

Richard Schroedter

Modellbasierter Systementwurf zur Steuerung und Regelung
quasi-statischer Mikroscannerspiegel mit elektrostatischem
Kammantrieb

Beiträge aus der Elektrotechnik

Richard Schroedter

**Modellbasierter Systementwurf zur
Steuerung und Regelung quasi-statischer
Mikroscannerspiegel mit elektrostatischem
Kammantrieb**

 VOGT

Dresden 2018

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

Bibliographic Information published by the Deutsche Nationalbibliothek
The Deutsche Nationalbibliothek lists this publication in the Deutsche
Nationalbibliografie; detailed bibliographic data are available on the
Internet at <http://dnb.dnb.de>.

Zugl.: Dresden, Techn. Univ., Diss., 2018

Die vorliegende Arbeit stimmt mit dem Original der Dissertation
„Modellbasierter Systementwurf zur Steuerung und Regelung quasi-
statischer Mikroscoannerspiegel mit elektrostatischem Kammantrieb“ von
Richard Schroedter überein.

© Jörg Vogt Verlag 2018
Alle Rechte vorbehalten. All rights reserved.

Gesetzt vom Autor

ISBN 978-3-95947-030-8

Jörg Vogt Verlag
Niederwaldstr. 36
01277 Dresden
Germany

Phone: +49-(0)351-31403921
Telefax: +49-(0)351-31403918
e-mail: info@vogtverlag.de
Internet : www.vogtverlag.de



Modellbasierter Systementwurf zur Steuerung und Regelung quasi-statischer Mikroscannerspiegel mit elektrostatischem Kammantrieb

Model-based system design for the control of
quasi-static micro scanning mirrors with electrostatic
comb drive

Richard Schroedter

von der Fakultät Elektrotechnik und Informationstechnik
der Technischen Universität Dresden

zur Erlangung des akademischen Grades eines

Doktoringenieurs

(Dr.-Ing.)

genehmigte Dissertation

Vorsitzender: Prof. Dr.-Ing. Wilfried Hofmann

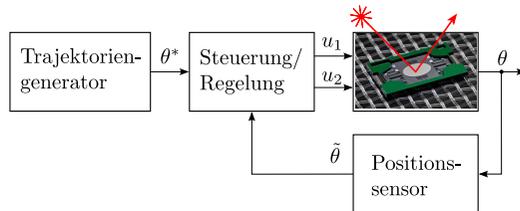
Gutachter: Prof. Dr. techn. Klaus Janschek
Prof. Dr. sc. techn. Georg Schitter

Tag der Einreichung: 30.11.2017

Tag der Verteidigung: 19.07.2018

Kurzfassung

Aus einkristallinem Silizium gefertigte Mikros Scanner werden zunehmend in Anwendungen zur Bildprojektion, Entfernungssensorik, Spektroskopie und gezielter Strahlführung von Lasern eingesetzt, denn sie ermöglichen die Miniaturisierung und Massenfertigung optischer Systeme. Durch die statische Strahlpositionierung und zum linearen Raster-scannen in einem breiten Frequenzbereich von Null bis mehrere hundert Hertz eröffnen sogenannte quasi-statische Mikros Scanner im Vergleich zu bisherigen resonant schwingenden Mikros Scannern ein deutlich breiteres und flexibleres Anwendungsspektrum. Jedoch wird die Bewegung aufgrund der extrem geringen Dämpfung des Systems mit Eigenschwingungen überlagert. Daher ist die Steuerung und Regelung eine notwendige Voraussetzung für die hochdynamische und präzise Strahlführung mit quasi-statischen Mikros Scannern.

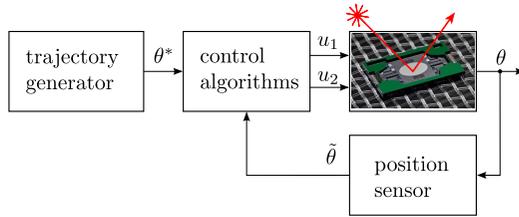


Prinzip der Steuerung und Regelung quasi-statischer Mikros Scanner

In dieser Arbeit werden verschiedene Steuerungs- und Regelungskonzepte für quasi-statische Mikros Scanner mit elektrostatischem Kammantrieb entworfen und auf einem Echtzeitsystem mit optischer Rückführung experimentell verifiziert (siehe Abbildung). Das nichtlineare mechatronische Modell wird vollständig parametrisiert und geeignete Trajektorien mit Ruckbegrenzung werden hergeleitet. Schließlich werden die Regelung des Mikros Scanners mit einem Mikrocontroller durch die im Chip integrierte piezoresistive Positionssensorik validiert und ein 2D-Raster-Scan realisiert. Als Ergebnis werden Folgerungen für den Systementwurf von quasi-statischen Mikros Scannern abgeleitet.

Abstract

Monocrystalline silicon microscanners are increasingly used in applications for image projection, distance sensors, spectroscopy and laser beam control, because they allow the miniaturization and mass production of optical systems. With static beam positioning and linear raster scanning abilities in a wide range of zero to several hundred hertz the so-called quasi-static microscanners offer a much broader and more flexible range of applications compared to common resonantly oscillating microscanners. However, the movement is superimposed with natural oscillations due to the extremely low system damping. Therefore, an open-loop and closed-loop control is necessary for highly dynamic and accurate beam control with quasi-static microscanners.



Schematic for position control of quasi-static microscanners

In this thesis different concepts for open-loop and closed-loop control of quasi-static microscanners with electrostatic comb drives are designed and verified experimentally on a real-time system with optical feedback (see Figure). The nonlinear mechatronic model becomes completely parameterized and suitable trajectories with jerk limitation are derived. The control of the microscanner on a microcontroller with feedback by the on-chip integrated piezoresistive position sensors is validated realizing a 2D raster scan. As a result, conclusions for the system design are derived for quasi-static microscanners.

Vorwort

Die vorliegende Dissertation entstand im Rahmen meiner Forschung in der Arbeitsgruppe für Aktive Mikrooptische Komponenten und Systeme (AMS) am Fraunhofer Institut für Photonische Systeme (IPMS) in Dresden.

An dieser Stelle möchte ich mich bei allen Personen bedanken, die mich während meiner Promotion fachlich und moralisch unterstützt haben.

Ein besonderer Dank gilt meinem Doktorvater Prof. Dr. techn. Klaus Janschek von der Fakultät für Automatisierungstechnik der Technischen Universität Dresden, der diese Arbeit mit seinem Wissen und seiner Erfahrung wesentlich vorangetrieben hat. Durch die hervorragende fachlich intensive Diskussion und seine stetige Motivation sind unter anderem einige Publikationen entstanden, wofür ich mich herzlich bedanke. Des Weiteren danke ich Herrn Prof. Dr. sc. techn. Schitter für die Begutachtung dieser Arbeit sowie Prof. Dr.-Ing. Hubert Lakner, Leiter des Fraunhofer IPMS, und Prof. Dr.-Ing. Wilfried Hofmann für Ihre Mitwirkung in der Promotionskommission.

Mein Dank gilt ebenso allen Kollegen des Fraunhofer IPMS, die durch Ihre Freundlichkeit und Offenheit eine angenehme, kooperative und kreative Arbeitsatmosphäre geschaffen haben. Für die fachliche Betreuung und vertrauensvolle Zusammenarbeit danke ich insbesondere Herrn Dr. Thilo Sandner. Mit einer außerordentlichen Diskussionsbereitschaft haben Herr Dr. Jan Grahmann, Herr Dr. Markus Schwarzenberg, Herr Dr. André Dreyhaupt und Frau Dr. Miriam Lenz meine Arbeit gefördert.

Als hervorragender Diskussionspartner, kritischer Lektor und guter Freund hat Herr Dipl.-Ing. Matthias Roth meine Doktorandenzeit intensiv begleitet.

Weiterhin danke ich den Studenten Clemens Hruschka, Xingqi Che und Oliver Kiethe, die meine Forschung mit ihren Arbeiten und Anregungen unterstützt haben.

Schließlich gilt der Dank meiner Frau Christiane Schubert und meinen Eltern, die meine Arbeit mit großem Verständnis begleitet haben und mir stets liebevoll beiseite standen.

Inhaltsverzeichnis

Kurzfassung	vii
Abstract	ix
Inhaltsverzeichnis	xiii
Abbildungs- und Tabellenverzeichnis	xvii
Abkürzungs- und Symbolverzeichnis	xxxi
1 Einleitung	1
1.1 Anwendungsgebiete	5
1.2 Antriebsprinzipien für Mikros scanner	8
1.3 Quasi-statische Mikros scanner des Fraunhofer IPMS	15
1.4 Mechatronische Modellbildung	18
1.4.1 Elektrostatischer Elementarwandler	19
1.4.2 Mechanische Beschaltung	21
1.4.3 Impedanzrückkopplung	22
2 Stand der Technik und eigene Beiträge	23
2.1 Steuerungs- und regelungstechnische Aspekte	23
2.1.1 Steuerung	24
2.1.2 Regelung	26
2.2 Präzisierung der Aufgabenstellung	32
2.3 Problemstellungen und eigene Beiträge	33
3 Modellbildung	39
3.1 Physikalische Modellbildung	39
3.1.1 Elektrisches Teilsystem	41
3.1.2 Mechanisches Teilsystem	46
3.1.3 Mechatronischer Wandler	51
3.2 Regelungstechnische Modellbildung	54
3.2.1 Kleinsignalmodell	54
3.2.2 Zustandsraummodell und Flachheit	58
3.3 Experimentelle Modellbildung	62
3.3.1 Bestimmung der Federsteifigkeit und der Dämpfung	62
3.3.2 Bestimmung der Kapazitätskennlinien	64
3.4 Schlussfolgerungen	68

4	Trajektorientwurf	69
4.1	Anforderungen	69
4.1.1	FOURIER-Zerlegung von Dreieck- und Sägezahnfunktion	71
4.1.2	Überlagerung mit der Streckendynamik	73
4.2	Ruckbegrenzung	75
4.2.1	Stufentrajektorie	77
4.2.2	Dreieck- und Sägezahntrajektorien	78
4.3	Entwurf mit Regelreserve	85
4.3.1	Aktuationsbereich	85
4.3.2	Regelreserve	88
4.4	Schlussfolgerungen	90
5	Steuerungs- und Regelungsentwurf	91
5.1	Steuerung	92
5.1.1	Statische Steuerung	92
5.1.2	Vorfilter	93
5.1.3	Flachheitsbasierte Vorsteuerung	95
5.1.4	Simulationsergebnisse	97
5.1.5	Fazit	98
5.2	Vorauswahl geeigneter Regelungsalgorithmen	99
5.3	Lineare Regelung	103
5.3.1	Robuster PID-Regler	104
5.3.2	Gain-Scheduling-Regler	113
5.4	Nichtlineare Regelung	116
5.4.1	Flachheitsbasierte Regelung	117
5.4.2	Gleitzustandsregelung	121
5.4.3	Beobachterentwurf	125
5.4.4	Flachheitsbasierte Vorsteuerung mit Ausgangs- stabilisierung	129
5.4.5	Fazit	132
5.5	Repetitive Regelung	132
5.5.1	Dimensionierung des Stabilitätsfilters	137
5.5.2	Dimensionierung des Lernfilters	139
5.5.3	Entwurf im linearen und nichtlinearen Regelkreis	140
5.6	Simulative Verifikation der Regelungsalgorithmen	142
5.6.1	Simulationsmodell	143
5.6.2	Simulationsergebnisse	146
5.6.3	Reglerparametrierung	155
5.6.4	Regelfrequenzvariation	156
5.6.5	Variation der Modellparameter	156

5.6.6 Einfluss von Messrauschen	158
5.7 Schlussfolgerungen	161
6 Experimentelle Systemverifikation und Diskussion	163
6.1 Messaufbau mit Echtzeitsystem	163
6.1.1 Messaufbau	164
6.1.2 Echtzeitsystem	164
6.1.3 Auswertung des optischen Positionsdetektors	165
6.2 Experimentelle Ergebnisse mit Echtzeitsystem	167
6.2.1 Fehlerdefinition	167
6.2.2 Modellverifikation	168
6.2.3 Ergebnisse der Steuerungsverfahren	171
6.2.4 Ergebnisse der Regelungsverfahren	175
6.3 Regelung mit Mikrocontroller	190
6.3.1 Mikrocontroller und Treiberelektronik	191
6.3.2 Integrierte piezoresistive Positionssensorik	193
6.3.3 Regelungsergebnisse mit Mikrocontroller	195
6.4 Zusammenfassende Diskussion der Ergebnisse	201
7 Folgerungen für den Systementwurf	203
7.1 Entwurfsraum	203
7.1.1 Dynamische Deformation	203
7.1.2 Stabilitätsspannung	204
7.1.3 Trajektorienentwurfsraum	207
7.2 Einsatz der Steuerung und Regelung	211
7.3 Varianten der Kammanordnung	212
8 Zusammenfassung	217
8.1 Erreichte Ziele	217
8.2 Ausblick	221
8.3 Abschlussfazit	221
Literaturverzeichnis	223
Publikationen	259
Anhang A Modellbildung und Simulation	I
A.1 Elemente der strukturierten Analyse	I
A.2 Grundlagen der Elektrostatik	II
A.3 Ausführlicher LAGRANGE-Formalismus	III
A.3.1 Q-Koordinaten	IV
A.3.2 PSI-Koordinaten	V

A.4 Kapazitätskennlinien	VII
A.5 Impedanzrückkopplung	VIII
A.6 Mikrosannerparameter	XIV
A.7 Regelparameter der Simulation	XV
A.8 Stabilitätsnachweis der flachheitsbasierter Vorsteuerung mit Ausgangsstabilisierung	XVI
Anhang B Experimentelle Verifikation	XXI
B.1 Regelparameter der Messung	XXI
B.2 Spannungs- und Winkelbeschleunigungsverläufe	XXII
B.3 Ergebnisse der repetitiven Regelung mit Sägezahntrajektorie	XXVII
B.4 Impedanzmessung der Kammkapazitäten	XXVIII
B.5 Geräteliste	XXXI
Thesen	XXXIII

Abbildungs- und Tabellenverzeichnis

Abbildungen

1	Prinzip der Steuerung und Regelung quasi-statischer Mikroscanner	vii
2	Schematic for position control of quasi-static microscanners	ix
1.1	Schematischer Systemaufbau eines Raster-scannenden Mikroscanners im DIL-Gehäuse mit Treiberelektronik	3
1.2	Auswahl einiger Anwendungen für Mikroscannerspiegel: (a) Laserprojektor [7], (b) Mobiler Retina Scanner [8] und 3D-OCT der Zunge einer Maus [9]	5
1.3	Prinzipskizzen elektrostatischer Wandler: (a) Plattenwandler, (b) Beziehung zwischen der Auslenkung und der Spannung mit <i>Pull-In</i> -Instabilitätsgrenze für Plattenwandler und (c) Kammwandler	10
1.4	Elektrostatische Mikroscanner: (a) Kippplattenwandler [113], (b) Kippplattenwandler mit Seitenelektrode [112], (c) Kammwandler [114]	11
1.5	Mikroscanner mit elektrostatischen Kammantrieben: (a) rotatorisch resonant [116], (b) translatorisch resonant [114, 117] und (c) rotatorisch quasi-statisch durch vorausgelenkte Gegenelektroden [46]	12
1.6	2D-resonanter Mikroscanner aus [4]: schematische Darstellung (links) und Chipfoto (rechts)	12
1.7	Zeitlicher Verlauf der Schwingung und der gepulsten Antriebsspannung für rotatorisch resonante Mikroscanner [4]	13
1.8	Kammstrukturen von Jung [3, 146, 148]: (a) vertikal verschoben (SVC), (b) verkippt um einen anderen Drehpunkt (AVC), (c) verkippt um die Spiegelachse (CAVC)	15
1.9	Schema zum Aufbau von Mikroscannern mit vertikalen Elektroden durch Bonden 2D-strukturierter Substrate aus [3]	16
1.10	Seitenansicht der Kammanordnung eines zersägten LINSKAN-Chips	16
1.11	Draufsicht des 2D quasi-statisch/resonanten TACO-Mikroscanners	17
1.12	Kippspiegel als beschalteter mechatronischer Wandler (W) [78]	19

