4/00182724_0.pdf/SFH%20221,%20Lead%20(Pb)%20Free%20Product%20-%20RoHS%20Compliant.pdf).
Version: 27.08.2015
- [122] OTTO FUCHS KG: *AlCu₄Mg₁ EN AW-2024 nach DIN EN 573*. http://www.otto-fuchs.com/fileadmin/user_upload/images/pdf/AK24-25.pdf.
Version: Rev. 1
- [123] PARK, J.-J. ; KWON, K. ; CHO, N. : Development of a coordinate measuring machine (CMM) touch probe using a multi-axis force sensor. In: *Measurement Science and Technology* 17 (2006), Nr. 9, S. 2380–2386
- [124] PARK, Y.-K. ; KUMME, R. ; KANG, D.-I. : Dynamic investigation of a three-component force-moment sensor. In: *Measurement Science and Technology* 13 (2002), Nr. 5, S. 654–659. – ISSN 0957–0233
- [125] PARK, Y.-K. ; KUMME, R. ; ROESKE, D. ; KANG, D.-I. : Evaluation of multi-component force transducers having column type sensing element. In: *IMEKO World Congress, Fundamental and Applied Metrology, September 6-11, 2009, Portugal*, 2009, S. 368–372
- [126] PARKER, P. A. ; MORTON, M. ; DRAPER, N. ; LINE, W. : A single-vector force calibration method featuring the modern design of experiments. In: *39 th AIAA Aerospace Sciences Meeting and Exhibit, Reno Nevada*, 2001, S. 1–26
- [127] PEIFER, T. ; PROFOS, P. : *Handbuch der industriellen Messtechnik*. Oldenbourg Industrieverlag, 2008. – ISBN 9783835631441
- [128] PHYSIKALISCH-TECHNISCHE BUNDESANSTALT: *Gravity Information System*. <http://www.ptb.de/cartoweb3/SISproject.php>. Version: 2006
- [129] PI MICOS GMBH: *Linear Stage LS-110*. <http://www.pimicos.com/web2/en/1,4,110,ls110.html>
- [130] PLEVACHUK, Y. ; SKLYARCHUK, V. ; ECKERT, S. ; GERBETH, G. ; NOVAKOVIC, R. : Thermophysical Properties of the Liquid Ga–In–Sn Eutectic Alloy. In: *Journal of Chemical & Engineering Data* 59 (2014), Nr. 3, S. 757–763
- [131] PUENTE LEÓN, F. ; KIENCKE, U. ; JÄKEL, H. : *Signale und Systeme*. 5., überarb. Aufl. München : Oldenbourg, 2011. – ISBN 3486597485

- [132] PUFKE, M. ; HILBRUNNER, F. ; DIETHOLD, C. ; FRÖHLICH, T. : Precision and low cost position detection using capacitive sensor technology. In: *Proceedings of 6th IWK, International Scientific Colloquium, Ilmenau University of Technology, 12 - 16 September 2011*, 2011, S. 16
- [133] RAHNEBERG, I. : *Untersuchung zu optischen Mehrkomponentenmesssystemen*. Ilmenau, Technische Universität Ilmenau, Diss., 2013
- [134] RAHNEBERG, I. ; HILBRUNNER, F. ; FRÖHLICH, T. : *Novel concept of a high precision 6-dof force/torque transducer*. NCSLI Annual Conference and National Harbor , MD, USA, August 22-24, 2011
- [135] RAMMING, J. E.: *Force-moment sensors, Patent US4,823,618*. 1989
- [136] REIDER, G. A.: *Photonik: Eine Einführung in die Grundlagen*. 3. Aufl. 2012. Wien : Springer, 2012. – ISBN 9783709115206
- [137] ROBENS, E. ; JAYAWEERA, S. ; KIEFER, S. : *Balances: Instruments, Manufacturers, History*. Springer, 2013. – ISBN 9783642364471
- [138] RÖSKE, D. : Metrological characterization of a hexapod for a multi-component calibration device. In: *XVII IMEKO World Congress (Metrology in the 3rd millennium), June 22-27, Dubrovnik, Croatia*, 2003, S. 347–351
- [139] SANDERS, J. E. ; MILLER, R. A. ; BERGLUND, D. N. ; ZACHARIAH, S. G.: A modular six-directional force sensor for prosthetic assessment: a technical note. In: *J Rehabil Res Dev* 34 (1997), Nr. 2, S. 195–202
