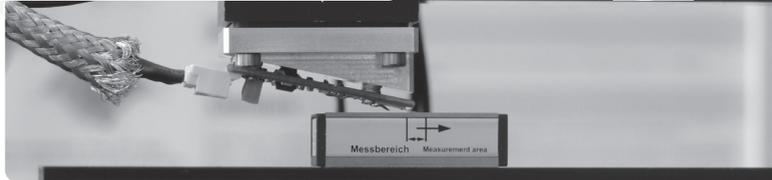


Felix Ströer

mts
&



Modellbasierte Entwicklung der Betriebelektronik für eine Rasterkraftsonde im Frequenzmodulationsverfahren zum Messen technischer Oberflächen

**Berichte aus dem Lehrstuhl für Messtechnik und Sensorik
Band 10**

Herausgeber: Prof. Dr.-Ing. Jörg Seewig

Bibliografische Information der Deutschen Nationalbibliothek

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

Berichte aus dem Lehrstuhl für Messtechnik und Sensorik - Band 10

Herausgeber: Prof. Dr.-Ing. Jörg Seewig
Lehrstuhl für Messtechnik und Sensorik
Fachbereich Maschinenbau und Verfahrenstechnik
Technische Universität Kaiserslautern
Gottlieb-Daimler-Straße
67663 Kaiserslautern

Verfasser: Felix Wenzel Ströer
Verlag: Technische Universität Kaiserslautern

Druck: Technische Universität Kaiserslautern
Hauptabteilung 5 | Abteilung 5.6 Foto-Repro-Druck
D-386

© Felix Wenzel Ströer · Kaiserslautern 2020

Alle Rechte vorbehalten, auch das des auszugsweisen Nachdrucks, der auszugsweisen oder vollständigen Wiedergabe (Photographie, Mikroskopie), der Speicherung in Datenverarbeitungsanlagen und das der Übersetzung.

Als Manuskript gedruckt. Printed in Germany.

ISSN 2365-9742
ISBN 978-3-95974-129-3

Modellbasierte Entwicklung der Betriebselektronik für eine Rasterkraftsonde im Frequenzmodulations- verfahren zum Messen technischer Oberflächen

Vom Fachbereich Maschinenbau und Verfahrenstechnik
der Technischen Universität Kaiserslautern
zur Verleihung des akademischen Grades

Doktor-Ingenieur (Dr.-Ing.)

genehmigte

Dissertation

vorgelegt von

Dipl.-Ing. Felix Wenzel Ströer, MBA

aus Darmstadt

Kaiserslautern 2019

D386

Dekan:	Prof. Dr.-Ing. Jörg Seewig
Vorsitzender:	Prof. Dr.-Ing. Ralf Müller
Berichterstatter:	Prof. Dr.-Ing. Jörg Seewig Prof. Dr.-Ing. Fernando Puente León
Tag der mündlichen Prüfung:	20.09.2019

Kurzzusammenfassung

Die vorliegende Arbeit behandelt die Neuentwicklung der Betriebselektronik für eine Rasterkraftsonde die im Frequenzmodulationsverfahren betrieben wird. Rasterkraftsonden haben das Potenzial zukünftige Messaufgaben der Fertigungsmesstechnik, die durch Tastschnittgeräte und Optische Messgeräte nicht mehr gelöst werden, zu lösen. Als Grundlage für die Entwicklung eines Sensors zum Messen rauher, technischer Oberflächen dient die Akiyama-Sonde: bei dieser handelt es sich um eine Rasterkraftsonde deren Auslenkung sensorlos, ohne zusätzliche Bauteile, detektiert werden kann. Im Rahmen dieser Arbeit wurde zunächst die Eignung der Akiyama-Sonde zum Messen technischer Oberflächen untersucht. Anschließend wurde eine neue Betriebselektronik für die Sonde entwickelt. Die neuentwickelte Elektronik zeichnet sich durch einen sehr einfachen Aufbau aus: in Kern besteht sie nur aus einem FPGA, einem Analog-Digital-Umsetzer und einem Digital-Analog-Umsetzer. Methodisch wurde bei der Entwicklung ein modellbasiertes Vorgehen gewählt: Zunächst wurde die Akiyama-Sonde in ihrem Arbeitspunkt modelliert. Basierend auf dem Modell erfolgte der virtuelle Entwurf der Betriebselektronik. Ein physikalischer Prototyp wurde somit erst spät im Entwicklungsprozess benötigt. Abschließend wurde anhand von Experimenten die Fähigkeit der neuen Betriebselektronik zum Messen von Auslenkungen im Nanometer-Bereich nachgewiesen.

Short abstract

The present work deals with the development of the operating electronics for an atomic force probe which is operated using the frequency modulation method. Atomic force probes have the potential to solve future measuring tasks in production metrology, which are no longer solved by stylus instruments and optical measuring instruments due to their physical limitations. The Akiyama probe serves as the basis for the development of a sensor for measuring rough, technical surfaces: the Akiyama probe is a raster force probe whose deflection can be detected sensorless, without additional components. Within the scope of this work, the qualification of the Akiyama probe for measuring technical surfaces was first examined. Subsequently, a new operating electronics for the probe was developed. The newly developed electronic is characterized by a simple design: the core consists of an FPGA, an analog-to-digital converter and a digital-to-analog converter. Methodologically, a model-based approach was chosen for the development: First, the Akiyama probe was modelled in its working point. The virtual design of the operating electronics was based on the model. A physical prototype was therefore only needed late in the development process. Finally, the ability of the new operating electronics to measure deflections in the nanometer range was demonstrated by experiments.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung und Zielsetzung	1
1.1	Einleitung	1
1.2	Zielsetzung der Arbeit	3
1.3	Aufbau der Arbeit	3
2	Stand der Technik	5
2.1	Fertigungsmesstechnik und Oberflächenrauheit	5
2.1.1	Funktionsflächen, Fertigungsmesstechnik, Geometrieprüfung	5
2.1.2	Gestaltabweichungen: Form, Welligkeit und Rauheit	8
2.1.3	Normgerechtes Ermitteln von Rauheitskenngößen	8
2.1.4	Zusammenfassung	12
2.2	Rauheitsmesstechnik	12
2.2.1	Taktile Verfahren: Tastschnittgeräte	12
2.2.2	Optische Verfahren: Weißlichtinterferometrie	14
2.2.3	Zusammenfassung	15
2.3	Rasterkraftmikroskopie	15
2.3.1	Entwicklungsgeschichte, Funktionsweise und Aufbau	16
2.3.2	Probe-Spitze Wechselwirkung	19
2.3.3	Betriebsmodi für Rasterkraftmikroskope	21
2.3.4	Zusammenfassung:	25
2.4	Die Akiyama-Sonde	25
2.4.1	QTF in AFM	25
2.4.2	Funktionsweise und Eigenschaften der Akiyama-Sonde	27
2.4.3	Betriebselektronik der Akiyama-Sonde	29
2.4.4	Zusammenfassung	30
2.5	Möglichkeiten zur Realisierung der Betriebselektronik eines AFM-Wechselwirkungssensors	30
2.5.1	Übersicht über Lösungen zur Realisierung der Betriebselektronik	30
2.5.2	Analoge Schaltungen	32
2.5.3	Logische Schaltungen/ Digitale Schaltungen / ASICs	32

2.5.4	Mikrorechner.....	33
2.5.5	FPGA.....	34
2.5.6	Zusammenfassung.....	36
2.6	Zusammenfassung des Standes der Technik.....	36
3	Ziel der Arbeit, Anforderungen und Vorgehen	39
3.1	Ziel der Arbeit.....	39
3.2	Methodisches Vorgehen bei der Entwicklung	41
4	Untersuchung der Akiyama-Sonde für das Messen technischer Oberflächen	43
4.1	Akiyama-Sonde: Betriebselektronik und Inbetriebnahme.....	43
4.1.1	Funktionsweise des <i>Tuning Fork Sensor Controller</i>	43
4.1.2	Einstellmöglichkeiten und Inbetriebnahme	44
4.2	Versuchsaufbau	46
4.3	Untersuchungsziele.....	48
4.4	Experimentelle Charakterisierung: Signalrauschen der Piezo-Achsen und der Akiyama-Sonde	50
4.4.1	Grundrauschen der Piezo-Achsen.....	50
4.4.2	Verhalten des AFM-Sonden-Messsignals nach dem Einschalten der Betriebselektronik.....	51
4.4.3	Abschätzung des Grundrauschens verschiedener Sonden.....	52
4.4.4	Einfluss von Einstellgrößen auf Rauschen am Beispiel einer Sonde... 52	
4.4.5	Zusammenfassung.....	54
4.5	Experimentelle Charakterisierung: Sonden-Kennlinie	54
4.5.1	Vorgehen.....	54
4.5.2	Ergebnisse.....	56
4.5.3	Frequenzgang der Akiyama-Sonde	58
4.6	Experimentelle Charakterisierung: Ebenheitsnormal	60
4.7	Experimentelle Charakterisierung: Raunormale.....	63
4.7.1	Messobjekte: Raunormale	63
4.7.2	Messung und Messdatenauswertung.....	63
4.8	Zusammenfassung und Bewertung.....	68

5	Modellbasierte Neuentwicklung der Betriebselektronik der Akiyama-Sonde	69
5.1	Neuentwicklung der Betriebselektronik der Akiyama-Sonde: Lösungselemente	69
5.1.1	Anregen der Akiyama-Sonde bei Resonanzfrequenz.....	69
5.1.2	Frequenzmessung.....	70
5.1.3	Kombinierte Anregung und Frequenzmessung	71
5.2	Modellierung der Akiyama-Sonde	73
5.2.1	Sonden-Modelle für die Quarzkristall-Stimmgabeln und die Akiyama-Sonde.....	73
5.2.2	Modellierung von Akiyama-Sonde und Vorverstärkerschaltung und Analyse des Übertragungsverhaltens.....	77
5.2.3	Parameteridentifikation für die Akiyama-Sonde.....	79
5.3	Digitaler Wechselwirkungssensor: Beschreibung der Regeldifferenz	84
5.3.1	Übertragungsverhalten des PT2-Ersatzsystems im Arbeitspunkt.....	84
5.3.2	Formulierung der Regelabweichung.....	86
5.3.3	Äquivalente Regelabweichung: Nichtlineares, statisches Übertragungsverhalten	88
5.3.4	Äquivalente Regelabweichung: Linearisiert, statisch.....	90
5.3.5	Äquivalente lineare Regelabweichung: Dynamisches Übertragungsverhalten	91
5.3.6	Vergleich der Regelabweichungen	92
5.4	Geschlossenes System.....	94
5.4.1	Geschlossenes nichtlineares System.....	94
5.4.2	Geschlossenes lineares System und dessen Analyse	97
5.4.3	Modifikation des Regelkreises für das DT2-System und Erweiterungen	99
5.4.4	Virtuelles Messen unter idealisierten Bedingungen	100
5.5	Zusammenfassung.....	103
6	Realisierung der Betriebselektronik	105
6.1	Auswahl von Komponenten	105
6.2	AD/DA Board	108

6.3	FPGA & VHDL-Code.....	109
6.3.1	Modulübersicht	109
6.3.2	Algorithmus Modul.....	111
6.3.3	Einstellparameter im Algorithmus-Modul	114
6.4	Interface PC und Akquise-Software	115
6.5	Virtuelle Messungen mit Berücksichtigung von Bauteilen	116
6.6	Zusammenfassung.....	120
7	Experimente und Messungen mit der neuentwickelten Betriebselektronik	121
7.1	Versuchsaufbau, Datenerfassung und Messgrößen	121
7.1.1	Versuchsaufbau.....	121
7.1.2	Messsignale.....	122
7.2	Versuchsvorbereitung	123
7.2.1	Anregung mit Chirp und erfassen der Resonanzkurve / Regeldifferenz	123
7.2.2	Geschlossenes, geregeltes System und Regelparametrierung.....	127
7.2.3	Antasten der Oberfläche und Erfassen der Sondenkennlinie	130
7.3	Messen definierter Muster: Sinusfunktionen und Schritte	133
7.3.1	Messen definierter Muster: Sinus	133
7.3.2	Messen definierter Muster: Schritte	135
7.4	Zusammenfassung.....	137
8	Zusammenfassung und Ausblick	139
8.1	Zusammenfassung.....	139
8.2	Ausblick.....	140
9	Anhang.....	141
A.	Datenblätter des Piezo-Positioniersystems und des Piezo-Controllers.....	141
B.	Spezifikation Ebenheitsnormal FtS	143
C.	Zusätzliche Tabellen und Abbildungen zu Kapitel 4.....	145
D.	Datenblätter der Raunormale	153
E.	Datenblätter des AD- und DA-Wandlers und des FPGAs	157
F.	Schaltplan und Layout des AD/DA-Boards.....	161

G. Zusätzliche Tabellen und Abbildungen zu Kapitel 7	165
H. Datenblätter unterschiedlicher Akiyama-Sonden.....	169
Literaturverzeichnis.....	171
Abbildungsverzeichnis	181
Tabellenverzeichnis.....	187
Lebenslauf des Verfassers	189
Veröffentlichungen	191
Betreute studentische Arbeiten	193

1 Einleitung und Zielsetzung

1.1 Einleitung

„There's plenty of room at the bottom.“

Richard Feynman,
Jahrestreffen der amerikanischen Physikalischen Gesellschaft,
Dezember 1959.

Die Mikro- und Nanotechnik ist ein relativ junges Forschungsfeld, in dem auch weiterhin ein Forschungsbedarf besteht, dessen Ende nicht absehbar ist. Gleichzeitig schaffen gerade in letzter Zeit viele Erkenntnisse aus der Grundlagenforschung auf dem Gebiet der Mikro- und Nanotechnik den Übergang in die Anwendung zum Produkt. Mikro- und Nanostrukturen an der Oberfläche technischer Bauteile können deren Funktion durch Reibung, Lebensdauer und Verschleiß maßgeblich beeinflussen. Die Rauheitsmesstechnik befasst sich mit der messtechnischen Erfassung und Bewertung von Strukturen auf technischen Oberflächen, deren Ausdehnungen sich mehrere Größenordnungen unterhalb eines Millimeters befinden. Auch auf den ersten Blick „glatte“ Oberflächen können dabei mikroskopische Strukturen aufweisen, die deren Eigenschaften im positiven oder negativen Sinne beeinflussen. Die Rauheitsmesstechnik ist dabei eine Disziplin der Fertigungsmesstechnik, welche wiederum als Teil der Qualitätssicherung in den größeren Kontext der Produktion eingeordnet werden kann. In frühen Phasen beeinflusst die Fertigungsmesstechnik die Planung und Entwicklung von Produkten. In der laufenden Produktion obliegt der Fertigungsmesstechnik die Aufgabe die Qualität von beschafften und gefertigten Teilen zu überprüfen [1]. Die Fertigungsmesstechnik unterscheidet sich also insofern von der „Labor-Analytik“, als dass die Umgebungsbedingungen, unter denen die Messung durchgeführt wird, häufig nicht ideal sind, Messgeräte daher robust arbeiten müssen und Messgeräteeigenschaften wie einfache Bedienbarkeit der Geräte und kurze Messzeiten von hohem Interesse sind.

Aufgrund der engen Verbindung zur Produktion unterliegt die Fertigungsmesstechnik den gleichen Anforderungen und Trends. Zu diesen gehören unter anderem Ressourceneffizienz, Flexibilität, Transparenz sowie das Aufkommen neuer Prozesse und Technologien, welche zu neuen Möglichkeiten für Produkt und Produktion führen können. Aus den Zukunftstrends der Produktion lassen sich die Anforderungen „schneller“, „genauer“, „sicherer“ und „flexibler“ an die Fertigungsmesstechnik ableiten [2]. Für die Fertigungsmesstechnik bedeutet der Trend „schneller“ neben der Verringerung der Messzeit vor allem die Erhöhung des Integrationsgrads des Messgeräts in die Produktion. Ziel ist hier der Wandel von Messgeräten, die isoliert in einem

Messlabor betrieben werden, hin zu robusten, „in-prozess“ fähigen Geräten. Die Trends „genauer“ und „sicherer“ resultieren aus neuen und weiterentwickelten Fertigungsverfahren, die in der Lage sind Produkte mit höchster Genauigkeit herzustellen. Messgeräte müssen folglich zunehmend kleinere Strukturen bei abnehmenden zulässigen Unsicherheiten erfassen können, was Messverfahren an deren physikalische Grenzen bringen kann. „Flexibler“ beschreibt die Forderung nach Messprinzipien, die in der Lage sind eine große Bandbreite an Messobjekten zu messen, bei gleichzeitig steigendem Informationsgehalt der Einzelmessung. Wunsch ist hier ein Messgerät, welches mit einer Einzelmessung das Messobjekt vollständig flächig erfasst und dabei nicht nur skalenübergreifend die Geometrie (Topografie) aufnimmt, sondern auch Materialeigenschaften, Grenzschichtzustand und weitere Eigenschaften.

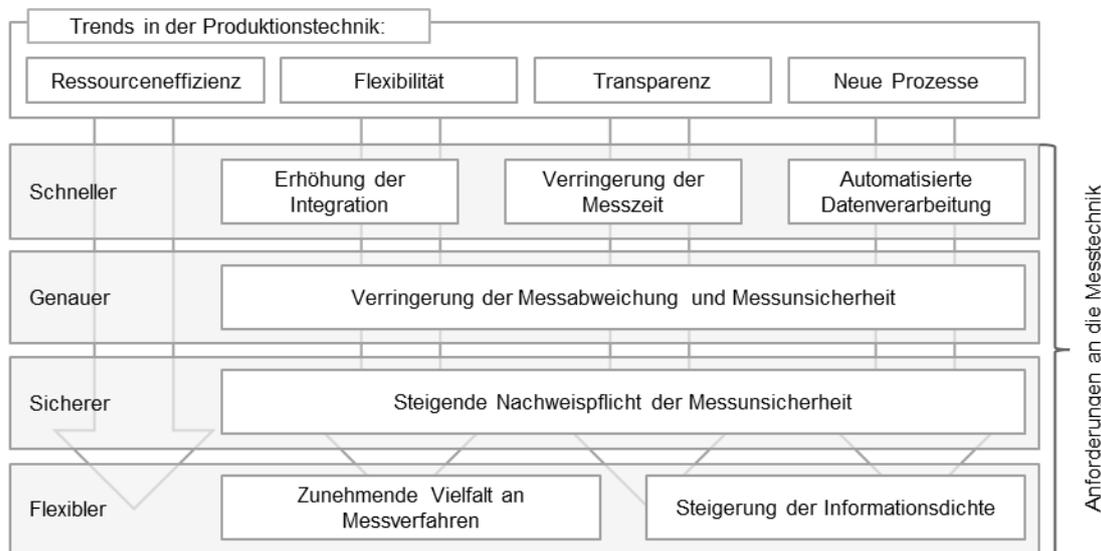


Bild 1.1 Trends der Produktionstechnik als treibender Faktor für Entwicklungen im Bereich der Fertigungsmesstechnik [2].

Die Trends der Produktionstechnik treiben Forschungs- und Entwicklungsvorhaben der Fertigungsmesstechnik an. Um künftigen Anforderungen gerecht zu werden besteht Handlungsbedarf. Es ist absehbar, dass künftige Anforderungen an das Messen von Oberflächenrauheit durch aktuelle Technologien (taktile oder optische) nicht mehr erfüllt werden können. Beispiel hierfür sind Nanomaterialien in der Energietechnik [3] oder Nanobeschichtungen [4], zu deren hinreichender Erfassung und Charakterisierung eine laterale Abtastung (Auflösung) von deutlich unter einem 1 μm benötigt wird. Tastschnittgeräte, die den Stand der Technik bilden [5], sind aufgrund des limitierten minimalen Tastnadelradius von derzeit 2 μm nicht mehr in der Lage diese Anforderung zu erfüllen. Eine Alternative zu Tastschnittgeräten sind optische Techniken zur Erfassung der Oberflächentopografie, welche berührungsfrei und zerstörungsfrei arbeiten [6]. Die optische Oberflächenmessung stößt jedoch in prakti-

schen Anwendungen an ihre eigenen Grenzen. Kleine Amplituden und Wellenlängen der Rauheit können bei optischen Verfahren zur Bildung von Artefakten führen, also zu Beugung, Streuung oder Phasensprüngen, die sich speziell im Nanometerbereich bemerkbar machen.

Die Rastersondenmikroskopie bietet das Potenzial, die Begrenzung der lateralen Auflösung der Tastschnittverfahren und optischen Messprinzipien in der Fertigungsmesstechnik zu überwinden. Gleichzeitig stellt der perspektivische Einsatz von Rasterkraftmikroskopen in der Fertigungsmesstechnik bisher neuartige Anforderungen an das Messgerät. Gleichzeitig ist die Inbetriebnahme, Parametrierung und Bedienung von Rastersondenmikroskopen häufig aufwändig. Daher soll eine neuartige Betriebselektronik für eine spezielle Rasterkraftsonde entwickelt werden, die einfach aufgebaut ist, und perspektivisch den Anwender entlasten kann.

1.2 Zielsetzung der Arbeit

Im Rahmen dieser Arbeit wird die Weiterentwicklung der Betriebselektronik einer für die Rastersondenmikroskopie eingesetzten Technik beschrieben, sodass diese perspektivisch zur Rauheitsmessung über Normstrecken genutzt werden kann. Das Messgerät soll somit primär die laterale Auflösung von Tastschnittgeräten und optischen Messgeräten übertreffen. Im Kern handelt es sich dabei um eine Rasterkraftsonde, die im intermittierenden Modus (engl.: *tapping mode*) betrieben und deren Auslenkung über Frequenzmodulation gemessen wird. Die Sonde ermöglicht somit den Verzicht auf zusätzliche Sensorik zur Detektion der Sonden-Auslenkung. Hierdurch bietet die Sonde das Potenzial die laterale Auflösung von Tastschnittgeräten und optischen Messgeräten deutlich zu übertreffen und sich sowohl bezüglich Miniarisierung des Messgeräts, als auch bezüglich Kosten und Bedienbarkeit von existierenden, kommerziell erhältlichen Rasterkraftmikroskopen für den Laborgebrauch abzuheben.

Die hier vorliegende Dissertation ist das Ergebnis von Arbeiten, die im Rahmen des durch das Zentrale Innovationsprogramm Mittelstand (ZIM) geförderten Projekts „Entwicklung eines hochauflösenden praxisorientierten Rauheitsmessgerätes auf Basis eines AFM-Sensors“ (Förderkennzeichen KF2031225AB2) und der Tätigkeit im Rahmen des Sonderforschungsbereiches 926: Bauteiloberflächen – Morphologie auf der Mikroskala, Teilprojekt B07 „Charakterisierung mikrostrukturierter Oberflächen“, durchgeführt wurden.

1.3 Aufbau der Arbeit

Das vordergründige Ziel dieser Arbeit ist es, wie in Abschnitt 1.2 beschrieben, die Eignung einer Rasterkraftsonde für das Messen von rauen, technischen Oberflächen

zu untersuchen und dann deren Betriebselektronik für den perspektivischen Einsatz im Umfeld der Fertigungsmesstechnik weiterzuentwickeln. Die einzelnen Abschnitte und deren Inhalte werden im Folgenden zusammengefasst.

Abschnitt 1: Dieser Abschnitt motiviert die Arbeit und dient als Einführung.

Abschnitt 2: In diesem Abschnitt werden die allgemeinen Grundlagen der Oberflächenrauheit, Rauheitsmesstechnik sowie der Rasterkraftmikroskopie erörtert. Im Bereich der Oberflächenrauheit wird speziell auf die Unterscheidung von Form, Welligkeit und Rauheit eingegangen. Etablierte Messverfahren der Rauheitsmesstechnik werden vorgestellt und deren physikalische Grenzen erläutert. Im Bereich der Rasterkraftmikroskopie wird neben allgemeinen Grundlagen eine spezielle Art des Rasterkraftmikroskops, die Akiyama-Sonde vorgestellt und deren Funktion erläutert.

Abschnitt 3: In diesem Abschnitt wird, ausgehend von der Analyse des Stands der Technik aus Abschnitt 2, das Vorhabensziel der Arbeit genauer spezifiziert.

Abschnitt 4: In diesem Abschnitt wird auf das Messen technischer Oberflächen mit der Akiyama-Sonde eingegangen. Hierfür werden Stärken und Schwächen, sowie ihr Potenzial für das Messen rauer Oberflächen aufgezeigt. Es wird auf Messobjekten mit definierten Eigenschaften gemessen und die Messergebnisse werden bewertet.

Abschnitt 5: In diesem Abschnitt wird auf die modellbasierte Neuentwicklung der Betriebselektronik der Akiyama-Sonde eingegangen. Es werden mögliche Lösungswege aufgezeigt und bewertet. Ein mathematisches Modell der Sonde wird formuliert und basierend auf diesem Modell wird der Entwurf für eine mögliche Betriebselektronik vorgestellt. Mit Hilfe des Modells werden virtuelle Messungen durchgeführt und es werden Grenzen des Ansatzes aufgezeigt.

Abschnitt 6: Dieser Abschnitt befasst sich mit der physikalischen Realisierung des in Abschnitt 5 beschriebenen Ansatzes. Hierfür werden die notwendigen Elemente der Hard- und Software, deren Aufbau, sowie deren Schnittstellen zueinander erläutert.

Abschnitt 7: Dieser Abschnitt befasst sich mit ersten exemplarischen Messungen mit der in den Abschnitten 4 und 5 beschriebenen Betriebselektronik, verifiziert dessen prinzipielle Funktionsweise und gibt außerdem einen Ausblick auf weitere Schritte in der Entwicklung.

Abschnitt 8: In diesem letzten Abschnitt werden abschließend eine Zusammenfassung der erarbeiteten Ergebnisse, sowie ein Ausblick auf mögliche und in Arbeit befindliche Forschungsansätze gegeben.

2 Stand der Technik

Ziel der Arbeit ist die Weiterentwicklung der Betriebselektronik einer für die Raster-sondenmikroskopie eingesetzten Technik, sodass diese perspektivisch zur Rauheitsmessung über Normstrecken genutzt werden kann. Im nachfolgenden Abschnitt wird daher zunächst allgemein auf die Grundlagen der Fertigungsmesstechnik und Rauheitsmesstechnik eingegangen. Nachfolgend werden industriell genutzte Messverfahren für die Rauheitsmesstechnik vorgestellt und deren Limitationen aufgezeigt. Abschließend wird auf Rasterkraftmikroskopie im Allgemeinen, sowie speziell auf die Akiyama-Sonde, eine Bauweise der Rasterkraftsonden, eingegangen.

2.1 Fertigungsmesstechnik und Oberflächenrauheit

2.1.1 Funktionsflächen, Fertigungsmesstechnik, Geometrieprüfung

Die Fertigungsmesstechnik umfasst alle Mess- und Prüfaufgaben, die bei der Herstellung industrieller Produkte anfallen und dient der Sicherung von Qualität und Funktionserfüllung technischer Bauteile [1]. Technische Bauteile können dabei eine Vielzahl von Funktionen erfüllen: für Lagerflächen wird zur Erfüllung der Funktion „Lager“ die Eigenschaft „geringe Reibung“ gefordert. Dichtflächen müssen gerichtete Strukturen aufweisen, um das abdichtende Medium in die gewünschte Richtung zu fördern, um ein Trockenlaufen der Dichtfläche oder ungewünschte Leckage zu verhindern [5]. Der Zustand der Bauteiloberfläche oder Bauteilrandschicht beeinflusst folglich deren Funktion.

Die Bauteilrandschicht lässt sich wiederum anhand ihrer physikalisch-chemischen Eigenschaften und deren geometrischen Eigenschaften beschreiben (vgl. [7]): die chemische Zusammensetzung beeinflusst die Reaktivität der Oberfläche gegenüber dem Umgebungsmedium. Edelmetalle sind beispielsweise chemisch korrosionsbeständig. Physikalische Eigenschaften wie Härte, Gefüge oder Eigenspannungen können den Widerstand der Grenzschicht gegenüber Verschleiß beeinflussen. Die Feingestalt einer Oberfläche, also deren Rauheit und Welligkeit, kann sich ebenfalls auf den Verschleiß von Kontaktflächen oder das Ermüdungsverhalten von Bauteilen auswirken [8], oder auch zur Funktion wie zur Förderwirkung beitragen. Beispielsweise kommt es an rauen Oberflächen unter zyklischer Beanspruchung zur schnelleren Entwicklung von Anrissen als an polierten Oberflächen [9]. Die Grobgestalt der Oberfläche, also die Form und die Lage von Elementen, sowie Längen und Winkelmaße entscheiden bei Passungen, ob Bauteile zusammengefügt werden können. Lokal

auftretende Defekte wie Risse oder Beschädigungen wirken sich wiederum auf die Lebensdauer von Bauteilen aus.

Die Funktion der technischen Oberfläche wird dabei nie nur durch eine Eigenschaft der Oberfläche bestimmt, sondern ergibt sich aus dem Zusammenspiel aller Eigenschaften (vgl. Bild 2.1): das Erzeugen einer definierten Reibung (Funktion) wird beispielsweise primär durch die Feingestalt der Oberfläche beeinflusst. Sekundär beeinflussen auch lokale Defekte, ebenso wie die Oberflächenhärte und die chemische Zusammensetzung die Reibung, insbesondere wenn der gesamte Lebenszyklus eines Bauteils von Interesse ist. Weiter verändern sich Bauteileigenschaften über den Lebenszyklus: einzelne mikroskopische Spitzen auf der Oberfläche verschleifen beispielsweise stärker als deren Umgebung und führen dazu, dass sich nach einer gewissen Einlaufzeit das Reibverhalten ändert. Risse können sich über den Lebenszyklus ausbreiten oder schließen [7].

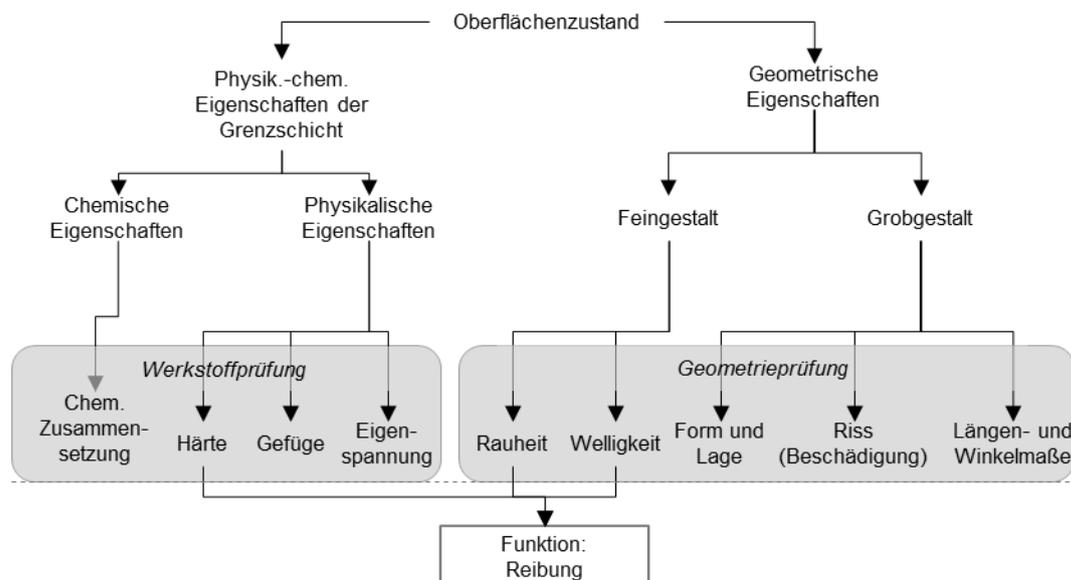


Bild 2.1: Zusammenhang zwischen Oberflächenzustand, Funktion und Prüfaufgabe in Anlehnung an VDI/VDE 2601 [7].

Die Fertigungsmesstechnik dient demnach maßgeblich der Funktionssicherung technischer Bauteile und befasst sich im Allgemeinen mit drei verschiedenen, übergeordneten Prüfaufgaben (vgl. Bild 2.2): Werkstoffprüfung, Funktionsprüfung sowie Geometrieprüfung. Die Werkstoffprüfung befasst sich mit der Ermittlung materialwissenschaftlicher Parameter wie Härte- oder Gefüge-Verteilung (Werkstoffkenngrößen) und arbeitet vorrangig mit normierten Werkstoffproben [1].

Für die Funktionsprüfung kann zwischen der direkten und indirekten Funktionsprüfung unterschieden werden: die direkte Funktionsprüfung kann dabei in sechs Kate-

gorien eingeteilt werden, wobei eine höhere Kategorie einer Vereinfachung des Systems gegenüber Kategorien mit niedrigerer Nummer entspricht: Betriebsversuche (Kategorie 1) stellen den geringsten Abstraktionslevel der Funktionsprüfung dar, da das echte System unter echten Betriebsbedingungen getestet wird. Während also die größtmögliche Nähe zur Anwendung durch die Versuche erreicht wird, ergeben sich daraus zugleich Probleme: der Aufwand zur Durchführung der Untersuchungen kann extrem hoch sein. Gleichzeitig ist Reproduzierbarkeit von Versuchen unter realen Betriebsbedingungen i.d.R. nicht gegeben. Probekörper- und Modellversuche (Kategorie 6), also Versuche mit dem größten Abstraktionsniveau, abstrahieren Betriebs- und Systemstruktur und ermöglichen geringere Prüfkosten, kürzere Prüfzeiten und vereinfachte Aufbauten auf Kosten der Nähe zum späteren Betrieb [10].

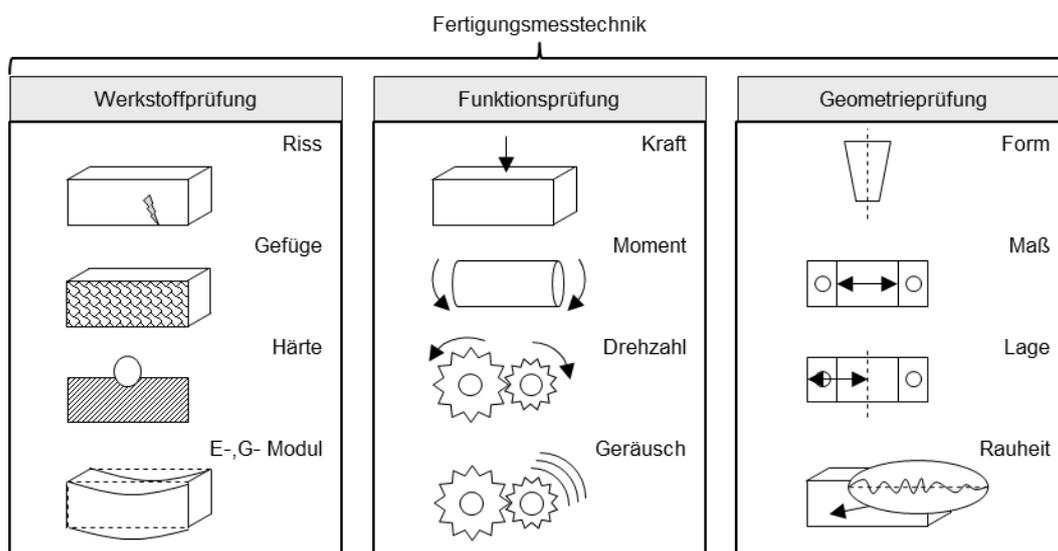


Bild 2.2: Messaufgaben der Fertigungsmesstechnik [1].

Bei der indirekten Messmethode wird der Messwert der interessierenden Messgröße durch Messung anderer Messgrößen ermittelt [11]. Dieser Definition folgend wird unter der indirekten Funktionsprüfung das Prüfen der Funktionsfähigkeit eines Bauteils über das Ausnutzen bekannter, indirekter Zusammenhänge zwischen Funktion und Messgröße verstanden. Die geometrische Messtechnik oder Geometrieprüfung sowie speziell das Bewerten der Rauheit von Formelementen mittels Kenngrößen fällt also in das Feld der indirekten Funktionsprüfung, da bei der Charakterisierung der Oberfläche nicht deren Funktion selbst, sondern die Eigenschaften, welche zur Funktion beitragen, geprüft werden. Dies geschieht weniger im Entwicklungsprozess, sondern im Rahmen der Fertigung, wenn Anforderungen an die Bauteiloberfläche bekannt sind und nur das Einhalten der Qualität gesichert werden muss. Vorteil der indirekten Funktionsprüfung ist der geringere Aufwand zur Durchführung und die damit in der Regel geringeren Kosten [10]. Daher stellt die Geometrieprüfung als indirekte Funktionsprüfung die mit Abstand häufigste Prüfaufgabe der Fertigungsmess-

technik dar [12]. In den Bereich der Geometrieprüfung von Formelementen fallen die Form-, Maß- und Lageprüfung sowie das Prüfen von Oberflächenrauheit [1].

2.1.2 Gestaltabweichungen: Form, Welligkeit und Rauheit

Bei der Geometrieprüfung von Form und Rauheit eines Bauteils werden Gestaltabweichungen immer auf die geometrische Oberfläche, also auf die „ideale Oberfläche, deren Nennform durch die Zeichnung und/oder andere technische Unterlagen definiert wird“, bezogen. Gestaltabweichungen sind definiert als „die Gesamtheit aller Abweichungen der Istoberfläche von der geometrischen Oberfläche“, wobei unter der Istoberfläche „das messtechnisch erfasste, angenäherte Abbild der wirklichen Oberfläche eines Formelementes“ verstanden wird [13]. Gestaltabweichungen beinhalten im allgemeinen Anteile von Formabweichungen, Welligkeit und Rauheit (vgl. Bild 2.3). Formabweichungen sind definiert als Gestaltabweichungen, die sich über das gesamte Formelement ausdehnen und zu deren Erfassung auch eine Messung über die gesamte Länge des Formelements notwendig ist. Formabweichungen können als Gradheits-, Ebenheits- oder Rundheits-Abweichungen auftreten und resultieren unter anderem aus nicht perfekten Führungen in der Werkzeugmaschine [13]. Welligkeit tritt überwiegend in Form periodischer Abweichungen auf und kann unter anderem aus einer nicht-zentrischen Einspannung des Werkstücks bei der Fertigung resultieren. In Form von Drall kann Welligkeit gewollt und positiv für die Funktion von Dichtflächen sein, da definierte Drall-Strukturen den Trockenlauf von Wellen verhindern können [14]. Bei Welligkeit liegt das Verhältnis von Wellenlänge der Strukturen zur Strukturamplitude in der Größenordnung 1000 : 1 bis 100 : 1 [13]. Rauheit kann von Welligkeit zum einen dadurch abgegrenzt werden, dass das Verhältnis von Wellenlänge der Strukturen zur Strukturamplitude in der Größenordnung 100 : 1 bis 5 : 1 liegt, zum anderen umfasst Rauheit neben periodischen Elementen auch unregelmäßige, stochastische Abweichungen. Ausprägungen von Rauheit in Form von sich bildenden Riefen und Kuppen an der Werkstückoberfläche können in der Fertigung bei der Spanbildung entstehen.

2.1.3 Normgerechtes Ermitteln von Rauheitskenngrößen

Sowohl für den Fall, dass die Istoberfläche als Topografie, also 3D-Punktwolke vorliegt, als auch für den Fall, dass die Oberfläche in Form eines 2D-Profileschnitts erfasst wurde, existiert ein jeweiliges Normenwerk, in welchem das zur vergleichbaren und standardisierten Ermittlung von Rauheitskenngrößen erforderliche Vorgehen beschrieben ist. Sowohl die 2D-Rauheitsmesstechnik, als auch die 3D-Rauheitsmesstechnik haben dabei ihre Daseinsberechtigung: die 2D-Rauheitsmesstechnik ist aufgrund ihrer langen Historie im industriellen Einsatz stark verbreitet und akzeptiert und von hoher Relevanz [5]. Zudem können rotationssymmetrische Profile, wie sie u.a. beim Drehen entstehen, gut durch einen Tastschnitt in

Vorschubrichtung charakterisiert werden. Die 3D-Rauheitsmesstechnik zeichnet sich gegenüber der 2D-Rauheitsmessung durch einen höheren Informationsgehalt aus [15], der beispielsweise bei der Beurteilung von Zylinderlaufbahnen von Bedeutung ist [16]. Im Folgenden wird von einem Profilschnitt ausgegangen, wobei der Ablauf zum normgerechten Ermitteln von Rauheitskenngrößen für Topografien ähnlich dem Vorgehen für Profilschnitte ist.

Gestaltabweichung (als Profilschnitt überhöht dargestellt)	Beispiele für die Art der Abweichung	Beispiele für die Entstehungsursache
1. Ordnung: Formabweichungen 	Geradheits-, Ebenheits-, Rundheits-Abweichung, u.a.	Fehler in der Führung der Werkzeugmaschine, Durchbiegung der Maschine oder des Werkstücks, falsche Einspannung des Werkstücks, Härteverzug, Verschleiß
2. Ordnung: Welligkeit 	Wellen (siehe DIN 4761)	Außermittige Einspannung, Form- oder Laufabweichungen eines Fräasers, Schwingungen der Werkzeugmaschine oder des Werkzeugs
3. Ordnung: Rauheit 	Rillen (siehe DIN 4761)	Form der Werkzeugschneide, Vorschub oder Zustellung des Werkzeugs
4. Ordnung: Rauheit 	Riefen, Schuppen, Kuppen (DIN 4761)	Vorgang der Spanbildung (Reißspan, Scherspan, Aufbauschniede), Werkstoffverformung beim Strahlen, Knospenbildung bei galvanischer Behandlung
5. Ordnung: Rauheit Anmerkung: nicht mehr in einfacher Weise bildlich darstellbar	Gefügestruktur	Kristallisationsvorgänge, Veränderung der Oberfläche durch chemische Einwirkung (z.B. Beizen), Korrosionsvorgänge
6. Ordnung: Rauheit Anmerkung: nicht mehr in einfacher Weise bildlich darstellbar	Gitteraufbau des Werkstoffs	Form der Werkzeugschneide, Vorschub oder Zustellung des Werkzeugs

Bild 2.3: Ordnungssystem für Gestaltabweichungen für die Unterscheidung von Formabweichungen, Welligkeit und Rauheit [13].

Neben der ursachenorientierten und eher unscharfen Einteilung von Gestaltabweichungen können Formabweichungen, Welligkeit und Rauheit der Istoberfläche von der geometrischen Oberfläche auch anhand der in der Istoberfläche auftretenden Ortsfrequenzen unterschieden werden (vergleiche Bild 2.4 [17]): die Istoberfläche wird dabei als Summe harmonischer Schwingungen betrachtet, welche durch Frequenz, Amplitude und Phasenlage beschrieben werden können und welche sowohl Form, als auch Welligkeit, Rauheit und Rauschen enthalten [18]. Mit Hilfe eines genormten Filters, dem sogenannten λ_s -Filter, wird zunächst der Rauschanteil aus dem Datensatz entfernt [17]. Anschließend wird mit Hilfe des F-Operators der Formanteil abgespalten. Schlussendlich wird durch erneutes Anwenden eines Filters der verbleibende Datensatz in ein Rauheitsprofil und ein Welligkeitsprofil aufgeteilt. Dieses Filter wird als λ_c -Filter bezeichnet. Das resultierende Profil ist dann, infolge der Filte-

rung, bandbegrenzt [17]. Die Grenzwellenlänge des Filters zur Unterdrückung von Rauschteilen λ_s liegt zwischen maximal 25 μm und minimal 2,5 μm bei einem maximalen Profilkpunkteabstand von 0,5 μm . Es wird eine Grenzwellenlänge λ_c von maximal 8 mm und minimal 0,08 mm für die Trennung von Welligkeit und Rauheit angegeben [19].

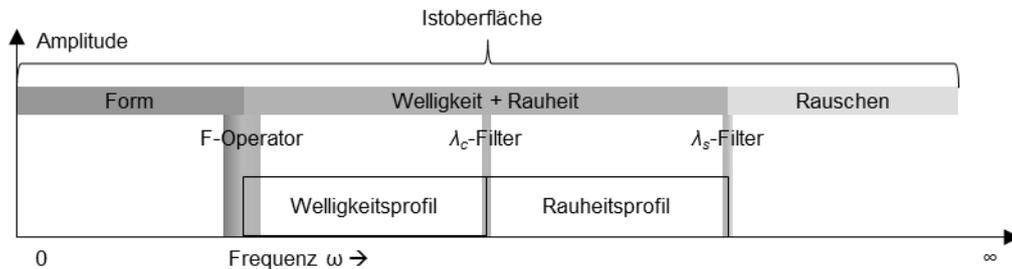


Bild 2.4: Frequenzorientierte Aufteilung der Istoberfläche in Welligkeitsprofil und Rauheitsprofil in Anlehnung an [17].

In Bild 2.5 ist das Vorgehen zur normgerechten Ermittlung von Rauheitskenngrößen visualisiert: das Messgerät bildet zunächst die wirkliche Oberfläche auf das messtechnisch erfasste Istprofil ab. Das Istprofil bzw. die Taststrecke l_t setzt sich aus der Gesamtmessstrecke l_n , die fünf Mal die Einzelmessstrecke l_r enthält, sowie einen Vor- und Nachlauf von $l_r/2$ zusammen. Die nach Norm minimal zulässige Einzelmessstreckenlänge beträgt $l_{r_{min}} = 0,08\text{mm}$, die minimale Taststrecke $l_{t_{min}} = 0,48\text{mm}$ [20]. Fehlstellen in den Messdaten sowie nichtäquidistante Messpunkte müssen interpoliert werden, wobei hierfür eine Vielzahl an Techniken angewendet werden können [21, 22]. Die Interpolation ist dabei nicht durch Normen reguliert und geschieht zum Teil direkt im Messgerät (z.B. Korrektur der Bogenbewegung des Tastarms) oder nachträglich durch den Anwender. Das Eliminieren der Nennform des Messobjekts soll mittels der Methode der kleinsten Summe der Abweichungsquadrate geschehen [19, 23]. Die Anwendung des Form-Operators oder F-Operators auf das Profil führt häufig zu einer nichtlinearen Modifikation des Profils. Der F-Operator ist, zusammen mit dem λ_s -Filter, ein Schritt in der Messdatenverarbeitung, welcher das Istprofil zum Primärprofil oder P-Profil überführt. Durch erneutes Anwenden eines Filters mit der Grenzwellenlänge λ_c , als Hoch- oder Tiefpass, wird das P-Profil in Rauheitsprofil (R-Profil) und Welligkeitsprofil (W-Profil) aufgespalten, wobei für die Ermittlung von Rauheitskenngrößen das R-Profil genutzt wird.

Weit verbreitet zur Beschreibung von Oberflächenrauheit sind die Amplitudenparameter Arithmetischer Mittelwert der Rauheitsordinaten R_a und Größte Profilhöhe R_t [17, 24]. Grundlage zur Berechnung der Amplitudenparameter ist ein erfasstes kontinuierliches R-Profil $z(x)$ mit Länge l oder ein diskretes R-Profil z_i mit n Punkten. R_a und R_t berechnen sich dann zu:

$$Ra = \frac{1}{l} \int_0^l |z(x)| dx \approx \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n |z_i| \quad (2.1)$$

$$Rt = \max(z(x)) - \min(z(x)) = \max_i(z_i) - \min_i(z_i) \quad (2.2)$$

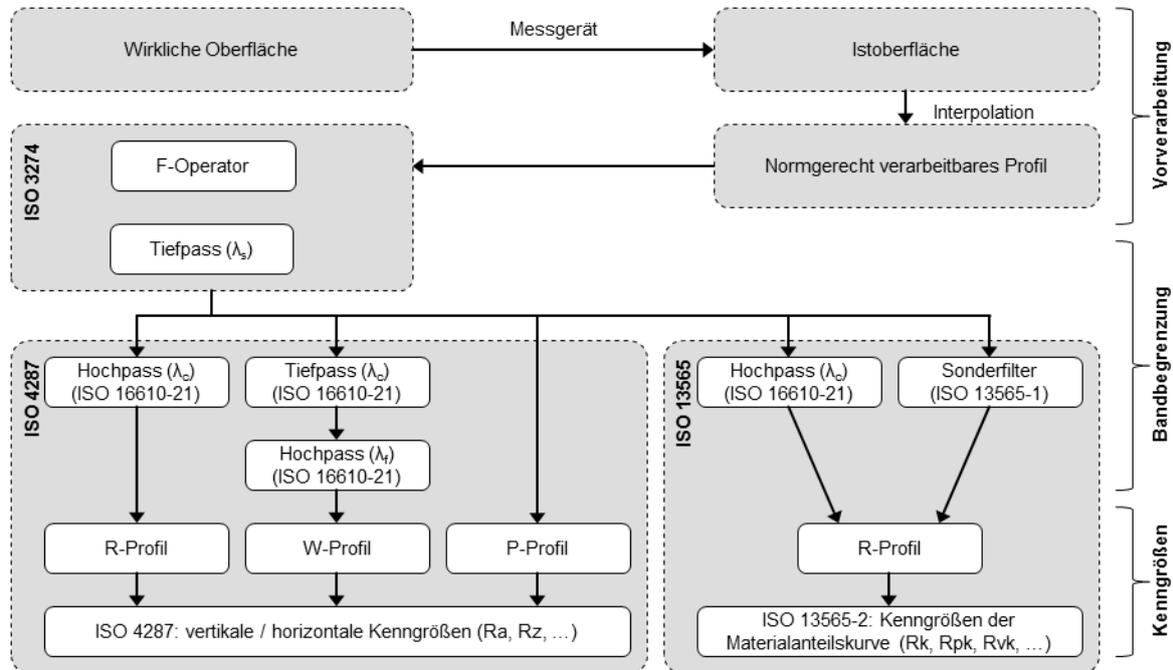


Bild 2.5: Visualisierung des normgerechten Vorgehens zur Ermittlung von Rauheitskenngrößen (Welligkeit und Primärprofil kursiv dargestellt).

Um speziell Riefen und Spitzen im Profil zu bewerten, eignen sich die Rk Parameter, die auf der Abbottkurve basieren [25]. Hierfür wird eine Ausgleichsgerade in die Materialanteilkurve eingepasst, anhand derer die folgenden Parameter ermittelt werden können [5, 25]:

- Rauheitskernprofil Rk : Rauheitsprofil ohne Spitzen und Riefen. Maß für die Tragfähigkeit einer technischen Oberfläche.
- Reduzierte Spitzenhöhe Rpk : mittlere Höhe der aus dem Rauheitskernprofil herausragenden Spitzen.
- Reduzierte Riefentiefe Rvk : mittlere Tiefe der Profiltäler unter dem Rauheitskernprofil.

Die Wahl von Rauheitskenngrößen zur optimalen Beschreibung technischer Oberflächen ist eine z.T. nicht abgeschlossene Diskussion [26]. Neben den hier vorgestellten Kenngrößen existiert eine Vielzahl weiterer genormter [17] und nicht genormter Kenngrößen, die zur Beschreibung und Bewertung von Profilschnitten genutzt werden können [27].

2.1.4 Zusammenfassung

Die Fertigungsmesstechnik befasst sich unter anderem mit der Geometrieprüfung von Funktionsflächen im Zuge der Qualitätssicherung. Funktionsflächen können unter anderem auf Basis von Rauheitskenngrößen charakterisiert werden. Die normgerechte Ermittlung von Rauheitskenngrößen dient der Vergleichbarkeit von Messergebnissen, und hat sich in der Praxis durchgesetzt. Aus der Normung lassen sich Anforderungen an die Rauheitsmesstechnik ableiten:

- Mindestlänge der Einzelmessstrecke: $l_r = 0,08\text{mm}$.
- Maximaler Profilpunkteabstand: $0,5\mu\text{m}$.
- Minimale Grenzwellenlänge zur Trennung von Rauheit und Rauschen: $\lambda_s = 2,5\mu\text{m}$.
- Minimale Grenzwellenlänge zur Trennung von Welligkeit und Rauheit: $\lambda_c = 80\mu\text{m}$.

2.2 Rauheitsmesstechnik

Zur Rauheitsmessung existiert eine Vielzahl von Messprinzipien, die jeweils individuelle Vorteile sowie Beschränkungen haben. Im folgenden Abschnitt soll ein kurzer Überblick über gängige Prinzipien und damit verbundene Besonderheiten gegeben werden. Etablierte Verfahren für die Rauheitsmesstechnik lassen sich in taktile und optische bzw. berührungslose Messprinzipien einteilen [5, 28]. Eine alternative Einteilung lässt sich anhand der Art der Messdaten, welche das Messprinzip generiert, treffen: unterschieden werden Messgeräte die Profile $z(x)$ erfassen, Messgeräte die Flächentopografien $z(x,y)$ erfassen sowie flächenintegrierende Messgeräte. Flächenintegrierende Methoden erfassen kein direktes Abbild der Oberfläche, sondern eine repräsentative Oberfläche, aus der man indirekt auf die Eigenschaften der zu untersuchenden Oberfläche schließen kann. Ein Überblick über verschiedene physikalische Messtechniken kann in der Literatur gefunden werden [29]. Jedes Verfahren unterliegt dabei, abhängig vom zugrundeliegenden physikalischen Messprinzip, physikalischen Beschränkungen, sei es bezüglich der erreichbaren Messzeit, der Anfälligkeit für Umgebungseinflüsse, des Messbereichs oder der Auflösung in lateraler bzw. vertikaler Richtung.

2.2.1 Taktile Verfahren: Tastschnittgeräte

Das Tastschnittverfahren, welches zu den taktilen Messverfahren gehört, wurde bereits vor fast 100 Jahren beschrieben [30] und entspricht immer noch dem Stand der Technik. Es basiert auf einem robusten Messprinzip und wird daher nicht nur unter Laborbedingungen, sondern auch unter Produktionsbedingungen eingesetzt [31] und ist weiterhin Gegenstand der Forschung [32]. Die Anforderungen an Tastschnittgeräte und deren Eigenschaften sind genormt [19]. Das Messprinzip ist in Bild 2.6 veranschaulicht: zur Messung wird die Tastnadel, die sich am Tastarm des Tastschnittge-

räts befindet, durch den Vorschub entlang einer Führungsebene bewegt, und in Folge des Kontakts mit der Oberfläche des Messobjekts ausgelenkt. Die mechanische Auslenkung des Tastarms wird in ein elektrisches Signal gewandelt und dann digitalisiert. Durch die Synchronisation der Position des Vorschubs $x(t)$ und der Auslenkung des Tastarms $z(t)$ lässt sich das Profil $z(x)$ ermitteln.

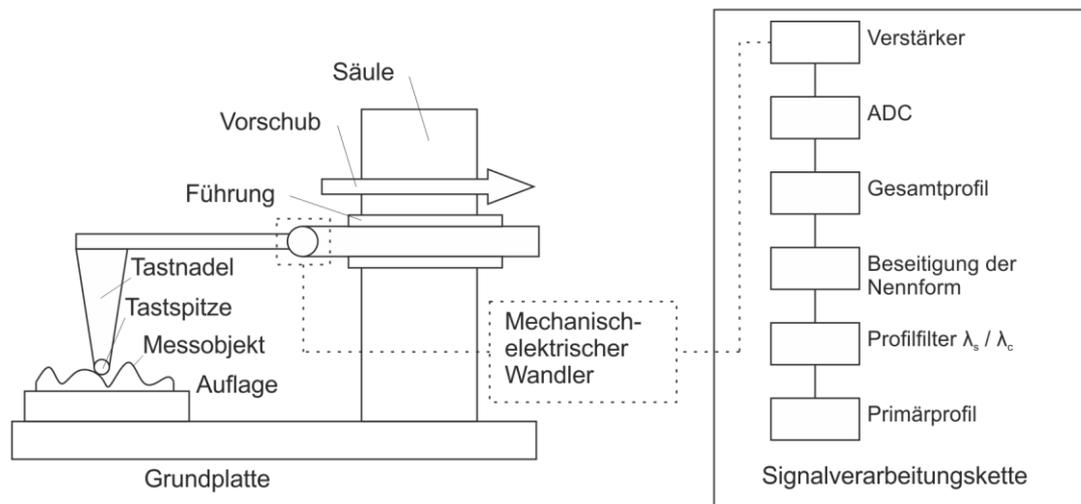


Bild 2.6: Schematische Darstellung eines Tastschnittgeräts in Form eines Bezugsflächentastschnittgeräts inklusive Signalverarbeitungskette [19, 28].

Der horizontale Messbereich eines Tastschnittgeräts wird durch den verwendeten Vorschub bestimmt und kann mehrere Zentimeter betragen. Der vertikale Messbereich wird von der möglichen maximalen Auslenkung der Tastnadel beeinflusst und liegt für kommerziell erhältliche Tastschnittgeräte in der Größenordnung mehrerer Millimeter. Die vertikale Auflösung eines Tastschnittgeräts ist begrenzt durch die mechanisch-elektrische Wandlung der Auslenkung der Tastspitze sowie durch Limitierungen bei der Digitalisierung. Bei kommerziell erhältlichen Tastschnittgeräten kann diese in der Größenordnung 1 nm liegen [33]. Die Auflösung in vertikaler Richtung wird zunächst durch die Genauigkeit der Positionsmessung des Vorschubs begrenzt, wobei die Grenzen hier prinzipiell im Bereich von wenigen Nanometern liegen.

Neben der Positionsmessung im Vorschub begrenzt auch der Radius der Tastspitze die laterale Auflösung durch dessen morphologische Filterwirkung (vgl. Bild 2.7 [34]): üblich sind Tastspitzenradien in der Größenordnung von $r_{Tip} = 2\mu m$. Der Tastspitzenradius kann nicht beliebig reduziert werden, da bei konstanter Antastkraft F_a und abnehmendem Tastspitzenradius r_{Tip} die lokale Druckbelastung steigt und Tastspitze oder Messobjekt beschädigt werden können. Eine Reduktion von F_a erfordert gleichzeitig eine Reduktion der Vorschubgeschwindigkeit [12].

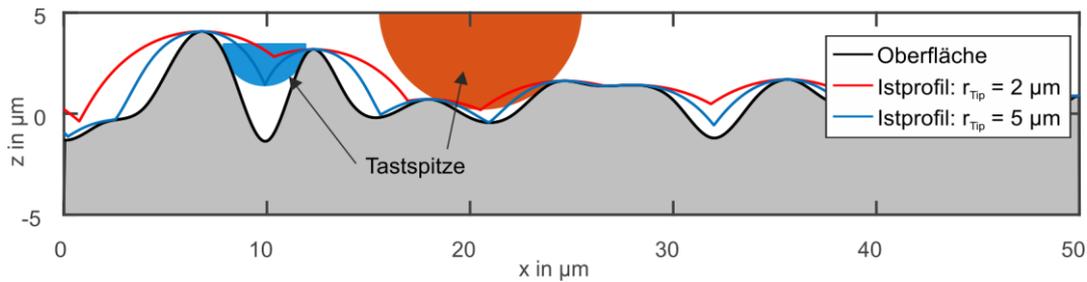


Bild 2.7: Morphologische Filterwirkung der Tastspitze eines Tastschnittgeräts für zwei verschiedene Tastspitzenradien [34].

2.2.2 Optische Verfahren: Weißlichtinterferometrie

Exemplarisch für optische Verfahren zur Rauheitsmessung wird die Weißlichtinterferometrie vorgestellt, wobei eine Vielzahl weiterer optischer Messprinzipien existieren [35][29, 35]. Das Messprinzip existiert dabei sowohl in Form von Punktsensoren [36], als auch als flächig messende 2,5D Messgeräte [37].

Eine Weißlichtquelle wird durch ein Interferenzobjektiv (bspw. Mirau-Objektiv, vgl. Bild 2.8) in einen Referenz- und einen Mess- oder Objektstrahlengang aufgeteilt. Der Messstrahl trifft auf die Oberfläche des Messobjekts und wird von dieser reflektiert. Das von der Oberfläche reflektierte Licht wird dann mit dem Licht aus dem Referenzpfad kombiniert und das kombinierte Licht von einem Detektor erfasst. In Abhängigkeit der optischen Weglängendifferenz kann am Sensor konstruktive oder destruktive Interferenz auftreten. Durch die Verwendung von breitbandigem Weißlicht ist die Kohärenzlänge sehr gering (wenige Mikrometer) und das am Sensor in Folge der Interferenz entstehende Korrelogramm sehr schmal. Für den eigentlichen Messvorgang wird das Werkstück oder das Messgerät in z-Richtung verfahren und der Intensitätsverlauf am Sensor erfasst. Die Auswertung der Interferenzkurve geschieht auf Basis der Hüll-Kurve (Einhüllende der Interferenzkurve) oder des Phasensignals, wobei der letztere Ansatz in einer höheren Auflösung resultiert, gleichzeitig aber auch empfindlicher für Störungen ist [6].

Der vertikale Messbereich von Weißlichtinterferometern hängt primär vom mechanischen vertikalen Stellbereich ab. Hierfür werden häufig Piezo-Aktoren verwendet, die ein hochgenaues Verfahren ermöglichen. Der vertikale Messbereich kann mehrere Millimeter betragen. Die vertikale Auflösung kann durch den Einsatz geeigneter Auswertelgorithmen im sub-Nanometerbereich liegen. Sowohl der laterale Messbereich als auch die laterale Auflösung hängen vom verwendeten Objektiv ab und sind nach unten durch das Auflösungsvermögen der Optik begrenzt. Das Rayleigh-Kriterium beschreibt den kleinsten noch zu unterscheidenden Abstand Δd_{Min} zweier Punkte in Abhängigkeit der Wellenlänge des eingesetzten Lichts λ und der numerischen Apertur NA der verwendeten Optik als [6]:

$$\Delta d_{Min} = 0,61 \frac{\lambda}{NA} \quad (2.3)$$

Neben der physikalisch motivierten Definition der Auflösung kann die Auflösung von Weißlichtinterferometern auch experimentell ermittelt werden [37]. Das Weißlichtinterferometer für den Einsatz in der Rauheitsmesstechnik ist Gegenstand der Normen und Richtlinien VDI 2655, ISO 25178-6, -604 [6].

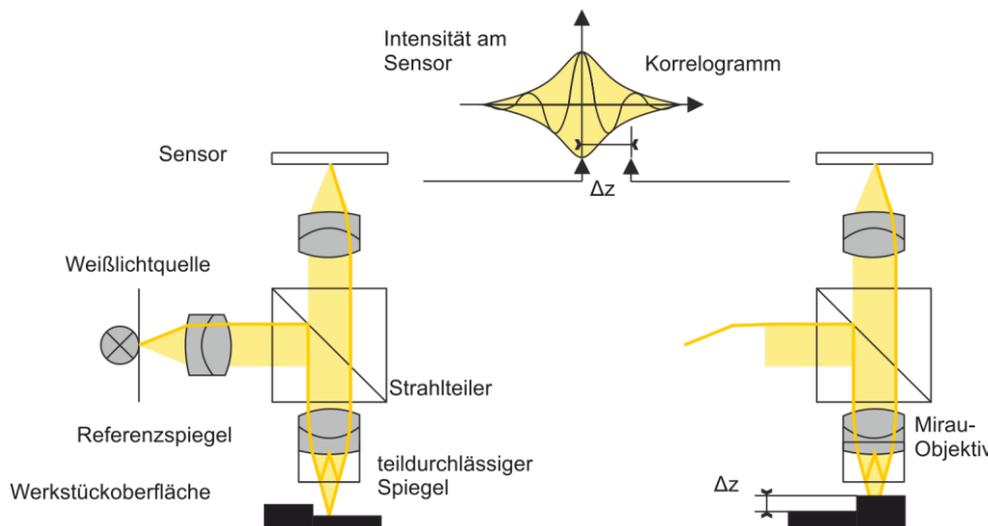


Bild 2.8: Funktionsprinzip eines Weißlichtinterferometers [6].

2.2.3 Zusammenfassung

Sowohl optische als auch taktile Messverfahren haben individuelle Vor- und Nachteile in Bezug auf die Rauheitsmesstechnik. Beide Ansätze haben ihre Daseinsberechtigung und können eine große Bandbreite an Messaufgaben abdecken. Für spezielle Messaufgaben, beispielsweise wenn eine sehr hohe laterale Auflösung von Interesse ist, können beide Verfahren an existierende physikalische Grenzen stoßen. Eine alternative Messtechnik zur Erfassung rauer Oberflächen, die vor allem unter Laborbedingungen angewendet wird und sich in der erreichbaren lateralen Auflösung von Tastschnittgerät und optischen Ansätzen unterscheidet, ist die Rasterkraftmikroskopie.

2.3 Rasterkraftmikroskopie

Das Rasterkraftmikroskop lässt sich in die Klasse der Rastersondenmikroskope einordnen, die eine übergeordnete Menge bilden. Sie können die in Abschnitt 2.2 beschriebenen Messverfahren bezüglich der erreichbaren lateralen und vertikalen Auflösung deutlich übertreffen. Rastersondenmikroskope arbeiten dabei nicht optisch, sondern tasten in einem Rasterprozess die Probe Punkt für Punkt, linienhaft oder flächig, ab. Rasterkraftmikroskope werden überwiegend in der Forschung eingesetzt.

Ihre prinzipielle Eignung zum Messen technischer Oberflächen wurde untersucht [38].

2.3.1 Entwicklungsgeschichte, Funktionsweise und Aufbau

Die Entwicklung des Rasterkraftmikroskops ist auf das 1983 von Binnig und Rohrer publizierte Rastertunnelmikroskop zurückzuführen. Bei diesem wird eine Sonde mit Metallspitze mittels eines Drei-Achs-Piezos in einem sehr kleinen Abstand über die zu untersuchende Probe bewegt. Zwischen Probe und Sonde wird eine Spannung angelegt. Der so entstehende Tunnelstrom ist hoch sensitiv gegenüber der Spaltbreite zwischen Sonde und Probe. Die z-Position des Piezos wird dabei so nachgeregelt, dass der Tunnelstrom während des Verfahrens in x-y-Richtung konstant bleibt. Das Stellsignal des Reglers ist proportional zur Auslenkung der Sonde um eine konstante Spaltbreite beizubehalten und repräsentiert die Oberfläche. Um Verunreinigungen von Probenstrukturen unterscheiden zu können und um den Einfluss von Umgebungsschwingungen zu mildern, ist es vorgesehen, den Abstand zwischen Sonde und Probe mit einer aufgebrachten Schwingung zu modulieren. Mit dem Rastertunnelmikroskop wurde in z-Richtung eine Auflösung im Sub-Ångström-Bereich und eine laterale Auflösung im Bereich weniger Ångström realisiert [39]. Nachteilig am beschriebenen Instrument ist die Tatsache, dass nur elektrisch leitfähige Proben gemessen werden können.

Eine Weiterentwicklung, die auf dem Rastertunnelmikroskop aufbaut, ist das 1986 publizierte Rasterkraftmikroskop (*Atomic Force Microscope*, AFM), welches in der ersten Bauform als Kombination der Messprinzipien von Rastertunnelmikroskop und Tastschnittgerät zu sehen ist: eine scharfe Tastspitze, die an einem Biegebalken (Cantilever) befestigt ist, wird an die Probe angenähert. Infolge der zwischen Probe und Tastspitze wirkenden atomaren Kräfte wird der Cantilever ausgelenkt. Die Auslenkung des Cantilevers, welche durch ein an der Rückseite des Cantilevers messendes Rastertunnelmikroskop gemessen wird, wird beim Bewegen der Probe durch einen Regelkreis auf einem konstanten Niveau gehalten. Für das Instrument werden mehrere Betriebsmodi vorgeschlagen, von denen das Regeln auf einen konstanten Tunnelstrom bei gleichzeitiger gegenphasiger Anregung von Cantilever und SPM die besten Ergebnisse lieferte. Anregen der Probe bei Resonanzfrequenz und Einregeln einer konstanten Federkraft sowie Anregen des Cantilevers und Einregeln einer konstanten Amplitude oder Phase im Tunnelstromsignal, erwiesen sich als anfällig. Das AFM ist in der Lage sowohl elektrisch leitfähige, als auch isolierende Proben, mit einer Auflösung in z-Richtung von $<1\text{Å}$ zu messen [40]. Verglichen mit den in Abschnitt 2.2 vorgestellten Messverfahren für Rauheit bieten Rasterkraftmikroskope die Chance, etablierte Messverfahren vor allem in ihrer lateralen Auflösung zu übertreffen [41], da der Radius der für Rasterkraftmikroskopie genutzten kommerziell erhältlichen Tastspitzen kleiner als 10 nm sein kann [42].

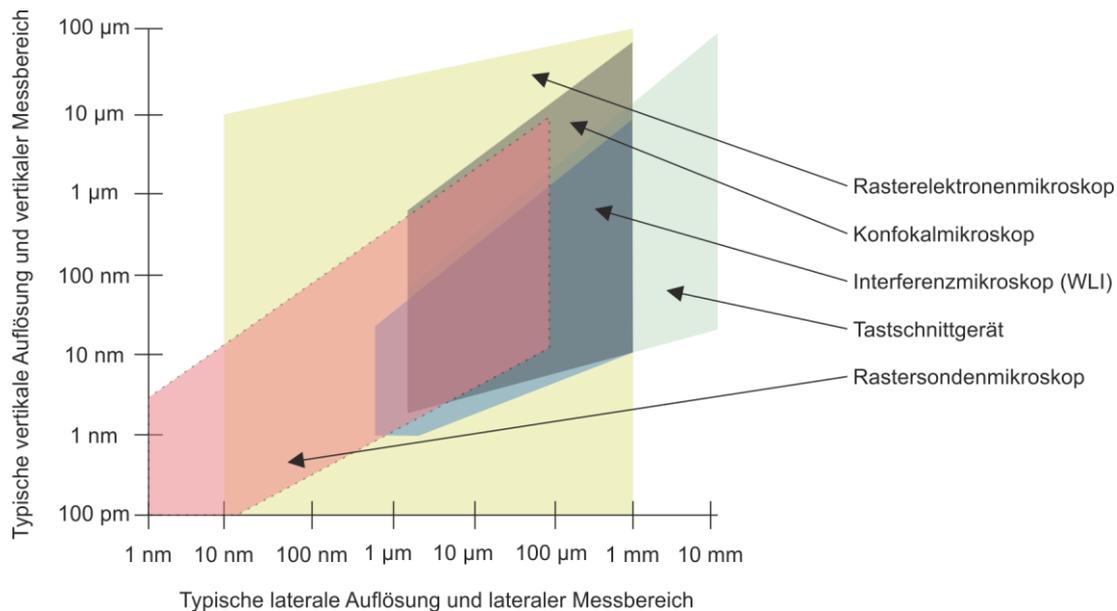


Bild 2.9: Vergleich der lateralen und vertikalen Auflösung verschiedener physikalischer Messprinzipien zur Rauheitsmessung [41].

Kommerziell verfügbare AFM bestehen aus einer Sonde, die sich aus einem Biegebalken mit Tastspitze zusammensetzt, dessen Auslenkung i.d.R. jedoch nicht mehr mit einem Rastertunnelmikroskop erfasst wird. Der prinzipielle Aufbau eines Rasterkraftmikroskops ist in Bild 2.10 dargestellt: im Kern besteht das Messgerät aus einem Cantilever, an den eine Tastspitze mit sehr kleinem Radius (weniger als 10 nm) angebracht ist. In Folge der zwischen Tastspitze und Probe wirkenden Kräfte wird der Cantilever ausgelenkt. In vielen AFM wird die Auslenkung des Cantilevers mit einem Laserstrahl, der von der Rückseite des Cantilevers auf eine Fotodiode reflektiert wird, gemessen, wobei dies nur eine mögliche Art der Realisierung des Wechselwirkungssensors ist. Die Annäherung der Sonde an die Probe wird über eine Grobverstellung in Z-Richtung realisiert. Das Anfahren einer Messstelle in X-Y-Richtung wird mit einem X-Y-Tisch, der entweder das Messobjekt oder den AFM Messkopf bewegt, ermöglicht. Zum eigentlichen Messen wird der Cantilever mit Hilfe eines X-Y-Piezos bewegt, welcher das linienhafte oder flächige Scannen über die Probe ermöglicht. Der typische Messbereich in der X-Y-Ebene liegt in der Größenordnung von ca. $100 \times 100 \mu\text{m}$ [43]. Die Feinbewegung der Sonde in Z-Richtung beim Messen erfolgt über einen weiteren Piezo. Dessen Aufgabe ist es, die Sonde während der Messung konstant in einem Arbeitspunkt zu halten [44].

Mehrere Lösungsansätze zur Realisierung des Wechselwirkungssensors sind bekannt [44–47]:

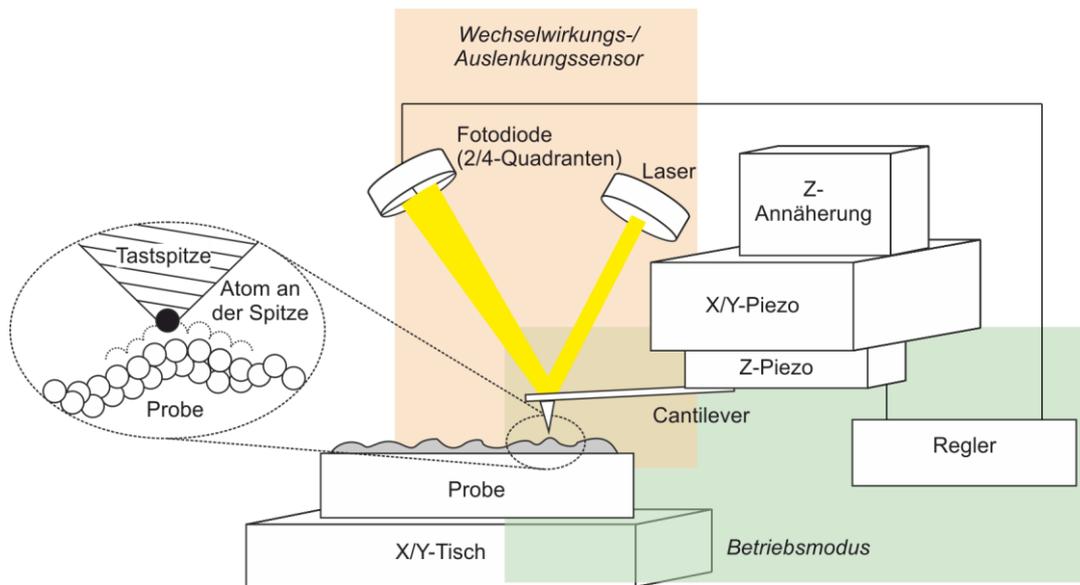


Bild 2.10: Funktionsweise und Elemente eines Rasterkraftmikroskops [40, 44].

- Erfassung der Probe-Spitze-Wechselwirkung mit Rastertunnelmikroskop (erste Bauweise des AFM [40]): ein Rastertunnelmikroskop misst an der Rückseite eines leitfähigen AFM-Cantilevers dessen Auslenkung. Obwohl diese Art des Wechselwirkungssensors hoch präzise ist, hat sie sich aufgrund mehrerer Nachteile (Positionierung des Rastertunnelmikroskops zum AFM-Cantilever, Bandbreite des Rastertunnelmikroskops, Drift und Reaktion des Rastertunnelmikroskops auf Verunreinigungen des Cantilevers) nicht durchgesetzt.
- Optisch-interferometrisch: mit einem faseroptischen Interferometer kann, unter Ausnutzung der Reflektion des Objektstrahls an der Rückseite des Cantilevers, die vertikale Auslenkung je nach Messprinzip und Wellenlängen-Zusammensetzung mit derselben Genauigkeit wie beim Weißlichtinterferometer (vgl. Abschnitt 2.2.2) detektiert werden.
- Optisch über Laser-Reflexion auf Fotodiode (vgl. Bild 2.10; Standard für heutige AFM): ein Laserstrahl wird von der Rückseite des Cantilevers auf eine 2- oder 4-Quadranten Fotodiode reflektiert. Die Intensitätsdifferenz der einzelnen Dioden, bezogen auf die Gesamtintensität, ist ein direktes Maß für die Auslenkung des Cantilevers. Wird statt einer 2-Quadranten Diode eine 4-Quadranten Diode verwendet, so kann neben der Biegung des Cantilevers auch die Verdrehung des Cantilevers gemessen werden. Dies ermöglicht die Lateralkraftmikroskopie zur hoch genau orts aufgelösten Ermittlung von Unterschieden in der Reibung zwischen Tastspitze und Messobjekt.
- Kapazitiv: die Veränderung der Kapazität des Kondensators, der sich zwischen der Rückseite des Cantilevers und einer festen Elektrode ausbildet, kann gemessen werden. Elektrische Störungen und lange Wege zwischen Sonde und Aus-

wertelektronik können jedoch durch die kapazitive Wirkung der Kabel das eigentliche Messsignal überlagern.

- Piezoresistiv: in den Cantilever kann bei dessen Herstellung ein piezoresistives Element eingebracht werden. Der Widerstand des Elements ändert sich in Abhängigkeit der Auslenkung des Biegebalkens. Diese Art des Wechselwirkungssensors ermöglicht eine kompakte Bauform sowie eine einfache Bedienung des Messgeräts, da im Fall eines Wechsels des Cantilevers der Laserstrahl nicht neu ausgerichtet werden muss.
- Piezoelektrisch: der piezoelektrische Effekt beschreibt einen wechselseitigen Zusammenhang zwischen Ladungstrennung und Deformation in bestimmten Materialien. Wird das AFM in einem dynamischen Modus betrieben (vgl. Abschnitt 2.3.3), so kann der Cantilever gleichzeitig zur Anregung und als Wechselwirkungssensor genutzt werden, was die mechanische Komplexität des Systems reduziert.

Ein Vergleich der unterschiedlichen Bauformen des Wechselwirkungssensors bezüglich ihrer Sensitivität kann in der Literatur gefunden werden [45]. Nachfolgend sollen die zwischen der Tastspitze des Cantilevers und der Probe auftretenden Kräfte genauer diskutiert werden, um dann die möglichen Betriebsmodi für Rasterkraftmikroskope (vgl. Abschnitt 2.3.3) zu erläutern.

2.3.2 Probe-Spitze Wechselwirkung

Die zwischen Tastspitze und Probenoberfläche wirkenden Kräfte, die durch den Wechselwirkungssensor erfasst werden, bilden die Grundlage des Rasterkraftmikroskops. Da sich alle wirkenden Kräfte zu einer resultierenden Kraft überlagern, ist ein grundlegendes Verständnis für mögliche wirkende Kräfte wichtig. Im Folgenden werden daher zunächst ein einfaches Modell für die zwischen Tastspitze und Probenoberfläche wirkenden Kräfte unter Berücksichtigung einer anziehenden und einer repulsiven Kraft vorgestellt und nachfolgend weitere Ursachen für eine Kraftwirkung erläutert.

Die Polarisierung zwischen Tastspitze und Probenoberfläche erzeugt bei deren Annäherung zunächst eine anziehende Kraft infolge der Wechselwirkung der induzierten Dipolmomente (Van der Waals Kraft). Für zwei unpolare Moleküle ergibt sich diese Kraft F_{vdW} in Abhängigkeit des Abstands z zu [45, 46]:

$$F_{vdW}(z) = -\frac{C_{vdW}}{z^7} \quad (2.4)$$

C_{vdW} ist dabei eine Konstante, in der unter anderem die Polarisierbarkeit, die dielektrische Konstante ϵ_0 und das Planck'sche Wirkungsquantum h berücksichtigt sind.

F_{vdW} ist für $z > 0$ immer negativ und wirkt somit anziehend. Für einen Tastspitzenradius von $r_{Tip} = 100\text{nm}$ können bei einem Abstand von $r = 1\text{nm}$ zur Probenoberfläche Kräfte im Bereich von 1 bis 20 nN auftreten. Bei weiterer Annäherung beginnen sich Elektronenhüllen zu überlappen, was in einer abstoßenden, repulsiven Kraft F_{repuls} resultiert [46]:

$$F_{repuls}(z) = \frac{C_{repuls}}{z^{13}} \quad (2.5)$$

C_{repuls} ist eine Konstante. Überlagert man Gleichung (2.4) und Gleichung (2.5), so ergibt sich das Lennard-Jones Potenzial F_{LJ} , welches qualitativ die zwischen Tastspitze und Probe wirkende Kraft beschreiben kann [46]:

$$F_{LJ}(z) = -\frac{C_{vdW}}{z^7} + \frac{C_{repuls}}{z^{13}} \quad (2.6)$$

Aus Gleichung (2.6) kann entnommen werden, dass für große Abstände z zunächst nahezu keine Kraft zwischen Tastspitze und Probe wirkt. Bei Annäherung der Sonde an die Probe wirkt zunächst eine anziehende Kraft, die bei weiterer Annäherung und sehr kleinen Abständen dann abstoßend wirkt. Ein qualitativer Verlauf der Van der Waals Kraft, der repulsiven Kraft und des Lennard-Jones Potentials in Abhängigkeit des Abstands z zwischen Tastspitze und Probe ist in Bild 2.11 gegeben. Neben der bereits beschriebenen Van der Waals Kraft und der repulsiven Kraft können weitere Kräfte zwischen Tastspitze und Probenoberfläche auftreten und das Messergebnis beeinflussen.