1.13	Unbeschalteter elektrostatischer Elementarwandler [78]	19
1.14	Blockschaltbild des elektrostatischen Wandlers mit nichtlinearen Wandlergleichungen [78]	21
1.15	BODE-Diagramm und Abklingverhalten eines schwach gedämpften Feder-Masse-Systems mit $\omega_0 = 2\pi \cdot 100 \text{ s}^{-1}$ und $d_0 = \delta/\omega_0 = 0,01$	22
2.1	Standardregelkreis des Mikrosanners	24
2.2	Datenflussdiagramm für den projizierenden elektrostatischen Mikrosanner	32
3.1	Prinzipskizze des vertikal verschobenen <i>staggered vertical comb</i> (SVC) Kammantriebes (ohne innere Achse). Die beiden Strukturen Elektrode 1 (blau) und Elektrode 2 (rot) sind um eine Substrathöhe abgesenkt.	40
3.2	Modalanalyse des TACO-Mikrosanners für die ersten vier Eigenmoden, simuliert mit ANSYS®: (a) 1. Mode $f_0 = 123 \text{ Hz}$: Verkipfung der quasi-statischen Achse, (b) 2. Mode $f_1 = 1395 \text{ Hz}$: parasitäre Translation in z -Richtung, (c) 3. Mode $f_2 = 1603 \text{ Hz}$: Verkipfung der resonanten Achse, (d) 4. Mode $f_3 = 1951 \text{ Hz}$: parasitäre Translation in y -Richtung	41
3.3	Unbeschalteter elektrostatischer Wandler mit bidirektionalem Antrieb	42
3.4	Seitenansicht des elektrostatischen Wandlers in (a) Ruhelage mit $u_1 = u_2 = 0 \text{ V}$ und (b) ausgelenkt mit $u_1 > 0 \text{ V}$ und $u_2 = 0 \text{ V}$ und Veranschaulichung der überlappenden Elektrodenflächen A_1, A_2	43
3.5	Kapazitätskennlinien für Elektrode 1: (a) Kapazität $C_1(\theta)$ (alle Kurven bezogen auf $C_0 = 80 \text{ pF}$) und (b) Kapazitätsänderung $C'_1(\theta)$: <i>analytische</i> Berechnung mit Gl. (3.5) bzw. Gl. (3.6), numerische <i>2D-Projektion</i> der Elektrodenschnittflächen mit MATLAB®, <i>3D-FE-Simulation</i> in ANSYS® [146], <i>Experimentell aus statischer Auslenkungskennlinie</i> (vgl. Abschnitt 3.1.3) und <i>Impedanz-Messung</i> dargestellt mit 1,9-fachem Anstieg (siehe Anhang B.4)	45
3.6	Mechanisches Teilsystem (a) und elliptische Spiegelplatte (b)	46
3.7	FE-Modell aus ANSYS® und geometrische Parameter der Torsionsfedergeometrie	50
3.8	Abklingverhalten: Messung und Anpassung (engl. fit) an die Abklingfunktion Gl. (3.52) mit $\delta = 6,55 \text{ s}^{-1}$ und $\omega_0 = 713,9 \text{ s}^{-1}$ bzw. $f_0 = 113,62 \text{ Hz}$ realisiert mit Befehl ‚fit‘ aus der CURVE FITTING TOOLBOX™ von MATLAB® und einer Standardabweichung der Anpassung von 90 Milligrad	51

3.9	Mechatronisches Modell des Mikrosanners, siehe Analogie zu Abbildung 1.8a	52
3.10	Statische Spannungs-Auslenkungs-Kennlinie: FE-Simulation und Messung; die Spannung u_2 ist negativ aufgetragen	54
3.11	Signalflossplan des mechanisch beschalteten Elementarwandlers für Spannungssteuerung	57
3.12	BODE-Diagramme für verschiedene Arbeitspunkte	59
3.13	Steifigkeitskennlinie aus der ANSYS [®] -FE-Simulation mit Verschiebung in den Messpunkt k_0	63
3.14	Abklingverhalten für kleine Auslenkungen mit Kurvenanpassung an Gl. (3.52): (a) Abklingkurve und (b) Abweichung der Kurvenanpassung zu den Messdaten mit Boxplot	64
3.15	Abweichung der statischen Spannungs-Auslenkungs-Kennlinie $\theta(u)$ (vgl. Abbildung 3.10) zur Kurvenanpassung mit 31. Polynomordnung	65
3.16	Kapazitätsänderung für beide Elektroden, rechnerisch bestimmt aus statischer Spannungs-Auslenkungs-Kennlinie	66
4.1	LISSAJOUS-ähnliche Figuren (e), (f), (g) aus Überlagerung von einem (d) 4 Hz Sinus der inneren resonanten Achse mit einem 1 Hz (a) Sinus-, (b) Dreieck-, (c) Sägezahn-förmigen Trajektorienverlauf der äußeren quasi-statischen Achse eines Mikrosanners	71
4.2	FOURIER-Zerlegung der Dreiecksfunktion nach Gl. (4.1) in seine ersten 6 Harmonischen (H.) [241]	72
4.3	Fourierzerlegung der Sägezahnfunktion nach Gl. (4.2) in seine ersten 6 Harmonischen (H.) [241]	73
4.4	Amplitudenfrequenzgänge des Systems $A_{\Theta,U}(\omega)$ nach Gl. (4.4) am Arbeitspunkt $\theta_{AP} = 4^\circ$ bei Steuerung mit einer Dreiecksfunktion $A_D(\omega)$ mit $n_H = 200$ FOURIER-Termen nach Gl. (4.5) . .	75
4.5	Ruckbegrenzte Stufentrajektorie	77
4.6	Ruckbegrenzte Dreiecktrajektorie	79
4.7	FOURIER-Terme für ideale und ruckbegrenzte Dreiecktrajektorie	80
4.8	Ruckbegrenzte Dreiecktrajektorien mit $k_{lin} = 0,6 \dots 0,999$. .	80
4.9	Ruckbegrenzte Sägezahntrajektorie	82
4.10	FOURIER-Terme für ideale und ruckbegrenzte Sägezahntrajektorie	83
4.11	Beziehung zwischen dem linearen Zeitverhältnis κ_{lin} und dem linearen Amplitudenverhältnis k_{lin} nach Gl. (4.11) und Gl. (4.12)	84
4.12	Ruckbegrenzte Sägezahntrajektorie mit $k_{lin} = 0,6 \dots 0,999$. .	84
4.13	Antriebsmomente des elektrostatischen Kammantriebes $M_{el,1}(\theta, u_1)$ und $M_{el,2}(\theta, u_2)$ sowie das Torsionsfedermoment $M_F(\theta)$	86

4.14	Winkelbeschleunigungs-Auslenkungs-Diagramm und ruckbegrenzte Trajektorie mit einer von Reserve $R^* = 10\%$ und $\theta_{\max} = 8^\circ$: (a) Dreiecktrajektorie [280] und (b) Sägezahntrajektorie . . .	87
5.1	Prinzip der Mikros Scannersteuerung mit <i>offline</i> -Berechnung . .	92
5.2	Blockschaltbild der statischen Steuerung	92
5.3	Blockschaltbild der Steuerung mit Vorfilter	94
5.4	Blockschaltbild der Steuerung mit adaptivem Vorfilter	94
5.5	BODE-Diagramme: (a) einzelne Übertragungsfunktionen des Systems $G_{\Theta/U, \text{dyn}}(s)$ bei $\theta_0 = (4^\circ; 0,1^\circ; 8^\circ)$ und des konstanten Vorfilters $G_{\text{VF}, \text{dyn}}(s)$, (b) Gesamtübertragungsfunktionen $G_{\Theta/U, \text{dyn}}(s) \cdot G_{\text{VF}, \text{dyn}}(s)$ von System und Vorfilter an denselben Arbeitspunkten	95
5.6	Blockschaltbild der flachheitsbasierten Steuerung	97
5.7	Verläufe der (a) Auslenkung und (b) Spannung mit flachheitsbasierter Vorsteuerung für eine ruckbegrenzte Dreiecktrajektorie mit 10 Hz, $\theta_{\max} = 8^\circ$ und $k_{\text{lin}} = 80\%$	97
5.8	Simulationsergebnisse der statischen Steuerung (stat. Vorst.), des linearen Vorfilters (lin. VF), des adaptiven Vorfilters (adapt. VF) und der flachheitsbasierten Vorsteuerung (fl. Vorst.): Abweichung für die ruckbegrenzte Dreiecktrajektorie mit 10 Hz, $\theta_{\max} = 8^\circ$ und $k_{\text{lin}} = 80\%$ (vgl. Abbildung 5.7a)	98
5.9	Lineares Regelungskonzept für einen Mikros Scanner	103
5.10	Struktur für den linearen Regelungsentwurf mit Regler $R_{\text{PID}}(s)$, Strecke $P(s)$, Halteglied $H_0(s)$ und Messdynamik $M(s)$. . .	105
5.11	BODE-Diagramm des Systems am Arbeitspunkt $\theta = 4^\circ$ mit Halteglied und Messdynamik $(1/V \cdot H_0(s) \cdot P(s) \cdot M(s))$ mit den um $[0; -40; -80]$ dB/Dek abfallenden Linien (gepunktet) . . .	106
5.12	BODE-Diagramm von PI-Regler $R_{\text{PI}}(s)$ und Lead-Glied $R_{\text{Lead}}(s)$ sowie dessen Produkt $R_{\text{PI}}(s) \cdot R_{\text{Lead}}(s)$	107
5.13	BODE-Diagramme des offenen Kreises $L_0(s)$ ohne Kreisverstärkung bzw. des $L(s)$ mit Kreisverstärkung K_{PID} , sowie Phasenreserve Φ_{R} und Betragsreserve Δ_{dB}	108
5.14	NICHOLS-Diagramm des offenen Kreises $L(s) = R_{\text{PID}}(s) \cdot P(s)$	110
5.15	NICHOLS-Diagramme der offenen Kreise $L_i(s) = R(s) \cdot P_i(s)$ für den bei $\theta_0 = 4^\circ$ entworfenen PID-Regler und dem Mikros scannersystem mit $P_i(s)$ an verschiedenen Arbeitspunkten $\theta_{0,i}$	111
5.16	BODE-Diagramme der geschlossenen Kreise $T_i(s)$ für den bei $\theta_0 = 4^\circ$ entworfenen PID-Regler und dem Mikros scannersystem mit $P_i(s)$ an verschiedenen Arbeitspunkten $\theta_{0,i}$	113
5.17	Gain-Scheduling-Regler	114

5.18	Variation der Eigenfrequenz über die Auslenkung und Linearisierungspunkte $f_{0,i}$ (Kreuze)	115
5.19	Abklingkurve und Phasenportrait	117
5.20	Nichtlineares Regelungskonzept für das Mikros scannersystem: flachheitsbasierte Regelung mit Gl. (5.54) bzw. Gleitzustandsregelung Gl. (5.76)	118
5.21	Polplatzierung mit den komplexen Systempolen d_0, ω_0 , dem Dreifachpol λ des Reglers und dem Doppelpol $\hat{\lambda}$ des Beobachters	121
5.22	Gleitzustandsregelung zur Ruhelage $\varepsilon = 0$ entlang der Gleitebene $s(\varepsilon)$ für $\varepsilon_0 = 0$ mit den typischen Phasen: (1) Eintreffphase, (2) Gleitphase, (3) Erreichen der Ruhelage	121
5.23	Signumfunktion, Sättigungsfunktion $\text{sat}(x) = \text{sgn}(x) \cdot \min(x , 1)$ und Sigmoidfunktionen $\mathcal{F}_{\text{sig}}(s(\varepsilon))$ für die Gleitdynamik \dot{s} auf der Gleitebene mit $k_s = 5$	123
5.24	Blockschaltbild des Normalform-Beobachters	128
5.25	Blockschaltbild des High-Gain-Beobachters	129
5.26	Flachheitsbasierte Vorsteuerung mit Ausgangsstabilisierung	131
5.27	Periodischer Generator	133
5.28	Repetitiver Regelkreis [306]	133
5.29	Realisierung des repetitiven Reglers	134
5.30	Parametrierung des Stabilitätsfilters $K_Q(s)$ [306]	138
5.31	Repetitiver Regler im linearen Regelkreis	140
5.32	Repetitiver Regler im nichtlinearen Regelkreis mit flachheitsbasierter Regelung nach Gl. (5.54) bzw. Gleitzustandsregelung nach Gl. (5.76)	140
5.33	Parametrierung des repetitiven Reglers im linearen Regelkreis für eine Trajektorienwiederholrate von 10 Hz: (a) Regenerationsspektrum $\hat{R}(s)$ aus $K_{Q,0}(s)$ und $S_0(s)$ und (b) Empfindlichkeitsfunktionen mit und ohne repetitive Regelung	141
5.34	Parametrierung des repetitiven Reglers im nichtlinearen Regelkreis für eine Trajektorienwiederholrate von 10 Hz: (a) Regenerationsspektrum $\hat{R}(s)$ aus $K_{Q,0}(s)$ und $S_0(s)$ und (b) Empfindlichkeitsfunktionen mit und ohne repetitive Regelung	142
5.35	Simulationsmodell	143
5.36	Simulationsmodell des Mikros scanners	144
5.37	Simulationsmodell der Messung	145
5.38	Simulationsergebnisse: (a) Sprungantwort auf 1° und (b) der Störantwort prozentual bezogen auf die Sprunghöhe von 1°	146