- [140] SARTORIUS AG: *Sartorius Suszeptometer Modell YSZ01C YSZ02C*. https://www.sartorius.de/fileadmin/fm-dam/sartorius_media/Lab-Products-and-Services/Lab-Weighing/Accessories/YSZ-Suszeptometer/Data-Sheets/DS-YSZ01C_YSZ02C-d.pdf
- [141] SARTORIUS AG: Sartorius Wägezellen: Modelle WZA..., WZ2P-CW, WZ65-CW, WZ614-CW. (2006). https://www.sartorius.de/fileadmin/fm-dam/sartorius_media/Lab-Products-and-Services/Lab-Weighing/OEM/Manuals/MAN-WZA_WZ-CW_WZA_CW-d.pdf
- [142] SARTORIUS AG: *Sartorius CCE Series: Electronic Mass Comparators*. <https://www.sartorius.com/fileadmin/fm-dam/DDM/Lab-Products-and-Services/Lab-Weighing/Mass-Comparators/Manuals/MAN-CCE-e.pdf>. Version: 2013

- [143] SARTORIUS WEIGHING TECHNOLOGY GMBH: *Sartorius ME and SE Series, ME and SE Models Electronic Analytical Balances and Semi-micro-, Micro- and Ultra-Microbalances: 5 Models ME215/235/254/414/614*. https://www.sartorius.com/fileadmin/fm-dam/DDM/Lab-Products-and-Services/Lab-Weighing/Lab-Balances/ME/Manuals/MAN-ME_SE-e.pdf. Version: 2013
- [144] SCHLEGEL, C. ; SLANINA, O. ; HAUCKE, G. ; KUMME, R. : Construction of a standard force machine for the range of 100 μN –200 mN. In: *Measurement 45* (2012), Nr. 10, S. 2388–2392. – ISSN 02632241
- [145] SCHLEICHERT, J. ; CARLSTEDT, M. ; MARANGONI, R. ; RAHNEBERG, I. ; FRÖHLICH, T. : Dynamic characterization of a multi-component force transducer using a Lorentz force load changer. In: *58th IWK, Ilmenau Scientific Colloquium, Technische Universität Ilmenau, 8 - 12 September 2014*, 2014
- [146] SCHULZE, W. ; WALD, M. : *Sensoreinrichtung, Patent DE102008010281A1*. 2009
- [147] SCHWARTZ, R. : Teil B: Sensoren, Kraft, Masse, Drehmoment. In: GEVATTER, H.-J. (Hrsg.) ; GRÜNHAUPT, U. (Hrsg.): *Handbuch der Mess- und Automatisierungstechnik in der Produktion*. Dordrecht : Springer, 2006 (VDI-Buch). – ISBN 3540348239, S. 55–92
- [148] SCHWIND, D. ; RAABE, H. : A new Calibration Procedure for Multicomponent transducers. In: *XX IMEKO World Congress, Metrology for Green Growth, Busan, Republic of Korea September 9-12 (2012)*
- [149] SCHWIND, D. AND RAABE, H.: A new Calibration Procedure for Multicomponent Transducers. In: *XX IMEKO World Congress, Metrology for Green Growth September 9-14, 2012*, 2012
- [150] SIOS MESSTECHNIK GMBH: *Nanopositionier- und Nanomessmaschine NMM-1*. http://www.sios.de/wp-content/uploads/2015/01/NMM-1_dt_2013.pdf. Version: 01/2013
- [151] STADLER, E. ; MELCHER, F.-J. : *Kraftmess- oder Wägevorrichtung mit elektromagnetischer Kraftkompensation und kapazitivem Lagensensor, Patent DE19803012979*. 1981
- [152] STEELE, J. ; GREEN, T. : Tame those versatile current-source circuits. In: *Electronic Design* (15.10.1992), Nr. 61. http://www.apexanalog.com/wp-content/uploads/2013/05/199210-Apex-Versatile_current_source_circuits.pdf

- [153] STELZMANN, U. ; MÜLLER, G. : *FEM für Praktiker: Strukturodynamik: Basiswissen und Arbeitsbeispiele zu FEM-Anwendungen der Strukturodynamik - Lösungen mit dem FE-Programm ANSYS 9/10*. Expert-Verlag, 2008 (Edition expertsoft)