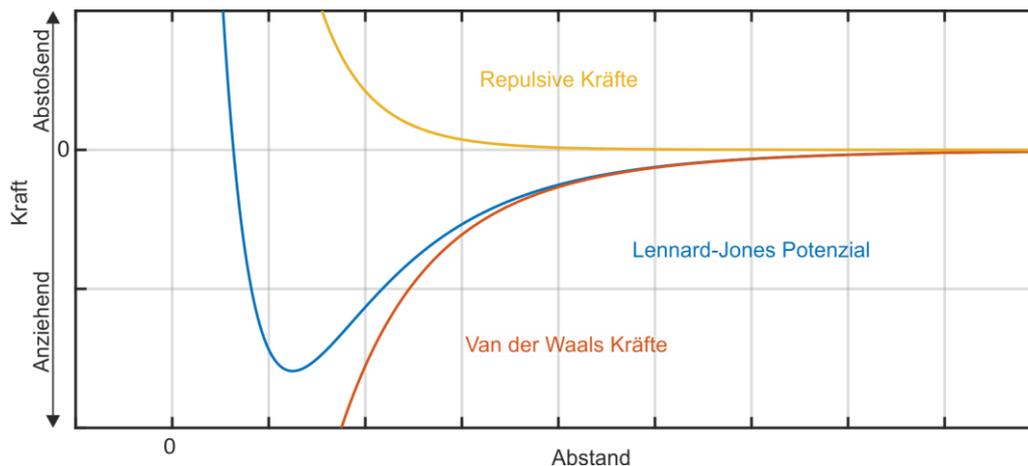


Bild 2.11: Qualitative Darstellung der zwischen Tastspitze und Probenoberfläche wirkenden Van der Waals Kraft, repulsiven Kraft sowie das Lennard-Jones Potenzial als Überlagerung von anziehenden und repulsiven Kräften [44, 46, 47].

Die Messung an einer fiktiven Oberfläche soll weitere mögliche Einflüsse illustrieren (vgl. Bild 2.12, [48]). Hierbei wird die Tastspitze nah an eine Oberfläche gebracht. Die infolge des Lennard-Jones Potentials wirkenden Kräfte im Nahbereich ermöglichen ein Folgen der Topografie (Bild 2.12, a), indem durch die Regelung des Abstands in z die wirkende Kraft konstant gehalten wird. Unterschiedliche Materialien können jedoch in unterschiedlichen Kraftwirkungen resultieren (Bild 2.12, b). Elektrostatische bzw. magnetische Kräfte können auftreten, wenn Probe und Tastspitze elektrisch leitfähig oder magnetisierbar sind und in einer Verschiebung des Kräftegleichgewichts resultieren (Bild 2.12, c). Dies sollte durch geeignete Maßnahmen verhindert werden. In der sogenannten Magnetkraftmikroskopie ist dieser Effekt jedoch explizit erwünscht und wird zur hoch orts aufgelösten Erfassung magnetischer Eigenschaften der Probe genutzt. Haftung und Reibung können beim Scannen der Probe eine Rolle spielen (Reibkraftmikroskopie, Bild 2.12, d). Elastische und plastische Deformationen treten zudem auf, wenn die Kraftwirkung der Spitze auf die Probe groß wird. Die plastische Verformung von Probe oder Tastspitze soll vermieden werden, da dies einer bleibenden Beschädigung entspricht (Bild 2.12, e). Rasterkraftmikroskope können ähnlich wie ein Tastschnittgerät im Kontaktmodus betrieben werden. In der Praxis haben sich jedoch weitere Betriebsmodi etabliert, die im folgenden Abschnitt vorgestellt werden.

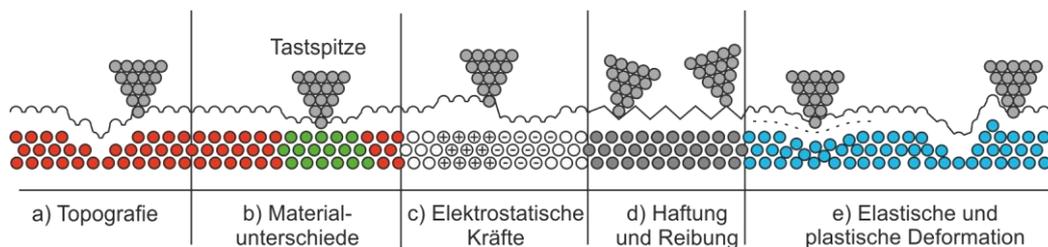


Bild 2.12: Auswirkung von Topografie, Materialunterschieden, elektrostatischen Kräften, Haftung und Reibung sowie elastischer und plastischer Deformation auf eine Rasterkraftmessung [48].

2.3.3 Betriebsmodi für Rasterkraftmikroskope

Rasterkraftmikroskope können in verschiedenen Betriebsmodi betrieben werden, wobei sich jeder Modus durch spezifische Vor- und Nachteile auszeichnet. Je nach Bauform des AFM, Controllertyp und verwendeter Sonde können bestimmte Modi genutzt werden. Die Betriebsmodi können in „Kontaktmodus“, „Nicht-Kontakt Modus“ und „Intermittierender Modus“ unterteilt werden (vgl. Bild 2.13 [45]). Kontaktmodus und Nicht-Kontakt Modus können statisch, entweder bei konstanter Höhe und variabler Auslenkung oder bei variabler Höhe und konstanter Auslenkung betrieben werden. Der Nicht-Kontakt Modus und der intermittierende Modus können dynamisch betrieben werden: hierfür wird der Cantilever mit einer Frequenz nahe dessen Resonanzfrequenz angeregt und zum Schwingen gebracht. Zum Messen werden dann

entweder Amplituden- oder Frequenzveränderungen detektiert, ähnlich dem Modus „Statisch-variable Auslenkung“, oder die Cantilever-Schwingung wird durch Nachregelung der z -Position bei einer konstanten Amplitude oder Frequenz gehalten [45]. Im Folgenden werden die Betriebsmodi genauer betrachtet.

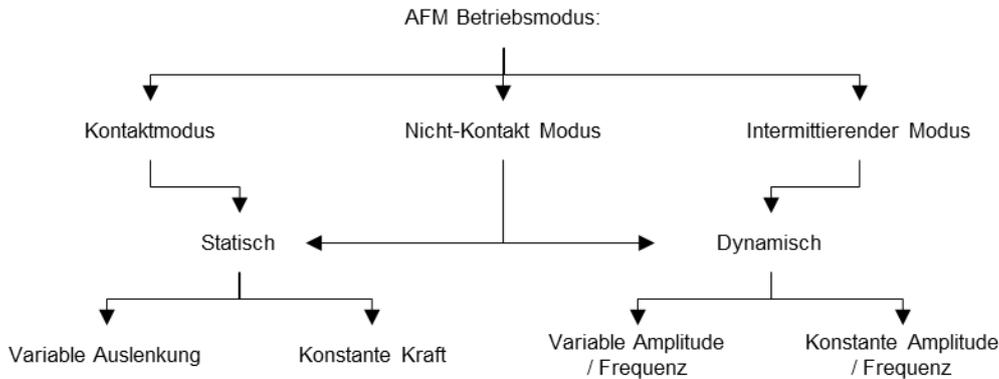


Bild 2.13: Übersicht über mögliche Betriebsmodi für Rasterkraftmikroskope [45].

Im statischen Betriebsmodus biegt sich der Cantilever infolge der zwischen Tastspitze und Probe wirkenden Kräfte, bis ein Kräftegleichgewicht erreicht ist. Die Auslenkung des Cantilevers ist – wenn dem Cantilever ein Feder-Masse-Dämpfer Modell zugrunde gelegt wird – in guter Näherung proportional zur wirkenden Kraft. Das Feder-Masse-Dämpfer-Modell für den Cantilever bildet daher die Ausgangssituation für die Analyse des statischen Betriebsmodus (vgl. Bild 2.14 [46]):

$$m_c \cdot \ddot{z}_c(t) = F(z_c) - d_c \dot{z}_c(t) - c_c (z_p - z_c(t)) \quad (2.7)$$

$z_c(t)$ ist die Auslenkung des Cantilevers bezogen auf dessen Null-Lage, m_c die effektive Masse des Cantilevers, c_c die Federsteifigkeit des Cantilevers und d_c die Dämpfung. Als Modell für die wirkende Kraft zwischen der Tastspitze des Cantilevers und der Probe $F(z_c)$ kann das Lennard-Jones Potenzial aus Gleichung (2.6) angenommen werden. Die Koordinate z_p beschreibt die Verschiebung des Cantilevers aus der Nulllage. Unter der Annahme des statischen Betriebsmodus (Geschwindigkeit des Cantilevers gleich Null, $\dot{z}_c(t) = 0$) finden sich mögliche Gleichgewichtslagen, wenn $\ddot{z}_c = 0$ gilt:

$$m_c \cdot \ddot{z}_c(t) = F_{LJ}(z_c) - c_c z_c(t) \quad (2.8)$$

$$0 = -\frac{C_{VdW}}{(z_c)^7} + \frac{C_{repuls}}{(z_c)^{13}} - c_c (z_p - z_c(t))$$

Grafisch entsprechen die Gleichgewichtslagen den Schnittpunkten des Lennard-Jones Potenzials mit der Federlinie (vgl. Bild 2.14). Es ergeben sich bei geeigneter

Wahl der Parameter drei mögliche Gleichgewichtslagen, e_1, e_2, e_3 , von denen e_1 und e_3 stabil sind. e_2 ist instabil.

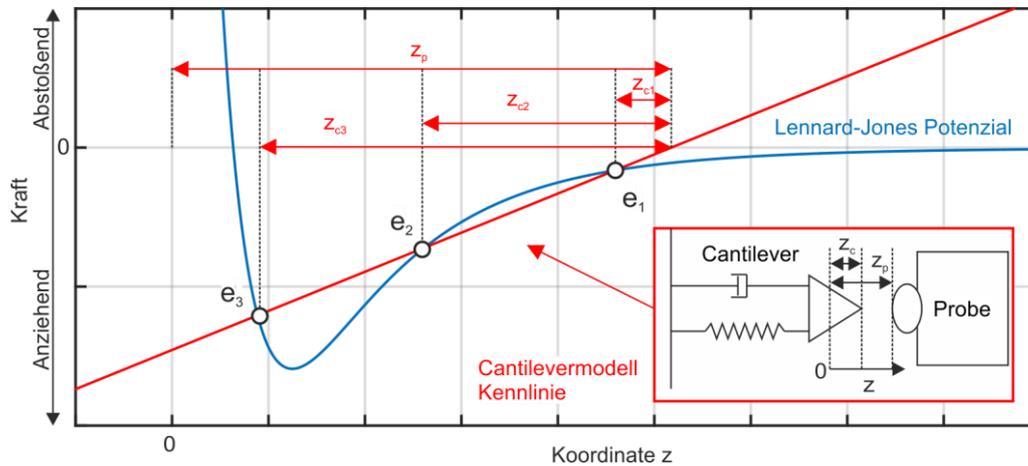


Bild 2.14: Gleichgewichtslagen für Cantilever im statischen Betriebsmodus in Abhängigkeit des Abstands zwischen Probe und Tastspitze [35].

Bei der Gleichgewichtslage e_1 befindet sich die Sonde knapp über der Probe im anziehenden Bereich der Kraft-Abstands Kurve, bei e_3 steht sie in dauerhaftem Kontakt mit der Oberfläche (abstoßender Bereich der Kraft-Abstands Kurve, vgl. Bild 2.16). Beide Arbeitspunkte haben Vor- und Nachteile: beim Kontaktmodus ist die Gefahr die Probe oder Sonde zu beschädigen größer; im berührungslosen Modus ist die Sonde sensibler, gleichzeitig ist es schwieriger in diesem Modus die Sonde stabil in einem Arbeitspunkt zu halten. Zum Scannen der Oberfläche kann die Sonde entweder durch Regelung in einem Arbeitspunkt gehalten werden (konstante Kraft), oder infolge der veränderten Krafteinwirkung um den Arbeitspunkt ausgelenkt werden (veränderliche Auslenkung).

Alternativ zum statischen Betriebsmodus kann die Sonde im dynamischen Modus ohne Kontakt arbeiten (vgl. Bild 2.16). Hierbei wird der Cantilever durch eine Anregung in den Zustand einer Schwingung mit kleiner Amplitude versetzt:

$$m_c \cdot \ddot{z}_c(t) = -d_c \dot{z}_c(t) - c_{c0} z_c(t) \quad (2.9)$$

Der Arbeitspunkt liegt dabei im Bereich anziehend wirkender Wechselwirkungskräfte. Näherungsweise kann angenommen werden, dass durch wirkende Kräfte die Federsteifigkeit c_c des Biegebalkens in Abhängigkeit der Annäherung z_p sowie der Auslenkung z_c verändert wird ($c_c = f(z_p, z_c)$ [45]). Daraus folgt näherungsweise für die Dynamik des Cantilevers:

$$m_c \cdot \ddot{z}_c(t) = -d_c \dot{z}_c(t) - c_c(z_p, z_c) z_c(t) \quad (2.10)$$

Die externe Kraftwirkung beeinflusst Schwingungseigenschaften des Cantilevers. Die Resonanzfrequenz wird verschoben, die maximale Verstärkung bei Resonanz wird verändert (vgl. Bild 2.15). Diese Wechselwirkungen können mit einer geeigneten Betriebselektronik gemessen werden. Grundsätzlich kann die Position der Sonde in z -Richtung so geregelt werden, dass die Schwingung auf konstanter Amplitude gehalten oder eine konstante Phasenlage eingeregelt wird. Alternativ wird die Sonde in z -Richtung durch den Piezo in konstanter Höhe gehalten. Änderungen von Amplitude und Phasenlage werden dann gemessen.

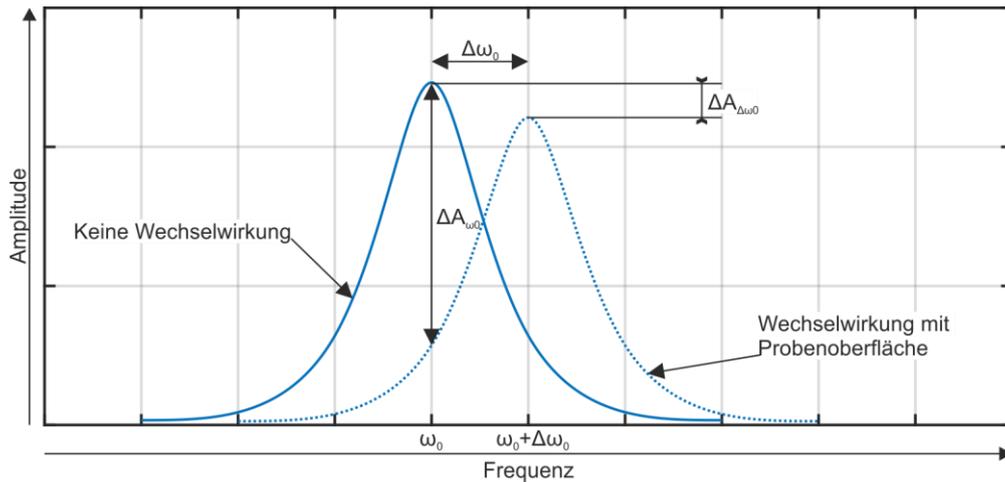


Bild 2.15: Verschiebung der Resonanzkurve durch Wechselwirkung der Sonde mit der Probe im dynamischen Modus mit und ohne Kontakt.

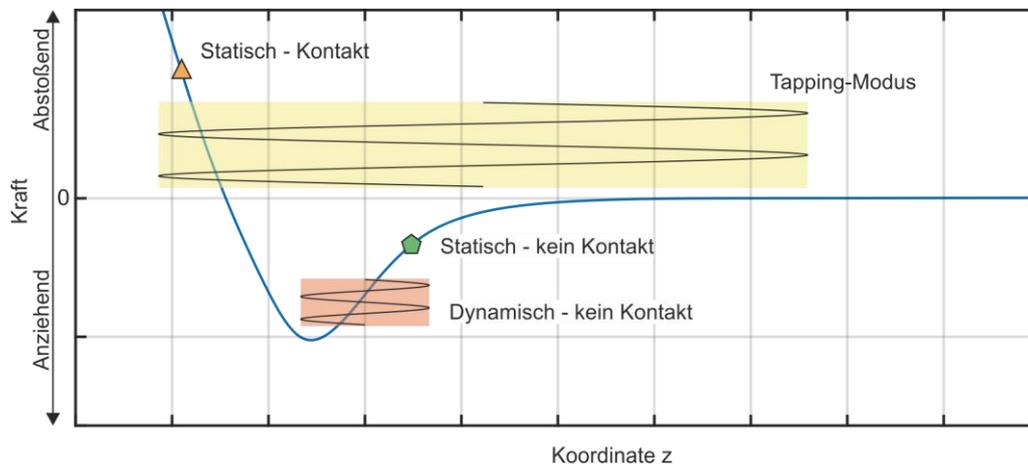


Bild 2.16: Betriebspunkte- und Modi für Rasterkraftmikroskope im Kraft-Abstandsdiagramm [32].

Ein weiterer Betriebsmodus ist der intermittierende oder klopfende Modus, also ein dynamischer Modus mit periodischem Probenkontakt (vgl. Bild 2.16): der Cantilever wird hierbei durch eine externe Anregung in den Zustand einer Schwingung mit großer Amplitude versetzt (bis zu mehreren μm), sodass die Tastnadel den Bereich der

attraktiven Kräfte durchläuft und im Bereich der repulsiven Kräfte umkehrt. Verglichen mit dem dynamischen Modus ohne Kontakt entstehen so größerer Kräfte zwischen Probe und Sonde, welche zu Beschädigungen führen können. Die wirkende Kraft fällt jedoch deutlich geringer als beim statischen Betriebsmodus mit Oberflächenkontakt aus. Zudem können Reibungskräfte vernachlässigt werden. Die in Abschnitt 2.4 vorgestellte Akiyama-Sonde arbeitet im intermittierenden Modus.

2.3.4 Zusammenfassung:

Rasterkraftmikroskope haben das Potenzial klassische Messverfahren der Rauheitsmesstechnik zu ergänzen: speziell bezüglich der lateralen Auflösung können Rasterkraftmikroskope viele Verfahren übertreffen [41, 49]. Zudem können sich AFM-Sonden besser für das Messen auf weichen Materialien wie Aluminium oder Gold eignen, ebenso wie für biologische oder medizinische Proben [48]. Bezüglich des lateralen Messbereichs besteht für Rasterkraftmikroskope Handlungsbedarf, um Messstrecken nach Norm abdecken zu können [50], ebenso wie im Bereich des Verständnisses der Interaktion von Tastspitze und Probe, um bspw. materialabhängige Einflüsse korrigieren zu können [41] oder auch bezüglich der möglichen Vorschubgeschwindigkeit [51]. Ebenfalls ist das Durchführen von Messungen mit AFMs deutlich aufwändiger als bspw. mit Tastschnittgeräten oder optischen Topografiemessgeräten.

2.4 Die Akiyama-Sonde

Die Akiyama-Sonde ist eine spezielle Bauform eines Quarzkristall-Oszillators (*Quartz Tuning Fork*, QTF) zur Anwendung in einem AFM. Die Sonde wird im intermittierenden Modus betrieben. Sie ist nach ihrem Entwickler benannt und seit 2005 kommerziell erhältlich. Sie weist das Potential auf, Oberflächen vertikal mit einer Genauigkeit von unter 0,1 nm zu erfassen. Durch den Tastspitzenradius <15 nm bei einer Tastspitzenhöhe von ~ 28 μm ist eine laterale Auflösung möglich, die Größenordnungen unter der kommerzieller Tastschnittgeräte liegt. Zudem wird die Akiyama-Sonde sensorlos im Frequenz-Modulations-Verfahren betrieben, was einen sehr einfachen und kostengünstigen Messgeräteaufbau ermöglicht. Zunächst wird auf den Einsatz von QTF in AFM eingegangen.

2.4.1 QTF in AFM

Die Eignung von Schwingquarzen zur elektrischen Frequenzstabilisierung wurde 1924 erstmals beschrieben [52]. Seitdem haben Quarzkristalle aufgrund ihrer Stabilität, Genauigkeit und geringen Leistungsaufnahme mechanische Frequenzgeber, bspw. in Uhren, fast komplett verdrängt [53]. QTF sind elektromechanische Bauteile, die über den piezoelektrischen Effekt eine elektrische Anregung in eine mechanische

Bewegung umwandeln. Durch die Bauweise der QTF – i.d.R. ähnlich einer Stimmgabel mit zwei Zinken – entsteht ein mechanischer Resonator, dessen Resonanzfrequenz durch die Geometrie bestimmt ist. Der piezoelektrische Effekt wandelt eine an die QTF angelegte Spannung in eine mechanische Verschiebung und erzeugt eine elektrische Ladung infolge mechanischer Deformation [53]. Der Einsatz von Quarzkristallen reicht dabei über die Funktion als Frequenzgeber hinaus: Schwingquarze können als Mikrowaagen [54] eingesetzt werden. Änderungen der Resonanzeigenschaften des Quarzes infolge von Adsorptionsvorgängen ermöglichen den Schluss auf die Masse des von der Oberfläche adsorbierten Materials [55]. Weiter kann der Einfluss von Temperatur auf die Resonanzeigenschaften zur Realisierung von Temperatursensoren mit QTF genutzt werden [56].

In Form des „QPlus AFM“ [57] werden QTF als Wechselwirkungssensor in AFM eingesetzt (vgl. Bild 2.17). Hierbei wird, je nach Bauweise, eine Tastnadel an einen Zinken der QTF geklebt, der andere Zinken wird fest eingespannt. Durch die Veränderungen an der QTF fällt deren Resonanzfrequenz von ursprünglich $f_0 \approx 32768 \text{ Hz}$ auf $f_{\text{neu}} \approx 26000 \text{ Hz}$. Durch eine Betriebselektronik wird die QTF mit der Resonanzfrequenz angeregt. Durch Kraftwirkung zwischen der Probe und der Tastnadel verändert sich die Resonanzfrequenz der QPlus-Sonde um Δf . Durch Anpassen der Anregungsfrequenz an die neue Resonanzfrequenz $f_{\text{neu}} = f_0 + \Delta f$ kann auf die Wechselwirkung mit der Probe und somit auf die wirkende Kraft oder die Topografie geschlossen werden [57–59]. Neben der QPlus-Bauweise existieren noch weitere Formen von QTF-AFM-Sonden [60, 61]. Eine dieser weiteren Bauformen ist die kommerziell erhältliche *Akiyama Sonde* (vgl. Bild 2.18). Vorteil des Einsatzes von QTF-AFM-Sonden ist die Tatsache, dass der Wechselwirkungssensor (vgl. Abschnitt 2.3.1) bereits in der Sonde integriert ist und somit weniger Komponenten zum Aufbau des AFM benötigt werden. Auch die Einrichtung der Sonde zum Messen kann so vereinfacht werden, da eine Neueinstellung des Wechselwirkungssensors nach einem Wechsel der Sonde nicht notwendig ist. Nachteilig ist die Tatsache, dass QTF-Sonden nur im dynamischen Modus betrieben werden können.

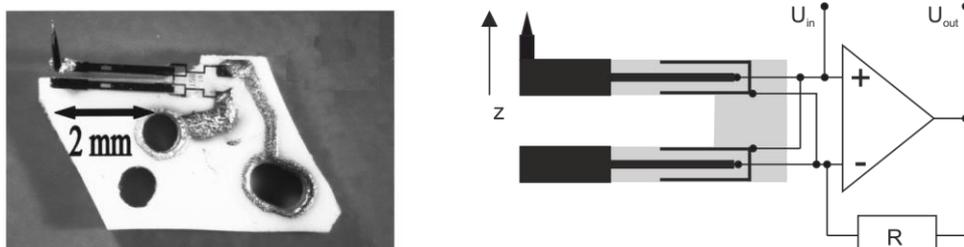


Bild 2.17: Abbildung eines QPlus-Sensors (links) aus [59], sowie elektrisches Funktionsprinzip des QPlus-Sensors (rechts, [59, 62]).

2.4.2 Funktionsweise und Eigenschaften der Akiyama-Sonde

Die Akiyama Sonde (*Akiyama Probe*, A-Probe) ist eine Bauform des QTF-AFM-Sensors. Die kommerziell erhältliche Sonde ist dabei die Weiterentwicklung eines früheren, ähnlichen Designs [63–65]. Im Gegensatz zur QPlus-Bauweise behält die A-Probe ihre Symmetrie bei, was zu höheren Gütefaktoren in der Schwingung führt. Die A-Probe besteht aus einer Quarz-Stimmgabel, auf der eine u-förmige Siliziumstruktur mit dem Cantilever aufgeklebt ist (vgl. Bild 2.18). Die Länge der Stimmgabel beträgt ca. 3 mm. Die Länge der Zinken beträgt 2,4 mm, die Breite und Tiefe 220 μm und 130 μm . Die Siliziumstruktur, welche die Tastspitze trägt, weist eine Länge von 310 μm , eine Breite von ca. 90 μm und eine Tiefe von ca. 4 μm auf. Am Ende der Struktur befindet sich die Tastspitze mit einer Höhe von ca. 15 μm . Der Tastspitzenradius ist mit kleiner 15 nm spezifiziert. Die Federkonstante des Cantilevers kann zu 3,5 N/m abgeschätzt werden. Durch das Aufkleben des Cantilevers wird die ursprüngliche Resonanzfrequenz der Quarz-Stimmgabel von 32,768 kHz auf einen Wert in der Größenordnung 40-50 kHz erhöht [66].

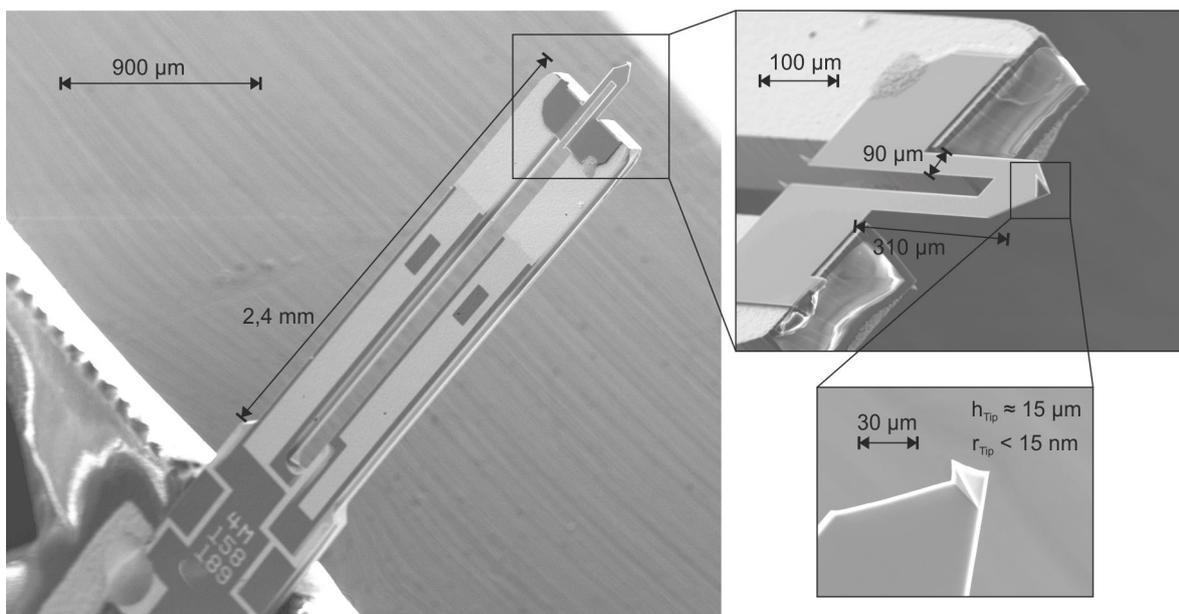


Bild 2.18: REM-Aufnahme der Akiyama-Sonde mit Abmessungen; Ansicht der gesamten Stimmgabel mit Siliziumstruktur (links); Siliziumstruktur im Detail (rechts oben); Tastspitze im Detail (rechts unten) .

Das Funktionsprinzip der Sonde ist dabei wie folgt: durch Anlegen einer elektrischen Spannung werden die Arme der Stimmgabel (Zinken) in der XY-Ebene ausgelenkt. Eine periodische elektrische Anregung der QTF lässt die Stimmgabel mechanisch oszillieren. Die auf die QTF aufgebrachte Siliziumstruktur übersetzt die in der Ebene stattfindende Bewegung in eine Vertikalbewegung, orthogonal zur Stimmgabelschwingungsebene (vgl. Bild 2.19). Die Amplitude der Cantilever-Schwingung ist dabei gekoppelt mit der Amplitude der Stimmgabelschwingung. Es besteht ein direkter

Zusammenhang mit der Amplitude der anregenden elektrischen Spannung. Als Anregungsfrequenz der A-Probe wird üblicherweise eine Frequenz nahe der ersten mechanischen Resonanzfrequenz des Systems gewählt. Infolge von Wechselwirkungen mit der Probe verändert sich die Amplitude und Resonanzfrequenz f_0 der Akiyama-Sonde um Δf (vgl. Bild 2.20).

Aufgabe der Betriebselektronik ist das Nachregeln der Anregungsfrequenz: die Sonde kann also im Frequenzmodulationsmodus (FM) oder Amplitudenmodulationsmodus (AM) betrieben werden. Da der Messbereich der Sonde mit der mechanischen Schwingungsamplitude zusammenhängt, die auftretende Frequenzverschiebung infolge der Wechselwirkung mit der Oberfläche jedoch unabhängig von der Amplitude ist, lassen sich die Sensitivität bzw. der Messbereich der Sonde an die Messaufgabe anpassen. Der vorgesehene Betriebsmodus für die A-Probe ist der intermittierende Modus, also der periodische Kontakt mit der Probenoberfläche. In Versuchen wurden mechanische Schwingungsamplituden für verschiedene Sonden im Bereich von bis zu $6 \mu\text{m}$, je nach Amplitude der anregenden Spannung, ermittelt. Gleichzeitig ist die Frequenzverschiebung abhängig von äußeren Einflussfaktoren wie Temperatur oder Luftfeuchtigkeit [67]. Untersuchungen zeigen, dass die auftretende Verschiebung der Resonanzfrequenz bei zunehmendem Kontakt mit der Probe annähernd linear ist [66]. Diese Eigenschaft lässt sich ausnutzen, um die Sonde im Ausschlagverfahren um einen Arbeitspunkt zu betreiben. Dies hätte zur Folge, dass auf die Regelung eines konstanten Abstands zwischen Sonde und Probe verzichtet werden könnte. Einsatzgebiete für die Akiyama Sonde sind, neben der Nutzung für AFM-Messungen, das Messen der Mikrotopografie in schwer zugänglichen Bohrungen, das parallele Messen mit mehreren Sonden, das Messen von lichtempfindlichen Proben [68] sowie die Nutzung der Sonde zur hochgenauen Positionsmessung [69].

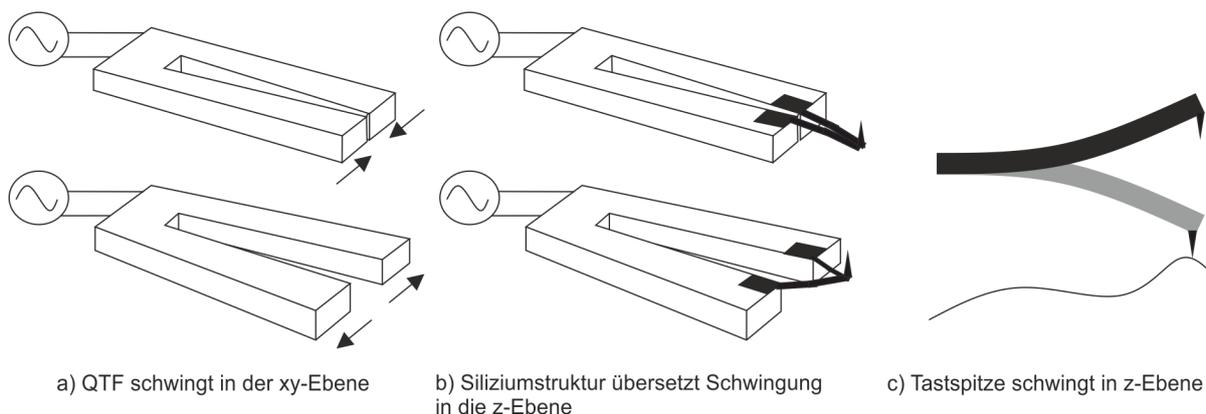


Bild 2.19: Darstellung des Prinzips der sensorlosen Auslenkungsmessung. Die mechanische Oszillation der Stimmgabel wird durch die aufgebrachte Siliziumstruktur in die Z-Ebene transformiert.

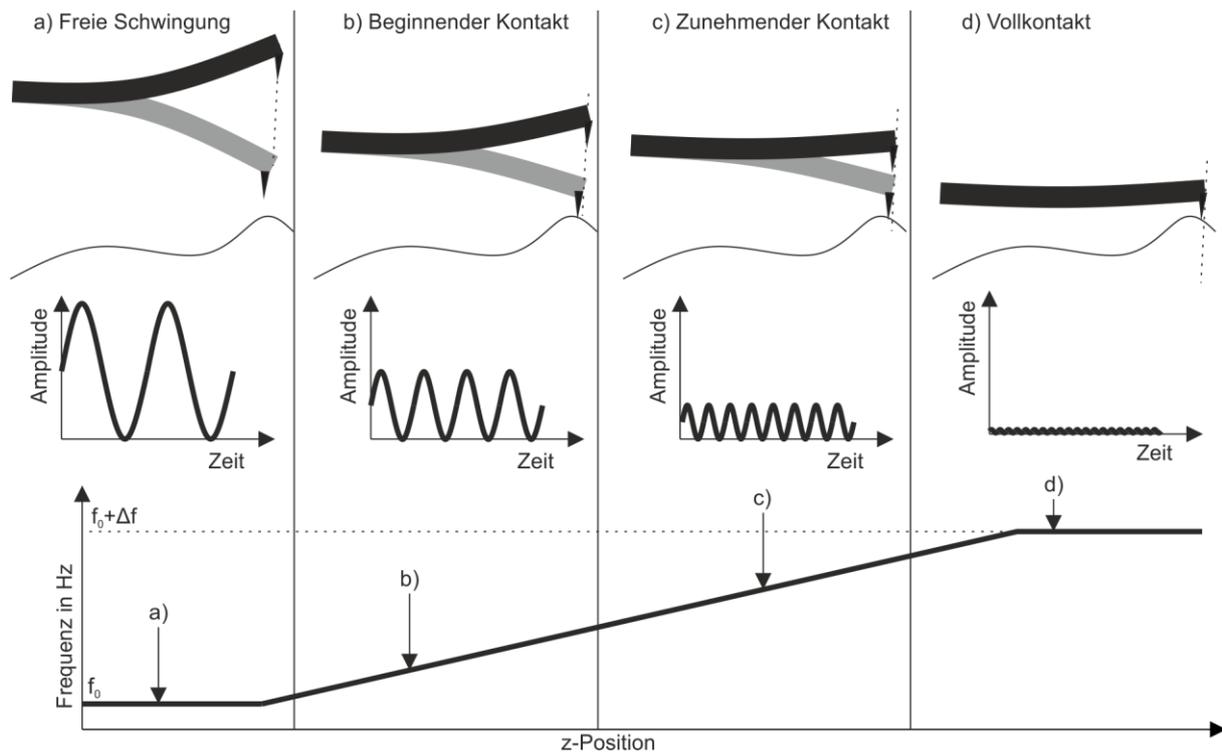


Bild 2.20: Qualitative Sensorkennlinie der Akiyama-Sonde. Ohne Probenkontakt schwingt die Sonde bei Resonanzfrequenz f_0 (a). Mit zunehmendem Kontakt verringert sich die Amplitude, gleichzeitig steigt die Frequenz ((b) und (c)). Bei Vollkontakt kann keine mechanische Schwingung mehr beobachtet werden (d), die Verschiebung der Resonanzfrequenz beträgt $f_0 + \Delta f$ und kann messtechnisch erfasst werden.

2.4.3 Betriebselektronik der Akiyama-Sonde

Die Akiyama Sonde wird als Wechselwirkungssensor im Frequenzmodulationsverfahren (FM-Modus) betrieben. Aufgabe der Betriebselektronik ist das Anregen der Sonde mit der Resonanzfrequenz und gleichzeitiges Messen der Anregungsfrequenz. Die zum Betrieb notwendige Elektrik/Elektronik setzt sich aus drei funktionalen Elementen zusammen (vgl. Bild 2.21):

- die Vorverstärker- und Wandler-Schaltung, in welche die eigentliche Sonde eingebaut wird,
- die Elektronik zur Selbstanregung bei Resonanzfrequenz,
- die Schaltung zum Messen der Frequenz. Dies kann z.B. eine PLL sein [66].

Mögliche Ansätze zur Realisierung der Betriebselektronik finden sich in der Literatur [70–73]. Alternativ ist ein *Tuning Fork Sensor Controller* kommerziell erhältlich [74]. Eine detaillierte Beschreibung der Funktion des *Tuning Fork Sensor Controllers* findet sich in Kapitel 4.1.

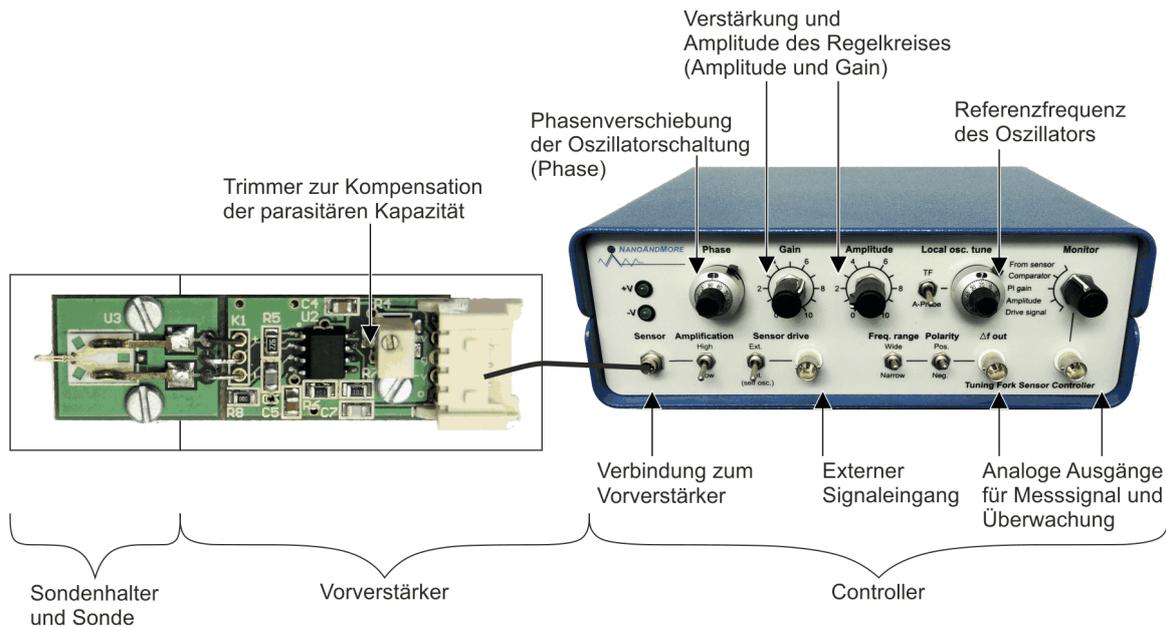


Bild 2.21: Betriebselektronik der Akiyama-Sonde, bestehend aus Controller und Vorverstärkerschaltung.

2.4.4 Zusammenfassung

Die Akiyama-Sonde ist eine sensorlos arbeitende Rasterkraftsonde, deren Eignung in der Literatur neben typischen AFM-Messaufgaben [66] unter anderem zum Messen langer Strecken und zur Charakterisierung von Freiformen [75] sowie als Drehgeber zum hochpräzisen Messen der Rotation [76] beschrieben ist. Auch ihre Eignung für die industrielle Anwendung wurde diskutiert [77].

2.5 Möglichkeiten zur Realisierung der Betriebselektronik eines AFM-Wechselwirkungssensors

Im vorausgegangenen Abschnitt wurde der *Tuning Fork Sensor Controller* als Betriebselektronik für die Akiyama-Sonde vorgestellt. Im Rahmen dieser Arbeit soll eine Neuentwicklung der Betriebselektronik erfolgen, weswegen sich grundlegend die Frage stellt, wie diese technisch realisiert werden soll. Analoge, digitale, sowie softwarebasierte Lösungsansätze stehen zur Auswahl und sollen nachfolgend zunächst diskutiert werden.

2.5.1 Übersicht über Lösungen zur Realisierung der Betriebselektronik

Die Betriebselektronik ist eine zentrale Komponente von Messgeräten. Grundsätzlich kann zwischen analogen und digitalen Systemen unterschieden werden, wobei diese individuelle Vor- und Nachteile haben können [78]. Analoge Systeme arbeiten i.d.R. zeit- und wertekontinuierlich, können somit häufig schneller und genauer arbeiten.

Digitale Systeme sind häufig zeit- und wertediskret, arbeiten also in einem festen Takt, und mit einer häufig festen Wortbreite. Digitale Systeme können wiederum in „klassische“ digitale Schaltungen bzw. anwendungsspezifische integrierte Schaltungen (*application specific integrated circuits*, ASICs) auf der einen Seite, sowie Mikroprozessoren auf der anderen Seite unterteilt werden. ASICs haben dabei das Potenzial zeitkontinuierlich zu arbeiten und müssen keinem Takt unterliegen. Zudem arbeiten ASICs bei richtigem Entwurf parallel und können somit eine Vielzahl von Operationen zeitgleich bearbeiten. Mikroprozessoren können eine Vielzahl von Funktionen in einer Einheit bündeln, arbeiten Befehle jedoch sequenziell ab. Ein weiteres Unterscheidungsmerkmal zwischen beiden Typen ist zudem der Entwurfsaufwand und die Entwurfskosten, sowie die (Re-)Konfigurierbarkeit: der Entwurf von ASICs ist häufig aufwändig. In Betrieb lässt sich die Konfiguration nicht mehr ändern, was speziell in der Entwicklungsphase, wenn häufige Änderungen notwendig sind, kritisch ist. Mikroprozessoren hingegen sind häufig günstige Standard-Bauteile. Da Mikroprozessoren durch Programmcode (Software) konfiguriert werden, sind Änderungen in der Entwicklungsphase einfach zu realisieren. Programmierbare Logikbausteine (*Programmable Logic Devices*, PLD) bzw. *Field Programmable Gate Arrays* (FPGAs) sind als durch Software konfigurierbare Logikbausteine zwischen ASICs und Mikroprozessoren einzugliedern: sie können zeitkontinuierlich und hoch parallelisiert arbeiten, und sind gleichzeitig rekonfigurierbar. Welcher Lösungsansatz zur Realisierung einer Betriebselektronik gewählt wird, hängt unter anderem von den folgenden Faktoren ab [79] [80]:

- Entwicklungsaufwand und Kosten: Welcher Aufwand darf für die Entwicklung betrieben werden? Handelt es sich um eine Einzelentwicklung, oder um eine Lösung für ein Massenprodukt?
- Vorhandenes Vorwissen: Existieren Vorhandene Bibliotheken, vorhandene Tools, vorhandener Code?
- Zykluszeit bzw. Anforderungen an Taktrate: Wie schnell müssen Befehle bzw. ein Algorithmus ausgeführt werden? Ist Echtzeit gefordert?
- Komplexität der Gesamtlösung (Hard-/Software): Wie sieht die Gesamtlösung aus? Kann auf existierende Teillösungen aufgebaut werden?
- Schnittstellenanforderungen: Welche mechanischen und elektrischen Schnittstellen stehen zur Verfügung? Welche Schnittstellen müssen genutzt werden?
- Zuverlässigkeit und Verfügbarkeit: Ist das System sicherheitskritisch?

Nachfolgend sollen die grundlegenden Lösungsarten „Analoge Schaltungen“, „Logische Schaltungen“, „Mikrorechner“ und „FPGAs“ vorgestellt und diskutiert werden.

2.5.2 Analoge Schaltungen

Mittels aktiver oder passiver elektrischer Bauelemente können verschiedene Funktionen realisiert werden, beispielsweise analoge Addierer oder Subtrahierer zum Verrechnen von Spannungen. Für den Fall, dass mit reinen analogen Größen gearbeitet werden soll, wird weder ein Analog-Digital- (AD), ein Digital-Analog- (DA) Umsetzer, noch ein Digitalrechner benötigt [81]. Anwendungsbeispiele für analoge Schaltungen sind typischerweise (analoge) Filter oder Verstärker (beispielsweise für den Einsatz in der Audiotechnik), Sensoren, welche die Schnittstelle zwischen physikalischen Größen und elektrischen Signalen bilden, oder auch Wandler für die Umsetzung von analogen zu digitalen Signalen und umgekehrt (AD/DA-Wandler). Zur Realisierung analoger Schaltungen kann auf einzelne, einfache aktive oder passive Komponenten (bspw. Widerstände, Operationsverstärker) oder komplexe integrierte Bauteile, die eine bestimmte Funktion abbilden (bspw. PLL zur Frequenzmessung) zurückgegriffen werden. Für große Stückzahlen, oder wenn Kosten eine untergeordnete Rolle spielen, besteht zudem die Möglichkeit, anwendungsspezifische analoge integrierte Schaltungen zu fertigen. Analoge Schaltungen arbeiten schnell und kontinuierlich (theoretisch beliebig hohe Auflösung) und können zudem rauscharm sein. Nachteile, verglichen mit digitalen Funktionsgegenständen, sind die entstehende hohe Komplexität zur Realisierung komplexer Funktionen, die hohen Bauteilkosten, der hohe Entwicklungsaufwand für bestimmte Lösungen, sowie die mangelnde Konfigurierbarkeit. Analoge Schaltungen können für sehr kleine Stückzahlen (Einzelprodukte) oder bei Massenprodukten wirtschaftlich eingesetzt werden. Durch digitale Schaltungen, sowie immer schneller werdende Mikroprozessoren in Verbindung mit Software, können viele analoge Schaltungen ersetzt werden.

Um die Akiyama-Sonde bei Resonanzfrequenz (40-50 kHz) zu betreiben, ist eine analoge Oszillatorschaltung geeignet, wie sie auch im *Tuning Fork Sensor Controller* zu finden ist. Gleichzeitig sind analoge Schaltungen schlecht änderbar, was vor allem in der Entwicklungsphase, sowie im späteren Betrieb von Nachteil ist, wenn die Schaltung bspw. an andere Sonden angepasst werden muss.

2.5.3 Logische Schaltungen/ Digitale Schaltungen / ASICs

Digitale Schaltungen bestehen aus Bauteilen, deren Zustand zwischen zwei Spannungsniveaus liegt die einer logischen „0“ und einer logischen „1“ entsprechen, und mit welchen die mathematischen Operatoren UND, ODER sowie NICHT realisiert werden können. Alternativ können aus den beiden logischen Gattern NICHTUND (NAND) und NICHTODER (NOR) die drei Grundoperatoren UND, ODER und NICHT abgeleitet werden, und somit nur zwei Typen von Gattern zur Realisierung von Logikfunktionen verwendet werden. Mit Hilfe dieser elementaren Operatoren lassen sich weitere Grundfunktionen bilden, mit welchen schlussendlich beliebige mathematische

Funktionen (beispielsweise digitale Addierer) realisiert werden können [82]. Digitale Schaltungen können unter anderem zur sehr schnellen digitalen Signalverarbeitung angewendet werden (abhängig von der Gatterlaufzeit), bspw. in Form von digitalen Filtern. Zudem bilden digitale Schaltungen die Grundbausteine von Mikroprozessoren. Funktionsspeicher oder ASICs (Application Specific Integrated Circuits) integrieren komplette Schaltungen für Funktionen in einen Baustein und sind anwendungsspezifisch bzw. anwendungsadaptiert. Zu den Vorteilen von ASICs gehören der geringere Energiebedarf, sowie die hohe Zuverlässigkeit. Die Fertigungsvorbereitung für derartige Bauteile ist jedoch aufwändig und kostenintensiv. ASICs werden i.d.R. mittels Fotolithographie hergestellt. Die dafür benötigten Masken führen zu hohen Fixkosten bei der Herstellung. ASICs sind folglich nur für große Stückzahlen rentabel [82].

Speziell ASICs sind aufgrund der entstehenden Kosten keine mögliche Lösung für die Neuentwicklung des Wechselwirkungssensors der Akiyama-Sonde, da dieser zunächst als Einzelentwicklung bzw. Prototyp gedacht ist.

2.5.4 Mikrorechner

Unter einem Mikrorechner wird ein anwendungsspezifisches, durch Software programmierbares System verstanden, welches i.d.R. in eingebetteten Systemen (Datenverarbeitungssysteme im technischen Umfeld) eingesetzt wird. Ein Mikrorechner umfasst einen Mikroprozessor (Central Processing Unit, CPU) und den Daten- und Programmspeicher. Diese sind über einen Systembus miteinander verbunden. Zudem umfasst ein Mikrorechner i.d.R. weitere Systembausteine (beispielsweise Takt-/Zeitgeber, Interrupt-Controller oder Bausteine zur Erweiterung des Prozessorkerns für spezielle Berechnungen wie Fließkomma-Operationen) und Schnittstellen zur Peripherie [80]. Mikrorechner/Mikrocontroller zeichnen sich durch den Einsatz von eingebetteter Software aus, die eine dedizierte Aufgabe in einem Gesamtsystem einnimmt, zyklisch arbeitet, speziell auf die verwendete Hardware optimiert wurde und i.d.R. Echtzeitanforderungen genügen muss. Zudem muss die Software mit begrenzten Hardwareressourcen auskommen, hohe Verfügbarkeit aufweisen und zuverlässig laufen. Dem gegenüber steht die „klassische“ Software, welche reaktiv ausgelegt ist [83]. Mikrorechner für technische Aufgaben sind, da ihre Funktion durch den im Speicher abgelegten Code bestimmt wird, flexibel. Änderungen an einem System in der Entwicklung oder im Einsatz können so ohne Änderungen an der Hardware durchgeführt werden. Vergleicht man die Rechenleistung von Mikrorechnern mit ASIC, so geht diese Flexibilität zu Lasten der Performance, da der Rechner eine Liste von Anweisungen abarbeitet, welche gelesen, interpretiert und dann ausgeführt werden. Der so entstehende Overhead, verglichen mit ASIC, verlangsamt Operationen [84].

Die Akiyama-Sonde wird um ihre Resonanzfrequenz (40-50 kHz) betrieben. Wenn davon ausgegangen wird, dass ein digitales System zehn Werte pro Schwingung verarbeiten soll, dann folgt daraus, dass ein Programm zur Berechnung neuer Werte mit einer Taktrate von 400-500 kHz, oder einer Zykluszeit von ca. 2µs arbeiten muss. Daher sind Mikrorechner aufgrund deren Overhead als Lösung nicht geeignet.

2.5.5 FPGA

Bei FPGAs (*Field Programmable Gate Arrays*) handelt es sich um Integrierte Schaltkreise (*integrated circuits*, ICs) die in großer Stückzahl hergestellt werden und ihre Funktion durch frei programmierbare Verbindungen zwischen einzelnen Logikzellen erhalten. Somit lassen sich ähnliche Funktionen wie mit ASICs realisieren, ohne jedoch hohe Kosten für die Fertigungsvorbereitung zu verursachen. Im Kern bestehen FPGA aus konfigurierbaren Logikzellen (*Configurable Logic Blocks*, CLBs), in Hardware realisierten Funktionsbausteinen (bspw. Multiplizierer oder Speicher), Taktgebern (Clocks, CLKs), sowie Eingangs- und Ausgangsports (I/Os) (Bild 2.22, a). Zwischen den einzelnen Elementen existieren konfigurierbare Verbindungen [79]. Die N Logikzellen auf dem FPGA bestehen aus K Eingängen und einer Funktionstabelle (Look-up-Tabelle, LUT), in welcher in 2^K Einträgen das Eingangs-Ausgangs-Verhalten des CLB mittels Konfiguration beschrieben werden kann (Bild 2.22, b). Mehrere Logikzellen werden zu einer Basiszelle zusammengefasst. Die Anzahl der Logikzellen N pro Basiszelle, sowie die Anzahl der Eingänge K pro Logikzellen variiert je nach Hersteller und Architektur (Bspw. N = 3...10, K = 4...6). Die einzelnen Logikzellen sind über ein konfigurierbares Netz an Verbindungsleitungen miteinander verknüpft [82] (Bild 2.22, c+d). Die Kombination von konfigurierbaren Logikzellen sowie konfigurierbare Verbindungsleitungen ermöglichen das Realisieren von ASIC-ähnlichen Funktionalitäten. Die Konfiguration von FPGAs kann mit in VHDL geschriebenen Code automatisiert geschehen.

Die *Very (High Speed Integrated Circuit) Hardware Description Language* (VHDL) ist eine Hardwarebeschreibungssprache und dient der rechnergestützten, textuellen Beschreibung, Entwicklung (Synthese) und Simulation komplexer Schaltungen. Der allgemeine Elektronikentwurf kann aus drei Sichtweisen betrachtet werden, für welche verschiedene Abstraktionsebenen bestehen: Die Geometriesichtweise befasst sich mit der physikalischen Realisierung des zu entwickelnden Systems auf unterschiedlichen Ebenen und ist für FPGA irrelevant, da hier die physikalische Realisierung vorgegeben (=Randbedingung) ist. Die Verhaltenssichtweise beschreibt das gewünschte Verhalten auf verschiedenen Abstraktionsebenen, mit der Systemspezifikation als höchste Ebene. Die Struktursichtweise beschreibt die Realisierung des Verhaltens auf verschiedenen Ebenen. So werden Boolesche Gleichungen aus Verhaltenssicht durch Gatter, Flip-Flops und Leitungen aus struktureller Sicht realisiert [82].

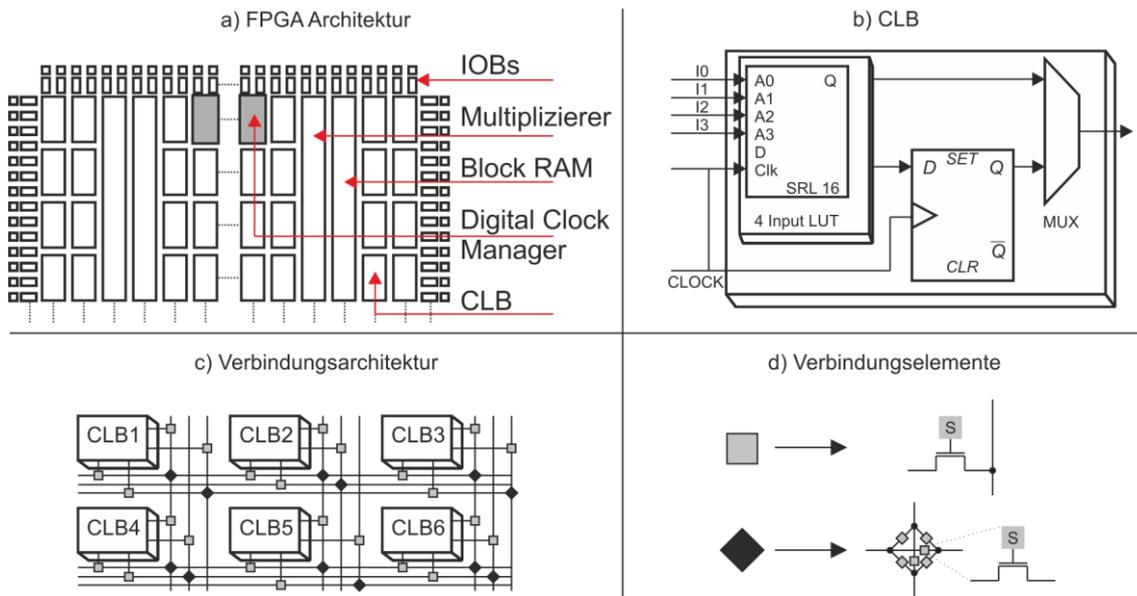


Bild 2.22: Aufbau und Architektur eines FPGA am Beispiel des Spartan-3E von Xilinx nach [79] und [82].

Ein VHDL Dokument enthält eine Schnittstellenbeschreibung sowie die Beschreibung der Funktionalität (Architektur) in textueller Form. Dieses kann in sogenannten Syntheseschritten zwischen den Abstraktionsebenen transformiert werden. Synthese bedeutet die Übersetzung einer Systembeschreibung von einer ausgehenden Abstraktionsebene zu einer tieferen. High-Level-Synthese bildet den ersten Schritt. Dabei wird die Beschreibung in der algorithmischen Ebene zur Register-Transfer-Ebene (RT-Ebene) übersetzt. Der Vorgang ist technologie- und implementierungsunabhängig. Die Logik-Synthese übernimmt die Übersetzung auf Gatterebene (RTL-Synthese). Der Schritt der Logikoptimierung befasst sich mit dem Umformen der technologieunabhängigen Realisierung, sodass diese auf dem Zielsystem optimal (gemäß der Beschreibung und den Randbedingungen) umgesetzt wird. Optimierungsziele können dabei das Erreichen einer minimalen Verzögerung oder eines minimalen Ressourcenbedarfs, bezogen auf die Anzahl der benötigten Gatter, sein [82]. In der Handhabung unterscheidet sich VHDL deutlich von „klassischen“ Programmiersprachen wie C/C++ oder Java. VHDL erfordert ein grundsätzliches Umdenken, da einzelne Entitäten in VHDL grundsätzlich parallel, und nicht sequenziell abgearbeitet werden.

Vorteile von FPGAs gegenüber ASICs sind, dass sich für den Entwicklungsprozess kürzere Implementierungs- und Test-Zyklen ergeben, Fehler einfacher korrigierbar sind und auch im fertigen Produkt können durch Updates Änderungen vorgenommen werden. Die Entwicklungskosten sind somit geringer. FPGAs können gut für Prototypen und Kleinserien geeignet sein. Nachteil ist, dass die Stückkosten für einen FPGA höher sind als für einen ASIC, und diese somit nur für kleinere Stückzahlen wirt-

schaftlich sind [82]. Zudem können geringere Taktraten, der größere Flächenbedarf und der höhere Energiebedarf verglichen mit ASICs je nach Anwendung problematisch sein.

2.5.6 Zusammenfassung

Für den angestrebten Wechselwirkungssensor der Akiyama-Sonde bietet eine FPGA-basierte Lösung Vorteile gegenüber analogen Schaltungen, ASICs und Mikrorechnern: Analoge Ansätze sind aufgrund der fehlenden Anpassbarkeit und Änderbarkeit schlecht geeignet. ASICs sind nicht rekonfigurierbar, und zudem in der Entwicklung für einen Prototypen zu teuer. Mikrorechner sind aufgrund ihrer sequenziellen Arbeitsweise zu langsam. FPGAs arbeiten parallel und schnell, und ermöglichen somit Zykluszeiten im Bereich von 1-2 μs bzw. Taktraten in der Größenordnung 1 MHz. Gleichzeitig sind FPGAs Standard-Bauteile, die günstig eingekauft werden können, und in denen viele Funktionen integriert werden können. Daher wird in dieser Arbeit ein Ansatz vorgestellt, der neben einem AD- und DA-Wandler im Kern mit einem FPGA auskommt, in welche alle Funktionen integriert werden. Der Ansatz ist aus Sicht der benötigten Hardware von geringer Komplexität da wenige Einzelteile benötigt werden. Er ist günstig zu realisieren und gleichzeitig dynamisch anpassbar: Funktionen zur Inbetriebnahme der Sonde können direkt auf dem FPGA realisiert werden, womit der Anwender entlastet wird, und das eigentliche Messen vereinfacht wird.

2.6 Zusammenfassung des Standes der Technik

Die Fertigungsmesstechnik dient der Sicherung von Qualität und Funktionserfüllung technischer Bauteile (Abschnitt 2.1.1). Eine häufige Messaufgabe in der Fertigungsmesstechnik ist die Charakterisierung der Mikrotopografie von Funktionsflächen (Abschnitt 2.1.2), da die Mikrotopografie oder Rauheit für viele Bauteilfunktionen, wie bspw. das Einstellen einer definierten Reibung, relevant ist. Um Rauheit vergleichbar bewerten zu können, ist das Vorgehen zur Ermittlung von Rauheitskenngrößen genormt (Abschnitt 2.1.3). Aus den Normen ergeben sich Anforderungen an Rauheitsmessgeräte, bspw. bezüglich der Messstrecke oder der notwendigen Auflösung.

Im industriellen Bereich werden vor allem Tastschnittgeräte, sowie optische Messgeräte zum Messen von rauen Oberflächen eingesetzt. Tastschnittgeräte zeichnen sich dabei durch ihre robuste Funktion, sowie ihre Akzeptanz seitens der Industrie aus. Kenngrößen wie R_a haben sich in der Praxis bewährt (Abschnitt 2.2.1). Optische Messtechniken, wie bspw. das Weißlichtinterferometer, bieten Vorteile gegenüber Tastschnittgeräten (berührungsloses, schnelles, flächiges Messen), aber auch Nachteile (empfindlicher für Störungen oder Verunreinigungen). Ein Großteil der existie-

renden Messaufgaben kann durch Tastschnittgeräte und optische Messtechniken zum Erfassen der Mikrotopografie abgedeckt werden (Abschnitt 2.2.2).

Rasterkraftmikroskope haben das Potenzial sowohl Tastschnittgeräte, als auch optische Messtechniken zum Erfassen der Mikrotopografie bezüglich der erreichbaren lateralen Auflösung zu übertreffen. Gleichzeitig ist die Wechselwirkung zwischen Tastspitze und Probe komplexer (Abschnitt 2.3.2) und die Betriebsmodi weniger intuitiv verständlich als beim Tastschnittgerät (Abschnitt 2.3.3). Die Akiyama-Sonde unterscheidet sich dabei in einigen Punkten von herkömmlichen AFMs: sie arbeitet im dynamischen FM-Modus (Abschnitt 2.4.2). Die Quarzkristall-Stimmgabel dient dabei sowohl der Anregung der Sonde, als auch zum Messen der Wechselwirkung. Neben Eigenbaulösungen zum Betrieb der Akiyama-Sonde existieren auch kommerziell erhältliche Controller (Abschnitt 2.4.3).

Für die Neuentwicklung der Betriebselektronik ist eine auf einem FPGA-basierende Lösung von hohem Interesse, da FPGAs die Vorteile von ASICs und Softwarelösungen verbinden.

3 Ziel der Arbeit, Anforderungen und Vorgehen

3.1 Ziel der Arbeit

Die Zusammenfassung des Standes der Technik (Kapitel 2) zeigt, dass eine Lücke zwischen taktilen und optischen Rauheitsmessgeräten, und Rastersondenmikroskopen im Bereich der erreichbaren lateralen Auflösung besteht. Gleichzeitig ist davon auszugehen, dass sich Trends wie die Miniaturisierung fortsetzen und spezielle Messaufgaben entstehen können, die einen Bedarf an neuen Messgeräten entstehen lassen können. Entwicklungsziel ist daher eine Sonde, welche Topografie unter vergleichbaren Bedingungen wie derzeit verfügbare Tastschnittgeräte messen kann, deren laterale Auflösung diese jedoch übertrifft (vgl. Bild 3.1) und sich somit als „Rauheits-AFM“ zwischen Rastersondenmikroskopen im Laborbetrieb und Tastschnittgerät im Einsatz in der Fertigung einordnet.

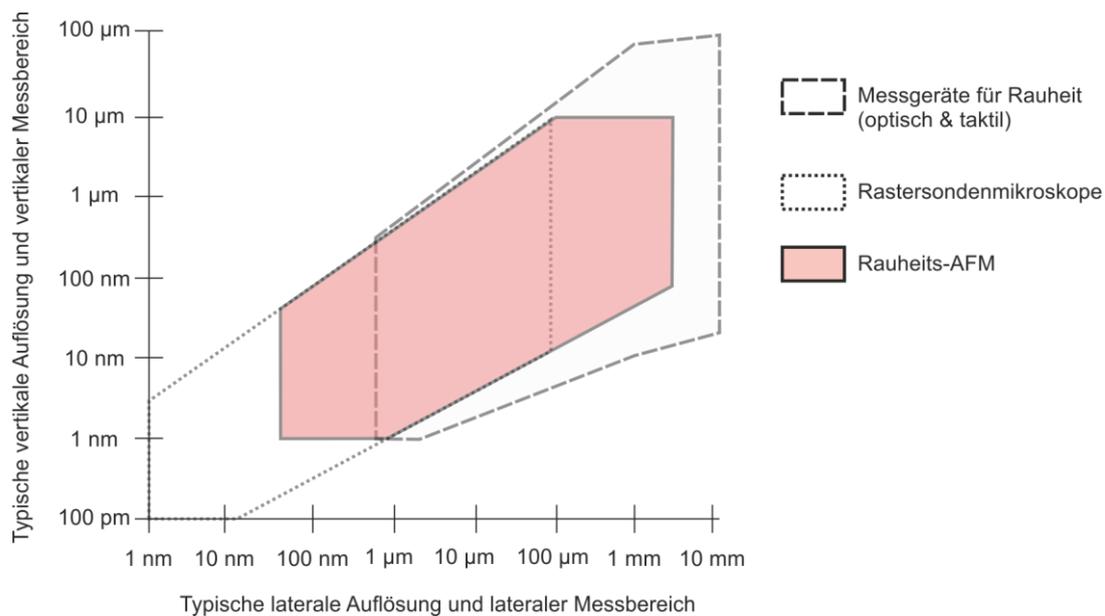


Bild 3.1: Eingliederung des „Rauheits-AFM“ bezüglich lateraler und vertikaler Auflösung zwischen industriell genutzten optischen und taktilen Messgeräten für die Rauheitsmessung und Rastersondenmikroskopen.

Als technische Grundlage für das Rauheits-AFM soll die Akiyama-Sonde verwendet werden. Der für die A-Probe spezifizierte Tastspitzenradius von 15 nm liegt zwei Größenordnungen unter den bei Tastschnittgeräten üblichen Tastspitzenradien von 2 µm. Dies resultiert in einer deutlich höheren erreichbaren lateralen Auflösung. Der Aufwand für Inbetriebnahme und Messung mit der Akiyama-Sonde ist derzeit jedoch für den praktischen Gebrauch zu hoch. Gleichzeitig bietet die Sonde aufgrund ihres sensorlosen Messprinzips und der Möglichkeit die Sonde im Ausschlagverfahren zu

betreiben das Potenzial für einfache und schnelle Messungen. Eine neue Betriebselektronik, welche günstig zu realisieren ist, einen kompakt bauenden Sensor ermöglicht und den Nutzer bei Inbetriebnahme, Konfiguration und Parametrierung sowie bei der Messung entlastet, ist denkbar. Ziel ist eine kompakte Einheit, in welcher Sonde, elektrische Anregung, Vorverstärkerelektronik und Frequenzmessung integriert und nach außen abgeschlossen sind. Diese ist einfacher, günstiger, kleiner, robuster und flexibler. Die Einrichtung und Parametrierung der Sonde soll der Sensor selbst übernehmen können, um den Anwender zu entlasten. Das Gerät soll beispielsweise in einem Tastschnittgerät an Stelle der herkömmlichen Tastnadel eingesetzt werden können, und kleinere laterale Auflösungen ermöglichen. Perspektivisch kann das Gerät somit über Normstrecken, bei deutlich höherer lateraler Auflösung messen. Gegenüber dem derzeitigen Stand der Technik grenzt sich das Rauheits-AFM als Entwicklungsziel in drei Richtungen ab:

- Etablierte Messgeräte zur konventionellen 2D Rauheitsmessung wie Tastschnittgeräte sollen bezüglich ihrer lateralen Auflösung übertroffen werden.
- Gleichzeitig soll der vertikale Messbereich, verglichen mit Tastschnittgeräten, eingeschränkt werden. Die A-Probe soll mit dem maximal möglichen Messbereich im Ausschlagverfahren betrieben werden. Die angestrebte Messstrecke soll dabei vergleichbar bleiben, um vergleichbare Messergebnisse zu liefern.
- Verglichen mit Rasterkraftmikroskopen ist das Entwicklungsziel, sich im Aufwand für den Betrieb, die Bedienung (Integration in Messgerät, Einrichtung, Inbetriebnahme) und Durchführung von Messungen (Justierung) abzuheben.

Gegenüber optischen Verfahren der Rauheitsmesstechnik grenzt sich das System durch die Fähigkeit, Strukturen in der Größenordnung von $< 0,5 \mu\text{m}$ abbilden zu können, sowie steile Kanten, welche die numerische Apertur überschreiten, erfassen zu können, ab. Funktionale Anforderungen bezüglich Messbereich und Auflösung der Sonde lassen sich direkt aus der Eingliederung zwischen AFM und Tastschnittgerät ableiten (vgl. Tabelle 1).

Tabelle 1: Funktionale und nichtfunktionale Anforderungen an das Rauheits-AFM.

Funktionale Anforderungen	
Messbereich, <i>vertikal</i>	größer $5 \mu\text{m}$ (ideal: $10 \mu\text{m}$)
Auflösung, <i>vertikal</i>	kleiner 10 nm
Auflösung, <i>lateral</i>	kleiner $0,5 \mu\text{m}$
Vorschubgeschwindigkeit	mindestens $0,5 \text{ mm/s}$
Messstrecke	bis 4 mm

3.2 Methodisches Vorgehen bei der Entwicklung

Als Entwicklungsmethodik wird ein dem Spiralmodell ähnliches Vorgehen, angelehnt an das Spiralmodell der Softwareentwicklung, gewählt [85] (vgl. Bild 3.2). Typische Stadien im Spiralmodell können dabei die Machbarkeitsstudie, die Konzeptphase und verschiedene Prototypen-Stufen sein, welche letztendlich in ein Produkt überführt werden können. Das iterative Ausarbeiten des Lösungskonzepts resultiert dabei aus dem Forschungs- und Entwicklungs-Charakter des Vorhabens. Das Risiko des Scheiterns des Vorhabens in einer späten Phase, sowie daraus resultierende Auswirkungen, bspw. aufgrund von im Kern falschen Annahmen oder unpassenden Lösungsansätzen, werden somit minimiert.

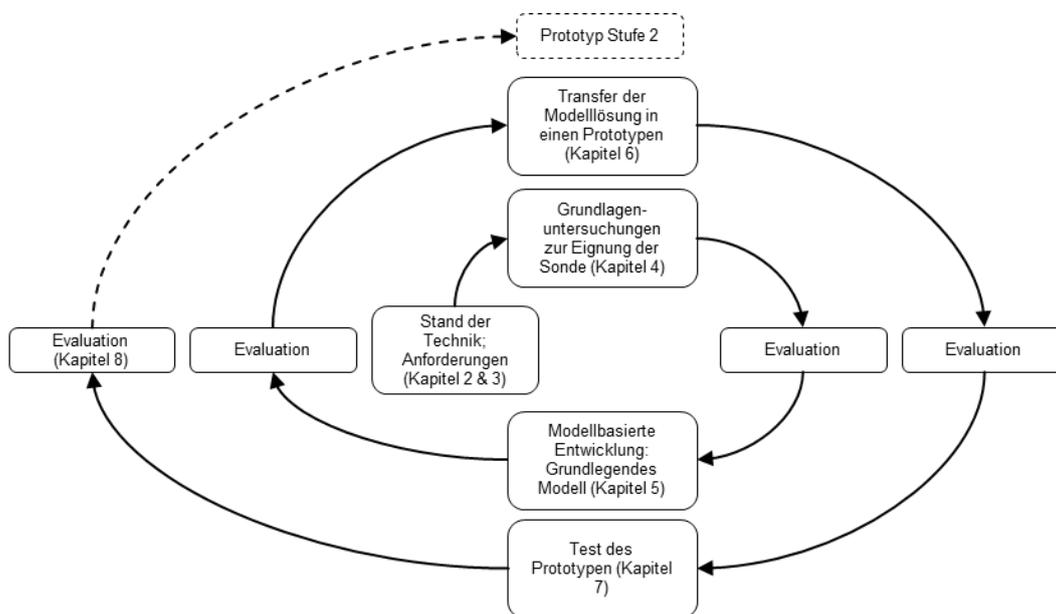


Bild 3.2: Spiralmodell als methodisches Vorgehen zur modellbasierten Neuentwicklung der Betriebselektronik der Akiyama-Sonde.

Für den Entwicklungsvorgang wird weiterhin ein modellbasierter Ansatz gewählt: es wird versucht den Sensor und dessen Funktionen zunächst mathematisch zu beschreiben und abzubilden, sowie im Modell zu testen, bevor eine physikalische Realisierung erfolgt. Dies hat den Vorteil, dass das Risiko einer fehlerhaften Umsetzung weiter in frühen Schritten minimiert wird, da Software-Prototypen schneller erzeugt und geändert werden können. Nebeneffekt ist, dass z.B. virtuelle Messungen durchgeführt werden können und so Messergebnisse vorhergesagt werden können oder auch die Systemparametrierung anhand des Modells optimiert werden kann. Weiter kann das Simulationsmodell in andere Umgebungen eingebunden werden, bspw. in eine virtuelle Produktionsanlage.

Für die Entwicklung der Betriebselektronik für das Rauheits-AFM ergeben sich in Anlehnung an das Spiralmodell die folgenden Entwurfsphasen, welche sich in den nachfolgenden Kapiteln widerspiegeln (vgl. Bild 3.2):

- *Recherchephase zum Stand der Technik und Definition von Zielen*: Ergebnisse dieser Phase finden sich in den Kapiteln 2 und 3 wieder.
- *Experimentelle Untersuchung der Eignung der Akiyama-Sonde zum Messen rauer Oberflächen* (Kapitel 4): Die Sonde in Kombination mit der vorhandenen Auswerteelektronik (Tuning Fork Sensor Controller) wird anhand von Testreihen für das Messen auf rauen technischen Oberflächen qualifiziert. Betrachtet werden das Grundrauschen im Sensorsignal sowie der Einfluss von Einstellgrößen auf das Messergebnis. Ergebnis ist ein Grundverständnis für die zu erreichenden Zielgrößen wie laterale und vertikale Auflösung.
- *Modellbasierte Neuentwicklung der Betriebselektronik für die Akiyama-Sonde* (Kapitel 5): Anhand der Rahmenbedingungen und Anforderungen werden zunächst verschiedene Lösungskonzepte erarbeitet, gegenübergestellt und anhand ihrer Umsetzbarkeit und erwarteten Zielerreichung bewertet. Die Akiyama-Sonde wird anschließend mathematisch modelliert. Basierend auf dem Modell wird eine neue Betriebselektronik entwickelt. Ergebnis ist ein erster virtueller Prototyp, der bzgl. Dynamik und erreichbarer Auflösung charakterisiert werden kann.
- *Physikalische Realisierung der Betriebselektronik* (Kapitel 6): Die zunächst nur virtuell existierende Betriebselektronik wird schrittweise als physikalischer Prototyp umgesetzt. Hierfür wird zunächst die Gesamtstruktur vorgestellt. Anschließend werden einzelne Teilsysteme vorgestellt, detailliert beschrieben und diskutiert.
- *Tests und Experimente mit dem physikalischen Prototyp für die Betriebselektronik* (Kapitel 7): Abschließend wird der physikalische Prototyp der Betriebselektronik getestet, und dessen Funktionsfähigkeit verifiziert.

Die Entwicklung endet explizit mit dem Abschluss der Prototypenphase, da es sich um ein Forschungs- und Entwicklungsvorhaben handelt.

4 Untersuchung der Akiyama-Sonde für das Messen technischer Oberflächen

Bevor mit der Entwicklung einer neuen Betriebselektronik für die Akiyama-Sonde begonnen wird, sollen zunächst die messtechnischen Eigenschaften der Akiyama-Sonde experimentell untersucht und soweit möglich quantifiziert werden. Hierfür wird zunächst auf die Inbetriebnahme der Sonde eingegangen. Anschließend wird der verwendete Versuchsaufbau vorgestellt. Es folgt eine Parameterstudie bezüglich der Auswirkungen der Einstellparameter der vorhandenen Betriebselektronik auf das Messergebnis. Abschließend werden Messungen an bekannten Messobjekten (sogenannten Raunormalen) durchgeführt und bewertet.

4.1 Akiyama-Sonde: Betriebselektronik und Inbetriebnahme

4.1.1 Funktionsweise des *Tuning Fork Sensor Controller*

Wie in Abschnitt 2.4.3 beschrieben, setzt sich ein Messaufbau für die Akiyama-Sonde aus der eigentlichen Sonde, der Vorverstärkerschaltung sowie der eigentlichen Betriebselektronik, welche die Selbstanregung der Sonde bei Resonanzfrequenz, sowie das Messen der Frequenz übernimmt, zusammen.

Aufgabe der Vorverstärkerschaltung ist die analoge Signalkonditionierung: hierfür wird die Eingangsspannung zunächst um den Faktor 10 gedämpft und dann an die Akiyama-Sonde, die in die Vorverstärkerschaltung integriert ist, angelegt. Parallel zur Sonde befindet sich eine Reihenschaltung, bestehend aus einem invertierenden Verstärker und einem Kondensator. Diese dient zur Kompensation einer evtl. an den Kontakten der Akiyama-Sonde entstehenden parasitären Kapazität, welche die Eigenschaften der Sonde um deren Resonanzfrequenz negativ beeinflusst (vgl. hierzu auch Kapitel 5.2). Nachgeschaltet befindet sich ein Strom-Spannungs-Wandler. Der *Tuning Fork Sensor Controller* übernimmt die Funktionen der Anregung der Akiyama-Sonde bei Resonanzfrequenz sowie der Frequenzmessung. Die Anregung der Akiyama-Sonde geschieht dabei durch eine Schaltung zur selbsterregten Schwingung, bestehend aus Phasenverzögerung und Amplitudenregelung. Hierfür wird das Ausgangssignal der Vorverstärkerschaltung zunächst verstärkt und dann durch einen einstellbaren Phasenschieber verzögert und wieder an die Vorverstärkerschaltung angelegt. Hierdurch lässt sich die Phasenbedingung des Stabilitätskriteriums von Barkhausen erfüllen [86]. Zudem wird die Amplitude des Ausgangssignals der Vorverstärkerschaltung gemessen und mit einer Soll-Amplitude verglichen. Die Abwei-

chung zwischen Soll- und Ist-Amplitude ist Eingangsgröße eines Amplitudenreglers, das Ausgangssignal des Reglers wird mit dem Ausgangssignal der Vorverstärkerschaltung multipliziert. Dies ermöglicht eine definierte Schleifenverstärkung des geschlossenen Systems. Unabhängig von der selbsterregten Schwingung wird die Frequenzmessung durch eine Phasenregelschleife (*Phase-locked-loop*, PLL) realisiert. Hierfür wird das Ausgangssignal der Vorverstärkerschaltung mit einem Referenzsignal verglichen. Die Frequenz des Referenzsignals wird durch einen Regler angepasst, bis diese mit der zu vergleichenden Frequenz übereinstimmt. Die Funktionen des *Tuning Fork Sensor Controllers* sind, zusammen mit dessen Einstellparametern und Ausgangsgrößen, als Blockschaltbild in Bild 4.1 dargestellt.