5.39	Dominierende Pole der Regelkreise, angenommen für ein PT ₂ -Verhalten	147
5.40	Überschwingen $\ddot{u} = \max(\theta)/1^\circ$ der Sprungantworten um 1° an verschiedenen Arbeitspunkten mit robustem PID- und Gain-Scheduling-Regler	149
5.41	Simulationsergebnisse einer ruckbegrenzten Stufentrajektorie auf 1° mit Detailansicht (unten)	150
5.42	Simulationsergebnisse mit ruckbegrenzter (a) Dreieck- und (b) Sägezahntrajektorie ($f = 10$ Hz, $\theta_{\max} = 8^\circ$, $k_{\text{lin}} = 90\%$): Solltrajektorie (oben) und Regelabweichung (unten)	152
5.43	Simulationsergebnisse mit repetitiver Regelung (RR) für eine Dreiecktrajektorie ($f = 10$ Hz, $\theta_{\max} = 8^\circ$, $k_{\text{lin}} = 90\%$) (oben) kombiniert mit linearer PID-Regelung (mitte) und mit flachheitsbasierter Folgeregelung mit Normalform-Beobachter (unten)	154
5.44	Linearitätsfehler bei Variation der Regelparameter für eine Dreiecktrajektorie: (a) Variation von $\zeta = k_{\omega,2}/k_{\omega,1}$ der linearen Regler , (b) Variation von $k_\lambda = \lambda/\omega_0$ der nichtlinearen Regler	155
5.45	Linearitätsfehler bei Variation der Regelfrequenz bei der PID-Regelung auf eine 10 Hz-Dreiecktrajektorie	156
5.46	Maximaler Vergrößerungsfaktor der Regelabweichung in logarithmischer Darstellung einer Dreiecktrajektorie bei Variation der Modellparameter J , b , k_0 , k_2 und C' um jeweils $\pm 10\%$	157
5.47	Maximaler Vergrößerungsfaktor des Linearitätsfehlers der Regelung mit repetitiver Regelung und Parametervariation von J , b , k_0 , k_2 und C' um $\pm 10\%$ mit Dreiecktrajektorie	158
5.48	Simulationsergebnisse mit Messrauschen von $\sigma_{\hat{\theta}} = 3,5$ Milligrad für ruckbegrenzte (a) Dreieck- und (b) Sägezahntrajektorie ($f = 10$ Hz, $\theta_{\max} = 8^\circ$, $k_{\text{lin}} = 90\%$): Solltrajektorie (oben) und Regelabweichung (unten)	159
5.49	Linearitätsfehler mit Dreiecktrajektorie bei Variation des Messrauschens $\sigma_{\hat{\theta}}$	160
6.1	Messaufbau mit Echtzeitsystem und optischem Positionsdetektor	164
6.2	Auswertungsalgorithmus zur Bestimmung der Spiegelauslenkung mit PSD	166
6.3	Optische Winkelmessung des PSDs durch Auswertung mit dem dSPACE [®] -Echtzeitsystem: (a) Standardabweichung über die Auslenkung und (b) Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion mit $\bar{\sigma} = 3,7$ Milligrad	167

6.4	BODE-Diagramm des Modells am Arbeitspunkt $\theta_0 = 0^\circ$ sowie den Messergebnissen bei Sinusförmiger Solltrajektorie mit statischer Steuerung, konstantem Vorfilter und flachheitsbasierter Vorsteuerung: Amplitudengang (oben) und Phasengang (unten)	169
6.5	Modell und Messwerte der (a) Eigenfrequenz mit Modell nach Gl. (6.8) und Feder nach Gl. (6.9) und (b) Dämpfung mit Modell nach Gl. (6.10)	170
6.6	Steuerungsergebnisse von konstantem und adaptivem Vorfilter (VF) sowie flachheitsbasierter Vorsteuerung (ST): (a) Auslenkung, (b) Abweichung, (c) Spannung	172
6.7	Resonanzüberhöhung mit flachheitsbasierter Vorsteuerung im Amplitudenspektrum ($\bar{f}_0 = 116$ Hz): (a) Dreiecktrajektorie, (b) Sägezahntrajektorie	174
6.8	Sprungantworten mit ruckbegrenzter Stufentrajektorie: (a) Stufentrajektorie auf 4° in 4,42 ms, (b) Abweichung zum Endwert	176
6.9	Experimentergebnisse der Dreiecktrajektorie mit 10 Hz, $\theta_{\max} = 6^\circ$ und $\kappa_{\text{lin}} = 80\%$: (a) Solltrajektorie sowie die Folgefehler für (b) flachheitsbasierte Vorsteuerung, (c) PID-Regelung, (d) Gain-Scheduling-Regelung, (e) Flachheitsbasierte Folgeregung, (f) Gleitzustandsregelung	179
6.10	Experimentergebnisse der Sägezahntrajektorie mit 10 Hz, $\theta_{\max} = 6^\circ$ und $\kappa_{\text{lin}} = 80\%$: (a) Solltrajektorie sowie die Folgefehler für (b) flachheitsbasierte Vorsteuerung, (c) PID-Regelung, (d) Gain-Scheduling-Regelung, (e) Flachheitsbasierte Folgeregung, (f) Gleitzustandsregelung	180
6.11	Amplitudenspektren des Folgefehler für die Dreiecktrajektorie aus Abbildung 6.9	181
6.12	Experimentergebnisse bei Regelung mit repetitivem Regler nach 100 Perioden: (a), (b) Solltrajektorien; Regelfehler für lineare PID-Regelung (c), (d) sowie flachheitsbasierter Regelung (e), (f) jeweils ohne/mit repetitiver Regelung (RR)	183
6.13	Experimentelle Regelungsergebnisse der flachheitsbasierten Folgeregung (FL) mit repetitiver Regelung (RR) für die 10 Hz Dreiecktrajektorie mit $\theta_{\max} = 5^\circ$ und $\kappa_{\text{lin}} = 90\%$ [319]	184
6.14	Linearitätsfehler aus den Experimentergebnissen [319] der flachheitsbasierten Folgeregung (FL) mit repetitiver Regelung (RR) für die Dreiecktrajektorie mit $f = [10; 20; 40; 50]$ Hz, $\theta_{\max} = 5^\circ$ und $\kappa_{\text{lin}} = (90; 88; 75; 68)\%$	184

6.15	Linearitätsfehler der Experimentergebnisse bei Variation der Wiederholrate von (a) Dreiecktrajektorie und (b) Sägezahntrajektorie; jeweils mit $\theta_{\max} = 6^\circ$ und $\kappa_{\text{lin}} = 80\%$	186
6.16	Fehlergebiet (Linien) der Regelabweichungen für verschiedene Trajektorienwiederholraten (Punkte) mit $\theta_{\max} = 6^\circ$ und $\kappa_{\text{lin}} = 80\%$ aus Abbildung 6.15 mit demselben Mikroskanner: (a) Dreiecktrajektorie mit $f = 10 \dots 53$ Hz und (b) Sägezahntrajektorie mit $f = 10 \dots 27$ Hz; mit den Extrema $f = 10$ Hz (Kreis) und $f = 53$ Hz bzw. 27 Hz (Kreuz)	187
6.17	Einfluss der Reglerverstärkung ζ auf die Regelabweichung bei linearen Reglern: (a) PID-Regelung und (b) Gain-Scheduling-Regelung; jeweils mit 10 Hz Dreiecktrajektorie $\theta_{\max} = 6^\circ$ und $\kappa_{\text{lin}} = 80\%$ sowie $k_{\omega_1} = 0,7$	188
6.18	Regelfehler bei Variation der Reglerverstärkungen mit (a) k_λ bei flachheitsbasierter Regelung und (b) q_s/λ bei Gleitzustandsregelung für $k_\lambda = 2,5$; jeweils mit 10 Hz Dreiecktrajektorie, $\theta_{\max} = 6^\circ$ und $\kappa_{\text{lin}} = 80\%$	189
6.19	Messaufbau der Regelung mit Mikrocontroller und Rückführung durch den piezoresistiven Positionssensor sowie Verifizierung mit PSD	191
6.20	Fraunhofer IPMS Scan-Kit aus QSDRIVE-Mikrocontroller (rechts im Bild) und Mikroskanner auf der Kopfelektronik (links im Bild) [320, 321]	191
6.21	Piezo-resistiver Sensor: (a) Aufbau der piezoresistiven Positionssensoren (TACO-Mikroskanner dargestellt [84]) und (b) WHEATSTONE'sche Brückenverschaltung	193
6.22	Schichtstapel des piezoresistiven Positionssensors aus p-dotiertem polykristallinen Silizium [174]	194
6.23	Brückenspannung u_B des piezoresistiven Sensors: (a) Sensorkennlinie, (b) Abweichung mit Boxplot bei linearer Anpassung mit $\theta_{\text{pz}} = -8,28^\circ/\text{V} \cdot (u_B - 1,16 \text{ V})$, (c) Abweichung mit Boxplot bei Polynom-Anpassung 30. Ordnung und (d) Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion (WDF) der Polynom-Anpassung mit $\bar{\sigma} = 3,7$ Milligrad	195
6.24	Ergebnis der Mikrocontrollerregelung für verschiedene Reglerverstärkungen $k_\lambda = [0; 0,05; 0,2]$ ($k_\lambda = 0$ entspricht einer Steuerung) für 8,85 Hz Sägezahntrajektorie mit $\theta_{\max} = 6^\circ$ und $\kappa_{\text{lin}} = 90,88\%$: (a) Auslenkung und (b) Folgefehler	196

6.25	Variation der Reglerverstärkungen k_λ mit Mikrocontroller (μC) für 8,85 Hz Sägezahntrajektorie $\theta_{\max} = 6^\circ$ und $\kappa_{\text{lin}} = 90,88\%$: (a) Linearitätsfehler und (b) Standardabweichung	197
6.26	Linearitätsfehler der Mikrocontrollerregelung für verschiedene Trajektorien im Dreieck und Sägezahn mit $\theta_{\max} = 6^\circ$, $\kappa_{\text{lin}} = 80\%$ und $k_\lambda = 0,2$	197
6.27	FOURIER-Transformationen des piezoresistiven Sensorsignals mit einer 8,85 Hz Sägezahntrajektorie mit $\theta_{\max} = 6^\circ$ und $\kappa_{\text{lin}} = 90,9\%$ [320]: (a) 1D quasi-statischer Betrieb und (b) 2D quasi-statisch/resonanter Betrieb	198
6.28	2D Ergebnisse mit Mikrocontroller für Sägezahn mit 8,85 Hz Sägezahntrajektorie mit $\theta_{\max} = 7^\circ$ und $\kappa_{\text{lin}} = 90,88\%$ und resonanter Achse bei 4425 Hz und 120 V [320]: Auslenkung (a) gesteuert und (b) geregelt, Folgefehler (c) gesteuert und (d) geregelt, 2D-Projektion (e) gesteuert und (f) geregelt	200
7.1	Dynamische Deformation: (a) Struktur der inneren resonanten Achse mit Entkopplungsfedern eines LINSKAN-Mikroscanners und (b) FE-Modell der resonanten Achse des TACO-Mikroscanners bei $f_{\text{res}} = 1,6\text{ kHz}$ und $\theta_{\text{res}} = \pm 22,5^\circ$	204
7.2	Verbiegung der Kammfingerstruktur	206
7.3	Entwurfsraum von Dreieck- und Sägezahntrajektorie im Verhältnis der Eigenfrequenz f_0 zur Trajektorienwiederholrate f entsprechend Gl. (7.9) für den Fall ohne ($R^* = 0\%$) und mit ($R^* = 50\%$) Reserve: (a) lineares Amplitudenverhältnis $k_{\text{lin}} = \theta_{\text{lin}}/\theta_{\max}$ und (b) lineares Zeitverhältnis $\kappa_{\text{lin}} = t_{\text{lin}}/T$	208
7.4	f_0 - D - θ_{\max} -Entwurfsraum: Spiegel 1 entspricht dem TACO-Mikroscanner, Spiegel 2 wurde im Abschnitt 6.3 verwendet	209
7.5	f - D - θ_{\max} -Entwurfsraum für $\kappa_{\text{lin}} = 90\%$: (a) Dreiecktrajektorie und (b) Sägezahntrajektorie; Spiegel 1 entspricht dem TACO-Mikroscanner	210
7.6	Varianten der Elektrodenanordnung bezüglich des Spiegels (grau) in der Mitte, Elektroden gleichen Potentials sind gleich eingefärbt	213
7.7	Winkelbeschleunigungs-Auslenkungs-Diagramm für Elektrodenanordnung mit Mittenelektrode und ruckbegrenzter Dreiecktrajektorie mit Reserve $R^* = 10\%$, $\theta_{\max} = 8^\circ$ und 67 Hz Trajektorienfrequenz	214

7.8	Varianten der Kammanordnung: Gegenelektrode (GE) und Spiegelelektrode (SE) in ihrer Ruhelage (links) und der Momentenverlauf (rechts): (a) und (b) verschobene Gegenelektrode, (c) und (d) verkippte Gegenelektrode, (e) und (f) verkippte Gegenelektrode am Drehpunkt $(l_0/2,0)$	216
A.1	Kapazitätskennlinien $C(\theta)$ und deren Ableitungen $C'(\theta)$ sowie $C''(\theta)$ für beide Elektroden, rechnerisch bestimmt aus statischer Spannungs-Auslenkungs-Kennlinie	VII
A.2	Mechatronischer Wandler mit Impedanrückkopplung	VIII
A.3	Signalflussplan des mechanisch und elektrisch beschalteten mechatronischen rotatorischen Elementarwandlers für Spannungssteuerung	X
A.4	BODE-Diagramme am Arbeitspunkt $(\theta_{AP}; u_{AP}) = (4^\circ; 85,76\text{ V})$	XI
A.5	Steuerspannungsverläufe einer Dreiecktrajektorie ohne und mit Impedanrückkopplung (Gl. (A.23)). Die Spannungsspitzen am Nulldurchgang entstehen durch die Umladung der Ruhekapazität von $C_0 = 80\text{ pF}$	XIII
B.1	Spannungsverläufe der Dreiecktrajektorie mit 10 Hz, $\theta_{\max} = 6^\circ$ und $\kappa_{\text{lin}} = 80\%$: (a) Solltrajektorie, (b) Spannungsverlauf der flachheitsbasierten Vorsteuerung, sowie die Abweichungen der Spannungen zur Steuerung (c) PID-Regelung, (d) Gain-Scheduling-Regelung, (e) Flachheitsbasierte Folgeregelung, (f) Gleitzustandsregelung	XXIII
B.2	Spannungsverläufe der Sägezahntrajektorie mit 10 Hz, $\theta_{\max} = 6^\circ$ und $\kappa_{\text{lin}} = 80\%$: (a) Solltrajektorie, (b) Spannungsverlauf der flachheitsbasierten Vorsteuerung, sowie die Abweichungen der Spannungen zur Steuerung (c) PID-Regelung, (d) Gain-Scheduling-Regelung, (e) Flachheitsbasierte Folgeregelung, (f) Gleitzustandsregelung	XXIV
B.3	Winkelbeschleunigungsdiagramme der Dreiecktrajektorie mit 50 Hz, $\theta_{\max} = 6^\circ$ und $\kappa_{\text{lin}} = 80\%$: (a) Solltrajektorie, (b) Beschleunigungsdiagramme der flachheitsbasierten Vorsteuerung, sowie die Abweichungen der Spannungen zur Steuerung (c) PID-Regelung, (d) Gain-Scheduling-Regelung, (e) Flachheitsbasierte Folgeregelung, (f) Gleitzustandsregelung	XXV

-
- B.4 Winkelbeschleunigungsdiagramme der Sägezahntrajektorie mit 28 Hz, $\theta_{\max} = 6^\circ$ und $\kappa_{\text{lin}} = 80\%$: (a) Solltrajektorie, (b) Beschleunigungsdiagramme der flachheitsbasierten Vorsteuerung, sowie die Abweichungen der Spannungen zur Steuerung (c) PID-Regelung, (d) Gain-Scheduling-Regelung, (e) Flachheitsbasierte Folgeregelung, (f) Gleitzustandsregelung XXVI
- B.5 Regelungsergebnisse der flachheitsbasierten Folgeregelung (FL) mit repetitiver Regelung (RR) für die Sägezahntrajektorie mit $\theta_{\max} = 5^\circ$ und $\kappa_{\text{lin}} = 90\%$ [319]: (a) Auslenkung und Folgefehler e für $f = 10$ Hz (b) Linearitätsfehler für $f = [10; 20; 40; 50]$ Hz XXVII
- B.6 Prinzipskizze (Seitenansicht) zur Auslenkung mit Probennadel XXVIII
- B.7 Draufsicht mit Probennadel im Abstand $d_y = 2220 \mu\text{m}$ von der Rotationsachse XXVIII
- B.8 Reihenkapazität $C_1(\theta)$ in Abhängigkeit der Messfrequenz f_{mess} XXIX
- B.9 Kapazitätsverläufe bei $f_{\text{mess}} = 280$ kHz beider Kämmen mit Regressionen: (a) Kapazität $C(\theta)$ und (b) Kapazitätsänderung $C'(\theta) = \partial C(\theta)/\partial\theta$ XXX