- [154] STOCK, M. : Watt balance experiments for the determination of the Planck constant and the redefinition of the kilogram. In: *Metrologia* 50 (2013), Nr. 1, S. R1–R16. – ISSN 0026–1394
- [155] SZÁSZ, P. ; AHREND, U. ; ROOS, M. : Planarer 6-Achs-Kraftsensor. In: *tm-Technisches Messen* 79 (2012), Nr. 11, S. 483–488
- [156] TAKAHASHI, N. ; TADA, M. ; UEDA, J. ; MATSUMOTO, Y. ; OGASAWARA, T. : An optical 6-axis force sensor for brain function analysis using fMRI. In: *Sensors, 2003, Proceedings of IEEE Vol.1* 1 (2003), S. 253 – 258
- [157] TEGTMEIER, F. ; KUMME, R. ; SEIDEL, M. : Improvement of the realization of forces between 2 MN and 5 MN at PTB—the new 5 MN force standard machine. In: *IMEKO World Congress, Fundamental and Applied Metrology, September 6–11, 2009, Portugal*, 2009, S. 186–191
- [158] TEXAS INSTRUMENTS INC.: *OPA548 High-Voltage, High Current Operational Amplifier*. <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/opa548.pdf>. Version: SBOS070C, June 2015
- [159] TEXAS INSTRUMENTS, INC.: *OPAx22x High Precision, Low Noise Operational Amplifiers*. <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/opa227.pdf>. Version: SBOS110B, June 2015
- [160] THE MATHWORKS INC.: *Mathworks SIMULINK: Simulation and Model-Based Design*. <http://de.mathworks.com/products/simulink/>
- [161] THE MATHWORKS INC.: *Simulink Coder*. <http://www.mathworks.com/products/simulink-coder/>
- [162] THESS, A. ; VOTYAKOV, E. ; KNAEPEN, B. ; ZIKANOV, O. : Theory of the Lorentz force flowmeter. In: *New journal of physics* (2007), Nr. 9
- [163] THESS, A. ; VOTYAKOV, E. ; KOLESNIKOV, Y. : Lorentz force velocimetry. In: *Physical review letters* 96 (2006), Nr. 16, S. 164501

- [164] THOMAS, B. G.: Modeling of the continuous casting of steel—past, present, and future. In: *Metallurgical and materials transactions B* 33 (2002), Nr. 6, S. 795–812
- [165] TIMMEL, K. ; ECKERT, S. ; GERBETH, G. ; STEFANI, F. ; WONDRAK, T. : Experimental modeling of the continuous casting process of steel using low melting point metal alloys—the LIMMCAST program. In: *ISIJ international* 50 (2010), Nr. 8, S. 1134–1141
- [166] TSETSERUKOU, D. ; TADAKUMA, R. ; KAJIMOTO, H. ; TACHI, S. : Development of Distributed Optical Torque Sensors for Realization of Local Impedance Control of the Robot Arm. In: *International Symposium on Robotics* Bd. 36, 2005, S. 34
- [167] UCHIYAMA, M. ; NAKAMURA, Y. ; HAKOMORI, K. : Evaluation of the robot force sensor structure using singular value decomposition. In: *Advanced robotics* 5 (1990), Nr. 1, S. 39–52
- [168] UHLIG, R. P.: *Lorentz force eddy current testing: Identification of material defects in metallic materials using ; fundamentals, metrological implementation and verification*. Ilmenau, Technische Universität Ilmenau, Diss., 2013
- [169] UHLIG, R. P. ; ZEC, M. ; BRAUER, H. ; THESS, A. : Lorentz force eddy current testing: a prototype model. In: *Journal of Nondestructive Evaluation* 31 (2012), Nr. 4, S. 357–372
- [170] UHLIG, R. P. ; ZEC, M. ; ZIOLKOWSKI, M. ; BRAUER, H. ; THESS, A. : Lorentz force sigmometry: a contactless method for electrical conductivity measurements. In: *Journal of applied physics* 111 (2012), Nr. 9, S. 094914