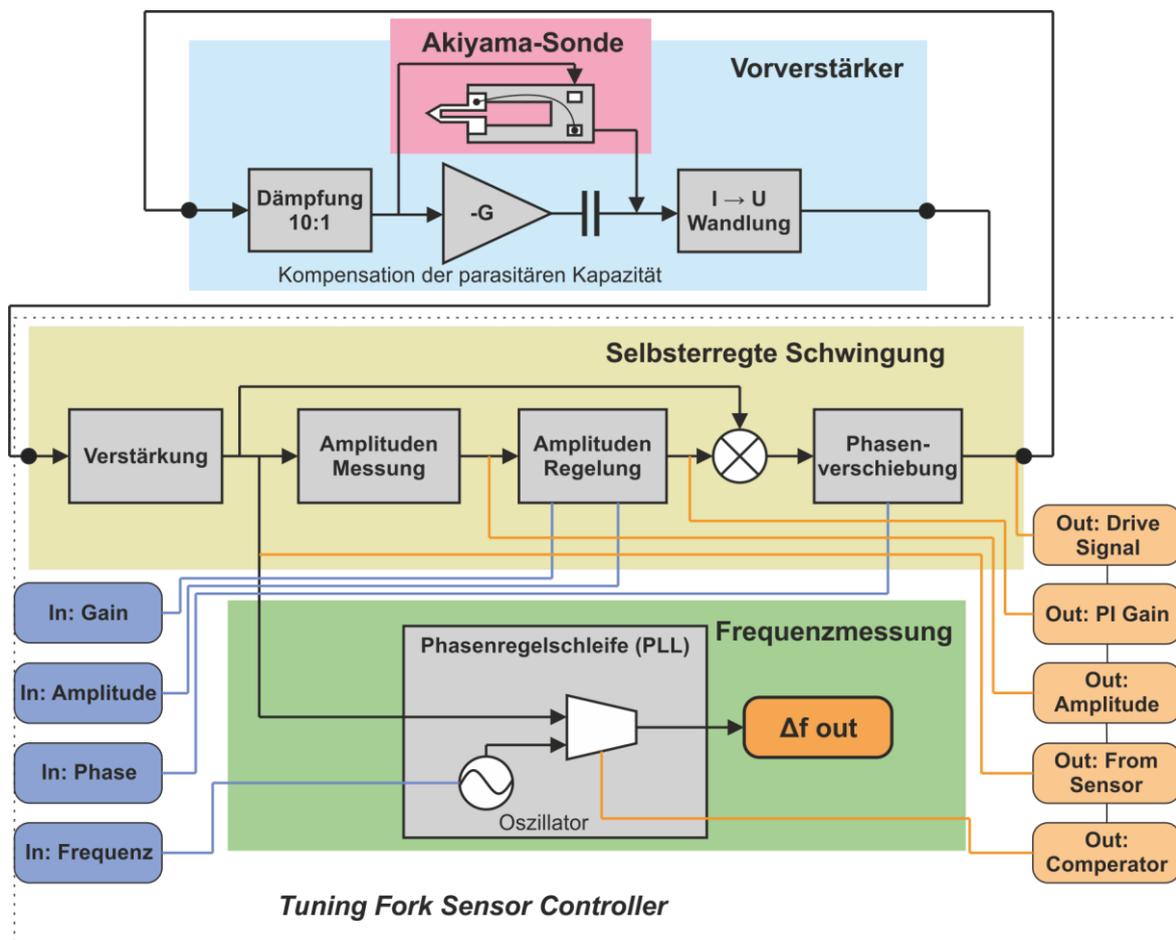


Bild 4.1: Blockschaltbild des Tuning Fork Sensor Controllers und der Vorverstärkerschaltung mit dem Blöcken „Vorverstärker“, „selbsterregende Schwingung“ und „Frequenzmessung“ [74].

4.1.2 Einstellmöglichkeiten und Inbetriebnahme

Die folgenden Einstellmöglichkeiten können an der Vorverstärkerschaltung sowie am Controller gefunden werden (vgl. Bild 2.21 und Bild 4.1):

- Phasenlage (*Phase*): Phasenschieber der Selbstoszillationsschleife, um das Phasenkriterium der Selbstoszillationsbedingung zu erfüllen.
- Verstärkung (*Gain*): Verstärkung des Regelkreises.
- Amplitude (*Amplitude*): Soll-Amplitude der elektrischen Schwingung in der Selbstoszillationsschleife.
- Referenzfrequenz (*Local Oscillation Tune*): Analoges Einstellen der lokalen Referenzfrequenz für die Frequenzmessung.
- Potenziometer zur Kompensation der parasitären Kapazität: Ein Potenziometer auf der Vorverstärkerschaltung wirkt als veränderliche Kapazität und dient so der Kompensation der parasitären Kapazität der Akiyama-Sonde.

Zur Inbetriebnahme der Akiyama-Sonde, bzw. zum Vorbereiten und Durchführen einer Messung, sind die folgenden Schritte notwendig [87]:

1. Kompensation der parasitären Kapazität der Sonde, da sich diese negativ auf das Messergebnis auswirkt und z.T. zu Instabilitäten der Oszillation führen kann.
2. Inbetriebnahme der Selbstoszillationsschaltung der Sonde zum Anregen einer Schwingung bei Resonanzfrequenz.
3. Inbetriebnahme der Frequenzmessung.

Zur Durchführung des 1. Schrittes muss die Sonde mit einem Chirp-Signal, also einer Sinus-Funktion mit konstanter Amplitude und linear ansteigender Frequenz, angeregt werden. Betrachtet wird die Ausgangsspannung der Vorverstärkerschaltung. Ziel ist es, den Amplitudengang der A-Probe symmetrisch um die Resonanzfrequenz einzustellen. Hierfür wird die Stellung des Potenziometers zur Kompensation der parasitären Kapazität verändert. Bei Symmetrie ist die parasitäre Kapazität näherungsweise kompensiert. Zum Einstellen der Selbstoszillation der Sonde (2. Schritt) wird das anregende Signal der Sonde, welches an der Vorverstärkerschaltung als Eingang anliegt, betrachtet. Für *Phase*, *Gain* und *Amplitude* werden erste Startwerte gewählt. Ausgehend von diesen Werten wird zunächst die *Phase* so verändert, dass eine stabile Sinusschwingung zu beobachten ist. Danach wird der *Gain* für eine gewählte *Amplitude*, ausgehend von den Startwerten, soweit erhöht, dass die Sinusschwingung gerade noch stabil ist. Im letzten Schritt wird die Frequenzmessung betrachtet: die Referenzfrequenz der PLL wird so verändert, dass das analoge Messsignal ungefähr 0 V beträgt. Die Schritte 1-3 müssen nach jedem Wechsel der Sonde erneut durchgeführt werden. Der resultierende Aufbau ist messbereit, kann aber nur Frequenzveränderungen Δf , aber keine Änderungen in der Auslenkung Δz messen. Um einen Zusammenhang zwischen Δf und Δz herstellen zu können, kann ein Antastvorgang an einem Messobjekt durchgeführt werden: hierfür wird die Sonde durch einen weiteren Versteller in z-Richtung (bspw. Piezo) mit dem Messobjekt in Kontakt gebracht und sowohl z-Position des Verstellers, als auch Frequenzveränderungen Δf

der Sonde, gemessen. Durch Auftragen der Frequenzänderung über der z-Position kann ein Zusammenhang zwischen Auslenkung und Frequenzverschiebung ermittelt werden.

4.2 Versuchsaufbau

Die Akiyama Sonde wird mit einem XYZ-Positioniersystem der Firma *Steinmeyer Mechatronik* zur Grobpositionierung, sowie einer XYZ-Piezo-Scanner der Firma *Physikinstrumente* (PI) zur Grob- und Feinpositionierung der Sonde kombiniert (vgl. Bild 4.2). Das Positioniersystem befindet sich dabei auf einem optischen Tisch, um gegenüber Umgebungsschwingungen isoliert zu werden. Als Betriebselektronik der Akiyama Sonde wird der *Tuning Fork Sensor Controller* genutzt, der ein analoges Spannungssignal im Bereich von -10 bis 10 V, proportional zu Frequenzverschiebung der Sonde, ausgibt. Zum Messen wird also nicht die Probe, sondern die Sonde, ähnlich zu Tastschnittgeräten aus der Fertigungsmesstechnik, bewegt. Das XYZ-Positioniersystem zur Grobpositionierung verfügt über einen Verfahrweg von 200mm / 100 mm / 100 mm in X-/Y-/Z-Richtung. Das verwendete piezoelektrische Präzisionspositioniersystem verfügt über einen geregelten Stellweg von 100 μm in allen Richtungen bei einer typischen Auflösung von 0,3 nm (siehe Anhang A).

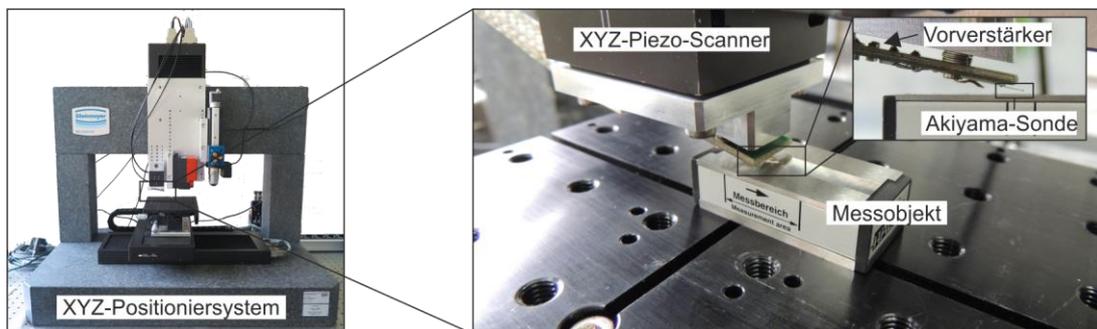


Bild 4.2: XYZ Positioniersystem zur Grob-Positionierung (links) sowie XYZ-Piezo-Scanner mit Akiyama-Sonde und Messobjekt (rechts).

Zum synchronen Aufzeichnen von Mess- und Bewegungssignalen der Sonde, bzw. der Achsen, wird die Datenlogger-Funktion des Piezo-Controllers genutzt (vgl. Anhang A). Erfasst werden in der gewählten Konfiguration fünf Kanäle: die XYZ-Ist-Position des Piezos (drei Kanäle), das analoge Messsignal der Akiyama-Sonde (Signal proportional zur Frequenzverschiebung und somit Auslenkung) sowie ein weiteres analoges Signal der Akiyama-Sonde (Monitor-Signal), welches aus den fünf analogen Signalquellen des *Tuning Fork Sensor Controller* gewählt werden kann (vgl. Bild 4.1 und Bild 4.3):

- *From Sensor*: Verstärktes, analoges Ausgangsspannungssignal der Vorverstärkerschaltung.
- *Comperator*: Ausgangssignal des in der PLL verbauten Komparators.
- *PI Gain*: analoges Ausgangssignal des Amplitudenregelkreises.
- *Amplitude*: Ist-Amplitude des analogen Ausgangsspannungssignals der Vorverstärkerschaltung.
- *Drive Signal*: analoges Spannungssignal, welches an die Vorverstärkerschaltung zur Anregung der Sonde angelegt wird.

Die mit dem Piezo Controller erfassbare Datenrate beträgt 20 kHz, parallel für alle Kanäle mit einer Auflösung von 22 Bit, bei einem wählbaren Eingangsspannungsbereich von ± 5 V oder ± 10 V. Bei einer Messung werden Messdaten zunächst auf dem Controller zwischengespeichert und im Anschluss an die Messung an den Bedien-PC übertragen. Die maximale Messdauer des Piezo-Controllers ist daher durch den internen Speicher des Controllers begrenzt und beträgt bei fünf erfassten Kanälen ca. 1,6 Sekunden.

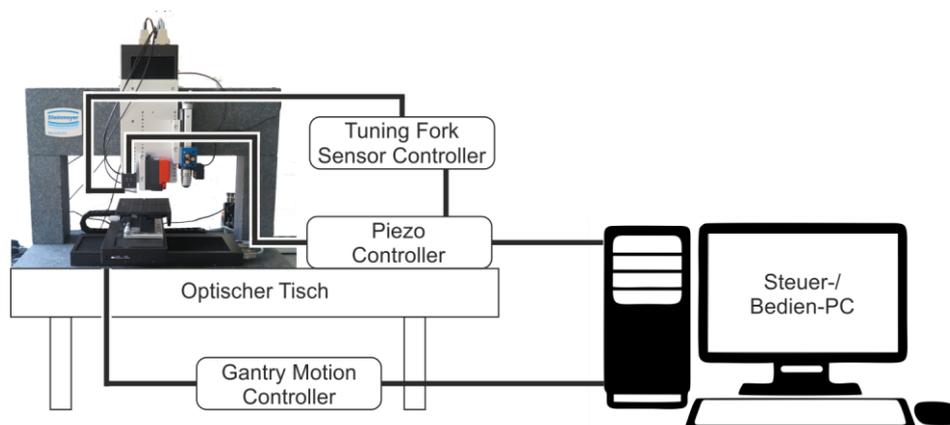


Bild 4.3: Signalflüsse im Versuchsaufbau; der Piezo-Controller übernimmt die Funktion als zentraler Datenlogger.

Die Soll-Trajektorien für die X/Y/Z-Bewegung der Piezos werden über ein Programm in Form von *Wave Generatoren* ausgewählt und parametrisiert, und dann auf dem Controller in Echtzeit geregelt ausgeführt. *Wave Generatoren* sind vorimplementierte, synchrone Bewegungsmuster für die Piezo-Achsen, deren Soll-Positionen in Form von *Wave Tables* hinterlegt sind und die auf vorgefertigten Kurventypen basieren. Die Aufgabe der Bewegungssteuerung wird somit auf dem Piezo-Controller umgesetzt und nach außen gekapselt.

4.3 Untersuchungsziele

Die folgenden Eigenschaften des in Abschnitt 4.2 beschriebenen Messaufbaus sowie der Akiyama-Sonde sollen anhand verschiedener Experimente untersucht werden:

- Grundrauschen der Achsen des Piezo-Präzisionspositioniersystems (Abschnitt 4.4): um die mit dem Abbau erreichbare vertikale und laterale Auflösung zu charakterisieren, wird die Rauschamplitude der Positionsmessung des XYZ-Piezo ermittelt.
- Einfluss des Aufwärmens nach dem Einschalten auf den Sonden-Betriebspunkt und das Rauschverhalten (Abschnitt 4.4): das Driften des Messsignals nach dem Einschaltvorgang soll erfasst und charakterisiert werden, um abschätzen zu können, ob evtl. Wartezeiten zwischen Inbetriebnahme der Sonde und Messungen eingehalten werden müssen.
- Grundrauschen verschiedener Sonden (Abschnitt 4.4): es soll untersucht werden, inwieweit sich das Messsignalrauschen bei unterschiedlichen Akiyama-Sonden ändert. Das Grundrauschen der Sonde beeinflusst maßgeblich die erreichbare vertikale Auflösung.
- Einfluss von Einstellgrößen auf das Messsignalrauschen der Akiyama-Sonde (Abschnitt 4.4): die Betriebselektronik der Akiyama Sonde, der *Tuning Fork Sensor Controller*, verfügt über verschiedene Einstellgrößen. Daher soll geprüft werden, ob und wie sich diese Einstellgrößen auswirken.
- Charakterisierung der Sensorkennlinie der Akiyama-Sonde in Abhängigkeit der Einstellparameter des Controllers (Abschnitt 4.5): die Sensorkennlinie bildet den Zusammenhang zwischen der Auslenkung der Akiyama-Sonde in vertikaler Richtung sowie der gemessenen Spannung. Daher soll untersucht werden, inwieweit sich die vorhandenen Einstellmöglichkeiten auf die Sensorkennlinie auswirken.
- Ermittlung des Frequenzgangs der Akiyama-Sonde (Abschnitt 4.5): ähnlich wie ein Tastschnittgerät kann die Akiyama-Sonde Auslenkungsänderungen nur mit endlicher Geschwindigkeit folgen. Kenntnis des Übertragungsverhaltens ermöglicht die Ermittlung der maximalen zulässigen Vorschubgeschwindigkeit.
- Messungen am Ebenheitsnormal (Abschnitt 4.6): anhand der Messungen am Ebenheitsnormal sollen unterschiedliche Vorschubgeschwindigkeiten sowie die Wiederholgenauigkeit für Messungen untersucht werden.
- Messungen an Raunormalen (Abschnitt 4.7): schlussendlich soll mit der Akiyama-Sonde auf genau bekannten technischen Oberflächen gemessen werden. Hierfür werden verschiedene Raunormale genutzt.

Zur Untersuchung des Grundrauschens der Achsen des Piezo-Präzisionspositioniersystems, zur Untersuchung des Einflusses des Aufwärmens nach dem Einschalten auf das Sonden-Messsignal, zur Untersuchung des Grundrauschens verschiedener Sonden sowie zur Untersuchung des Einflusses von Einstell-

größen und des Arbeitspunkts auf das Rauschen der Akiyama-Sonde wird die Sonde mit dem Piezo-Positioniersystem an einen festen Arbeitspunkt gefahren und dann eine statische Messung gestartet (vgl. Bild 4.4, a). Zur Erfassung der Sensorkennlinie der Akiyama-Sonde wird die Sonde zunächst in die Nähe der Probe bewegt. Dann wird die Sonde in z-Richtung mit konstanter Geschwindigkeit über den Vollkontakt hinausgefahren und wieder zurückgezogen, sodass der ganze Messbereich der Sonde erfasst wird (vgl. Bild 4.4, b). Zur Ermittlung des Frequenzgangs der Akiyama-Sonde wird die Sonde in Kontakt mit der Probe gebracht. Dann wird die z-Position des Piezos sinusförmig, mit definierter Amplitude und Frequenz verändert, sodass auch im Messsignal der Akiyama-Sonde eine Sinus-Funktion erkennbar ist (vgl. Bild 4.4, c).

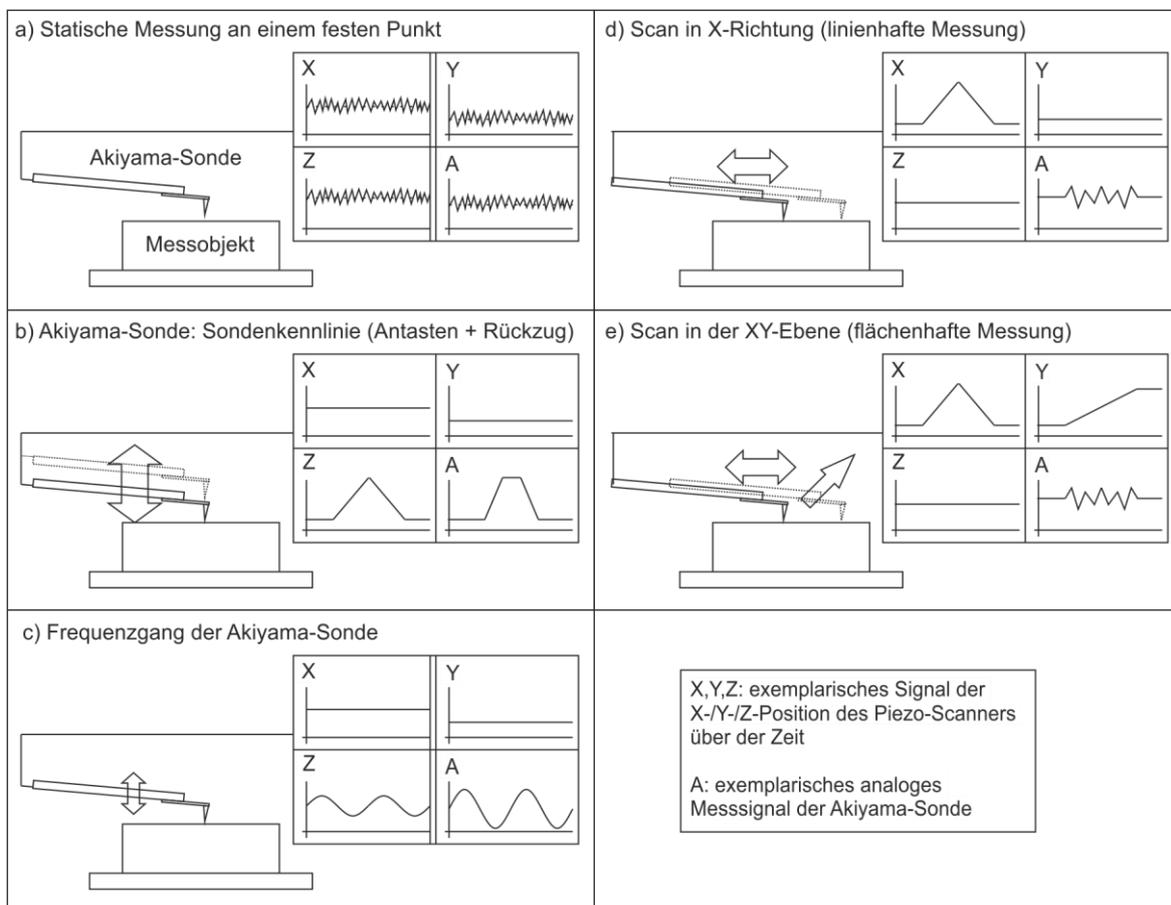


Bild 4.4: Darstellung der verschiedenen Bewegungsmuster und Mess-Modi von Piezo-Scanner und Akiyama-Sonde mit exemplarischen Signalverläufen.

Für die Messungen auf dem Ebenheitsnormal sowie auf den Raunormalen wird die Sonde mit der Piezo-Positionierung an einen Arbeitspunkt auf der Kennlinie der Akiyama-Sonde gefahren. Die x-Position wird mit konstanter Geschwindigkeit bis zu einem Umkehrpunkt gefahren (Trace), und anschließend mit konstanter Geschwindigkeit wieder in die Ausgangslage bewegt (Retrace). Dieses Bewegungsmuster kann mehrfach wiederholt werden. Währenddessen wird das Messsignal der

Akiyama-Sonde erfasst. Die Messung mit Sonde erfolgt also im Ausschlags-Modus um einen Arbeitspunkt (vgl. Bild 4.4, d). Zusätzlich besteht die Möglichkeit, die y -Position des Piezos mit konstanter Geschwindigkeit zu inkrementieren, sodass eine Fläche gemessen wird (vgl. Bild 4.4, e).

4.4 Experimentelle Charakterisierung: Signalrauschen der Piezo-Achsen und der Akiyama-Sonde

4.4.1 Grundrauschen der Piezo-Achsen

Um das Grundrauschen der Achsen des Piezo-Präzisionspositioniersystems und somit die durch das System realisierbare Positionier- und Messgenauigkeit abzuschätzen, und mit der Herstellerspezifikation (vgl. Anhang 9) zu vergleichen, werden jeweils zehn statische Messungen mit und ohne Kontakt mit dem Messobjekt zu jeweils einer Sekunde erfasst (entspricht 20 Einzelmessungen zu je 20000 Einzelmesswerten). Die Messungen, bei denen die Sonde in Kontakt mit der Probe steht, werden durchgeführt, um erkennen zu können, ob bspw. Umgebungsschwingungen von außen in das System eingekoppelt werden. Wenn dies der Fall ist, wäre das erfasste Messsignal nicht mehr stochastisch verteilt, sondern deterministisch. Ein linearer Trend (Gradeneinpassung nach der Methode der kleinsten Fehlerquadrate) wird aus den Messsignalen der jeweiligen Achsen subtrahiert. Für jedes Experiment $m_{j,i}$ mit der Nummer des Experiments $i=1\dots 20$ und der Achse $j=x,y,z$ wird die Standardabweichung ($\sigma_{j,i}$), die Schiefe ($s_{j,i}$, drittes statisches Moment) sowie die Wölbung (Kurtosis, $k_{j,i}$ viertes statisches Moment) ermittelt. Um abzuschätzen, ob einzelne dominante Frequenzen im Signal vertreten sind, wurde die diskrete Fouriertransformierte des jeweils letzten Experiments $m_{j,20}$ ermittelt. Ergebnisse finden sich in Tabelle 2 sowie in Bild 9.1 in Anhang C.

Das Positionssignal aller drei Piezo-Achsen weist eine mittlere Standardabweichung $\bar{\sigma}$ in der Größenordnung von einem Nanometer auf (vgl. Tabelle 2, Zeile 1 sowie Bild 9.1, 1. Zeile), wobei $\bar{\sigma}_z$ etwas größer ist, was durch die in z -Richtung wirkenden Gewichtskräfte zu erklären ist. Die mittlere Schiefe \bar{s} aller Verteilungen beträgt etwa null, die mittlere Wölbung \bar{k} etwa drei. Hieraus lässt sich ableiten, dass das Positionssignal der Piezo-Achsen primär stochastisches Rauschen, und keine dominanten deterministischen Abweichungen beinhaltet. Zwischen dem Rauschen bei Positionierung der Sonde frei im Raum (Experiment Nummer 1-10) und Kontakt mit dem Messobjekt (Experiment Nummer 11-20) sind keine Unterschiede erkennbar (vgl. Bild 9.1). In der Fouriertransformierten des jeweils letzten Experiments $m_{j,20}$ (Bild 9.1, j-l) lassen sich für alle drei Piezo-Achsen keine signifikanten Frequenzen nachweisen. Die Signalleistung nimmt mit steigender Frequenz ab. Die Signale beinhalten also primär weißes und rosa ($1/f$) Rauschen.

Tabelle 2: Experimentelle Charakterisierung des Rauschens der Piezo-Achsen.

	Piezo X	Piezo Y	Piezo Z
$\bar{\sigma}$ / nm	0,88	0,91	1,02
\bar{s} / -	-0,01	0,04	0,00
\bar{k} / -	3,02	3,03	2,98

4.4.2 Verhalten des AFM-Sonden-Messsignals nach dem Einschalten der Betriebselektronik

Das Verhalten der Akiyama-Sonde inklusive der verfügbaren Betriebselektronik soll nach dem Einschalten des Systems untersucht werden, um abzuschätzen, inwieweit das Messsignal driftet und ob das Driften Auswirkungen auf die Messgenauigkeit hat. Hierfür werden während des Zeitraums von einer Stunde nach dem Anschalten des Systems Datensätze von jeweils fünf statischen Messungen zu einer Sekunde mit einer Abtastrate von 20 kHz direkt nacheinander erfasst. Die Sonde befindet sich dabei nicht im Kontakt mit dem Messobjekt. Für jede Messung m_i mit der Nummer der Messung i werden der Erwartungswert E_i (arithmetischer Mittelwert) sowie die Standardabweichung σ_i des Messsignals der Akiyama-Sonde ermittelt. Zur Ermittlung der Standardabweichung wird ein linearer Trend aus dem Messsignal subtrahiert. Für die letzte Messung wird die Referenzfrequenz der PLL im *Tuning Fork Sensor Controller* wieder so eingestellt, dass die Ausgangsspannung in etwa null beträgt.

In der zeitlichen Entwicklung des Mittelwerts des Messsignals der Akiyama-Sonde ist das Driften des Messsignals nach dem Einschalten deutlich erkennbar (vgl. Tabelle 3 und Anhang C, Bild 9.2, oben). Speziell in den ersten 15 Minuten nach dem Anschalten driftet das Messsignal so stark und nichtlinear, dass das praktische Messen in diesem Zeitraum nur eingeschränkt möglich ist. Gleichzeitig bleibt die Rauschamplitude näherungsweise konstant bei einer Standardabweichung kleiner ca. 20 mV, mit einer leichten Abhängigkeit der Standardabweichung der Messspannung vom Mittelwert der Messspannung.

Tabelle 3: Messsignaldriften der Sonde nach dem Einschalten.

Zeit / min	0	1	5	10	17	28	39	50	61
E / V	-0,32	0,53	1,44	2,03	2,37	2,71	2,93	3,06	3,14
$\bar{\sigma}$ / mV	14,20	14,44	15,11	15,07	15,47	15,49	15,81	15,76	16,12

4.4.3 Abschätzung des Grundrauschens verschiedener Sonden

Es ist davon auszugehen, dass sich die eigentlichen Akiyama-Sonden in ihren Charakteristika wie bspw. in ihrem Messbereich oder in ihrem Grundrauschen, und damit verbunden in ihrer Auflösung, unterscheiden. Daher wird für vier verschiedene Akiyama-Sonden das Grundrauschen im Betrieb ermittelt. Hierfür wird für sechs unterschiedliche Sonden jeweils fünfmal eine Sekunde lang das Messsignal erfasst (20 Einzelmessungen mit je 20000 Messpunkten). Ein linearer Trend wird aus dem Signal subtrahiert und die Standardabweichung σ_i jeder Messung i berechnet. Ähnliche Betriebsparameter bezüglich des eingestellten Gains und der Amplitude wurden gewählt (Gain = 3 bzw. 4, Amplitude = 6). Für die Sonden Nummer eins bis drei wurde eine Phase von 1,4 gewählt, für Sonde Nummer vier wurde die Phase von 2,4 gewählt, für die Sonden Nummer fünf und sechs wurde die Phase mit 1,2 gewählt. Die Unterschiede in der Parameterwahl sind durch die Inbetriebnahme der Sonden nach Handbuch begründet (vgl. Abschnitt 4.1.2).

Ergebnisse sind in Tabelle 4, sowie in Anhang C, Bild 9.3 dargestellt. Es lässt sich feststellen, dass die sechs betrachteten Sonden eine mittlere Standardabweichung $\bar{\sigma}$ des Messsignals kleiner als 20 mV aufweisen, sich untereinander jedoch unterscheiden. Zwei Sonden weisen eine Standardabweichung von ca. 5 mV auf, eine von ca. 10 mV und drei weitere in der Größenordnung von ca. 15 mV. Bezieht man die Ergebnisse für die Standardabweichung aus dem vorausgegangen Abschnitt 4.4.2, in welchem ebenfalls eine Standardabweichung von maximal 20 mV beobachtet wurde mit ein, so kann festgestellt werden, dass das Grundrauschen im Messsignal in Abhängigkeit der unterschiedlichen Sonden schwankt.

Tabelle 4: Messsignalrauschen unterschiedlicher Akiyama-Sonden.

Sonde	#1	#2	#3	#4	#5	#6
$\bar{\sigma}$ / mV	5,70	12,88	5,27	10,24	14,77	15,82

4.4.4 Einfluss von Einstellgrößen auf Rauschen am Beispiel einer Sonde

Neben den fertigungsbedingten Einflüssen unterschiedlicher Akiyama-Sonden auf das Messsignal-Rauschverhalten ist davon auszugehen, dass die Einstellungen an der Betriebselektronik das Sonden-Rauschen, und somit die mögliche Auflösung, beeinflussen können.

Untersucht werden der Einfluss der Einstellparameter „Amplitude“, „Gain“ und „Phase“ auf das Sonden-Rauschen anhand einer Sonde (Sonde Nummer 6). Hierfür werden Messungen ausgewertet, bei denen die Sonde nicht in Kontakt mit dem Messobjekt steht. Jede Messung dauert eine Sekunde und wird zehnmal wiederholt. Die Pa-

parameter werden jeweils einzeln um den Arbeitspunkt der Sonde (Amplitude = 6, Gain = 4, Phase = 1,2) verändert. Ausgewertet wird die mittlere Standardabweichung $\bar{\sigma}$ des Messsignals der einzelnen Messungen m_i nach Subtraktion eines linearen Trends. Die Ergebnisse sind in Bild 4.5 dargestellt.

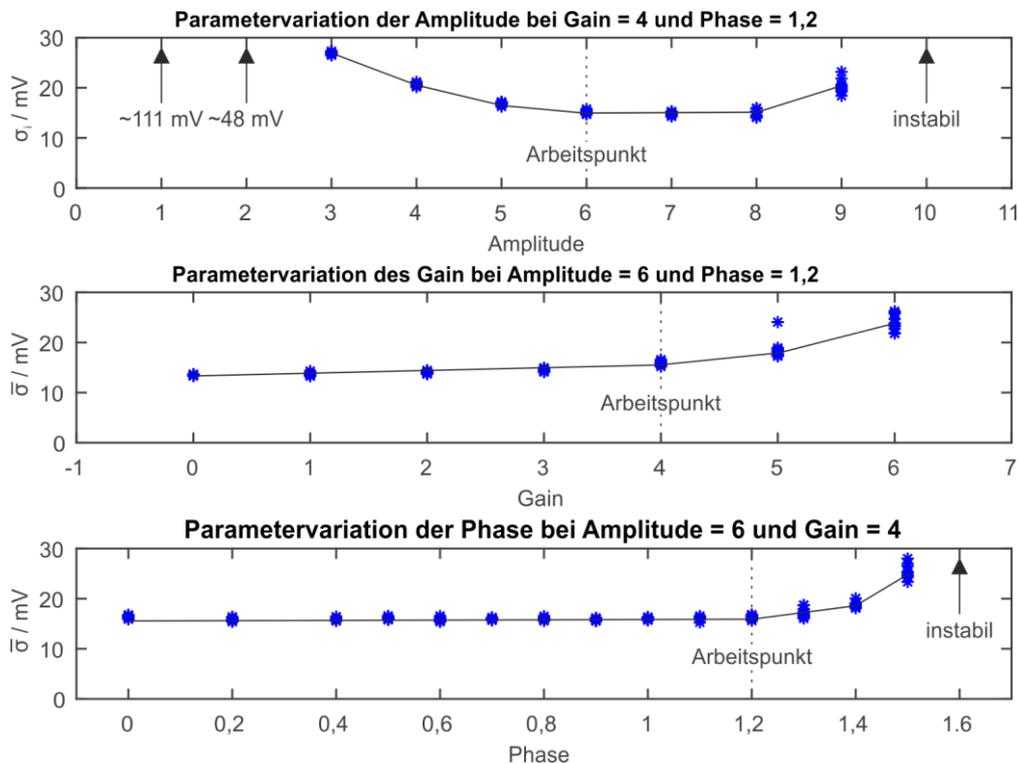


Bild 4.5: Auswirkung der Einstellgrößen Amplitude, Gain und Phase auf das Messsignalrauschen einer Akiyama-Sonde.

Die Wahl der Amplitude hat einen deutlichen Einfluss auf das Signal-Rauschen, wobei mit kleineren Oszillationsamplituden eine höheren Rauschamplitude verbunden ist, und große Amplituden zur Instabilität führen können. Für kleine Amplituden lässt sich das Zunehmen des Messsignalrauschens durch die Frequenzmessung mit der PLL begründen: bei kleinen Signalamplituden nimmt das Signal-Rausch-Verhältnis ab, was die Frequenzmessung erschwert. Dies ist insofern relevant, weil die Möglichkeit der Erhöhung der vertikalen Auflösung durch Reduktion der Oszillationsamplitude durch gleichzeitig steigendes Rauschen begrenzt wird. Die Veränderungen des Gains führt zu einem leichten Anstieg im Signalrauschen, wobei für Werte von Gain >6 das System für die untersuchte Sonde instabil wird. Veränderungen in der Einstellung der Phase haben für Werte <1,2 keinen erkennbaren Einfluss auf das Messsignalrauschen. Bei Phasen >1,2 nimmt zunächst das Signalrauschen weiter zu, bis das System für Phase > 1,5 instabil wird.

4.4.5 Zusammenfassung

Die Standardabweichung des Positionssignals der Piezo-Achsen liegt in der Größenordnung 1 nm und ist normalverteilt (Abschnitt 4.4.1). Der Aufbau eignet sich also zur Positionierung der Akiyama-Sonde im Raum mit Nanometergenauigkeit. Das Messsignal der Akiyama-Sonde unter Verwendung des Tuning Fork Sensor Controller driftet nach dem Einschalten der Elektronik zunächst stark, weshalb mindestens 30 Minuten gewartet werden sollte, bevor mit Messungen begonnen werden kann (Abschnitt 4.4.2). Das Rauschen im Messsignal ist abhängig von der eingesetzten Sonde und kann mit einer Standardabweichung von ca. 20 mV abgeschätzt werden (Abschnitt 4.4.3). Von den möglichen Einstellgrößen des *Tuning Fork Sensor Controller*s Amplitude, Phase und Gain beeinflusst nur die Amplitude das Messsignalrauschen stark (Abschnitt 4.4.4).

4.5 Experimentelle Charakterisierung: Sonden-Kennlinie

4.5.1 Vorgehen

Wird die Akiyama-Sonde nicht durch einen Positionsregler in einem konstanten Arbeitspunkt auf der Kennlinie gehalten, sondern soll diese im Ausschlagverfahren um den Arbeitspunkt betrieben werden, so muss vor einer Messung die Sonden-Kennlinie erfasst werden, um einen Zusammenhang zwischen Frequenzverschiebung und Auslenkung in z-Richtung herstellen zu können. Zur Charakterisierung der Sonden-Kennlinie wird die Sonde in die Nähe der Testoberfläche (in diesem Fall Ebenheitsnormal, vgl. Anhang B) gebracht. Der z-Piezo verfährt dann in z-Richtung, bis das Messsignal der Sonde vollen Ausschlag zeigt. Danach verfährt der Piezo wieder in die Ausgangsposition (vgl. Bild 4.4, b). Auf diese Weise wird eine volle Anstast-Rückzug-Kurve (*Approach-Withdraw-Curve*, AW-Kurve) aufgenommen, die anschließend ausgewertet wird. Gemessen werden die analoge Spannung am Ausgang der Akiyama-Sonde $U_{mess}(t)$, sowie die z-Position des Piezos $z_P(t)$. Eine Messung für $U_{mess}(t)$ und $z_P(t)$ über eine Sekunde Messdauer besteht aus 20000 Messwertpaaren (vgl. Bild 4.6 a).

Zur automatisierten Auswertung einer AW-Kurve wird das Messsignal $U_{mess}(t)$ mit einem Medianfilter der Breite 250 gefiltert um einzelne Ausreißer zu unterdrücken. Es ergibt sich eine Häufung der Datenpunkte bei den Zuständen „kein Kontakt“ und „Vollkontakt“. Ein Histogramm mit 200 Bins wird für das gefilterte Messsignal gebildet. Die beiden Maxima des Histogramms werden gesucht. Diese entsprechen der gemessenen Spannung bei keinem Kontakt U_0 und Vollkontakt $U_0 + \Delta U$. Der Messbereich U_m der gemessenen Spannung $U_{mess}(t)$ wird definiert als die um 10% reduzierte Spannungsänderung ($U_m = 0,9 \cdot \Delta U$). Zur Ermittlung des Messbereichs der Akiyama-Sonde in z-Richtung z_m wird $U_{mess}(t)$ über $z(t)$ als $U_{mess}(z)$ aufgetragen, die

Grenzen $U_0 + 0,05 \cdot \Delta U$ sowie $U_0 + 0,95 \cdot \Delta U$ eingetragen. Der erste Wert z_s , für den $U_{mess}(z)$ größer als $U_0 + 0,05 \cdot \Delta U$, sowie der letzte Wert z_e für den $U_{mess}(z)$ kleiner als $U_0 + 0,95 \cdot \Delta U$ ist, sind die Grenzen des Messbereichs. Der Messbereich z_m ermittelt sich dann nach $z_m = z_e - z_s$. Zuletzt wird in $U_{mess}(z)$, begrenzt auf $z \in [z_s; z_e]$, eine Gerade nach der Methode der kleinsten Abweichungsquadrate eingepasst (least-squares Norm) und die Residuen R zwischen der eingepassten Gerade und $U_{mess}(z)$ berechnet. Die Standardabweichung σ_R der Residuen R wird berechnet und die mittlere Standardabweichung über mehrere Experimente ermittelt. Die Steigung der eingepassten Gerade m gibt die Sensitivität der Akiyama-Sonde bezüglich Auslenkungen in z-Richtung in mV/ μ m an. Ergebnisgrößen eines AW-Experiments sind also der Messbereich der Spannung U_m in Volt, der Messbereich der Auslenkung z_m in Mikrometer, die Standardabweichung der Residuen zwischen eingepasstem Ausgleichselement und AW-Kurve σ_R sowie die Sonden-Sensitivität m in Volt pro Mikrometer.

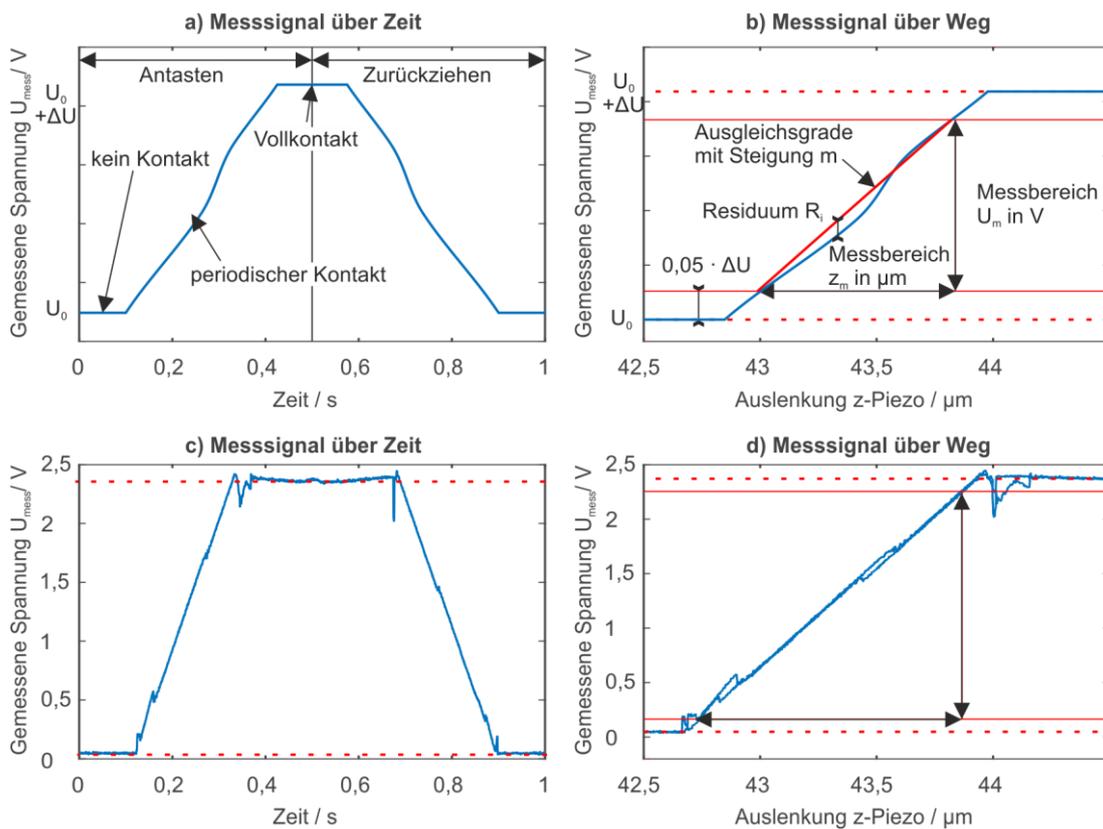


Bild 4.6: Vorgehen zur Charakterisierung einer AW-Kurve anhand eines fiktiven Messsignals $U_{mess}(t)$, aufgetragen über der Zeit (a) sowie über dem Weg des z-Piezos (b), sowie reale AW-Kurve, aufgetragen über der Zeit (c) und dem Weg des z-Piezos (d).

Ziel ist die Quantifizierung des Einflusses von Einstellparametern auf die Charakteristika der AW-Kurve. Die betrachteten Variablen sind:

- Sonde: untersucht werden sechs verschiedene Akiyama Sonden (Nummer 1, 2, 3, 4, 5 und 6), um abzuschätzen, welchen Einfluss die Sonde selbst auf Charakteristika der AW-Kurve hat.
- Amplitude: wie in Abschnitt 4.4 wird die Amplitude im Rahmen der AW-Experimente um den Arbeitspunkt variiert. Ziel ist die Abschätzung des maximalen und minimalen Messbereichs, in Abhängigkeit der Amplituden-Einstellung, sowie das Untersuchen ob und wie sich die Wahl der Amplitude auf andere Eigenschaften, bspw. die Linearität der Kennlinie auswirkt.
- Gain: der Gain wird im Rahmen der AW-Experimente um den Arbeitspunkt variiert. Hiermit soll geprüft werden, ob und wie die Wahl des Gains die Charakteristika der AW-Kurve beeinflusst.
- Phase: der Phase-Wert wird um den Arbeitspunkt variiert. Es wird geprüft, ob und wie sich Veränderungen im Parameter Phase auf den Messbereich und das Messrauschen auswirken.

In Tabelle 5 werden die Parameterwerte, die für die unterschiedlichen Sonden untersucht werden, ebenso wie der Arbeitspunkt der jeweiligen Sonde genannt. Für jede Parameterkombination werden zehn Wiederholexperimente durchgeführt, ausgewertet, und Mittelwert und Standardabweichung der Ergebnisgrößen ermittelt.

Tabelle 5: Untersuchte Parameterbereiche und Arbeitspunkte.

Sonde	Amplitude		Gain		Phase	
	Bereich	Arbeitspunkt	Bereich	Arbeitspunkt	Bereich	Arbeitspunkt
#1	2-9	6	1-7	3	0-7	1,4
#2	2-8	6	1-6	3	1-1,8	1,4
#3	2-9	8	1-7	3	0-2,8	1,4
#4	2-9	6	1-7	3	1-3,8	2,4
#5	3-9	6	1-6	4	0-1,4	1,2
#6	3-9	6	1-9	4	0-2,8	1,2

4.5.2 Ergebnisse

Die Ergebnisse zur Parameterstudie sind in Tabelle 6 zusammengefasst, sowie in den Abbildungen Bild 9.4, Bild 9.5 und Bild 9.6 in Anhang C visualisiert.

Der über die Wiederholexperimente gemittelte maximale Messbereich für Spannung \bar{U}_m unterscheidet sich für verschiedene Akiyama-Sonden und liegt für die betrachteten Sonden zwischen 2 V und 3,5 V. (Bild 9.4, a). Die Variation der Amplitude hat einen näherungsweise linearen Einfluss auf den gemittelten maximalen Messbereich in z-Richtung \bar{z}_m (Bild 9.4, b). Eine Reduktion des Messbereichs bewirkt dabei eine

Erhöhung der gemittelten Sensitivität \bar{m} und umgekehrt (Bild 9.4, c). Für Messungen kann der näherungsweise lineare Zusammenhang zwischen Messbereich z_m und Amplitude genutzt werden, um den Messbereich an die Messaufgabe anzupassen. Die Standardabweichungen der Wiederholexperimente für den mittleren Spannungsmessbereich \bar{U}_m , den Messbereich \bar{z}_m , sowie die Sensitivität \bar{m} , sind klein (Bild 9.4, a, b, c). Sowohl in Bezug auf den Messbereich, als auch bezüglich der Sensitivität unterscheiden sich die betrachteten Sonden klar. Die Erhöhung der Amplitude bewirkt zudem eine Reduktion der mittleren Standardabweichung der Residuen $\bar{\sigma}_R$ zwischen eingepasster und gemessener Kennlinie (Bild 9.4, d). Die hier ermittelte Standardabweichung von bis zu 80 mV ist für alle betrachteten Sonden z.T. deutlich größer als das in Abschnitt 4.4.3 ermittelte Grundrauschen der Sonden von ca. 20 mV. Dies lässt sich damit begründen, dass wie in Bild 4.6 d) dargestellt, Hysterese-Effekte der Kennlinie, sowie Nichtlinearitäten der Kennlinie durch die eingepasste Gerade nicht abgebildet werden können und somit zu einer größeren Abweichung führen.

Tabelle 6: Eigenschaften verschiedener experimentell untersuchter Akiyama-Sonden.

Sonde	Parametrierung	U_m / V	$z_m / \mu m$	$m / V/\mu m$	σ_R / mV
Sonde #1	Messbereich	1,88	1,16	1,80	28,13
	Sensitivität	1,95	0,20	11,18	29,26
Sonde #2	Messbereich	1,97	1,00	2,20	44,09
	Sensitivität	2,02	0,29	7,31	81,45
Sonde #3	Messbereich	2,48	1,42	1,95	23,56
	Sensitivität	2,52	0,26	10,95	65,50
Sonde #4	Messbereich	2,54	1,43	1,99	20,33
	Sensitivität	2,59	0,34	7,17	81,41
Sonde #5	Messbereich	3,55	1,54	2,60	46,70
	Sensitivität	3,57	0,68	5,89	59,43
Sonde #6	Messbereich	2,16	1,35	1,78	34,94
	Sensitivität	1,68	0,21	8,33	72,81

Die Variation des Parameters Gain hat keinen systematischen Einfluss auf die maximale mittlere Messspannung \bar{U}_m (Bild 9.5, a), den gemittelten maximalen Messbereich in z-Richtung \bar{z}_m und die gemittelte Sensitivität \bar{m} (Bild 9.5, c). Bezüglich Abhängigkeit der Standardabweichung der Residuen zwischen eingepasster Gerade von gemessener Kennlinie vom Parameter Gain fällt auf, dass sowohl kleine als auch große Werte von Gain zu einer leichten Erhöhung der gemittelten Standardabweichung der Residuen $\bar{\sigma}_R$ führen (Bild 9.5, d). In der Praxis ist daher die Wahl des Gains in der Größenordnung von 4 sinnvoll.

Der Bereich, in dem eine Variation des Parameters Phase möglich ist unterscheidet sich stark zwischen den verschiedenen Sonden. So war Sonde Nummer 2 nur für einen engen Bereich der Phase von 1 bis 1,8 stabil betreibbar. Für Sonde 1 konnte die Phase im Bereich von 0 bis 7 gewählt werden. Eine Erhöhung dieses Parameters führt zu einer leichten Erhöhung der gemittelten maximalen Messspannung \bar{U}_m , wobei der Zusammenhang hier nichtlinear ist (Bild 9.6, a). Ebenfalls resultiert die Erhöhung der Phase in einer Vergrößerung des gemittelten maximalen Messbereichs in z-Richtung \bar{z}_m und einer Reduktion der gemittelten Sensitivität \bar{m} (Bild 9.6, b und c). Erkennbar ist zudem, dass mit der Erhöhung der Phase ebenfalls die gemittelte Standardabweichung der Residuen $\bar{\sigma}_R$ zunimmt (Bild 9.6, d). Für den Betrieb der Sonde empfiehlt sich daher die Einstellung eines möglichst geringen Werts für den Parameter Phase.

Die Möglichkeit, den Messbereich in z-Richtung der Akiyama-Sonde durch die Wahl der Amplitude zu beeinflussen, erlaubt es die Sonde für Messaufgaben anzupassen. Hier ist der Fokus auf den maximal möglichen Messbereich, ebenso wie der Fokus auf maximale Sensitivität denkbar. Daher sind in Tabelle 6 Werte für den maximalen mittleren Messbereich \bar{z}_m mit zugehöriger mittlerer Sensitivität \bar{m} und mittlerer Standardabweichung der Residuen $\bar{\sigma}_R$ für die verschiedenen betrachteten Sonden zusammengefasst, ebenso wie mittlerer Messbereich \bar{z}_m und mittlere Abweichung der Residuen $\bar{\sigma}_R$ bei hohem mittleren Messbereich \bar{z}_m oder hoher mittlerer Sensitivität \bar{m} der Sonden. Der maximale beobachtete mittlere Messbereich beträgt 1,54 μm , die maximal beobachtete mittlere Sensitivität beträgt 11,18 $\text{V}/\mu\text{m}$ bei einem Messbereich von 0,20 μm . Die in diesem Abschnitt charakterisierte AW-Kurve bildet die Grundlage zum Betreiben der Akiyama-Sonde im Ausschlagmodus um einen Arbeitspunkt. Vor allen weiteren Messungen muss als Vorbereitung eine AW-Kurve durch das Verfahren des z-Piezos aufgenommen werden. Bei der eigentlichen Messung wird dann die Position des z-Piezos konstant gehalten, die Sonde mit dem x- und y-Piezo in der Ebene bewegt und die Frequenzänderung $\Delta f(t)$, bzw. Ausgangsspannung $U_{mess}(t)$ gemessen. Mit der AW-Kurve kann dann $U_{mess}(t)$ in eine Auslenkung $z(t)$ umgerechnet werden.

4.5.3 Frequenzgang der Akiyama-Sonde

Um die Dynamik der Akiyama-Sonde zu untersuchen, werden Experimente vom Typ 5 (Frequenzgang) mit der Sonde Nummer 6 (Parametrierung: Amplitude = 6, Gain = 1,4, Phase = 1,2) durchgeführt. Hierfür werden für jede zu untersuchende Frequenz zunächst eine A-W Kurve aufgenommen, welche der Umrechnung von Signalspannungswerten $U_{mess}(t)$ auf die physikalische Auslenkung der Akiyama-Sonde $z(t)$ dient (vgl. Anhang C, Bild 9.7, a). Danach werden fünf Wiederholungsversuche bei der gewählten Frequenz durchgeführt: die Sonde wird hierfür zunächst in einen Arbeitspunkt gefahren, der mittig auf der Sonden-Kennlinie liegt. Anschließend führt der z-

Piezo eine sinusförmige Bewegung durch, wobei die Soll-Amplitude der Bewegung des Piezos 50 nm beträgt. Die Dauer des Experiments wird fest zu einer Sekunde gewählt, die Anzahl der Sinus-Schwingungen pro Experiment wird zwischen zwei und 105 Schwingungen variiert (entspricht einem Bereich von 2 - 105 Hz, vgl. Bild 9.7, b). Zur Auswertung der Experimente werden zunächst die gemessenen digitalen Signalwerte der Akiyama-Sonde mit der hinterlegten Tabelle in eine Spannung $U_{mess}(t)$ und dann ausgehend von der zuvor aufgenommenen A-W Kurve in eine Auslenkung $z(t)$ umgerechnet. Sowohl in den zeitlichen Verlauf des z-Piezo-Signals $z_p(t)$, als auch in den zeitlichen Verlauf des Messsignals der Akiyama-Sonde wird, nach Subtraktion eines Offsets aus den Daten, eine Sinusfunktion nach der Methode der kleinsten Fehlerquadrate eingepasst. Zur Charakterisierung des Übertragungsverhaltens werden die Amplitude und die Phase der eingepassten Funktionen, in Abhängigkeit der Frequenz, für die Referenzbewegung (z-Piezo) und die Akiyama-Sonde verglichen. Für das Messsignal der Akiyama-Sonde werden zudem die Residuen $R(t)$ zwischen Messsignal und eingepasster Funktion ermittelt und die Standardabweichung der Residuen σ_R berechnet (Bild 9.7, c, d).

Ergebnis ist, dass die Akiyama-Sonde für den untersuchten Frequenzbereich bis ca. 100 Hz in guter Näherung ein konstantes Amplituden-Übertragungsverhalten zeigt. Begrenzend für die Untersuchungen ist hier der z-Piezo, der nicht mehr in der Lage ist, der Soll-Position zu folgen (Bild 4.7, a). Die Akiyama-Sonde misst die Amplitude der Auslenkung etwas zu groß, was aber aus einer Ungenauigkeit in der Umrechnung von Spannung zu Auslenkung resultieren kann. Im Phasengang ist ein leichtes Zunehmen der Phasendifferenz mit ansteigender Frequenz erkennbar (Bild 4.14, c). Die Standardabweichung der Residuen nimmt mit zunehmender Frequenz ebenfalls zu, und liegt unter 8 nm.

4.5.4 Zusammenfassung

Anhand von Antast-Rückzugs-Kurven wurde der Einfluss der Einstellgrößen Amplitude, Gain und Phase auf den Messbereich, die Sensitivität und das Signalrauschen verschiedener Akiyama-Sonden, die mit dem Tuning Fork Sensor Controller betrieben werden, untersucht. Der maximale beobachtete Messbereich beträgt 1,54 μm , die maximale beobachtete Sensitivität beträgt 11,18 $\text{V}/\mu\text{m}$. Im untersuchten Frequenzbereich bis 100 Hz konnten keine merklichen Einschränkungen im Übertragungsverhalten festgestellt werden.

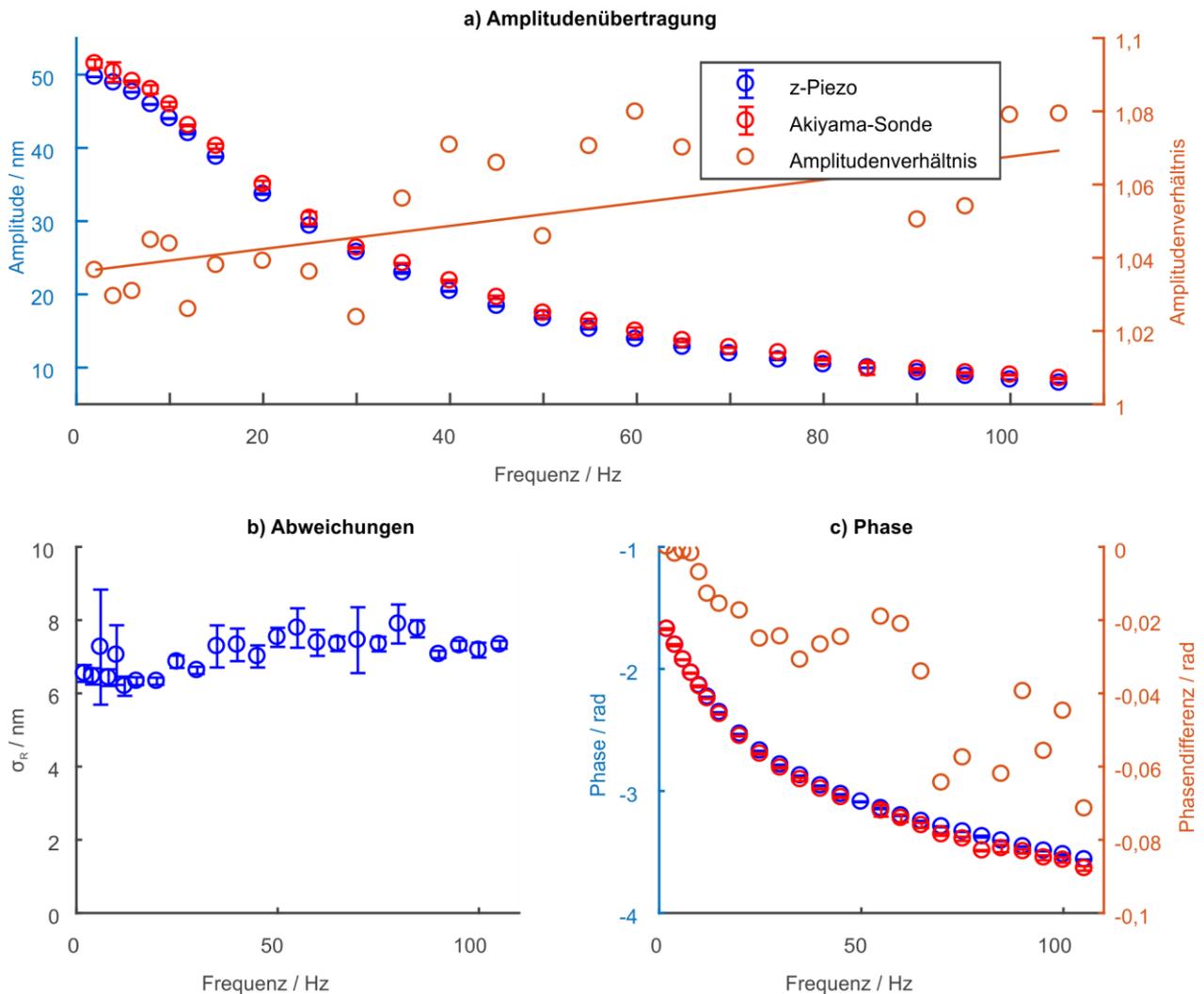


Bild 4.7: Experimentelle Ermittlung des Frequenzgangs der Akiyama-Sonde. Amplitudenübertragung (a), Standardabweichung der Residuen in Abhängigkeit der Frequenz (b) und Phasenübertragung (c).

4.6 Experimentelle Charakterisierung: Ebenheitsnormal

Im Folgenden werden Messungen mit der Akiyama-Sonde auf dem Ebenheitsnormal durchgeführt und qualitativ untersucht. Betrachtet werden Messungen mit einer Sonde (Nummer 6: Amplitude = 6; Gain = 1,4; Phase = 1,2). Das Ebenheitsnormal ist ein polierter, kalibrierter Silizium-Block mit einer Größe von 12 mm x 12 mm x 6 mm (Länge x Breite x Höhe), welches auf einen Träger aus Glas aufgeklebt ist. In einen Bereich von 5x5 mm um die Mitte beträgt die Ebenheit des Normals 65 nm (Anhang B).

Die Messstrecke in x-Richtung wird zu 100 μm gewählt, eine Vorwärts- und Rückwärtsbewegung (Trace/Retrace) über die volle Messstrecke entspricht folglich einer Länge von 200 μm . Begrenzend wirkt hier der maximal mögliche Verfahrensweg des Piezoverstellers in XY-Richtung. Variiert werden die Scangeschwindigkeit, sowie die

Wahl des Arbeitspunktes. Vor jeder Messreihe an Scans in x-Richtung wird zunächst die AW-Kennlinie der Sonde erfasst, um das Messsignal in eine physikalische Auslenkung umrechnen zu können.

Zur Bewertung einer Messung wird zunächst die zum Scan gehörende AW-Kurve, durch Einpassen eines Polynoms erster Ordnung, mit unterer und oberer Grenze ausgewertet. Das Messsignal der Akiyama-Sonde wird dann mit Hilfe der AW-Kurve in eine Auslenkung in nm überführt (vgl. Bild 9.8, a). Die Position des Piezos in x - Richtung liegt bereits in Form einer physikalischen Größe vor, was es ermöglicht $z(t)$ über $x_p(t)$ aufzutragen (vgl. Bild 9.8, b). Das Messsignal wird aufgespalten in Trace und Retrace. Sowohl im Trace, als auch im Retrace sind langwellige Signalanteile aufgrund der Verkipfung der Probe, und Schwingungen durch die Bewegung des Piezos, enthalten. Daher wird sowohl für den Trace, also auch für den Retrace eine Gerade in die Messdaten eingepasst und subtrahiert, und die Standardabweichung σ des resultierenden Signals für Trace und Retrace berechnet (vgl. Bild 9.8, c+d). Es werden fünf Messungen an drei Arbeitspunkten auf der Kennlinie und drei Messstellen auf dem Ebenheitsnormal für Vorschubgeschwindigkeiten von 200, 400 und 600 $\mu\text{m/s}$ durchgeführt. Die untersuchten Scangeschwindigkeiten befinden sich somit in der Größenordnung der angestrebten Zielgeschwindigkeit. Da die Messergebnisse reproduzierbar und ähnlich sind, sind in Bild 4.8 jeweils nur der Trace der 5 Wiederholmessungen am ersten Arbeitspunkt an Messstelle 2 für die unterschiedlichen Vorschubgeschwindigkeiten dargestellt, um exemplarisch den Einfluss der Vorschubgeschwindigkeit zu zeigen.

Betrachtet man die fünf Wiederholmessungen bei Vorschubgeschwindigkeit 200 $\mu\text{m/s}$ (Bild 4.8, a), dann fällt auf, dass alle Messwerte in einem ca. ± 20 nm breiten Korridor liegen. Die Standardabweichung des Messsignals $z(t)$ über alle Wiederholmessungen $\bar{\sigma}_{200}$ beträgt 6,83 nm. Die Verdopplung der Vorschubgeschwindigkeit führt zu keiner merklichen Veränderung im Messsignal (Bild 4.8, b), die Standardabweichung des Messsignals über alle Wiederholmessungen $\bar{\sigma}_{400}$ bleibt in derselben Größenordnung und beträgt 6,91 nm. Eine weitere Erhöhung der Messgeschwindigkeit auf 600 $\mu\text{m/s}$ führt im Trace-Signal zu Oszillationen zu Beginn der Bewegung (vgl. Bild 9.8, c und Bild 4.8, c). Die Messwerte liegen weiterhin in einem ca. ± 20 nm breiten Korridor, die Standardabweichung des Messsignals über alle Wiederholmessungen $\bar{\sigma}_{600}$ steigt auf 8,16 nm. Generell ist bei allen Messungen die Standardabweichung des Messsignals im Retrace größer als im Trace (vgl. Tabelle 7). Dies lässt sich jedoch durch die Bewegung des Piezos in x-Richtung begründen: Für die Trace Messung wird die Sonde aus der Ruhelage auf konstante Geschwindigkeit beschleunigt. Für den Retrace muss die Sonde erst abgebremst, und dann in die entgegengesetzte Richtung beschleunigt werden, was zu höheren Kräften, und somit zu höheren Schwingungen des Messaufbaus führt.

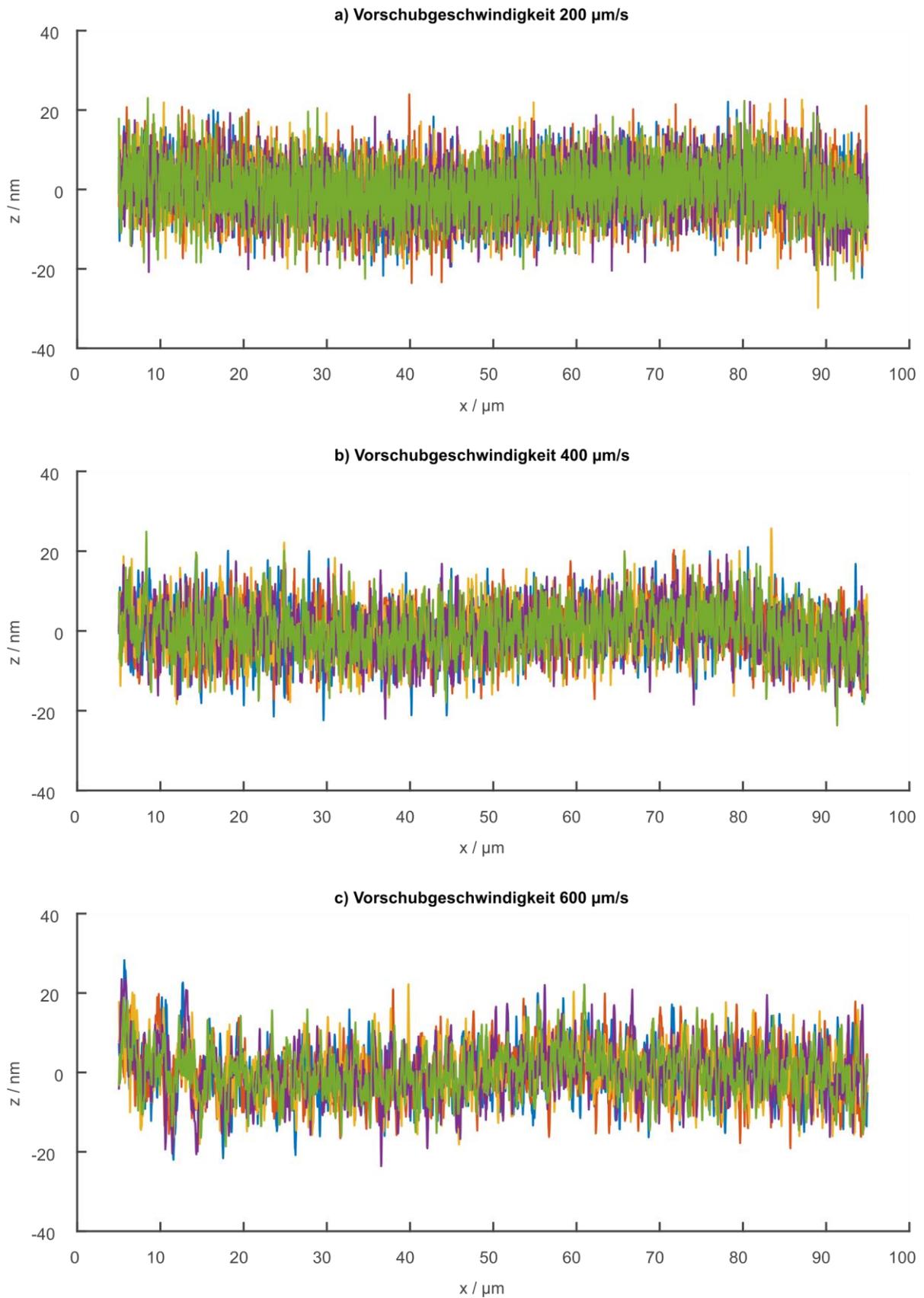


Bild 4.8: Wiederholmessungen (Trace) auf dem Ebenheitsnormal mit unterschiedlichen Vorschubgeschwindigkeiten.

Als Fazit lässt sich festhalten, dass die Messungen wiederholbar sind, und bei hohen Vorschubgeschwindigkeiten eher der Aufbau an sich zu problematischen Schwingungen führt, als dass die Sonde Probleme bekommt.

Tabelle 7: Standardabweichung des Messsignals bei Messungen auf dem Ebenheitsnormal für verschiedene Vorschubgeschwindigkeiten.

Vorschub	σ	σ_{Trace}	σ_{Retrace}
200 $\mu\text{m/s}$	$6,83 \pm 0,67 \text{ nm}$	$6,22 \pm 0,20 \text{ nm}$	$7,44 \pm 0,16 \text{ nm}$
400 $\mu\text{m/s}$	$6,91 \pm 0,64 \text{ nm}$	$6,31 \pm 0,08 \text{ nm}$	$7,50 \pm 0,13 \text{ nm}$
600 $\mu\text{m/s}$	$8,16 \pm 0,68 \text{ nm}$	$7,52 \pm 0,12 \text{ nm}$	$8,78 \pm 0,08 \text{ nm}$

4.7 Experimentelle Charakterisierung: Raunormale

Im Anschluss an die Messungen auf dem Ebenheitsnormal werden Messungen auf verschiedenen Raunormalen durchgeführt und ausgewertet, um das messtechnische Verhalten der Akiyama-Sonde auf (realitätsnahen) technischen Oberflächen abzuschätzen, und zu bewerten.

4.7.1 Messobjekte: Raunormale

Vier verschiedene Normale werden als Messobjekte genutzt, drei superfeine Raunormale und ein Raunormal (vgl. Anhang D):

- Superfeines Raunormal St. 1: $R_a = 26,1 \text{ nm} \pm 10\%$; $R_z = 139,4 \text{ nm} \pm 10 \%$
- Superfeines Raunormal St. 2: $R_a = 61,5 \text{ nm} \pm 8\%$; $R_z = 334,6 \text{ nm} \pm 8 \%$
- Superfeines Raunormal St. 3: $R_a = 85,4 \text{ nm} \pm 6\%$; $R_z = 462,2 \text{ nm} \pm 6 \%$
- Raunormal der Klasse A, St. 1: $R_a = 230 \text{ nm}$ (keine Unsicherheit angegeben); $R_z = 1,43 \mu\text{m}$ (keine Unsicherheit angegeben)

Messungen auf einem Raunormal der Klasse A, Stufe 2 ($R_a = 450 \text{ nm}$; $R_z = 2,76 \mu\text{m}$) wurden durchgeführt, jedoch reicht zur Bewertung der Messungen der Messbereich der Akiyama-Sonde nicht aus.

4.7.2 Messung und Messdatenauswertung

Eine Messung besteht aus einer AW-Messung zur Ermittlung der Sonden-Kennlinie, gefolgt von je 5 Wiederholmessungen an drei Positionen auf der Kennlinie (mittig, mittig $-0,2 \mu\text{m}$, mittig $+0,2 \mu\text{m}$). Auf jedem Normal werden Profilschnitte an drei unterschiedlichen Messstellen aufgenommen. Ein Profilschnitt ist dabei $200 \mu\text{m}$ lang und besteht aus je $100 \mu\text{m}$ Trace und Retrace. Die Vorschubgeschwindigkeit wird als einzige Variable der Messung zwischen $200 \mu\text{m/s}$, $400 \mu\text{m/s}$ und $600 \mu\text{m/s}$ variiert.

Die Messdauer bleibt konstant bei einer Sekunde, d.h. bei 400 $\mu\text{m/s}$ Vorschub werden 2x Trace und 2x Retrace gemessen.

Die Auswertung orientiert sich an der Auswertung zum Ebenheitsnormal: zunächst wird das Messsignal der Akiyama-Sonde mit Hilfe der AW-Kurve in eine physikalische Auslenkung überführt (Bild 4.9 a). Anschließend werden Trace und Retrace in den Messdaten getrennt (Bild 4.9 b). Danach wird auf jeden Trace / Retrace ein λ_s -Filter nach ISO 16610-31 mit Grenzwellenlänge 2,5 μm , sowie ein λ_c -Filter mit Grenzwellenlänge 80 μm angewendet (Bild 4.9 c, vgl. auch Abschnitt 2.1.4). Berechnet werden die Kenngrößen R_a und R_z , separat für jeden Trace und Retrace auf Basis der λ_s -Filterlinien mit den Formeln (2.1) und (2.2). Zudem wird die Standardabweichung der Residuen zwischen λ_s -Filterlinie und Messsignal ermittelt (Bild 4.9 d). In Bild 4.9 e) ist exemplarisch die diskrete Fouriertransformierte der Residuen dargestellt. Erkennbar ist, dass neben weißem Rauschen im Frequenzbereich von 200 Hz bis 500 Hz eine Signalleistungshäufung zu beobachten ist. Für hinreichend niedrige Vorschubgeschwindigkeiten können diese Frequenzen vom eigentlichen Nutzsignal getrennt werden.

4.7.3 Ergebnisse

Exemplarische Messergebnisse (Trace-Signal, λ_s - und λ_c -Filterlinie) sind für die superfeinen Raunormale Stufe 1-3 in Bild 4.9 c) sowie Bild 9.9 a) und b) (Anhang C) zu finden.

In Tabelle 8 sind die Messergebnisse für das superfeine Raunormal der Stufe 1 dargestellt: An den Messstellen 1-3 wird ein mittleres R_a von respektive 15 nm, 22 nm und 24 nm über die fünf Wiederholmessungen an drei Arbeitspunkten ermittelt, was in der Größenordnung des spezifizierten $R_a = 26,1$ nm liegt. Die Standardabweichung des Kennwerts liegt unter einem Nanometer. Auffällig ist zudem die Tatsache, dass R_a für höhere Vorschubgeschwindigkeiten leicht ansteigt. Dies lässt sich durch die dann stärker auftretenden Oszillationen in der Bewegung am Umkehrpunkt erklären. Für die Kenngröße R_z wird an der ersten Messstelle ein mittleres R_z über alle Vorschubgeschwindigkeiten von 39 nm ermittelt. An der zweiten Messstelle beträgt das mittlere R_z 51 nm, an der dritten Messstelle 107 nm. Lediglich der Kennwert der dritten Messstelle liegt in der Größenordnung des spezifizierten R_z von 139 nm. Die Abweichung lässt sich jedoch durch die kurze Messstrecke erklären. Erwähnenswert ist zudem die Stabilität von R_z , dessen Standardabweichung in vielen Messreihen in der Größenordnung von einem Nanometer liegt. Die Standardabweichung der Residuen zwischen λ_s -Filterlinie und erfassten Messdaten liegt für alle Messreihen konstant bei ca. 7,5 nm.

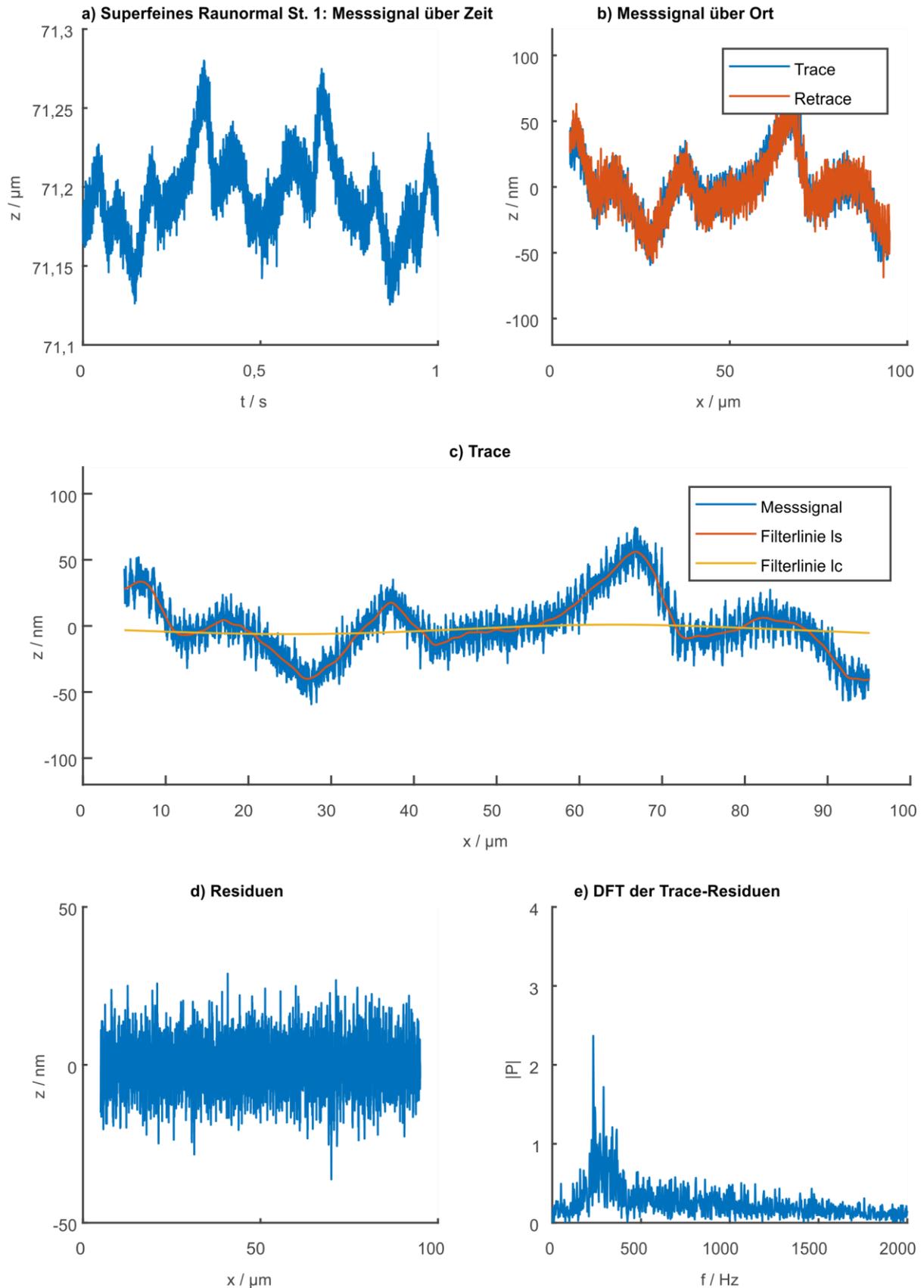


Bild 4.9: Exemplarisches Vorgehen zur Bewertung einer Messung auf einem Ra-normal (hier superfein Stufe 1).

Tabelle 8: Messergebnisse für das superfeine Raunormal Stufe 1; gegeben sind Mittelwert und Standardabweichung über fünf Wiederholexperimente.

Ra / nm	1.Messstelle		2.Messstelle		3.Messstelle	
Vorschub	Trace	Retrace	Trace	Retrace	Trace	Retrace
200 $\mu\text{m/s}$	14,41 \pm 0,21	14,54 \pm 0,24	21,40 \pm 0,51	22,19 \pm 0,50	23,91 \pm 0,37	24,33 \pm 0,42
400 $\mu\text{m/s}$	14,78 \pm 0,24	15,02 \pm 0,18	21,68 \pm 0,30	22,78 \pm 0,28	24,24 \pm 0,41	24,34 \pm 0,73
600 $\mu\text{m/s}$	15,23 \pm 0,26	15,49 \pm 0,25	21,66 \pm 0,37	22,62 \pm 0,47	24,66 \pm 0,44	24,51 \pm 0,46
Rz / nm	1.Messstelle		2.Messstelle		3.Messstelle	
Vorschub	Trace	Retrace	Trace	Retrace	Trace	Retrace
200 $\mu\text{m/s}$	36,99 \pm 1,06	33,81 \pm 1,00	51,76 \pm 1,33	50,15 \pm 1,08	104,68 \pm 1,74	107,26 \pm 2,32
400 $\mu\text{m/s}$	39,14 \pm 1,30	41,23 \pm 2,02	49,15 \pm 2,05	50,49 \pm 1,79	107,87 \pm 1,54	111,63 \pm 2,12
600 $\mu\text{m/s}$	38,67 \pm 1,27	48,15 \pm 2,16	53,10 \pm 4,07	54,11 \pm 1,37	106,47 \pm 2,53	110,80 \pm 1,39
Residuen / nm	1.Messstelle		2.Messstelle		3.Messstelle	
Vorschub	Trace	Retrace	Trace	Retrace	Trace	Retrace
200 $\mu\text{m/s}$	7,48 \pm 0,40	7,67 \pm 0,40	7,91 \pm 0,70	8,29 \pm 0,61	8,11 \pm 0,72	8,32 \pm 0,47
400 $\mu\text{m/s}$	7,18 \pm 0,25	7,20 \pm 0,26	7,37 \pm 0,37	7,49 \pm 0,30	7,68 \pm 0,80	8,28 \pm 0,86
600 $\mu\text{m/s}$	7,26 \pm 0,31	6,91 \pm 0,19	7,60 \pm 1,47	6,96 \pm 0,26	7,54 \pm 0,27	7,52 \pm 0,37

Für das superfeine Raunormal der Stufe 2 sind die Ergebnisse in Tabelle 9 gegeben. An der ersten Messstelle wird $R_a = 49$ nm ermittelt, an der zweiten Messstelle 62 nm und an der dritten Messstelle $R_a = 31$ nm. Hiermit liegt nur der ermittelte Kennwert der zweiten Messstelle in der Größenordnung der Spezifikation von 61 nm. Eine Ursache hierfür kann in der kurzen Messstrecke liegen. Bis auf ein Experiment liegt die Stabilität der Kennwerte für Wiederholmessungen im sub-nanometer Bereich. Ein Ansteigen des R_a bei zunehmender Vorschubgeschwindigkeit ist nicht zu beobachten. R_z wird an den Messstellen 1-3 mit $R_{z1} = 74$ nm, $R_{z2} = 268$ nm, $R_{z3} = 87$ nm deutlich geringer als die Spezifikation ($R_z = 334,6$ nm) ermittelt, wobei die Ursache hierfür in der kurzen Messstrecke anzunehmen ist. Die Standardabweichung der Residuen zwischen λ_s -Filterlinie und erfassten Messdaten liegt für alle Messreihen konstant bei ca. 9 nm, und somit höher als beim superfeinen Raunormal der Stufe 1. Für das superfeine Raunormal der Stufe 3 sind Ergebnisse in Tabelle 10 gegeben, wobei hier nur zwei Messstellen betrachtet werden können, da die Tastspitze der Sonde an der 2. Messstelle bei Vorschubgeschwindigkeit 600 $\mu\text{m/s}$ beschädigt wurde. Die mittleren ermittelten Kenngrößen R_a betragen $R_{a1} = 56$ nm und $R_{a2} = 82$ nm. R_{a2} liegt somit in der Größenordnung der Spezifikation ($R_a = 85,4$ nm). Die Stabilität von R_a liegt im sub-nanometer Bereich. $R_{z1} = 145$ nm und $R_{z2} = 142$ nm sind deutlich kleiner als das spezifizierte R_z , wobei jede Aussage bezüglich R_z aufgrund der kurzen Messstrecke mit Vorsicht zu sehen ist. Die Standardabweichung der Residuen zwischen λ_s -Filterlinie und erfassten Messdaten liegt weiter bei ca. 9 nm. Eine Messung (Trace und Retrace) für das Raunormal Stufe 1 ist in Bild 9.9 c) dargestellt: Hier fällt

auf, dass der Messbereich der Akiyama-Sonde nicht ausreicht, um einen Tastschnitt der Länge 100 μm zu erfassen (rot gekennzeichnete Bereiche). Dies wurde an allen drei betrachteten Messstellen festgestellt, weswegen für das Raunormal Stufe 1 keine Rauheitskenngrößen ermittelt werden.