Tabellen

1.1	Anwendungsgebiete für mikro-opto-mechanische Modulatoren und typische Bauformen	7
1.2	Grundlegende Wirkprinzipien zum Betrieb von quasi-statischen Mikroscoannern	9
1.3	Gegenüberstellung der Antriebsprinzipien für elektrostatische Mikroscoanner	14
1.4	Entwurfparameter des TACO-Mikroscoanners [84]	18
2.1	Gegenüberstellung von Rückführungen zur Regelung von quasi-statischen Mikroscoannern	27
2.2	Vergleich von Steuerungs- und Regelungskonzepten für Mikroscoanner	31
4.1	Polynomkoeffizienten für eine Stufentrajektorie mit Gl. (4.9) (siehe Abbildung 4.5)	77
4.2	Polynomkoeffizienten für eine Dreiecktrajektorie mit Gl. (4.9) (siehe Abbildung 4.6). Es gilt $\lambda_1 = 3 - k_{lin}$ und $\lambda_2 = 1 - k_{lin}$	78
4.3	Anzahl der Harmonischen der ruckbegrenzten Dreiecktrajektorie mit der max. Abweichung $\Delta\theta$ über dem Anteil der Linearität k_{lin} bzw. κ_{lin} (vgl. Abbildung 4.8)	81
4.4	Polynomkoeffizienten a_i für eine Sägezahntrajektorie mit Gl. (4.9) (siehe Abbildung 4.9). Es gilt $\kappa_{um} = 1 - \kappa_{lin}$ und $\lambda_{lin} = k_{lin}/\kappa_{lin}$	82
4.5	Anzahl der Harmonischen der ruckbegrenzten Sägezahntrajektorie mit der max. Abweichung $\Delta\theta$ über dem Anteil der Linearität k_{lin} bzw. κ_{lin} (vgl. Abbildung 4.12)	85
5.1	Spitze-zu-Spitze-Abweichung e_{SS} im linearen Bereich der Simulationsergebnisse aus Abbildung 5.8 zur Steuerung einer ruckbegrenzten Dreiecktrajektorie	98
5.2	Reglerentwurfparameter der MATLAB/SIMULINK [®] -Simulation (siehe auch Anhang A.7)	145
5.3	Einregelzeiten und Überschwingen für eine Sprungantwort aus der Ruhelage auf 1° Auslenkung, siehe Abbildung 5.38a	147
5.4	Einregelzeiten und Überschwingen für eine ruckbegrenzte Stufentrajektorie von 0° auf 1° Auslenkung, siehe Abbildung 5.41	150
5.5	Folgefehler e_{SS} und Linearitätsfehler $e_{SS,lin}$ der Simulation für die Dreieck- und Sägezahntrajektorie mit 10 Hz, $\theta_{max} = 8^\circ$ und $\kappa_{lin} = 90\%$ (vgl. Abbildung 5.42)	151
6.1	Reglerparametrierung für die PID-Regelung (PID), die Gain-Scheduling-Regelung (GS), die flachheitsbasierte Folgeregung (FL), die Gleitzustandsregelung (GZ)	175

6.2	Einregelzeiten und Überschwingen der Sprungantworten für statische Steuerung und ruckbegrenzte Stufentrajektorie von 0° auf 4° Auslenkung (vgl. Abbildung 6.8)	177
6.3	Folgefehler $\bar{\epsilon}_{SS}$, Linearitätsfehler $\bar{\epsilon}_{SS,lin}$ und Standardabweichung σ_e der experimentellen Ergebnisse von 100 Perioden der Dreieck- und Sägezahntrajektorie mit 10 Hz, $\theta_{max} = 6^\circ$ und $\kappa_{lin} = 80\%$ entsprechend den Abbildungen 6.9 und 6.10, sowie mit repetitiver Regelung (RR) nach Abbildung 6.12 (Abkürzungen nach Abschnitt 5.6.2)	178
6.4	Beobachterabweichungen bei Steuerung verschiedener Trajektorien	189
7.1	Implementierungsaufwand (A... analog, D... digital, R... Rückführung) und Genauigkeit der Steuerungen/Regelungen: sehr einfach/gut (++) , einfach/gut (+) , mittel (o) , aufwendig/schlecht (-) , sehr aufwendig/schlecht (- -)	211
A.1	Modellelemente der <i>Strukturierten Analyse</i> aus [78]	I
A.2	Werte der Übertragungsfunktionen am Arbeitspunkt $(\theta_{AP}, u_{AP}) = (4^\circ; 85,76 \text{ V})$	XI
A.3	Entwurfparameter der quasi-statischen Achse des TACO-Mikroscanners [84]	XIV
A.4	Lineare Regelparameter	XV
A.5	Regelparameter für die nichtlinearen Regler	XV
A.6	Parameter der repetitiven Regler für den linearen Regelkreis (Abbildung 5.31) und den nichtlinearen Regelkreis (Abbildung 5.32)	XVI
B.1	Regelparameter für PID-Regler (PID) und Gain-Scheduling-Regler (GS)	XXI
B.2	Regelparameter für flachheitsbasierte Regelung und Gleitzustandsregelung	XXII
B.3	Parameter der repetitiven Regler für den linearen Regelkreis (Abbildung 5.31) am Arbeitspunkt $\theta_0 = 4^\circ$ und den nichtlinearen Regelkreis (Abbildung 5.32)	XXII
B.4	Liste der verwendeten Geräte	XXXI

Abkürzungs- und Symbolverzeichnis

Abkürzungen

2D, 3D	zwei-, dreidimensional
4QD	4-Quadranten-Diode
dSPACE®	digital Signal Processing And Control Engineering, deutsches Unternehmen
LINSCAN	linear scannender Mikroscoannerspiegel des Fraunhofer IPMS
µC	Mikrocontroller
ADC	Analog Digital Converter (Analog-zu-Digital Konverter)
AP	Arbeitspunkt
ARM	Advanced RISC Machines (Mikroprozessor-Design)
ASIC	Application Specific Integrated Circuit (anwendungsspezifische integrierte Schaltung)
AVC	Angular Vertical Comb (vertikal verkippter Kamm)
CCD	Charge Coupled Device (ladungsgekoppeltes Bauteil)
CMOS	Complementary Metal Oxide Semiconductor (komplementärer Metall-Oxid-Halbleiter)
DAC	Digital Analog Converter (Digital-zu-Analog-Konverter)
DIL	Dual In Line (zweireihiges Gehäuse)
DISO	Dual Input Single Output (System mit zwei Eingängen und einem Ausgang)
DLP	Digital Light Processing® (digitale Lichtmodulationstechnik der Firma TEXAS INSTRUMENTS)
DRIE	Deep Reactive Ion Etching (reaktives Ionentiefenätzen)
dyn	Dynamischer Anteil der Übertragungsfunktion
ESD	Electro Static Discharge (Elektrostatistische Entladung)
EU	Europäische Union
FE	Finite Elemente
FEM	Finite Elemente Methode
FFT	Fast FOURIER Transformation (schnelle FOURIER-Transformation)
FIR	Finite Impulse Response (endliche Impulsantwort)
FL	Flachheitsbasierte Folgeregelung

FPGA	Field Programmable Gate Array (programmierbarer Halbleiterbaustein)
GE	Gegenelektrode
GFMS	Gedämpftes Feder-Masse-System
GS	Gain-Scheduling-Regelung
GZ	Gleitzustandsregelung
HD	High Definition, Auflösung von 1920×1080 Pixeln
HG	High-Gain Beobachter
ILC	Iterative Learning Control (iterativ lernende Regelung)
IPMS	Fraunhofer Institut für Photonische Mikrosysteme
ISIT	Fraunhofer Institut für Siliziumtechnologie
LiDAR	Light Detection And Ranging (optische Erkennung und Entfernungsmessung)
lin	Wert des linearen Bereichs der Trajektorie
LPCVD	Low Pressure Chemical Vapour Deposition (Niederdruck chemische Gasphasenabscheidung)
max	Maximalwert
MEMS	Mikro-Elektro-Mechanisches System
min	Minimalwert
MOEMS	Mikro-Opto-Elektro-Mechanisches System
MPC	Model Predictive Control (modellprädiktive Regelung)
NF	Normalform Beobachter
OCT	Optical Coherence Tomography (optische Kohärenztomographie)
PC	Personal Computer
PD	Proportional-Differential-Regler
PID	Proportional-Integral-Differential-Regelung
PSD	Position Sensitive Device (optischer Positionssensor)
QSDrive	Treiberelektronik zur Ansteuerung eines quasi-statischen Mikroscoannerspiegels
RC	Widerstand-Kondensator-Schaltung
Red	Reduzierter Beobachter
red	reduzierte Variante der entsprechenden Regelung
RMS	Root Mean Square (quadratische Mittelwert)
RR	Repetitive Regelung
SE	Spiegelelektrode
Si	Silizium
SISO	Single Input Single Output (Eingrößensystem)
SLM	Spacial Light Modulator (Flächenlichtmodulator)
SNR	Signal Noise Ratio (Signal-Rausch-Verhältnis)

SOLL	Sollwert / Solltrajektorie
ST	flachheitsbasierte Vorsteuerung
SVC	Staggered Vertical Comb (vertikal verschobener Kamm)
TACO	Three-dimensional Adaptive Camera with Object detection and foveation, EU-Projekt Nr. 248623 in dessen Rahmen der TACO-Mikroskanner entwickelt wurde
USB	Universal Serial Bus (serielles Bussystem)
VF	Vorfilter
W	mechatronischer Wandler

Griechische Symbole

α	Systemkoeffizient der nichtlinearen Regelungsform, optischer Ablenkwinkel
$\tilde{\alpha}$	Systemfehlervektor
β	richtungsabhängiger Antriebskoeffizient der nichtlinearen Regelungsform
$\tilde{\beta}$	Antriebsvektor
Δ	Betragsreserve
δ	Abklingkonstante
$\Delta\theta$	Toleranzbereich der Winkelabweichung
δ_e	Kreisfrequenz des dominierenden Polpaares
$\delta_{\text{RMS}}, \delta_{\text{max}}$	mittlere, maximale Spiegeldeformation
Δ	Abweichungsvektor
ϵ_1, ϵ_2	Fehlerschranken der Regelabweichung
$\epsilon, \epsilon_r, \epsilon_0$	Permittivität, relative Permittivität, elektrische Feldkonstante $\epsilon_0 = 8,854 \cdot 10^{-12} \text{ As/Vm}$
ϵ	Zustandsfehler
γ	nichtlinearer Anteil der Zustandsdarstellung
Γ, Π	Konstanten
κ_{lin}	Zeitverhältnis des linearen Zeitbereiches zur Periodendauer
κ_{um}	Zeitverhältnis des Umkehrzeitbereiches zur Periodendauer
$\hat{\lambda}$	Beobachterpol
Λ	Reglerfunktion
λ	Reglerpol, Wellenlänge
λ_1, λ_2	Konstanten zur Trajektorienberechnung
λ_c	Verhältnis aus Überlappungslänge und Fingerlänge
λ_{lin}	Verhältnis aus Amplitudenverhältnis und Zeitverhältnis des linearen Bereiches

μ_i	Gewichtungsfunktion der Gain-Scheduling-Regelung
ν	richtungsabhängiges Eingangsspannungsquadrat der nichtlinearen Regelungsform, Gleitzustandsregler
ν_{xy}	Querkontraktion in \mathbf{x} - \mathbf{y} -Richtung
ϕ	Funktion der Systembeschleunigung
ϕ_d	Winkel des Polpaares in s -Ebene
Φ_R	Phasenreserve
$\tilde{\varphi}$	gemessener Auslenkwinkel der resonanten Achse
φ	Rotationswinkel um die (resonante) \mathbf{y} -Achse
φ_E	skalares Potentialfeld
φ_T	Phase der komplementären Empfindlichkeitsfunktion
Ψ_1, Ψ_2	Zustands-, Eingangsvektor
ψ	Rotationswinkel um die \mathbf{z} -Achse, verketteter Fluss
ρ	Luftdichte ($\rho = 1,204 \text{ kg/m}^3$ gilt unter Laborbedingungen bei 20°C , $p_{20^\circ\text{C}} = 101,325 \text{ Pa}$)
ρ_{Si}	Dichte von Silizium ($\rho_{\text{Si}} = 2,336 \text{ g/cm}^3$ bei 20°C)
$\bar{\sigma}$	mittlere Standardabweichung
$\sigma_{\hat{e}}$	Standardabweichung des Beobachterfehlers
$\sigma_{\hat{\theta}}$	Standardabweichung des Messrauschens
σ_e	Standardabweichung des Folgefehlers
σ_i	Wichtungsfaktor der Gain-Scheduling-Regelung
$\dot{\theta}$	Winkelbeschleunigung der quasi-statischen Achse
$\dot{\theta}_{\text{res}}$	Beschleunigungsreserve
$\hat{\theta}$	Winkelgeschwindigkeit der quasi-statischen Achse
$\hat{\theta}$	geschätzter Auslenkwinkel der quasi-statischen Achse
$\hat{\theta}_0$	Initialauslenkung der Abklingkurve
$\bar{\theta}$	mittlere Auslenkung zu einem Zeitpunkt in der Trajektorie
τ	Ladezeitkonstante
τ_L	Phasenkorrekturzeit des Lernfilters
τ_Q	Phasenkorrekturzeit des Stabilitätsfilters
θ	Rotationswinkel um die (quasi-statische) \mathbf{x} -Achse
$\Theta(f)$	Frequenzspektrum der Winkeltrajektorie
θ^*	Sollwinkeltrajektorie
θ_0	Auslenkung am Arbeitspunkt
θ_d	Störanregungswinkel
θ_{lin}	linearer Auslenkwinkel
θ_{max}	maximaler Auslenkwinkel
θ_n	äußere Störungen auf den Auslenkwinkel
θ_{pi}	<i>Pull-In</i> -Auslenkung

θ_{sing}	Grenzauslenkung zur Singularität
θ_S	Auslenkung der Stufentrajektorie
$\hat{\theta}$	gemessener Auslenkwinkel der quasi-statischen Achse
ω	Kreisfrequenz
ω^*	Kreisfrequenz bei der Phase -180°
ω_0	Eigenkreisfrequenz des Mikroscanners
ω_1	Kreisfrequenz des PI-Reglers
ω_2	Mittkreisfrequenz des Lead-Gliedes
Ω_1, Ω_2	Kreisfrequenzen mit RL-Beschaltung
ω_{AA}	Knickfrequenz des Anti-Aliasing-Filters
ω_A	Abtastkreisfrequenz
ω_D	Durchtrittskreisfrequenz
ω_e	Dämpfungskonstante des dominierenden Polpaars
ω_F	Knickfrequenz des Formfilters
ω_K	Kreisfrequenz des Kerbfilters
ω_Q	Kreisfrequenz des Stabilitätsfilters
Ω_R	Kreisfrequenz mit R-Beschaltung
ω_s	Schnittfrequenz der Empfindlichkeitsfunktion mit 0 dB-Linie
ω_{VF}	Eigenkreisfrequenz des Vorfilters
ω_Z, ω_N	Kreisfrequenz des Zählerpolynoms, \sim des Nennerpolynoms
ξ	verschwindender Parameter des High-Gain-Beobachters
ζ	Verstärkung des Lead-Gliedes