- [171] UNBEHAUEN, H. : *Regelungstechnik 2*. 9., durchges. und korr. Aufl. Braunschweig : Vieweg, 2007
- [172] VDI/VDE-GESELLSCHAFT MESS- UND AUTOMATISIERUNGSTECHNIK: *VDI-Richtlinie 2646, Drehmomentmessgeräte Mindestanforderungen an Kalibrierungen*. 2006
- [173] VDI/VDE-GESELLSCHAFT MESS- UND AUTOMATISIERUNGSTECHNIK: *VDI-Richtlinie VDI/VDE/DKD 2638, Kenngrößen für Kraftaufnehmer - Begriffe*. 2008-10

- [174] VERMA, S. ; KIM, W.-J. ; GU, J. : Six-axis nanopositioning device with precision magnetic levitation technology. In: *Mechatronics, IEEE/ASME Transactions on* 9 (2004), Nr. 2, S. 384–391. – ISSN 1083–4435
- [175] VISHAY PRECISION GROUP: *VPR220, VPR221 Vishay Foil Resistors*. March 2010
- [176] VIZAG STEEL: *Infrastructure - Steel Melt Shop and Continuous Casting*. <http://www.vizagsteel.com/myindex.asp?tm=1&url=code/Infrastr/ccp.asp>. Version: 2008
- [177] VOYLES, R. M. ; MORROW, J. D. ; KHOSLA, P. : Shape from motion approach to rapid and precise force/torque sensor calibration. In: *Proceedings of the ASME Dynamic Systems and Control Division, ASME Winter Annual Meeting, 1995*, S. 67–73
- [178] WATSON, P. C. ; DRAKE, S. H.: *Method and apparatus for six degree of freedom force sensing, Patent US4,094,192*. 1978
- [179] WEGFRASS, A. ; DIETHOLD, C. ; WERNER, M. ; RESAGK, C. ; FRÖHLICH, T. ; HALBEDEL, B. ; THESS, A. : Flow rate measurement of weakly conducting fluids using Lorentz force velocimetry. In: *Measurement Science and Technology* 23 (2012), Nr. 10, S. 105307
- [180] WEISE, K. ; CARLSTEDT, M. ; ZIOLKOWSKI, M. ; BRAUER, H. : Uncertainty Analysis in Lorentz Force Eddy Current Testing. In: *Magnetics, IEEE Transactions on* (2015), Nr. 99, S. 1
- [181] WEISE, K. ; SCHMIDT, R. ; CARLSTEDT, M. ; ZIOLKOWSKI, M. ; BRAUER, H. ; TOEPFER, H. : Optimal Magnet Design for Lorentz Force Eddy-Current Testing. In: *IEEE Transactions on Magnetics* 51 (2015), Nr. 9, S. 1–15
- [182] XIMIN, S. ; KUO, S.-K. ; ZHANG, J. ; MENQ, C.-H. : Ultra precision motion control of a multiple degrees of freedom magnetic suspension stage. In: *Mechatronics, IEEE/ASME Transactions* 7 (2002), Nr. 1, S. 67–78. – ISSN 1083–4435
- [183] YAO, J. ; HOU, Y. ; WANG, H. ; ZHAO, Y. : Isotropic design of Stewart platform-based force sensor. In: *Intelligent Robotics and Applications*. Springer, 2008, S. 723–732

- [184] YECHOUT, T. R. ; MORRIS, S. L.: *Introduction to aircraft flight mechanics: performance, static stability, dynamic stability, classical feedback control, and state-space foundations*. 2nd ed. Reston and VA : American Institute of Aeronautics and Astronautics, 2014 (AIAA education series). – ISBN 1624102549
- [185] ZHANG, L. ; YANG, S. ; CAI, K. ; LI, J. ; WAN, X. ; THOMAS, B. G.: Investigation of fluid flow and steel cleanliness in the continuous casting strand. In: *Metallurgical and materials transactions B* 38 (2007), Nr. 1, S. 63–83
- [186] ZHANG, Z. ; MENQ, C.-H. : Six-Axis Magnetic Levitation and Motion Control. In: *IEEE Transactions on Robotics* 23 (2007), Nr. 2, S. 196–205. – ISSN 1552–3098
- [187] ZINNOW, K. ; DYBWAD, J. ; ALEXANDER, W. : *Light pressure operated micro-balance system, Patent US3753472 A*. 1973