Tabelle 9: Messergebnisse für das superfeine Raunormal Stufe 2.

Ra / nm	1.Messstelle		2.Messstelle		3.Messstelle	
Vorschub	Trace	Retrace	Trace	Retrace	Trace	Retrace
200 $\mu\text{m/s}$	49,67 \pm 0,47	49,17 \pm 0,52	61,51 \pm 1,58	61,88 \pm 1,46	31,10 \pm 0,17	31,22 \pm 0,19
400 $\mu\text{m/s}$	49,27 \pm 0,31	49,13 \pm 0,32	62,27 \pm 0,36	63,07 \pm 0,40	31,25 \pm 0,31	31,75 \pm 0,42
600 $\mu\text{m/s}$	49,36 \pm 0,24	49,61 \pm 0,32	61,65 \pm 0,44	62,48 \pm 0,44	31,06 \pm 0,69	31,70 \pm 0,44
Rz / nm	1.Messstelle		2.Messstelle		3.Messstelle	
Vorschub	Trace	Retrace	Trace	Retrace	Trace	Retrace
200 $\mu\text{m/s}$	73,58 \pm 1,38	75,88 \pm 0,91	260,53 \pm 11,65	265,75 \pm 11,93	85,54 \pm 1,32	86,05 \pm 1,48
400 $\mu\text{m/s}$	73,98 \pm 1,30	76,13 \pm 1,24	268,36 \pm 1,47	273,24 \pm 1,57	87,09 \pm 2,26	87,35 \pm 2,14
600 $\mu\text{m/s}$	73,88 \pm 1,35	77,51 \pm 1,36	268,64 \pm 1,62	273,83 \pm 1,93	88,32 \pm 2,38	91,74 \pm 1,68
Residuen	1.Messstelle		2.Messstelle		3.Messstelle	
Vorschub	Trace	Retrace	Trace	Retrace	Trace	Retrace
200 $\mu\text{m/s}$	9,51 \pm 0,61	10,02 \pm 0,46	10,59 \pm 1,64	10,77 \pm 1,68	9,18 \pm 0,19	9,61 \pm 0,61
400 $\mu\text{m/s}$	8,48 \pm 0,32	8,78 \pm 0,16	8,70 \pm 0,33	9,09 \pm 0,27	8,87 \pm 0,89	8,92 \pm 0,74
600 $\mu\text{m/s}$	8,37 \pm 1,35	8,40 \pm 0,35	9,28 \pm 0,74	8,86 \pm 0,29	9,00 \pm 0,61	8,30 \pm 0,53

Tabelle 10: Messergebnisse für das superfeine Raunormal Stufe 3.

Ra / nm	1.Messstelle		2.Messstelle		3.Messstelle	
Vorschub	Trace	Retrace	Trace	Retrace	Trace	Retrace
200 $\mu\text{m/s}$	56,07 \pm 0,93	55,67 \pm 0,73	82,46 \pm 0,47	82,24 \pm 0,38	Tastspitze beschädigt	
400 $\mu\text{m/s}$	56,28 \pm 0,79	55,65 \pm 0,81	82,69 \pm 0,23	82,62 \pm 0,17		
600 $\mu\text{m/s}$	56,87 \pm 1,05	56,37 \pm 0,81	Tastspitze beschädigt			
Rz / nm	1.Messstelle		2.Messstelle		3.Messstelle	
Vorschub	Trace	Retrace	Trace	Retrace	Trace	Retrace
200 $\mu\text{m/s}$	142,83 \pm 11,94	139,49 \pm 10,89	139,63 \pm 1,21	141,19 \pm 0,38	Tastspitze beschädigt	
400 $\mu\text{m/s}$	151,79 \pm 6,57	145,78 \pm 6,30	141,48 \pm 1,32	145,92 \pm 1,52		
600 $\mu\text{m/s}$	156,73 \pm 9,79	147,31 \pm 9,85	Tastspitze beschädigt			
Residuen	1.Messstelle		2.Messstelle		3.Messstelle	
Vorschub	Trace	Retrace	Trace	Retrace	Trace	Retrace
200 $\mu\text{m/s}$	10,21 \pm 0,46	10,11 \pm 0,47	8,52 \pm 0,28	8,63 \pm 0,16	Tastspitze beschädigt	
400 $\mu\text{m/s}$	8,97 \pm 0,21	9,10 \pm 0,36	8,68 \pm 0,29	8,19 \pm 0,21		
600 $\mu\text{m/s}$	8,80 \pm 0,30	8,99 \pm 0,60	Tastspitze beschädigt			

4.8 Zusammenfassung und Bewertung

Ausgehend von den in diesem Kapitel vorgestellten experimentellen Untersuchungen kann ein Vergleich mit den funktionalen Anforderungen aus Kapitel 3 durchgeführt werden.

In Abschnitt 4.4 wurde ermittelt, dass das Signalrauschen der Akiyama-Sonde kleiner als 20 mV abgeschätzt werden kann. Der maximal beobachtete Messbereich der untersuchten Sonden beträgt 1,54 μm (vgl. Abschnitt 4.4). Die Sensitivität der Sonde kann bei großem Messbereich mit 2 V/ μm und bei kleinem Messbereich mit 8 V/ μm abgeschätzt werden (vgl. Abschnitt 4.5). Hieraus lässt sich ermitteln, dass mit dem untersuchten Aufbau eine vertikale Auflösung von 10 nm (großer Messbereich) bzw. 2,5 nm (kleiner Messbereich) erreicht werden kann. Die Untersuchungen zum Frequenzgang der Sonde (Abschnitt 4.5.3), sowie die Messungen auf dem Ebenheitsnormal (Abschnitt 4.6) bzw. auf den superfeinen Raunormalen (Abschnitt 4.7) belegen zudem, dass Vorschubgeschwindigkeiten größer als 0,5 mm/s möglich sind. Die laterale Auflösung der Sonden wurde nicht experimentell untersucht, jedoch wird der Radius der Tastspitze der Akiyama-Sonde in Datenblättern als < 15 nm angegeben, was eine laterale Auflösung ermöglicht die deutlich kleiner als 0,5 μm ist. Bei allen hier vorgestellten Ergebnissen gilt es jedoch zu beachten, dass die Experimente unter „normalen Laborbedingungen“, und nicht in einem speziell isolierten Raum stattgefunden haben. Störungen aufgrund von Umgebungseinflüssen sind daher nicht auszuschließen. Es ist daher davon auszugehen, dass unter anderen Umgebungsbedingungen evtl. bessere Eigenschaften für die Akiyama-Sonde ermittelt werden können.

Vergleicht man die Ergebnisse der experimentellen Charakterisierung mit den gestellten Anforderungen (vertikaler Messbereich größer als 5 μm , vertikale Auflösung kleiner als 10 nm, laterale Auflösung kleiner als 0,5 μm , Vorschubgeschwindigkeit mindestens 0,5 mm/s), dann wird nur der angestrebte Messbereich nicht erreicht. Dies ist jedoch problematisch, da der kleine Messbereich die realisierbaren Messaufgaben eingeschränkt. So sind z.B. Messobjekte wie das Raunormal Stufe 1 ($R_a = 230$ nm, $R_z = 1,43$ μm) nicht mehr messbar. Außerdem erschwert der kleine Messbereich das Messen über längere Strecken, da z.B. eine Ebenheitsabweichung kleiner als 2 μm auf einer 4mm langen Messstrecke nicht erreichbar ist.

Trotzdem bietet die Akiyama-Sonde aufgrund des sensorlosen Messprinzips das Potenzial für ein Messgerät, das hochauflösend und einfach bedienbar ist, und sich gleichzeitig günstig realisieren lässt. Daher wird in den nächsten Kapiteln ein Ansatz für eine neuartige, einfache und günstige Betriebselektronik der Akiyama-Sonde entworfen und diskutiert.

5 Modellbasierte Neuentwicklung der Betriebselektronik der Akiyama-Sonde

Der bisher zum Betrieb der Akiyama-Sonde genutzten *Tuning Fork Sensor Controller* erfordert eine aufwändige Inbetriebnahme und Parametrierung vor Messungen, was eine Hürde für den praktischen Einsatz darstellt. Um diese Hürde zu überwinden, soll eine neue Betriebselektronik entwickelt werden die einfach aufgebaut ist, und den Anwender entlasten kann. Grundlage hierfür ist ein Ansatz aus der mikroakustischen Viskositätsmessung von Fluiden mittels Schwingquarzen, der in Abschnitt 5.1 vorgestellt wird. Um diesen modellbasiert auf die Akiyama-Sonde anpassen zu können, werden zunächst ein Simulationsmodell für die Sonde entworfen und Parameter für das Simulationsmodell identifiziert (Abschnitt 5.2). Abschließend erfolgt eine detaillierte Analyse des Ansatzes, der mit virtuellen Messungen und idealisierten Bedingungen abschlossen wird (Abschnitt 5.3).

5.1 Neuentwicklung der Betriebselektronik der Akiyama-Sonde: Lösungselemente

Eine Betriebselektronik, welche einen Wechselwirkungssensor für die Akiyama-Sonde realisiert, besteht wie in Abschnitt 2.4.3 beschrieben aus einer Vorverstärkerschaltung zur Spannungskonditionierung und Strom-Spannungs-Wandlung, einer Möglichkeit zur Kompensation der parasitären Kapazität, einer Lösung zur Anregung der Sonde bei Resonanzfrequenz und einer Lösung zur Frequenzmessung. Auch für die Neuentwicklung soll als Vorverstärkerschaltung das vorhandene *Preamplifier-Board* genutzt werden, auf welchem eine Möglichkeit zur Kompensation der parasitären Kapazität vorhanden ist. Im Folgenden werden verschiedene Lösungsansätze für die Aufgaben „Anregung der Sonde bei Resonanzfrequenz“ und „Frequenzmessung“ vorgestellt und bewertet.

5.1.1 Anregen der Akiyama-Sonde bei Resonanzfrequenz

Zur Anregung von Schwingquarzen bei Resonanzfrequenz werden häufig analoge Schaltungen genutzt: Ferrara schlägt eine Eigenbaulösung in Form einer analogen Schaltung, bestehend aus einer Oszillator Schaltung und einer Amplitudenregelung vor [70]. Im Kern basiert der Ansatz auf der Einhaltung des Barkhausen-Kriteriums. Angenommen wird ein rückgekoppeltes System, bestehend aus den Übertragungsfunktionen $A(j\omega)$ und $B(j\omega)$ sowie der offenen Schleifenverstärkung $T(j\omega) = A(j\omega) \cdot B(j\omega)$ (vgl. Bild 5.1). $A(j\omega)$ ist das anzuregende System, $B(j\omega)$ ist die Rückkopplung. Zur Erzeugung einer stabilen Schwingung bei Resonanz müssen die Phasenbedingung und die Amplitudenbedingung erfüllt werden [86]:

$$\angle T(j\omega) = 0^\circ \Rightarrow \omega = \omega_0 \quad (5.1)$$

$$|T(j\omega_0)| = 1 \quad (5.2)$$

Wenn ein System die Bedingungen aus Gleichung (5.1) und (5.2) erfüllt, dann kann es ein stabiler Oszillator bei Frequenz ω_0 sein. Jersch et. al schlagen einen analogen Brückenoszillator vor [71], ebenso wie Rust et. al, die einen analogen Oszillator mit Phasenschieber beschreiben [72]. Brückenoszillatoren haben den Vorteil, dass sie auch bei hohen Resonanzfrequenzen (MHz-Bereich) zu stabilen Schwingungen bei Resonanzfrequenz führen [88].

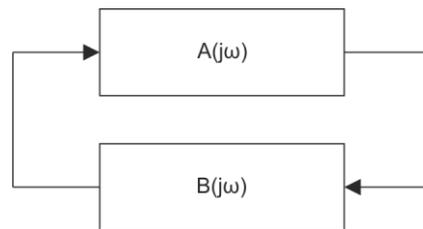


Bild 5.1 Rückgekoppeltes System zur Analyse mit dem Barkhausen-Kriterium.

5.1.2 Frequenzmessung

Zur Ermittlung der Frequenz eines analogen oder digitalen Signals existiert eine Vielzahl von Ansätzen unterschiedlicher Komplexität: zur Frequenzmessung in einem Signal, das um einen Mittelwert oszilliert, bietet sich das Messen der Zeit zwischen zwei Mittelwert- oder Nulldurchgängen an [89]. Problematisch ist hier jedoch der Fall, wenn eine hohe Frequenzauflösung bei einer hohen Oszillationsfrequenz gefordert ist. Wenn um eine Frequenz von 40 kHz eine Frequenzauflösung von 0,1 Hz gefordert ist, dann gilt:

$$\Delta T = T_1 - T_2 = \frac{1}{f_{40kHz}} - \frac{1}{f_{40kHz+0,1Hz}} = \left(\frac{1}{40000} - \frac{1}{40000,1} \right) s \approx 0,06ns \quad (5.3)$$

Die Nulldurchgänge müssen also auf 0,06 ns genau ermittelt werden, was einer Abtastrate von ca. 17GHz entspricht. Das Messen der Periodendauer ist also für hohe Frequenzen und hohe Frequenzauflösung nicht praktikabel. Daher werden häufig komplexere Ansätze zur Frequenzmessung genutzt.

Verschiedene algorithmische Ansätze zur Frequenzermittlung bilden den Stand der Technik: Ziarania und Konrad beschreiben einen Ansatz, der auf nichtlinearen Differentialgleichungen basiert [90], Chen beschreibt einen Ansatz, der auf nichtlinearem Least-Squares Fitting basiert [91], So nutzt einen rekursiven Least-Squares Ansatz [92]. Nishiyama beschreibt ein nichtlineares Filter, welches auf einem erweiterten komplexen Kalman-Filter basiert [93]. Hovin et al. beschreiben einen Delta-Sigma

Frequenz-zu-Digital-Wandler, der in einem FPGA realisiert wird [94]. Neben algorithmischen Ansätzen existieren Bauteile zur Frequenzmessung, sogenannte Frequenz-Spannungs-Wandler (*Frequency-voltage-converter*, FVC). Gabrielli et al. untersuchen zwei Eigenbau-FVC und vergleichen diese mit den klassischen kommerziell erhältlichen Frequenz-Spannungs-Wandlern VFC110 und PLL7046 [95].

Häufig werden zudem Phasenregelschleifen (*phase-locked loop*, PLL) zur Frequenzmessung genutzt: eine PLL besteht dabei aus einem Phasendetektor, einem Schleifenfilter sowie einem numerisch gesteuerten Oszillator. Der Phasendetektor, der häufig als Multiplikator ausgeführt ist, vergleicht das Eingangssignal mit einem Referenzsignal und liefert ein Ausgangssignal, welches idealerweise proportional zur Phasendifferenz zwischen Eingangs- und Referenzsignal ist. Häufig sind dem Phasendifferenzsignal Schwingungen überlagert, die durch das Schleifenfilter unterdrückt werden. Das Schleifenfilter dient zudem als Regler und überführt das Phasendifferenzsignal in das Steuersignal des Oszillators. Die Frequenz des Oszillators wird durch die Rückkopplung nun so lange angepasst, bis das Phasendifferenzsignal null beträgt. Das Steuersignal des Oszillators ist dann proportional zur Frequenz des Referenzsignals. Eine PLL kann dabei komplett in Software auf einem DSP realisiert werden [94]. Alternativ existieren PLL als fertige Bauteile [96] sowie als Kombination aus analogen und digitalen Elementen [97], bzw. FPGAs [89].

5.1.3 Kombinierte Anregung und Frequenzmessung

Ein Ansatz zur kombinierten Anregung eines resonanzfähigen Systems bei dessen Resonanzfrequenz mit gleichzeitiger Frequenzmessung, der sich an PLLs orientiert, findet sich bei den FM-AFM's sowie im Bereich der mikroakustischen Viskositätsmessung von Fluiden mittels Schwingquarzen (*thickness shear-mode*, TSM). Jakoby et al. schlagen die Anregung eines Schwingquarzes mit einem spannungsgesteuerten Oszillator (*Voltage Controlled Oscillator*, VCO) vor. Nachgeschaltet wird ein Transimpedanzverstärker (Strom-Spannungs-Wandler), um den Stromfluss durch den Quarz zu erfassen. Das anregende Signal des Oszillators wird dann mit der Ausgangsspannung des Transimpedanzverstärkers multipliziert und tiefpassgefiltert. In einer Rückkopplungsschleife wird das Ausgangssignal des Tiefpassfilters mit einer niederfrequenten Schwingung zur Frequenzmodulation multipliziert, erneut tiefpassgefiltert und integriert. Das Ausgangssignal des Integrators und das niederfrequente Schwingungssignal werden addiert und bilden den Eingang des spannungsgesteuerten Oszillators (Bild 5.2, a) [98]. Ihn et. al. regen eine Quarzkristall-Stimmgabel mit einem VCO an und erfassen den Stromfluss durch die Stimmgabel mit einem Transimpedanzverstärker. Die anregende Spannung und der spannungsgewandelte Stromfluss werden durch einen Lock-In Verstärker demoduliert. Das Ausgangssignal des Lock-In Verstärkers wird durch einen PI-Regler verstärkt und integriert und dem VCO als Steuersignal zugeführt (Bild 5.2, b) [99]. Jakoby et. al. gehen dabei von 6-MHz TSM

Resonatoren aus, Ihn et al. nutzen einen Schwingquarz, dessen Resonanzfrequenz bei 32,4 kHz liegt [99].

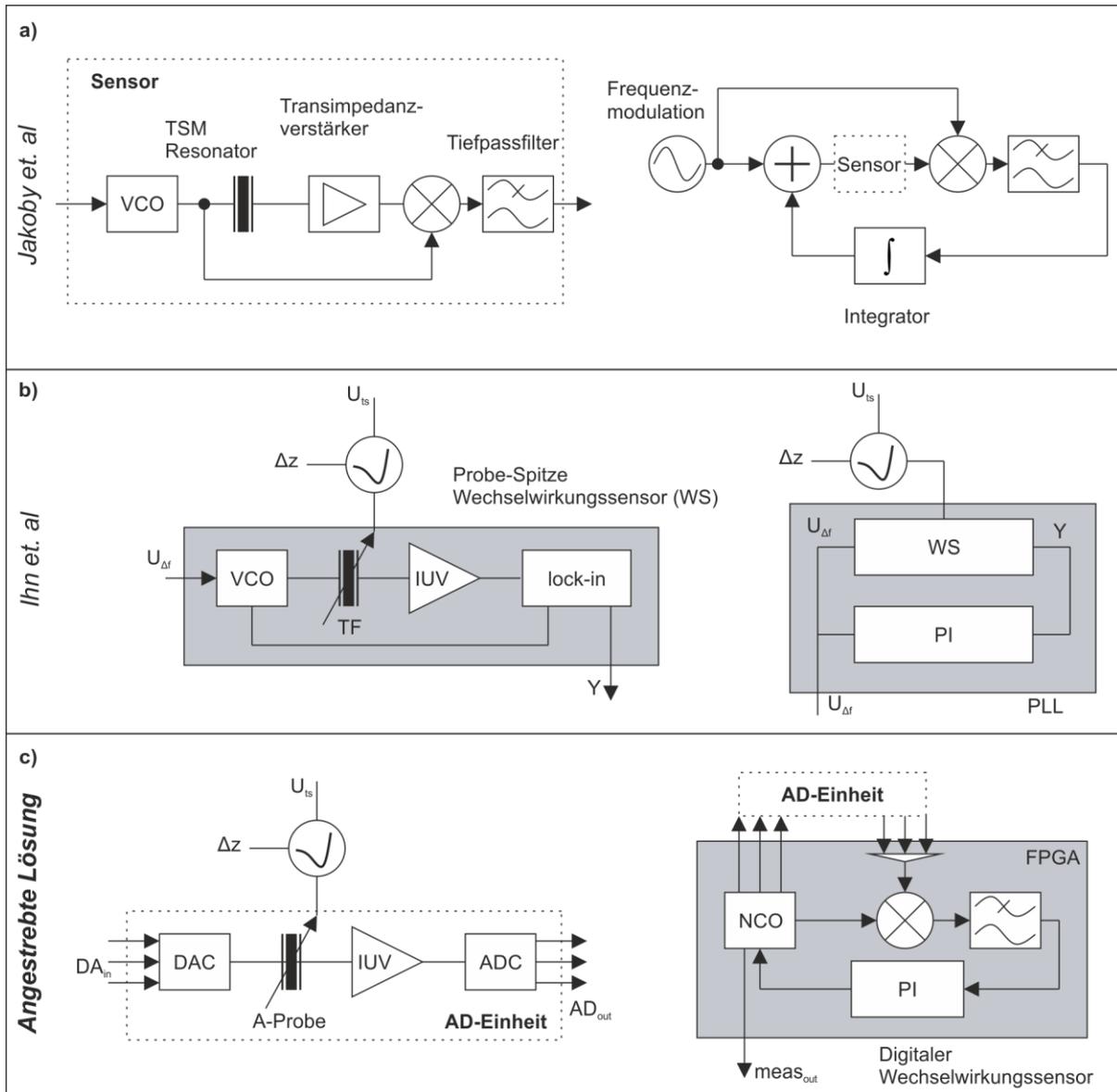


Bild 5.2: Analoge Betriebselektronik für die mikroakustische Viskositätsmessung nach Jakoby et. al [98] (a). PLL zum Betreiben einer Quarzkristall-Stimmgabel für Rasterkraftmikroskopie nach Ihn et. al [99] (b). Modifizierte Version des Wechselwirkungssensors für die Akiyama-Sonde in Anlehnung an Jakoby et. al und Ihn et. al [98, 99] (c).

Beide zuvor genannten Ansätze zeichnen sich durch eine sehr einfache Struktur aus und sollen daher die Grundlage für die Neuentwicklung des Wechselwirkungssensors der Akiyama-Sonde bilden (Bild 5.2, c). Angedacht ist die Anregung der Sonde direkt durch einen DA-Wandler. Der Stromfluss durch die Sonde wird wie in den zuvor beschriebenen Ansätzen mit einem Transimpedanzverstärker in eine Spannung umge-

wandelt. Diese wird dann direkt durch einen AD-Wandler digitalisiert. Die zuvor analog gelösten Operationen wie Multiplikation, Filterung, Addition und Integration werden auf einem FPGA realisiert. Dies hat zur Folge, dass für die zu realisierende Betriebselektronik nur der DA-Wandler, der AD-Wandler sowie der FPGA benötigt werden. Der angestrebte Wechselwirkungssensor zeichnet sich also durch eine sehr einfache Schaltung, bestehend aus DA- und AD-Wandler, aus. Weitergehende Funktionen werden digital durch einen FPGA realisiert.

Der Ansatz aus Bild 5.2 c) wird in den nachfolgenden Abschnitten genauer mathematisch beschrieben und untersucht: zur Auslegung des Ansatzes wird zunächst ein Modell der Akiyama-Sonde aufgestellt (Abschnitt 5.2). Nachfolgend wird der digitale Wechselwirkungssensor zunächst mathematisch modelliert und analysiert (Abschnitt 5.3). Die hardwareseitige Realisierung wird in Kapitel 6 beschrieben: dies umfasst die Auslegung der elektrischen Bauteile, deren Integration in eine Schaltung sowie deren Anbindung an den FPGA. Die notwendigen Funktionen werden auf dem FPGA implementiert. Das resultierende System wird zudem in einem Simulationsmodell abgebildet. Abschließend werden mit dem realisierten System in Kapitel 7 Verifikationsmessungen durchgeführt.

5.2 Modellierung der Akiyama-Sonde

5.2.1 Sonden-Modelle für die Quarzkristall-Stimmgabeln und die Akiyama-Sonde

Wie in Abschnitt 2.4.2 beschrieben, setzt sich die Akiyama-Sonde aus einer Quarzkristall-Stimmgabel (*Quartz Crystal Tuning Fork*, QTF) und einer darauf aufgebrachtten Siliziumstruktur zusammen. Die elektrischen Eigenschaften der Quarzkristall-Stimmgabel können mit Hilfe des Butterworth-van-Dyke-Ersatzschaltbilds (BvD) beschrieben werden (vgl. Bild 5.3, a). Das Ersatzschaltbild modelliert den Quarzkristall als einen RLC-Schwingkreis, wobei die Induktivität L_Q die im Quarz gespeicherte kinetische Energie abbildet, die Kapazität C_Q die potenzielle Energie und der Widerstand R_Q die auftretenden Verluste. Eingangsgröße ist die an den Quarz angelegte Spannung $U_Q(t)$, Ausgangsgröße ist der Stromfluss $I_Q(t)$. Weiterhin bilden die Kontakte des Quarzes eine Kapazität aus, die im Modell in Form der parallelen, parasitären Kapazität C_0 berücksichtigt wird. Als Übertragungsfunktion der QTF, abgebildet durch das Butterworth-van-Dyke-Ersatzschaltbild, ergibt sich [100]:

$$G_{Q,elektrisch}(s) = \frac{I_Q(s)}{U_Q(s)} = \frac{1}{R_Q + \frac{1}{C_Q s} + L_Q s} + C_0 s \quad (5.4)$$

Die parasitäre Kapazität C_0 ist in vielen Fällen klein und kann daher vernachlässigt werden. Ist dies nicht der Fall, so kann C_0 mit der in Bild 5.3, c) gezeigten Schaltung kompensiert werden.

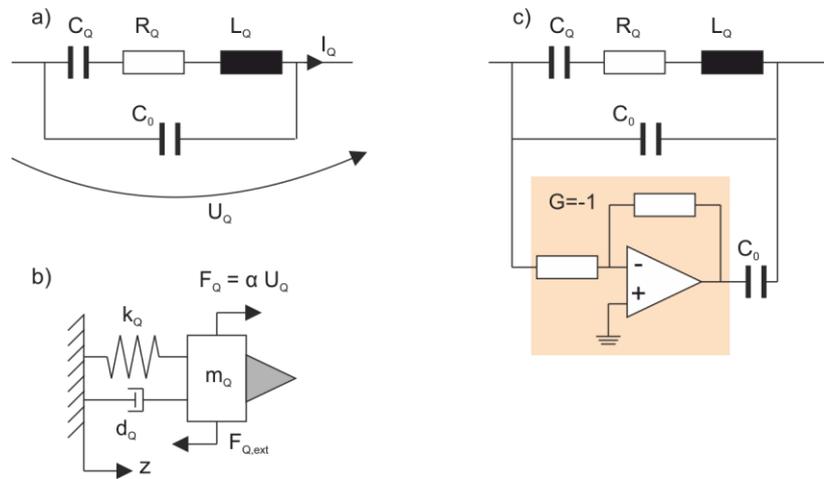


Bild 5.3: a) Butterworth-van-Dyke-Ersatzschaltbild eines Schwingquarzes; b) Mechanisches Ersatzschaltbild für die QTF; c) Ersatzschaltbild eines Schwingquarzes mit Schaltung zur Kompensation der parasitären parallelen Kapazität.

Das elektrische Ersatzschaltbild macht keine Aussagen über die mechanischen Größen des Quarzes. Sind diese von Interesse, dann kann das mechanische Äquivalent für das Butterworth-van-Dyke-Ersatzschaltbild, der Ein-Masse-Schwinger (vgl. Bild 5.3, b), genutzt werden. Die Parameter des Ein-Masse-Schwingers sind dann die effektiv bewegte Masse m_q , die effektive Federsteifigkeit k_q sowie die effektive Dämpfung des Quarzes d_q . Die Kraft $F_Q(t)$ wirkt als Eingangsgröße auf das System, Ausgangsgröße ist die Auslenkung des Ein-Masse-Schwingers $z_Q(t)$. Die parasitäre Kapazität wird im mechanischen Ersatzschaltbild nicht berücksichtigt. Für die mechanische Übertragungsfunktion der QTF ergibt sich dann:

$$G_{Q,\text{mechanisch}} = \frac{z_Q(s)}{F_Q(s)} = \frac{1}{m_Q s^2 + d_Q s + k_Q} \quad (5.5)$$

Das elektrische und das mechanische Ersatzschaltbild sind über die elektromechanische Kopplungskonstante α ; $[\alpha] = C/m$ gekoppelt. Diese beschreibt den Zusammenhang zwischen der Ladungstrennung im Quarz und dessen Auslenkung. Es gilt:

$$\begin{aligned} F_Q &= \alpha U_Q \\ I_Q &= \alpha \dot{z}_Q \end{aligned} \quad (5.6)$$

Die auf den Ein-Masse-Schwinger wirkende Kraft $F_Q(t)$ ist proportional zu der an den Quarzkristall angelegten Spannung. Die Spannung am Quarz $U_Q(t)$ ist proportional zur Auslenkung der QTF $z_Q(t)$. Der Stromfluss $I_Q(t)$ ist proportional zur Geschwindigkeit der QTF $\dot{z}_Q(t)$. Die Umrechnung der elektrischen und mechanischen Modellparameter ergibt sich aus der Energieerhaltung im System zu:

$$\begin{aligned} L_Q &= m_Q / \alpha^2 \\ 1 / C_Q &= k_Q / \alpha^2 \\ R_Q &= d_Q / \alpha^2 \end{aligned} \quad (5.7)$$

Eine externe Kraftereinwirkung auf die QTF, beispielsweise resultierend aus dem mechanischen Kontakt der QTF mit der Probenoberfläche, kann als zusätzliche Kraft $F_{Q,ext}(t)$ berücksichtigt werden (vgl. Bild 5.3, b). Wie eingehend beschrieben, setzt sich die Akiyama-Sonde aus der zuvor beschriebenen QTF und einer darauf aufgebracht Siliziumstruktur, der eigentlichen AFM-Sonde, zusammen (vgl. Bild 5.4, a und b). Sowohl die QTF als auch die Sonde können sich dabei unabhängig voneinander bewegen, was in einem weiteren Freiheitsgrad des Systems resultiert. Beide Teilsysteme sind gekoppelt und beeinflussen sich gegenseitig. Im mechanischen Ersatzschaltbild wird die Sonde in Form einer weiteren Masse m_S berücksichtigt, die über ein Feder-Dämpfer-Element mit Federkonstante k_S und Dämpfung d_S mit der QTF gekoppelt ist (vgl. Bild 5.4, c). Der ursprüngliche Ein-Masse-Schwinger erweitert sich dann zu einem Zwei-Masse-Schwinger und lässt sich mit einer gekoppelten Differentialgleichung beschreiben [101]:

$$\begin{aligned} m_Q \ddot{z}_Q(t) + (d_Q + d_S) \dot{z}_Q(t) + (k_Q + k_S) z_Q(t) &= F(t) + d_S \dot{z}_S(t) + k_S z_S(t) \\ m_S \ddot{z}_S(t) + d_S \dot{z}_S(t) + k_S z_S(t) &= d_S \dot{z}_Q(t) + k_S z_Q(t) + F_{S,ext}(t) \end{aligned} \quad (5.8)$$

Die externe Kraft $F_{S,ext}(t)$ wirkt direkt auf die Sonde ein. Gleichung (5.8) lässt sich ebenfalls mit den Parametern der äquivalenten elektrischen Schaltung darstellen, wobei R_S , L_S und C_S die Parameter der Sonde sind und $i_S(t)$ der Stromfluss durch die Sonde (vgl. Bild 5.4, d):

$$\begin{aligned} L_Q \frac{di_Q}{dt} + (R_Q + R_S) i_Q + \left(\frac{1}{C_Q} + \frac{1}{C_S} \right) \int i_Q dt &= U_Q(t) + R_S i_S + \frac{1}{C_Q} \int i_S dt \\ L_S \frac{di_S}{dt} + R_S i_S + \frac{1}{C_S} \int i_S dt &= R_S i_Q + \frac{1}{C_S} \int i_Q dt \end{aligned} \quad (5.9)$$

Gleichung (5.9) berücksichtigt nicht mehr die auf die Sonde wirkende Kraft $F_{S,ext}(t)$. Sowohl in Gleichung (5.8) als auch in Gleichung (5.9) wird die parasitäre Kapazität nicht berücksichtigt, da diese wie zuvor beschrieben bei Bedarf kompensiert werden kann. Gleichung (5.9) kann die ersten beiden Resonanzfrequenzen der Akiyama-

Sonde ohne Wechselwirkung mit einem Messobjekt abbilden. Zum Messen wird die Akiyama-Sonde jedoch nur in einem engen Frequenzbereich um ihre erste Resonanzfrequenz betrieben. Wechselwirkungen der Sonde mit der Probenoberfläche bewirken dabei Veränderungen in der Resonanzfrequenz. Gleichzeitig ist die Masse der Sonde m_S , verglichen mit der Masse der QTF m_Q , klein. Diese lässt sich in der Modellierung ausnutzen, indem die elektrische Wirkung der AFM-Sonde im Ersatzschaltbild vernachlässigt wird ($R_S = L_S = C_S = 0$) und die Wechselwirkungen $F_{S,ext}(t)$ über einer Veränderung der QTF-Parameter $\Delta R_Q(t)$, $\Delta C_Q(t)$ und $\Delta L_Q(t)$ abgebildet werden. Gleichung (5.9) vereinfacht sich dann zu (vgl. Bild 5.4, e):

$$(L_Q + \Delta L_Q) \frac{di_Q}{dt} + (R_Q + \Delta R_Q) i_Q + \left(\frac{1}{C_Q + \Delta C_Q} \right) \int i_Q dt = U_Q(t) \quad (5.10)$$

Dies entspricht als Übertragungsfunktion wieder der Struktur der ursprünglichen QTF mit Berücksichtigung der Wechselwirkung in Form von Parameteränderungen, wobei sich die Systemparameter ändern. Die Akiyama-Sonde wird daher mit den Parametern R_{Aki} , C_{Aki} und L_{Aki} , der Eingangsspannung U_{Aki} sowie dem Ausgangsstrom I_{Aki} und der folgenden Übertragungsfunktion modelliert:

$$G_{Aki,e}(s) = \frac{I_{Aki}(s)}{U_{Aki}(s)} = \frac{s}{(L_{Aki} + \Delta L)s^2 + (R_{Aki} + \Delta R)s + \frac{1}{(C_{Aki} + \Delta C)}} \quad (5.11)$$

Der Einfluss der Wechselwirkung mit einer Probe wird durch die Änderungen ΔR , ΔL und ΔC berücksichtigt. Die Auswirkung der parasitären Kapazität lässt sich miteinbeziehen durch $G_{Aki}(s) + C_0 s$. Das Übertragungsverhalten des vereinfachten Modells der Akiyama-Sonde (5.11) entspricht einem RLC-Reihenschwingkreis mit veränderlichen Parametern. ΔR , ΔC und ΔL bewirken eine Verschiebung und Skalierung der Resonanzkurve. Alternativ zu den Parametern R_{Aki} , L_{Aki} und C_{Aki} können zur Beschreibung des Systems aus dem Bode-Diagramm die Resonanzfrequenz $\omega_0 = 2\pi f_0 = 2\pi \left(\sqrt{L_{Aki} \cdot C_{Aki}} \right)^{-1}$, die 3-dB-Bandbreite $B = f_0 \cdot Q^{-1}$ mit $Q = R_{Aki} \cdot \sqrt{C_{Aki} L_{Aki}^{-1}}$ sowie die Verstärkung bei Resonanz $V = |G_{Aki,e}(i(\omega = \omega_0))|$ abgelesen werden.

Alternativ zum RLC-Reihenschwingkreis-Modell der Akiyama-Sonde kann auch der Ein-Masse-Schwinger als mechanisches Äquivalent genutzt werden. Parameter des Systems sind m_{Aki} , d_{Aki} und k_{Aki} . Wechselwirkungen werden ebenfalls durch die Parameteränderungen Δm , Δd und Δk berücksichtigt.

$$G_{Aki,m} = \frac{z_{Aki}(s)}{F_{Aki}(s)} = \frac{1}{(m_{Aki} + \Delta m)s^2 + (d_{Aki} + \Delta d)s + (k_{Aki} + \Delta k)} \quad (5.12)$$

Der RLC-Reihenschwingkreis als Modell unterscheidet sich vom mechanischen Ein-Masse-Schwinger insofern, als dass die Eingangsgröße einmal differenziert wird, was einer Anhebung des Phasengangs um 90° entspricht.

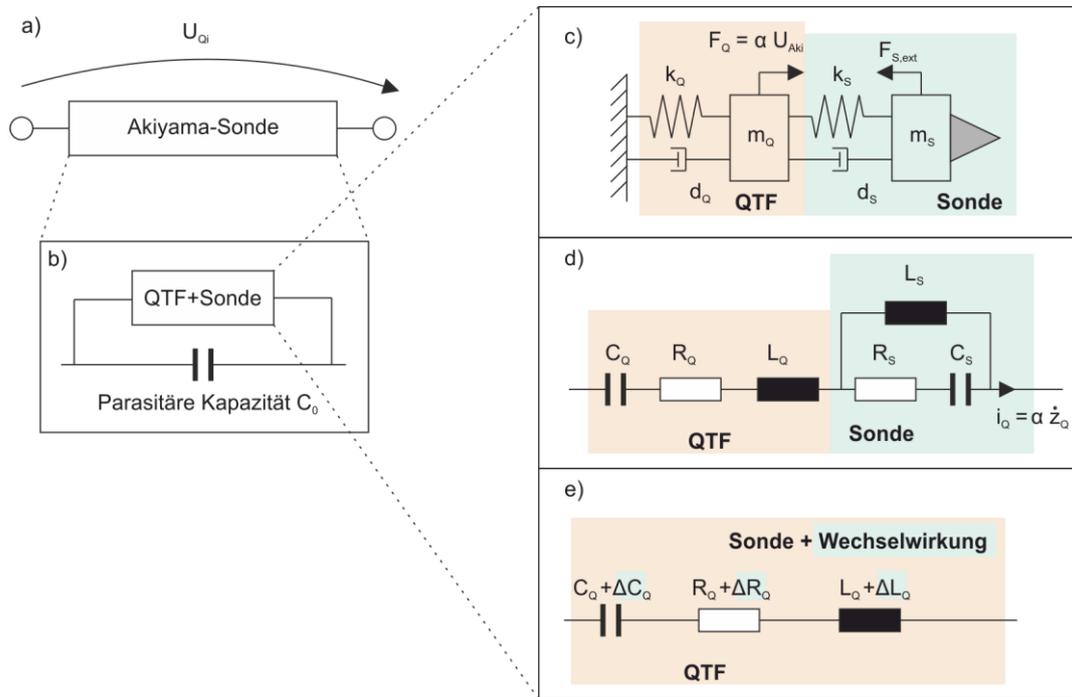


Bild 5.4: Schritte zur vereinfachten Modellierung der Akiyama-Sonde.

Das Butterworth-van-Dyke-Ersatzschaltbild, der Ein-Masse-Schwinger, der Zwei-Masse-Schwinger sowie das Butterworth-van-Dyke-Ersatzschaltbild mit variablen Parametern sind sehr einfache Modelle für die QTF bzw. die Akiyama-Sonde. Detailliertere Modelle, die weitere Effekte wie beispielsweise das Hysterese-Verhalten von Quarzen mitberücksichtigen [102] oder die QTF mit Finite-Elemente-Methoden analysieren [103, 104], sind in der Literatur beschrieben. Da die Akiyama-Sonde zum Messen bei Ihrer Resonanzfrequenz betrieben wird, und nur kleine Änderungen um die Resonanzfrequenz von Interesse sind, werden für die Simulation der Sonde im Arbeitspunkt jedoch keine allgemeingültigen oder komplexen Modelle benötigt. Daher wird im Folgenden das in den Gleichungen (5.11) und (5.12) formulierte Modell für die Akiyama-Sonde, inklusive der Wechselwirkung, genutzt. Da für den zu realisierenden Ansatz die vorhandene Vorverstärkerschaltung mitgenutzt werden soll, wird diese nachfolgend ebenfalls modelliert.

5.2.2 Modellierung von Akiyama-Sonde und Vorverstärkerschaltung und Analyse des Übertragungsverhaltens

Zum virtuellen, simulationsgestützten Entwurf der Betriebselektronik wird das Modell der Akiyama-Sonde aus Kapitel 5.2.1 um die Vorverstärkerschaltung (Kapitel 4.1.1)

erweitert. Die Vorverstärkerschaltung (*Preamplifier Circuit*) besteht aus den folgenden Teilsystemen [67]:

- einem invertierenden Verstärker am Eingang der Schaltung (Teilsystem: IV1)
- der Akiyama-Sonde (vgl. Abschnitt 5.2.1) sowie einem parallel zur Akiyama-Sonde geschalteten invertierenden Verstärker mit variabler Verstärkung (IVC) und in Reihe geschalteter Kapazität (Teilsystem: TC)
- einem Strom-Spannungs-Wandler (Teilsystem: IUV)
- einem invertierenden Verstärker mit Tiefpassfilter am Eingang der Schaltung (Teilsystem: IV2)

Alle elektrischen Bauteile werden als ideal angenommen. Der Schaltplan sowie Bauteilwerte finden sich in Bild 5.5. Die Übertragungsfunktionen der Operationsverstärker-Stufen (OPV-Stufen) ergeben sich zu:

$$G_{IV1}(i\omega) = \frac{U_{out,IV1}(i\omega)}{U_{in,IV1}(i\omega)} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \left(\frac{1}{1+i\omega R_2 C_1} \right) \quad (5.13)$$

$$G_{IUV}(i\omega) = \frac{U_{out,IUV}(i\omega)}{I_{in,IUV}(i\omega)} = -R_5 \cdot \left(\frac{1}{1+i\omega R_5 C_3} \right) \quad (5.14)$$

$$G_{IV2}(i\omega) = \frac{U_{out,IV2}(i\omega)}{U_{in,IV2}(i\omega)} = -\frac{R_6}{R_7} \cdot \left(\frac{1}{1+i\omega R_7 C_4} \right) \quad (5.15)$$

Jede der OPV-Stufen wirkt dabei wie ein Verstärker mit Tiefpassfilterwirkung erster Ordnung. Mit den Bauteilwerten lässt sich deren Verstärkung V bei anliegender Gleichspannung und deren -3dB Grenzfrequenz f_c ermitteln:

- $V(G_{IV1}(i\omega=0)) = -\frac{R_2}{R_1} = -0,1$; $f_c(G_{IV1}) = \frac{1}{2\pi R_2 C_1} \approx 44209$ Hz
- $V(G_{IUV}(i\omega=0)) = -R_5 = -22000000$; $f_c(G_{IUV}) = \frac{1}{2\pi R_5 C_3} \approx 3325800$ Hz
- $V(G_{IV2}(i\omega=0)) = -\frac{R_6}{R_7} = -1$; $f_c(G_{IV2}) = \frac{1}{2\pi R_7 C_4} \approx 159154$ Hz

Mit der elektrischen Modellgleichung der Akiyama-Sonde (5.11) aus Abschnitt 5.2.1 kann das Teilsystem „Sonde und Kompensation der parasitären Kapazität“ (vgl. Bild 5.5) als Übertragungsfunktion beschrieben werden:

$$G_{TC}(s) = s \left(C_0 - C_2 \frac{R_4}{R_3} \right) + \frac{1}{(R_{Aki} + \Delta R) + \frac{1}{(C_{Aki} + \Delta C)s} + (L_{Aki} + \Delta L)s} \quad (5.16)$$

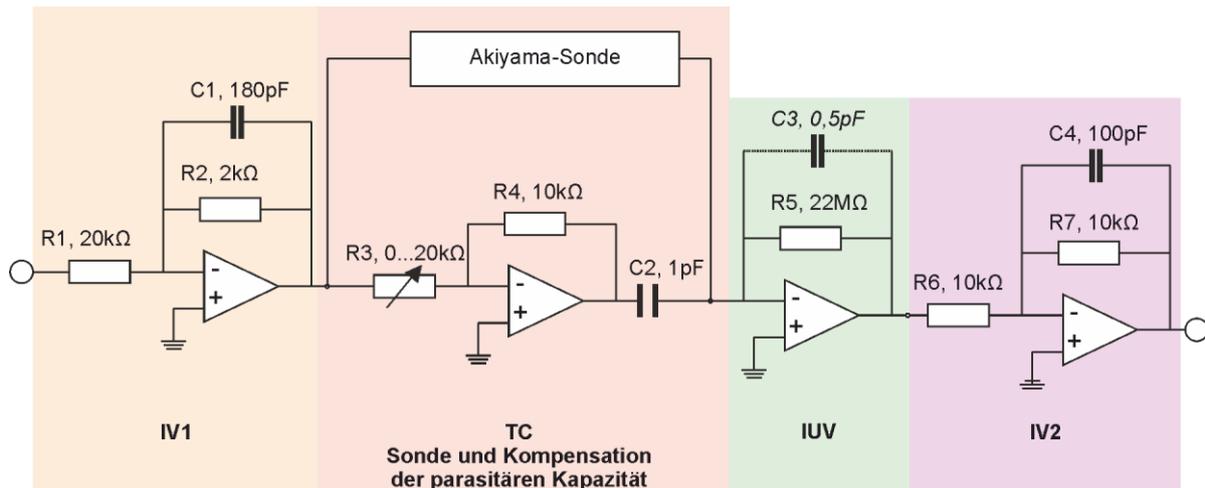


Bild 5.5: Schaltbild der Vorverstärkerschaltung der Akiyama-Sonde mit Kennzeichnung der Übertragungsglieder.

Aus (5.16) ist ersichtlich, dass die parasitäre Kapazität kompensiert ist, wenn $C_0 = C_2 \cdot R_4 / R_3$ gilt. Die Übertragungsfunktion der Vorverstärkerschaltung inklusive Akiyama-Sonde ergibt sich dann aus der Multiplikation der einzelnen Teilübertragungsfunktionen:

$$G_{A,P}(s) = \frac{U_{Out}(s)}{U_{In}(s)} = G_{IV2}(s) \cdot G_{IUV}(s) \cdot G_{TC}(s) \cdot G_{IV1}(s) \quad (5.17)$$

Die Übertragungsfunktionen bewirken eine statische Verstärkung von:

$$V_{A,P} = V_{IV2} \cdot V_{IUV} \cdot V_{TC} \cdot V_{IV1} = -2200000 \quad (5.18)$$

Zudem bewirken sie eine Absenkung des Phasengangs. Das Verhalten der Vorverstärkerschaltung inklusive dem Modell der Akiyama-Sonde kann mit Hilfe der aufgestellten Übertragungsfunktionen simuliert werden. Hierfür werden die bisher unbekannt Parameter der Sonde R_{Aki} , C_{Aki} und L_{Aki} identifiziert.

5.2.3 Parameteridentifikation für die Akiyama-Sonde

Für die Übertragungsfunktion der Vorverstärkerschaltung inklusive Akiyama-Sonde in Gleichung (5.17) sind die Bauteilwerte aus den Schaltplänen bekannt. Unbekannt sind die Parameter der Akiyama-Sonde R_{Aki} , C_{Aki} und L_{Aki} . Die Parameter werden aus einer experimentell gemessenen Resonanzkurve abgeleitet. Hierfür wird an die Vorverstärkerschaltung inklusive der Sonde mit Hilfe eines Funktionsgenerators ein linearer Frequenz-Chirp angelegt. Die parasitäre Kapazität wurde zuvor kompensiert. Die Amplitude \hat{U}_{in} des Chirps beträgt 1 V, die Startfrequenz 42800 Hz, die Endfrequenz 43100 Hz, der Frequenzanstieg 300 Hz/s. Der Frequenzanstieg wurde so ge-

wählt, dass aufgrund der geringen Anstiegsgeschwindigkeit transiente Effekte zu vernachlässigen sind. Die Sonden-Antwort wird von einem Speicher-Oszilloskop aufgezeichnet und ist in Bild 5.6 dargestellt.

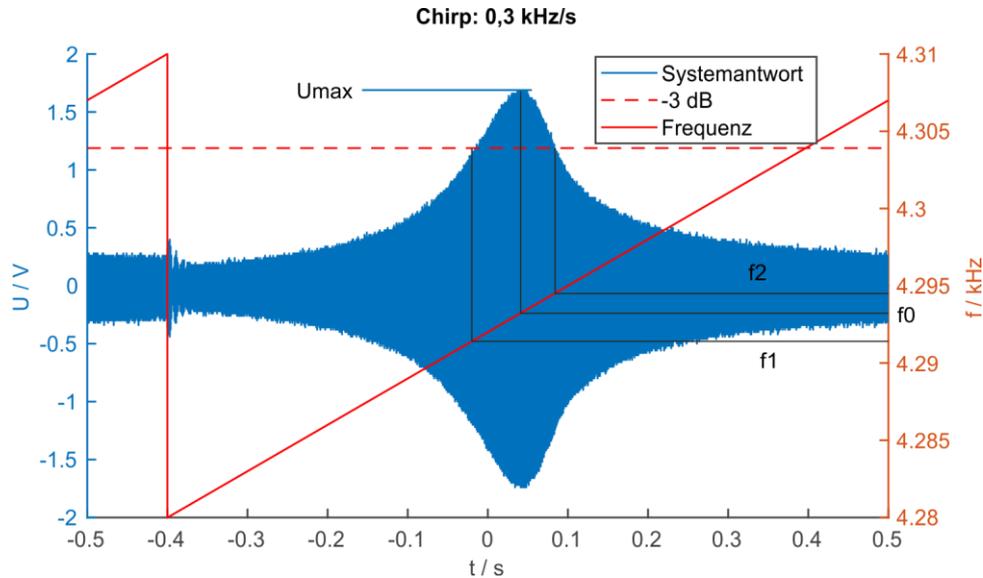


Bild 5.6: Experimentell ermittelte Reaktion der Akiyama-Sonde auf die Anregung mit einem Chirp-Signal zur Parameteridentifikation.

Der Widerstand R_{Aki} errechnet sich aus dem Verhältnis der maximalen gemessenen Ausgangsspannung \hat{U}_{max} bei der Resonanzfrequenz ω_0 und der Amplitude der Eingangsspannung \hat{U}_{in} , in Kombination mit den bekannten Bauteilwerten. Es gilt:

$$\hat{U}_{max} = \hat{U}_{in} \cdot |G_{PreAmp}(i(\omega = \omega_0))| = \hat{U}_{in} \cdot \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{R_{A1}} \cdot R_5 \cdot \frac{R_6}{R_7} \quad (5.19)$$

Und es folgt mit $\hat{U}_{in} = 1V$ und $\hat{U}_{max} = 1,68V$ für R_{Aki} (vgl. Bild 5.6):

$$R_{Aki} = \frac{1V}{1,68V} \cdot 22000000\Omega \approx 1309500\Omega \approx 1,310M\Omega \quad (5.20)$$

Die Resonanzfrequenz der Sonde ω_0 und deren Bandbreite B / Güte Q werden aus der Resonanzkurve abgelesen zu:

$$f_0 \approx \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{\sqrt{L_{Aki} \cdot C_{Aki}}} \approx 42940 Hz \quad (5.21)$$

$$Q = \frac{1}{R_{Aki}} \cdot \sqrt{\frac{L_{Aki}}{C_{Aki}}} = \frac{f_0}{f_2 - f_1} \approx \frac{42940}{42950 - 42917} \approx 1301 \quad (5.22)$$

Die beiden unbekanntenen Größen C_{Aki} und L_{Aki} aus den Gleichungen (5.21) und (5.22) lassen sich mit R_{Aki} aus Gleichung (5.20) nach den gesuchten Bauteilwerten auflösen. Es folgt für die Bauteilwerte:

$$\begin{aligned} L_{Aki} &\approx 6315 \text{ H} \\ C_{Aki} &\approx 2,175 \cdot 10^{-15} \text{ F} \approx 2,175 \text{ fF} \end{aligned} \quad (5.23)$$

Mit den Bauteilwerten, sowie den identifizierten Systemparametern ergibt sich für die Übertragungsfunktion der Vorverstärkerschaltung und der Akiyama-Sonde:

$$G_{A,P}(s) = \frac{-9,45 \cdot 10^{-18} s^3 - 1,96 \cdot 10^{-15} s^2 - 6,82 \cdot 10^{-7} s}{4,94 \cdot 10^{-24} s^4 + 1,87 \cdot 10^{-17} s^3 + 1,41 \cdot 10^{-11} s^2 + 1,36 \cdot 10^{-6} s + 1} \quad (5.24)$$

Diese lässt sich zu einem DT2-System vereinfachen, wenn die Tiefpass-Wirkungen der Filterstufen vernachlässigt werden:

$$G'_{A,P}(s) = 4,79 \cdot 10^{-9} \cdot \frac{s}{1,37 \cdot 10^{-11} s^2 + 2,85 \cdot 10^{-9} s + 1} \quad (5.25)$$

Als Differentialgleichung ergibt sich für das Systemverhalten:

$$T_{A,P}^2 \cdot \ddot{u}_{Out}(t) + 2 \cdot D_{A,P} \cdot T_{A,P} \cdot \dot{u}_{Out}(t) + u_{Out}(t) = K_{A,P} \cdot \dot{u}_{In}(t) \quad (5.26)$$

Mit den Parametern:

$$\begin{aligned} T_{A,P} &= 3,7068 \cdot 10^{-6} \\ D_{A,P} &= 3,8416 \cdot 10^{-4} \\ K_{A,P} &= 4,785 \cdot 10^{-9} \end{aligned} \quad (5.27)$$

Zur weiteren Vereinfachung kann wie in Abschnitt 5.2.1 das System durch einen mechanischen Ein-Masse-Schwinger abgebildet werden. Das DT2-System vereinfacht sich dann zu einem PT2-System, die Parameter $T_{A,P} = \omega_{0,A,P}^{-1}$ und $D_{A,P}$ bleiben identisch, die Verstärkung ändert sich zu:

$$K_{PT2} \approx 1,28 \cdot 10^{-3} \quad (5.28)$$

Die Übertragungsfunktion ist:

$$G_{A,P,PT2}(s) = 1,28 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{1}{1,37 \cdot 10^{-11} s^2 + 2,84 \cdot 10^{-9} s + 1} \quad (5.29)$$

Als Differentialgleichung ergibt sich für das PT2-Modell der Akiyama-Sonde mit Eingangsgröße $u(t)$ und Ausgangsgröße $z(t)$:

$$T_{A,P}^2 \cdot \ddot{z}(t) + 2 \cdot D_{A,P} \cdot T_{A,P} \cdot \dot{z}(t) + z(t) = K_{PT2} \cdot u(t) \quad (5.30)$$

Die Bode-Diagramme des Modells der Akiyama-Sonde als DT2- und PT2-System sind in Bild 5.7 dargestellt: der Amplitudengang beider Systeme ist näherungsweise identisch, der Phasengang ist um 90° verschoben.

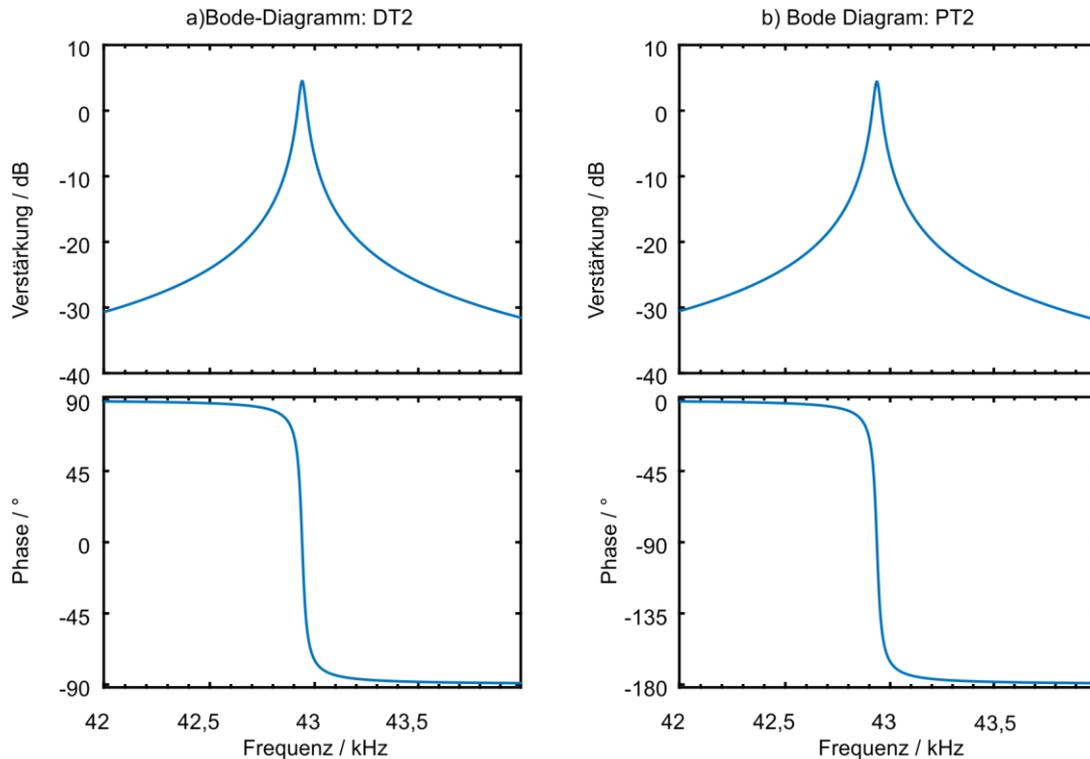


Bild 5.7: Bode-Diagramm des Ersatzsystems aus Gleichung (5.26) mit den Parametern aus (5.27).

Simuliert man mit den ermittelten Modellparametern das transiente Verhalten des Systems aus Gleichung (5.26) bei Anregung mit einem Frequenz Chirp, so resultieren die Ergebnisse aus Bild 5.8: der Amplitudengang der Akiyama-Sonde mit Frequenzanstieg 300 Hz/s bildet die Grundlage der Parameterermittlung für das Modell (Bild 5.8, a und e). In weiteren Experimenten wurde der Frequenzanstieg des Chirp-Signals auf 1 kHz/s (Bild 5.8, b) sowie 3 kHz/s (Bild 5.8, c) erhöht und die parasitäre Kapazität unter- (Bild 5.8, d) bzw. überkompensiert (Bild 5.8, f). Das System wurde dann ebenfalls mit dem höheren Frequenzanstieg (Bild 5.8, h und i) sowie mit unterkompensierter (Bild 5.8, j) bzw. überkompensierter (Bild 5.8, l) parasitärer Kapazität simuliert. Der Amplitudengang der Simulation zeigt dabei in allen Fällen eine starke Übereinstimmung zur Messung. Weiterhin sind ähnliche transiente Schläge bei schnellem Frequenzanstieg erkennbar, ebenso wie eine ähnliche Auswirkung von fehlerhaft kompensierter parasitärer Kapazität. Die hier identifizierten Modellparameter für die Sonde, in Kombination mit dem Modell der Vorverstärkerschaltung, werden für die nachfolgende Auslegung der Betriebselektronik genutzt.

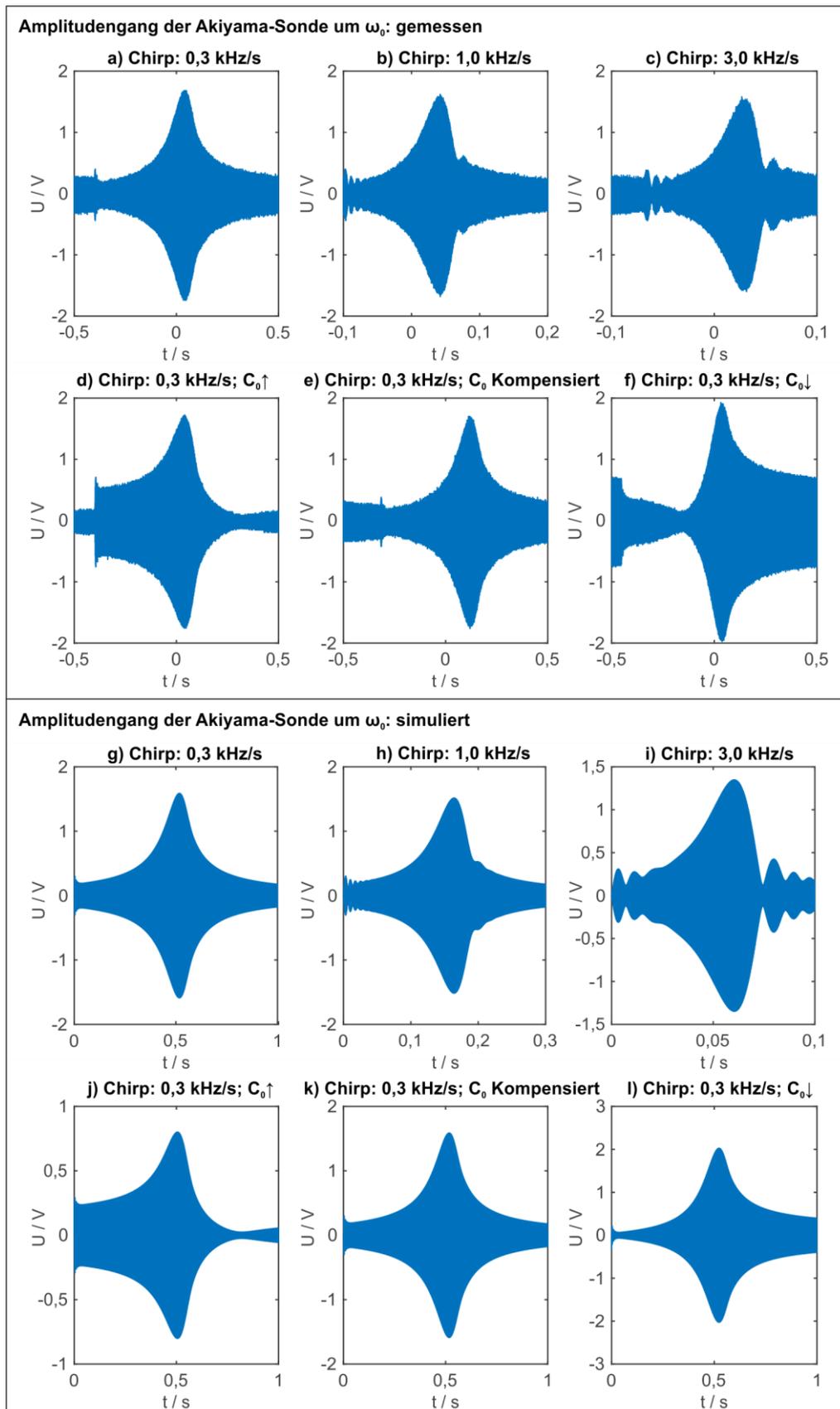


Bild 5.8: Vergleich des experimentell ermittelten Übertragungsverhaltens der Akiyama-Sonde und Vorverstärkerschaltung mit Simulationen.

5.3 Digitaler Wechselwirkungssensor: Beschreibung der Regeldifferenz

Mit dem Modell der Akiyama-Sonde aus Kapitel 5.2 kann der in Abschnitt 5.1 vorgestellte Ansatz als neue Betriebselektronik für die Akiyama-Sonde ausgelegt werden. Ziel ist die Formulierung eines Regeldifferenzsignals $e(t)$, welches ein Maß für die Abweichung zwischen der aktuellen Anregungsfrequenz $\omega(t)$ und der Resonanzfrequenz des Systems $\omega_{0,A,P}$ darstellt. Hierfür wird zunächst das Übertragungsverhalten des Ersatzsystems im Arbeitspunkt analysiert und eine algebraische Beschreibung des Ansatzes in Form einer nichtlinearen Differentialgleichung formuliert. Zur Vereinfachung wird das nichtlineare System linearisiert.

5.3.1 Übertragungsverhalten des PT2-Ersatzsystems im Arbeitspunkt

Ausgangspunkt für die Auslegung des Wechselwirkungssensors ist das System aus Gleichung (5.30), welches die Akiyama-Sonde und die Vorverstärkerschaltung um den Arbeitspunkt (Resonanzfrequenz) als PT2-System abbildet. Parameter sind die Zeitkonstante $T_{A,P}$ (bzw. Eigenfrequenz $\omega_{0,A,P} = T_{A,P}^{-1}$), der Dämpfungsgrad $D_{A,P}$ und die Verstärkung K_{PT2} . Die Anregung wird mit $u(t)$ bezeichnet, als Ausgangsgröße wird der Zustand $z(t)$ angenommen:

$$\frac{\ddot{z}(t)}{\omega_{0,A,P}^2} + \frac{2D_{A,P}}{\omega_{0,A,P}} \cdot \dot{z}(t) + z(t) = K_{PT2} \cdot u(t) \quad (5.31)$$

Für das in Gleichung (5.31) gegebene PT2-System kann das komplexe, frequenzabhängige Übertragungsverhalten (Frequenzgang) formuliert werden:

$$F_{A,P,PT2}(j\omega) = \frac{K_{PT2}}{1 + 2D_{A,P} \frac{j\omega}{\omega_{0,A,P}} + \left(\frac{j\omega}{\omega_{0,A,P}}\right)^2} \quad (5.32)$$

Der Amplitudengang des Systems ist der Betrag des Frequenzgangs $|F_{A,P,PT2}(j\omega)|$. Für den Amplitudengang und dessen Ableitung gelten:

$$|F_{A,P,PT2}(j\omega)| = \frac{K_{PT2}}{\sqrt{\left(1 - \left(\frac{\omega}{\omega_{0,A,P}}\right)^2\right)^2 + \left(2D_{A,P} \frac{\omega}{\omega_{0,A,P}}\right)^2}} \quad (5.33)$$

$$\frac{d}{d\omega} |F_{A,P,PT2}(j\omega)| = - \frac{8K_{PT2}D_{A,P}^2\omega + 4K_{PT2}\omega \cdot \left(\frac{\omega^2}{\omega_{0,A,P}^2} - 1 \right)}{2\omega_{0,A,P}^2 \sqrt{\left(\left(\frac{\omega^2}{\omega_{0,A,P}^2} - 1 \right)^2 + \frac{4D_{A,P}^2\omega^2}{\omega_{0,A,P}^2} \right)^3}} \quad (5.34)$$

Der Phasengang ist das Argument des Frequenzgangs $\varphi_{A,P,PT2}(\omega)$. Für den Phasengang und dessen Ableitung gilt:

$$\varphi_{A,P,PT2}(\omega) = -\operatorname{atan} \left(\frac{2D_{A,P} \frac{\omega}{\omega_{0,A,P}}}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_{0,A,P}} \right)^2} \right) \quad (5.35)$$

$$\frac{d\varphi_{A,P,PT2}(\omega)}{d\omega} = \frac{2D_{A,P}\omega_{0,A,P} \left(\frac{\omega^2}{\omega_{0,A,P}^2} - 1 \right) - \frac{4D_{A,P}\omega^2}{\omega_{0,A,P}}}{4D_{A,P}^2\omega^2 + \omega_{0,A,P}^2 \left(\frac{\omega^2}{\omega_{0,A,P}^2} - 1 \right)^2} \quad (5.36)$$

Die gedämpfte Eigenfrequenz des Systems ist definiert als:

$$\omega_{d,A,P,PT2} = \omega_{0,A,P,PT2} \cdot \sqrt{1 - D_{A,P}^2} \quad (5.37)$$

Unter der Annahme einer vernachlässigbar kleinen Dämpfung ($D_{A,P} \approx 0 \Rightarrow \omega_d = \omega_0$), was mit dem identifizierten $D_{Aki,Preamp} = 3,8416 \cdot 10^{-4}$ gegeben ist, vereinfachen sich der Amplituden- und Phasengang sowie deren jeweilige Ableitungen am Arbeitspunkt, der Eigenfrequenz, zu:

$$|F(j\omega = j\omega_{0,A,P})| = \frac{K_{PT2}}{2D_{A,P}} \quad (5.38)$$

$$\frac{d}{d\omega} |F(j\omega = j\omega_{0,A,P})| \approx 0 \quad (5.39)$$

$$\varphi(\omega = \omega_{0,A,P}) \approx -90^\circ \quad (5.40)$$

$$\frac{d\varphi(\omega = \omega_{0,A,P})}{d\omega} = \frac{-1}{D_{A,P} \omega_{0,A,P}} \quad (5.41)$$

Aus den Gleichungen (5.38) und (5.39) folgt, dass der Amplitudengang näherungsweise ein Maximum bei Resonanz aufweist. Aus den Gleichungen (5.40) und (5.41)

folgt, dass die Phasenlage bei Resonanz -90° beträgt und die Steigung des Phasengangs negativ ist.

5.3.2 Formulierung der Regelabweichung

Wie eingehend beschrieben wird ein Regelabweichungssignal $e_{A,P}(t)$, welches ein Maß für die Abweichung zwischen der aktuellen Anregungsfrequenz $\omega(t)$ und der Resonanzfrequenz des Systems $\omega_{0,A,P}$ ist, zur Realisierung des Wechselwirkungssensors benötigt. Für den Ansatz des Wechselwirkungssensors wird angenommen, dass das System aus Gleichung (5.31) durch eine Sinus-Funktion angeregt wird, wobei eine Sinus-Funktion mit zunächst konstanter (Start-)Frequenz f_{start} durch die Integration einer Konstante erzeugt werden kann:

$$u(t) = \sin\left(\int \underbrace{2 \cdot \pi \cdot f_{start}}_{\omega_{start}} \cdot dt\right) = \sin(\omega_{start} \cdot t) \quad (5.42)$$

Soll eine zeitvariable Frequenz $\omega(t)$ durch als Eingangssignal des Systems erzeugt werden, dann kann dies durch die Addition eines Terms $w(t)$ zur Startfrequenz im Integral geschehen:

$$u(t) = \sin\left(\int \underbrace{(2 \cdot \pi \cdot f_{start} + w(t))}_{\omega(t)} \cdot dt\right) = \sin(\omega(t) \cdot t) \quad (5.43)$$

Ein Regeldifferenzsignal, welches ein Maß für die Phasen- oder Frequenzdifferenz ist, ergibt sich wie in Bild 5.2, c) dargestellt, analog zu einem Phasenkomparator aus einer PLL, aus der Multiplikation der Eingangsgröße $u(t)$ mit der Ausgangsgröße $z(t)$ des Systems:

$$e_{A,P}(t) = z(t) \cdot u(t) \quad (5.44)$$

Die Überlegung hierfür ist wie folgt: das anregende Signal $u(t)$ ist nach Gleichung (5.43) immer eine Sinus-Funktion mit konstanter Amplitude und variabler Frequenz $\omega(t)$. Die Reaktion $z(t)$ des Systems aus Gleichung (5.31) auf die Anregung mit einer Sinus-Funktion ist – LTI-Verhalten vorausgesetzt – eben wieder eine Sinus-Funktion mit gleicher Frequenz, aber veränderter Amplitude $|F_{Aki,Preamp}(\omega(t))|$ und Phase $\varphi_{Aki,Preamp}(\omega(t))$. Das Produkt zweier Sinus-Schwingungen mit gleicher Frequenz ω und variabler Phasenlage φ ergibt sich in Abhängigkeit der Phasenlage zu:

$$\sin(\omega) \cdot \sin(\omega + \varphi) = \frac{1}{2}(\cos(-\varphi) - \cos(2\omega + \varphi)) \quad (5.45)$$

Gleichung (5.45) besteht aus einem Anteil, der nur abhängig von der Phasenlage φ ist ($\cos(-\varphi) = \cos(\varphi)$) und einem Term mit doppelter Frequenz 2ω ($-\cos(2\omega + \varphi)$). Integriert man das Produkt zweier Sinus-Schwingungen mit gleicher Frequenz ω und variabler Phasenlage φ über eine ganze Periode, dann ergibt sich in Abhängigkeit der Phasenlage:

$$e_{\varphi}(\varphi) = \int_0^{2\pi} \sin(\omega t) \cdot \sin(\omega t + \varphi) d\omega = \left[\frac{\omega \cos(\varphi)}{2} - \frac{\sin(\varphi + 2\omega t)}{4t} \right]_{\omega=0}^{\omega=2\pi} = \pi \cdot \cos(\varphi) \quad (5.46)$$

Das Integral des Produkts zweier Sinusfunktionen mit gleicher Frequenz und variabler Phasenlage über eine Periode ist also nur abhängig von der Phasenlage. Gleichung (5.46) erfüllt die Anforderungen, die an ein Regeldifferenzsignal gestellt werden: für $\varphi \in [0, \pi/2[$ gilt $\pi \cdot \cos(\varphi) > 0$; für $\varphi \in]\pi/2, \pi]$ gilt $\pi \cdot \cos(\varphi) < 0$ und bei $\varphi = \pi/2$ gilt $\pi \cdot \cos(\varphi) = 0$. Eine Phasenverschiebung von 90° bzw. $\pi/2$ tritt für ein schwingfähiges System 2. Ordnung bei der Resonanzfrequenz auf. Bei Resonanz beträgt die Regelabweichung $e_{\varphi}(\omega_0)$ daher im Mittel null, bei Abweichungen der Anregungsfrequenz von der Resonanzfrequenz ist die Regelabweichung ungleich null, wobei sich das Vorzeichen der Regelabweichung bei der Resonanzfrequenz ändert. Die maximale Steigung der Regelabweichung findet sich im Nulldurchgang bei Phasenlage $\pi/2$.

Mit dem Wissen, dass Gleichung (5.44) die Anforderungen an ein Regeldifferenzsignal erfüllt, kann das offene System beschrieben werden. Das offene System, also der Zusammenhang zwischen der Eingangsgröße $w(t)$ und der Ausgangsgröße, der Regelabweichung $e_{A,P}(t)$, lässt sich beschreiben mit:

$$\begin{aligned} u(t) &= \sin(w(t)) \\ \frac{\ddot{z}(t)}{\omega_{0,A,P}^2} + \frac{2D_{A,P}}{\omega_{0,A,P}} \cdot \dot{z}(t) + z(t) &= K_{PT2} \cdot u(t) \\ e_{A,P,PT2}(t) &= z(t) \cdot u(t) \end{aligned} \quad (5.47)$$

Das gekoppelte, nichtlineare Gleichungssystem aus (5.47) ist als Blockschaltbild in Bild 5.9 dargestellt: das offene System besteht aus einem numerisch gesteuerten Oszillator (NCO), welcher die Eingangsgröße $w(t)$ in die sinusförmige Anregung des PT2-Systems $u(t)$ überführt. Der Ausgang des PT2-Systems $z(t)$ wird mit der Anregung $u(t)$ multipliziert, um das Regeldifferenzsignal $e_{A,P,PT2}(t)$ zu erhalten. Der numerisch gesteuerte Oszillator (NCO), die Übertragungsfunktion und die Multiplikation bilden ein nichtlineares, dynamisches System $e_{A,P,PT2}(t) = f(w(t))$. Zur Vereinfachung der Analyse soll zunächst eine lineare Beschreibung des nichtlinearen Anteils gefunden werden.

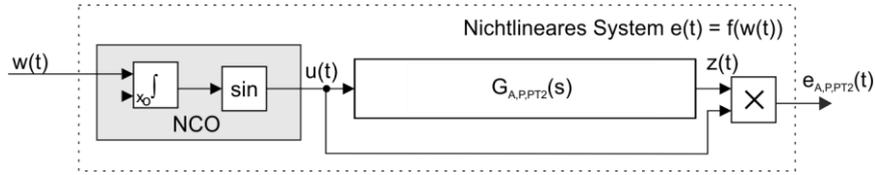


Bild 5.9: Darstellung der Regelabweichung des offenen Systems als Blockschaltbild.

5.3.3 Äquivalente Regelabweichung: Nichtlineares, statisches Übertragungsverhalten

Der nichtlineare, statische Anteil besteht aus einem NCO, der die Eingangsgröße $w(t)$ auf eine Schwingung mit der Frequenz $\omega(t)$ abbildet sowie einer Funktion, welche die Frequenz $\omega(t)$ in eine Regelabweichung $e_{A,P}(t)$ überführt. Der NCO bildet $w(t)$ auf $\omega(t)$ mit der Amplitude eins ab. Für das statische Übertragungsverhalten wird also angenommen:

$$\omega(t) = w(t) \quad (5.48)$$

Das Amplitudenübertragungsverhalten $|F_{A,P,PT2}(j\omega)|$ aus Gleichung (5.33) skaliert die Eingangsamplitude in Abhängigkeit der Frequenz $\omega(t)$. Der Multiplikator wirkt wie ein Phasendetektor und liefert das Ausgangssignal in Abhängigkeit der Phase $\pi \cdot \cos(\varphi)$. Der Phasengang $\varphi_{A,P,PT2}(\omega)$ für das System ist aus Gleichung (5.35) bekannt. Es ergibt sich für die statische Regelabweichung $e_{A,P,PT2,nl,DC}(\omega)$:

$$\begin{aligned} e_{A,P,PT2,nl,DC}(\omega) &= \pi \cdot \cos(\varphi_{A,P,PT2}(\omega)) \cdot |F_{A,P,PT2}(j\omega)| \\ &= \pi \cdot \cos\left(-\operatorname{atan}\left(\frac{2D_{A,P,PT2} \frac{\omega}{\omega_{0,A,P}}}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_{0,A,P}}\right)^2}\right)\right) \cdot \frac{K_{PT2}}{\sqrt{\left(1 - \left(\frac{\omega}{\omega_{0,A,P}}\right)^2\right)^2 + \left(2D_{A,P} \frac{\omega}{\omega_{0,A,P}}\right)^2}} \end{aligned} \quad (5.49)$$

Die Verläufe des Gleichanteils der Regeldifferenz $e_{A,P,PT2,nl,DC}(\omega)$ aus Gleichung (5.49) sowie des Amplituden- und Phasengangs (Gleichungen (5.33) und (5.35)) sind qualitativ in Bild 5.10 dargestellt. $e_{A,P,PT2,nl,DC}(\omega)$ hat bei der Resonanzfrequenz $\omega_{0,A,P}$ einen Nulldurchgang mit Vorzeichenwechsel. Eine Darstellung von Gleichung (5.49) als Blockschaltbild findet sich in Bild 5.12 a). Durch Differentiation nach der Frequenz lässt sich aus Gleichung (5.49) die Sensitivität der Regelabweichung bzgl. Änderung in der Frequenz ableiten:

$$\frac{d(e_{A,P,PT2,nl,DC}(\omega))}{d\omega} = \frac{d}{d\omega} \left(\pi \cdot \cos(\varphi_{A,P,PT2}(\omega)) \cdot |F_{A,P,PT2}(\omega)| \right) \quad (5.50)$$

An dieser Stelle soll die Abhängigkeit der statischen Regeldifferenz $e_{A,P,PT2,nl,DC}(\omega)$ aus Gleichung (5.49) sowie deren Ableitung aus Gleichung (5.50) von den Parame-

tern $D_{A,P}$ und $\omega_{0,A,P}$ genauer betrachtet werden: hierfür werden die Parameterwerte aus Abschnitt 5.2.3 zugrunde gelegt. In drei Stufen werden die Dämpfung und die Eigenfrequenz um die identifizierten Werte variiert. Die statische Regeldifferenz $e_{A,P,PT2,nl,DC}(\omega)$ zeigt in Abhängigkeit der Frequenz ω den Verlauf eines gespiegelten „S“ (vgl. Bild 5.11, a und c). Für $\omega < \omega_{0,A,P}$ ist $e_{A,P,PT2,nl,DC}$ positiv, für $\omega > \omega_{0,A,P}$ ist $e_{A,P,PT2,nl,DC}$ negativ. Die Vorzeichendrehung resultiert aus der cos-Funktion im Phasengang bei der Resonanzfrequenz $\omega = \omega_{0,A,P}$. Mit zunehmender Dämpfung $D_{A,P}$ wird die Kurve flacher, mit abnehmender Dämpfung steiler. Die Regeldifferenz beträgt bei $\omega = \omega_{0,A,P}$ null, die Ableitung der Regeldifferenz weist bei $\omega = \omega_{0,A,P}$ ein Minimum auf, welches mit abnehmender Dämpfung kleiner wird (vgl. Bild 5.11, b und d). Aus der Existenz des Minimums in der Ableitung folgt, dass sich die Regeldifferenz $e_{A,P,PT2,nl,DC}$ um die Resonanzfrequenz $\omega_{0,A,P}$ linear verhält. Die Veränderung der Resonanzfrequenz $\omega_{0,A,P}$ bewirkt eine Verschiebung der charakteristischen Kurven entlang der Frequenz-Achse. Die Amplitude der Regeldifferenz sowie deren Maximum werden nur minimal beeinflusst. Die Verstärkung K_{PT2} tritt als Konstante in der Regeldifferenz sowie in deren Ableitung auf und wirkt daher nur als Skalierungsfaktor.