Lateinische Symbole

A	lineare Systemmatrix
A, A_1, A_2	Fläche
$A_{\Theta, U}(\omega)$	normierter Amplituden-Frequenzgang des Systems
$A_D(\omega)$	normierter Amplituden-Frequenzgang der Dreiecktrajektorie
a_S	Spiegelbreite
a_i	Koeffizienten des Nennerpolynoms, \sim der Trajektorie
b	Eingangsvektor
b	viskose Dämpfungskonstante
b_r	Breite der rechteckigen Platte entlang der Rotationsachse
b_S	Spiegellänge
b_t	Torsionsfederbreite
b_i	Koeffizienten des Zählerpolynoms
$CP(s)$	charakteristisches Polynom
$CP_{RR}(s)$	charakteristisches Polynom mit repetitiver Regelung

\bar{C}	Kapazität am Arbeitspunkt
\mathbf{c}	Ausgangsvektor
c	Umrechnungsgröße im Trajektorienentwurf
C, C_i	Kapazität, individuelle \sim der Kammelektrode
C', C'_i	Kapazitätsänderung, individuelle \sim der Kammelektrode
C''_y	2. Ableitung der Kapazität nach der Translation in \mathbf{y} -Richtung
c_1	Konstante
C_0	Kapazität bei der Nullauslenkung
c_w	geometrieabhängiger Widerstandsbeiwert
\mathbf{D}	Verschiebungsflussdichte
d	Elektrodenabstand in der Ruhelage, allgemeine Dämpfungs-konstante
d_0	LEHR'sches Dämpfungsmaß (Dämpfungsgrad)
d_1, d_2	Dämpfung mit RL-Beschaltung
d_{AA}	Dämpfung des Anti-Aliasing-Filters
d_{FF}	Dämpfung des Formfilters
d_F	Fingerabstand, Luftspalt
d_M	Dämpfungskonstante der Messdynamik
d_{PSD}	Abstand des Mikrosanners zum PSD
d_Q	Dämpfungskonstante des Stabilitätsfilters
d_R	Dämpfung mit R-Beschaltung
d_y	Abstand in \mathbf{y} -Richtung von der Rotationsachse \mathbf{x}
d_Z	Dämpfungskonstante des Zählerpolynoms des PID-Reglers
$\hat{\mathbf{e}}$	Schätzfehlervektor
$\hat{\epsilon}_{SS}$	Spitze-zu-Spitze Abweichung des Beobachterfehlers
$\bar{\epsilon}$	mittlerer Folgefehler zu einem Zeitpunkt in der Trajektorie
$\bar{\epsilon}_{SS,lin}$	Spitze-zu-Spitze Folgefehler im linearen Bereich
$\bar{\epsilon}_{SS}$	Spitze-zu-Spitze Folgefehler
\mathbf{e}	Fehlervektor
\mathbf{E}	elektrische Feldstärke
e	Regelabweichung bzw. Regelfehler
E_{xx}, E_{yy}	Elastizitätsmodul in \mathbf{x} -Richtung, \sim in \mathbf{y} -Richtung
\mathcal{F}_{sig}	Sigmoidfunktion
\bar{f}_0	mittlere Eigenfrequenz des Systems im Arbeitsbereich
\mathbf{f}	Vektorfeld
f	Trajektorienwiederholrate
$F(s)$	Formfilter
f^r	Wiederholrate mit Regelreserve
f_0	Eigenfrequenz der quasi-statischen Achse

f_θ	Wiederholrate der Schwingung um die \mathbf{x} -Achse
f_φ	Wiederholrate der Schwingung um die \mathbf{y} -Achse
$F_{AA}(s)$	Anti-Aliasing-Filter
$f_A, f_{A,\min}$	Abtastfrequenz, minimale Abtastfrequenz
f_D	Durchtrittsfrequenz
F_{el}	elektrostatische Wandlerkraft
F_{em}	elektromagnetische Wandlerkraft
F_F	Federkraft
$f_{\max,D}$	maximale Wiederholrate der Dreiecktrajektorie
$f_{\max,S}$	maximale Wiederholrate der Sägezahntrajektorie
f_{res}	Schwingfrequenz der resonanten Achse
f_y	Eigenfrequenz der Translation in \mathbf{y} -Richtung
f_i	Eigenmoden des Mikrosanners, $i = 0,1,2,3$
$\mathcal{F}(\bullet)$	Funktion
F_{ed}	elektrodynamische Wandlerkraft
F_{pz}	piezoelektrische Wandlerkraft
F_{th}	thermomechanische Wandlerkraft
\mathbf{g}	nichtlinearer Systemvektor
$G(s)$	LAPLACE'sche Übertragungsfunktion
$g(t)$	Systemübertragungsfunktion im Zeitbereich
G_m	mittleres Schubmodul
h	Höhe des Siliziumsubstrates
$H(s)$	Übertragungsfunktion des Kerbfilters
$H_0(s)$	approximiertes Halteglied nullter Ordnung
\mathbf{I}	Einheitsmatrix
i	Zählvariable
i, i_i	Verschiebungsstrom, individueller \sim der Kammelektrode
I_a, I_a	Ableitströme in \mathbf{x} -Richtung des PSD
I_t	Torsionsflächenmoment
J	Torsionsträgheitsmoment der quasi-statischen Achse
J_{ellip}	Trägheitsmoment der elliptischen Platte
\bar{k}	Steifigkeit am Arbeitspunkt
k	lineare Federsteifigkeit
k_{lin}^f	maximales Amplitudenverhältnis des linearen Bereiches
k_0	lineare Torsionssteifigkeit der Nullauslenkung
k_2	quadratischer Federsteifigkeitskoeffizient
k_λ	Reglerkreisverstärkungsfaktor
k_λ^z	Beobachterverstärkungsfaktor
$k_{\omega,1}, k_{\omega,2}$	Frequenzverhältnisse des PID-Reglers zur Eigenfrequenz
k_D, k_D	Differentialverstärkung des linearen, nichtlinearen Reglers

K_{el}	Spannungsbeiwert
k_{el}	elektrostatische Spannungssteifigkeit
k_g	Gleitverstärkungsfaktor
K_I, k_I	Integralverstärkung des linearen, nichtlinearen Reglers
k_{lin}	Amplitudenverhältnis der linearen Auslenkung zur Maximalauslenkung
$K_I(s)$	Lernfilter
$k_{par,x}, k_{par,y}$	Korrekturfaktoren zur Kompensation parasitärer Summenströme
K_{PID}	Reglerverstärkung
k_{PSD}	positionsabhängiger Korrekturfaktor der Nichtlinearität
K_P, k_P	Proportionalverstärkung des linearen, nichtlinearen Reglers
k_q	Gleitzustandsreglerkoeffizient
$K_Q(s)$	Stabilitätsfilter
k_s	Erweichungsfaktor
k_u	Verhältnis der Elektrodenspannungen u_1 und u_2
\mathcal{L}	LAGRANGE-Funktion
\mathbf{l}	Beobacherverstärkungsvektor
L	Induktivität
$L(s), L_i(s)$	Übertragungsfunktion des offenen Regelkreises, \sim am Arbeitspunkt $\theta_{0,i}$
$L_0(s)$	Übertragungsfunktion des offenen Regelkreises ohne Verstärkung
l_1, l_2	Beobacherverstärkungen
l_0	Abstand der Fingerelektrode zur Drehachse
l_F	Fingerlänge
l_g	Abstand der Fingerspitze zur Gegenelektrode
L_{opt}	optimale Dämpfungsinduktivität
l_{PSD}	Länge des PSD
$L_{RR}(s)$	offener Regelkreis mit repetitiver Regelung
l_r	halbe Länge der rechteckigen Platte von der Rotationsachse zur Spitze
l_t	Torsionsfederlänge
L_i	Zusatzinduktivitäten der Kammelektroden
$\min(\bullet)$	Minimumsfunktion
m	Masse der quasi-statischen Rahmenstruktur mit Spiegel, ganzzahlige Teiler der Harmonischen, Zählergrad, Anstieg
$M(s)$	Übertragungsfunktion der Messdynamik
M_D	Dämpfungsmoment

$M_{\text{el}}, M_{\text{el},i}$	elektrisches Wandlermoment, individuelles \sim der Kamm- elektroden
M_{ext}	extern angreifendes Moment
M_{F}	Federmoment
M_{res}	Momentenreserve
$M_{\text{RR}}(s)$	modifizierende Empfindlichkeitsfunktion mit repetitiver Re- gelung
$\mathcal{N}(s)$	Nennerfunktion
n	Systemordnung, Anzahl
N_{F}	Anzahl paralleler Finger einer Elektrode
n_{H}	Anzahl harmonischer FOURIER-Terme
n_{seg}	Anzahl der Segmente einer Trajektorie
n_t	Höhe-zu-Breite-Verhältnis
$\mathcal{N}_{\text{R}}(s), \mathcal{N}_{\text{RL}}(s)$	Nennerübertragungsfunktion mit R- bzw. RL-Beschaltung
$\tilde{P}(s)$	Systemanteil ohne Zeitverzögerung
$P(s), P_i(s)$	Übertragungsfunktion der Regelstrecke, \sim am Arbeitspunkt $\theta_{0,i}$
P_{QS}	Leistungsverbrauch der quasi-statischen Achse
$\tilde{Q}(s)$	Systemanteil mit Zeitverzögerung
Q	Gütefaktor
q, q_i	Ladung, individuelle \sim der Kammelektrode
q_{C}	elektrische Ladung im Kondensator
q_{s}	Gleitverstärkung
$\hat{R}(s)$	Regenerationsspektrum
\hat{R}_{max}	Maximum des Regenerationsspektrum bzw. Stabilitätsreser- ve des repetitiven Reglers
r	relativer Grad
R, R_i	Serienwiderstand, individuelle Serienwiderstände der Kamm- elektroden
R^*	Regelreserve
r_1, r_2	Gleitreglerkoeffizienten
$R_{\text{Lead}}(s)$	Übertragungsfunktion des Lead-Gliedes
r_{max}	maximaler Ruck
R_{opt}	optimaler Dämpfungswiderstand
$R_{\text{PID}}(s)$	Übertragungsfunktion der des linearen PID-Reglers
$R_{\text{PI}}(s)$	Übertragungsfunktion des linearer PI-Reglers
$R_{\text{RR}}(s)$	Übertragungsfunktion des repetitiven Reglers
T_{A}	Abtastzeit
sat(\bullet)	Sättigungsfunktion

$\text{sgn}(\bullet)$	Vorzeichenfunktion (Signumfunktion)
s	Schaltfläche (Gleitebene), LAPLACE-Variable
$S_0(s)$	Empfindlichkeitsfunktion
$S_{0,\max}$	Maximum der Empfindlichkeitsfunktion
S_D	Dreiecksfunktion
S_{n0}	spektrale Leistungsdichte
s_{pi}	kritischer <i>Pull-In</i> -Abstand
$S_{RR}(s)$	Empfindlichkeitsfunktion mit repetitiver Regelung
S_S	Sägezahnfunktion
$s_{1,2}$	Pole des geschlossenen Regelkreises
$\hat{T}_0(s)$	Amplitude der komplementären Empfindlichkeitsfunktion
T	Periodendauer
t, t_i	Zeit, Zeitpunkt i
$T(s), T_i(s)$	Übertragungsfunktion des geschlossenen Regelkreises, \sim am Arbeitspunkt $\theta_{0,i}$
T^*	kinetische Koenergie
T^r	Periodendauer mit Regelreserve
$T_0(s)$	komplementäre Empfindlichkeitsfunktion
T_0	Periodendauer der Eigenschwingung
$T_{5\%}$	Beruhigungszeit in einen $2 \cdot 5\%$ -Schlauch um den statischen Endwert
$t_{\ddot{u}}$	Überschwingzeit
t_d	Störanregungszeit
t_{lin}	linearer Zeitbereich
T_M	Verzögerungszeit der Messdynamik
T_N	Zeitkonstante des differentiellen Regleranteils
t_r	Anstiegszeit
t_S	Sprungzeit der Stufentrajektorie
$t_{\ddot{u}}$	Überschwingzeit
$t_{1\%}$	Einregelzeit in einen $2 \cdot 1\%$ -Schlauch um den Sollwert
\ddot{u}	Überschwingen
\mathbf{u}	Eingangsvektor, Spannungsvektor
i_Q	Brückenspeisestrom
u, u_i	elektrische Spannung, individuelle \sim an der Kammelektrode
$U(s)$	elektrische Wandlerspannung
u^+, u^-	Summen-, Differenzspannung des PSD
u_0	Speisespannung der piezoresistiven Sensorbrücke
u_B	Brückenspannung
u_d	Störanregungsspannung

u_{\max}	Maximalspannung
u_{pi}	<i>Pull-In</i> -Spannung
u_{Q}	Spannung der Spannungsquelle
u_{R}	Stellspannung der linearen Regler
V	potentielle Energie, Ljapunov-Ansatzfunktion, Verstärkungsfaktor
V^*	potentielle Koenergiefunktion
$V_{\Theta, \text{U}}$	Streckenverstärkung
V_{elm}^*	elektromechanische Koenergie
V_{L}	Verstärkung des Lernfilters
V_{Q}	Verstärkung des Stabilitätsfilters
W	Wichtungsfunktion der Gain-Scheduling-Regelung
w, w_i	Antriebsbeschleunigung (neuer Eingang), individuelle \sim der Kammelektrode
$\hat{\mathbf{x}}$	Schätzzustandsvektor
\mathbf{x}	Koordinate der \mathbf{x} -Achse
\mathbf{x}	Zustandsvektor
x	Auslenkung in Richtung der Gegenelektrode
x_i	Systemzustände
\hat{y}	Schätzausgang
\mathbf{y}	Koordinate der \mathbf{y} -Achse
y	Systemausgang
y^*	Solltrajektorie
\mathbf{z}	Koordinate der \mathbf{z} -Achse
\mathbf{z}	Zustandsvektor
z	flacher Ausgang, zeitdiskrete Variable
z_i	Systemzustände
g	Erdbeschleunigung, $g \approx 9,8 \text{ N/kg}$

Kurzschreibweisen

$[\omega] := 1 + \frac{s}{\omega}$	Lineares Polynom
$\{d; \omega\} := 1 + 2d\frac{s}{\omega} + \frac{s^2}{\omega^2}$	Quadratisches Polynom mit Dämpfung

Einleitung

In den letzten Jahrzehnten werden zunehmend miniaturisierte Bauteile, sogenannte mikro-elektro-mechanische Systeme (MEMS), als Sensoren und Aktoren in mobile Geräte wie Smartphones und Fahrzeugen eingebaut. Sie besitzen den Vorteil klein, leicht, energiesparend und durch parallele Massenfertigung auf Waferenebene kostengünstig herstellbar zu sein. Bekannte Vertreter sind Beschleunigungssensoren, Gyroskope, Mikrofone, Drucksensoren, Hochfrequenz-Schalter und Ultraschallwandler. Seit etwa 1980 [1] gehören dazu auch Mikroscooperspiegel. Sie dienen der Ablenkung (Scannen) von zumeist Laserlicht und werden daher als mikro-opto-elektro-mechanische Systeme (MOEMS) bezeichnet. Mikroscooperspiegel haben einen breiten Anwendungsbereich, u. a. zur Umgebungserfassung in 3D-Sensoren (Light Deflection and Ranging, LiDAR), zur Spektroskopie in der Medizintechnik oder zur Projektion in „Head-Up“ und „Head-Mounted“ Displays für die Erzeugung einer erweiterten Realität (Augmented Reality). Durch die Verwendung von monolithisch einkristallinem Silizium sind Mikroscooper mit verfügbaren Fertigungsverfahren der Halbleiterindustrie, z. B. CMOS (engl. Complementary Metal Oxide Semiconductor), herstellbar. Gegenüber konventionellen Galvanometerscannern schwingen monolithische Mikroscooper quasi verschleißfrei und weisen eine besonders hohe Langzeitstabilität auf. Die kardanische Aufhängung vereinfacht den Optikentwurf und erlaubt eine starke Miniaturisierung. Durch die fertigungstechnisch definierte präzise Lagerung ist die Schwingung praktisch frei von mechanischem Wobbeln. Aufgrund der wesentlich kleineren bewegten Masse können Mikroscooper mit Eigenfrequenzen bis 50 kHz realisiert werden. Durch die Resonanzüberhöhung des schwach gedämpften Feder-Masse-Systems erreichen resonante Mikroscooper mechanische Ablenkwinkel von über $\pm 30^\circ$ [2]. Resonante Mikroscooper haben jedoch den Nachteil, dass die variierende Geschwindigkeit

der eindimensionalen sinusförmigen Scanlinie bzw. der zweidimensionalen LISSAJOUS-Figur die effektive Auflösung des Projektionsbildes beschränkt.