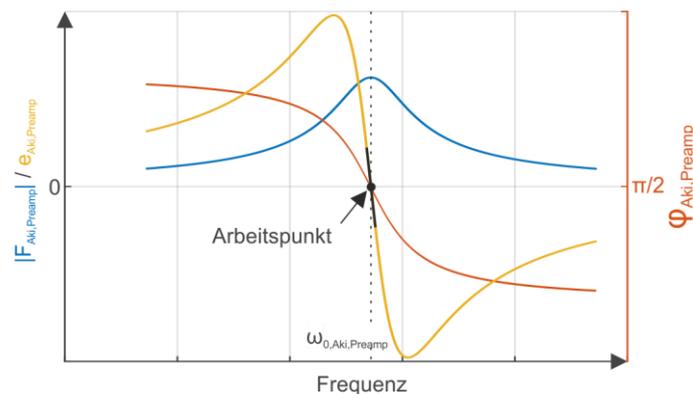


Bild 5.10: Qualitativer Verlauf des Amplituden- und Phasengangs, sowie des Regeldifferenzsignals nahe der Resonanzfrequenz.

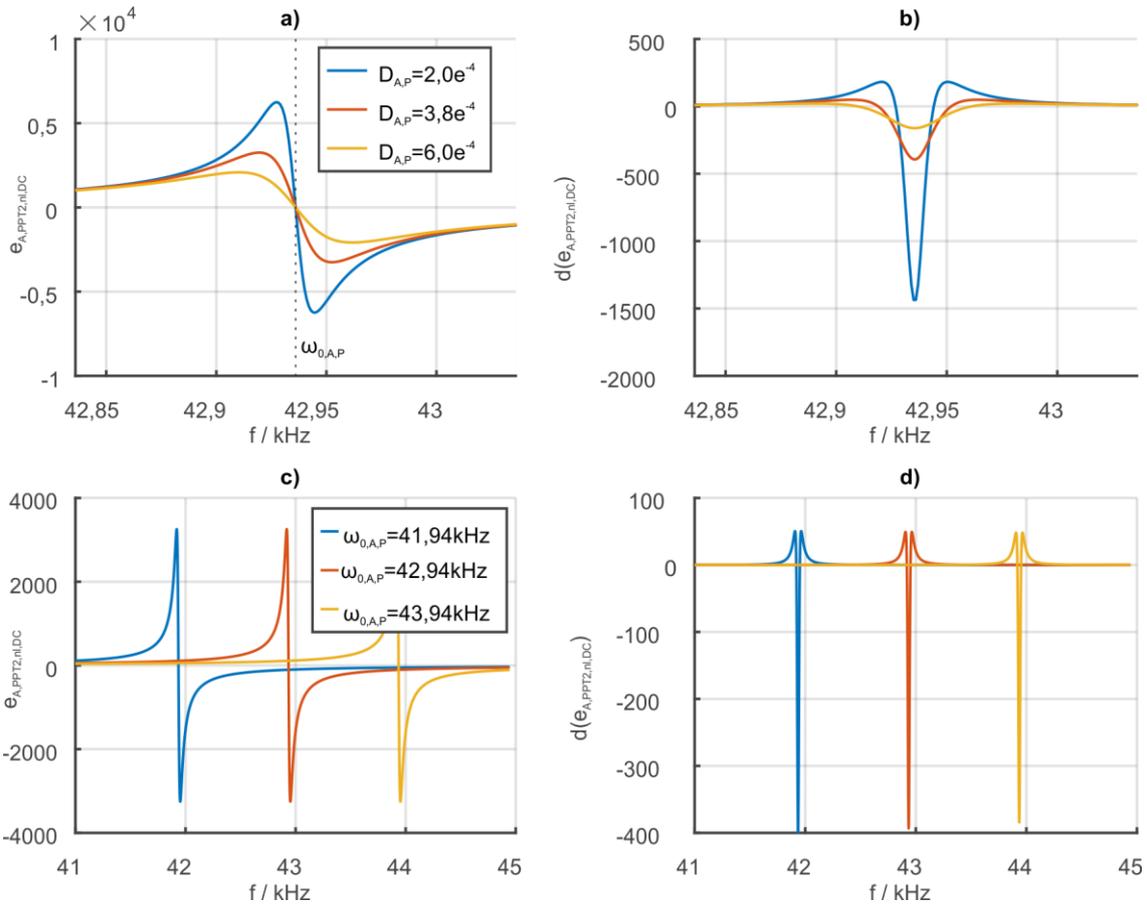


Bild 5.11: Einfluss der Systemdämpfung und der Eigenfrequenz auf das Regeldifferenzsignal.

5.3.4 Äquivalente Regelabweichung: Linearisiert, statisch

$e_{A,P,PT2,nl,DC}(w(t))$ ist eine nichtlineare Funktion, die um den Arbeitspunkt $\omega_{0,A,P}$ linearisiert werden kann: mit den Ableitungen aus den Gleichungen (5.34) und (5.36), bzw. unter der Annahme, dass kleine Auslenkungen um den Bereich der Resonanzfrequenz betrachtet werden (vgl. Gl. (5.39) und Gl. (5.41)), lässt sich die Ableitung aus Gleichung (5.50) um $\omega_{0,Aki,Preamp}$ vereinfachen zu:

$$\frac{d(e_{A,P,PT2,nl,DC}(\omega \approx \omega_{0,A,P}))}{d\omega} \approx -\frac{\pi K_{PT2}}{2D_{A,P}^2 \cdot \omega_{0,A,P}} \quad (5.51)$$

Gleichung (5.51) kann genutzt werden, um die Regeldifferenz $e_{A,P,PT2,nl,DC}$ um den Arbeitspunkt $\omega = \omega_{0,Aki,Preamp}$ zu linearisieren. Es folgt:

$$e_{A,P,PT2,nl,DC}(w) = -\frac{\pi K_{PT2}}{2D_{A,P}^2 \cdot \omega_{0,A,P}} \cdot (w - \omega_{0,A,P}) \quad (5.52)$$

Eine Darstellung von Gleichung (5.52) als Blockschaltbild ist in Bild 5.12, b) gegeben. Die bisher betrachteten Regeldifferenzen $e_{A,P,PT2,nl,DC}(w)$ aus Gleichung (5.49) und

$e_{A,P,PT2,1,DC}(w)$ aus Gleichung (5.52) sind dabei eine Näherung des Regeldifferenzsignals $e_{A,P,PT2}(t)$, und vernachlässigen bspw. die im Regeldifferenzsignal auftretenden Schwingungen doppelter Frequenz. Zudem wird die Systemdynamik nicht abgebildet.

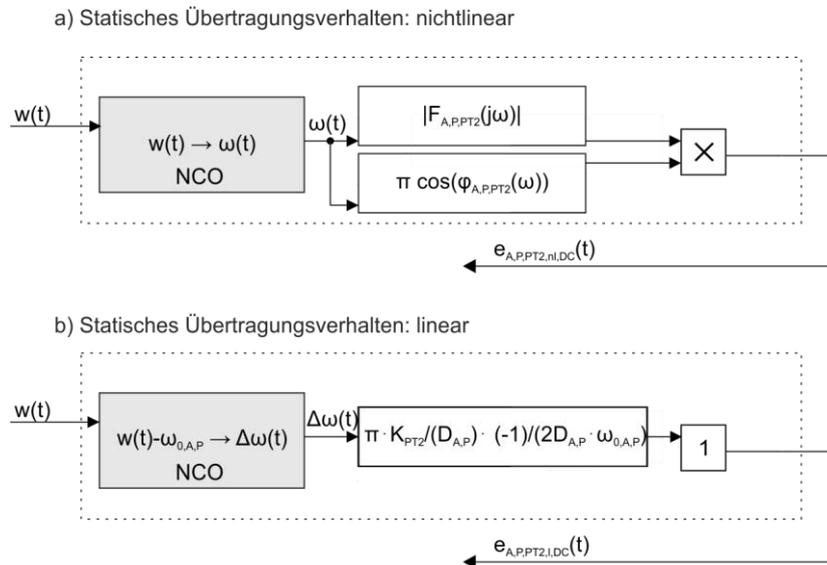


Bild 5.12: Darstellung der nichtlinearen, statischen Regelabweichung (a) und linearen, statischen Regelabweichung (b) als Blockschaltbild.

5.3.5 Äquivalente lineare Regelabweichung: Dynamisches Übertragungsverhalten

Änderungen in der Anregungsfrequenz $\omega(t)$ werden durch das in Gleichung (5.31) beschriebene System verzögert übertragen. Die Zeitkonstante ergibt sich aus der Sprungantwort des gedämpften PT2-Systems, für welches gilt:

$$z_{Step}(t) = K_{PT2} \cdot \left[1 - \frac{1}{\sqrt{1 - D_{A,P}^2}} \cdot e^{-D_{A,P} \cdot \omega_{0,A,P} \cdot t} \cdot \sin\left(\omega_{0,A,P} \sqrt{1 - D_{A,P}^2} t + \arccos(D_{A,P})\right) \right] \quad (5.53)$$

Die Sprungantwort setzt sich aus einer Schwingung und einer abklingenden Exponentialfunktion zusammen. Für deren Zeitkonstante gilt:

$$T_{PT1} = \frac{1}{D_{A,P} \cdot \omega_{0,A,P}} \quad (5.54)$$

Hieraus folgt für das dynamische Übertragungsverhalten, abgebildet durch ein PT1 System:

$$\frac{1}{D_{A,P} \cdot \omega_{0,A,P}} \cdot \dot{e}_{A,P,PT1}(t) + e_{A,P,PT1}(t) = e_{A,P,DC}(t) \quad (5.55)$$

Bzw. als Übertragungsfunktion:

$$G_{PT1}(s) = \frac{1}{T_{PT1} \cdot s + 1} \quad (5.56)$$

5.3.6 Vergleich der Regelabweichungen

Mit Hilfe der statischen Regelabweichung (Gleichungen (5.52) und (5.49)) und der dynamischen Regelabweichung (Gleichung (5.55)) kann das Übertragungsverhalten des ursprünglich nichtlinearen Systems aus Gleichung (5.47) zu weiteren Analysezielen durch ein vereinfachtes nichtlineares und ein vereinfachtes lineares Ersatzsystem abgebildet werden. Es gilt dann für das offene, lineare Ersatzsystem als Differentialgleichung:

$$\frac{1}{D_{A,P} \cdot \omega_{0,A,P}} \cdot \dot{e}_{A,P,PT2,l}(t) + e_{A,P,PT2,l}(t) = - \frac{\pi K_{PT2}}{2D_{A,P}^2 \cdot \omega_{0,A,P}} \cdot \overbrace{(w(t) - \omega_{0,A,P})}^{\Delta w(t)} \quad (5.57)$$

Dargestellt als Übertragungsfunktion ergibt sich:

$$G_{A,P,PT2,l} = \frac{e_{A,P,PT2,l}(t)}{\Delta w(t)} = - \frac{\pi K_{PT2}}{2D_{A,P}^2 \cdot \omega_{0,A,P}} \cdot \frac{1}{\frac{1}{D_{A,P} \cdot \omega_{0,A,P}} \cdot s + 1} \quad (5.58)$$

Alternativ kann das nichtlineare Übertragungsverhalten aus Gleichung (5.49) berücksichtigt werden. Es folgt dann:

$$\frac{1}{D_{A,P} \cdot \omega_{0,A,P}} \cdot \dot{e}_{A,P,PT2,nl}(t) + e_{A,P,PT2,nl}(t) = e_{A,P,PT2,nl,DC}(w(t)) \quad (5.59)$$

Das Regeldifferenzsignal des linearisierten Ersatzsystems $e_{A,P,PT2,l}(t)$ aus Gleichung (5.57) und des linearisierten Ersatzsystems mit nichtlinearem, statischen Übertragungsverhalten $e_{A,P,PT2,nl}$ aus Gleichung (5.59) können mit dem Regeldifferenzsignal des nichtlinearen, offenen Systems $e_{A,P,PT2}(t)$ aus Gleichung (5.47) verglichen werden. Als Systemparameter werden die in Abschnitt 5.2.3 identifizierten Parameter des Modells der Akiyama-Sonde mit Vorverstärkerschaltung genutzt. Die Eingangsgröße $w(t)$ wird so gewählt, dass von Beginn der Simulation eine Abweichung der Anregungsfrequenz von der Resonanzfrequenz von 2 Hz vorliegt. Diese wird sprunghaft bei 0,1 und 0,2 Sekunden um je 2 Hz erhöht.

Die Regelabweichung des offenen, nichtlinearen Systems aus Gleichung (5.57) $e_{A,P,PT2}(t)$ oszilliert mit doppelter Resonanzfrequenz (vgl. Bild 5.13, a). Die Oszillationsamplitude ist nicht symmetrisch, der Mittelwert von $e_{A,P,PT2}(t)$ ist ungleich null. Das unverarbeitete Regeldifferenzsignal ist schwer interpretierbar, die Sprünge der Ein-

gangsgröße sind jedoch klar an der Veränderung der Amplitude erkennbar. Zur Vergleichbarkeit kann $e_{A,P,PT2}(t)$ mit einem Tiefpassfilter gefiltert werden (IIR, Butterworth, $F_{\text{pass}} = 20\text{kHz}$, $F_{\text{stop}} = 40\text{kHz}$, $A_{\text{pass}} = 1\text{dB}$, $A_{\text{stop}} = 80\text{dB}$). Dies glättet die Schwingungen und führt zu einer Phasenverschiebung im Signal. Das gefilterte $e_{A,P,PT2}$ -Signal kann mit $e_{A,P,PT2,nl}$ und $e_{A,P,PT2,l}$ verglichen werden (Bild 5.13, b): hier fällt auf, dass im Bereich von null bis 0,1 Sekunden $e_{A,P,PT2,nl}$ und $e_{A,P,PT2,l}$ einen fast identischen Verlauf aufweisen. $e_{A,P,PT2}$ (gefiltert) hat bei 0,1 Sekunden den gleichen Endwert, klingt jedoch langsamer ab. Diese Verzögerung resultiert aus der Filterung: skaliert man $e_{A,P,PT2,nl}$ auf die Amplitude von $e_{A,P,PT2}$, dann fällt auf, dass der Verlauf von $e_{A,P,PT2,nl}$ der Einhüllenden von $e_{A,P,PT2}$ entspricht (vgl. Bild 5.13, a, rote Linie). Bei den weiteren Sprüngen verhalten sich $e_{A,P,PT2,nl}$ und $e_{A,P,PT2}$ (gefiltert) ähnlich. $e_{A,P,PT2,l}(t)$ weist eine zunehmende Abweichung auf, was sich durch die Linearisierung, welche nur in der unmittelbaren Nähe des Arbeitspunkts gültig ist, erklären lässt. Für kleine Auslenkungen um den Arbeitspunkt ist das lineare System aus Gleichung (5.58) also ein gutes Abbild des nichtlinearen offenen Systems aus Gleichung (5.47).

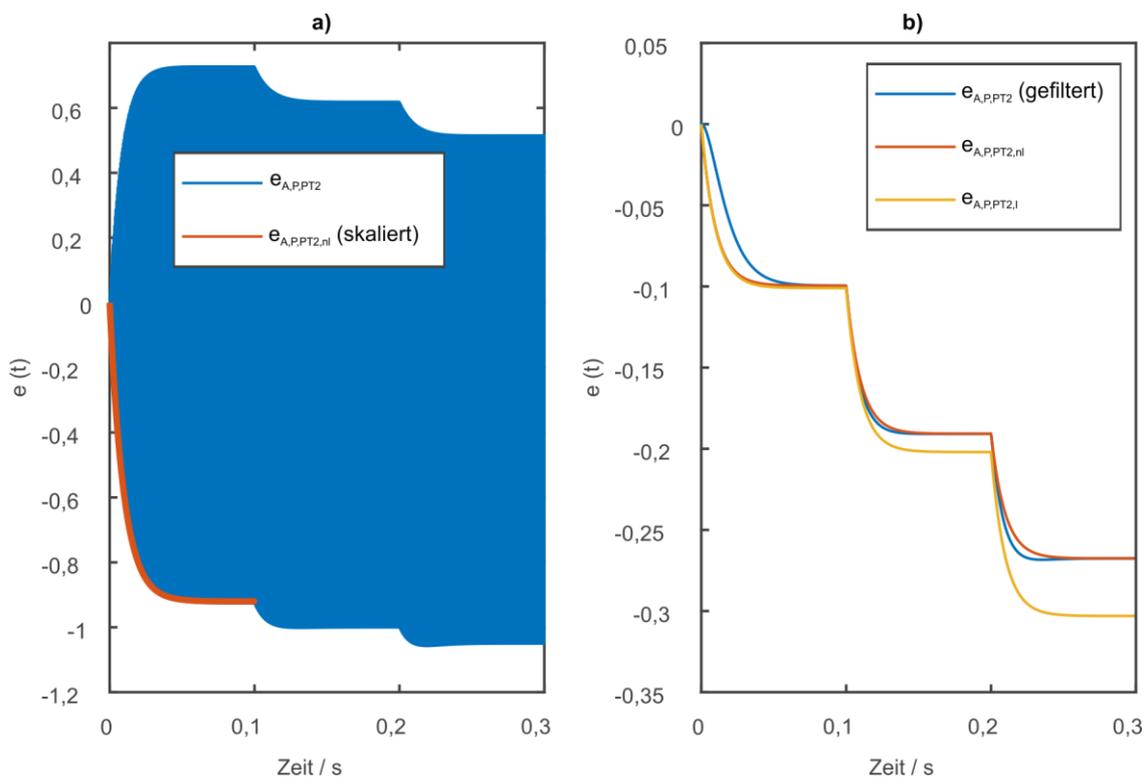


Bild 5.13: Vergleich der Sprungantwort des nichtlinearen Systems mit den Ersatzsystemen. Sprungantwort der gekoppelten nichtlinearen Differentialgleichung aus Gleichung (5.47) (a) und gefilterte Sprungantwort der gekoppelten nichtlinearen Differentialgleichung aus Gleichung (5.47), Sprungantwort des Ersatzsystems mit nichtlinearem (Gleichung (5.59)) und linearem (Gleichung (5.58)) Übertragungsverhalten (b).

5.4 Geschlossenes System

Mit der Regeldifferenz kann das offene System geschlossen werden. Betrachtet wird zunächst das durch einen Regler geschlossene PT2-Modell der Akiyama-Sonde aus Gleichung (5.31).

5.4.1 Geschlossenes nichtlineares System

Zum Schließen des offenen Systems wird die Regeldifferenz durch eine geeignete Funktion auf die Eingangsgröße des Systems abgebildet. Dies kann im einfachsten Fall durch die Integration des Regeldifferenzsignals geschehen (I-Regler). Die Regeldifferenz wird hierfür integriert, mit K_I multipliziert und zur Start-Frequenz f_{start} addiert:

$$w(t) = K_I \int e_{A,P,PT2}(t) dt \quad (5.60)$$

Es ergibt sich für die Stellgröße des geschlossenen Systems:

$$u(t) = \sin\left(\int (\omega_{start} + K_I \int e_{A,P,PT2}(t) \cdot dt) \cdot dt\right) = \sin\left(\int_{\omega_{start}} K_I \left(\int e_{A,P,PT2}(t) \cdot dt\right) \cdot dt\right) \quad (5.61)$$

Die in Gleichung (5.42) eingeführte konstante Start-Frequenz ω_{start} kann als Anfangsbedingung des Integrators angenommen werden. Einsetzen der Stellgröße (5.61) und der Regeldifferenz (5.44) in die Systemgleichung (5.31) führt auf die DGL des geschlossenen Systems:

$$\begin{aligned} u(t) &= \sin\left(\int_{\omega_{start}} K_I \left(\int e_{A,P,PT2}(t) \cdot dt\right) \cdot dt\right) = \sin\left(\int_{\omega_{start}} K_I \left(\int z(t) \cdot u(t) \cdot dt\right) \cdot dt\right) \\ \frac{T_{A,P}^2 \ddot{z}(t)}{K_{PT2}} + \frac{2D_{A,P}T_{A,P}\dot{z}(t)}{K_{PT2}} + \frac{z(t)}{K_{PT2}} &= \dots \\ \sin\left(\int_{\omega_{start}} K_I \left(\int z(t) \cdot \left(\frac{T_{A,P}^2 \ddot{z}(t)}{K_{PT2}} + \frac{2D_{A,P}T_{A,P}\dot{z}(t)}{K_{PT2}} + \frac{z(t)}{K_{PT2}}\right) \cdot dt\right) \cdot dt\right) & \end{aligned} \quad (5.62)$$

Gleichung (5.62) ist eine nichtlineare Differentialgleichung und lässt sich zum numerischen Lösen als nichtlineares System erster Ordnung formulieren:

$$\dot{\underline{X}} = \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -2 \frac{D_{A,P}}{T_{A,P}} x_1 - \frac{1}{T_{A,P}^2} x_2 + \frac{K_{PT2}}{T_{A,P}} \sin(x_3) \\ x_1 \\ x_4 \\ x_2 \cdot K_I \cdot \sin(x_3) \end{bmatrix} \quad (5.63)$$

Mit dem Zustandsvektor:

$$\underline{X} = [x_1 \quad x_2 \quad x_3 \quad x_4]^T = \left[\dot{z} \quad z \quad \iint e_{A,P,PT2} \cdot dt \cdot dt \quad \int e_{A,P,PT2} \cdot dt \right]^T \quad (5.64)$$

Die Stellgröße des Systems, das Eingangssignal des Systems, lässt sich ermitteln mit:

$$u(t) = \sin(x_3(t)) \quad (5.65)$$

Die Regeldifferenz ermittelt sich mit:

$$e_{A,P,PT2}(t) = \dot{x}_4(t) = x_2(t) \cdot \sin(x_3(t)) \quad (5.66)$$

Ein Maß für die aktuelle Frequenz ist:

$$w(t) = x_4(t) = \int e_{A,P}(t) \cdot dt \quad (5.67)$$

Gleichung (5.67) entspricht der Messgröße, da $w(t)$ Änderungen der Resonanzfrequenz abbildet. Bei einer Veränderung der Resonanzfrequenz des offenen Systems $\omega_{0,A,P}$, bspw. infolge von Wechselwirkungen der Sonde mit einer Probe, verändert sich die Regelabweichung $e_{A,P,PT2}(t)$. Daraufhin erfolgt eine Anpassung der Stellgröße $u(t)$ durch den Regler, bis die Abweichung ausgeglichen ist.

Die vier Zustandsgrößen einer Lösung für das Gleichungssystem (5.63) mit den Parametern des PT2-Ersatzsystems und $K_I = 500000$ sind in Bild 5.14 gezeigt: das durch Gleichung (5.63) abgebildete System schwingt durch die Rückkopplung bis zur Resonanzfrequenz auf. Die Zustandsgröße $x_2(t)$ ist äquivalent zur Ausgangsgröße $z(t)$, der Zustand $x_1(t)$ entspricht der Ableitung der Ausgangsgröße $\dot{z}(t)$ (Bild 5.14, a und b). Die Stellgröße $x_4(t) = w(t)$ ist dabei ein Maß für die aktuelle Frequenz (Bild 5.14, d), wobei der Stellgröße eine Schwingung mit doppelter Frequenz $\omega(t)$ überlagert ist, da die Multiplikation zweier Sinusschwingungen in einem Gleichanteil und einer Schwingung bei doppelter Frequenz resultiert (vgl. Ausschnitt in Bild 5.14, f). Der Verlauf der Regeldifferenz $e_{A,P,PT2}(t)$ ist in Bild 5.14, e) gezeigt. Diese beträgt bei der Resonanzfrequenz $\omega_{0,A,P}$ im Mittel null.

Der Zusammenhang zwischen $w(t)$ und $u(t)$ lässt sich als numerisch gesteuerter Oszillator (*numerical controlled oscillator*, NCO) interpretieren, wobei $w(t)$ die Eingangsgröße und $u(t)$ die Ausgangsgröße des NCOs ist. Zum besseren Verständnis lässt sich das geschlossene System aus Gleichung (5.63) (um einen P-Regler ergänzt) als Blockschaltbild darstellen (Bild 5.15): das geschlossene System regt das offene System $G_{A,P,PT2}(j\omega)$ bei dessen Resonanzfrequenz an. Durch die Rückführung kann das System Änderungen in der Resonanzfrequenz folgen. Der Vorteil des in Gleichung (5.63) beschriebenen und in Blockschaltbild in Bild 5.15 dargestellten Systems liegt in der einfachen Struktur: zur Realisierung einer Lösung zum Anregen ei-

nes Systems bei Resonanzfrequenz und gleichzeitigem Messen der Ist-Frequenz werden ein Multiplikator, zwei Integratoren und eine Sinus-Funktion benötigt, wobei ein Integrator und die Sinus-Funktion als NCO verstanden werden können.

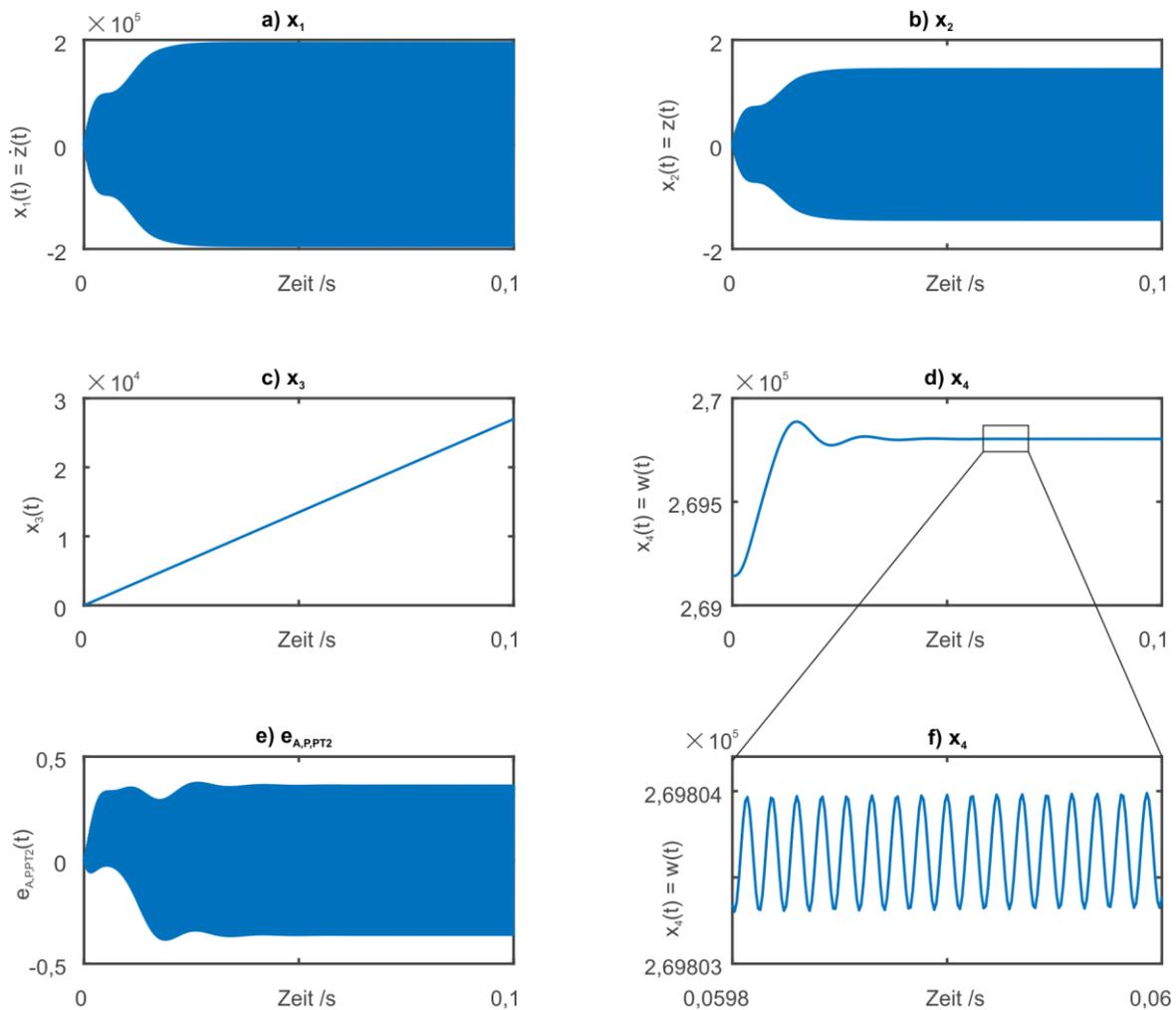


Bild 5.14: Darstellung der vier Zustände der numerischen Lösung von Gleichung (5.63) und der Regelabweichung.

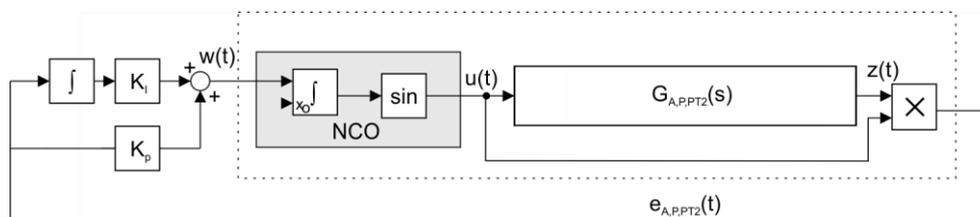


Bild 5.15: Gleichung (5.63) als Blockschaltbild mit der Erweiterung zum PI-Regler.

Die regelungstechnische Beschreibung und Analyse des geschlossenen Systems aus Gleichung (5.63) ist nicht trivial, da es weiterhin nichtlinear ist. Zur Vereinfachung der Analyse des geschlossenen Systems wird daher für die folgenden Betrachtungen das linearisierte Ersatzsystem aus Gleichung (5.58) verwendet.

5.4.2 Geschlossenes lineares System und dessen Analyse

Wie zuvor beschrieben kann das offene, nichtlineare System im Arbeitspunkt durch ein lineares Ersatzsystem abgebildet werden. Grundlage hierfür ist das System aus Gleichung (5.58) in Kombination mit dem PI-Regler:

$$\Delta\omega(t) = K_P \cdot e_{A,P,PT2,l}(t) + K_I \cdot \int e_{A,P,PT2,l}(t) dt \quad (5.68)$$

Für das geschlossene System ergibt sich dann ein PT2-System:

$$\frac{\ddot{e}_{A,P,PT2,l}(t)}{D_{A,P} \cdot \omega_{0,A,P}} + \left(1 + \frac{\pi K_{PT2} \cdot K_P \cdot \dot{e}_{A,P,PT2,l}(t)}{2D_{A,P}^2 \cdot \omega_{0,A,P}} \right) \dot{e}_{A,P,PT2,l}(t) + K_I \cdot e_{A,P,PT2,l}(t) = 0 \quad (5.69)$$

Bild 5.16 zeigt Gleichung (5.69) als Blockschaltbild. Für $K_P = 0$ und $K_I = 0$, sowie mit den identifizierten Systemparametern aus Abschnitt 5.2.3, lässt sich der Eigenwert des offenen Systems berechnen. Dieser liegt bei -103, die Analyse des linearen offenen Systems zeigt also, dass das offene System stabil ist.

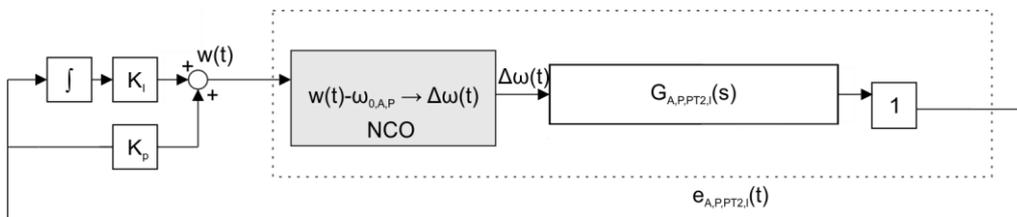


Bild 5.16: PI-geregeltes lineares Ersatzsystem als Blockschaltbild.

Nachfolgend sollen zwei unterschiedliche Regler-Konfigurationen untersucht werden: das I-geregelte System und das PI-geregelte System.

I-geregeltes System

Für das I-geregelte System ergibt sich als Differentialgleichung des geschlossenen Systems:

$$\frac{1}{D_{A,P} \cdot \omega_{0,A,P}} \ddot{e}_{A,P,PT2,l}(t) + \dot{e}_{A,P,PT2,l}(t) + K_I \cdot e_{A,P,PT2,l}(t) = 0 \quad (5.70)$$

Für das geschlossene System können die Polstellen berechnet werden:

$$p_{1/2} = \left(-1 \pm \sqrt{1^2 - 4 \cdot \frac{1}{D_{A,P} \cdot \omega_{0,A,P}} \cdot K_I} \right) \cdot \left(\frac{2}{D_{A,P} \cdot \omega_{0,A,P}} \right)^{-1} \quad (5.71)$$

Zudem lässt sich die Lage der Polstellen des geschlossenen Systems in Abhängigkeit des Parameters K_I grafisch in Form einer Wurzel-Ortskurve darstellen (vgl. Bild

5.17). Für kleine Werte von K_I liegt eine der Polstellen des geschlossenen Systems näherungsweise bei der Polstelle des offenen Systems, die zweite liegt in der Nähe des Ursprungs. Das System ist also schwach gedämpft. Mit zunehmender Verstärkung wandern die Polstellen entlang der reellen Achse, bis schließlich eine doppelte Polstelle mit negativem Vorzeichen auf der reellen Achse entsteht.

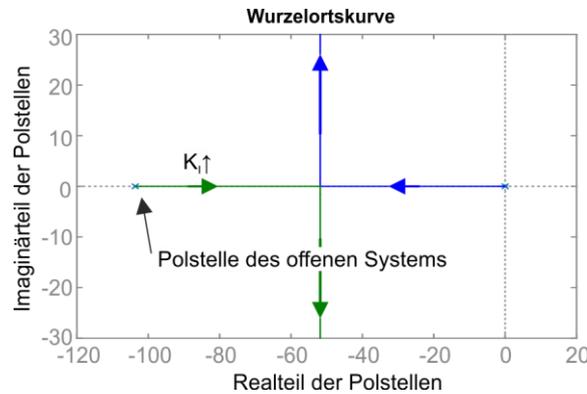


Bild 5.17: Wurzelortskurve des P-geregelten, linearisierten Systems.

Aus regelungstechnischer Sicht ist die zu dieser Polkonfiguration gehörende Verstärkung ideal, da Abweichungen in minimaler Zeit ohne Überschwingen ausgeregelt werden. Gleichzeitig ist das so resultierende System träger als das offene System, da der Betrag der doppelten Polstelle kleiner ist als der Betrag der offenen Polstelle. Eine weitere Erhöhung der Verstärkung resultiert in einem oszillierenden System. Bei Vorzeichenumkehrung in der Rückführung wird das System instabil.

PI-geregeltes System

Zur Analyse des PI-geregelten Systems kann das offene System aus Gleichung (5.58) in eine Zustandsraumdarstellung überführt werden. Der zu K_I gehörende Integrator wird dafür als Teil des Systems aufgefasst (vgl. Bild 5.18). Es folgt dann für das geschlossene System in Zustandsraumdarstellung:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \dot{e}_{A,P,PT2,l}(t) \\ e_{A,P,PT2,l}(t) \end{bmatrix}}_{\underline{\dot{x}}} = \underbrace{\begin{bmatrix} -2D_{A,P} \cdot \omega_{0,A,P} & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}}_{\underline{A}} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} e_{A,P,PT2,l}(t) \\ \int e_{A,P,PT2,l}(t) dt \end{bmatrix}}_{\underline{x}} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{\pi K_{PT2}}{2D_{A,P}} \\ \frac{\pi K_{PT2}}{2D_{A,P}} \end{bmatrix}}_{\underline{B}} \underbrace{\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix}}_{\underline{u}} \quad (5.72)$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix}}_{\underline{y}} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}}_{\underline{C}} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} e_{A,P,PT2,l}(t) \\ \int e_{A,P,PT2,l}(t) dt \end{bmatrix}}_{\underline{x}}$$

Mit den Systemmatrizen \underline{A} und \underline{B} lässt sich die Steuerbarkeitsmatrix des Systems ermitteln [105]:

$$C_{ctrl} = [\underline{B} \quad \underline{AB}] = \begin{bmatrix} \frac{\pi K_{PT2}}{2D_{A,P}} & -\omega_{0,A,P} \pi K_{PT2} \\ \frac{\pi K_{PT2}}{2D_{A,P}} & \frac{\pi K_{PT2}}{2D_{A,P}} \end{bmatrix} \quad (5.73)$$

Die Steuerbarkeitsmatrix hat vollen Rang (Rang = 2), das System ist vollständig steuerbar und die Pole des geschlossenen Systems sind frei platzierbar. Die Beobachtbarkeit des Systems ist nicht von Interesse, da die Ableitung der Zustandsgröße bereits eine Ausgangsgröße des Systems ist und die fehlende Zustandsgröße durch numerische Integration stabil berechnet werden kann. Die freie Platzierbarkeit der Polstellen durch den PI-Regler gilt jedoch nur für das lineare System. In der Ausgangsgröße des geschlossenen Systems aus Gleichung (5.63) sind dem Gleichanteil starke Schwingungen überlagert, welche durch den P-Anteil des Reglers direkt auf die Eingangsgröße des NCO abgebildet werden. Daher wird im weiteren Verlauf der reine I-Regler für das geschlossene System verwendet.

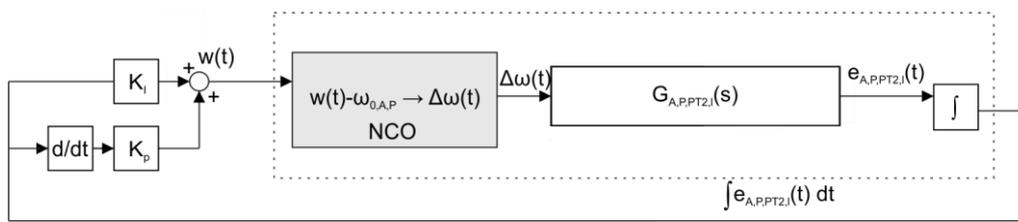


Bild 5.18: PI-geregeltes lineares Ersatzsystem mit Integrator als Teil der Strecke als Blockschaltbild.

5.4.3 Modifikation des Regelkreises für das DT2-System und Erweiterungen

Den im Rahmen von Abschnitt 5.3 vorgestellten Ansätzen zur Realisierung des geschlossenen Systems liegt die Annahme des PT2-Modells der Akiyama-Sonde zugrunde. Da das elektrische Verhalten der Akiyama-Sonde einem DT2-System gleicht, muss der Ansatz hierfür angepasst werden. Zudem können Erweiterungen des Regelkreises vorgenommen werden, indem eine Amplitudenregelung eingeführt wird, und indem ein Offset im NCO integriert wird. Das erweiterte und modifizierte System ist im Blockschaltbild in Bild 5.19 dargestellt. Wird als Modell der Akiyama-Sonde ein DT2- anstelle eines PT2-Systems verwendet, dann bleibt der Amplitudengang des Systems im Arbeitspunkt gleich, der Phasengang wird jedoch um 90° angehoben. Um diese Anhebung zu kompensieren wird der NCO modifiziert, sodass dieser eine Sinus-Funktion an die Akiyama-Sonde ausgibt, und eine Cosinus-Funktion zum Multiplikator führt. Da Sinus und Cosinus um 90° zueinander verschoben sind, wird die Anhebung des Phasengangs um 90° durch das DT2-System durch die Cosinus-Funktion kompensiert. Durch das Einführen einer Zeitverzögerung oder eines Bias im Pfad des Multiplikators kann der Arbeitspunkt des geschlossenen Systems verscho-

die Eingangsspannung der Akiyama-Sonde (Bild 5.20, a), die Ausgangsspannung der Akiyama-Sonde (b) und das Cosinus-Signal (c), so sind die Phasenverschiebungen erkennbar: zwischen Ein- und Ausgang ergibt sich ein Phasenunterschied von 180° , zwischen Ausgangsspannung und Cosinus liegt eine Phasenverschiebung von 90° vor. Die Amplitude der Ausgangsspannung U_{out} beträgt ca. 1,5 V, was der Amplitude bei Resonanzfrequenz entspricht. Das ungefilterte Regeldifferenzsignal schwingt mit einer Amplitude von ca. 0,8 und doppelter Anregungsfrequenz um die Nulllage (Bild 5.20, d). Um das Regeldifferenzsignal (Bild 5.21, b) besser interpretieren zu können, wird ein Tiefpassfilter darauf angewendet (IIR, Butterworth, $F_{pass} = 2\text{kHz}$, $F_{stop} = 4\text{kHz}$, $A_{pass} = 1\text{dB}$, $A_{stop} = 80\text{dB}$). Nach Anwendung des Filters ist im Regeldifferenzsignal erkennbar, dass sich bei 0,2 Sekunden eine Regeldifferenz aufbaut, die durch den Regler ausgeglichen wird (Bild 5.21, c). Das Ausgangssignal des NCOs, welches der aktuellen Oszillationsfrequenz des Systems entspricht, schwingt für $t < 0,2$ Sekunden mit einer Amplitude von ca. 20 Hz um die Resonanzfrequenz des Systems. Nach der sprunghaften Änderung der Resonanzfrequenz bei $t = 0,2$ Sekunden tritt ein Schwingen in der Amplitude des NCO-Signals auf (Bild 5.21, d). Wendet man einen Tiefpassfilter (Parametrierung wie bei Bild 5.21, c) auf das NCO-Signal an (Bild 5.21, e), ist die sprunghafte Änderung der Resonanzfrequenz um 1 Hz im Ausgangssignal des NCO deutlich erkennbar.

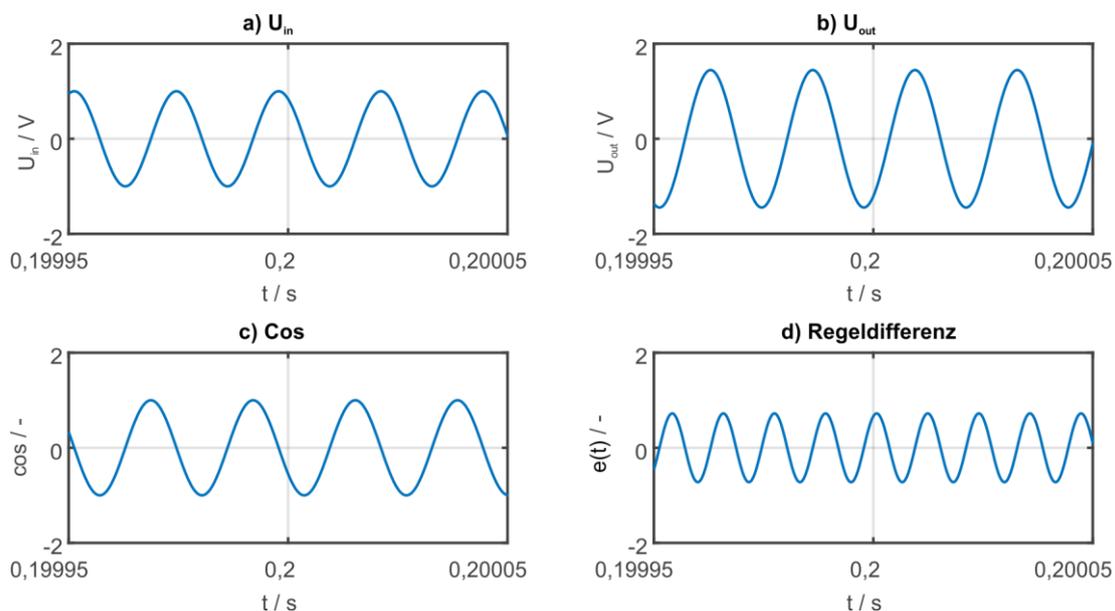


Bild 5.20: Signalverläufe des simulierten geregelten Systems im Detail.

Zuletzt wird eine Chirp-förmige Änderung der Resonanzfrequenz des Systems mit der Amplitude 1 Hz, Startfrequenz 10 Hz und Endfrequenz 100 Hz betrachtet. Der Chirp beginnt, nachdem das System eingeschwungen ist, bei $t = 0,2$ s und dauert eine Sekunde (vgl. Bild 5.22 a). Im ungefilterten Regeldifferenzsignal sind die Auswirkungen des Chirp nicht erkennbar (b). Im gefilterten Regeldifferenzsignal (c, Pa-

parameter des Filters wie zuvor) ist die auftretende Regeldifferenz sichtbar: mit zunehmender Frequenz der Veränderung der Resonanzfrequenz nimmt auch die Regeldifferenz zu. In der Ausgangsgröße des NCO ist der Chirp in der Amplitude des NCO-Signals erkennbar (d). Das gefilterte NCO-Signal spiegelt die Veränderung der Resonanzfrequenz des Systems mit der Amplitude 1 Hz wieder.

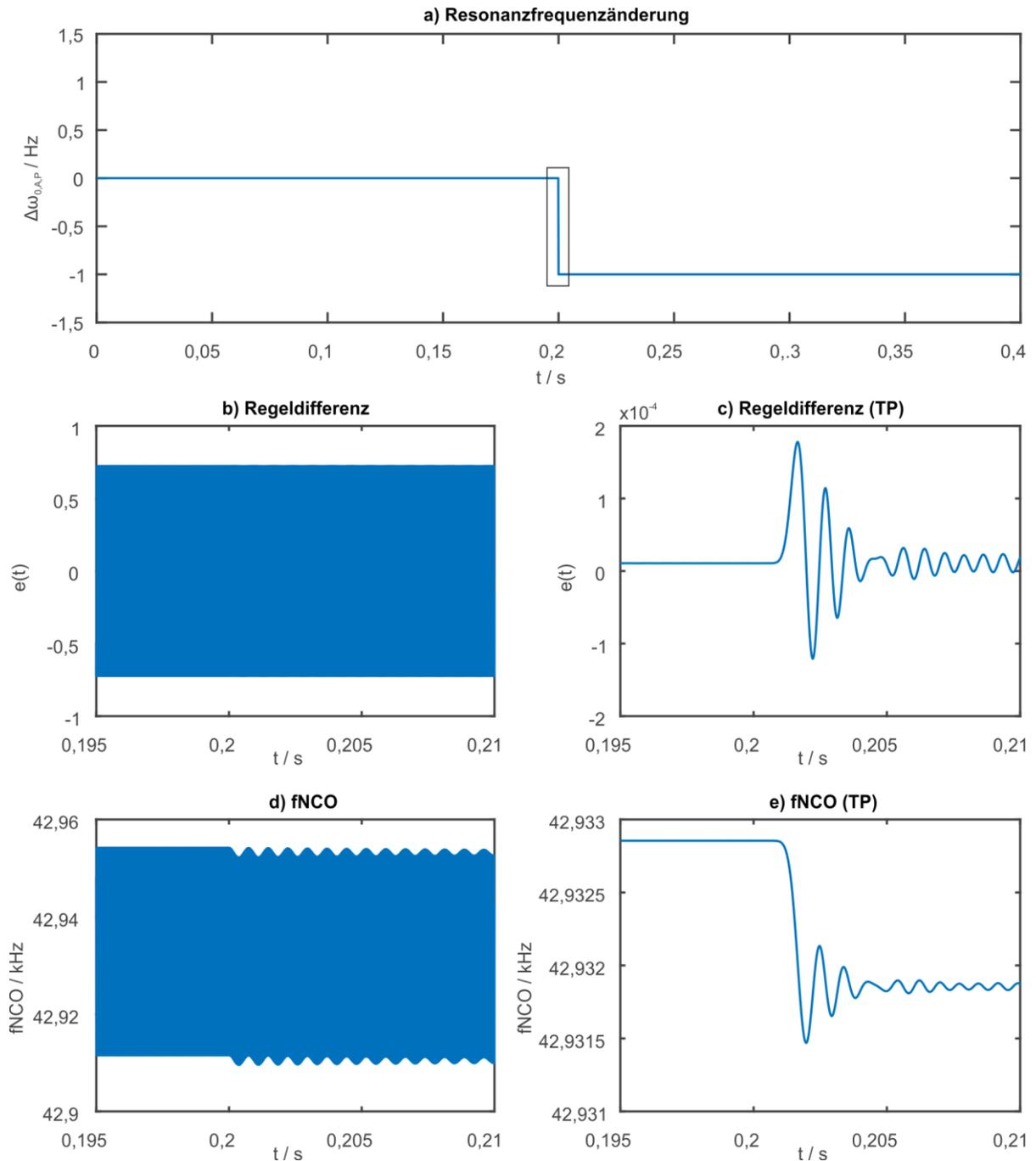


Bild 5.21 Virtuelles Messen der sprunghaften Änderung der Resonanzfrequenz.

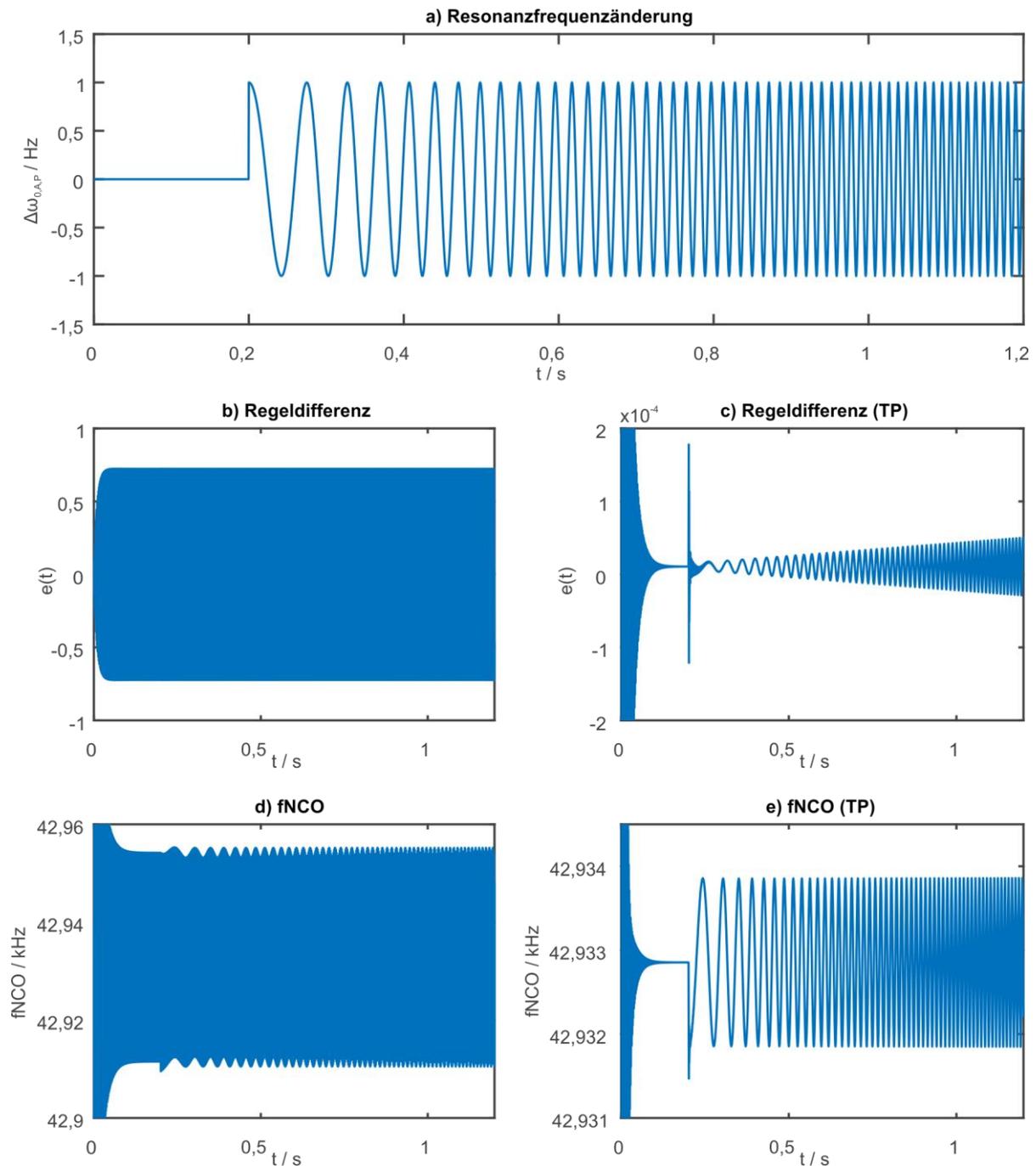


Bild 5.22: Virtuelles Messen bei Änderung der Resonanzfrequenz mit einer Chirp-Funktion.

5.5 Zusammenfassung

Im Rahmen dieses Kapitels wurde ein Ansatz für eine Neuentwicklung der Betriebselektronik vorgestellt. Hierfür wurden zunächst existierende Ansätze vorgestellt und bewertet (Abschnitt 5.1). Ausgewählt wurde ein Ansatz aus dem Bereich der Quarzkristall-Mikrowaagen. Anschließend wurden ein Modell für die Akiyama-Sonde, sowie für die Vorverstärkerschaltung formuliert (Abschnitt 5.2). Benötigt werden die Modelle für den modellbasierten Entwurf und die modellbasierte Auslegung

der neu zu entwickelnden Betriebselektronik. Schlussendlich wurde die Lösung für den digitalen Wechselwirkungssensor mathematisch beschrieben (Abschnitt 5.3). Hierfür wurde diese zunächst in Form einer nichtlinearen Differentialgleichung abgebildet, welche zur vereinfachten Systemanalyse linearisiert wurde. Basierend auf dem linearisierten System wurden grundlegende Eigenschaften des Ansatzes für die Betriebselektronik, bspw. Steuerbarkeit oder die Möglichkeit zur Polvorgabe, untersucht. Abschließend wurde die Funktion des Ansatzes anhand von virtuellen, simulierten Messungen nachgewiesen.

Das nachfolgende Kapitel 6 befasst sich mit der physikalischen Realisierung des in diesem Kapitel vorgestellten Ansatzes für die Betriebselektronik der Akiyama-Sonde.

6 Realisierung der Betriebselektronik

Im nachfolgenden Kapitel wird die Realisierung des im vorausgegangenen Abschnitt beschriebenen Ansatzes für die Betriebselektronik der Akiyama-Sonde vorgestellt. Hierfür werden zunächst die zentralen elektronischen Komponenten ausgewählt (Abschnitt 6.1) und die Schaltung zum Betrieb des AD- und DA-Wandlers gezeigt (Abschnitt 6.2). Im nachfolgenden Abschnitt wird auf die Besonderheiten des im FPGA laufenden VHDL-Codes eingegangen (Abschnitt 6.3) und die Schnittstelle zum Mess-PC erläutert (Abschnitt 6.4). Abschließend werden die Bauteile aus Abschnitt 6.1 in der Simulation aus Kapitel 5.3 integriert und es werden exemplarisch virtuelle Messungen unter Berücksichtigung der realen Bauteile durchgeführt (Abschnitt 6.5).

6.1 Auswahl von Komponenten

Eine digitale Realisierung des Ansatzes aus Kapitel 5 unterscheidet sich von einer kontinuierlichen Umsetzung primär durch die auftretenden Effekte der Digitalisierung, also der Quantisierung und Diskretisierung, sowie durch das Einbringen von Totzeiten in Form von Laufzeiten oder Verarbeitungszeiten, beispielsweise bei der Digitalisierung (AD-Wandlung), der Berechnung neuer Werte oder bei der DA-Umsetzung, oder Übertragungs-Verzögerungen an Schnittstellen. Um negative Effekte der Digitalisierung zu minimieren, soll das digitale System mit einer ausreichend hohen Taktrate (1 MHz) betrieben werden, minimale Latenz aufweisen (~ 3 Zyklen bei 1 MHz, entspricht $3 \mu\text{s}$) sowie die Digitalisierung analoger Signale mit hinreichend hoher Auflösung erfolgen (>10 Bit). Die geforderte Auflösung und Abtastrate wird von am Markt verfügbaren AD- und DA-Wandlern erreicht. Grundsätzlich werden zur Realisierung einer weitgehend digitalen Schaltung drei Komponenten benötigt:

- DA-Wandler, zur Umsetzung digitaler Signale auf analoge Spannungen
- AD-Wandler, zur Digitalisierung analoger Größen
- FPGA zur Verarbeitung der digitalen Signale, Durchführung von Berechnungen (numerischer Oszillator, numerische Integration) und digitalen Ausgabe von Messgrößen

An die einzelnen Komponenten können zudem spezielle Anforderungen gestellt werden. Für den DA-Wandler gelten die folgenden Anforderungen:

- Um auf zusätzliche Verstärkerstufen verzichten zu können, soll die Ausgangsspannung den Bereich $+2 \text{ V}$ bis -2 V abdecken. 2 V Peak-to-Peak (P-P) ist das Doppelte der empfohlenen 1 V P-P [87]. Diese Anforderung gilt nur in Kombination mit dem vorhandenen *Preamplifier Board*. Wenn der Vorverstärker neu ausgelegt

wird, kann die Verstärkerstufe zur Skalierung weggelassen werden. Der Spannungsbereich des DA-Wandlers kann dann auf $\pm 0,2$ V reduziert werden.

- Um negative Auswirkungen der Diskretisierung zu minimieren soll die Auflösung der Ausgangsspannung im angestrebten Wertebereich mindestens 10 Bit (1024 Werte) betragen.
- Eine Durchsatzrate von mindestens 1 MSPS soll erreicht werden. Dies entspricht einer Aktualisierungsrate von mindestens 1 MHz.

Für den AD-Wandler in der ersten Version der Schaltung gelten ähnliche Anforderungen wie für den DA-Wandler:

- Analoger Eingangsspannungsbereich von mindestens ± 2 V (bipolar).
- Auflösung von mindestens 10 Bit.
- Durchsatzrate von mindestens 1 MSPS / Aktualisierungsrate von mindestens 1 MHz.

Für den FPGA gelten als Anforderungen:

- Algorithmus Taktrate soll mindestens 1 MHz betragen.
- Schnittstellen zur AD-/ und DA-Wandler sowie PC müssen vorhanden, bzw. leicht realisierbar sein.

Aus der Anforderung der Gesamtlaufzeit des Algorithmus folgt, dass die Taktrate des FPGA größer als 1 MHz sein muss. Die an den DA- und AD-Wandler gestellten Anforderungen werden von vielen Bauteilen erfüllt. Hier sollen der DAC8580 von Burr-Brown Products / Texas Instruments sowie der AD7367 von Analog Devices verwendet werden (Datenblätter siehe Anhang E). Beide können über ein SPI-Interface angesteuert werden. Der DAC liefert eine Ausgangsspannung von ± 5 V, ist speziell für die Signalgenerierung ausgelegt und soll den Verzicht auf nachfolgende Filterstufen zur Signalglättung möglich machen. Der ADC ist ein zwei-Kanal SAR-Wandler, der in den Bereichen ± 10 V, ± 5 V und 0 bis 10 V arbeitet, und mit einer Rate von maximal 1 MHz Daten wandeln kann. Die relevanten technischen Daten des AD- bzw. DA-Wandlers sind in Tabelle 11 zusammengefasst.

Zur Realisierung des Mikrocontrollers wird der Spartan 3E FPGA (XC3S500E) der Firma Xilinx genutzt. Im Gegensatz zu Mikrocontrollern und Mikroprozessoren arbeiten FPGAs wie eine durch Software beschreibbare digitale Schaltung (vgl. Abschnitt 2.5.5). Die Möglichkeit zur Parallelisierung ist bei FPGAs gegeben, ebenso wie die Realisierung von hohen Schaltungs-Taktraten und dynamischer Adaption und Rekonfiguration, also das Anpassen der Parametrierung im Betrieb sowie die komplette Neuprogrammierung der Schaltung. Der FPGA wird in Kombination mit dem Spartan-3E FPGA Starter Kit Board genutzt: auf dem Board befinden sich der eigentliche

FPGA, eine Schnittstelle zum Programmieren des FPGA, zusätzliche Schnittstellen wie bspw. VGA oder Ethernet, ein AD-Wandler, ein DA-Wandler, mehrere I/O Pins sowie diverse Schalter für Nutzereingaben.

Tabelle 11: Spezifikationen des ADC und DAC.

AD-Wandler: AD7367 von Analog Devices			
Spannungsbereich	Auflösung	Abtastrate	Schnittstellen
$\pm 10\text{ V}$; $\pm 5\text{ V}$; $0\text{-}10\text{ V}$; $\pm 12\text{ V}$	14 Bit	Bis 1 MSPS	SPI (10 kHz bis 48 MHz), QSPI, ...
DA-Wandler: DAC8580 von Burr-Brown / TI			
Spannungsbereich	Auflösung	Abtastrate	Schnittstellen
$\pm 5\text{ V}$	16 Bit	Bis 16 MS/s	3-wire serial interface (max. 30 MHz)

In Bild 6.1 ist der Aufbau des digitalisierten Wechselwirkungssensors für die Akiyama-Sonde als Blockschaltbild gezeigt: an das Spartan-3E Starter Kit, auf welchem sich der FPGA befindet, wird das AD/DA Board über eine digitale Schnittstelle angeschlossen. Auf dem AD/DA Board befinden sich der AD- und der DA-Wandler sowie die zum Betrieb der Wandler notwendigen Bauteile. Das AD/DA Board verfügt dabei über eine eigene Energieversorgung. Das *Preamplifier Board*, auf welchem sich die eigentliche AFM-Sonde befindet, wird wiederum an das AD/DA Board angeschlossen. Im nachfolgenden Abschnitt wird zunächst das AD/DA Board genauer vorgestellt. Anschließend wird auf den FPGA sowie auf den darauf laufenden VHDL-Code eingegangen. Abschließend wird durch simulierte Messungen qualitativ untersucht, inwieweit sich der digitalisierte Wechselwirkungssensor von dem in Abschnitt 5.4.4 vorgestellten Ansatz aufgrund von Digitalisierungseffekten unterscheidet.

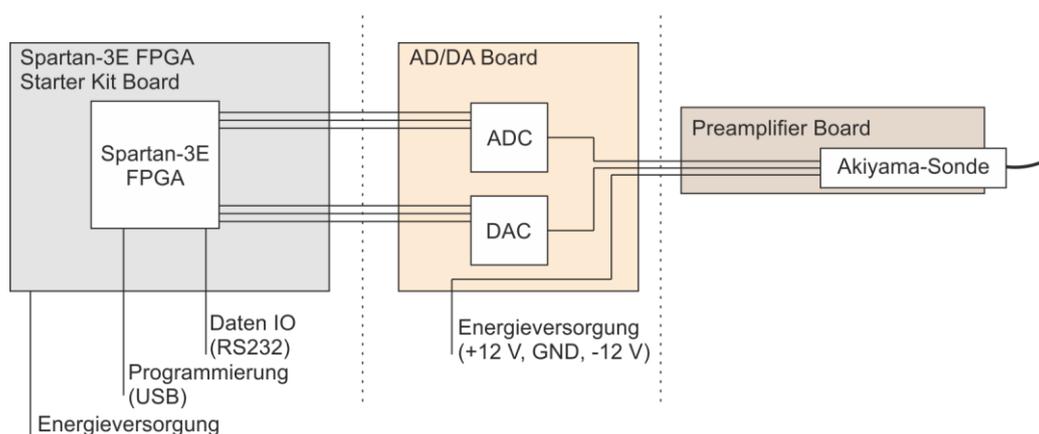


Bild 6.1: Elemente des digitalisierten Wechselwirkungssensors: Spartan-3E Starter Kit, AD/DA Board sowie die Vorverstärkerschaltung (*Preamplifier Board*).

6.2 AD/DA Board

Auf dem AD/DA Board befinden sich der ADC, der DAC sowie die elektrischen Bauteile, welche zum Betrieb der Schaltung benötigt werden. Eine Darstellung des Boards als Blockschaltbild sowie eine Abbildung des Boards mit Beschreibung der Schnittstellen ist in Bild 6.2 gezeigt. Schaltplan und Layout sind in Anhang F zu finden. Die Fertigung und Bestückung der Platine wurde von der zentralen Elektronikwerkstatt der Technischen Universität Kaiserslautern durchgeführt. Auf dem Board befindet sich eine Verstärkerstufe, die das analoge Ausgangssignal der Akiyama-Sonde durch ein Potenziometer variabel verstärken kann. Zweck ist die (manuelle) Anpassung der Spannung zur optimalen Ausnutzung des Eingangsspannungsbereichs des ADCs. Die Beschaltung des ADCs legt den Eingangsspannungsbereich des ADCs auf den Bereich ± 5 V fest.

Für eine Weiterentwicklung des AD/DA Boards ist es vorgesehen, dass die Vorverstärkerschaltung, das AD/DA Board und potenziell auch der FPGA in eine gemeinsame Schaltung integriert werden. Zudem sollen die noch vorhandenen mechanischen Potenziometer, welche zur Kompensation der parasitären Kapazität sowie zur Skalierung der Ausgangsspannung der Akiyama-Sonde benötigt werden, durch digitale Potenziometer ersetzt werden. Dies hat den Vorteil, dass so die Inbetriebnahme der Akiyama-Sonde vollständig automatisiert geschehen kann.

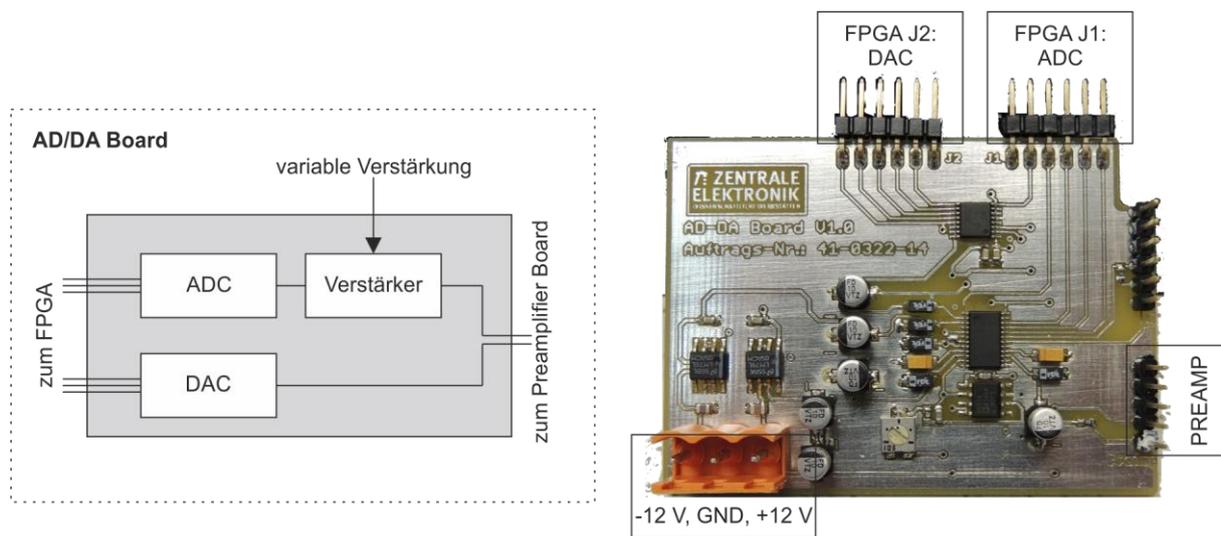


Bild 6.2: AD/DA Board des digitalisierten Wechselwirkungssensors für die Akiyama-Sonde. Links: Blockschaltbild mit funktionalen Elementen der Schaltung. Rechts: Realisierung der Schaltung mit Kennzeichnung der Schnittstellen.

6.3 FPGA & VHDL-Code

Zur Realisierung des Wechselwirkungssensors soll das Blockschaltbild aus Kapitel 5.4.3, Bild 5.19, als Algorithmus im FPGA laufen. Nachfolgend wird das hierfür entwickelte VHDL-Programm erläutert. Hierfür wird zunächst eine Übersicht über die auf dem FPGA parallel laufenden Module gegeben. Anschließend wird die Realisierung des Algorithmus-Moduls des Wechselwirkungssensors in VHDL genauer diskutiert. Die Programmierung des FPGA erfolgt durch die Xilinx ISE Design Suite, Version 13.2.

6.3.1 Modulübersicht

Der auf dem FPGA laufende Code ist in mehrere Module mit unterschiedlichen Funktionen gegliedert, die im Main-Modul implementiert und in Bild 6.3 gezeigt sind. Alle Module laufen parallel zueinander. Der Datenaustausch zwischen den Modulen geschieht über eine Liste mit geteilten Signalen. Alle Module sind bzgl. der externen 50 MHz-Clock sensitiv, d.h. jedes Modul wird mit einer Taktrate von 50 MHz aufgerufen und ausgeführt, wobei die Module z.T. über interne Zustandsautomaten verfügen, die eine sequenzielle Ablaufsteuerung ermöglichen. Die folgenden Module mit den jeweiligen Schnittstellen sind realisiert:

- DA-Modul: Eingangsgrößen sind das 50MHz-Clock-Signal sowie das DA-Wort (16Bit-Signed Integer, *dac*), welches durch den DAC in eine analoge Spannung umgesetzt werden soll. Ausgangsgröße ist der J2-Vektor, welcher das 3-wire serial interface des DAC anspricht.
- AD-Modul: Eingangsgröße ist das Clock-Signal. Ausgangsgrößen des Moduls sind der J4-Vektor sowie das ADC-gewandelte Signal in Form eines 14Bit-signed Integers (*adc*). Ein Bit im J4-Vektor kann genutzt werden, um den ADC in einen Standby-Modus zu versetzen und die Wandlung zu pausieren. Der J1-Vektor, der sowohl Eingangs- als auch Ausgangsgrößen beinhaltet, realisiert die bidirektionale Kommunikation über die SPI-Schnittstelle mit dem ADC.
- RS232-Basismodul (RS232-Basic): Eingangsgrößen sind das Clock-Signal sowie die zu übertragende RS232-Botschaft (*Tx_Data*, 8Bit-Zeichen). Ausgangsgröße ist das über die RS232-Schnittstelle gelesene Zeichen (*Rx_Data*, 8Bit-Zeichen), welches vom RS232-Interpretationsmodul verarbeitet wird.
- RS232-Interpretationsmodul (RS232-Adv): das RS232-Basismodul übernimmt nur das Empfangen und Senden von einzelnen Botschaften. Die Interpretation der Botschaften geschieht im RS232-Interpretationsmodul. Eingangsgrößen sind das Clock-Signal sowie die empfangene RS232-Botschaft. Ausgangsgrößen sind die zu übertragende RS232-Botschaft sowie ein Zustands-Signal (*State*), ein Parameter-Signal (*Param*) sowie ein Wert-Signal (*Value*). Zustands-, Parameter- und Wert-Signal werden an das Algorithmus-Modul übertragen und dienen der Para-

meteränderung im Algorithmus-Modul sowie der Änderung der Funktion des Moduls. Mögliche Funktionen sind Frequenzmessung, Anregung der Akiyama-Sonde bei einer festen Frequenz, Generieren eines Chirp-Signals sowie das Übertragen einer Statusbotschaft.

- Datenausgabe-Modul (nicht in Bild 6.3 gezeigt): das Datenausgabe-Modul ist sensitiv bezüglich des Clock-Signals. Eingangsgrößen des Datenausgabe-Moduls sind verschiedene Größen des Algorithmus-Moduls, Ausgangsgröße des Datenausgabe-Moduls ist ein Teil (8Bit) einer der Eingangsgrößen, welche dann über das RS232-Basismodul als Messgröße über die Schnittstelle übertragen werden, falls durch das Interpretationsmodul der Modus „Messen“ gewählt wurde.
- Algorithmus-Modul (Core-Module): Eingangsgrößen sind das Clock-Signal, das ADC-Wort sowie die Zustands-, Parameter- und Wert-Signale. Ausgangsgrößen sind das DAC-Wort sowie ein Messsignal (*Frequ*), welches durch das Datenausgabe-Modul weiterverarbeitet wird. Das Modul realisiert die Funktionalität des Wechselwirkungssensors und wird im nachfolgenden Abschnitt genauer vorgestellt. In dem Modul befindet sich zudem eine Unterfunktion, welche das 50MHz-Clock-Signal in einen 1MHz Zyklus übersetzt: alle 50 Zyklen wird ein neuer Wert des ADC abgefragt, ein neuer Wert an den DAC übertragen, sowie die Berechnungen im Algorithmus-Modul ausgeführt.

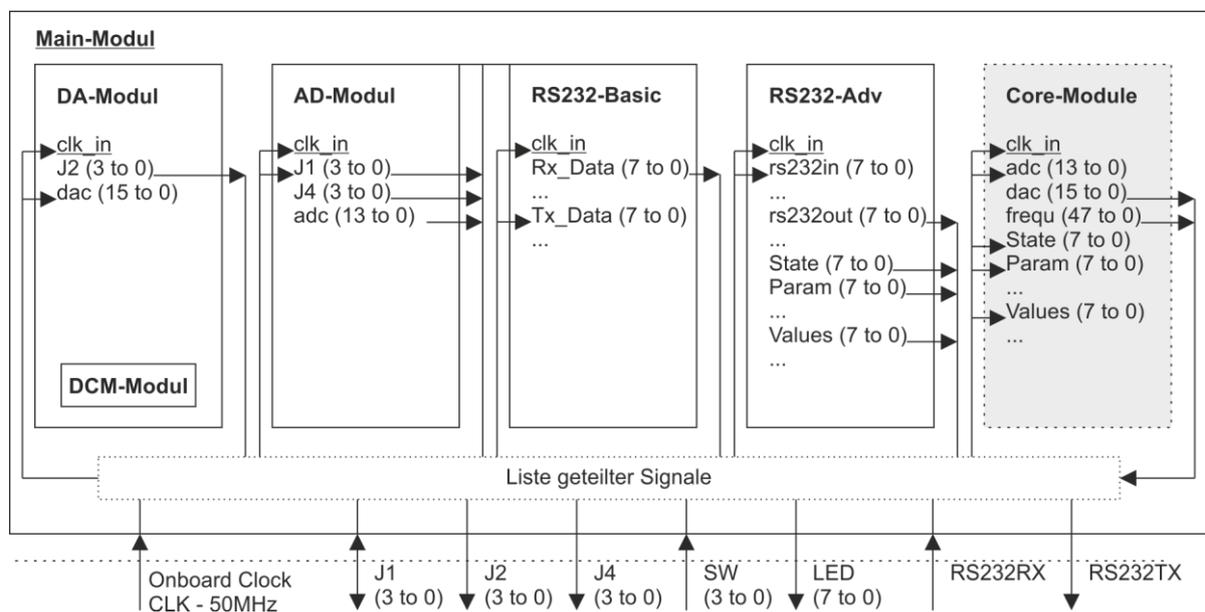


Bild 6.3: Darstellung der im Main Modul des FPGAs realisierten Module sowie deren Schnittstellen.

Durch die parallele Ausführung des DA-Moduls, des AD-Moduls sowie des Algorithmus-Moduls lässt sich der Takt des Main-Moduls erhöhen: Die Schritte „AD-Wandlung“, „Auslesen des ADC“, „Berechnen des Algorithmus“, „das Übertragen neuer Werte an den DAC“ sowie „das Wandeln dieser Werte in eine analoge Span-

nung“ finden zeitgleich, mit einer Frequenz von einem Megahertz, statt. Die Latenz des Systems liegt in der Größenordnung von 5 Zyklen, also ca. 5 Mikrosekunden.

6.3.2 Algorithmus Modul

Um den in Kapitel 5 beschriebenen Algorithmus schnell ausführen zu können, gleichzeitig jedoch dynamisch (re-)konfigurierbar zu bleiben, soll dieser auf einem FPGA implementiert werden. Hieraus ergeben sich plattformspezifische Besonderheiten. Für eine Realisierung des Ansatzes im FPGA müssen vier Dinge beachtet werden:

1. Alle im FPGA verwendeten Datentypen sollten Festkommazahlen oder (signed) Integer einer festen Wortbreite sein, um ohne zusätzliche Bibliotheken für Fließkommaoperationen auszukommen.
2. Divisionen müssen vermieden werden.
3. Die Sinus Funktion muss approximiert werden.
4. Die Filter Funktion muss für Ganzzahlen angepasst werden.

In der angestrebten Lösung sollen nur (signed) Integer als Datentypen genutzt werden. Aus dem Verzicht auf Fließkommazahlen (1) folgt, dass alle auftretenden Signalverarbeitungsschritte bezüglich Wertebereich und Auflösung optimiert werden müssen, um die gewünschte Frequenzauflösung des Ansatzes zu erreichen. Additionen, Subtraktionen und Multiplikationen sind für (signed) Integer Datentypen leicht implementierbar, wobei für jede Operation die Gefahr besteht, dass es zu einem Überlaufen des Wertebereichs kommt. Divisionen sollten vermieden werden. Ausnahme ist die Divisionen durch Potenzen mit der Basis zwei, da dies einem bitweise Verschieben nach rechts entspricht.

In dem Algorithmus Modul wird das Blockschaltbild aus Bild 5.19 auf dem FPGA realisiert. Hierfür muss der Ansatz an die Besonderheiten des FPGAs sowie an die Programmiersprache VHDL angepasst werden. Eine Besonderheit ist die Taktung des Algorithmus-Moduls: das gesamte Modul (sowie der darin enthaltene Zyklus-Manager, der Zustandszähler, der Filter-Prozess und der Sin/Cos-Prozess) ist bzgl. der externen 50MHz-Clock sensitiv, d.h. jedes Modul wird mit einer Taktrate von 50 MHz aufgerufen und ausgeführt. Um sequenzielle Schritte realisieren zu können, ist intern ein Zustandsautomat realisiert, der die korrekte Reihenfolge der Ausführung einzelner Operationen sichert (State Counter). Nach 50 Aufrufen des State Counters durch die externe Clock wird der Zustandsautomat durch den Zyklus-Manager (Cycle-Manager) zurückgesetzt. So wird eine Gesamttaktrate von einem MHz erreicht. Alle Schritte im Core-Modul werden über einen Zustandsautomaten sequenziell abgearbeitet. Ausnahmen sind die Sinus-/Cosinus-Funktion, das FIR-Filter sowie der Zustandszähler und die Funktion zum Zurücksetzen des Zustandszählers, welche in

Form von parallel arbeitenden Modulen im Core-Modul implementiert sind (vgl. Bild 6.4).

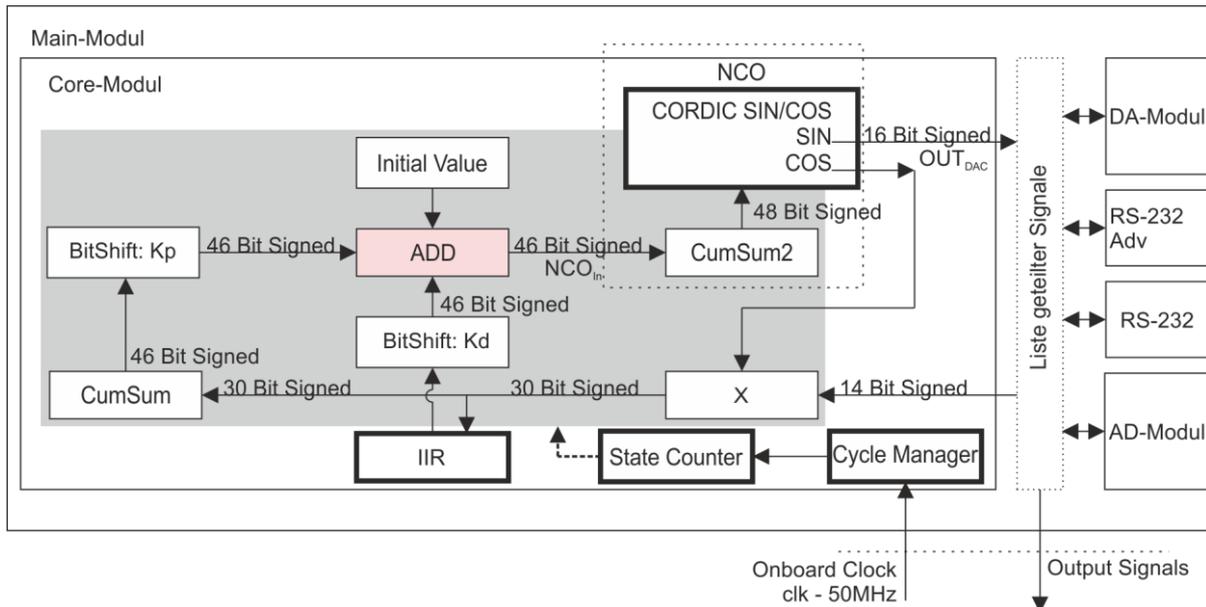


Bild 6.4: Aufbau des Algorithmus-Moduls als Blockschaltbild. Die vier im Modul parallel arbeitenden Unter-Module IIR (IIR-Tiefpass-Filter) State Counter (Zähler des Zustandsautomaten), Cycle Manager (Zyklus-Manager zum Zurücksetzen des Zustandsautomaten) sowie CORDIC SIN/COS (Modul zur Berechnung der Sinus/Kosinus-Funktion) sind fett umrandet. Die Elemente des Zustandsautomaten sind grau hinterlegt.

Der Ablauf im Core-Modul ist dabei wie folgt: im ersten Schritt wird ein neuer Wert des AD-gewandelten Spannungssignals der Akiyama-Sonde (14 Bit signed) aus der Liste der geteilten Signale in eine Variable geschrieben. Im zweiten Schritt wird dieses Signal mit dem Ausgangssignal des Sinus-Generators (16 Bit signed) multipliziert. Ergebnis ist ein Signal mit 30 Bit Wortbreite, welches der Ableitung des Regeldifferenzsignals entspricht. In diesem Signal sind, wie zuvor erläutert, neben einem Gleichanteil auch Schwingungen vorhanden. Für den Fall, dass im Regler ein D-Anteil verwendet werden soll, muss der Rauschanteil dieses Signals durch ein Filter unterdrückt werden. Hierfür eignet sich ein Filter mit unendlicher Impulsantwort (IIR-Filter), welches einfach in einem parallelen Modul implementiert wird. Der Ausgang des IIR-Moduls wird nach einigen Warte-Zyklen zur Berechnung durch den Algorithmus abgefragt und mit einem Faktor K_d skaliert. Das Ausgangssignal des Multiplikators wird in einem weiteren Schritt aufsummiert und dabei auf eine Wortbreite von 46 Bit expandiert, um ein Überlaufen des Wertebereichs zu verhindern. Die Summation entspricht einer numerischen Integration mit der Verstärkung $V_{CumSum} = 1000000$, welche aus der Taktrate von 1 MHz resultiert. Anschließend wird das Signal mit dem Faktor K_p skaliert.

Die Skalierungen mit K_p und K_d sind als bitweise Verschiebungen realisiert: zugelassen sind nur Skalierungen von $2^n, n \in \mathbb{Z}$, d.h. Faktoren von 1; 2; 4; 8; 16; ... für $n \geq 0$ und 0,5; 0,25; 0,125; ... für $n < 0$. Dies hat den Vorteil, dass keine Multiplikationen und Divisionen durchgeführt werden müssen. Das Ausgangssignal der Skalierung K_p und der Skalierung K_d werden in einer Variablen, dem Eingangssignal des NCO addiert. Der Wert des Eingangssignals des NCO ist ein Maß für die aktuelle Oszillationsfrequenz der Schaltung und entspricht somit der Messgröße. Für den Wert des Eingangssignals des NCOs wird zudem ein Startwert hinterlegt, welcher der initialen Frequenz des NCO entspricht. Das Eingangssignal des NCOs wird aufsummiert, auf 48 Bit Wortbreite expandiert und der parallel arbeitenden Sinus Funktion übergeben. Die Berechnung der Sinus-Funktion erfolgt in einem parallelen Modul. Zur numerisch effizienten Berechnung wird der CORDIC-Algorithmus genutzt [106], welcher das Eingangssignal der Wortbreite 48 Bit auf ein Ausgangssignal der Wortbreite 16 Bit abbildet. Zur Berechnung werden zwei Taktzyklen benötigt. Eine Implementierung des CORDIC-Algorithmus existiert als vorgefertigtes VHDL-Modul durch Xilinx [107]. Eine Besonderheit dieser Implementierung ist das Format der Eingangszahl. Dieses ist 2QN codiert, d.h. die binäre Eingangszahl wird als eine Zahl mit 3 ganzzahligen Bits und den restlichen Bits als Nachkommastellen interpretiert:

$$\text{"0011100100"} \Rightarrow \underbrace{001}_{=1}.\underbrace{1100100}_{=100/128} \Rightarrow 1 + 0,78125 = 1,78125 \quad (6.1)$$

Das Zahlenformat ist darin begründet, dass der CORDIC-Algorithmus entweder mit Radianten ($-\pi \leq \text{phase_in} \leq \pi$), oder mit skalierten Radianten ($-1 \leq \text{phase_in} \leq 1$) arbeitet. Letzteres wird hier genutzt, weswegen die beiden höchstwertigsten Bits nie besetzt werden. Die Sinus-Funktion und die Summation bilden zusammen den numerischen Oszillator. Die Sinus-Funktion bildet ein Eingangssignal mit dem Wertebereich $\pm 2^{n\text{Bits}_{NCO} \cdot \text{eff} - 1} = \pm 2^{46-1}$ auf den Wertebereich $\sin(-\pi \dots \pi) = -1 \dots 1$ ab. Die vorausgehende Summation hat eine Verstärkung von $V_{CumSum2} = 1000000$, was der Aufruffrequenz des Algorithmus entspricht. Daher folgt für das Eingangs-Ausgangs-Verhalten des NCOs:

$$OUT_{DAC} = \sin \left(\int_t 1 \cdot 2\pi \cdot NCO_{In} \cdot \frac{V_{CumSum2}}{2^{n\text{Bits}_{NCO}-1}} \cdot dt \right) = \sin \left(2\pi \cdot NCO_{In} \cdot \underbrace{\frac{V_{CumSum2}}{2^{n\text{Bits}_{NCO}-1}}}_{f_{Ist}} \cdot t \right) \quad (6.2)$$

Die Abtastrate des Algorithmus beträgt $f_s \triangleq V_{CumSum} = 1\text{MHz}$. Es folgen für die theoretisch erzielbare numerische Frequenzauflösung des NCOs Δf_{NCO} und die Ist-Frequenz des NCOs f_{Ist} :

$$\Delta f_{NCO} = \frac{f_s}{2^{nBits_{NCO}-1}} = \frac{1000000}{2^{45}} Hz \approx 28 \cdot 10^{-9} Hz \quad (6.3)$$

$$f_{Ist} = NCO \cdot \frac{f_s}{2^{nBits_{NCO}-1}} \quad (6.4)$$

Die Umrechnung des NCO-Signals in die aktuelle Frequenz des NCOs f_{Ist} ergibt sich also aus der Multiplikation der Frequenzauflösung mit dem Wert des NCOs. Dieser Zusammenhang wird in Kapitel 7 genutzt, um den NCO-Wert in eine Frequenz bzw. Frequenzänderung umzurechnen.

6.3.3 Einstellparameter im Algorithmus-Modul

Im Algorithmus-Modul sind verschiedene Betriebsmodi implementiert. Zudem besteht die Möglichkeit, Parameter des Algorithmus im Betrieb zu verändern, sowie unterschiedliche Ausgabesignale zu wählen.

Als Betriebsmodi sind der Betrieb der Sonde bei einer festen Frequenz (Fix), das Anregen der Sonde mit einem linearen Chirp (Sweep) sowie der PLL-Modus möglich. Für den Betrieb bei fester Frequenz ist die Frequenz über die RS232-Schnittstelle frei einstellbar. Für den Chirp können die Start- und Endfrequenz sowie die Anstiegsrate gewählt werden. Zudem besteht die Möglichkeit den Integrator des Algorithmus (CumSum2) alle fünf Sekunden zurückzusetzen. Dies ermöglicht es das Lock-Verhalten der Algorithmus zu untersuchen.

Als Parameter im Algorithmus Modul können die Reglerparameter Kp und Kd, welche als bitweise Verschiebung implementiert sind, verändert werden. Hier sind die Richtung des Bitshifts sowie die Anzahl der Bits, um welche das Signal verschoben werden soll, wählbar. Die Amplitude des Ausgangssignals des NCOs kann mit einem Bitshift skaliert werden. Voreingestellt ist die volle Wortbreite (16 Bit, ~5 V P-P), diese kann auf 2,5 V P-P, 1,25 V P-P usw. reduziert werden. Zudem kann dem Ausgangssignal ein Offset addiert werden. Schlussendlich kann das Messsignal aus dem Algorithmus-Modul gewählt werden. Ausgegeben werden kann das DAC Signal, das ADC Signal, das Resultat der Multiplikation, was dem Fehler-Signal entspricht sowie die Eingangsgröße des NCO. Zudem kann durch den Phasen-Parameter im parallelen Sinus-Modul der Arbeitspunkt der Sonde verschoben werden.

Für die Simulation im nachfolgenden Abschnitt sowie für die Experimente in Kapitel 7 wird Kd immer zu Null gewählt, da sich die Wahl eines stabilen Kd als schwierig erwiesen hat. Die Begründung hierfür liegt im Regeldifferenzsignal, bzw. den darin enthaltenen Oberwellen. Zur Unterdrückung dieser Oberwellen muss ein Filter ausgelegt werden, welches wiederum zu einer Phasenverschiebung im D-Signal führt. Dies

macht die Parameterfindung schwierig, da Methoden zur Reglerauslegung nicht genutzt werden können. Daher soll für den Funktionsnachweis des Ansatzes ein reiner P-Regler genutzt werden, der zwar stabil ist, aber nicht in einer optimalen Performance des geregelten Systems resultiert.

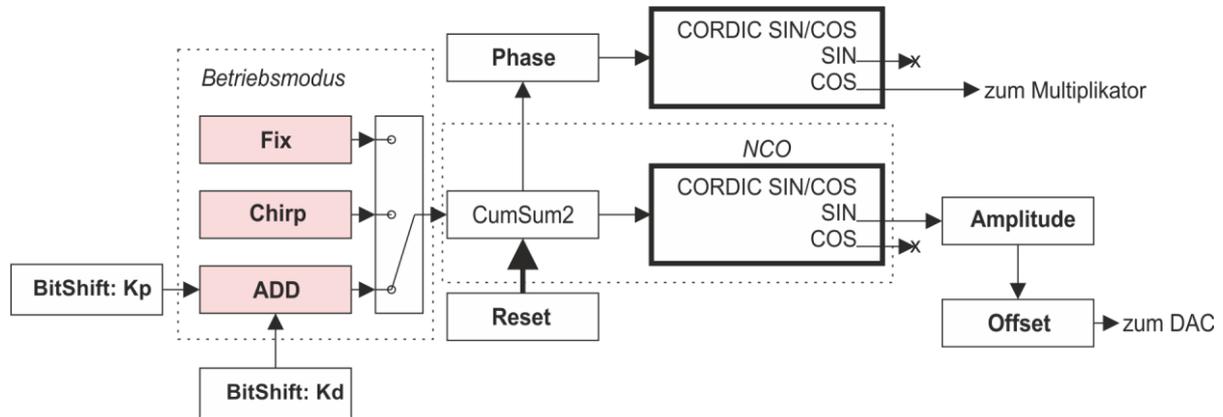


Bild 6.5: Veränderbare Parameter im Algorithmus-Modul (fette Schrift) im Blockschaltbild. Neben dem Betriebsmodus können die Reglerparameter sowie die Ausgabe des DAC beeinflusst werden.

6.4 Interface PC und Akquise-Software

Zur Kommunikation des FPGA mit einem Mess- und Bedien-PC wurde FPGA-seitig eine RS232-Schnittstelle implementiert. Die Datenübertragungsrates der Schnittstelle beträgt 921,6 kBaud/s bei 8 Bit Daten. Am Mess-/Bedien-PC befindet sich ein RS232 zu USB2.0 Adapter. Für den PC wurde eine Bediensoftware in QT5 geschrieben, die Messdatenerfassung, Messdatenvisualisierung sowie das Übertragen von Befehlen zur Parametrierung des FPGA übernimmt. Zur Visualisierung von empfangenen Messdaten wird die *Qwt - Qt Widgets for Technical Applications* Bibliothek genutzt. Die Grafische Benutzeroberfläche (GUI) und die Datenerfassung befinden sich in zwei parallelen Threads, das Multi-Threading wird durch ein *QThread* Objekt realisiert. Die Funktionen des seriellen Ports werden über ein *QtSerialPort* Objekt realisiert (vgl. Bild 6.6).

Im Mess-Modus des FPGA werden über die RS232-Schnittstelle 8 Bit Daten mit maximaler Baudrate übertragen. Die Signale im FPGA sind jedoch mehr als 8 Bit breit. Wenn man jedoch bspw. das Steuersignal des NCO betrachtet (46 Bit signed), dann sind nur in einem Teil des digitalen Wortes nutzbare Informationen. Daher werden zur Messung 8 Bit-Bereiche aus dem Wort ausgeschnitten. Dies ermöglicht es den Frequenzmessbereich sowie die Auflösung zu variieren. Beispiele hierfür sind in Tabelle 12 gegeben. Für eine Weiterentwicklung des Ansatzes bietet sich hier eine schnellere Schnittstelle (bspw. USB3.0) an. Nachfolgend sollen die Auswirkungen

der Digitalisierung des Wechselwirkungssensors im Simulationsmodell untersucht werden.

Tabelle 12: Wählbare Signalausschnitte aus dem NCO Signal.

Option	Start-Index	End-Index	Messbereich / Hz	Auflösung/ Hz
1	39	32	15564	61
2	34	27	486	1,9
3	32	25	121	0,48
4	30	23	30	0,12

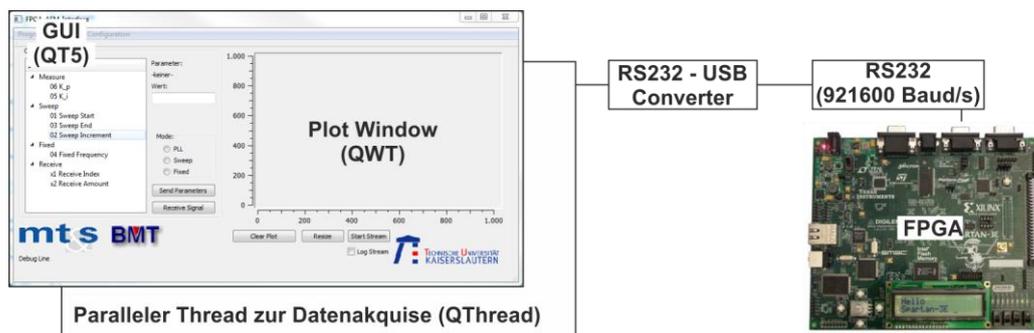


Bild 6.6: Struktur der Messdatenübertragung zwischen digitalem Wechselwirkungssensor (FPGA) und Mess-PC.

6.5 Virtuelle Messungen mit Berücksichtigung von Bauteilen

Im Rahmen von Kapitel 5 wurde ein Ansatz für einen digitalisierten Wechselwirkungssensor formuliert. In diesem Kapitel wurde die digitale Realisierung des Ansatzes auf einem FPGA diskutiert. Nachfolgend soll in einer Simulation geprüft werden, inwieweit sich die Digitalisierungseffekte bei der Realisierung des Wechselwirkungssensors auswirken. Hierfür werden die folgenden Effekte betrachtet:

- Abtastrate der AD-/DA-Wandler: je 1 MHz.
- Auflösung des AD-Wandlers und des DA-Wandlers: respektive 14 Bit bei ± 5 Volt Eingangsspannungsbereich und 16 Bit bei ± 5 Volt Ausgangsspannungsbereich.
- Latenz des Wechselwirkungssensors durch Wandlung und Signalverarbeitung: für die AD/DA Wandlung wird je ein Zyklus Latenz angenommen, wobei ein Zyklus der Dauer von einer Mikrosekunde entspricht. Für die Berechnungen im FPGA werden drei Zyklen Latenz angenommen (AD abfragen, Berechnungen durchführen, DA schreiben). Die Gesamtlatenz beträgt also 5 μ s.

Im virtuellen FPGA wird die in Abschnitt 6.3.2 beschriebene Ganzzahlversion des Ansatzes aus Kapitel 5.3 nachgebildet. Die folgenden Charakteristika sollen anhand der Experimente untersucht werden:

- Qualitativ das transiente Verhalten des Wechselwirkungssensors nach dem Einschalten.
- Qualitativ die Auswirkung der Latenz des Wechselwirkungssensors.
- Qualitativ die Auswirkung unterschiedlicher Reglerverstärkungen K_p .
- Qualitativ das Folgeverhalten des Wechselwirkungssensors bei sprunghafter Änderung der Resonanzfrequenz der virtuellen Akiyama-Sonde.
- Qualitativ das Folgeverhalten des Wechselwirkungssensors Chirp-förmiger Änderung der Resonanzfrequenz der virtuellen Akiyama-Sonde.

Es werden sieben verschiedene virtuelle Messungen simuliert, und das Steuersignal des NCO, umgerechnet als Frequenz f , betrachtet:

1. Einschwingen des Wechselwirkungssensors und sprunghafte Änderung der Resonanzfrequenz der Akiyama-Sonde um 1 Hz bei 0,2 Sekunden, ohne Latenz und mit $K_p=2^0$ (Bild 9.10, a+b).
2. Einschwingen des Wechselwirkungssensors und sprunghafte Änderung der Resonanzfrequenz der Akiyama-Sonde um 1 Hz bei 0,2 Sekunden, mit Berücksichtigung der Latenz von 5 μ s und mit $K_p=2^0$ (Bild 9.10, a+b).
3. Einschwingen des Wechselwirkungssensors und sprunghafte Änderung der Resonanzfrequenz der Akiyama-Sonde um 1 Hz bei 0,2 Sekunden, mit Berücksichtigung der Latenz und mit $K_p=2^1$ (Bild 9.10, c+d).
4. Einschwingen des Wechselwirkungssensors und sprunghafte Änderung der Resonanzfrequenz der Akiyama-Sonde um 1 Hz bei 0,2 Sekunden, mit Berücksichtigung der Latenz und mit $K_p=2^{-1}$ (Bild 9.10, c+d).
5. Einschwingen des Wechselwirkungssensors und sprunghafte Änderung der Resonanzfrequenz der Akiyama-Sonde um 1 Hz bei 0,2 Sekunden, mit Berücksichtigung der Latenz und mit $K_p=2^{-6}$ (Bild 9.10, c+d).
6. Chirp-förmige Änderung der Resonanzfrequenz der Akiyama-Sonde ab Sekunde $t = 0,2$ s mit $f_{0\text{Chirp}} = 10$ Hz, linear zu einer Frequenz von $f_{1\text{Chirp}} = 100$ Hz bei $t_1 = 0,4$ s mit einer Amplitude $\Delta F = 10$ Hz (Bild 9.10, e).
7. Einschwingen des Wechselwirkungssensors mit Berücksichtigung der Latenz und mit $K_p=2^0$. Chirp-förmige Änderung der Resonanzfrequenz der Akiyama-Sonde ab Sekunde $t_0 = 0,2$ s mit $f_{0\text{Chirp}} = 10$ Hz, linear zu einer Frequenz von $f_{1\text{Chirp}} = 100$ Hz bei $t_1 = 0,4$ s mit einer Amplitude $\Delta F = 1$ Hz (Bild 9.10, f).

Vergleicht man die virtuellen Messungen mit und ohne Berücksichtigung der Latenz durch Wandlung und Berechnung (Simulationen Nr. 1 und 2, dargestellt in Bild 6.7,

a) und b), fällt zunächst der sich unterscheidende Arbeitspunkt auf. Der Endwert von Experiment 1 unterscheidet sich von Experiment 2. Dies lässt sich direkt durch die Totzeit im System begründen: diese bewirkt eine Absenkung des Phasengangs des Wechselwirkungssensors. Der Nulldurchgang im Regeldifferenzsignal findet somit früher statt, die Regelabweichung wird also bei kleineren Frequenzen null. Die Verschiebung lässt sich durch das Einführen einer Phasenverschiebung, wie in Abschnitt 6.3.3 beschrieben, kompensieren. Die Systemtotzeit bewirkt zudem eine geringere Dämpfung des geschlossenen Systems, was einer größeren Einschwingzeit entspricht. Zudem ist die Amplitude der Schwingung im Messsignal größer. In beiden Signalen ist die sprunghafte Veränderung der Resonanzfrequenz um 1 Hz bei 0,2 Sekunden erkennbar. Unabhängig davon ob die Systemtotzeit berücksichtigt wurde oder nicht ist das geregelte System mit $K_p = 2^0$ stabil.

In den Simulationen 3, 4 und 5 wird erneut eine sprunghafte Änderung der Resonanzfrequenz um 1 Hz bei Sekunde 0,2 betrachtet, aber der Reglerparameter K_p geändert zu 2^1 , 2^0 und 2^{-6} (Bild 6.7, c und d). Die Parameterwahl $K_p = 2^1$ resultiert dabei in einem instabilen, aufklingenden System (Bild 6.7, c+d, Nr.3). Vergleicht man $K_p = 2^0$ (Nr. 4) mit $K_p = 2^{-6}$ (Nr. 5), dann fällt auf, dass die Restoszillationsamplitude bei Gain 2^0 deutlich größer als bei Gain 2^{-6} . Gleichzeitig ist auch die Frequenz, mit welcher die Störungen abklingen, größer. In beiden Fällen ist das Folgeverhalten bei sprunghafter Änderung mit einem P-Regler nicht optimal, da Störungen langsam abklingen. Ein PD-Regler kann die Dynamik des geschlossenen Systems erhöhen. Gleichzeitig muss hierfür das Regeldifferenzsignal gefiltert werden, was wiederum die Bandbreite begrenzt und die Auslegung eines stabilen Systems erschwert.

Einer Chirp-förmigen Änderung der Resonanzfrequenz der Akiyama-Sonde im Bereich 10 bis 100 Hz (Bild 6.7, e) und f) kann der Wechselwirkungssensor folgen. Sowohl bei einer Amplitude von 10 Hz (Bild 6.7, e) als auch bei 1 Hz (Bild 6.7, f) treten transiente Störungen auf, die auch durch das Filtern des Messsignals nicht ganz unterdrückt werden können. Daher muss im praktischen Gebrauch mit einer reduzierten Bandbreite des Sensors gerechnet werden.

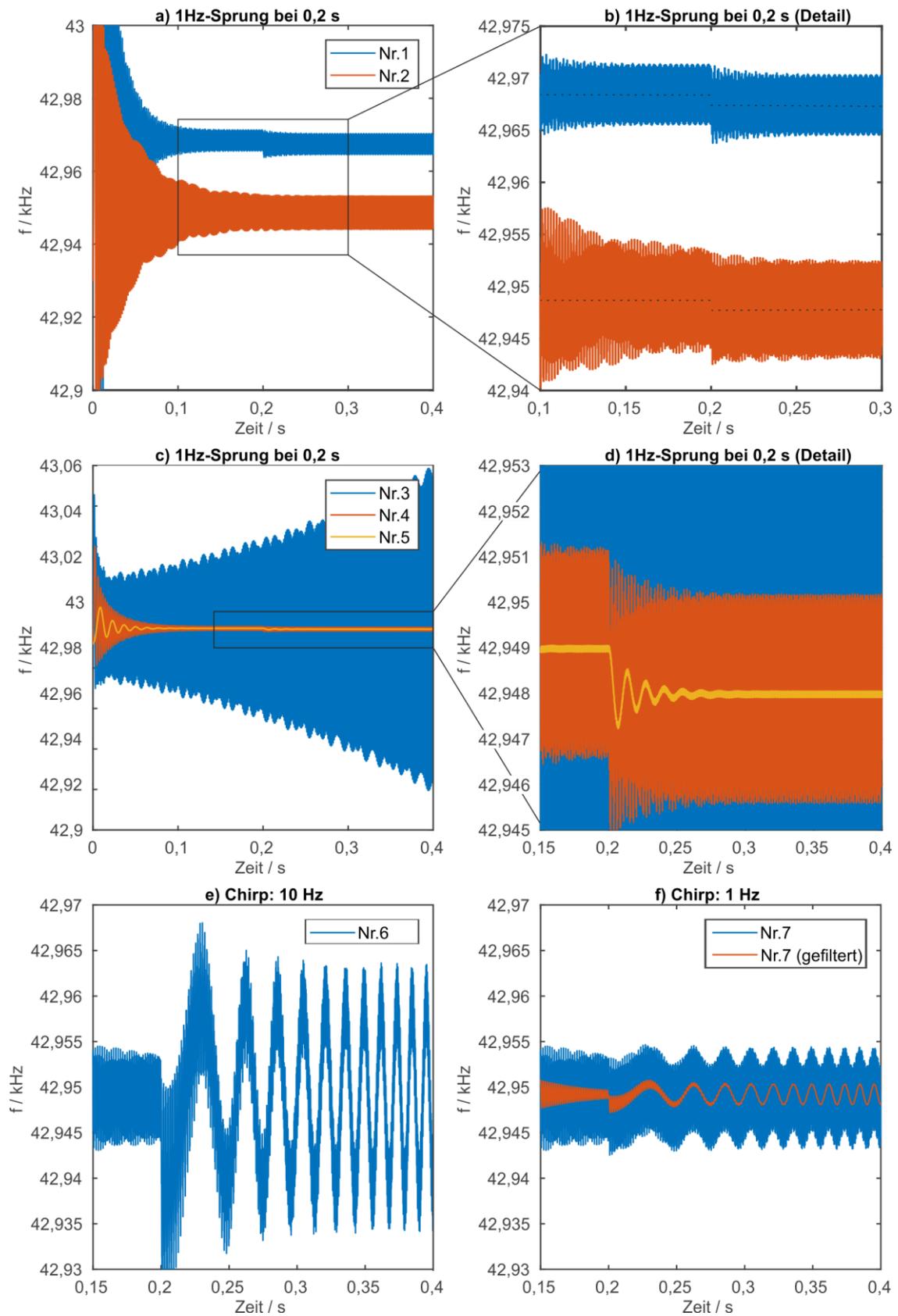


Bild 6.7: Virtuelle Messungen mit dem digitalen Wechselwirkungssensor unter Berücksichtigung realer Bauteile.

6.6 Zusammenfassung

Um den in Kapitel 5 beschriebenen Ansatz des Wechselwirkungssensors für die Akiyama-Sonde zu realisieren, wurden in Abschnitt 6.1 zunächst die zentralen elektronischen Elemente für die Realisierung ausgewählt. Für den gewählten AD- und DA-Wandler wurde eine Schaltung entworfen und realisiert. Auf dem Spartan 3e FPGA von Xilinx wurden neben dem Ansatz aus Abschnitt 5 weitere Funktionen, wie das Auslesen der AD-/DA-Wandler und die RS232-Schnittstelle zur Kommunikation mit dem Mess-PC implementiert. Zuletzt wurden in diesem Abschnitt virtuelle Messungen mit Berücksichtigung der realen Komponenten durchgeführt: es wurde gezeigt, dass trotz Digitalisierungseffekten und vorhandener Latenz Änderungen der Resonanzfrequenz der Akiyama-Sonde von 1 Hz aufgelöst werden können. Die Bandbreite des Wechselwirkungssensors ist jedoch durch den eingesetzten P-Regler begrenzt.

Im nachfolgenden Abschnitt soll die hier vorgestellte Realisierung des Ansatzes aus Kapitel 5 anhand von unterschiedlichen Experimenten getestet und die Möglichkeit zum Messen nachgewiesen werden.

7 Experimente und Messungen mit der neuentwickelten Betriebselektronik

Abschließend soll im Rahmen dieses Kapitels die Fähigkeit der neuentwickelten Betriebselektronik zum Messen nachgewiesen werden. Hierfür wird zunächst der verwendete Versuchsaufbau vorgestellt (Abschnitt 7.1) und auf die Inbetriebnahme und Versuchsvorbereitung eingegangen (Abschnitt 7.2). Zuletzt werden durch den Piezoversteller in z-Richtung definierte Musterverfahren, und die Reaktion der Akiyama-Sonde mit der neuen Betriebselektronik erfasst und bewertet (Abschnitt 7.3).

7.1 Versuchsaufbau, Datenerfassung und Messgrößen

7.1.1 Versuchsaufbau

Der Versuchsaufbau ist in Bild 7.1 dargestellt. Grundlage für den Versuchsaufbau zum Testen der neuentwickelten Betriebselektronik für die Akiyama-Sonde ist der in Abschnitt 4.2 vorgestellte Aufbau zur Charakterisierung der Akiyama-Sonde mit *Tuning Fork Sensor Controller*.

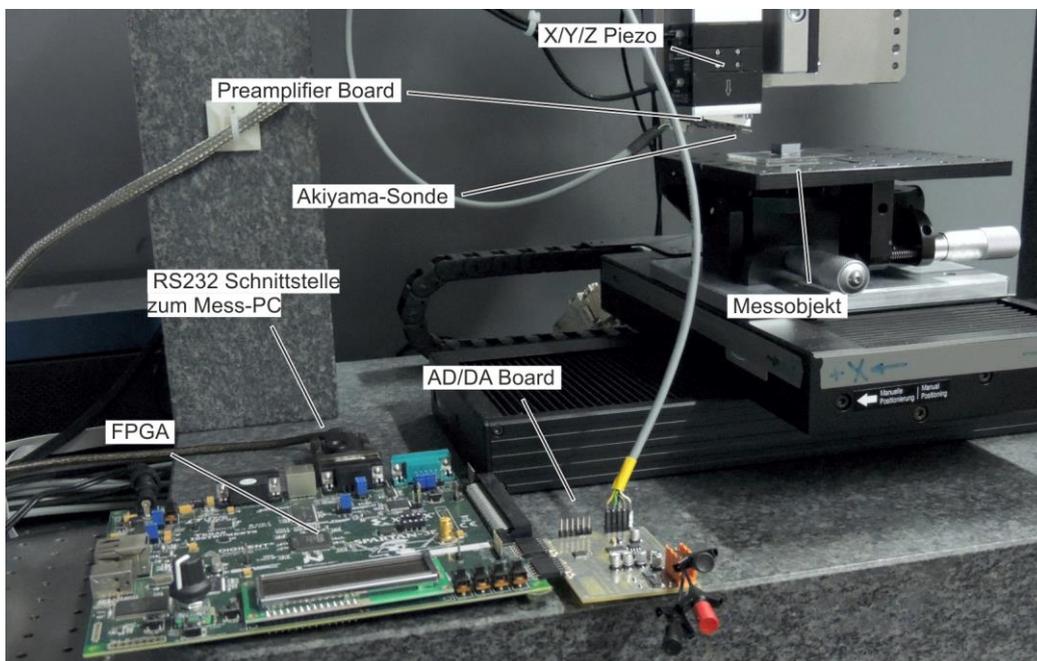


Bild 7.1: Versuchsaufbau mit FPGA und AD/DA-Board als Betriebselektronik der Akiyama-Sonde.

Zur hochgenauen Positionierung wird weiter das XYZ-Piezo-Positioniersystem genutzt (vgl. Anhang A). Der *Tuning Fork Sensor Controller* wird durch die neuentwi-

ckelte Betriebselektronik ersetzt: auf dem FPGA, der sich auf dem dazugehörigen Entwicklerboard befindet, läuft der in Kapitel 5 beschriebene Algorithmus zur Realisierung des digitalen Wechselwirkungssensors. An den FPGA ist die in Abschnitt 6.2 beschriebene Schaltung zur AD/DA-Wandlung anschlossen, welche das analoge Spannungssignal für die Vorverstärkerschaltung generiert und das Ausgangssignal der Akiyama-Sonde digitalisiert. Die Parametrierung des Algorithmus sowie die Ausgabe von Messdaten an den Mess-PC geschehen über die RS232-Schnittstelle.

7.1.2 Messsignale

Als Signale können alle internen Größen im Programm des FPGA über die RS232-Schnittstelle an den Steuer-PC übertragen werden. Eingeschränkt ist die Wortbreite der Daten: diese ist auf 8 Bit, entsprechend der Breite einer RS232-Botschaft, limitiert. Für Signale, deren Wortbreite 8 Bit übersteigt wird daher ein 8 Bit-Ausschnitt aus dem Signal übertragen. Die Datenübertragungsrate der Schnittstelle beträgt 921,6 kBaud/s. Als Messgrößen können unter anderem erfasst werden:

- ADC-In („ADC“): digitalisierte Eingangsspannung des AD/DA-Boards.
- Ist-Regeldifferenz („Error“): Ausgangsgröße des Multiplikator-Blocks.
- Ist-Frequenz („NCO“): Eingangsgröße (Steuersignal) des NCOs.

Wie bereits zuvor erwähnt können immer nur Ausschnitte aus dem Signal an den Steuer-PC übertragen werden. Diese werden durch einen Indexwert, der zwischen eins und sechs gewählt werden kann, festgelegt. In Tabelle 13 sind der Zusammenhang zwischen Indexwert, Start-Bit, äquivalentem Wertebereich und äquivalenter Auflösung für Ausschnitte aus dem ADC-Signal gegeben. Dem Ist-Regeldifferenzsignal lässt sich keine physikalische Einheit zuordnen, weswegen in Tabelle 14 Indexwert, Start-Bit, numerischer Wertebereich und numerische Auflösung gegeben sind. In Tabelle 15 sind die übertragbaren Ausschnitte aus dem NCO-Signal dargestellt. So kann über den Indexwert „3“ ein Frequenzmessbereich von 121 Hz bei einer Auflösung von 0,48 Hz ausgegeben werden. Dies entspricht den Bits 33-27 im NCO-Signal. Die höherwertigen Bits (>40) des NCO Steuersignals beinhalten keine relevanten Informationen. Die niederwertigen Bits (<27) beinhalten kein Nutzsignal, sondern nur Rauschen.

Problematisch ist die Synchronisation der Messdaten von FPGA mit dem Positionssignal des Piezos: Wie in Kapitel 4 beschrieben empfängt der Piezo-Controller vom Steuer-PC eine Soll-Trajektorie. Diese wird dann auf dem Controller geregelt abgefahren und Messwerte werden auf dem Controller zwischengespeichert. Die Messwerte werden erst nach Beendigung der Bewegung zum Steuer-PC übertragen. Eine kontinuierliche Ausgabe der Piezo-Position über den Controller an den Steuer-PC (Streaming) ist nicht vorgesehen. Die Erfassung von FPGA-Messgrößen erfolgt direkt

auf dem Steuer-PC über die RS232-Schnittstelle und kann somit nicht mit vertretbarem Aufwand mit dem Piezo-Controller synchronisiert werden.

Tabelle 13: Messsignal „ADC-In“ (analoge Ausgangsspannung der Vorverstärkerschaltung).

FPGA Index	1 (3)	2 (4)	3 (5)	4 (6)	5 (7)	6 (8)
Start-Bit	14	13	12	11	10	8
Wertebereich	$\sim \pm 5 \text{ V}$	$\sim \pm 2,5 \text{ V}$	$\sim \pm 1,25 \text{ V}$	$\sim \pm 0,625 \text{ V}$	$\sim \pm 0,313 \text{ V}$	$\sim \pm 0,078 \text{ V}$
Auflösung	$\sim 0,039 \text{ V}$	$\sim 0,020 \text{ V}$	$\sim 0,010 \text{ V}$	$\sim 0,010 \text{ V}$	$\sim 0,005 \text{ V}$	$\sim 0,001 \text{ V}$

Tabelle 14: Messsignal „Ist-Regeldifferenz“ (Multiplikator, Mult_Hold).

FPGA Index	1 (3)	2 (4)	3 (5)	4 (6)	5 (7)	6 (8)
Start-Bit	28	24	20	16	12	8
Wertebereich	$\sim \pm 134 \cdot 10^6$	$\sim \pm 8,39 \cdot 10^6$	$\sim \pm 524288$	$\sim \pm 32768$	$\sim \pm 2048$	$\sim \pm 127$
Auflösung	$1 \cdot 10^6$	65536	4096	256	16	1

Tabelle 15: Messsignal „Ist-Frequenz“ (Eingangsgröße NCO, IntError).

FPGA Index	1 (3)	2 (4)	3 (5)	4 (6)	5 (7)	6 (8)
Start-Bit	40	35	33	31	29	27
Messbereich	15563 Hz	486 Hz	121 Hz	30,4 Hz	7,6 Hz	0,24 Hz
Auflösung	61 Hz	5,7 Hz	0,48 Hz	0,12 Hz	0,03 Hz	0,001 Hz

7.2 Versuchsvorbereitung

Ähnlich der Nutzung der Akiyama-Sonde in Kombination mit dem *Tuning Fork Sensor Controller* müssen auch bei der neuentwickelten Betriebselektronik die parasitäre Kapazität auf dem *Preamplifier-Board* kompensiert, Reglerparameter optimiert und die Sonden-Kennlinie erfasst werden. Diese Schritte können in zukünftigen Versionen durch das Programm auf dem FPGA automatisiert werden.

7.2.1 Anregung mit Chirp und erfassen der Resonanzkurve / Regeldifferenz

Zunächst wird die parasitäre Kapazität der Sonde durch Einstellen des Potenziometers auf dem *Preamplifier-Board* kompensiert. Die Akiyama-Sonde wird durch den FPGA mit einem Chirp angeregt und die Resonanzkurve erfasst.

Das Chirp Signal wird durch den FPGA mit der Start-Frequenz von 42314 Hz, der Stop-Frequenz von 42514 Hz und dem linearen Frequenzanstieg von 10 Hz/s erzeugt. Die Amplitude des Signals wird zur Sicherheit zu 1,6 V gewählt. Dies ist nur ein Bruchteil der $\pm 10 \text{ V}$ die der *Tuning Fork Sensor Controller* liefert, dementspre-

chend ist davon auszugehen, dass der Messbereich deutlich reduziert ist. Das Potenziometer auf dem AD/DA-Board wird so angepasst, dass bei der 1,6 V Amplitude der Ausgangsspannung des DAC der Eingangsbereich des ADCs gut (zu ca. 60%) ausgenutzt wird.

Zunächst wird die Resonanzkurve der Akiyama-Sonde aufgezeichnet: der Verlauf des NCO-Steuersignals (Bits 36 – 29) sowie die Reaktion der Akiyama-Sonde auf die Anregung mit einem im digitalen Wechselwirkungssensor erzeugten Chirp Signal (ADC Signal, Bit 14 bis 7) sind in Bild 7.2 a) und b) dargestellt. Alle Messgrößen werden in aufeinanderfolgenden Experimenten erfasst, da der digitale Wechselwirkungssensor nur ein Messsignal ausgibt. Sie haben folglich keine gemeinsame Zeitbasis und müssen daher manuell zugeordnet werden. Gezeigt sind drei Chirp-Zyklen zu je 20 Sekunden. Die Ermittlung eines Zeit-Vektors für die Messsignale erfolgt experimentell: bekannt ist, dass ein Chirp Muster 20 Sekunden dauert. Aus dem Muster wird auf die Rate der Messdatenerfassung zurückgerechnet werden. Es ergibt sich:

$$t_s = \frac{20\text{ s}}{n_{\text{Stop}} - n_{\text{Start}}} \approx 0,000025\text{ s} \quad (7.1)$$

bzw.

$$f_s = \frac{1}{t_s} \approx 40587\text{ Hz} \quad (7.2)$$

Dies steht im Gegensatz zur theoretischen Rate der Messdatenerfassung, welche aus der Baudrate der RS232-Schnittstelle ermittelt werden kann:

$$\frac{921600\text{ Baud} / \text{s}}{1\text{ Startbit} + 8\text{ Datenbit} + 1\text{ Stopbit}} = 92160\text{ Byte} / \text{s} \quad (7.3)$$

Da die experimentell ermittelte Rate der Messdatenerfassung nicht mit der aus der Baudrate ermittelten Rate der Messdatenerfassung übereinstimmt, ist davon auszugehen, dass Messdaten bei der Übertragung verloren gehen. Dies wird auch aus den weiteren folgenden Experimenten ersichtlich. Eine Ursache hierfür kann der RS232-USB2.0 Konverter sein, dessen Puffer durch das auf dem Mess-PC laufende Programm nicht schnell genug abgefragt wird und daher aufgrund der hohen Datenrate überläuft.

In der Darstellung des NCO Steuersignals (Bild 7.2, a) ist der erwartete Verlauf sichtbar: ausgehend von einem Startwert wird der Wert des NCO inkrementiert bis der Endwert erreicht ist. Danach wird der NCO auf den Startwert zurückgesetzt. Ein Zyklus dauert dabei wie vorgegeben 20 Sekunden. Auf der linken Achse von Bild 7.2 a)

ist der Wert der Bits 36 – 29, interpretiert als signed Integer aufgetragen, auf der rechten Achse die dazu korrespondierende Frequenzänderung.

In der Darstellung des Ausgangssignals der Vorverstärker-Schaltung, welches vom AD-Wandler digitalisiert wird (Bild 7.2, b) und welches als Antwort auf die anregende Frequenz zu interpretieren ist, ist die Verstärkung des Stromflusses bei Resonanz klar erkennbar. Zudem ist zu erkennen, dass die parasitäre Kapazität nicht perfekt kompensiert ist, da der Verlauf nicht ideal symmetrisch ist. In Bild 7.2 b) ist zudem ein Ausschnitt gekennzeichnet, der in Bild 7.3 a) detaillierter dargestellt ist.

Das Regeldifferenzsignal, Bits 12 – 5 (Bild 7.2, c), ist unverarbeitet schwer interpretierbar, weswegen es mit einem Tiefpass-Filter (Tiefpass, normalisiert, Passfrequenz 0,001; Stopfrequenz 0,002; Passdämpfung 0 dB; Stopdämpfung -40 dB) im post-processing gefiltert wird. Im gefilterten Signal ist der Vorzeichenwechsel des Regeldifferenzsignals um die Resonanzfrequenz erkennbar. Der Ausschnitt um die Resonanzfrequenz wird in Bild 7.3 b) detaillierter dargestellt.

In Bild 7.3 a) ist ein detaillierter Ausschnitt des ADC Signals dargestellt. Erkennbar sind zwei Dinge: zum einen tritt aufgrund der Unterabtastung Aliasing auf, d.h. die eigentliche Frequenz kann nicht aufgelöst werden. Weiter fallen vereinzelte Sprünge im Signal auf (Bild 7.3 a), schwarzer Kasten). Diese weisen wie bereits erläutert auf eine verlustbehaftete Datenübertragung hin: es ist davon auszugehen, dass der Puffer des USB-RS232-Converters nicht ausreichend schnell abgefragt wird und daher überläuft und Datenpakete verloren werden.

Bild 7.3 b) zeigt den Verlauf des gefilterten Regeldifferenzsignals um die Resonanzfrequenz der Akiyama-Sonde im Detail: der Arbeitspunkt des digitalisierten Wechselwirkungssensors befindet sich im Nulldurchgang des Regeldifferenzsignals. Die Tangente an das Differenzsignal kann als Reaktion des Systems auf kleine Änderungen betrachtet werden. Zudem fällt auf, dass das Signal (stark) rauscht und dass es einen zweiten Punkt auf der Kennlinie gibt, an dem die Regelabweichung möglicherweise Null beträgt.

Zusammenfassend lässt sich festhalten, dass die Sonde bei Anregung durch ein Chirp-Signal auch mit dem digitalisierten Wechselwirkungssensor das erwartete Verhalten zeigt und dass das Regeldifferenzsignal grundsätzlich dem erwarteten Verlauf entspricht. Nachfolgend wird die Regelschleife des neuentwickelten Wechselwirkungssensors erstmals geschlossen und die Auswirkung der Reglerverstärkung K_p untersucht.

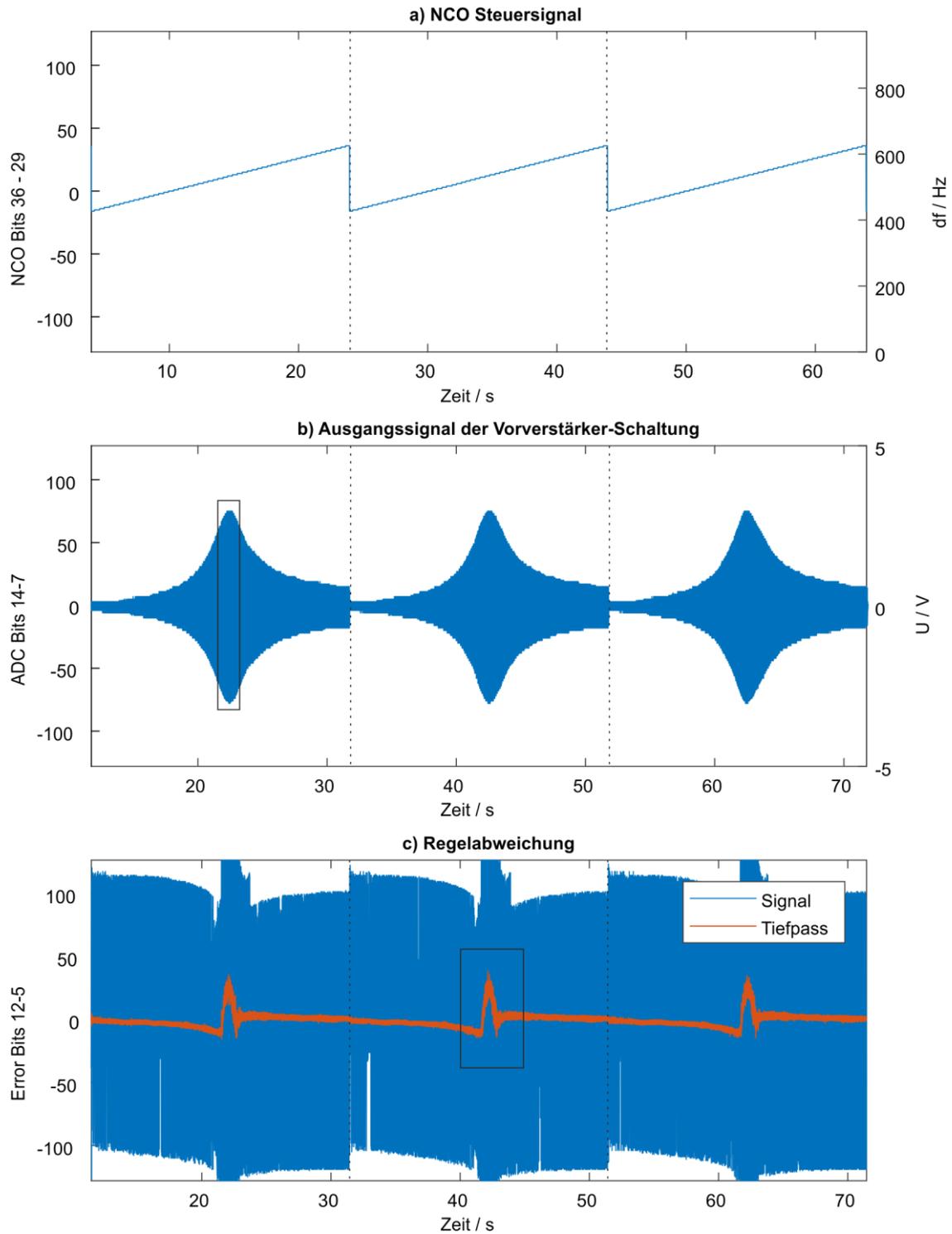


Bild 7.2: Anregung der Akiyama-Sonde mit einem Chirp-Signal durch die neuentwickelte Elektronik.

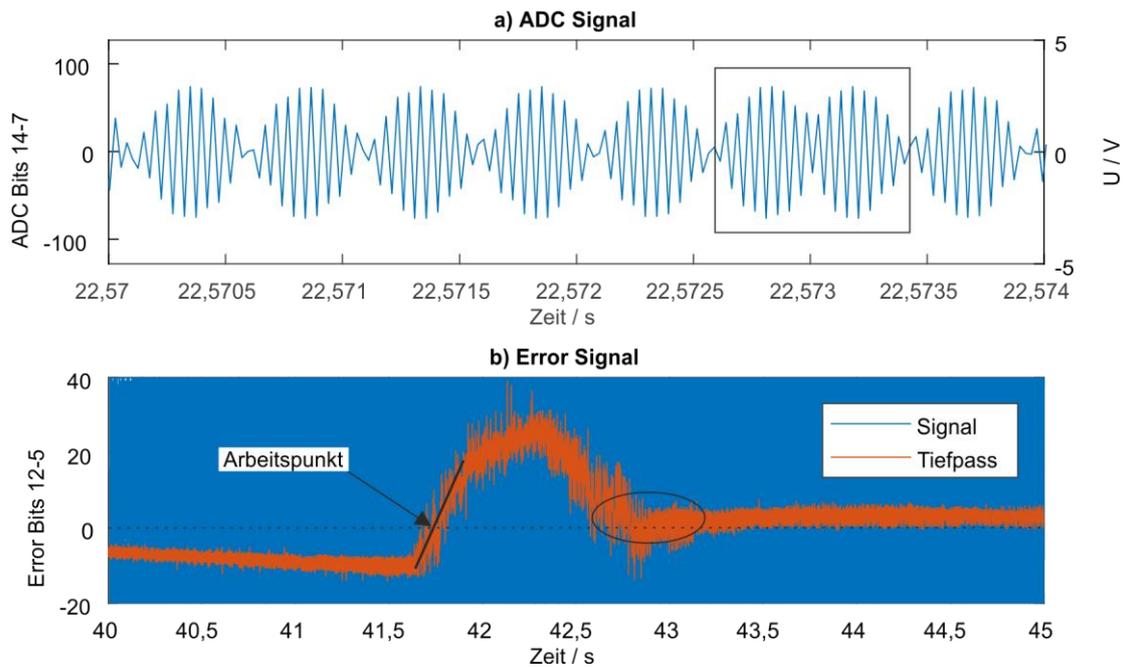


Bild 7.3: Ausgangssignal der Akiyama-Sonde (a) und Regeldifferenzsignal (b) im Detail.

7.2.2 Geschlossenes, geregeltes System und Regelparametrierung

Geprüft wird, ob die Regelschleife des Wechselwirkungssensors stabil ist und wie schnell eine initiale Regelabweichung kompensiert werden kann. Wie in Kapitel 5 beschrieben wird im FPGA ein reiner P-Regler eingesetzt. Zudem ist die Wahl der Verstärkung K_p auf 2er Potenzen, $K_p = 2^n, n \in \mathbb{Z}$, beschränkt. Es werden Experimente im Reset-Modus durchgeführt, um das Folgeverhalten der Regelschleife zu untersuchen: dafür wird der Integrator der Regelschleife alle 2 Sekunden auf null und somit die durch den NCO gestellte Frequenz auf den Startwert zurückgesetzt. Die Sonde befindet sich in keinem Kontakt mit dem Messobjekt. Aufgezeichnet wird der zeitliche Verlauf des NCO Steuersignals, Bits 33-26. Dies entspricht einem Messbereich der Frequenzänderung von $\Delta f_{Mess} = 121 \text{ Hz}$ bei einer Auflösung von $df_{Mess} = 0,48 \text{ Hz}$. In Bild 7.4 sind exemplarisch drei unterschiedliche Parametrierungen gezeigt: $K_p = 2^{-10}$, $K_p = 2^{-4}$, $K_p = 2^0$. Gemessen wird jeweils für $t > 10$ Sekunden, in den Abbildungen ist ein Ausschnitt von ca. 4 Sekunden gezeigt.

Bei $K_p = 2^{-10}$ (Bild 7.4 a) sind mehrere Dinge erkennbar: das Ausregeln der Regelabweichung dauert ca. eine Sekunde. Dies passt zur geringen Verstärkung ($V \approx 0,001$), ist jedoch zum Messen inakzeptabel. Gleichzeitig liegt das Rauschen des Messsignals im Sub-Bit Bereich, ist also kleiner als $df_{Mess} = 0,48 \text{ Hz}$. Zudem sind Sprünge im Messsignal klar erkennbar (schwarze Kreise). Dies stützt weiter die Annahme, dass die Datenübertragung zwischen FPGA und Mess- und Bedien-PC verlustbehaftet ist. Bei $K_p = 2^{-4}$ (entspricht einem Verstärkungsfaktor von $V = 0,0625$,

Bild 7.4 b) wird die durch den Reset des Integrators erzeugte initiale Regelabweichung deutlich schneller ausgeglet. Gleichzeitig ist ein Überschwingen im Regelsignal erkennbar. Dies ist im Einklang mit den Analysen aus dem linearen Ersatzsystem, aus dem entnommen werden konnte, dass bei zunehmender Regelverstärkung das initial reellwertige Polpaar des Systems komplexwertig wird, und das System somit überschwingt. Die Rauschamplitude im stationären Bereich beträgt jetzt ± 1 Bit, was ~ 1 Hz entspricht. Bei $K_p = 2^0$ nimmt die Rauschamplitude zu und beträgt $\pm 6,26$ Bit oder 3 Hz. Die Regelabweichung wird schneller ausgeglet, das Überschwingen nimmt zu und die Dämpfung nimmt ab.

Zur Quantifizierung der Auswirkung der Reglerverstärkung K_p auf das Messsignal sind in der nachfolgenden Tabelle 16 für verschiedene K_p und verschiedene Ausschnitte des NCO-Signals das Rauschen des Messsignals ermittelt worden. Hierfür wurde das Messsignal mit einem Medianfilter der Breite 500 gefiltert, die Residuen zwischen Messsignal und Filterlinie gebildet und die Standardabweichung der Residuen berechnet. Für das Messen sind speziell der Messbereich $\Delta f = 121\text{Hz}$ und $\Delta f = 30,4\text{Hz}$ von Interesse, da in dieser Größenordnung die erwartete Frequenzveränderung der Akiyama-Sonden liegt. Für $\Delta f = 121\text{Hz}$ ist bei einer Verstärkung von $K_p = 2^0$ eine Standardabweichung der Residuen von ~ 6 Bit zu beobachten. Für $K_p = 2^{-1}$ reduziert sich diese auf ~ 3 Bit, für $K_p = 2^1$ erhöht sich diese auf ~ 13 Bit. Bei einer Verstärkung von $K_p = 2^{-2}$ liegt die Standardabweichung in der Größenordnung < 1 Bit. Wird $\Delta f = 30,4\text{Hz}$ gewählt, dann ist bei $K_p = 2^{-3}$ die Standardabweichung < 1 Bit.

Wird das Rauschen des Signals als einziges Kriterium betrachtet, dann empfiehlt sich die Wahl von $K_p = 2^{-2}$ bzw. $K_p = 2^{-3}$. Es berücksichtigt jedoch nicht die Dynamik, mit welcher die Regelschleife Änderungen folgen kann. Um eine hohe Dynamik zu erreichen, sollte K_p so groß wie möglich gewählt werden. Das Signalrauschen kann dann im Post-Processing mittels Filter reduziert werden. Für die nachfolgenden Abschnitte wird $K_p = 2^{-2}$, bzw. $K_p = 2^0$ gewählt.

Zusammenfassend konnte beobachtet werden, dass die Implementierung des Ansatzes aus Abschnitt 5 für die betrachteten Parameter stabil ist. Weiter wurde untersucht, wie sich die Regelverstärkung auf das Verhalten des geschlossenen Systems auswirkt. Nachfolgend wird das Messobjekt angetastet und die Sonden-Kennlinie ermittelt.

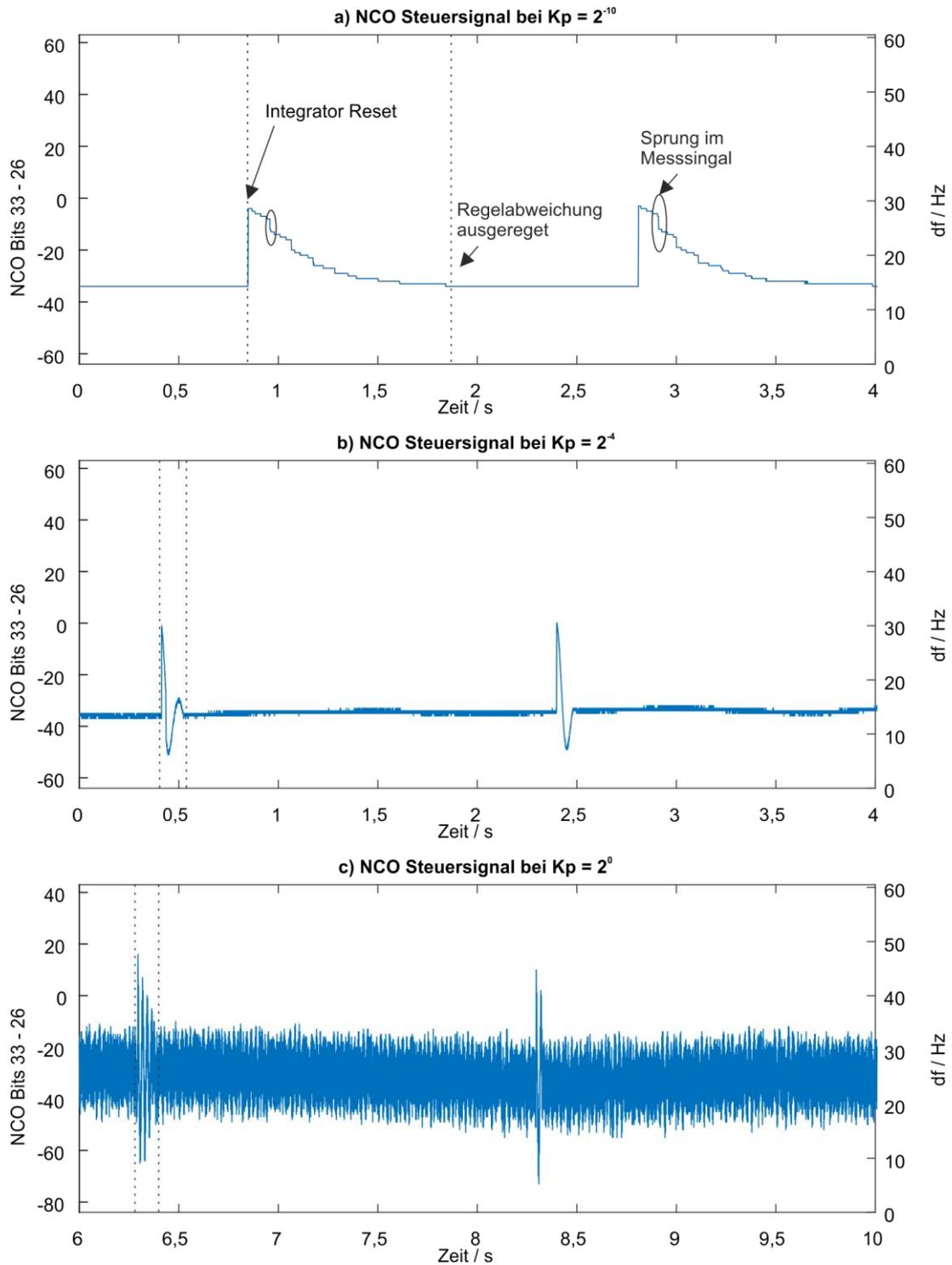


Bild 7.4: Ausregeln einer initialen Regeldifferenz durch die Betriebselektronik der Akiyama-Sonde für unterschiedliche Reglerparameter.

Tabelle 16: Standardabweichung der Residuen zwischen Filterlinie und NCO-Steuersignal für verschieden Kp und verschiedene INDEXE. Mit „-“, gekennzeichnete Parameterkombinationen wurden nicht untersucht.

Start-Bit	STD in Bits					
	40	35	33	31	29	27
Messbereich	15563 Hz	486 Hz	121 Hz	30,4 Hz	7,6 Hz	0,24 Hz
Auflösung	61 Hz	5,7 Hz	0,48 Hz	0,12 Hz	0,03 HZ	0,001 Hz
Exponent Kp	Index 1 (3)	2 (4)	3 (5)	4 (6)	5 (7)	6 (8)
0,00	-	1,63	6,26	109,55	76,23	-
-1,00	-	0,87	3,08	122,00	54,25	-
-2,00	-	0,04	0,11	7,38	1,59	33,12
-3,00	-	0,02	0,06	0,21	1,35	-
-4,00	-	0,01	0,02	0,07	0,96	7,63
-5,00	-	0,57	1,63	119,09	26,36	73,85
-6,00	-	0,44	0,87	88,88	15,55	74,00
-8,00	-	0,16	0,61	54,78	8,65	73,92
-10,00	-	0,19	0,40	36,44	6,47	73,94
-12,00	-	0,11	0,29	13,77	2,80	68,50
-14,00	-	0,05	0,15	14,70	4,79	46,45
0,00	-	1,67	6,46	77,95	70,50	-
1,00	-	3,25	12,81	82,70	73,69	-
2,00	-	6,65	26,40	69,29	0,00	-
3,00	-	14,04	64,03	73,60	0,00	-
4,00	-	29,52	76,21	0,00	0,00	-
5,00	2,36	75,05	73,73	0,00	0,00	-
6,00	6,73	72,46	0,00	0,00	0,00	-

7.2.3 Antasten der Oberfläche und Erfassen der Sondenkennlinie

Der Antastvorgang der Akiyama-Sonde in Kombination mit dem digitalisierten Wechselwirkungssensor ist in Bild 7.5 dargestellt. Betrachtet werden die Piezo-z-Position (Bild 7.5, a), das ADC-Signal (Bild 7.5, b) sowie zwei Ausschnitte aus dem NCO Steuersignal (Bild 7.5, c, d). Erneut sind nacheinander aufgezeichnete Messungen dargestellt, da durch den FPGA nur ein Messsignal ausgegeben werden kann. Das Piezo Positionssignal und das Messsignal sind zudem nicht synchronisiert. Die Sonde wird in kleinem Abstand zur Oberfläche positioniert. Wie in Bild 7.5 a) gezeigt, wird die Sonde dann durch den Piezo-Versteller in z-Richtung um einen Mikrometer verfahren. Dabei wird die Sonde in Vollkontakt mit der Messobjekt-Oberfläche gebracht und dann wieder zurückgezogen bzw. abgehoben. Der Messbereich der Sonde wird dabei komplett durchlaufen. Die Regler-Verstärkung ist als $K_p = 2^{-2}$ gewählt.

Im ADC-Signal ist während des Antastvorgangs eine Reduktion der Spannungsamplitude erkennbar, die (wahrscheinlich) mit der Reduktion der mechanischen Oszillationsamplitude korrespondiert (Bild 7.5, b). Sobald die Sonde in Vollkontakt steht, ist der Zusammenhang zwischen Amplitudensignal und Auslenkung nicht mehr interpretierbar. Das ADC-Signal weist nach dem Antasten und Zurückziehen wieder die gleiche Amplitude auf. Ein erkennbares Hysterese-Verhalten tritt nicht auf.

Das NCO Steuersignal, hier die Bits 31-24, was einem Messbereich für Frequenzänderungen von 121 Hz entspricht, zeigt das erwartete Verhalten: bei fehlendem Kontakt zur Messobjekt-Oberfläche tritt keine Frequenzverschiebung auf. Bei gerade beginnendem Kontakt tritt eine Veränderung auf, diese erscheint jedoch als nicht stabil und nicht zuverlässig auswertbar. Bei periodischem Kontakt verschiebt (erhöht) sich die Oszillationsfrequenz in Folge der sich verändernden Resonanzfrequenz. Bei gerade beginnendem Vollkontakt ist das Messsignal nicht auswertbar. Bei stabilem Vollkontakt tritt, trotz weiterer Auslenkung der Sonde, keine weitere erkennbare Frequenzverschiebung auf. Beim Abheben der Sonde ist das gleiche Verhalten gespiegelt beobachtbar (Bild 7.5, c). Es kann eine gesamte Frequenzverschiebung von 356 Werten beobachtet werden (Mittelwert Anfang: -3; Mittelwert Vollkontakt: -101; komplettes Durchlaufen des Wertebereichs (255 Werte) in negativer Richtung). Dies entspricht einer Frequenzverschiebung von $df = 121/255 \cdot 356 = 167$ Hz, was in der Größenordnung von Werten für die erwartete Frequenzverschiebung aus den Datenblättern der Akiyama-Sonde (vgl. Anhang H) liegt.

In Bild 7.5 d) ist dasselbe Antast-Abhebe-Experiment dargestellt, jedoch werden jetzt die Bits 29-22 des NCO Steuersignals aufgezeichnet, was einem Messbereich von 30,4 Hz bei einer Auflösung von 0,12 Hz entspricht. Zu Beginn des Antastvorgangs bei fehlendem Kontakt mit der Probenoberfläche wird ein Mittelwert des NCO Signals von -12 gemessen, bei Vollkontakt beträgt der Mittelwert des NCO Signals 105. Zwischen dem Zustand „kein Kontakt“ und „Vollkontakt“ wird der Wertebereich des Signals fünf Mal durchlaufen. Es ergibt sich eine Differenz im NCO Signal zwischen Vollkontakt und kein Kontakt: $5 \cdot 255 + (123 - 12) + 122 - 105 = 1403$. Bei $255 = 30,4$ Hz folgt für Frequenzänderung: $30,4/255 \cdot 1403 = 167$ Hz, was dem Ergebnis des vorausgegangenen Experiments entspricht.

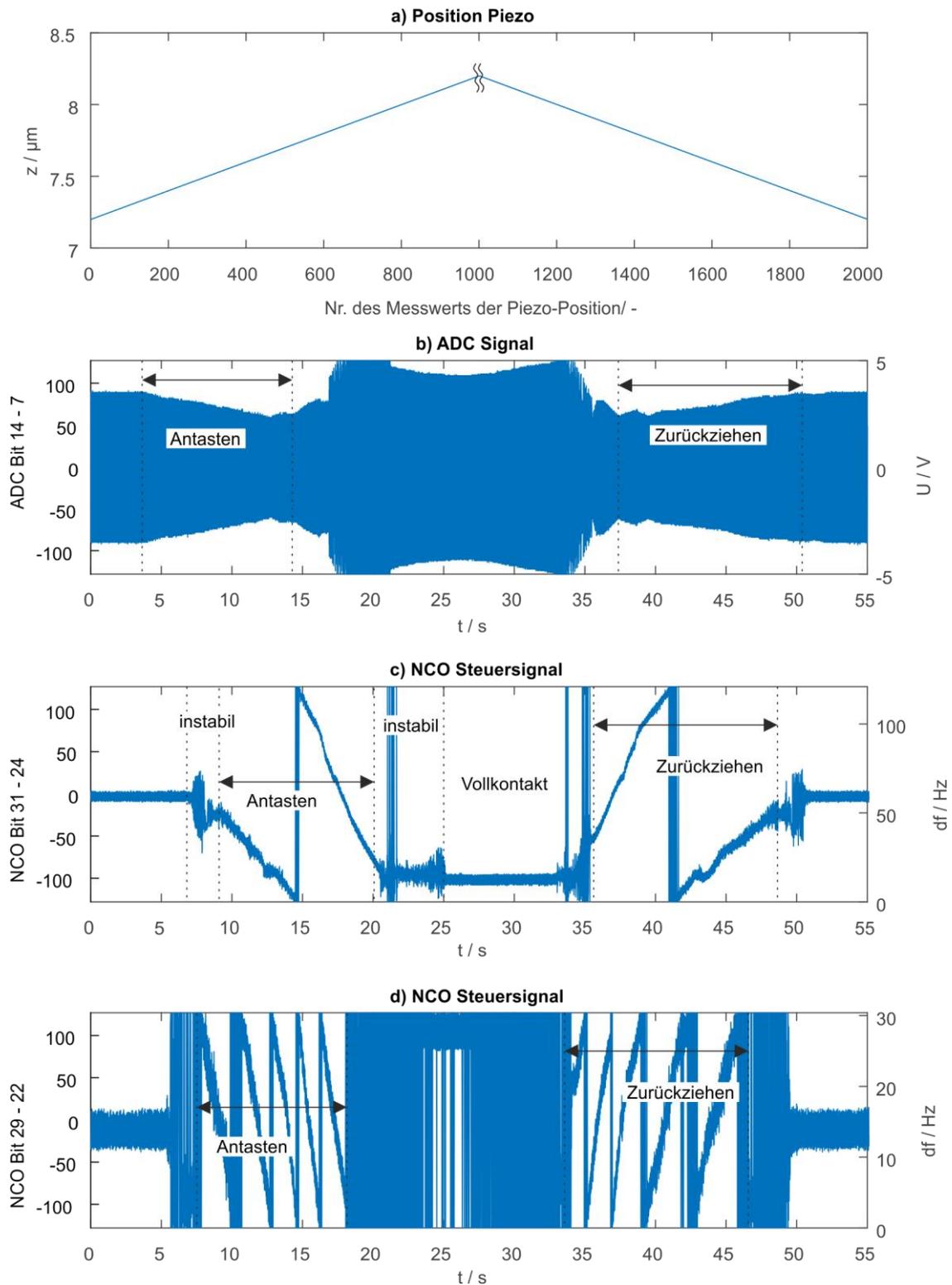


Bild 7.5: Sonden-Kennlinie der Akiyama-Sonde beim Antasten eines Messobjekts bei Verwendung der neuentwickelten Betriebselektronik.

In Bild 9.10 (Anhang G) sind vier weitere Antast-Kennlinien dargestellt, erfasst mit dem NCO Signal Bits 35 – 29 (Messbereich 486 Hz – Auflösung 5,7 Hz). Aus den Kennlinien folgt für die gemessene Frequenzverschiebung im Kontakt:

1. Mittelwert Anfang: -18 | Mittelwert Ende: -92 | Differenz: 74 | Frequenzänderung:
 $486 / 255 * 74 = 141$ Hz.
2. Mittelwert Anfang: -18 | Mittelwert Ende: -91 | Differenz: 73 | Frequenzänderung:
 $486 / 255 * 73 = 139$ Hz.
3. Mittelwert Anfang: -18 | Mittelwert Ende: -91 | Differenz: 73 | Frequenzänderung:
 $486 / 255 * 73 = 139$ Hz.
4. Mittelwert Anfang: -18 | Mittelwert Ende: -91 | Differenz: 73 | Frequenzänderung:
 $486 / 255 * 73 = 139$ Hz.

Der Messbereich bzw. die Frequenzverschiebung ist also reproduzierbar erfassbar. Aufgrund der fehlenden Synchronisation von Piezo und Akiyama-Sonde kann bisher kein Messbereich in μm , bzw. keine Sensitivität angegeben werden. Zur Ermittlung dieser werden nachfolgend definierte Muster (Sinusfunktionen und Schritte) mit dem z-Piezo abgefahren.

7.3 Messen definierter Muster: Sinusfunktionen und Schritte

Abschließend wird die entwickelte Betriebselektronik für Messungen eingesetzt. Hierbei werden keine Messobjekte, sondern Auslenkungen des z-Piezos gemessen, damit die Ist-Auslenkung der Akiyama-Sonde genau bekannt ist. Zwei unterschiedliche Muster werden gemessen: Sinusfunktionen und Schritte.

7.3.1 Messen definierter Muster: Sinus

Für das Messen von Sinus-Funktionen wird die Sonde in Kontakt mit dem Messobjekt (Ebenheitsnormal) gebracht. Mit dem Piezo wird eine Sinusfunktion mit der Frequenz 1 Hz und variabler Amplitude gestellt. Die Regler-Verstärkung im FPGA beträgt $K_p = 2^0$, die Amplitude beträgt 1,6 V. Gemessen werden das NCO Steuersignal sowie die z-Position des Piezos. Da beide Messsignale nicht synchronisiert sind, geschieht die Zuordnung über den Vergleich der Muster im Signal. Ausgewertet wird die Amplitude des NCO Signals, d.h. die Differenz vom Mittelwert des NCO-Signals am Anfang (NCO_A) und Ende (NCO_E) des Musters und dem Mittelwert im Bereich des Maximums (NCO_M). Aus der Änderung des NCO-Signals kann auf die Frequenzänderung df der Akiyama-Sonde infolge der Wechselwirkung mit der Auslenkung des z-Piezos geschlossen werden. Mit der Annahme einer maximalen Frequenzänderung der Sonde durch Kontakt kann zudem der Messbereich z_{Meas} geschätzt werden.

Fünf verschiedene Amplituden im Bereich von 5 bis 75 Nanometern werden betrachtet (vgl. Bild 7.6 und Bild 7.7). Ergebnisse sind in Tabelle 17 zusammengefasst. Er-

mittelt wir eine Resonanzfrequenzänderung von 2,6 Hz bei einer Auslenkung von 10 Nanometern und eine Änderung von 48,70 Hz bei einer Auslenkung von 150 Nanometern.

Mit dem Ansatz und der gewählten Parametrierung kann also für die untersuchte Akiyama-Sonde ein Messbereich von ca. 500 nm beobachtet werden. Voruntersuchungen haben bei ± 10 V Ausgangsamplitude des *Tuning Fork Sensor Controller* einen Messbereich von ca. 2,5 μm ergeben. Daraus folgt bei 1,6 V ein Messbereich von ca. 0,4 μm , was mit den Beobachtungen übereinstimmt. Größere Frequenzen als 1 Hz sind in Bild 9.11 gezeigt. Die Messdaten zeigen, dass die Sonde der Bewegung des Piezos folgen kann. Gleichzeitig wird das Fehlen von Messpunkten offensichtlich.

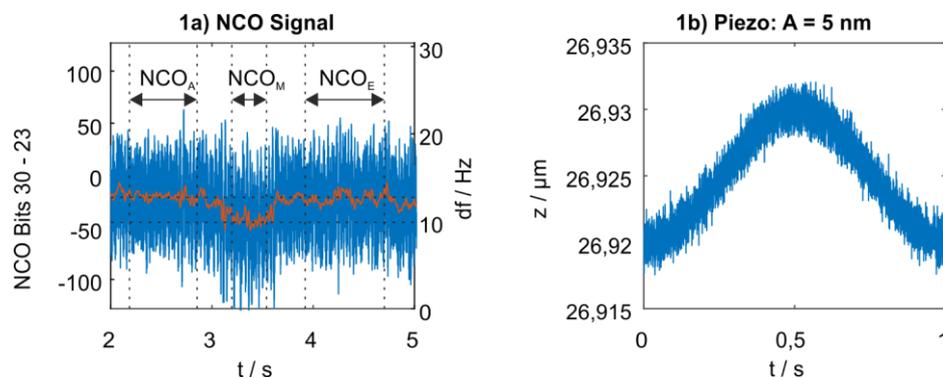


Bild 7.6: Messen einer Sinusfunktion mit Frequenz 1 Hz und 5 nm Amplitude.

Tabelle 17: Auswertung der definierten Muster: Sinus.

Nr.	Idx	Abb.	Ampl. /nm	NCO _A	NCO _E	NCO _M	Diff	df	Z _{Meas}
1	2	Bild 7.6 1a) und b)	5	-19,35	-23,72	-43,33	21,79	$30,4/255 \cdot 21,79$ = 2,6 Hz	$10/2,6 \cdot 150$ = 576 nm
2	4	Bild 7.7 2a) und b)	25	-36,6	-36,7	-43,75	7,1	$486/255 \cdot 7,1$ = 13,53 Hz	$50/13,53 \cdot 150$ = 554 nm
3	4	Bild 7.7 3a) und b)	35	-37,7	-37,1	-49,37	11,97	$486/255 \cdot 11,97$ = 22,81 Hz	$5/22,81 \cdot 150$ = 493 nm
4	4	Bild 7.7 4a) und b)	50	-36,19	-36,24	-51,94	15,73	$486/255 \cdot 15,73$ = 29,98 Hz	$100/29,98 \cdot 150$ = 500 nm
5	4	Bild 7.7 5a) und b)	75	-35,73	-36,04	-61,44	25,55	$486/255 \cdot 25,55$ = 48,70 Hz	$150/48,70 \cdot 150$ = 462 nm

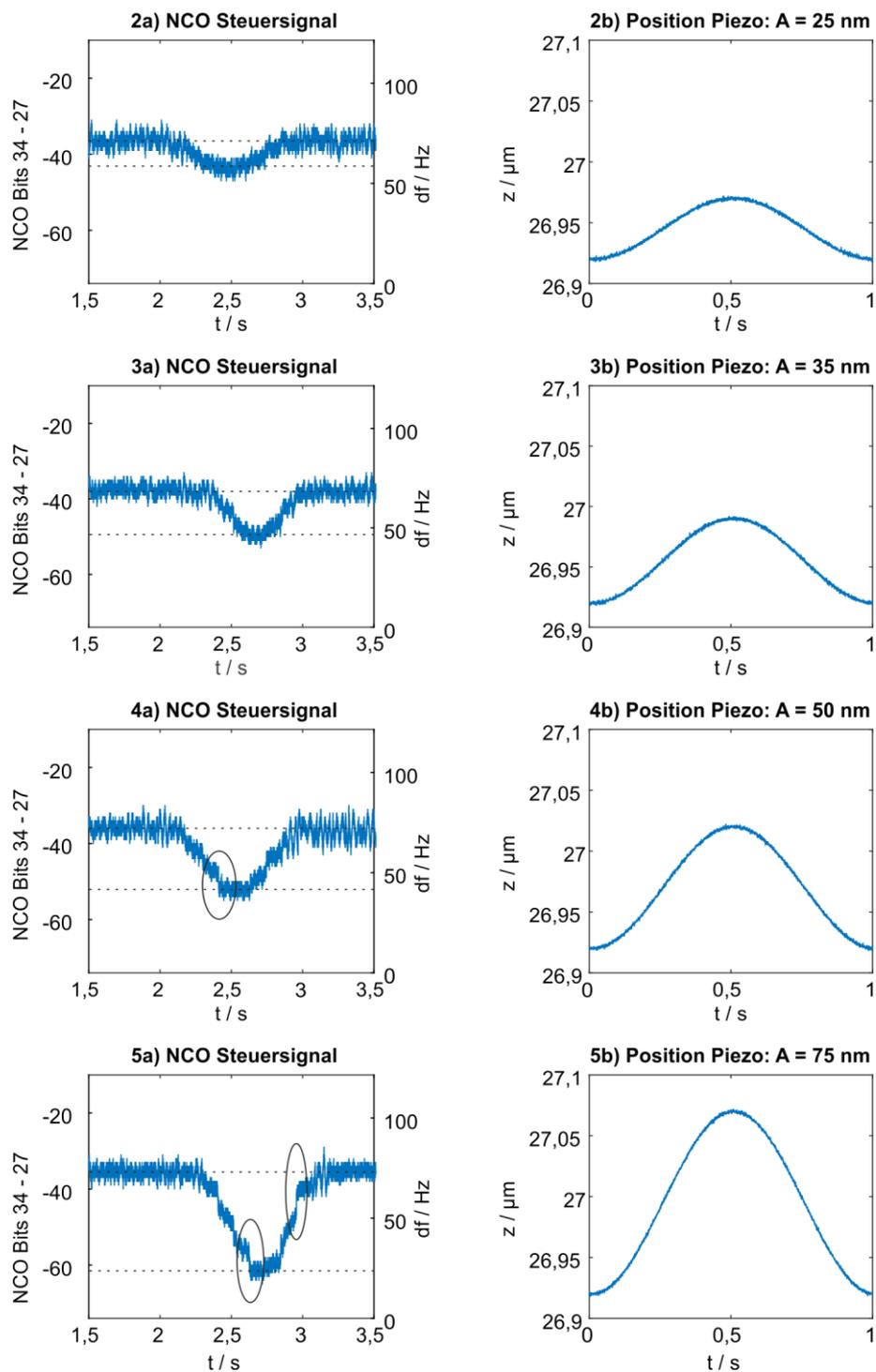


Bild 7.7: Messen von Sinusfunktionen mit Frequenz 1 Hz und variabler Amplitude.

7.3.2 Messen definierter Muster: Schritte

Zuletzt werden mit dem Piezoversteller in z-Richtung Schrittfolgen von 10 und 50 nm gefahren. Die Regelverstärkung beträgt weiterhin $K_p = 2^0$, die Amplitude der Eingangsspannung der Vorverstärkerschaltung beträgt ca. 1,6 V. Ausgewertet werden drei verschiedene Schrittfolgen, die in Bild 7.8, a)-c) dargestellt sind. Gezeigt ist das Messsignal (blau) sowie das tiefpassgefilterte Messsignal (rot). Hierfür wird jeweils

der Mittelwert des NCO-Steuersignals im Bereich des Schrittes ermittelt. Die Auswertung zu den Schrittfolgen ist in Tabelle 18, Tabelle 19 und Tabelle 20 zu finden. Für die erste Schrittfolge (Bild 7.8, a) und Tabelle 18) kann bei 50-Nanometer-Schritten eine mittlere Änderung des NCO-Werts von $4,80 \pm 0,93$ ermittelt werden, was einer mittleren Frequenzänderung von $9,21 \pm 1,78$ Hz entspricht. Bei 10-Nanometer Schritten wird eine mittlere Änderung des NCO-Werts von $0,88 \pm 0,36$ ermittelt, was einer mittleren Frequenzänderung von $1,69 \pm 0,70$ Hz entspricht. Für die zweite Schrittfolge (Bild 7.8, b) und Tabelle 19) kann bei 10-Nanometer-Schritten eine mittlere Änderung des NCO-Werts von $1,49 \pm 0,33$ ermittelt werden, was einer mittleren Frequenzänderung von $2,86 \pm 0,64$ Hz entspricht. Weiterhin wurde für die dritte Schrittfolge von 10-Nanometern (Bild 7.8, c und Tabelle 20) eine mittlere Änderung des NCO-Werts von $5,73 \pm 2,55$ ($2,75 \pm 1,22$ Hz) ermittelt.