Quasi-statische Mikroscooper hingegen erreichen eine geringere Eigenfrequenz bzw. eine geringere Auslenkung, ermöglichen aber eine ebenso statische sowie dynamische Strahlführung. Die zur Auslenkung verwendeten elektrostatischen, magnetischen, piezoelektrischen oder thermomechanischen Antriebsprinzipien besitzen verschiedene Vor- und Nachteile. Die Antriebskräfte von elektrostatischen Kammantrieben sind durch das Aspektverhältnis von Elektrodenabstand (Trenchbreite) und Substrathöhe des Wafers technologisch begrenzt, jedoch können diese wie resonante Mikroscooper CMOS-kompatibel hergestellt werden und sind daher im Fokus aktueller Forschungen.

Am Fraunhofer Institut für Photonische Mikrosysteme (IPMS) wurde daher ein quasi-statisches Mikroscooperkonzept mit elektrostatischen vertikal verschobenen *out-of-plane* Kammantrieben (LINSKAN) entwickelt [3], welches Untersuchungsgegenstand für den Systementwurf in dieser Arbeit ist. Das LINSKAN-Prinzip ermöglicht einen 2D-Raster-Scan durch die kardische Aufhängung des Spiegels mit einer inneren resonanten Achse und einer quasi-statischen Rahmenachse. Bei der Bewegungsführung quasi-statischer Mikroscooper ist die geringe Systemdämpfung problematisch, da Eigenschwingungen mit der gewünschten Trajektorie überlagern und eine schnelle Strahlführung ohne eine Steuerung oder Regelung praktisch nicht möglich ist. Die Steuer- und Regelbarkeit wurde von JUNG [3] theoretisch überprüft, jedoch nicht am realen LINSKAN-Mikroscooper experimentell verifiziert.

Ziel dieser Arbeit ist die Herleitung, Simulation und experimentelle Verifikation geeigneter Steuerungs- und Regelungsalgorithmen zur hochdynamischen und präzisen Strahlführung quasi-statischer Mikroscooper mit elektrostatischem Kammantrieb. Abbildung 1.1 zeigt eine Systemübersicht des gesteuerten bzw. geregelten Raster-scannenden Mikrospiegels. Zu Beginn wird ein mechatronisches Modell mit allen relevanten Nichtlinearitäten des Mikroscoopers zur Simulation entworfen und experimentell überprüft. Für einen Raster-Scan werden Dreieck- und Sägezahntrajektorien mit verringerter Anregung der Spiegeleigenresonanzen benötigt. Auch wenn klassische Verfahren der linearen Steuerungs- und Regelungstechnik für das nichtlineare System eine begrenzte Führungsgenauigkeit aufweisen, sind sie für eine analoge Implementierung insbesondere für Mikroscooper mit hohen Eigenfrequenzen interessant. Der Entwurf nichtlinearer Regelungen ist notwendig, um die inherenten Nichtlinearitäten des Modells zu berücksichtigen. Aufgrund der differentiellen Flachheit des Mikroscoopersystems können dabei die Verfahren der flachheitsbasierten Folgeregelung angewendet werden.

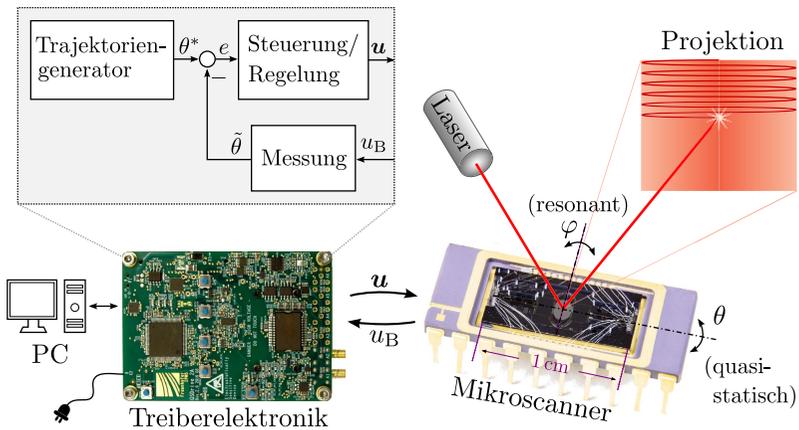


Abbildung 1.1: Schematischer Systemaufbau eines Raster-scannenden Mikrosanners im DIL-Gehäuse mit Treiberelektronik

Gleichzeitig ist es Ziel dieser Arbeit, eine geeignete Variante zur technischen Umsetzung als digitale Echtzeitregelung herzuleiten und zu testen. Das Scannen erfolgt typischerweise mit periodisch wiederholten Trajektorien, sodass repetitive Regler, die die Regelabweichung mit Hilfe der Regelfehler vorangegangener Perioden reduzieren, eingesetzt werden können.

Eine Auswahl geeigneter Steuerungs- und Regelungsverfahren wird schließlich am Mikrosscanner experimentell verifiziert und bezüglich ihrer Eignung bewertet. Dabei wird die im Chip integrierte piezoresistive Positionssensorik zur Echtzeitregelung erstmals verwendet. Mit den Ergebnissen soll die Mikrosscannerregelung und der Entwurf künftiger Mikrosannersysteme mit den typischen Parametern aus Spiegelgröße, Eigenfrequenz und Auslenkung erleichtert werden. Letztlich ist es auch von Interesse, optimale Geometrien für elektrostatische Kammwandler abzuleiten, um das potentielle Anwendungsfeld für Mikrosscanner zu erweitern.

Die vorliegende Arbeit gliedert sich in die folgenden Kapitel:

Kapitel 1 gibt in den weiteren Abschnitten einen Einblick in den Stand der Technik von Mikrosiegeln und betrachtet typische Anwendungsgebiete und Antriebskonzepte zur Auslenkung der Mikrosanner. Danach wird der quasi-statische LINSKAN-Mikrosanner des Fraunhofer IPMS vorgestellt, an dem der Systementwurf zur Regelung und Steuerung und die experimentel-

le Verifikation durchgeführt wird. Schließlich werden die Grundlagen zur mechatronischen Modellbildung des elektrostatischen Mikroscoannerspiegels betrachtet.

Kapitel 2 stellt den aktuellen Stand der Technik zur Steuerung und Regelung von Mikroscoannern sowie deren Einordnung vor. Dabei werden die Defizite der vor dieser Arbeit vorliegenden Konzepte analysiert und die vom Verfasser neu entwickelten Beiträge herausgestellt.

In **Kapitel 3** wird das physikalische und regelungstechnische Modell des betrachteten Mikroscoanners hergeleitet. Dabei wird die Bestimmung der Modellparameter mit Hilfe von Finite-Elemente-Simulationen und experimentellen Messungen beschrieben.

Das **Kapitel 4** stellt anhand zuvor abgeleiteter Scan-Anforderungen einen optimierten Trajektorienentwurf durch Ruckbegrenzung vor und beschreibt die Einbindung in den Systementwurf.

In **Kapitel 5** werden verschiedene Steuerungs- und Regelungsalgorithmen zur Strahlpositionierung und Trajektorienverfolgung hergeleitet. Die Verfahren werden mit Hilfe von MATLAB/SIMULINK-Simulationen verifiziert und bewertet.

In **Kapitel 6** erfolgt die experimentelle Verifikation der entwickelten Algorithmen an realen Mikroscoannern. Die Regelung wird auf einem Echtzeitsystem mit externer optischer Rückführung durchgeführt. Nachfolgend wird eine auf einem Mikrocontroller implementierte Regelungsvariante an einem Mikroscoanner mit integrierter piezoresistiver Sensorik getestet und bewertet.

Das **Kapitel 7** leitet Folgerungen für den Systementwurf von quasi-statischen Mikroscoannern hinsichtlich des Entwurfsraumes, der praktischen Einsetzbarkeit von Steuerungen bzw. Regelungen ab und stellt optimierte Kammgeometrien vor.

Kapitel 8 fasst die Ergebnisse dieser Arbeit zusammen und gibt einen Ausblick auf zukünftige Themen.

1.1 Anwendungsgebiete

Mikromechanische Spiegel, kurz Mikrospiegel, sind mikrooptische Modulatoren zur Ablenkung von Licht, deren Herstellung zumeist auf Silizium-Halbleitertechnologien basieren [4]. Mikroaktuatoren mit aufgebrachttem Gitter [5] oder Mikrospiegelmatrizen [6] werden auch zur Beugung von Licht eingesetzt. Es gibt zahlreiche Varianten von Mikrospiegeln, die sich im Wesentlichen nach (a) der Spiegelanzahl in Einzelmikrospiegel oder Flächenlichtmodulatoren, (b) der Bewegungsform in Translation und/oder Rotation und (c) der Funktionalität in reflektiv und/oder diffraktiv unterscheiden. Das potentielle Anwendungsgebiet reicht von 3D-Scannern für die Industrie und Automobiltechnik über Spektroskopie in der Medizin bis hin zur Wellenfrontkorrektur in der Astronomie. Mikrospiegeln kommt eine wachsende Aufmerksamkeit für die Miniaturisierung von Technologien mit optischen Komponenten zu. Tabelle 1.1 gibt einen Überblick wesentlicher Anwendungsgebiete, in denen mikro-opto-mechanische Modulatoren eingesetzt werden.

Im Bereich der Flächenlichtmodulatoren sind vergleichsweise hohe Scanfrequenzen und kleine Spiegelaperturen mit hoher Integrationsdichte gefragt. In den Anwendungen für Mikros Scanner spielt die Integrierbarkeit in kompakte mobile Systeme durch ihre kleine Baugröße eine entscheidende Rolle. Eingesetzt werden sie daher z. B. für mobile Laserprojektoren (vgl. Abbildung 1.2a) oder Retina-Scanner (vgl. Abbildung 1.2b) für Zugangskontrollen in der Sicherheitstechnik und der Augenheilkunde.

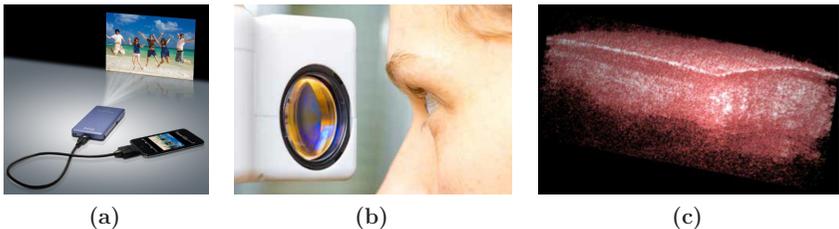


Abbildung 1.2: Auswahl einiger Anwendungen für Mikros Scanner: (a) Laserprojektor [7], (b) Mobiler Retina Scanner [8] und 3D-OCT der Zunge einer Maus [9]

Aus einkristallinem Silizium monolithisch gefertigte Modulatoren zeichnen sich durch ihre besonders hohe Langzeitbelastbarkeit sowie ihre geringe Leistungsaufnahme aus. Jüngere Anwendungen zielen u. a. auf „Augmented Reality“-Brillen, Sprengstoffdetektion und optische Kohärenztomographie (OCT) in der Medizin (vgl. Abbildung 1.2c) ab. Auch in der Automati-

sierungsbranche werden zunehmend Sensoren zur Umgebungserkennung eingesetzt. Dazu zählt das automatisierte Fahren von Kraftfahrzeugen und autonome Fliegen von Drohnen. Hierfür werden u. a. Entfernungssensoren (LiDAR) eingesetzt, in denen Mikros Scanner zur Lichtablenkung genutzt werden.

Je nach Anwendungsgebiet gibt es unterschiedliche Anforderungen an den Systementwurf von Mikros Scanner spiegeln. Zum Erhalt der Strahlqualität wird eine möglichst große Spiegelapertur typischerweise im Bereich von 0,5 . . . 5 mm Durchmesser benötigt. Gleichzeitig soll die Spiegeldeformation in der Regel weniger als ein Zehntel der Wellenlänge betragen [75]. Eine Bildprojektion mit einer Bildwiederholrate von 60 Hz erfordert daher eine Scanfrequenz der zweiten Achse im Kilohertzbereich. Diese konträren Anforderungen erschweren den Systementwurf von Mikros Scanner spiegeln. Daher unterschreitet die Auflösung von MEMS-Projektoren bisher noch die HD-Auflösung von 1920×1080 Pixel mit 60 Hz [76].

Dennoch arbeiten aufgrund der genannten Vorteile und der vielfältigen Einsatzbereiche von Mikros Spiegeltechnologien weltweit zahlreiche Forschungsteams an der Erschließung neuer Anwendungsgebiete. Mikros Spiegel sind bei zahlreichen Firmen kommerziell erhältlich, wie u. a. von Mirrocle, STMicroelectronics, Opus Microsystems, Bosch Sensortec, Fraunhofer IPMS, Fraunhofer ISIT, Hamamatsu und Precisley Microtechnology.

Im Weiteren bezieht sich diese Arbeit auf Mikros Spiegel, die als Mikros Scanner spiegel verwendet und im Folgenden „Mikros Scanner“ genannt werden.