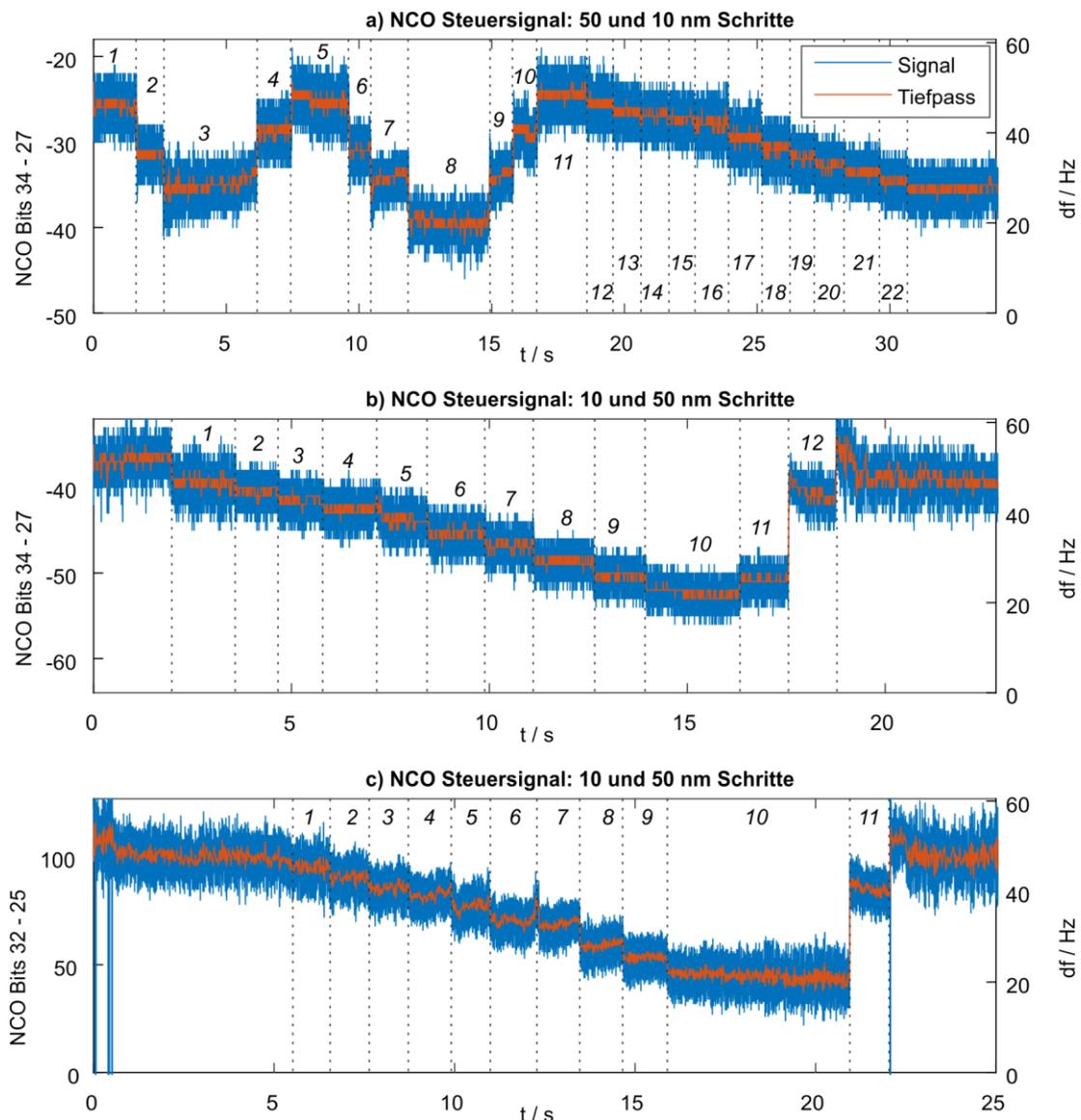


Bild 7.8: Messen von definierten Schritten.

7.4 Zusammenfassung

Im Rahmen dieses Kapitels wurde die grundlegende Fähigkeit der neuentwickelten Betriebselektronik der Akiyama-Sonde zum Messen von vertikalen Auslenkungen nachgewiesen. Hierfür wurde zunächst die Sonde mit der Betriebselektronik, bestehend aus AD/DA Board und FPGA, in Betrieb genommen. Es wurde weiterhin experimentell untersucht, wie sich unterschiedliche Regler-Verstärkungen K_p auf das Messsignal auswirken (Abschnitt 7.2). Anschließend wurde die Fähigkeit des Systems zum Messen von vertikalen Auslenkungen nachgewiesen: hierfür wurden durch einen Piezo-Präzisionsversteller definierte Auslenkungen der Sonde, in Form von Sinus-Funktionen und Schritten, erzeugt. Diese konnten im Messsignal der Betriebselektronik als Änderungen der Oszillationsfrequenz der Akiyama-Sonde nachgewiesen werden.

Im folgenden Kapitel 8 wird abschließend der Inhalt der gesamten Arbeit zusammengefasst und es wird ein Ausblick auf mögliche kommende Arbeiten gegeben.

8 Zusammenfassung und Ausblick

8.1 Zusammenfassung

Die Mikro- und Nanotechnik ist ein Forschungsfeld, in welchem weiterhin ein hoher Forschungsbedarf besteht. Mikro- und Nanostrukturen an der Oberfläche technischer Bauteile können deren Funktion durch Reibung, Lebensdauer und Verschleiß maßgeblich beeinflussen und so unter anderem zur Erhöhung der Energie- und Ressourceneffizienz von Maschinen beitragen. Neue Möglichkeiten in diesem Feld resultieren dabei direkt in neuen Messaufgaben für die Fertigungsmesstechnik. Die vorliegende Forschungsarbeit beschäftigt sich mit der Entwicklung der Betriebselektronik für eine Rasterkraftsonde, die sensorlos im Frequenzmodulationsverfahren betrieben wird. Perspektivisch kann eine derartige Sonde dazu beitragen, zukünftige Messaufgaben, die zwischen klassischen Messgeräten der Fertigungsmesstechnik, wie Tastschnittgeräten und Weißlichtinterferometern auf der einen, und Rasterkraftmikroskopen auf der anderen Seite einzuordnen sind, zu lösen.

Im Rahmen dieser Arbeit wurde daher zunächst eine existierende Rasterkraftsonde, die sog. Akiyama-Sonde, bezüglich ihrer messtechnischen Eigenschaften experimentell untersucht. Hierfür wurde der Einfluss der vorhandenen Einstellparameter auf das Messergebnis untersucht, ebenso wie das dynamische Verhalten der Sonde. Schlussendlich wurden auf technischen Oberflächen mit definierten Eigenschaften, sog. Raunormalen, Messungen durchgeführt und bewertet. Es konnte festgestellt werden, dass die Sonde viele der an sie gestellten Anforderungen erfüllen kann, der erreichbare vertikale Messbereich jedoch klein ist, was die realisierbaren Messaufgaben einschränkt.

Im zweiten Teil der Arbeit wurde eine neue Betriebselektronik für die Akiyama-Sonde unter der Anwendung modellbasierter Techniken entwickelt. Methodisch erfolgte die Entwicklung in Anlehnung an die ersten Phasen im Spiralmodell: zunächst wurden die vorhandenen und weiterzuverwendenden Lösungselemente modelliert. Anschließend wurde, unter Ausnutzung der Modelle, die neue Betriebselektronik virtuell entwickelt und charakterisiert. So konnte unter anderem eine erreichbare Frequenzauflösung der virtuellen Betriebselektronik von deutlich unter einem Hertz nachgewiesen werden. Das virtuell ausgelegte System wurde dann schrittweise realisiert: zunächst wurden die benötigten Komponenten ausgewählt. Der realisierte Ansatz ist dabei sehr einfach und besteht im Kern nur aus der Sonde, einem AD- und DA-Wandler sowie einem FPGA, auf dem weitere Funktionen implementiert werden. Die ausgewählten Komponenten wurden im virtuellen System berücksichtigt und es wurde erneut durch Simulationen geprüft, ob das System die gestellten Anforderungen erfüllt.

Schlussendlich wurde der neuentwickelte Ansatz für die Betriebselektronik der Akiyama-Sonde auf einem Spartan 3 FPGA realisiert. Es wurde gezeigt, dass das System in der Lage ist, vertikale Auslenkungen kleiner 10 Nanometer zu detektieren, womit die grundlegende Funktion des Ansatzes belegt werden kann.

8.2 Ausblick

Im Rahmen dieser Arbeit wurde ein erstes Konzept für eine neuartige Betriebselektronik eines Rasterkraftmikroskops im Frequenzmodulationsverfahren realisiert. Im Sinne der Entwicklungsmethodik des Spiralmodells endet diese Arbeit mit einem Prototyp, dessen grundlegende Funktionsfähigkeit nachgewiesen wurde. Hieraus ergibt sich weiterer Forschungs- und Entwicklungsbedarf, der sich in kurzfristige, mittelfristige und langfristige Arbeiten unterteilen lässt.

Kurzfristig können größere Ausgangsamplituden untersucht werden: zum Schutz des Systems wurde in Kapitel 7 die Akiyama-Sonde nur mit einer reduzierten Eingangsspannungsamplitude betrieben, was in einem verkleinerten Messbereich des Systems resultiert. Hier kann zeitnah untersucht werden, welcher Messbereich mit dem entwickelten System maximal möglich ist. Zudem kann der vorhandene Algorithmus um eine Amplitudenregelung, wie sie in Abschnitt 5.4.3 angesprochen wurde, ergänzt werden.

Mittelfristig kann die bisher genutzte Vorverstärkerschaltung neu entwickelt werden, sodass bspw. die parasitäre Kapazität über ein digitales Potenziometer automatisiert kompensiert werden kann. Zudem muss die Schnittstelle zum Mess-PC ersetzt werden, beispielsweise durch eine USB 3.0 Schnittstelle. Schlussendlich kann damit begonnen werden, das FPGA-Entwicklerboard durch eine Industrie-Lösung zu ersetzen.

Das langfristige Ziel ist die Realisierung eines „AFM-on-a-Board“, also das Unterbringen aller Elemente auf einer kompakten Platine. Nur so kann das System zu einer günstigen „Plug & Play“-Lösung weiterentwickelt werden. Perspektivisch kann zudem die Akiyama-Sonde selbst weiterentwickelt oder modifiziert werden, sodass ein größerer vertikaler Messbereich möglich ist.

9 Anhang

A. Datenblätter des Piezo-Positioniersystems und des Piezo-Controllers

PIHera Vertikaler Präzisionspositionierer

VARIABLE IN STELLWEG UND ACHSKONFIGURATION



P-620.Z – P-622.Z

- + Stellwege 50 µm bis 250 µm (400 µm ungeregelt)
- + Auflösung bis 0,1 nm
- + Positioniergenauigkeit 0,02 %
- + Direktmetrologie mit kapazitiven Sensoren
- + X-, XY-, Z- XYZ- Versionen

Spezifikationen

	P-620.ZCD / P-620.ZCL	P-621.ZCD / P-621.ZCL	P-622.ZCD / P-622.ZCL	Einheit	Toleranz
Aktive Achsen	Z	Z	Z		
Bewegung und Positionieren					
Integrierter Sensor	Kapazitiv	Kapazitiv	Kapazitiv		
Stellweg bei -20 bis 120 V, ungeregelt	65	140	400	µm	min. (20 % / -0 %)
Stellweg, geregelt	50	100	250	µm	
Auflösung, ungeregelt	0,1	0,2	0,5	nm	typ.
Auflösung, geregelt	0,2	0,3	1	nm	typ.
Linearitätsabweichung	0,02	0,02	0,02	%	typ.
Wiederholgenauigkeit	±1	±1	±1	nm	typ.
Verkipfung θ_x, θ_y	<20	<20	<80	µrad	typ.
Mechanische Eigenschaften					
Steifigkeit	0,5	0,6	0,24	N/µm	±20 %
Resonanzfrequenz, unbelastet	1000	790	360	Hz	±20 %
Resonanzfrequenz, belastet, 30 g	690	500	270	Hz	±20 %
Druck- / Zugbelastbarkeit	10 / 5	10 / 8	10 / 8	N	max.
Belastbarkeit	10	10	10	N	max.
Querbelastbarkeit	10	10	10	N	max.
Antriebseigenschaften					
Keramiktyp	PICMA® P-883	PICMA® P-885	PICMA® P-885		
Elektrische Kapazität	0,7	3	6,2	µF	±20 %
Dynamischer Stromkoeffizient	1,8	3,8	3,1	µA / (Hz × µm)	±20 %
Anschlüsse und Umgebung					
Betriebstemperaturbereich	-20 bis 80	-20 bis 80	-20 bis 80	°C	
Material	Aluminium	Aluminium	Aluminium		
Abmessungen	30 mm × 30 mm × 15 mm	40 mm × 40 mm × 17,5 mm	50 mm × 50 mm × 17,5 mm		
Masse	0,12	0,17	0,24	kg	±5 %
Kabellänge	1,5	1,5	1,5	m	±10 mm
Sensor- / Spannungsanschluss	CD- Versionen: D- Sub Spezial CL- Versionen: LEMO				

Versionen ohne Sensor sind unter den Bestellnummern P-62x.ZOL erhältlich; Betriebstemperaturbereich -20 bis 150 °C. Spannungsanschluss LEMO.



Digitaler Mehrkanal-Piezocontroller

Für Nanopositioniersysteme mit kapazitiven, piezoresistiven oder DMS-Sensoren



E-727.x • E-727.xAP

- 20 kHz Abtastrate Regelung
- Option für erhöhten Ausgangsstrom
- Schnittstellen: TCP/IP, USB und RS-232
- Optionale analoge Ein- und Ausgänge
- ID-Chip-Erkennung für automatischen Abgleich des Controllers auf die Piezomechanik
- Mechanik- und Elektroniklinearisierung mittels Polynomen 4. Ordnung

Digitaler Controller für piezobasierte Nanopositioniersysteme

Integrierte, rauscharme Leistungsendstufen für PICMA® Piezoaktoren. Ausgangsspannung -30 bis +130 V. Unterstützt Nanopositioniersysteme mit DMS-Sensoren, kapazitiven Sensoren oder piezoresistiven Sensoren. P-I-Regler mit 2 Notchfiltern. Linearisierung durch Polynome 4. Ordnung. Optionale Dynamische Digitale Linearisierung (DDL). Auslieferung inkl. Weitbereichsnetzteil, USB- und RS-232-Kabel.

Hohe Dynamik

Erhöhter Ausgangsstrom (optional) für dynamische Anwendungen, die einen hohen Spitzenstrom erfordern.

Umfangreiche Funktionalität

ID-Chip für schnelle Inbetriebnahme und Austauschbarkeit der Systemkomponenten. Datenrekorder, Funktionsgenerator, Makros. Umfangreiche Softwareunterstützung, z.B. für NI LabVIEW, dynamische Bibliotheken für Windows und Linux.

Schnittstellen

TCP/IP, USB, RS-232, SPI. Je 4 analoge Eingänge und Ausgänge (optional) für externe Sensoren, Sollwertvorgaben oder externe Verstärker. Je 4 digitale Ein- und Ausgänge.

B. Spezifikation Ebenheitsnormal FtS



**Flatness Standard
FtS**

1. Description

The standard provides a surface of very good flatness at the top of a silicon block. Because of the large thickness the surface is mechanically stable.

Especially the standard is developed to serve the correction of the field curvature of optical instruments. Other applications requiring a flat surface are possible.

The flatness standard is made out of a thick silicon plate. This plate is cut from Si crystals consecutively lapped at both sides. Then one side (top) is carefully polished in two steps followed by a cleaning similarly to the polishing process of the production of semiconductor silicon wafers. For dicing into blocks the polished surface is protected by a foil. After dicing this foil is removed followed by a final cleaning of the block. The polished surface is free of structures.

The block dimensions are 12 mm × 12 mm × 6 mm (width x length x height)

2. Calibration Procedure

The flatness of the polished surface can be calibrated in a non-contacting way by two optical methods: by a large area interferometer (circular region with a maximum diameter of 10 mm) or by optical scanning profilometry (quadratic region with maximum sides of 10 mm). For the flatness standard a PTB calibration certificate (PTB: Physikalisch-Technische Bundesanstalt, the national metrology institute of Germany) is available.

3. Packaging, Handling and Cleaning

For a better handling the flatness standards are mounted on borosilicate glass with a size of 5 cm x 5 cm as substrate. Further sizes are possible on request. The blocks are mounted by an epoxy resin adhesive.

The standards are stored in a membrane box. The polished surface does not come into contact with the membrane.

In all cases the suitability of clean room use is guaranteed.

Do not touch the block especially the regions destined for measuring and calibration. Use suitable (plastic) tweezers for handling.

For cleaning the flatness standards please contact SiMETRICS for a cleaning process.

4. Assortment and Specification

Type	Region in the centre [mm]	Deviation from the level (Pt) [nm]
FtS	5 x 5	65
	10 x 10	110

C. Zusätzliche Tabellen und Abbildungen zu Kapitel 4

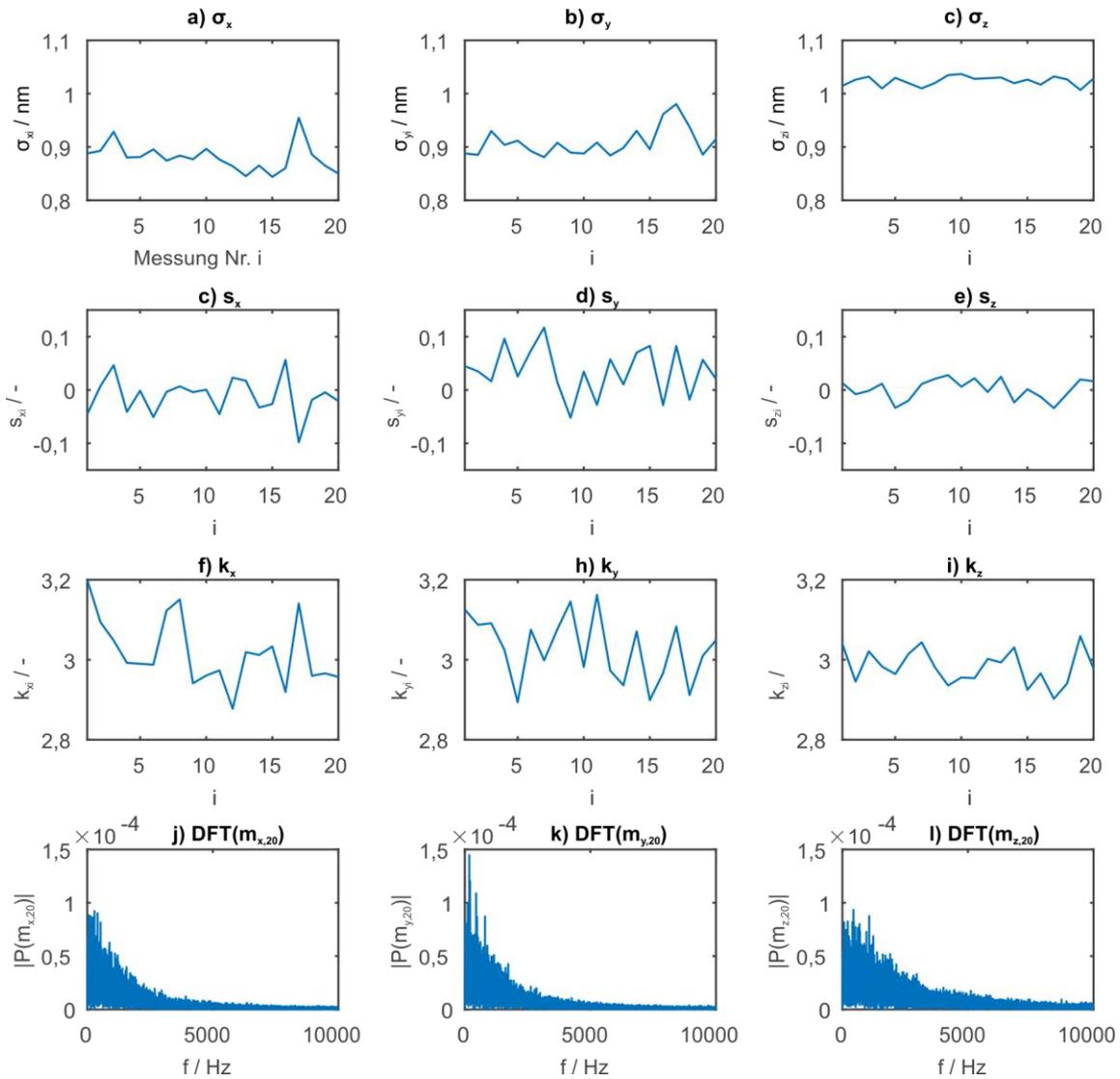


Bild 9.1: Standardabweichung, Schiefe und Wölbung im Positionssignal der Piezo-Achsen für die verschiedenen Experimente, sowie Fouriertransformierte des Positionssignals des letzten Experiments.

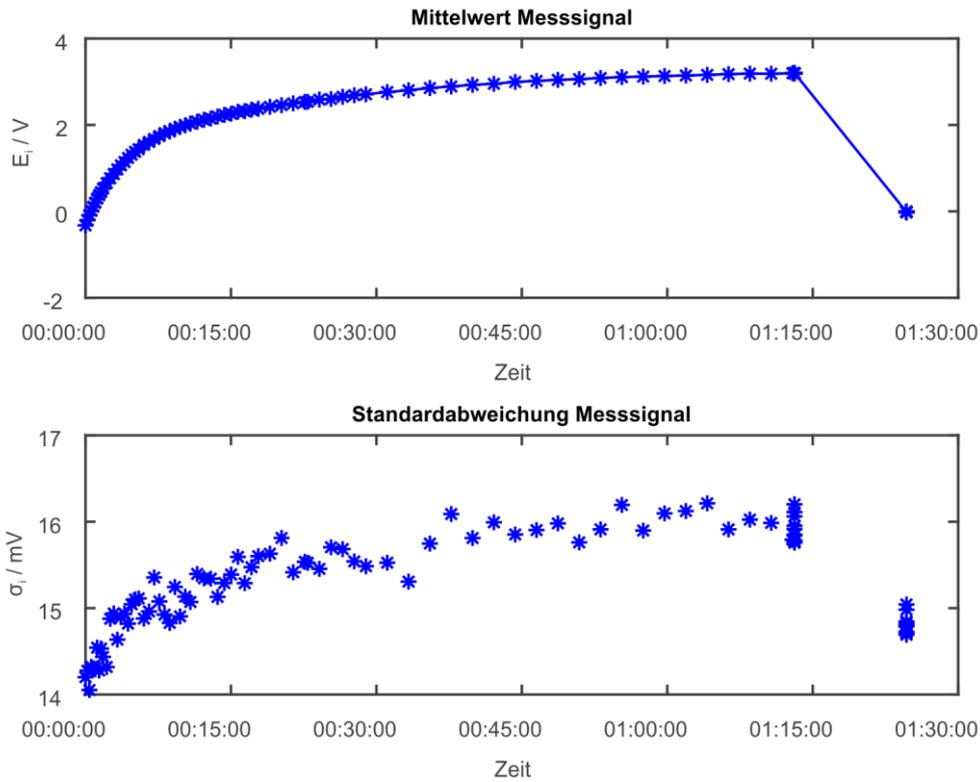


Bild 9.2: Driften des Messsignals der Akiyama-Sonde nach dem Einschalten, sowie Standardabweichung des Messsignals.

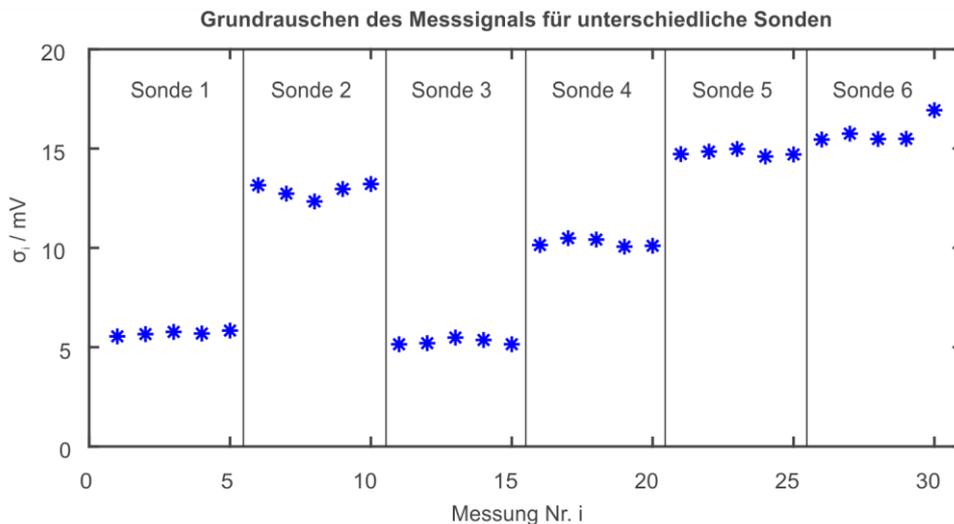


Bild 9.3: Grundrauschen des Messsignals für unterschiedliche Akiyama-Sonden (Sonde 1: Amplitude = 6, Gain = 3, Phase = 1,4; Sonde 2: Amplitude = 6, Gain = 3, Phase = 1,4; Sonde 3: Amplitude = 6, Gain = 3, Phase = 1,4; Sonde 4: Amplitude = 6, Gain = 3, Phase = 2,4; Sonde 5: Amplitude = 6, Gain = 4, Phase = 1,2; Sonde 6: Amplitude = 6, Gain = 4, Phase = 1,2).

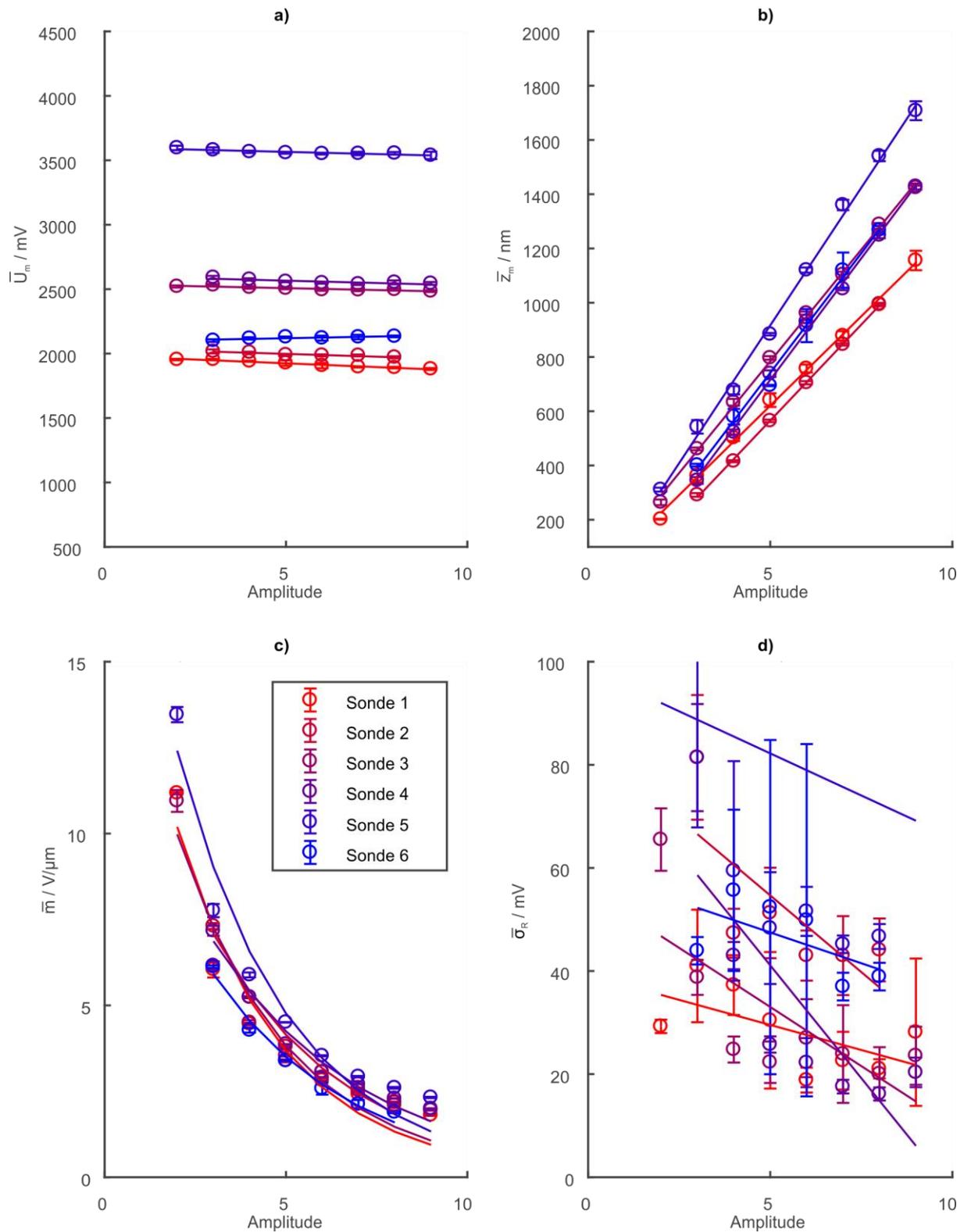


Bild 9.4: Einfluss des Parameters Amplitude auf den Messbereich (a, b), die Sensitivität (c) sowie Verteilung der Residuen (d) für die untersuchten Akiyama-Sonden.

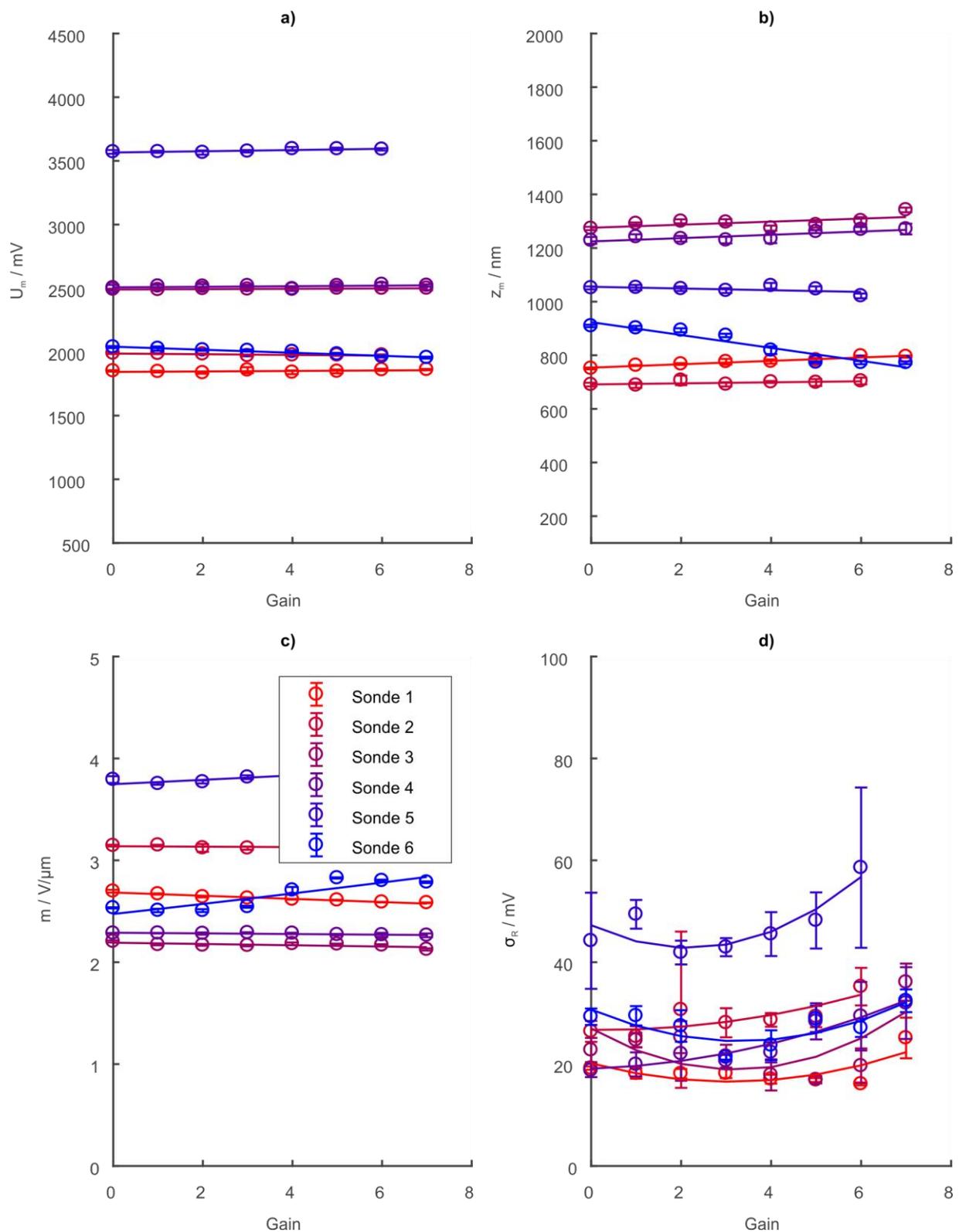


Bild 9.5: Einfluss des Parameters Gain auf den Messbereich (a+b), die Sensitivität (c) sowie Verteilung der Residuen (d) für die untersuchten Akiyama-Sonden.

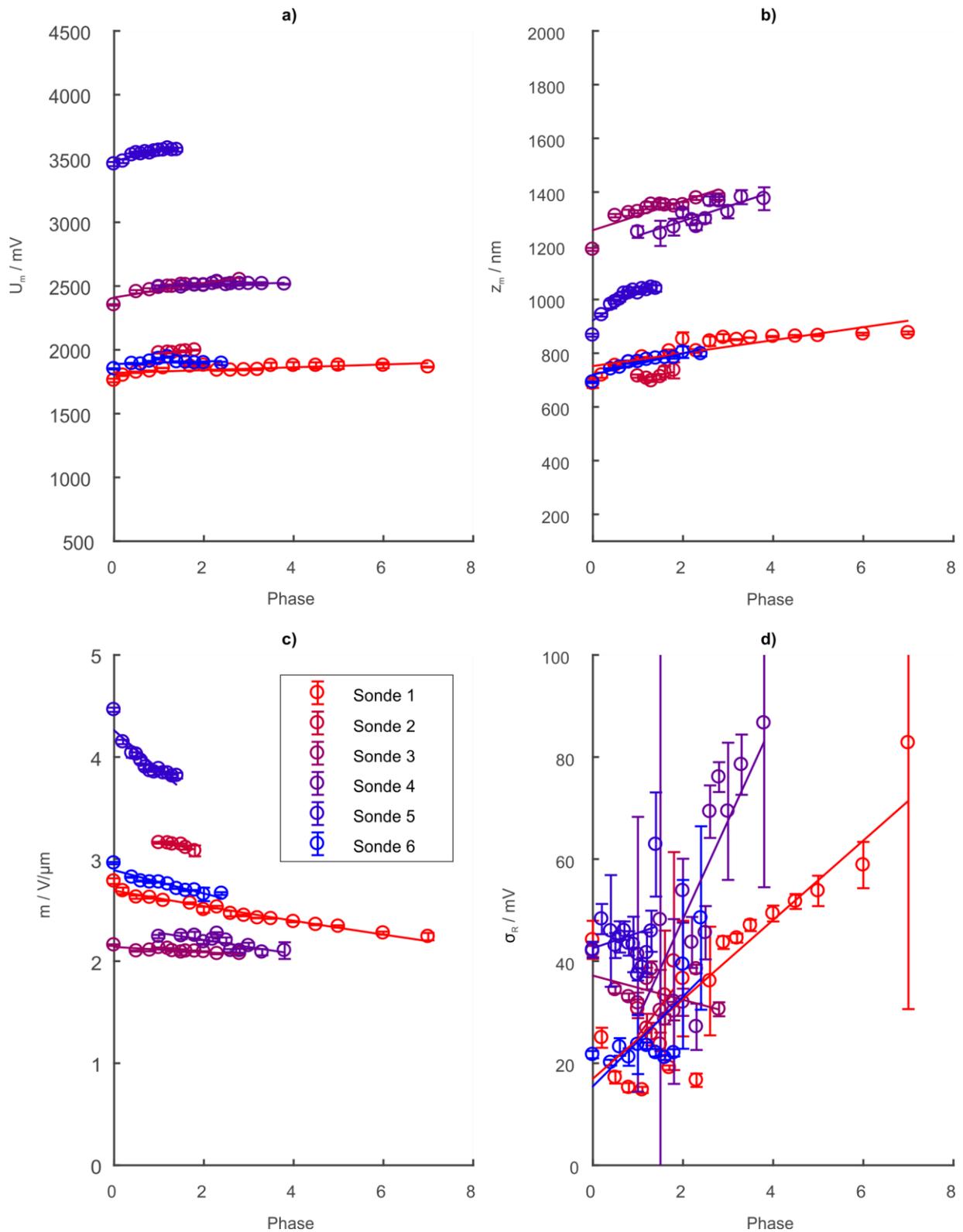


Bild 9.6: Einfluss des Parameters Phase auf den Messbereich (a+b), die Sensitivität (c) sowie Verteilung der Residuen (d) für die untersuchten Akiyama-Sonden.

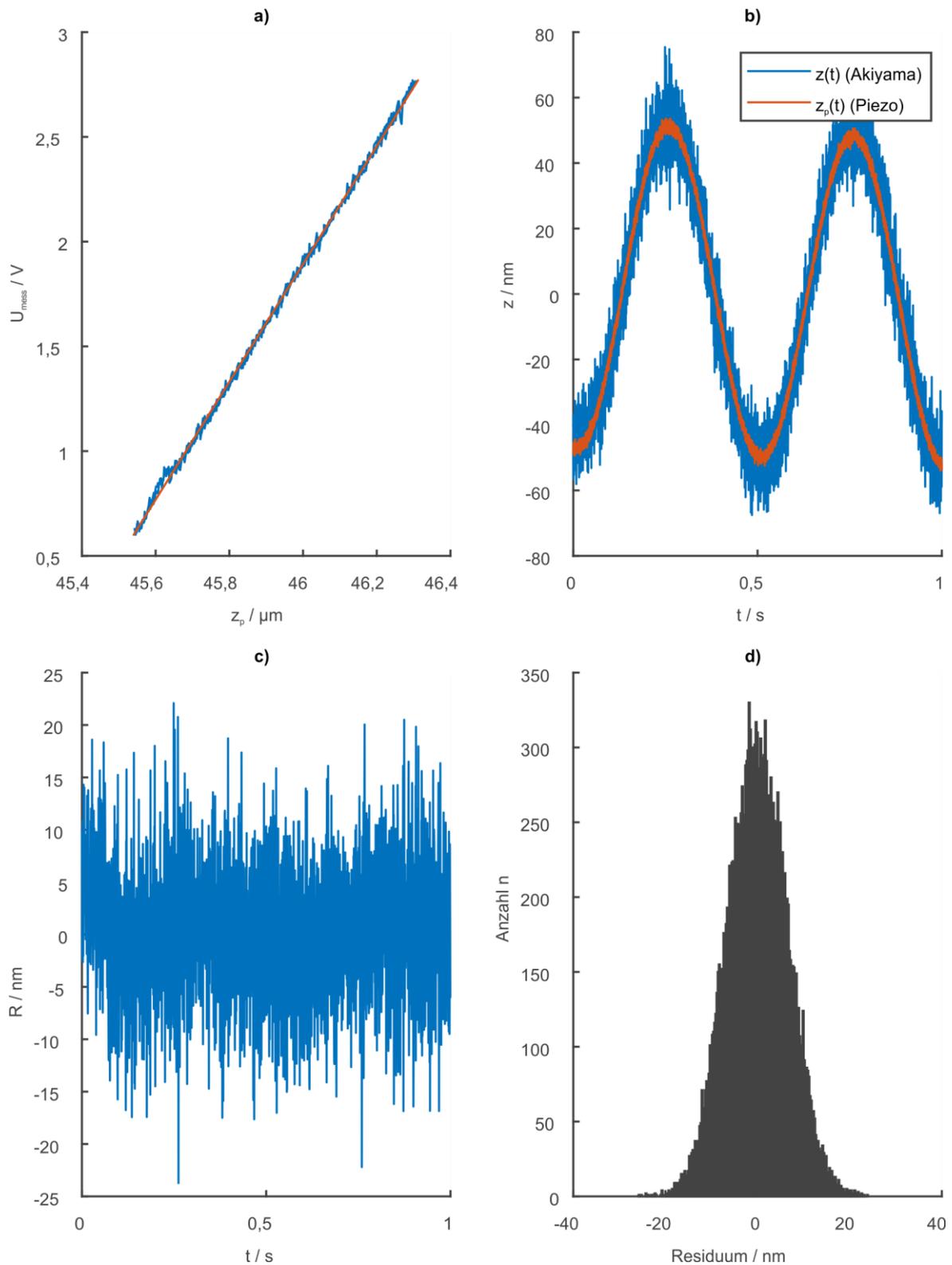


Bild 9.7: Experimentelle Ermittlung des Frequenzgangs der Akiyama-Sonde. Aufgenommene A-W Kurve zur Umrechnung der Spannung in eine Auslenkung (a), durch Piezo gestelltes Signal und Reaktion der Akiyama-Sonde (b) sowie Residuen zwischen gemessenen Sonden-Signal und eingepasster Funktion (c) und deren Verteilung als Histogramm (d).

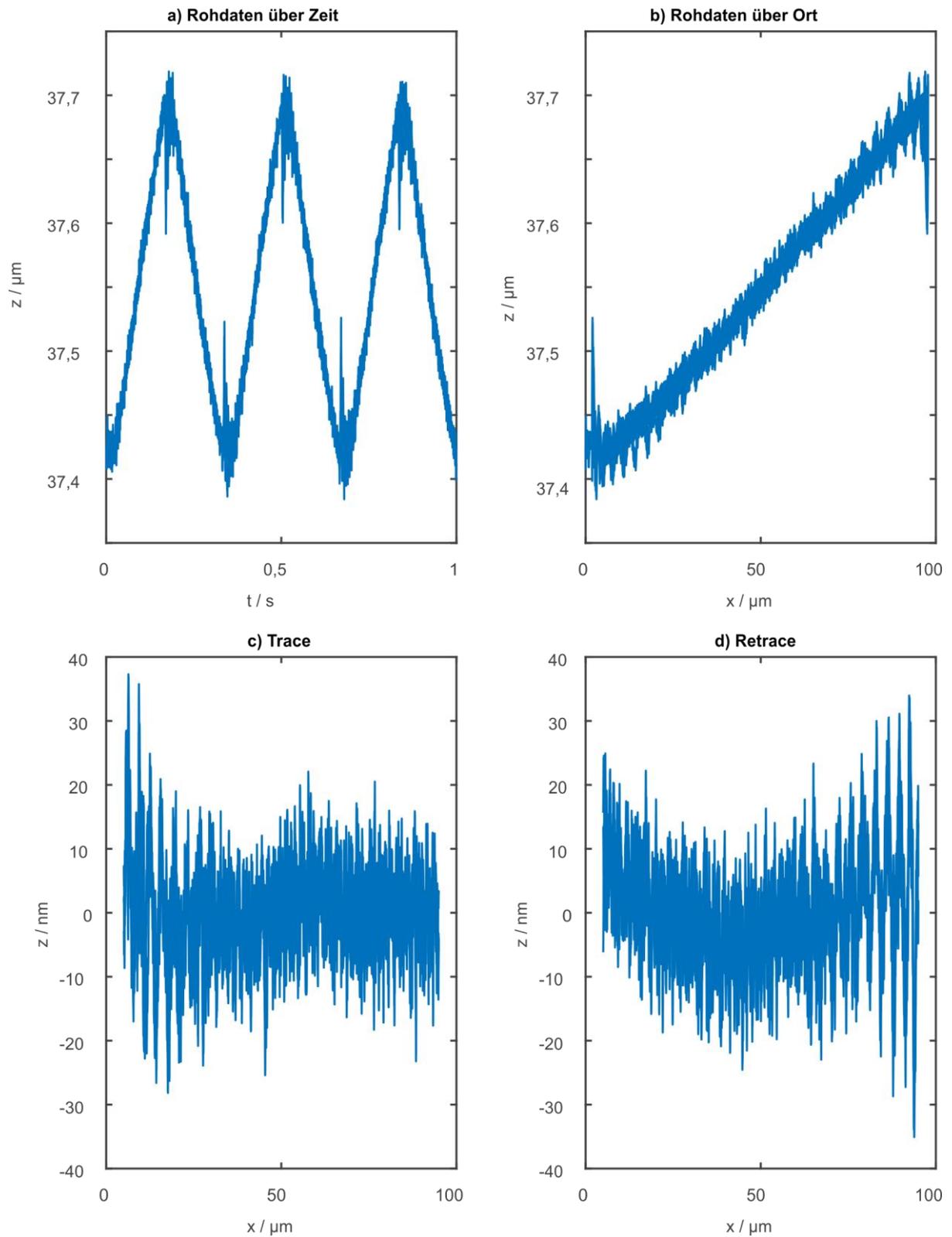


Bild 9.8: Bewertung von Messungen auf dem Ebenheitsnormal.

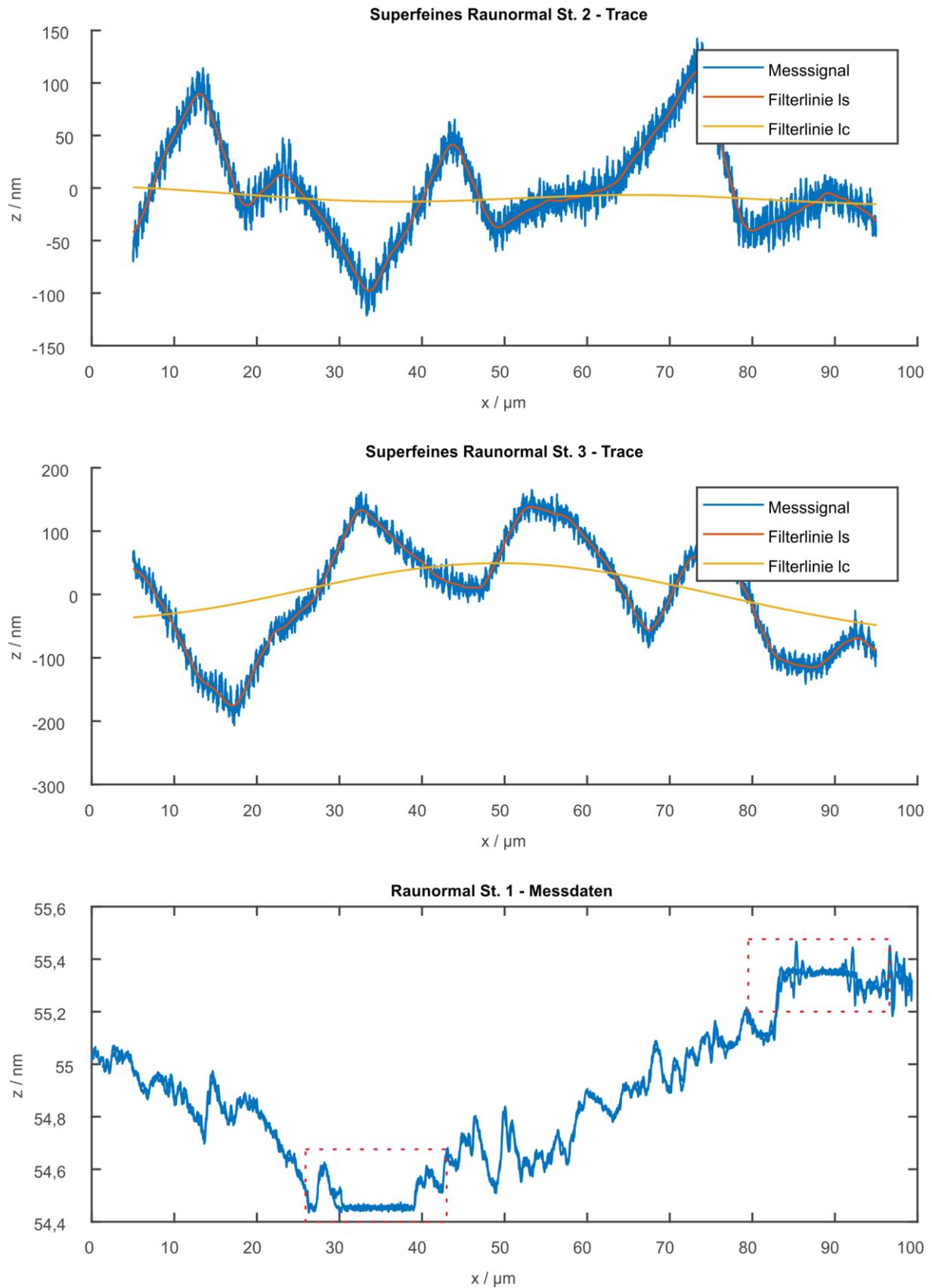


Bild 9.9: Exemplarische Messungen auf dem superfeinen Raunormal Stufe 2 (a), Stufe 3 (b) und dem Raunormal Stufe 1.

D. Datenblätter der Raunormale

Superfeines Raunormal Stufe 1

		<h1>Werks-Kalibrierschein</h1> <p>In-house calibration certificate</p>																																					
Gegenstand: Raunormal Object: Roughness standard		Baureihe: Line of products: KNT 4070/03	Fabrikat.-Nummer: Serial No.: 6891																																				
<u>Geräte zur Kalibrierung / Bezugsnormal</u> Tastschnittgerät: MahrSurf XR20 (GD 25), Nr.: 5024 Kalibrierung des Gerätes mit HALLE-Normalen: Baureihe: KNT 2060/01/6/PK, Fabrikations-Nr.: 0873 PTB-Nummer: 037 PTB 96 Baureihe: KNT 2058/01AS/PK, Fabr.-Nr.: 1164/1151/1173 PTB-Nr.: 039 PTB 01, 040 PTB 01, 041 PTB 01		<u>Equipment flowsheet</u> Contact stylus instrument: MahrSurf XR20 (GD 25), No.: 5024 Calibration the measuring instruments with HALLE-standards: Line of products: KNT 2060/01/6/PK, no. 0873 PTB-No. 037 PTB 96 Line of products: KNT 2058/01AS/PK, no. 1164/1151/1173 PTB-No. 039 PTB 01, 040 PTB 01, 041 PTB 01																																					
<u>Kalibrierverfahren</u> Auf dem Raunormal wurden die Messwerte der Rauheitskenngrößen Ra, Rz und Rmax nach DIN 4768 (1990) mit einem Tastschnittgerät nach DIN 4772 (1979) unter Verwendung eines Profifilters nach DIN 4777 (1990) bestimmt.		<u>Calibration method</u> On the roughness standard the measurement values of the roughness parameters Ra, Rz und Rmax according to DIN 4768 (1990) were determined with a contact stylus instrument according to DIN 4772 (1979) using a profile filter according to DIN 4777 (1990)																																					
<u>Messbedingungen</u> Die Messungen wurden mit einem Bezugsflächen-tastsystem durchgeführt. Der Tastspitzenradius betrug $r = 2 \mu\text{m}$, die statische Messkraft $F = 1 \text{ mN}$. Nach DIN 4768 (1990) wurde ein Profifilter der Grenzwellenlänge 0,25 mm und eine Gesamtstrecke von 1,25 mm verwendet. $\Lambda s = \text{ohne}$ Bezugstemperatur: $+ 20^\circ\text{C}$		<u>Measurement conditions</u> The measurements were carried out by means of a datum surface touch probe. The stylus radius was $r = 2 \mu\text{m}$, the static measuring force $F = 1 \text{ mN}$. In accordance with DIN 4768 (1990), a profile filter with a wave length limit (cut off) of 0,25 mm and a total evaluation length of 1,25 mm were used. $\Lambda s = \text{without}$ Reference temperature: $+ 20^\circ\text{C}$																																					
<u>Messergebnisse</u> Die folgenden Messwerte sind Messwerte aus 9 Messungen, die über die Messfläche verteilt wurden. Die relative Messunsicherheit ist in % vom Messwert angegeben.		<u>Measurement results</u> The following measurement results are mean values from 9 measurements carried out in points distributed over the area of measurement. The relative uncertainty of measurement is indicated in % of the measurement value.																																					
Mittenrauwert Ra: 26,1 nm $\pm 10\%$ arithmetical mean deviation		Kernrautiefe Rk: 84,2 nm 7 % bezogen auf Rz Core roughness depth																																					
Gemittelte Rautiefe Rz: 139,4 nm $\pm 10\%$ average peak-to-valley height		Reduzierte Spitzenhöhe Rpk: 19,8 nm 6 % bezogen auf Rz Reduced peak height																																					
Maximale Rautiefe Rmax: 164,0 nm $\pm 12\%$ maximum peak-to-valley height		Reduzierte Riefentiefe Rvk: 30,8 nm 6 % bezogen auf Rz Reduced valley depths																																					
		Materialanteil Mr1: 10,8 % 4 % bezogen auf 100 % Material portion Materialanteil																																					
		Materialanteil Mr2: 88,2 % 4 % bezogen auf 100 % Material portion Materialanteil																																					
Aus den 9 einzelnen Messungen ergaben sich folgende maximale und minimale Messwerte sowie die Standardabweichungen s.		From the 9 individual measurements the following maximum and minimum measurement values and standard deviation s were obtained.																																					
	<table border="1"> <thead> <tr> <th></th> <th>Maximum</th> <th>Minimum</th> <th>s</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>Ra:</td> <td>26,6 nm</td> <td>25,2 nm</td> <td>0,4 nm</td> </tr> <tr> <td>Rz:</td> <td>143,0 nm</td> <td>137,1 nm</td> <td>2,0 nm</td> </tr> <tr> <td>Rmax:</td> <td>180,5 nm</td> <td>153,2 nm</td> <td>11,3 nm</td> </tr> <tr> <td>Rk:</td> <td>90,8 nm</td> <td>79,6 nm</td> <td>3,8 nm</td> </tr> <tr> <td>Rpk:</td> <td>24,3 nm</td> <td>16,3 nm</td> <td>2,2 nm</td> </tr> <tr> <td>Rvk:</td> <td>35,4 nm</td> <td>27,0 nm</td> <td>2,7 nm</td> </tr> <tr> <td>Mr1:</td> <td>12,4 %</td> <td>9,1 %</td> <td>1,1 %</td> </tr> <tr> <td>Mr2:</td> <td>89,8 %</td> <td>86,8 %</td> <td>0,9 %</td> </tr> </tbody> </table>		Maximum	Minimum	s	Ra:	26,6 nm	25,2 nm	0,4 nm	Rz:	143,0 nm	137,1 nm	2,0 nm	Rmax:	180,5 nm	153,2 nm	11,3 nm	Rk:	90,8 nm	79,6 nm	3,8 nm	Rpk:	24,3 nm	16,3 nm	2,2 nm	Rvk:	35,4 nm	27,0 nm	2,7 nm	Mr1:	12,4 %	9,1 %	1,1 %	Mr2:	89,8 %	86,8 %	0,9 %		
	Maximum	Minimum	s																																				
Ra:	26,6 nm	25,2 nm	0,4 nm																																				
Rz:	143,0 nm	137,1 nm	2,0 nm																																				
Rmax:	180,5 nm	153,2 nm	11,3 nm																																				
Rk:	90,8 nm	79,6 nm	3,8 nm																																				
Rpk:	24,3 nm	16,3 nm	2,2 nm																																				
Rvk:	35,4 nm	27,0 nm	2,7 nm																																				
Mr1:	12,4 %	9,1 %	1,1 %																																				
Mr2:	89,8 %	86,8 %	0,9 %																																				
HALLE Präzisions-Kalibriernormale GmbH		DE-31234 Edemissen Zum Wehnser See 19a	Tel.: +49 (0)5176 - 975978 Fax.: +49 (0)5176 - 975988 info@halle-normale.de																																				
			Seite 2																																				

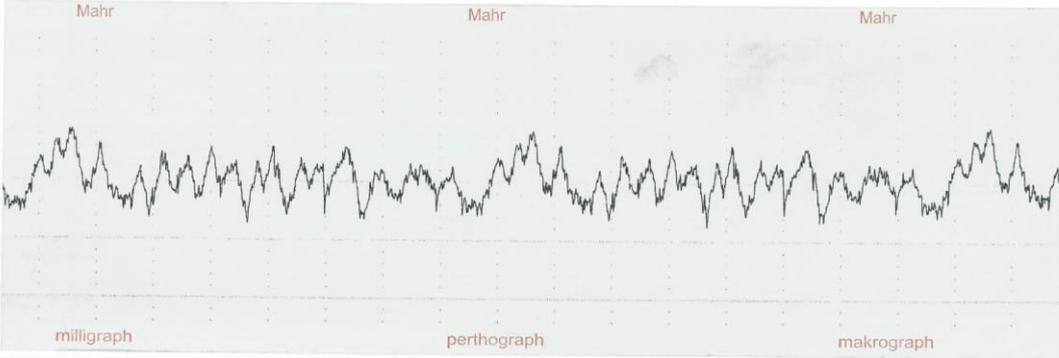
Superfeines Raunormal Stufe 2

		<h1>Werks-Kalibrierschein</h1> <p>In-house calibration certificate</p>																												
Gegenstand: Raunormal Object: Roughness standard		Baureihe: Line of products: KNT 4070/03	Fabrikat.-Nummer: Serial No.: 6892																											
Geräte zur Kalibrierung / Bezugsnormal Tastschnittgerät: MahrSurf XR20 (GD 25), Nr.: 5024 Kalibrierung des Gerätes mit HALLE-Normalen: Baureihe: KNT 2060/01/6/PK, Fabrikations-Nr.: 0873 PTB-Nummer: 037 PTB 96 Baureihe: KNT 2058/01AS/PK, Fabr.-Nr.: 1164/1151/1173 PTB-Nr.: 039 PTB 01, 040 PTB 01, 041 PTB 01		Equipment flowsheet Contact stylus instrument: MahrSurf XR20 (GD 25), No.: 5024 Calibration the measuring instruments with HALLE-standards: Line of products: KNT 2060/01/6/PK, no. 0873 PTB-No. 037 PTB 96 Line of products: KNT 2058/01AS/PK, no. 1164/1151/1173 PTB-No. 039 PTB 01, 040 PTB 01, 041 PTB 01																												
Kalibrierverfahren Auf dem Raunormal wurden die Messwerte der Rauheitskenngrößen Ra, Rz und Rmax nach DIN 4768 (1990) mit einem Tastschnittgerät nach DIN 4772 (1979) unter Verwendung eines Profilfilters nach DIN 4777 (1990) bestimmt.		Calibration method On the roughness standard the measurement values of the roughness parameters Ra, Rz und Rmax according to DIN 4768 (1990) were determined with a contact stylus instrument according to DIN 4772 (1979) using a profile filter according to DIN 4777 (1990)																												
Messbedingungen Die Messungen wurden mit einem Bezugsflächen-tastsystem durchgeführt. Der Tastspitzenradius betrug $r = 2 \mu\text{m}$, die statische Messkraft $F = 1 \text{ mN}$. Nach DIN 4768 (1990) wurde ein Profilfilter der Grenzwellenlänge 0,25 mm und eine Gesamtmeßstrecke von 1,25 mm verwendet. $\lambda_s =$ ohne Bezugstemperatur: $+ 20^\circ\text{C}$		Measurement conditions The measurements were carried out by means of a datum surface touch probe. The stylus radius was $r = 2 \mu\text{m}$, the static measuring force $F = 1 \text{ mN}$. In accordance with DIN 4768 (1990), a profile filter with a wave length limit (cut off) of 0,25 mm and a total evaluation length of 1,25 mm were used. $\lambda_s =$ without Reference temperature: $+ 20^\circ\text{C}$																												
Messergebnisse Die folgenden Messwerte sind Messwerte aus 9 Messungen, die über die Messfläche verteilt wurden. Die relative Messunsicherheit ist in % vom Messwert angegeben.		Measurement results The following measurement results are mean values from 9 measurements carried out in points distributed over the area of measurement. The relative uncertainty of measurement is indicated in % of the measurement value.																												
Mittenrauwert arithmetical mean deviation	Ra: 61,5 nm $\pm 8\%$	Kernrautiefe Core roughness depth	Rk: 198,7 nm 7 % bezogen auf Rz																											
Gemittelte Rautiefe average peak-to-valley height	Rz: 334,6 nm $\pm 8\%$	Reduzierte Spitzenhöhe Reduced peak height	Rpk: 52,3 nm 6 % bezogen auf Rz																											
Maximale Rautiefe maximum peak-to-valley height	Rmax: 394,7 nm $\pm 10\%$	Reduzierte Riefentiefe Reduced valley depths	Rvk: 69,8 nm 6 % bezogen auf Rz																											
		Materialanteil Material portion	Mr1: 11,5 % 4 % bezogen auf 100 % Materialanteil																											
		Materialanteil Material portion	Mr2: 88,4 % 4 % bezogen auf 100 % Materialanteil																											
Aus den 9 einzelnen Messungen ergaben sich folgende maximale und minimale Messwerte sowie die Standardabweichungen s.		From the 9 individual measurements the following maximum and minimum measurement values and standard deviation s were obtained.																												
	<table border="1"> <thead> <tr> <th>Maximum</th> <th>Minimum</th> <th>s</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>Ra: 63,9 nm</td> <td>60,0 nm</td> <td>1,2 nm</td> </tr> <tr> <td>Rz: 344,4 nm</td> <td>321,1 nm</td> <td>8,3 nm</td> </tr> <tr> <td>Rmax: 442,1 nm</td> <td>360,5 nm</td> <td>30,4 nm</td> </tr> <tr> <td>Rk: 212,6 nm</td> <td>185,0 nm</td> <td>8,6 nm</td> </tr> <tr> <td>Rpk: 56,2 nm</td> <td>48,1 nm</td> <td>3,2 nm</td> </tr> <tr> <td>Rvk: 79,0 nm</td> <td>59,9 nm</td> <td>6,0 nm</td> </tr> <tr> <td>Mr1: 12,9 %</td> <td>10,5 %</td> <td>0,8 %</td> </tr> <tr> <td>Mr2: 89,4 %</td> <td>86,4 %</td> <td>0,9 %</td> </tr> </tbody> </table>	Maximum	Minimum	s	Ra: 63,9 nm	60,0 nm	1,2 nm	Rz: 344,4 nm	321,1 nm	8,3 nm	Rmax: 442,1 nm	360,5 nm	30,4 nm	Rk: 212,6 nm	185,0 nm	8,6 nm	Rpk: 56,2 nm	48,1 nm	3,2 nm	Rvk: 79,0 nm	59,9 nm	6,0 nm	Mr1: 12,9 %	10,5 %	0,8 %	Mr2: 89,4 %	86,4 %	0,9 %		
Maximum	Minimum	s																												
Ra: 63,9 nm	60,0 nm	1,2 nm																												
Rz: 344,4 nm	321,1 nm	8,3 nm																												
Rmax: 442,1 nm	360,5 nm	30,4 nm																												
Rk: 212,6 nm	185,0 nm	8,6 nm																												
Rpk: 56,2 nm	48,1 nm	3,2 nm																												
Rvk: 79,0 nm	59,9 nm	6,0 nm																												
Mr1: 12,9 %	10,5 %	0,8 %																												
Mr2: 89,4 %	86,4 %	0,9 %																												
HALLE Präzisions-Kalibriernormale GmbH		DE-31234 Edemissen Zum Wehner See 19a	Tel.: +49 (0)5176 - 975978 Fax.: +49 (0)5176 - 975988 info@halle-normale.de																											
			Seite 2																											

Superfeines Raunormal Stufe 3

		<h1 style="margin: 0;">Werks-Kalibrierschein</h1> <p style="margin: 0;">In-house calibration certificate</p>																																					
Gegenstand: Raunormal Object: Roughness standard		Baureihe: Line of products: KNT 4070/03	Fabrikat.-Nummer: Serial No.: 6893																																				
Geräte zur Kalibrierung / Bezugsnormal Tastschnittgerät: MahrSurf XR20 (GD 25), Nr.: 5024 Kalibrierung des Gerätes mit HALLE-Normalen: Baureihe: KNT 2060/01/6/PK, Fabrikations-Nr.: 0873 PTB-Nummer: 037 PTB 96 Baureihe: KNT 2058/01AS/PK, Fabr.-Nr.: 1164/1151/1173 PTB-Nr.: 039 PTB 01, 040 PTB 01, 041 PTB 01		Equipment flowsheet Contact stylus instrument: MahrSurf XR20 (GD 25), No.: 5024 Calibration the measuring instruments with HALLE-standards: Line of products: KNT 2060/01/6/PK, no. 0873 PTB-No. 037 PTB 96 Line of products: KNT 2058/01AS/PK, no. 1164/1151/1173 PTB-No. 039 PTB 01, 040 PTB 01, 041 PTB 01																																					
Kalibrierverfahren Auf dem Raunormal wurden die Messwerte der Rauheitskenngrößen Ra, Rz und Rmax nach DIN 4768 (1990) mit einem Tastschnittgerät nach DIN 4772 (1979) unter Verwendung eines Profilfilters nach DIN 4777 (1990) bestimmt.		Calibration method On the roughness standard the measurement values of the roughness parameters Ra, Rz und Rmax according to DIN 4768 (1990) were determined with a contact stylus instrument according to DIN 4772 (1979) using a profile filter according to DIN 4777 (1990)																																					
Messbedingungen Die Messungen wurden mit einem Bezugsflächen-tastsystem durchgeführt. Der Tastspitzenradius betrug $r = 2 \mu\text{m}$, die statische Messkraft $F = 1 \text{ mN}$. Nach DIN 4768 (1990) wurde ein Profilfilter der Grenzwellenlänge 0,25 mm und eine Gesamtmessstrecke von 1,25 mm verwendet. $\lambda s = \text{ohne}$ Bezugstemperatur: $+ 20^\circ\text{C}$		Measurement conditions The measurements were carried out by means of a datum surface touch probe. The stylus radius was $r = 2 \mu\text{m}$, the static measuring force $F = 1 \text{ mN}$. In accordance with DIN 4768 (1990), a profile filter with a wave length limit (cut off) of 0,25 mm and a total evaluation length of 1,25 mm were used. $\lambda s = \text{without}$ Reference temperature: $+ 20^\circ\text{C}$																																					
Messergebnisse Die folgenden Messwerte sind Messwerte aus 9 Messungen, die über die Messfläche verteilt wurden. Die relative Messunsicherheit ist in % vom Messwert angegeben.		Measurement results The following measurement results are mean values from 9 measurements carried out in points distributed over the area of measurement. The relative uncertainty of measurement is indicated in % of the measurement value.																																					
Mittenerauwert arithmetical mean deviation Ra: 85,4 nm $\pm 6\%$		Kernrautiefe Core roughness depth Rk: 276,5 nm 7 % bezogen auf Rz																																					
Gemittelte Rautiefe average peak-to-valley height Rz: 464,2 nm $\pm 6\%$		Reduzierte Spitzenhöhe Reduced peak height Rpk: 68,5 nm 6 % bezogen auf Rz																																					
Maximale Rautiefe maximum peak-to-valley height Rmax: 574,7 nm $\pm 8\%$		Reduzierte Riefentiefe Reduced valley depths Rvk: 97,7 nm 6 % bezogen auf Rz																																					
		Materialanteil Material portion Mr1: 11,2 % 4 % bezogen auf 100 % Materialanteil																																					
		Materialanteil Material portion Mr2: 88,3 % 4 % bezogen auf 100 % Materialanteil																																					
Aus den 9 einzelnen Messungen ergaben sich folgende maximale und minimale Messwerte sowie die Standardabweichungen s.		From the 9 individual measurements the following maximum and minimum measurement values and standard deviation s were obtained.																																					
	<table border="1" style="width: 100%; border-collapse: collapse;"> <thead> <tr> <th style="width: 30%;"></th> <th style="width: 30%;">Maximum</th> <th style="width: 30%;">Minimum</th> <th style="width: 10%;">s</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>Ra:</td> <td style="text-align: center;">89,3 nm</td> <td style="text-align: center;">81,2 nm</td> <td style="text-align: center;">2,7 nm</td> </tr> <tr> <td>Rz:</td> <td style="text-align: center;">480,5 nm</td> <td style="text-align: center;">447,3 nm</td> <td style="text-align: center;">13,6 nm</td> </tr> <tr> <td>Rmax:</td> <td style="text-align: center;">624,0 nm</td> <td style="text-align: center;">495,5 nm</td> <td style="text-align: center;">50,8 nm</td> </tr> <tr> <td>Rk:</td> <td style="text-align: center;">303,2 nm</td> <td style="text-align: center;">257,3 nm</td> <td style="text-align: center;">17,7 nm</td> </tr> <tr> <td>Rpk:</td> <td style="text-align: center;">81,1 nm</td> <td style="text-align: center;">60,4 nm</td> <td style="text-align: center;">7,2 nm</td> </tr> <tr> <td>Rvk:</td> <td style="text-align: center;">112,6 nm</td> <td style="text-align: center;">86,5 nm</td> <td style="text-align: center;">10,2 nm</td> </tr> <tr> <td>Mr1:</td> <td style="text-align: center;">12,8 %</td> <td style="text-align: center;">9,6 %</td> <td style="text-align: center;">1,2 %</td> </tr> <tr> <td>Mr2:</td> <td style="text-align: center;">89,6 %</td> <td style="text-align: center;">86,9 %</td> <td style="text-align: center;">1,1 %</td> </tr> </tbody> </table>		Maximum	Minimum	s	Ra:	89,3 nm	81,2 nm	2,7 nm	Rz:	480,5 nm	447,3 nm	13,6 nm	Rmax:	624,0 nm	495,5 nm	50,8 nm	Rk:	303,2 nm	257,3 nm	17,7 nm	Rpk:	81,1 nm	60,4 nm	7,2 nm	Rvk:	112,6 nm	86,5 nm	10,2 nm	Mr1:	12,8 %	9,6 %	1,2 %	Mr2:	89,6 %	86,9 %	1,1 %		
	Maximum	Minimum	s																																				
Ra:	89,3 nm	81,2 nm	2,7 nm																																				
Rz:	480,5 nm	447,3 nm	13,6 nm																																				
Rmax:	624,0 nm	495,5 nm	50,8 nm																																				
Rk:	303,2 nm	257,3 nm	17,7 nm																																				
Rpk:	81,1 nm	60,4 nm	7,2 nm																																				
Rvk:	112,6 nm	86,5 nm	10,2 nm																																				
Mr1:	12,8 %	9,6 %	1,2 %																																				
Mr2:	89,6 %	86,9 %	1,1 %																																				
HALLE Präzisions-Kalibriernormale GmbH		DE-31234 Edemissen Zum Wehner See 19a	Tel.: +49 (0)5176 - 975978 Fax.: +49 (0)5176 - 975988 info@halle-normale.de																																				
			Seite 2																																				

Raunormal Stufe 1

		<h1>Abnahmeprotokoll</h1> <h2>Acceptance report</h2>			
Gegenstand: Raunormal Object: roughness standard entsprechend PTB-Raunormal corresponding to PTB-Standard		Baureihe: Line of products KNT 4058/ <u>01</u>	Klasse: class: <u>A</u>	Stufe: grade: <u>1</u>	Fabrikat.-Nummer: Serial No.: <u>5694</u>
Kontroll-Messung Auf dem Raunormal wurden die Meßwerte der Rauheitskenngrößen Ra, Rz und Rmax nach DIN 4768 (1990) mit einem Tastschnittgerät nach DIN 4772 (1979) unter Verwendung eines Profilfilters nach DIN 4777 (1990) bestimmt. Die Messungen wurden mit einem Bezugsflächen-tastsystem durchgeführt. Der Tastspitzenradius betrug $r \approx 4 \mu\text{m}$, die statische Meßkraft $F \approx 1 \text{ mN}$. Nach DIN 4768 (1990) wurde ein Profilfilter der Grenzwellenlänge <u>0,8</u> mm und eine Gesamtmeßstrecke von <u>40</u> mm verwendet. Bezugstemperatur: + 20°C Eine Meßunsicherheit wird nicht angegeben.		Equipment flowsheet On the roughness standard the measurement values of the roughness parameters Ra, Rz und Rmax according to DIN 4768 (1990) were determined with a contact stylus instrument according to DIN 4772 (1979) using a profile filter according to DIN 4777 (1990) The measurement were carried out by means of a pick-up system with independent datum. The stylus radius was $r \approx 4 \mu\text{m}$, the static measuring force $F \approx 1 \text{ mN}$. In accordance with DIN 4768 (1990), a profile Filter with a wave length limit (cut off) of <u>0,8</u> mm and a total evaluation length of <u>40</u> mm were used. Referenc temperature: + 20°C Without statement of the uncertainty of measurement.			
Meßergebnisse Die folgenden Meßwerte sind Meßwerte aus 1 Messung.		Measurements results The following measurement results are mean values from 1 measurement.			
Mittenrauwert arithmetical mean deviation		$R_a = \underline{0,23} \mu\text{m}$			
Gemittelte Rautiefe average peak-to-vally height		$R_z = \underline{1,43} \mu\text{m}$			
Maximale Rautiefe maximum peak-to-vally height		$R_{\text{max}} = \underline{1,49} \mu\text{m}$			
Profilaufzeichnung (ungefiltert)		Vertikal: 10 mm = <u>1,00</u> μm			
profile record (unfiltered)		Horizontal: 10 mm = <u>250,0</u> μm			
					
Vorgang-Nr.: Process No. <u>8735.1</u>		Datum der Messung: Date of measurement: <u>11 JUNI 2010</u>		geprüft: test: <u>E. Halle</u> (E. Halle)	
HALLE Präzisions-Kalibriernormale GmbH		D-31234 Edemissen Zum Wehner See 19a		Tel.: 05176-975978 Fax.: 05176-975988	

E. Datenblätter des AD- und DA-Wandlers und des FPGAs

AD-Wandler



True Bipolar Input, Dual 12-Bit/14-Bit, 2-Channel, Simultaneous Sampling SAR ADC

AD7366/AD7367

FEATURES

Dual 12-bit/14-bit, 2-channel ADC

True bipolar analog inputs

Programmable input ranges:

$\pm 10\text{ V}$, $\pm 5\text{ V}$, 0 V to 10 V

$\pm 12\text{ V}$ with 3 V external reference

Throughput rate: 1 MSPS

Simultaneous conversion with read in less than $1\ \mu\text{s}$

High analog input impedance

Low current consumption:

8.3 mA typical in normal mode

320 nA typical in shutdown mode

AD7366

72 dB SNR at 50 kHz input frequency

12-bit no missing codes

AD7367

76 dB SNR at 50 kHz input frequency

14-bit no missing codes

Accurate on-chip reference: $2.5\text{ V} \pm 0.2\%$

-40°C to $+85^\circ\text{C}$ operation

High speed serial interface

Compatible with SPI[®], QSPI[™], MICROWIRE[™], and DSP

iCMOS[®] process technology

Available in a 24-lead TSSOP

GENERAL DESCRIPTION

The AD7366/AD7367¹ are dual 12-bit/14-bit, high speed, low power, successive approximation analog-to-digital converters (ADCs) that feature throughput rates up to 1 MSPS. The device contains two ADCs, each preceded by a 2-channel multiplexer, and a low noise, wide bandwidth track-and-hold amplifier.

The AD7366/AD7367 are fabricated on the Analog Devices, Inc., industrial CMOS process (iCMOS²), which is a technology platform combining the advantages of low and high voltage CMOS. The iCMOS process allows the AD7366/AD7367 to accept high voltage bipolar signals in addition to reducing power consumption and package size. The AD7366/AD7367 can accept true bipolar analog input signals in the $\pm 10\text{ V}$ range, $\pm 5\text{ V}$ range, and 0 V to 10 V range.

The AD7366/AD7367 have an on-chip 2.5 V reference that can be disabled to allow the use of an external reference.

If a 3 V reference is applied to the $D_{\text{CAP}A}$ and $D_{\text{CAP}B}$ pins, the AD7366/AD7367 can accept a true bipolar $\pm 12\text{ V}$ analog input. Minimum $\pm 12\text{ V}$ V_{DD} and V_{SS} supplies are required for the $\pm 12\text{ V}$ input range.

Rev. D

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties that may result from its use. Specifications subject to change without notice. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners.

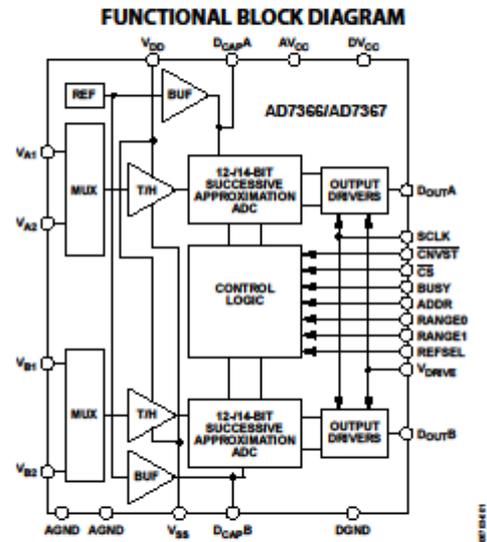


Figure 1.

PRODUCT HIGHLIGHTS

1. The AD7366/AD7367 can accept true bipolar analog input signals, as well as $\pm 10\text{ V}$, $\pm 5\text{ V}$, $\pm 12\text{ V}$ (with external reference), and 0 V to 10 V unipolar signals.
2. Two complete ADC functions allow simultaneous sampling and conversion of two channels.
3. 1 MSPS serial interface: SPI-/QSPI-/DSP-/MICROWIRE-compatible interface.

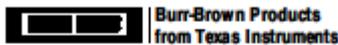
Table 1. Related Products

Device	Resolution	Throughput Rate	Number of Channels
AD7366	12-Bit	1 MSPS	Dual, 2-channel
AD7366-5	12-Bit	500 kSPS	Dual, 2-channel
AD7367	14-Bit	1 MSPS	Dual, 2-channel
AD7367-5	14-Bit	500 kSPS	Dual, 2-channel

¹ Protected by U.S. Patent No. 6,731,232.

² iCMOS Process Technology. For analog systems designers within industrial/instrumentation equipment OEMs who need high performance ICs at higher voltage levels, iCMOS is a technology platform that enables the development of analog ICs capable of 30 V and operating at $\pm 15\text{ V}$ supplies while allowing dramatic reductions in power consumption and package size, and increased ac and dc performance.

DA-Wandler



DAC8580

SLAS458B—JUNE 2005—REVISED AUGUST 2005

16-BIT, HIGH-SPEED, LOW-NOISE, VOLTAGE OUTPUT, DIGITAL-TO-ANALOG CONVERTER

FEATURES

- 16-Bit Monotonic
- ± 5 -V Rail-to-Rail Output
- Fast Settling: 0.65 μ s
- Fast Slew Rate: 35 V/ μ s
- Low Noise: 20 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
- Low Glitch Energy: 0.5 nV-s
- Low Power-On Transient
- On-Chip Digital Low-Pass Filter
- Programmable Oversampling
- 16-MSPS Update Rate (Filter On)
- 30-MHz Serial Interface
- 1.8-V to 5.5-V Logic Compatible
- TSSOP-16 Package

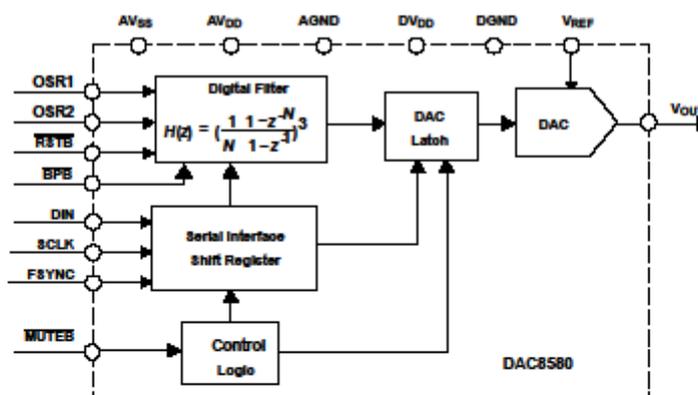
DESCRIPTION

The DAC8580 is a 16-bit, high-speed, low-noise, voltage-output DAC designed for waveform generation applications. It operates from dual ± 5 -V power supplies and requires only a single external reference. The DAC8580 is capable of generating output signal frequencies up to 1 MHz. The DAC8580 significantly relaxes, or removes, the need for external de-glitchers, analog filters and high-swing output buffers. It incorporates a programmable digital interpolation filter capable of oversampling the input word rate by 2, 4, 8, or 16. The digital filter can be bypassed on-the-fly, or can be permanently turned off. The fast 30-MHz serial interface is compatible with right-justified digital audio format. The DAC8580 is specified from -40°C to 85°C .

APPLICATIONS

- Waveform Generation
- CRT Projection TV Digital Convergence
- Automated Test Equipment
- Industrial Process Control
- Music Synthesis
- Ultrasound

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM OF DAC8580



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of the Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

Copyright © 2005, Texas Instruments Incorporated

FPGA



Spartan-3 FPGA Family: Introduction and Ordering Information

DS099 (v3.1) June 27, 2013

Product Specification

Introduction

The Spartan®-3 family of Field-Programmable Gate Arrays is specifically designed to meet the needs of high volume, cost-sensitive consumer electronic applications. The eight-member family offers densities ranging from 50,000 to 5,000,000 system gates, as shown in [Table 1](#).

The Spartan-3 family builds on the success of the earlier Spartan-II® family by increasing the amount of logic resources, the capacity of internal RAM, the total number of I/Os, and the overall level of performance as well as by improving clock management functions. Numerous enhancements derive from the Virtex®-II platform technology. These Spartan-3 FPGA enhancements, combined with advanced process technology, deliver more functionality and bandwidth per dollar than was previously possible, setting new standards in the programmable logic industry.

Because of their exceptionally low cost, Spartan-3 FPGAs are ideally suited to a wide range of consumer electronics applications, including broadband access, home networking, display/projection and digital television equipment.

The Spartan-3 family is a superior alternative to mask programmed ASICs. FPGAs avoid the high initial cost, the lengthy development cycles, and the inherent inflexibility of conventional ASICs. Also, FPGA programmability permits design upgrades in the field with no hardware replacement necessary, an impossibility with ASICs.

Table 1: Summary of Spartan-3 FPGA Attributes

Device	System Gates	Equivalent Logic Cells ⁽¹⁾	CLB Array (One CLB = Four Slices)			Distributed RAM Bits (K=1024)	Block RAM Bits (K=1024)	Dedicated Multipliers	DCMs	Max. User I/O	Maximum Differential I/O Pairs
			Rows	Columns	Total CLBs						
XC3S50 ⁽²⁾	50K	1,728	16	12	192	12K	72K	4	2	124	56
XC3S200 ⁽²⁾	200K	4,320	24	20	480	30K	216K	12	4	173	76
XC3S400 ⁽²⁾	400K	8,064	32	28	896	56K	288K	16	4	264	116
XC3S1000 ⁽²⁾	1M	17,280	48	40	1,920	120K	432K	24	4	391	175
XC3S1500	1.5M	29,952	64	52	3,328	208K	576K	32	4	487	221
XC3S2000	2M	46,080	80	64	5,120	320K	720K	40	4	565	270
XC3S4000	4M	62,208	96	72	6,912	432K	1,728K	96	4	633	300
XC3S5000	5M	74,880	104	80	8,320	520K	1,872K	104	4	633	300

Notes:

- Logic Cell – 4-input Look-Up Table (LUT) plus a 'D' flip-flop. "Equivalent Logic Cells" equals "Total CLBs" x 8 Logic Cells/CLB x 1.125 effectiveness.
- These devices are available in Xilinx Automotive versions as described in [DS314: Spartan-3 Automotive XA FPGA Family](#).

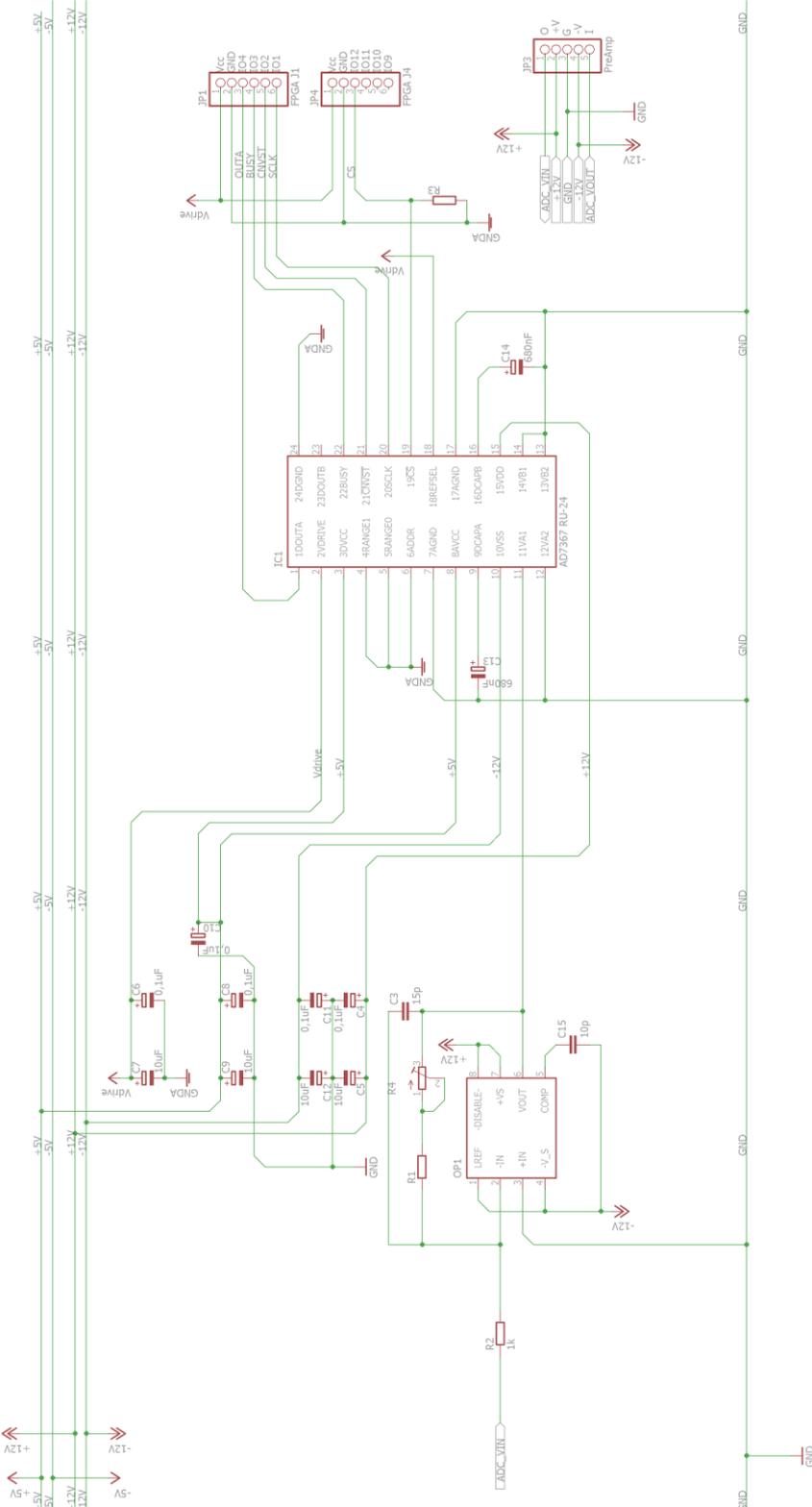
© Copyright 2003–2013 Xilinx, Inc. XILINX, the Xilinx logo, Virtex, Spartan, ISE, Artix, Kintex, Zynq, Vivado, and other designated brands included herein are trademarks of Xilinx in the United States and other countries. PCI and PCI-X are trademarks of PCI-SIG and used under license. All other trademarks are the property of their respective owners.

Features

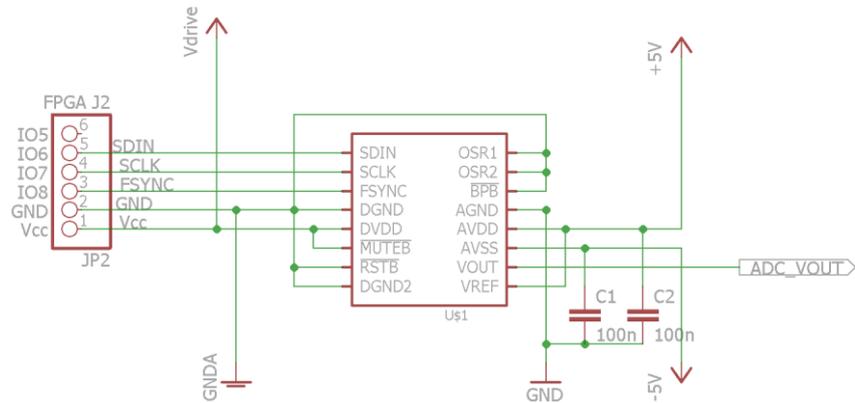
- Low-cost, high-performance logic solution for high-volume, consumer-oriented applications
 - Densities up to 74,880 logic cells
- SelectIO™ interface signaling
 - Up to 633 I/O pins
 - 622+ Mb/s data transfer rate per I/O
 - 18 single-ended signal standards
 - 8 differential I/O standards including LVDS, RSDS
 - Termination by Digitally Controlled Impedance
 - Signal swing ranging from 1.14V to 3.465V
 - Double Data Rate (DDR) support
 - [DDR, DDR2 SDRAM support](#) up to 333 Mb/s
- Logic resources
 - Abundant logic cells with shift register capability
 - Wide, fast multiplexers
 - Fast look-ahead carry logic
 - Dedicated 18 x 18 multipliers
 - JTAG logic compatible with IEEE 1149.1/1532
- SelectRAM™ hierarchical memory
 - Up to 1,872 Kbits of total block RAM
 - Up to 520 Kbits of total distributed RAM
- Digital Clock Manager (up to four DCMs)
 - Clock skew elimination
 - Frequency synthesis
 - High resolution phase shifting
- Eight global clock lines and abundant routing
- Fully supported by [Xilinx ISE®](#) and [WebPACK™](#) software development systems
- [MicroBlaze™](#) and [PicoBlaze™](#) processor, [PCI®](#), [PCI Express® PIPE Endpoint](#), and other [IP cores](#)
- Pb-free packaging options
- Automotive [Spartan-3 XA Family](#) variant

F. Schaltplan und Layout des AD/DA-Boards

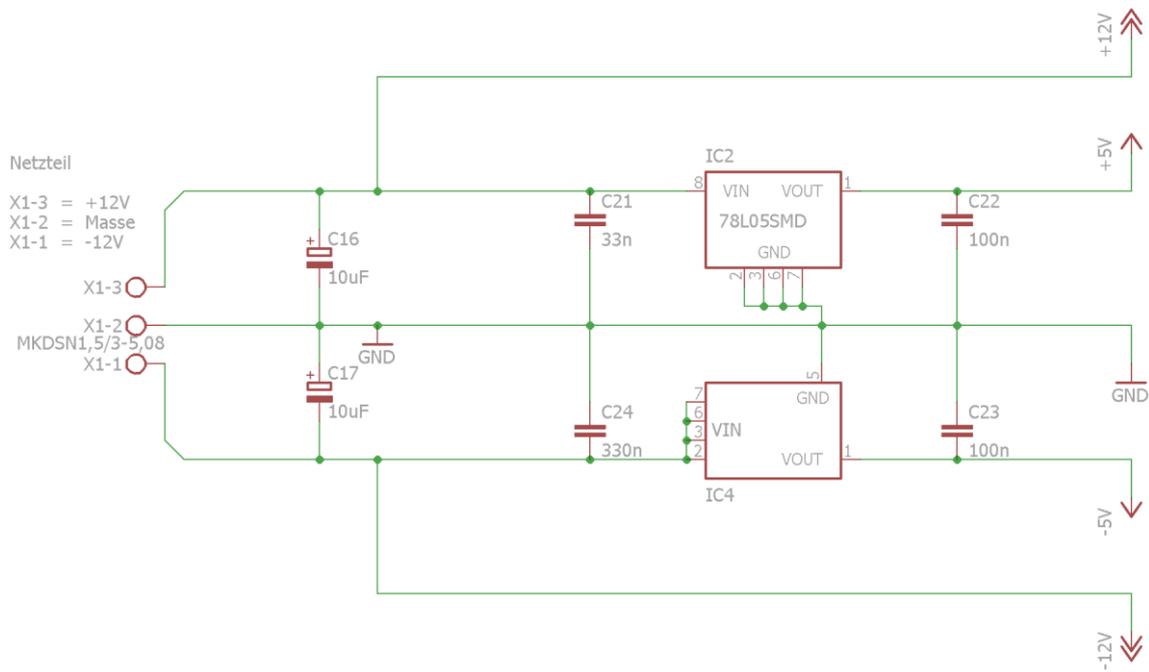
Schaltplan: AD-Wandler



Schaltplan: DA-Wandler



Schaltplan: Energieversorgung



G. Zusätzliche Tabellen und Abbildungen zu Kapitel 7

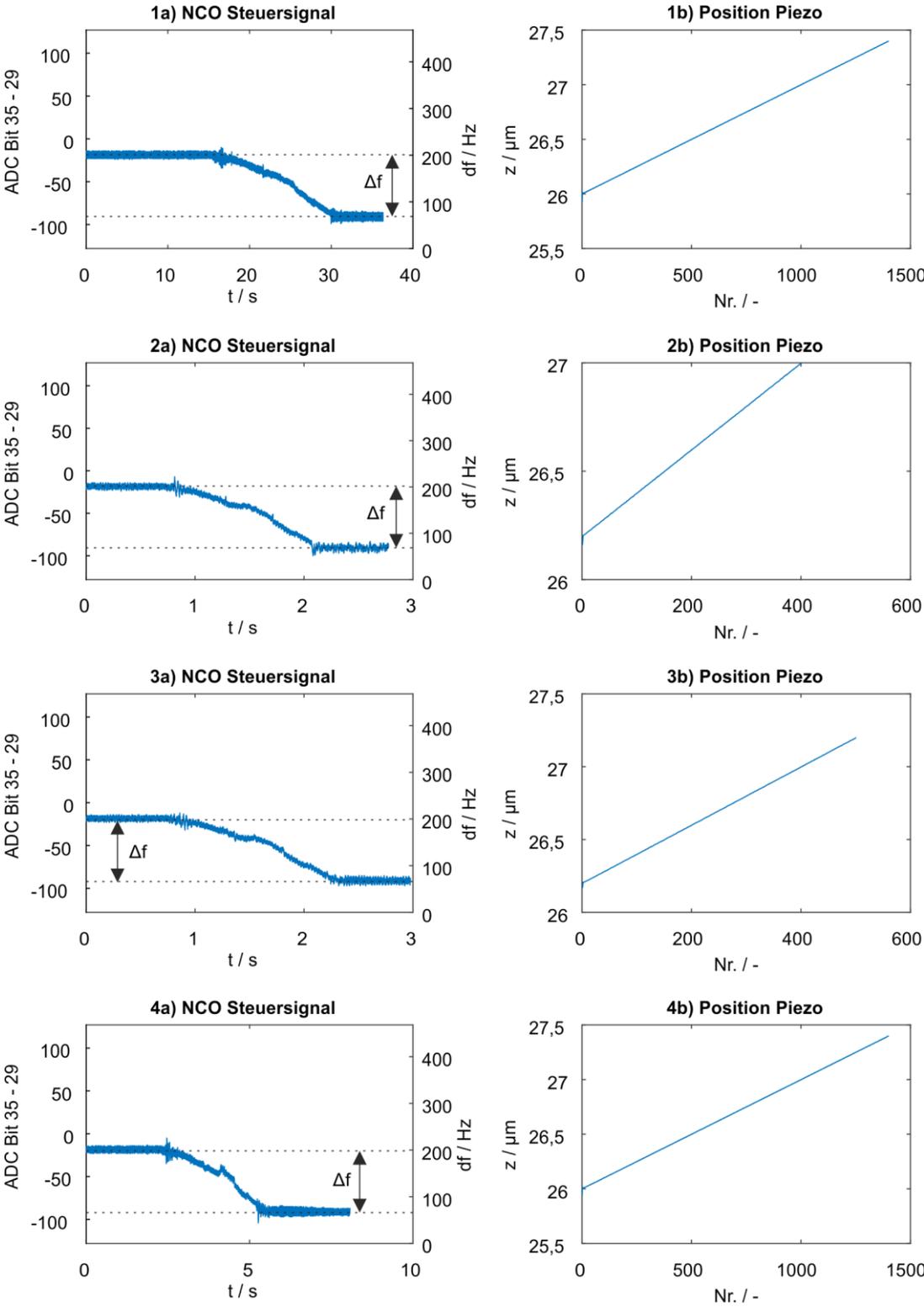


Bild 9.10: Weitere messtechnisch erfasste Antast-Kennlinien der Akiyama-Sonde mit der neu entwickelten Betriebselektronik.

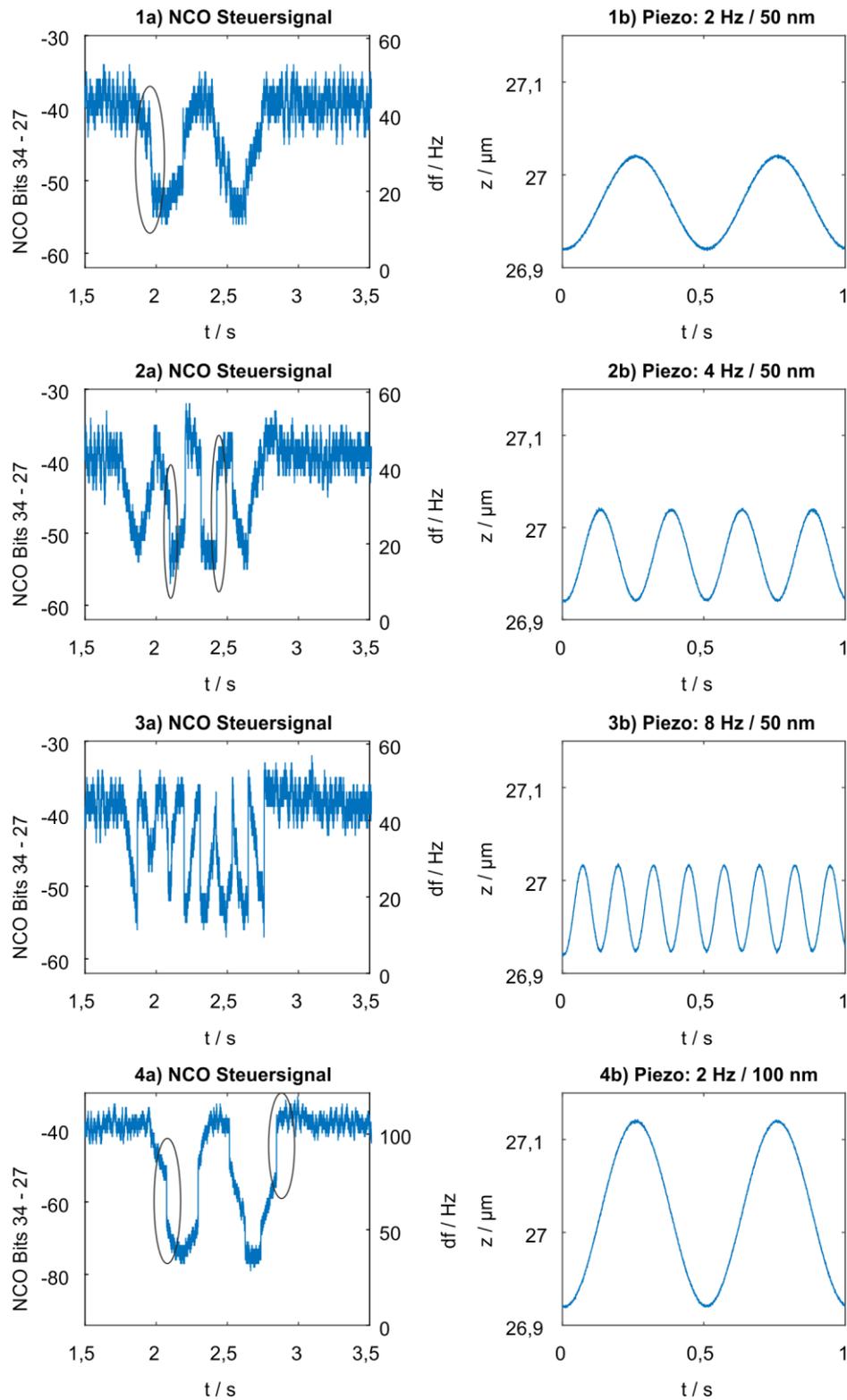


Bild 9.11: Messen von Sinusfunktionen variabler Frequenz und variabler Amplitude.

Tabelle 18: Auswertung des schrittweise Verfahren des z-Piezos aus Bild 7.8, a). Ein Bit entspricht einer Frequenzänderung von $dF = 1,92$ Hz.

Nummer	Schritt / nm	NCO Wert	NCO Änderung	df / Hz
1	-	-25,85	-	-
2	-50	-30,52	-4,67	-8,97
3	-50	-35,16	-4,64	-8,91
4	50	-28,83	6,33	12,15
5	50	-25,24	3,59	6,89
6	-50	-30,98	-5,74	-11,02
7	-50	-34,29	-3,31	-6,36
8	-50	-39,51	-5,22	-10,02
9	50	-33,98	5,53	10,62
10	50	-28,91	5,07	9,73
11	50	-25,02	3,89	7,47
Mittelwert			4,80	9,21
Standardabweichung			0,93	1,78
12	-10	-25,6	-0,58	-1,11
13	10	-26,4	-0,80	-1,54
14	10	-26,87	-0,47	-0,90
15	10	-27,33	-0,46	-0,88
16	10	-27,85	-0,52	-1,00
17	10	-29,52	-1,67	-3,21
18	10	-30,83	-1,31	-2,52
19	10	-31,94	-1,11	-2,13
20	10	-32,96	-1,02	-1,96
21	10	-33,57	-0,61	-1,17
22	10	-34,68	-1,11	-2,13
23	10	-35,61	-0,93	-1,79
Mittelwert			0,88	1,69
Standardabweichung			0,36	0,70

Tabelle 19: Auswertung des schrittweise Verfahren des z-Piezos aus Bild 7.8, b). Ein Bit entspricht einer Frequenzänderung von $df = 1,92$ Hz.

Nummer	Schritt / nm	NCO Wert	NCO Änderung	df / Hz
1	-	-39,43	-	-
2	-10	-40,43	-1,00	-1,92
3	-10	-41,55	-1,12	-2,15
4	-10	-42,56	-1,01	-1,94
5	-10	-43,79	-1,23	-2,36
6	-10	-45,35	-1,56	-3,00
7	-10	-46,74	-1,39	-2,67
8	-10	-48,70	-1,96	-3,76
9	-10	-50,30	-1,60	-3,07
10	-10	-52,35	-2,05	-3,94
11	10	-50,87	1,48	2,84
Mittelwert			1,49	2,86
Standardabweichung			0,33	0,64
12	50	-40,62	10,25	19,68

Tabelle 20: Auswertung des schrittweise Verfahren des z-Piezos aus Bild 7.8, c). Ein Bit entspricht einer Frequenzänderung von $df = 0,48$ Hz.

Nummer	Schritt / nm	NCO Wert	NCO Änderung	df / Hz
1	-	95,88	-	-
2	-10	90,54	-5,34	-2,56
3	-10	85,49	-5,05	-2,42
4	-10	82,24	-3,25	-1,56
5	-10	76,98	-5,26	-2,52
6	-10	70,01	-6,97	-3,35
7	-10	68,61	-1,40	-0,67
8	-10	58,83	-9,78	-4,69
9	-10	53,37	-5,46	-2,62
10	-10	44,73	-8,64	-4,15
Mittelwert			5,73	2,75
Standardabweichung			2,55	1,22
11	50	84,75	40,02	19,21

For further information:
info@nanosensors.com
<http://www.nanosensors.com>

NANOSENSORS
 The World, Jacobin in Soaring Heights

Measurement Data Sheet

Type:		Unit No.:				
A-Probe-10		AP-SS10-68533-10				
Position in box	Reference number	Frequency [Hz]	Quality factor	Capacitance [pF]	Freq. shift* [Hz]	
1	7587	42947	1894	1.21	127	
2	7988	42015	2312	1.12	111	
3	7989	42422	2043	1.07	124	
4	7990	42565	1716	1.10	176	
5	7991	42248	1323	0.93	209	
6	7992	42896	1418	1.39	231	
7	7993	42413	1697	0.89	169	
8	7994	42749	1597	0.80	212	
9	7995	42649	1335	0.85	239	
10	7996	42429	1452	1.22	163	

* Δf is an estimated maximum frequency shift at 20°C, RH40% conditions. Δf and Q factor vary with temperature and humidity.

This area contains informational data for viewing outside of the box.

A-Probe-10

AP-SS10-68533-10



For further information:
info@nanosensors.com
<http://www.nanosensors.com>

NANOSENSORS
 The World, Jacobin in Soaring Heights

Measurement Data Sheet

Type:		Unit No.:				
A-Probe-10		AP-SS10-68363-21				
Position in box	Reference number	Frequency [Hz]	Quality factor	Capacitance [pF]	Freq. shift* [Hz]	
1	9193	44032	1525	1.21	112	
2	9194	44199	1511	0.97	155	
3	9195	44408	1481	1.06	136	
4	9196	43629	1381	0.87	210	
5	9197	43770	1017	0.66	260	
6	9198	43770	1453	1.04	228	
7	9199	43868	1323	0.99	150	
8	9200	43881	1221	0.87	234	
9	9201	43602	1217	0.66	204	
10	9202	43459	961	0.66	298	

* Δf is an estimated maximum frequency shift at 20°C, RH40% conditions. Δf and Q factor vary with temperature and humidity.

This area contains informational data for viewing outside of the box.

A-Probe-10

AP-SS10-68363-21



H. Datenblätter unterschiedlicher Akiyama-Sonden

Literaturverzeichnis

- [1] PFEIFER, Tilo: *Fertigungsmesstechnik*. 2., überarb. Aufl. München, Wien : Oldenbourg, 2001
- [2] IMKAMP, Dietrich ; SCHMITT, Robert ; BERTHOLD, Jürgen: *Blick in die Zukunft der Fertigungsmesstechnik*. In: *tm - Technisches Messen* 79 (2012), Nr. 10, S. 433–439
- [3] ARICÒ, Antonino Salvatore ; BRUCE, Peter ; SCROSATI, Bruno ; TARASCON, Jean-Marie ; VAN SCHALKWIJK, Walter: *Nanostructured materials for advanced energy conversion and storage devices*. In: *Nature materials* 4 (2005), Nr. 5, S. 366–377
- [4] CARUSO, Rachel A. ; ANTONIETTI, Markus: *Sol-Gel Nanocoating : An Approach to the Preparation of Structured Materials*. In: *Chemistry of Materials* 13 (2001), Nr. 10, S. 3272–3282
- [5] VOLK, Raimund: *Rauheitsmessung : Theorie und Praxis*. 1. Aufl. Berlin, Wien, Zürich : Beuth, 2005 (Praxis : Normung, Terminologie, Messwesen)
- [6] RAHLVES, M. ; SEEWIG, Jörg: *Optisches Messen technischer Oberflächen: Messprinzipien und Begriffe* : Beuth Verlag GmbH, 2009
- [7] VDI/VDE 2601. Oktober 1991. *Anforderungen an die Oberflächengestalt zur Sicherung der Funktionstauglichkeit spanend hergestellter Flächen - Zusammenstellung der Kenngrößen (Ersetzt / zurückgezogen)*
- [8] KERSCHER, Eberhard: *Influence of Microstructure and Micro Notches on the Fatigue Limit*. In: *Procedia Engineering* 74 (2014), S. 210–217
- [9] HORNBOGEN, Erhard ; EGGELER, Gunther ; WERNER, Ewald: *Werkstoffe : Aufbau und Eigenschaften von Keramik-, Metall-, Polymer- und Verbundwerkstoffen*. 10., neu bearb. Aufl. Berlin [u.a.] : Springer Berlin, 2012 (Springer-Lehrbuch)
- [10] CZICHOS, Horst ; HABIG, Karl-Heinz: *Tribologie-Handbuch : Tribometrie, Tribomaterialien, Tribotechnik*. 3., überarbeitete und erw. Aufl. Wiesbaden : Vieweg+Teubner Verlag / GWV Fachverlage, Wiesbaden, 2010 (Studium)
- [11] DIN 1319-2. Oktober 2005. *Grundlagen der Messtechnik – Teil 2: Begriffe für Messmittel*
- [12] WARNECKE, Hans-Jürgen ; DUTSCHKE, Wolfgang: *Fertigungsmeßtechnik : Handbuch für Industrie und Wissenschaft*. Berlin, Heidelberg : Springer Berlin Heidelberg; Imprint; Springer, 1984
- [13] DIN 4760. Juni 1982. *Gestaltabweichungen Begriffe Ordnungssystem*

- [14] SEEWIG, J. ; HERCKE, T.: *Lead characterisation by an objective evaluation method*. In: *Wear* 266 (2009), 5-6, S. 530–533
- [15] DONG, W. P. ; SULLIVAN, P. J. ; STOUT, K. J.: *Comprehensive study of parameters for characterising three- dimensional surface topography*. In: *Wear* 178 (1994), 1-2, S. 29–43
- [16] FRANCO, Luiz Alberto ; SINATORA, Amilton: *3D surface parameters (ISO 25178-2) : Actual meaning of Spk and its relationship to Vmp*. In: *Precision Engineering* 40 (2015), S. 106–111
- [17] DIN EN ISO 4287. Juli 2010. *Geometrische Produktspezifikation (GPS) – Oberflächenbeschaffenheit: Tastschnittverfahren – Benennungen, Definitionen und Kenngrößen der Oberflächenbeschaffenheit*
- [18] BODSCHWINNA, Horst ; HILLMANN, Walter: *Oberflächenmesstechnik mit Tastschnittgeräten in der industriellen Praxis*. 1. Aufl. Berlin, Köln : Beuth, 1992 (Beuth-Kommentare)
- [19] DIN EN ISO 3274. November 1997. *Geometrische Produktspezifikationen (GPS) Oberflächenbeschaffenheit: Tastschnittverfahren Nenneigenschaften von Tastschnittgeräten*
- [20] DIN EN ISO 4288. April 1998. *Geometrische Produktspezifikationen (GPS) Oberflächenbeschaffenheit: Tastschnittverfahren Regeln und Verfahren für die Beurteilung der Oberflächenbeschaffenheit*
- [21] MEIJERING, Erik: *A chronology of interpolation: from ancient astronomy to modern signal and image processing - Proceedings of the IEEE : Proceedings of the IEEE 90.3 (2002): 319-342*.
- [22] RAID, Indek ; KUSNEZOWA, Tatjana ; SEEWIG, Jörg: *Application of ordinary kriging for interpolation of micro-structured technical surfaces*. In: *Measurement Science and Technology* 24 (2013), Nr. 9, S. 95201
- [23] DIN EN ISO 25178-2. September 2012. *Geometrische Produktspezifikation (GPS) – Oberflächenbeschaffenheit: Flächenhaft – Teil 2: Begriffe und Oberflächen-Kenngrößen*
- [24] GADELMAWLA, E. S. ; KOURA, M. M. ; MAKSOD, T.M.A. ; ELEWA, I. M. ; SOLIMAN, H. H.: *Roughness parameters*. In: *Journal of Materials Processing Technology* 123 (2002), Nr. 1, S. 133–145
- [25] DIN EN ISO 13565-2. April 1998. *Oberflächenbeschaffenheit: Tastschnittverfahren Oberflächen mit plateauartigen funktionsrelevanten Eigenschaften Teil 2: Beschreibung der Höhe mittels linearer Darstellung der Materialanteilkurve*
- [26] ZIPIN, R. B.: *Analysis of the surface roughness parameter proposals*. In: *Precision Engineering* 12 (1990), Nr. 2, S. 106–108

- [27] ZIPIN, Richard B.: *The analysis of profile strata for surface texture specification*. In: *Applications of Surface Science* 15 (1983), 1-4, S. 334–358
- [28] KEFERSTEIN, Claus P. ; MARXER, Michael: *Fertigungsmesstechnik : Praxisorientierte Grundlagen, moderne Messverfahren*. 8., vollst. überarb. u. erw. Aufl. Wiesbaden : Springer Fachmedien Wiesbaden, 2015
- [29] DIN EN ISO 25178-6. Juni 2010. *Geometrische Produktspezifikation (GPS) – Oberflächenbeschaffenheit: Flächenhaft – Teil 6: Klassifizierung von Methoden zur Messung der Oberflächenbeschaffenheit*
- [30] SCHMALZ, G.: *Über Glätte und Ebenheit als physikalisches und physiologisches Problem*. In: *Verein Deutscher Ingenieure* (1929), S. 1461–1467
- [31] WHITEHOUSE, David J.: *Surfaces and their measurement*. Updated ed. London : Kogan Page Science, 2004
- [32] STRÖER, Felix: *System identification and control parameter optimization for a stylus profiler with exchangeable cantilevers*. In: *Engineering Science and Technology, an International Journal* 21 (2018), Nr. 1, S. 117–121
- [33] JENOPTIK AG: *HOMMEL-ETAMIC nanoscan 855 : (Datenblatt)*. Jena
- [34] LOU, Shan ; JIANG, Xiangqian ; SCOTT, Paul J.: *Applications of Morphological Operations in Surface Metrology and Dimensional Metrology*. In: *Journal of Physics: Conference Series* 483, Nr. 1, S. 12020. URL <http://iopscience.iop.org/article/10.1088/1742-6596/483/1/012020/pdf>
- [35] HOCKEN, R. J. ; CHAKRABORTY, N. ; BROWN, C.: *Optical Metrology of Surfaces*. In: *CIRP Annals* 54 (2005), Nr. 2, S. 169–183
- [36] DEPIEREUX, Frank ; HAMM, Wolfgang ; SCHMITT, Robert ; MALLMANN, Guilherme F.: *Fiber-Optical Interferometer for Distance Measurements : Investigation of Linearity* *Linearitätsuntersuchungen eines faseroptischen Distanzmesssystems*. In: *tm - Technisches Messen* 76 (2009), 7-8, S. 405
- [37] WECKENMANN, A. ; TAN, Ö. ; HOFFMANN, J. ; SUN, Z.: *Practice-oriented evaluation of lateral resolution for micro- and nanometre measurement techniques*. In: *Measurement Science and Technology* 20 (2009), Nr. 6, S. 65103. URL <http://iopscience.iop.org/article/10.1088/0957-0233/20/6/065103/pdf>
- [38] POON, Chin Y. ; BHUSHAN, Bharat: *Comparison of surface roughness measurements by stylus profiler, AFM and non-contact optical profiler*. In: *Wear* 190 (1995), Nr. 1, S. 76–88
- [39] BINNIG, G. ; ROHRER, H.: *Scanning tunneling microscopy*. In: *Surface Science* 126 (1983), 1-3, S. 236–244
- [40] BINNIG ; QUATE ; GERBER: *Atomic force microscope*. In: *Physical review letters* 56 (1986), Nr. 9, S. 930–933

- [41] LEACH, Richard K. ; BOYD, Robert ; BURKE, Theresa ; DANZEBRINK, Hans-Ulrich ; DIRSCHERL, Kai ; DZIOMBA, Thorsten ; GEE, Mark ; KOENDERS, Ludger ; MORAZZANI, Valerie ; PIDDUCK, Allan ; ROY, Debdulal ; UNGER, Wolfgang E. S. ; YACOOT, Andrew: *The European nanometrology landscape*. In: *Nanotechnology* 22 (2011), Nr. 6, S. 62001
- [42] NANOSENSORS: *PointProbe® Plus : Silicon-SPM-Probes*. (Datenblatt)
- [43] NANOSURF AG: *LensAFM brochure : AFM for upright microscopes and 3D profilometers*. (Datenblatt)
- [44] EATON, Peter Jonathan ; WEST, Paul: *Atomic force microscopy*. Oxford, New York : Oxford University Press, 2010
- [45] MEYER, E.: *Atomic force microscopy*. In: *Progress in Surface Science* 41 (1992), Nr. 1, S. 3–49
- [46] SALAPAKA, SRINIVASA ; SALAPAKA, MURTI: *Scanning Probe Microscopy*. In: *IEEE Control Systems Magazine* 28 (2008), Nr. 2, S. 65–83
- [47] GIESSIBL, Franz J.: *Advances in atomic force microscopy*. In: *Reviews of Modern Physics* 75 (2003), Nr. 3, S. 949–983
- [48] DANZEBRINK, H.-U. ; KOENDERS, L. ; WILKENING, G. ; YACOOT, A. ; KUNZMANN, H.: *Advances in Scanning Force Microscopy for Dimensional Metrology*. In: *CIRP Annals - Manufacturing Technology* 55 (2006), Nr. 2, S. 841–878
- [49] YACOOT, Andrew ; KOENDERS, Ludger: *Aspects of scanning force microscope probes and their effects on dimensional measurement*. In: *Journal of Physics D: Applied Physics* 41 (2008), Nr. 10, S. 103001
- [50] DAI, Gaoliang ; ZHU, Fan ; FLUEGGE, Jens: *High-speed metrological large range AFM*. In: *Measurement Science and Technology* 26 (2015), Nr. 9, S. 95402
- [51] YACOOT, Andrew ; KOENDERS, Ludger: *Recent developments in dimensional nanometrology using AFMs*. In: *Measurement Science and Technology* 22 (2011), Nr. 12, S. 122001
- [52] SHAW, H. S.: *Oscillating Crystals*. In: *QST Magazine* 11 (1924), Nr. 7
- [53] FRIEDT, J.-M. ; CARRY, É.: *Introduction to the quartz tuning fork*. In: *American Journal of Physics* 75 (2007), Nr. 5, S. 415–422
- [54] SAUERBREY, Günter: *Verwendung von Schwingquarzen zur Wägung dünner Schichten und zur Mikrowägung*. In: *Z. Physik (Zeitschrift für Physik)* 155 (1959), Nr. 2, S. 206–222
- [55] HINSBERG, William D. ; KANAZAWA, Kay K.: *Quartz crystal microbalance thin-film dissolution rate monitor*. In: *Review of Scientific Instruments* 60 (1989), Nr. 3, S. 489–492

-
- [56] JUN, Xu ; BO, You ; XIN, Li ; JUAN, Cui: *Theoretical model and optimization of a novel temperature sensor based on quartz tuning fork resonators*. In: *Physica Scripta T129* (2007), S. 316–320
- [57] OXFORD INSTRUMENTS: *QPlus Technology*. (Datenblatt)
- [58] GIESSIBL, Franz J.: *High-speed force sensor for force microscopy and profilometry utilizing a quartz tuning fork*. In: *Applied Physics Letters* 73 (1998), Nr. 26, S. 3956–3958
- [59] GIESSIBL, Franz J.: *Atomic resolution on Si(111)-(7×7) by noncontact atomic force microscopy with a force sensor based on a quartz tuning fork*. In: *Applied Physics Letters* 76 (2000), Nr. 11, S. 1470–1472
- [60] TYRRELL, James W. G. ; SOKOLOV, Dmitri V. ; DANZEBRINK, Hans-Ulrich: *Development of a scanning probe microscope compact sensor head featuring a diamond probe mounted on a quartz tuning fork*. In: *Measurement Science and Technology* 14 (2003), Nr. 12
- [61] CHEN, C. Julian ; SCHWARZ, Alex ; WIESENDANGER, Roland ; HORN, Oliver ; MULLER, Jorg: *Three-electrode self-actuating self-sensing quartz cantilever: design, analysis, and experimental verification*. In: *The Review of scientific instruments* 81 (2010), Nr. 5, S. 53702
- [62] GIESSIBL, Franz J.: Principles and Applications of the qPlus Sensor. In: MORITA, Seizo; GIESSIBL, Franz J.; WIESENDANGER, Roland (Hrsg.): *Noncontact Atomic Force Microscopy : Volume 2*. Online-Ausg. Berlin, Heidelberg : Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2009 (SpringerLink: Springer e-Books), S. 121–142
- [63] AKIYAMA, T. ; STAUFER, U. ; ROOIJ, N.F de: *Self-sensing and self-actuating probe based on quartz tuning fork combined with microfabricated cantilever for dynamic mode atomic force microscopy*. In: *Applied Surface Science* 210 (2003), 1-2, S. 18–21
- [64] AKIYAMA, T. ; SUTER, K. ; ROOIJ, N. F. de ; STAUFER, U.: *Novel Dynamic Scanning Microscope Probe and its Application to Local Electrical Measurement in an Ion Sensitive Field Effect Transistor*. In: *MRS Proceedings* 838 (2004), S. 110
- [65] AKIYAMA, Terunobu ; SUTER, Kaspar ; ROOIJ, Nicolaas F. de ; BAUMGARTNER, Andreas ; GILDEMEISTER, Arnd E. ; IHN, Thomas ; ENSSLIN, Klaus ; STAUFER, Urs: *Scanning Probe with Tuning Fork Sensor, Microfabricated Silicon Cantilever and Conductive Tip for Microscopy at Cryogenic Temperature*. In: *Japanese Journal of Applied Physics* 45 (2006), 3B, S. 1992–1995
- [66] AKIYAMA, Terunobu ; ROOIJ, Nicolaas F. de ; STAUFER, Urs ; DETTERBECK, Manfred ; BRAENDLIN, Dominik ; WALDMEIER, Simon ; SCHEIDIGER, Martin: *Implementation and characterization of a quartz tuning fork based probe consisted of discre-*

- te resonators for dynamic mode atomic force microscopy*. In: *The Review of scientific instruments* 81 (2010), Nr. 6, S. 63706
- [67] NANOSENSORS: *Akiyama-Probe (A-Probe) technical guide*. Neuchatel, 2009
- [68] NANOSENSORS: *Akiyama-Probe (A-Probe) guide*. Neuchatel, 2009
- [69] CHEN, Xiaomei: *Atomic Force Microscope (AFM) Cantilevers as Encoder for Real-Time Displacement Measurements*. Berlin : Mensch und Buch, 2011 (Berichte aus dem Institut für Elektrische Messtechnik und Grundlagen der Elektrotechnik 36)
- [70] FERRARA, Marco: *Amplitude controlled oscillator for lateral force microscopy. High sensitivity and cheap and compact design without the use of lock-in detection systems*. In: *Nanotechnology* 14 (2003), Nr. 4, S. 427–432
- [71] JERSCH, Johann ; MALETZKY, Tobias ; FUCHS, Harald: *Interface circuits for quartz crystal sensors in scanning probe microscopy applications*. In: *Review of Scientific Instruments* 77 (2006), Nr. 8, S. 83701
- [72] RUST, H.-P. ; HEYDE, M. ; FREUND, H.-J.: *Signal electronics for an atomic force microscope equipped with a double quartz tuning fork sensor*. In: *Review of Scientific Instruments* 77 (2006), Nr. 4, S. 43710
- [73] RYCHEN, J. ; IHN, T. ; STUDERUS, P. ; HERRMANN, A. ; ENSSLIN, K.: *A low-temperature dynamic mode scanning force microscope operating in high magnetic fields*. In: *Review of Scientific Instruments* 70 (1999), Nr. 6, S. 2765–2768
- [74] NANOANDMORE GMBH: *Tuning Fork Sensor Controller*. Wetzlar, 2011
- [75] GUO, Tong ; WANG, Longlong ; CHEN, Jinping ; FU, Xing ; HU, Xiaotang: *Development of a large-range atomic force microscope measuring system for optical free form surface characterization*. In: *Measurement Science and Technology* 23 (2012), Nr. 11, S. 115401
- [76] CHEN, Xiaomei ; KOENDERS, Ludger ; WOLFF, Helmut ; NEDDERMEYER, Holger ; HAERTIG, Frank: *Atomic force microscope cantilevers as encoders for real-time forward and backward displacement measurements*. In: *Measurement Science and Technology* 22 (2011), Nr. 9, S. 94017
- [77] STUCKLIN, Stephan ; GULLO, Maurizio Rosario ; AKIYAMA, Terunobu ; SCHEIDIGER, Martin: *Atomic force microscopy for industry with the Akiyama-Probe sensor*. In: MULVANEY, Paul (Hrsg.): *International Conference on Nanoscience and Nanotechnology, 2008 : ICONN 2008 ; 25 - 29 Feb. 2008, Melbourne, Australia*. Piscataway, NJ : IEEE, 2008, S. 79–82
- [78] HAHM, M. D. ; FRIEDMAN, E. G. ; TITLEBAUM, E. L.: *Analog vs. digital: a comparison of circuit implementations for low-power matched filters*. In: *1996 IEEE In-*

- ternational Symposium on Circuits and Systems. Circuits and Systems Connecting the World. ISCAS 96, S. 280–283*
- [79] DUBEY, Rahul: *Introduction to Embedded System Design Using Field Programmable Gate Arrays*. Berlin : Springer, 2010
- [80] BÄHRING, Helmut: *Anwendungsorientierte Mikroprozessoren : Mikrocontroller und Digitale Signalprozessoren*. 4., vollst. überarb. Aufl. Berlin : Springer, 2010 (eXamen.press)
- [81] TIETZE, Ulrich ; SCHENK, Christoph ; GAMM, Eberhard: *Halbleiter-Schaltungstechnik*. 15., überarb. und erw. Aufl. Berlin [u.a.] : Springer Vieweg, 2016
- [82] KESEL, Frank ; BARTHOLOMÄ, Ruben: *Entwurf von digitalen Schaltungen und Systemen mit HDLs und FPGAs : Einführung mit VHDL und SystemC*. 3., korrigierte und aktualisierte Auflage. München : Oldenbourg Wissenschaftsverlag, 2013
- [83] BERNS, Karsten ; SCHÜRMAN, B. ; TRAPP, Mario: *Eingebettete Systeme : Systemgrundlagen und Entwicklung eingebetteter Software*. 1. Aufl. Wiesbaden : Vieweg + Teubner, 2010 (Vieweg Studium)
- [84] COMPTON, Katherine ; SCOTT, Hauck: *An introduction to reconfigurable computing : IEEE Computer 9 (2000)*.
- [85] BOEHM, B. W.: *A spiral model of software development and enhancement*. In: *Computer 21 (1988), Nr. 5, S. 61–72*
- [86] SINGH, Vimal: *Discussion on Barkhausen and Nyquist stability criteria*. In: *Analog Integrated Circuits and Signal Processing 62 (2010), Nr. 3, S. 327–332*
- [87] NANOANDMORE GMBH: *Tuning Fork Sensor Controller : Reference manual (Handbuch)*
- [88] WESSENDORF, Kurt O.: *The active-bridge oscillator for use with liquid loaded QCM sensors : Proceedings of the 2001 IEEE International Frequency Control Symposium & PDA Exhibition*. [Piscataway, N.J.] : IEEE, 2002
- [89] TORRES VILLA, Robinsón Alberto: *Instrumental techniques for improving the measurements based on quartz crystal microbalances // Instrumental techniques for improving the measurements based on Quartz Crystal Microbalances (Técnicas instrumentales para mejorar las mediciones con microbalanzas de cuarzo)*. València, Universitat Politècnica de València, Departamento de Ingeniería Electrónica - Departament d'Enginyeria Electrònica. Dissertation. 2007. URL <https://riunet.upv.es/handle/10251/17323> – Überprüfungsdatum 2018-08-19
- [90] ZIARANI, A.K ; KONRAD, A.: *A method of extraction of nonstationary sinusoids*. In: *Signal Processing 84 (2004), Nr. 8, S. 1323–1346*

- [91] CHEN, Kui Fu: *Estimating Parameters of a Sine Wave by Separable Nonlinear Least Squares Fitting*. In: *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* 59 (2010), Nr. 12, S. 3214–3217
- [92] SO, H. C.: *A comparative study of three recursive least-squares algorithms for single-tone frequency tracking*. In: *Signal Processing* 83 (2003), Nr. 9, S. 2059–2062
- [93] NISHIYAMA, K.: *A nonlinear filter for estimating a sinusoidal signal and its parameters in white noise : On the case of a single sinusoid*. In: *IEEE Transactions on Signal Processing* 45 (1997), Nr. 4, S. 970–981
- [94] HOVIN, M. ; SAETHER, T. ; WISLAND, D. T. ; LAND, T. S.: *A narrow-band delta-sigma frequency-to-digital converter*. In: *Circuits and Systems, 1997. ISCAS '97., Proceedings of 1997 IEEE International Symposium on 1997* (1997), Nr. 1, S. 77–80
- [95] GABRIELLI, C. ; PERROT, H. ; ROSE, D. ; RUBIN, A. ; TOQUE, J. P. ; PHAM, M. C. ; PIRO, B.: *New frequency/voltage converters for ac-electrogravimetric measurements based on fast quartz crystal microbalance*. In: *The Review of scientific instruments* 78 (2007), Nr. 7, S. 74103
- [96] TORRES, Robinson ; ARNAU, Antonio ; PERROT, Hubert ; & AEDO, José Edinson: *ELECTRONIC SYSTEM FOR EXPERIMENTATION IN AC ELECTROGRAVIMETRY II: IMPLEMENTED DESIGN*. In: *Revista EIA* (2007), Nr. 7, S. 63–73
- [97] TORRES, R. ; GARCIA, J. V. ; ARNAU, A. ; PERROT, H. ; KIM, L. To Thi ; GABRIELLI, C.: *Improved frequency/voltage converters for fast quartz crystal microbalance applications*. In: *The Review of scientific instruments* 79 (2008), Nr. 4, S. 45113
- [98] JAKOBY, B. ; ART, G. ; BASTEMEIJER, J.: *Novel analog readout electronics for microacoustic thickness shear-mode sensors*. In: *IEEE Sensors Journal* 5 (2005), Nr. 5, S. 1106–1111
- [99] IHN, T. ; VANCURA, T. ; BAUMGARTNER, A. ; STUDERUS, P. ; & ENSSLIN, K.: *Operating a phase-locked loop controlling a high-Q tuning fork sensor for scanning force microscopy*. In: *arXiv preprint cond-mat/0112415*.
- [100] RYCHEN, Jörg: *Combined Low-Temperature Scanning Probe Microscopy and Magneto-Transport Experiments for the Local Investigation of Mesoscopic Systems*. Zürich, ETH Zürich, Diss., Naturwissenschaften ETH Zürich, Nr. 14119, 2001. Dissertation
- [101] BAYAT, Dara ; AKIYAMA, Terunobu ; ROOIJ, Nicolaas F. de ; STAUFER, Urs: *Dynamic behavior of the tuning fork AFM probe*. In: *Microelectronic Engineering* 85 (2008), 5-6, S. 1018–1021

-
- [102] ADRIAENS, H.J.M.T.S. ; KONING, W. L. de ; BANNING, R.: *Modeling piezoelectric actuators*. In: *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics* 5 (2000), Nr. 4, S. 331–341
- [103] LEE, Sungkyu ; MOON, Yangho ; LEE, Jaekyu ; YOON, Jeongho ; MOON, Ji-Hoon ; KIM, Jong-hee ; YOO, Seung-Hyun ; CHUNG, Hyungsik: *Analytical and finite element method design of quartz tuning fork resonators and experimental test of samples manufactured using photolithography 2 : Comprehensive analysis of resonance frequencies using Sezawa's approximations*. In: *Vacuum* 78 (2005), Nr. 1, S. 91–105
- [104] ORIA, Roger ; OTERO, Jorge ; GONZALEZ, Laura ; BOTAYA, Luis ; CARMONA, Manuel ; PUIG-VIDAL, Manel: *Finite element analysis of electrically excited quartz tuning fork devices*. In: *Sensors (Basel, Switzerland)* 13 (2013), Nr. 6, S. 7156–7169
- [105] LUNZE, Jan: *Regelungstechnik 2 : Mehrgrößensysteme Digitale Regelung*. Berlin, Heidelberg : Springer Berlin Heidelberg, 1997 (Springer-Lehrbuch)
- [106] VOLDER, Jack E.: *The CORDIC Trigonometric Computing Technique*. In: *IRE Transactions on Electronic Computers* EC-8 (1959), Nr. 3, S. 330–334
- [107] XILINX: *LogiCORE IP CORDIC v4.0 : DS249 March 1, 2011*

Abbildungsverzeichnis

Bild 1.1 Trends der Produktionstechnik als treibender Faktor für Entwicklungen im Bereich der Fertigungsmesstechnik [2].	2
Bild 2.1: Zusammenhang zwischen Oberflächenzustand, Funktion und Prüfaufgabe in Anlehnung an VDI/VDE 2601 [7].	6
Bild 2.2: Messaufgaben der Fertigungsmesstechnik [1].	7
Bild 2.3: Ordnungssystem für Gestaltabweichungen für die Unterscheidung von Formabweichungen, Welligkeit und Rauheit [13].	9
Bild 2.4: Frequenzorientierte Aufteilung der Istoberfläche in Welligkeitsprofil und Rauheitsprofil in Anlehnung an [17].	10
Bild 2.5: Visualisierung des normgerechten Vorgehens zur Ermittlung von Rauheitskenngrößen (Welligkeit und Primärprofil kursiv dargestellt)...	11
Bild 2.6: Schematische Darstellung eines Tastschnittgeräts in Form eines Bezugsflächentastschnittgeräts inklusive Signalverarbeitungskette [19, 28].	13
Bild 2.7: Morphologische Filterwirkung der Tastspitze eines Tastschnittgeräts für zwei verschiedene Tastspitzenradien [34].	14
Bild 2.8: Funktionsprinzip eines Weißlichtinterferometers [6].	15
Bild 2.9: Vergleich der lateralen und vertikalen Auflösung verschiedener physikalischer Messprinzipien zur Rauheitsmessung [41].	17
Bild 2.10: Funktionsweise und Elemente eines Rasterkraftmikroskops [40, 44].	18
Bild 2.11: Qualitative Darstellung der zwischen Tastspitze und Probenoberfläche wirkenden Van der Waals Kraft, repulsiven Kraft sowie das Lennard-Jones Potenzial als Überlagerung von anziehenden und repulsiven Kräften [44, 46, 47].	20
Bild 2.12: Auswirkung von Topografie, Materialunterschieden, elektrostatischen Kräften, Haftung und Reibung sowie elastischer und plastischer Deformation auf eine Rasterkraftmessung [48].	21
Bild 2.13: Übersicht über mögliche Betriebsmodi für Rasterkraftmikroskope [45]. ...	22
Bild 2.14: Gleichgewichtslagen für Cantilever im statischen Betriebsmodus in Abhängigkeit des Abstands zwischen Probe und Tastspitze [35].	23
Bild 2.15: Verschiebung der Resonanzkurve durch Wechselwirkung der Sonde mit der Probe im dynamischen Modus mit und ohne Kontakt.	24
Bild 2.16: Betriebspunkte- und Modi für Rasterkraftmikroskope im Kraft-Abstandsdiagramm [32].	24
Bild 2.17: Abbildung eines QPlus-Sensors (links) aus [59], sowie elektrisches Funktionsprinzip des QPlus-Sensors (rechts, [59, 62]).	26

- Bild 2.18: REM-Aufnahme der Akiyama-Sonde mit Abmessungen; Ansicht der gesamten Stimmgabel mit Siliziumstruktur (links); Siliziumstruktur im Detail (rechts oben); Tastspitze im Detail (rechts unten) 27
- Bild 2.19: Darstellung des Prinzips der sensorlosen Auslenkungsmessung. Die mechanische Oszillation der Stimmgabel wird durch die aufgebrachte Siliziumstruktur in die Z-Ebene transformiert. 28
- Bild 2.20: Qualitative Sensorkennlinie der Akiyama-Sonde. Ohne Probenkontakt schwingt die Sonde bei Resonanzfrequenz f_0 (a). Mit zunehmendem Kontakt verringert sich die Amplitude, gleichzeitig steigt die Frequenz ((b) und (c)). Bei Vollkontakt kann keine mechanische Schwingung mehr beobachtet werden (d), die Verschiebung der Resonanzfrequenz beträgt $f_0 + \Delta f$ und kann messtechnisch erfasst werden..... 29
- Bild 2.21: Betriebselektronik der Akiyama-Sonde, bestehend aus Controller und Vorverstärkerschaltung..... 30
- Bild 2.22: Aufbau und Architektur eines FPGA am Beispiel des Spartan-3E von Xilinx nach [79] und [82]. 35
- Bild 3.1: Eingliederung des „Rauheits-AFM“ bezüglich lateraler und vertikaler Auflösung zwischen industriell genutzten optischen und taktilen Messgeräten für die Rauheitsmessung und Rastersondenmikroskopen. 39
- Bild 3.2: Spiralmodell als methodisches Vorgehen zur modellbasierten Neuentwicklung der Betriebselektronik der Akiyama-Sonde. 41
- Bild 4.1: Blockschaltbild des Tuning Fork Sensor Controllers und der Vorverstärkerschaltung mit dem Blöcken „Vorverstärker“, „selbsterregende Schwingung“ und „Frequenzmessung“ [74]. 44
- Bild 4.2: XYZ Positioniersystem zur Grob-Positionierung (links) sowie XYZ-Piezo-Scanner mit Akiyama-Sonde und Messobjekt (rechts). 46
- Bild 4.3: Signalflüsse im Versuchsaufbau; der Piezo-Controller übernimmt die Funktion als zentraler Datenlogger..... 47
- Bild 4.4: Darstellung der verschiedenen Bewegungsmuster und Mess-Modi von Piezo-Scanner und Akiyama-Sonde mit exemplarischen Signalverläufen..... 49
- Bild 4.5: Auswirkung der Einstellgrößen Amplitude, Gain und Phase auf das Messsignalrauschen einer Akiyama-Sonde..... 53
- Bild 4.6: Vorgehen zur Charakterisierung einer AW-Kurve anhand eines fiktiven Messsignals $U_{mess}(t)$, aufgetragen über der Zeit (a) sowie über dem Weg des z-Piezos (b), sowie reale AW-Kurve, aufgetragen über der Zeit (c) und dem Weg des z-Piezos (d). 55
- Bild 4.7: Experimentelle Ermittlung des Frequenzgangs der Akiyama-Sonde. Amplitudenübertragung (a), Standardabweichung der Residuen in Abhängigkeit der Frequenz (b) und Phasenübertragung (c)..... 60

Bild 4.8: Wiederholmessungen (Trace) auf dem Ebenheitsnormal mit unterschiedlichen Vorschubgeschwindigkeiten.	62
Bild 4.9: Exemplarisches Vorgehen zur Bewertung einer Messung auf einem Raunormal (hier superfein Stufe 1).....	65
Bild 5.1 Rückgekoppeltes System zur Analyse mit dem Barkhausen-Kriterium.	70
Bild 5.2: Analoge Betriebselektronik für die mikroakustische Viskositätsmessung nach Jakoby et. al [98] (a). PLL zum Betreiben einer Quarzkristall-Stimmgabel für Rasterkraftmikroskopie nach Ihn et. al [99] (b). Modifizierte Version des Wechselwirkungssensors für die Akiyama-Sonde in Anlehnung an Jakoby et. al und Ihn et. al [98, 99] (c).....	72
Bild 5.3: a) Butterworth-van-Dyke-Ersatzschaltbild eines Schwingquarzes; b) Mechanisches Ersatzschaltbild für die QTF; c) Ersatzschaltbild eines Schwingquarzes mit Schaltung zur Kompensation der parasitären parallelen Kapazität.	74
Bild 5.4: Schritte zur vereinfachten Modellierung der Akiyama-Sonde.	77
Bild 5.5: Schaltbild der Vorverstärkerschaltung der Akiyama-Sonde mit Kennzeichnung der Übertragungsglieder.	79
Bild 5.6: Experimentell ermittelte Reaktion der Akiyama-Sonde auf die Anregung mit einem Chirp-Signal zur Parameteridentifikation.....	80
Bild 5.7: Bode-Diagramm des Ersatzsystems aus Gleichung (5.26) mit den Parametern aus (5.27).....	82
Bild 5.8: Vergleich des experimentell ermittelten Übertragungsverhaltens der Akiyama-Sonde und Vorverstärkerschaltung mit Simulationen.	83
Bild 5.9: Darstellung der Regelabweichung des offenen Systems als Blockschaltbild.	88
Bild 5.10: Qualitativer Verlauf des Amplituden- und Phasengangs, sowie des Regeldifferenzsignals nahe der Resonanzfrequenz.	89
Bild 5.11: Einfluss der Systemdämpfung und der Eigenfrequenz auf das Regeldifferenzsignal.	90
Bild 5.12: Darstellung der nichtlinearen, statischen Regelabweichung (a) und linearen, statischen Regelabweichung (b) als Blockschaltbild.....	91
Bild 5.13: Vergleich der Sprungantwort des nichtlinearen Systems mit den Ersatzsystemen. Sprungantwort der gekoppelten nichtlinearen Differentialgleichung aus Gleichung (5.47) (a) und gefilterte Sprungantwort der gekoppelten nichtlinearen Differentialgleichung aus Gleichung (5.47), Sprungantwort des Ersatzsystems mit nichtlinearem (Gleichung (5.59)) und linearem (Gleichung (5.58)) Übertragungsverhalten (b).....	93
Bild 5.14: Darstellung der vier Zustände der numerischen Lösung von Gleichung (5.63) und der Regelabweichung.....	96
Bild 5.15: Gleichung (5.63) als Blockschaltbild mit der Erweiterung zum PI-Regler. 96	

Bild 5.16: PI-geregeltes lineares Ersatzsystem als Blockschaltbild.	97
Bild 5.17: Wurzelortskurve des P-geregelten, linearisierten Systems.....	98
Bild 5.18: PI-geregeltes lineares Ersatzsystem mit Integrator als Teil der Strecke als Blockschaltbild.....	99
Bild 5.19: Erweitertes geschlossenes System zur Simulation in Abschnitt 5.4.4 und zur Realisierung in Kapitel 6 und 7.....	100
Bild 5.20: Signalverläufe des simulierten geregelten Systems im Detail.....	101
Bild 5.21 Virtuelles Messen der sprunghaften Änderung der Resonanzfrequenz. ...	102
Bild 5.22: Virtuelles Messen bei Änderung der Resonanzfrequenz mit einer Chirp-Funktion.....	103
Bild 6.1: Elemente des digitalisierten Wechselwirkungssensors: Spartan-3E Starter Kit, AD/DA Board sowie die Vorverstärkerschaltung (<i>Preamplifier Board</i>).....	107
Bild 6.2: AD/DA Board des digitalisierten Wechselwirkungssensors für die Akiyama-Sonde. Links: Blockschaltbild mit funktionalen Elementen der Schaltung. Rechts: Realisierung der Schaltung mit Kennzeichnung der Schnittstellen.	108
Bild 6.3: Darstellung der im Main Modul des FPGAs realisierten Module sowie deren Schnittstellen.	110
Bild 6.4: Aufbau des Algorithmus-Moduls als Blockschaltbild. Die vier im Modul parallel arbeitenden Unter-Module IIR (IIR-Tiefpass-Filter) State Counter (Zähler des Zustandsautomaten), Cycle Manager (Zyklus-Manager zum Zurücksetzen des Zustandsautomaten) sowie CORDIC SIN/COS (Modul zur Berechnung der Sinus/Kosinus-Funktion) sind fett umrandet. Die Elemente des Zustandsautomaten sind grau hinterlegt.	112
Bild 6.5: Veränderbare Parameter im Algorithmus-Modul (fette Schrift) im Blockschaltbild. Neben dem Betriebsmodus können die Reglerparameter sowie die Ausgabe des DAC beeinflusst werden....	115
Bild 6.6: Struktur der Messdatenübertragung zwischen digitalem Wechselwirkungssensor (FPGA) und Mess-PC.	116
Bild 6.7: Virtuelle Messungen mit dem digitalen Wechselwirkungssensor unter Berücksichtigung realer Bauteile.	119
Bild 7.1: Versuchsaufbau mit FPGA und AD/DA-Board als Betriebselektronik der Akiyama-Sonde.	121
Bild 7.2: Anregung der Akiyama-Sonde mit einem Chirp-Signal durch die neuentwickelte Elektronik.	126
Bild 7.3: Ausgangssignal der Akiyama-Sonde (a) und Regeldifferenzsignal (b) im Detail.	127
Bild 7.4: Ausregeln einer initialen Regeldifferenz durch die Betriebselektronik der Akiyama-Sonde für unterschiedliche Reglerparameter.	129

Bild 7.5: Sonden-Kennlinie der Akiyama-Sonde beim Antasten eines Messobjekts bei Verwendung der neuentwickelten Betriebselektronik.	132
Bild 7.6: Messen einer Sinusfunktion mit Frequenz 1 Hz und 5 nm Amplitude.	134
Bild 7.7: Messen von Sinusfunktionen mit Frequenz 1 Hz und variabler Amplitude.	135
Bild 7.8: Messen von definierten Schritten.	136
Bild 9.1: Standardabweichung, Schiefe und Wölbung im Positionssignal der Piezo-Achsen für die verschiedenen Experimente, sowie Fouriertransformierte des Positionssignals des letzten Experiments.	145
Bild 9.2: Driften des Messsignals der Akiyama-Sonde nach dem Einschalten, sowie Standardabweichung des Messsignals.	146
Bild 9.3: Grundrauschen des Messsignals für unterschiedliche Akiyama-Sonden (Sonde 1: Amplitude = 6, Gain = 3, Phase = 1,4; Sonde 2: Amplitude = 6, Gain = 3, Phase = 1,4; Sonde 3: Amplitude = 6, Gain = 3, Phase = 1,4; Sonde 4: Amplitude = 6, Gain = 3, Phase = 2,4; Sonde 5: Amplitude = 6, Gain = 4, Phase = 1,2; Sonde 6: Amplitude = 6, Gain = 4, Phase = 1,2).	146
Bild 9.4: Einfluss des Parameters Amplitude auf den Messbereich (a, b), die Sensitivität (c) sowie Verteilung der Residuen (d) für die untersuchten Akiyama-Sonden.	147
Bild 9.5: Einfluss des Parameters Gain auf den Messbereich (a+b), die Sensitivität (c) sowie Verteilung der Residuen (d) für die untersuchten Akiyama-Sonden.	148
Bild 9.6: Einfluss des Parameters Phase auf den Messbereich (a+b), die Sensitivität (c) sowie Verteilung der Residuen (d) für die untersuchten Akiyama-Sonden.	149
Bild 9.7: Experimentelle Ermittlung des Frequenzgangs der Akiyama-Sonde. Aufgenommene A-W Kurve zur Umrechnung der Spannung in eine Auslenkung (a), durch Piezo gestelltes Signal und Reaktion der Akiyama-Sonde (b) sowie Residuen zwischen gemessenen Sonden-Signal und eingepasster Funktion (c) und deren Verteilung als Histogramm (d).	150
Bild 9.8: Bewertung von Messungen auf dem Ebenheitsnormal.	151
Bild 9.9: Exemplarische Messungen auf dem superfeinen Raunormal Stufe 2 (a), Stufe 3 (b) und dem Raunormal Stufe 1.	152
Bild 9.10: Weitere messtechnisch erfasste Antast-Kennlinien der Akiyama-Sonde mit der neu entwickelten Betriebselektronik.	165
Bild 9.11: Messen von Sinusfunktionen variabler Frequenz und variabler Amplitude.	166

Tabellenverzeichnis

Tabelle 1: Funktionale und nichtfunktionale Anforderungen an das Rauheits-AFM .	40
Tabelle 2: Experimentelle Charakterisierung des Rauschens der Piezo-Achsen.	51
Tabelle 3: Messsignaldriften der Sonde nach dem Einschalten.	51
Tabelle 4: Messsignalrauschen unterschiedlicher Akiyama-Sonden.	52
Tabelle 5: Untersuchte Parameterbereiche und Arbeitspunkte.	56
Tabelle 6: Eigenschaften verschiedener experimentell untersuchter Akiyama-Sonden.	57
Tabelle 7: Standardabweichung des Messsignals bei Messungen auf dem Ebenheitsnormal für verschiedene Vorschubgeschwindigkeiten.	63
Tabelle 8: Messergebnisse für das superfeine Raunormal Stufe 1; gegeben sind Mittelwert und Standardabweichung über fünf Wiederholexperimente.	66
Tabelle 9: Messergebnisse für das superfeine Raunormal Stufe 2.	67
Tabelle 10: Messergebnisse für das superfeine Raunormal Stufe 3.	67
Tabelle 11: Spezifikationen des ADC und DAC.	107
Tabelle 12: Wählbare Signalausschnitte aus dem NCO Signal.	116
Tabelle 13: Messsignal „ADC-In“ (analoge Ausgangsspannung der Vorverstärkerschaltung).	123
Tabelle 14: Messsignal „Ist-Regeldifferenz“ (Multiplikator, Mult_Hold).	123
Tabelle 15: Messsignal „Ist-Frequenz“ (Eingangsgröße NCO, IntError).	123
Tabelle 16: Standardabweichung der Residuen zwischen Filterlinie und NCO- Steuersignal für verschieden Kp und verschiedene INDEXE. Mit „-“, gekennzeichente Parameterkombinationen wurden nicht untersucht.	130
Tabelle 17: Auswertung der definierten Muster: Sinus.	134
Tabelle 18: Auswertung des schrittweise Verfahren des z-Piezos aus Bild 7.8, a). Ein Bit entspricht einer Frequenzänderung von $dF = 1,92$ Hz.	167
Tabelle 19: Auswertung des schrittweise Verfahren des z-Piezos aus Bild 7.8, b). Ein Bit entspricht einer Frequenzänderung von $dF = 1,92$ Hz.	168
Tabelle 20: Auswertung des schrittweise Verfahren des z-Piezos aus Bild 7.8, c). Ein Bit entspricht einer Frequenzänderung von $dF = 0,48$ Hz.	168

Lebenslauf des Verfassers

Name Felix Wenzel Ströer
Geburtsort Darmstadt
Staatsangehörigkeit deutsch



Berufserfahrung

Seit 03 / 2013 Wissenschaftlicher Mitarbeiter am Lehrstuhl für Messtechnik und Sensorik

Akademischer & schulischer Werdegang

04 / 2014 - 09 / 2016 IUBH School of Business and Management, Bad Honnef
Fernstudium Master of Business Administration, M.B.A.
(1,4)

04 / 2008 - 02 / 2013 Technische Universität Kaiserslautern
Studium Maschinenbau und Verfahrenstechnik,
Diplom-Ingenieur (1,4)
Schwerpunkt: Mechatronik

09 / 1999 - 07 / 2007 Saar-Pfalz-Gymnasium, Homburg
Abitur (2,4)

Veröffentlichungen

1. **STRÖER, F.**, SEEWIG, J. U. DEPIEREUX, F. (2014). VERGLEICHBARE ERGEBNISSE. RAUHEITSMESSUNG TAKTIL ODER OPTISCH? QZ QUALITÄT UND ZUVERLÄSSIGKEIT 59 5, S. 70–72
2. **STRÖER, F.**, HERING, J., EIFLER, M., RAID, I., VON FREYMAN, G., & SEEWIG, J. (2017). ULTRAFAST 3D HIGH PRECISION PRINT OF MICRO STRUCTURES FOR OPTICAL INSTRUMENT CALIBRATION PROCEDURES. ADDITIVE MANUFACTURING, 18, 22-30. DOI: 10.1016/J.ADDMA.2017.09.001
3. WIEGEL, T., HERDER, C., GLENSKE, C., **STRÖER, F.**, BECHEV, D., KÖLSCH, P., ... & SAUER, B. (2017). ROBUST WEAR-DETECTING SENSOR CONCEPTS TO REALIZE INNOVATIVE SERVICES AND AVAILABILITY-ORIENTED BUSINESS MODELS IN CAPITAL GOODS INDUSTRY. IN PROCEEDINGS OF THE 14TH SYMPOSIUM MAGNETORESISTIVE SENSORS AND MAGNETIC SYSTEMS (PP. 23-31).
4. TORNER, F., STELZER, G., **STRÖER, F.**, & SEEWIG, J. (2017). DEVELOPMENT OF A SENSOR PROTOTYPE AND GEOMETRY BASED PARAMETERS FOR THE CHARACTERIZATION OF RIBBLETS USING ANGLE-RESOLVED MEASUREMENT TECHNIQUES. PROCEDIA CIRP, 63, 8-13. DOI: 10.1016/J.PROCIR.2017.03.358
5. RIEF, S., **STRÖER, F.**, KIESS, S., EIFLER, M., & SEEWIG, J. (2017). AN APPROACH FOR THE SIMULATION OF GROUND AND HONED TECHNICAL SURFACES FOR TRAINING CLASSIFIERS. TECHNOLOGIES, 5(4), 66. DOI: 10.3390/TECHNOLOGIES5040066
6. ARRABIYEH, P. A., BOHLEY, M., **STRÖER, F.**, KIRSCH, B., SEEWIG, J., & AURICH, J. C. (2017). EXPERIMENTAL ANALYSIS FOR THE USE OF SODIUM DODECYL SULFATE AS A SOLUBLE METAL CUTTING FLUID FOR MICROMACHINING WITH ELECTROLESS-PLATED MICROPENCIL GRINDING TOOLS. INVENTIONS, 2(4), 29. DOI: 10.3390/INVENTIONS2040029
7. **STRÖER, F.**, FAIßT, K. G., EICKHOFF, T., APOSTOLOV, H., SIVASOTHY, P., SEEWIG, J., & EIGNER, M. (2017). BIG DATA IN VERFÜGBARKEITSORIENTIERTEN PRODUKT-SERVICE-SYSTEMEN AM BEISPIEL EINER LANDMASCHINE. TAG DES SYSTEMS ENGINEERING: PADERBORN, 8.-10. NOVEMBER 2017, 285.
8. EIFLER, M., **STRÖER, F.**, RIEF, S., & SEEWIG, J. (2017). MODEL SELECTION AND QUALITY ESTIMATION OF TIME SERIES MODELS FOR ARTIFICIAL TECHNICAL SURFACE GENERATION. TECHNOLOGIES, 6(1), 3. DOI: 10.3390/TECHNOLOGIES6010003
9. **STRÖER, F.**, SIVASOTHY, P., FAIßT, K. G., APOSTOLOV, H., EICKHOFF, T., BECHEV, D., ... & SAUER, B. (2018). COMBINED DEVELOPMENT AND TEST OF PRODUCT-SERVICE SYSTEMS IN EARLY PRODUCT DEVELOPMENT STAGES FOR CUSTOMIZED, AVAILABILITY-ORIENTED BUSINESS MODELS IN THE CAPITAL GOODS INDUSTRY. PROCEDIA CIRP, 72, 714-719. DOI: 10.1016/J.PROCIR.2018.03.246
10. **STRÖER, F.**, TRINKAUS, K., RAID, I., & SEEWIG, J. (2018). SYSTEM IDENTIFICATION AND CONTROL PARAMETER OPTIMIZATION FOR A STYLUS PROFILER WITH EXCHANGEABLE CAN-

TILEVERS. ENGINEERING SCIENCE AND TECHNOLOGY, AN INTERNATIONAL JOURNAL, 21(1), 117-121. DOI: 10.1016/J.JESTCH.2018.02.012

11. KEKSEL, A., **STRÖER, F.**, & SEEWIG, J. (2018). BAYESIAN APPROACH FOR CIRCLE FITTING INCLUDING PRIOR KNOWLEDGE. SURFACE TOPOGRAPHY: METROLOGY AND PROPERTIES, 6(3), 035002. DOI: 10.1088/2051-672X/AAD2B4
12. HOTZ, H., **STRÖER, F.**, HEBERGER, L., KIRSCH, B., SMAGA, M., BECK, T., ... & AURICH, J. C. (2018). KONZEPT ZUR OBERFLÄCHENKONDITIONIERUNG BEIM KRYOGENEN HARTDREHEN. ZWF ZEITSCHRIFT FÜR WIRTSCHAFTLICHEN FABRIKBETRIEB, 113(7-8), 462-465. DOI: 10.3139/104.111951
13. SEYLER, T., FRATZ, M., BECKMANN, T., BERTZ, A., CARL, D., GRÜN, V., **STRÖER, F.**, ... & SEEWIG, J. (2018, SEPTEMBER). EXTENSIVE MICROSTRUCTURAL QUALITY CONTROL INSIDE A MACHINE TOOL USING MULTIWAVELENGTH DIGITAL HOLOGRAPHY. IN SPECKLE 2018: VII INTERNATIONAL CONFERENCE ON SPECKLE METROLOGY (VOL. 10834, P. 108342B). INTERNATIONAL SOCIETY FOR OPTICS AND PHOTONICS. DOI: 10.1117/12.2319750

Betreute studentische Arbeiten

1. Analyse, Simulation und Umsetzung von selbsterregten Schwingkreisschaltungen für den Einsatz in einem AFM-Sensor (Gummel, A.; 2013)
2. Experimentelle Untersuchung möglicher Störeinflüsse auf einen AFM-Sensor im praxisorientierten Einsatz (Gutsch, T.; 2013)
3. Kalman Filter zur verbesserten Ballverfolgung in einem autonom agierenden Tischfußballspiel (Becker, T.; 2014)
4. Entwicklung und Optimierung eines Verfahrens zur Detektion von Defekten auf texturierten Freiformoberflächen im freien Fall (Seyler, T.; 2014)
5. Entwurf und Aufbau der Sensorik, Aktorik und Steuerung eines autonom agierenden Tischfußballspiels (Krings, S.; Reise, C.; 2014)
6. Implementierung der Steuerung und Regelung der Aktorik eines autonom agierenden Tischfußballspiels (Wnuk, M.; 2014)
7. Analyse und Bewertung einer Fahrerprädiktion im Hinblick auf das Energiemanagement des Gesamtfahrzeugs (Simonis, C.; 2015)
8. Modellierung der Akiyama-Sonde für Simulationszwecke (Zimmer, E.; 2015)
9. Entwurf und Aufbau der Sensorik und Implementierung der Bildverarbeitung eines autonom agierenden Kickertisches (Herget, A.; 2015)
10. Entwicklung von Hard- und Software für ein modularisiertes Treiberkonzept im Rahmen eines Rapid-Prototyping-Baukastens (Matthies, C., 2016)
11. Simulation eines Tischkickers in C++ (Braun, M.; 2016)
12. Automatisierte Bestimmung der Regelparameter für ein mechanisches Tastschnittgerät (Münder, S.; 2016)
13. Kommunikationssoftware für einen autonom agierenden Tischfußball-Roboter (Schwalbach, C.; 2016)
14. Untersuchung der Verwendbarkeit eines Prozessüberwachungsmodulares als Condition-Monitoring System (Agostin, M.; 2016)
15. Entwicklung einer Applikation zur stereoskopischen Visualisierung von Messdaten in Form von Matrizen und Punktwolken (Schipp, C.; 2016)
16. Modellbasierte Realisierung eines Algorithmus zur Parameteroptimierung auf dem FPGA eines Rasterkraftmikroskops (Vollmann, V.; 2016)
17. Konzeptionierung, Entwicklung und Aufbau eines automatisierten Versuchsstands zur widerstandsbasierten Regelung von Formgedächtnisaktoren (Wnuk, M.; 2017)
18. Interaktive PKW Simulation mit RODOS – Einfluss der Modellkomplexität auf die Immersion (Schwalbach, C.; 2017)
19. Simulative, konstruktive und regelungstechnische Betrachtung eines inversen Pendel-Schlitten Systems unter Verwendung nichtlinearer und linearer Regelung (Jung, A.; 2017)

20. Entwicklung eines WiFi-Sensornetzwerks zur Laborüberwachung (Legler, T.; 2017)
21. Generierung einer ganzheitlichen Umgebung zur modellbasierten Entwicklung von Algorithmen des assistierten und automatisierten Fahrens (Schipp, C.; 2018)
22. Rasterkraftmikroskopie - Entstehung, Entwicklung und aktuelle Forschungsfelder (Ueberschaer, A.; 2018)
23. Untersuchung künstlicher neuronaler Netzwerke zur Klassifikation bearbeiteter Oberflächen (Kieß, S.; 2018)
24. Visualisierung der Funktionsprinzipien eines Konfokal-Mikroskops durch Augmented Reality (Schmidt, S.; 2018)

Berichte aus dem Lehrstuhl für Messtechnik und Sensorik

bereits veröffentlicht wurden

- 1 Wendel, M.: Qualifizierung eines Streulichtsenors und Untersuchung erster Ansätze zur dreidimensionalen Streulichterfassung
2015, ISBN 978-3-95974-006-7 € 39,-
- 2 Schäfer, P.: Modellbasierte Entwicklung pneumatischer Abstandssensoren für prozessintegrierte Messungen
2015, ISBN 978-3-95974-009-8 € 39,-
- 3 Eifler, M.: Modellbasierte Entwicklung von Kalibriernormalen zur geometrischen Produktspezifikation
2016, ISBN 978-3-95974-027-2 € 39,-
- 4 Arnecke, P.: A measurement method for characterising micro lead on ground shaft surfaces
2017, ISBN 978-3-95974-047-0 € 39,-
- 5 Kusnezowa, T.: Möglichkeiten und Herausforderungen bei der taktilen 2D Rauheitsmessung auf Konturen
2017, ISBN 978-3-95974-050-0 € 39,-
- 6 Torner, F. M.: Entwicklung virtueller, optischer Sensoren zur Charakterisierung geometrischer Oberflächen
2018, ISBN 978-3-95974-085-2 € 39,-
- 7 Alapurath George, B.: Web-Based Reference Software For Characterisation Of Surface Roughness
2018, ISBN 978-3-95974-095-1 € 39,-
- 8 Wiehr, C.: Anwenderunterstützung bei der Nutzung und Überprüfung von optischen 3D-Oberflächenmessgeräten
2019, ISBN 978-3-95974-110-1 € 39,-
- 9 Eifler, M.: Tendenzen und Herausforderungen in der geometrischen Produktspezifikation am Beispiel der Rauheitsmesstechnik
2019, ISBN 978-3-95974-117-0 € 39,-
- 10 Ströer, F.: Modellbasierte Entwicklung der Betriebselektronik für eine Rasterkraftsonde im Frequenzmodulationsverfahren zum Messen technischer Oberflächen
2020, ISBN 978-3-95974-129-3 € 39,-