Tabelle 1.1: Anwendungsgebiete für mikro-opto-mechanische Modulatoren und typische Bauformen

Branche/Bereich	Anwendung	Bauform
Industrie		
Halbleiterindustrie	direktschreibende Lithographie [6, 10–12]	Mikrospiegelarrays
Messtechnik	2D/3D-Laserscanner [13–15]	Mikroscanner
Informationstechnik	optische Schalter [16–19], optische Datenübertragung [20–22]	Planaraktuator, Mikroscanner, Mikrospiegelarrays
Robotik	Objekterkennung [23–25], Tracking [26–28]	Mikroscanner
Automobil	LiDAR [29–31], „Head-Up“ Displays [32, 33]	Mikroscanner
Logistik	Barcodescanner [2, 34, 35]	Mikroscanner
Medizintechnik		
Spektroskopie	Quantenkaskadenlaser [36–38]	Mikrospiegelarrays, Mikroscanner
Endoskopie, Mikroskopie	Konfokalmikroskopie [39–42], optische Kohärenztomographie [9, 43–51]	Mikroscanner
Augenheilkunde	Ophthalmoskopie [52, 53]	Mikrospiegelarrays
Sicherheitstechnik		
Zugangskontrolle	Iris/Retina-Scanner [54–56]	Mikroscanner
Sprengstoffdetektion	Quantenkaskadenlaser [57, 58]	Mikroscanner
Raumfahrt		
Astronomie	Wellenfrontkorrektur [59–64]	Mikrospiegelarrays
Verbrauchermarkt		
Beamer	digitale Projektion (DLP®) [65], Rasterprojektion [66–70]	Mikrospiegelarrays, Mikroscanner
„Virtual/Augmented Reality“ Brillen	Rasterprojektion [71, 72], „Retinal Scanning“ Display [73, 74]	Mikroscanner

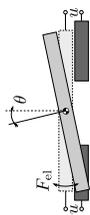
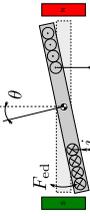
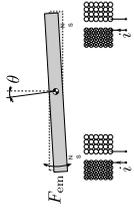
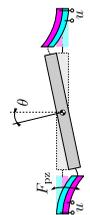
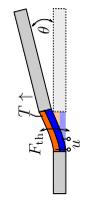
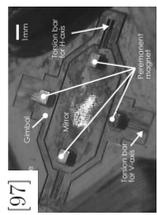
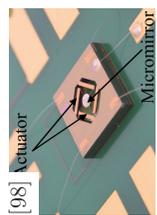
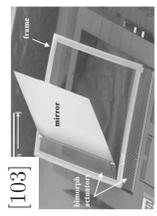
1.2 Antriebsprinzipien für Mikrosscanner

Zur Bewegung mikromechanischer Modulatoren werden Antriebsprinzipien aus verschiedenen physikalischen Domänen der Elektrik, Magnetik und Thermomechanik genutzt. Ihre physikalischen Wirkungsweisen werden in der Literatur ausführlich beschrieben, wie u. a. in [77–81]. Tabelle 1.2 gibt eine Übersicht zu den typischen Antriebsprinzipien für Mikros scannerspiegel (vgl. [76, 82, 83]). Diese Antriebsprinzipien lassen sich in folgende grundlegende Wandlerprinzipien unterteilen:

- **Elektrostatische Wandler** nutzen die elektrostatisch anziehende Kraft zwischen zwei entgegengesetzt geladenen Elektroden, von denen eine beweglich ist. Aufgrund ihrer monolithischen Integrierbarkeit und ihrer Kompatibilität zu CMOS-Technologien mit Standardprozessen der Halbleiterelektronik sind elektrostatische Antriebe weit verbreitet (siehe auch Abschnitt 1.2).
- **Elektrodynamische LORENTZ¹-Wandler** nutzen die LORENTZ-Kraft, die auf einen stromdurchflossenen Leiter im Magnetfeld wirkt. Hierbei befindet sich eine stromdurchflossene Spule auf dem Substrat und der Mikros scanner wird durch das Magnetfeld der in der Nähe angebrachten Permanentmagneten ausgelenkt.
- **Elektromagnetische Reluktanz-Wandler** nutzen einen variablen magnetischen Widerstand (Reluktanz) bzw. eine variable Wandlerinduktivität zur Erzeugung einer Reluktanzkraft durch einen variablen Luftspalt oder eine variable Fläche in einem Magnetkreis. Die Montage des Permanentmagneten auf das Siliziumsubstrat ist oft eine technische Herausforderung.
- **Piezoelektrische Wandler** nutzen den indirekten piezoelektrischen Effekt in Festkörpern, d. h. die Erzeugung einer mechanischen Spannung durch ein angelegtes elektrisches Feld. Aufgrund der vergleichsweise geringen Auslenkung von Stapelaktuatoren werden zumeist piezoelektrische Biege wandler eingesetzt. Viele piezoelektrische Materialien weisen relevante Hysterese-Effekte auf.
- **Thermomechanische Wandler** nutzen die Verformung von Bimorph-Aktuatoren bei Temperaturänderung. Die Dynamik des thermomechanischen Wandlers ist vergleichsweise gering.

¹Hendrik Antoon Lorentz (*1853–†1928), niederländischer Mathematiker und Physiker

Tabelle 1.2: Grundlegende Wirkprinzipien zum Betrieb von quasi-statischen Mikroscannern

Wirkprinzip:	elektrostatisch	elektrodynamisch	elektromagnetisch	piezoelektrisch	thermomechanisch
Prinzip- skizze					
physikal. Grundbe- ziehung	$F_{el} \propto u^2$	$F_{ed} \propto i$	$F_{em} \propto i^2$	$F_{pz} \propto u$	$F_{th} = F(\Delta T)$
mech. Auslenkung	$\pm 10^\circ$ [84]	$\pm 9^\circ$ [74]	$\pm 3^\circ$ [85]	$\pm 8,6^\circ$ [86]	$\pm 15^\circ$ [87]
physikal. Begren- zung	<i>Pull-In</i> -Effekt	maximale Stromaufnahme	geometrischer Aufbau	geringe Auslen- kung, Hysterese	Dynamik
Energie- verbrauch	gering	hoch	hoch	gering	hoch
Herstellung	CMOS-kompatibel	Hybridaufbau	Hybridaufbau	oft nicht CMOS- kompatibel	CMOS-kompatibel
Beispiele	 [4, 16, 31, 46, 88-91]	 [92] [69, 74, 93-96]	 [97] [45, 85]	 [98] [86, 99-102]	 [103] [87, 104-106]

Elektrostatische Wandler

Die elektrostatischen Antriebsprinzipien lassen sich in Wandler mit variablem Elektrodenabstand (Plattenwandler) und Wandler mit konstantem Elektrodenabstand (Kammwandler) einteilen [107] (vgl. Abbildung 1.3). Beide Antriebsprinzipien nutzen die elektrostatisch anziehende Kraft durch zwei verschiedene Potentiale.

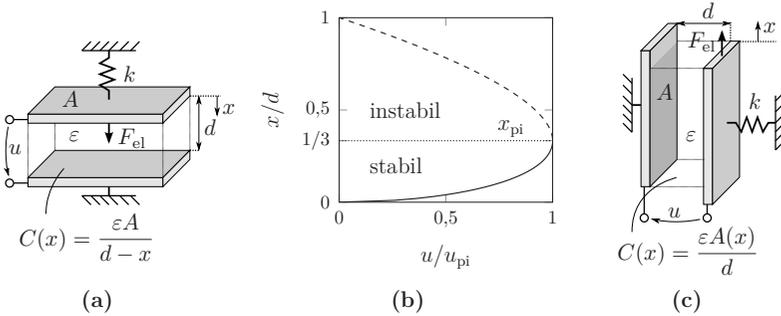


Abbildung 1.3: Prinzipskizzen elektrostatischer Wandler: (a) Plattenwandler, (b) Beziehung zwischen der Auslenkung und der Spannung mit *Pull-In*-Instabilitätsgrenze für Plattenwandler und (c) Kammwandler

Pull-In-Effekt

Übersteigt die elektrostatische Anziehungskraft F_{el} die rückstellende Federkraft F_F , so kommt es zur „unaufhaltsamen“ Bewegung der beweglichen Elektrode in Richtung der Gegenelektrode bis zum mechanischen Kontakt, dem sogenannten *Pull-In* [78, 108]. Der maximale Arbeitsbereich des elektrostatischen Wandlers lässt sich über das labile statische Gleichgewicht $F_{el} = F_F$ ermitteln. Für eine einfache Parallelplattenanordnung (vgl. Abbildung 1.3a) mit der Fläche A , dem Abstand d und der linearen Federsteifigkeit k ergibt sich eine maximal nutzbare Auslenkung von $0 \leq x < x_{pi} = d/3$ bevor der *Pull-In* einsetzt (vgl. Abbildung 1.3b). Die *Pull-In*-Spannung lautet $u_{pi} = \sqrt{8kd^3 / (27\epsilon A)}$.

Plattenwandler

Bei Plattenwandlern wird eine große kapazitive Fläche zwischen der bewegten Spiegelplatte und einer darunter liegenden Elektrode genutzt, (vgl. Abbildung 1.3a). Für einen Kippplattenwandler mit einer rechteckigen Platte der Abmessung $2l_r \times b_r$ und zwei im Abstand d darunter liegenden Elektroden der Länge l_r und Breite b_r ist die nutzbare Auslenkung durch den

Pull-In-Effekt auf $0^\circ < \theta < \theta_{pi} \approx 0,44 \cdot \theta_A$ des mechanischen Anschlagwinkels $\theta_A = d/l_r$ beschränkt (vgl. Abbildung 1.4a). Die *Pull-In*-Spannung berechnet sich hierfür mit $u_{pi} = \sqrt{0,827 \cdot kd^3/(\varepsilon b_r l_r^3)}$ [109, 110]. Zusätzliche Seitenelektroden können die elektrostatische Kraft erhöhen [111, 112] (vgl. Abbildung 1.4b). Dennoch ist die erreichbare mechanische Auslenkung im Vergleich zu Kammwandlern klein.

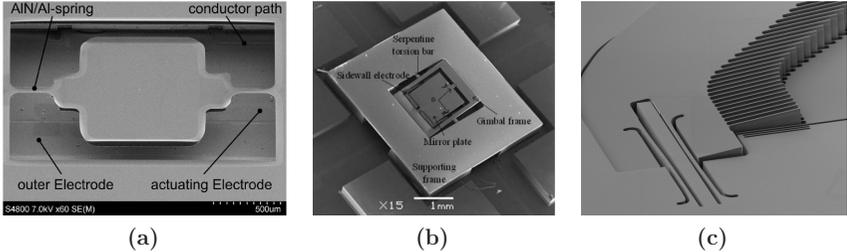


Abbildung 1.4: Elektrostatische Mikros Scanner: (a) Kippplattenwandler [113], (b) Kippplattenwandler mit Seitenelektrode [112], (c) Kammwandler [114]

Kammwandler

Kammwandler haben einen konstanten Elektrodenabstand und nutzen die Kapazitätsänderung bei Verschiebung der Elektroden aus der Ebene heraus (vgl. Abbildung 1.3c). Zur Vergrößerung der Kapazität zwischen den Seitenwänden wird der Wandler meist als Kammstruktur ausgeführt (vgl. Abbildung 1.4c).

Liegen die Elektroden in der Substratebene (engl. *in-plane*), so lässt sich durch Anlegen einer Wechselspannung eine *resonante* Bewegung aus der Ebene heraus anregen (engl. *out-of-plane*). Die Auslenkung kann sowohl rotatorisch (vgl. Abbildung 1.5a) als auch translatorisch (vgl. Abbildung 1.5b) sein. Abbildung 1.6 zeigt den Aufbau eines kardanisch aufgehängten 2D-esonanten Mikroskanners. Dabei wird das System in *parametrische Resonanz* gezwungen, d. h. der Mikros Scanner führt eine sinusförmige Bewegung aus [2, 115] (vgl. Abbildung 1.7 und *in-plane* Kammprinzip in Tabelle 1.3). Im resonanten Betrieb werden mechanische Auslenkungen bis $\pm 30^\circ$ erreicht [4]. Jedoch ist die variierende Geschwindigkeit in der sinusförmigen Scanlinie für viele Anwendungen problematisch.

Die statische bzw. dynamisch geführte Mikros Scannerbewegung wird im Folgenden *quasi-statisch* genannt. Sie kann realisiert werden, wenn in der Ruhelage des Kammwandlers eine Gegenelektrode außerhalb der Substratebene existiert, wie die Abbildungen 1.5c und 1.8 darstellen. Quasi-statische

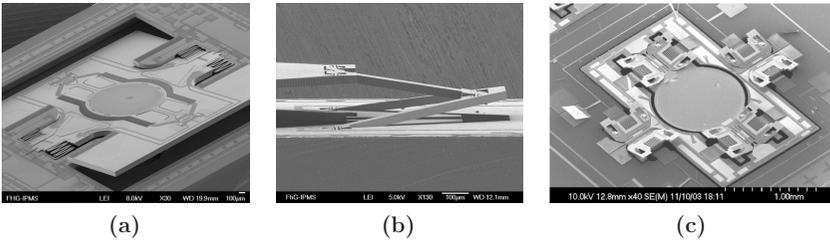


Abbildung 1.5: Mikros Scanner mit elektrostatischen Kammantrieben: (a) rotatorisch resonant [116], (b) translatorisch resonant [114, 117] und (c) rotatorisch quasi-statisch durch vorausgelenkte Gegenelektroden [46]

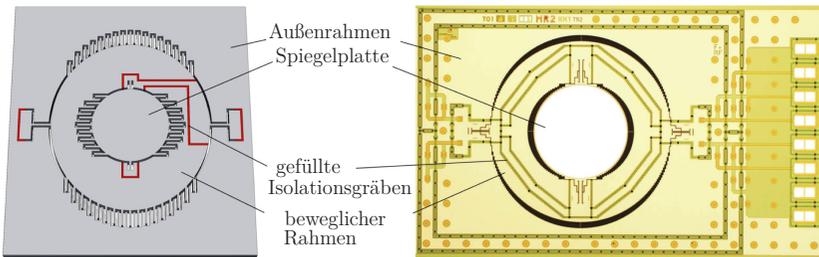


Abbildung 1.6: 2D-resonanter Mikros Scanner aus [4]: schematische Darstellung (links) und Chipfoto (rechts)

Mikros Scanner können prinzipiell im gesamten Frequenzbereich von Null bis zu ihrer Eigenfrequenz betrieben werden. Ein Betrieb oberhalb der Eigenfrequenz ist nur mit deutlich geringerer Amplitude möglich. Sie können damit lineare Trajektorien verfolgen. Die lineare Scanstrategie ist auch beim Raster-Scan von Vorteil, da sie gegenüber der eines LISSAJOUS-Scans eine geringere Trajektorienfrequenz benötigt [118] (vgl. Abschnitt 4.1). Tabelle 1.3 stellt eine Übersicht über die elektrostatischen Antriebsprinzipien zu ihrer Betriebsweise, den erreichbaren Auslenkungen und dem Herstellungsaufwand dar.

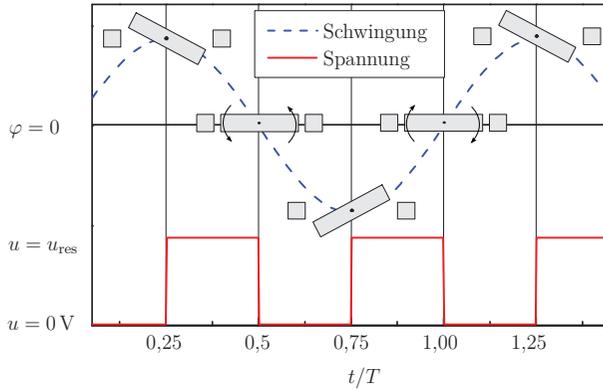


Abbildung 1.7: Zeitlicher Verlauf der Schwingung und der gepulsten Antriebsspannung für rotatorisch resonante Mikrosanner [4]

Bei Kammwandlern mit vertikal verschobenen Elektroden (engl. *staggered vertical comb* (SVC)) liegen die Elektroden in der Ruhelage übereinander (vgl. Abbildung 1.8a). Die exakte Ausrichtung der Kammelektroden zueinander ist entscheidend, um generell große Auslenkungen zu erreichen, bevor der *Pull-In*-Effekt der Fingerelektroden eintritt. In zahlreichen Varianten wird die vertikal verschobene Elektrodenanordnung bereits im Herstellungsprozess durch mehrlagige Elektrodenstrukturen oder einen mehrstufigen selbstzentrierenden DRIE-Ätzprozess realisiert [17, 43, 67, 119–127]. Ein anderes Prinzip ist das Vorauslenken des Spiegels durch Stempelstrukturen und der Stressabbau durch Tempern, sodass der Spiegel anschließend verkippt bleibt [128]. Eine weitere Möglichkeit ist das Vorauslenken durch Anlegen einer Spannung während der Prozessierung [129].

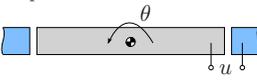
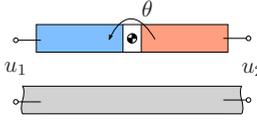
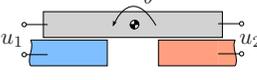
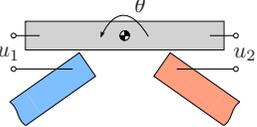
Verkippte Elektroden (engl. *angular vertical comb* (AVC) und *centered angular vertical comb* (CAVC)), vgl. Abbildung 1.8b und 1.8c, erreichen durch die größere kapazitive Überlappungsfläche prinzipbedingt eine größere Kraftwirkung und damit eine größere Auslenkung als vertikal verschobene Elektroden (SVC). Die Umsetzung dieser Elektrodenanordnung ist u. a. in den Literaturbeispielen [130–133] zu finden. Die von den Autoren KWON et al. in [119] und MILANOVIC et al. in [134] entwickelten Elektrodenanordnungen ermöglichen zusätzlich eine symmetrische Krafteinkopplung. Mit vertikal verschobenen Elektroden lassen sich ebenso Mikrosanner realisieren, die eine translatorische Bewegung ausführen [135–138].

ELHADY et al. [139] untersucht eine mehrstufige SVC-Elektrodenanordnung mit unterschiedlichem Abstand zur Drehachse mit dem Ziel einer Linearisierung der elektrostatischen Kapazitätsänderung. Dabei wurde jedoch nicht

berücksichtigt, dass das gewonnene Antriebsmoment bei kleinen Auslenkungen im realen Betrieb nicht benötigt und zudem die maximale Auslenkung verringert wird. Da das rückstellende Torsionsfedermoment zumeist einen näherungsweise linearen Verlauf besitzt, ist eine mit der Auslenkung ebenso linear ansteigende Kapazitätsänderung günstig für eine ideale Ausnutzung der elektrostatischen Kraft des Kammwandlers.

Des Weiteren lässt sich die elektrostatische Abstoßung (engl. repulsion) zur Auslenkung von Mikroscoannern benutzen, wie u. a. in den Literaturbeispielen [140–144] gezeigt wird. Die Antriebskraft, die dabei entsteht, ist jedoch gegenüber elektrostatischer Anziehung um ein Vielfaches geringer.

Tabelle 1.3: Gegenüberstellung der Antriebsprinzipien für elektrostatische Mikroscoanner

Elektrodenanordnung	Betriebsweise	Auslenkung	Herstellungsaufwand	Bsp.
<p><i>in-plane</i> Kammwandler</p> 	resonant	$> \pm 30^\circ$	gering	[2, 115]
<p>Kippplattenwandler</p> 	quasi-statisch und resonant	$< \pm 3^\circ$	mittel (Rückseitenelektrode)	[145]
<p><i>out-of-plane</i> Kammwandler</p> <p>verschoben:</p>  <p>verkippt:</p> 	quasi-statisch und resonant	$> \pm 10^\circ$ ($> \pm 20^\circ$ resonant)	hoch (Deckelwafer, mehrlagige BSOI-Wafer)	[3, 146]

1.3 Quasi-statische Mikros Scanner des Fraunhofer IPMS

Im Jahre 2000 wurden erstmals resonante Mikros Scanner am Fraunhofer Institut für Photonische Mikrosysteme (IPMS) hergestellt [2]. Diese wurden anschließend für die Bildprojektion zu kardanisch aufgehängten 2D-resonanten Mikros Scanner spiegeln weiterentwickelt [147] (vgl. Abbildung 1.6). Die von KLOSE [115] umfangreich erarbeiteten Methoden zur Modellbildung konnten den Entwurfsraum für resonante Mikros Scanner deutlich erweitern. Zur Realisierung von linearen Scanverläufen und statischer Positionierung wurde ein quasi-statischer Kippplattenwandler entwickelt [145]. Jedoch ist die Auslenkung prinzipbedingt auf unter $\pm 1,5^\circ$ bei 400 V begrenzt.

Um eine größere Auslenkung ohne Pull-In-Problematik zu erreichen, wurde von JUNG und SANDNER et al. [3, 148, 149] ein quasi-statisches Mikros Scannerkonzept mit *vertikal* (engl. *staggered vertical comb* (SVC)) und *rotatorisch* (engl. *angular vertical comb* (AVC)) versetzten Antriebselektroden entwickelt. Die Elektroden werden beim Bonden eines zweiten Wafers (Deckelwafer) aus der Substratebene heraus bewegt (vgl. Abbildung 1.8).

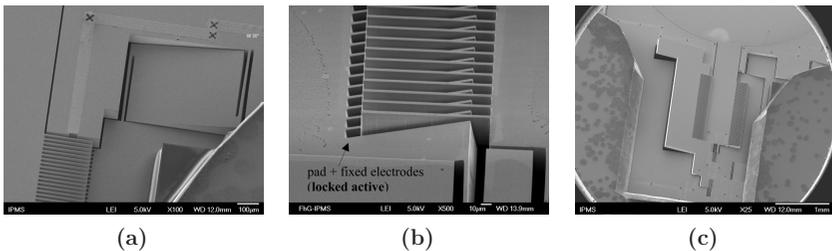


Abbildung 1.8: Kammstrukturen von Jung [3, 146, 148]: (a) vertikal verschoben (SVC), (b) verkippt um einen anderen Drehpunkt (AVC), (c) verkippt um die Spiegelachse (CAVC)

Bisher konnte nur der Prozess zur Herstellung vertikal verschobener Kammelektroden erfolgreich umgesetzt werden. Abbildung 1.9 beschreibt schematisch den Aufbau eines Mikros Scanners mit *vertikal verschobenen* Elektroden durch Bonden zweier 2D-strukturierter Substrate. Die dabei entstehende SVC-Elektrodenanordnung wird in Abbildung 1.10 an einem zersägten LINSKAN-Chip gezeigt. Da diese quasi-statischen Mikros Scanner lineare Scan-Bewegungen ausführen können, werden sie als LINSKAN bezeichnet. Das LINSKAN-Antriebskonzept bildet die Grundlage der vorliegenden Arbeit. Die äußere quasi-statische Achse lässt sich mit einer inneren reso-

nanten Achse kombinieren, sodass eine 2D-Rasterprojektion möglich ist (vgl. Abbildung 1.11).

Die volumenkromechanische Herstellung der LINSKAN-Mikroscanner erfolgt am Fraunhofer IPMS mit dem erweiterten CMOS-kompatiblen Prozess AME75 auf Basis von *Bonded silicon on Insulator* (BSOI)-Wafersubstraten und dem anschließenden Waferbonden, wie es JUNG in [3] beschreibt.

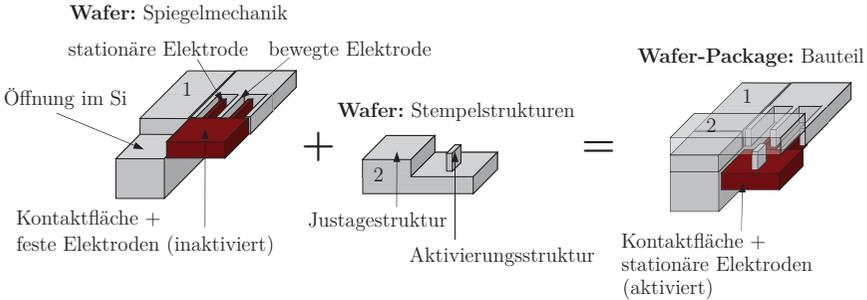


Abbildung 1.9: Schema zum Aufbau von Mikroscannern mit vertikalen Elektroden durch Bonden 2D-strukturierter Substrate aus [3]

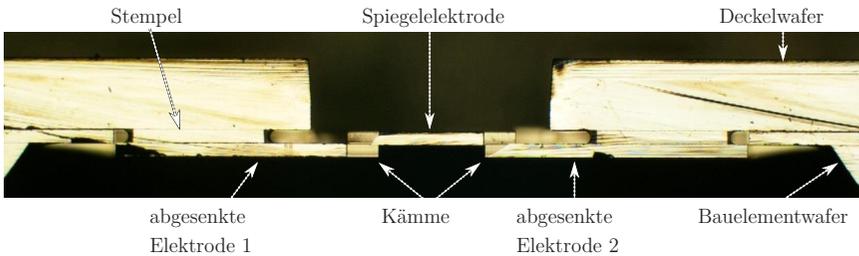


Abbildung 1.10: Seitenansicht der Kammanordnung eines zersägten LINSKAN-Chips

TACO-Mikroscanner

Der im Rahmen des EU-Projektes „Three-dimensional Adaptive Camera with Object detection and foveation“ (TACO) [84] entwickelte 2D quasi-statisch/resonante Mikroscanner bildet den Ausgangspunkt für die simulative und experimentelle Verifikation für den Systementwurf der vorliegenden Arbeit. Darüber hinaus sind die in dieser Arbeit entworfenen Konzepte zur Steuerung und Regelung allgemeingültig für quasi-statische Mikroscanner und können auch in anderen Bereichen angewendet werden.

Abbildung 1.11 zeigt eine Draufsicht des TACO-Mikros Scanners und die funktionsrelevanten Teile. In Tabelle 1.4 sind die wesentlichen Entwurfsparameter des TACO-Mikros Scanners aufgeführt.

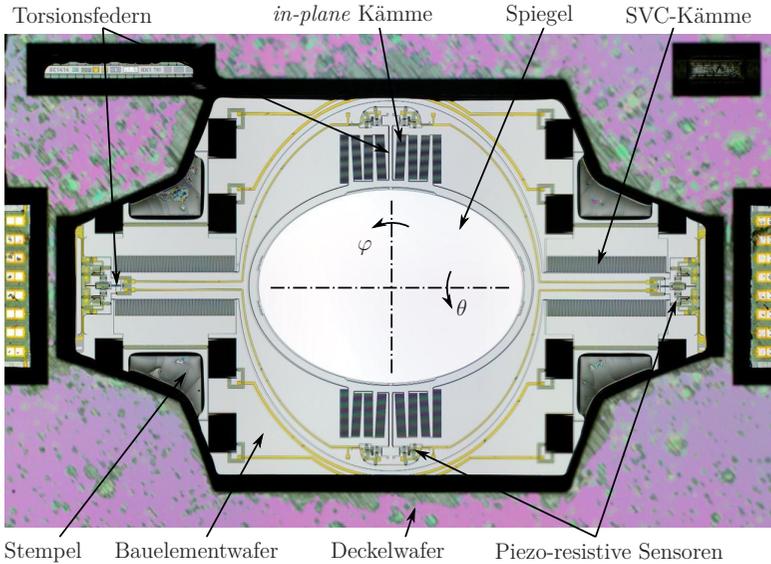


Abbildung 1.11: Draufsicht des 2D quasi-statisch/resonanten TACO-Mikros Scanners

Die zur Lichtablenkung verspiegelte elliptische Fläche ist kardanisch aufgehängt. Die Kammelektroden der inneren resonanten y -Achse (Rotation um φ) liegen in derselben Ebene wie der Spiegel (*in-plane*-Kämme) und bilden zwischen der Spiegelelektrode und der Rahmenelektrode die Antriebskapazität für einen resonanten Betrieb aus. Dazu orthogonal liegt die äußere quasi-statische x -Achse (Rotation um θ), deren äußere Kammelektroden an Festkörpergelenken durch die Stempelstrukturen des aufgebondeten Deckelwafers um ca. $75\ \mu\text{m}$ vorausgelenkt sind (vgl. Abbildung 1.9 und die Detailansicht in Abbildung 1.8a). In der Praxis kann die reale Verschiebung aufgrund von Fertigungstoleranzen wenige Mikrometer darunter liegen, d. h. im Bereich von $72 \dots 75\ \mu\text{m}$. Der Bauelementwafer verbleibt in der ursprünglichen Höhe. Die Torsionsfedern sind jeweils zwischen der bewegten Kammelektrode und dem Trägersubstrat positioniert. Am Ende der Torsionsfedern befinden sich jeweils zwei piezoresistive Sensorstrukturen, die bei der Spiegelauslenkung mitbewegt werden. Die Ausführung der Torsionsfedern der quasi-statischen Achse als parallele Federn lässt die Übertragung

Tabelle 1.4: Entwurfsparameter des TACO-Mikroscanners [84]

Beschreibung	innere Achse	äußere Achse
Betriebsart	resonant	quasi-statisch
Mechanische Auslenkung (\pm) in $^\circ$	15	10
Plattenbreite in mm	3,6	4,9
Plattenlänge in mm (entlang der Rotationsachse)	2,6	4,3
Eigenfrequenz in Hz	1603	123
<i>Pull-In</i> -Spannung in V	200	150
Federsteifigkeit in $\mu\text{N/m}$	77,60	1,18
Antriebskapazität in pF	16,7	80
Dynamische Deformation (RMS) in nm	22	
Mechanischer Stress @ 2500 · <i>g</i> in GPa	1,4	

von vier elektrischen Potentialen zu. Davon werden zwei Potentiale für den Antrieb der inneren resonanten Achse und die anderen beiden für die als WHEATSTONE'sche Halbbrücke verschalteten Sensorpotentiale verwendet. Alternativ können auch weiche Meanderstrukturen zur Potentialführung verwendet werden, sodass eine WHEATSTONE'sche Vollbrücke für die Sensoren der inneren Achse realisiert werden kann.

1.4 Mechatronische Modellbildung

Mikrospiegel lassen sich als *mechatronisches System* beschreiben, das sich in der „funktionellen und räumlichen Integration von mechanischen, elektrischen und informationsverarbeitenden Teilsystemen“ begründet [78]. Das Konzept des *mechatronischen Wandlers* beschreibt die Verallgemeinerung der mechatronischen Antriebsprinzipien als bidirektionale Kopplung zwischen mechanischen und elektrischen Größen. Damit kann die grundlegende Wandlerfunktionalität domänenunabhängig beschrieben werden, siehe auch [77–79]. Abbildung 1.12 veranschaulicht die Prinzipskizze des Kippspiegels als mechatronischen Wandler mit entsprechender mechanischer Beschaltung aus der Trägheit J der Spiegelplatte, der Dämpfung b und der Federsteifigkeit k sowie der elektrischen Beschaltung, hier dem Serienwiderstand R und der Spannungsquelle u_Q . Ausgehend von den konstitutiven Gleichungen und Energiefunktionen werden im Folgenden die Bewegungsgleichungen für den elektrostatischen Elementarwandler abgeleitet.

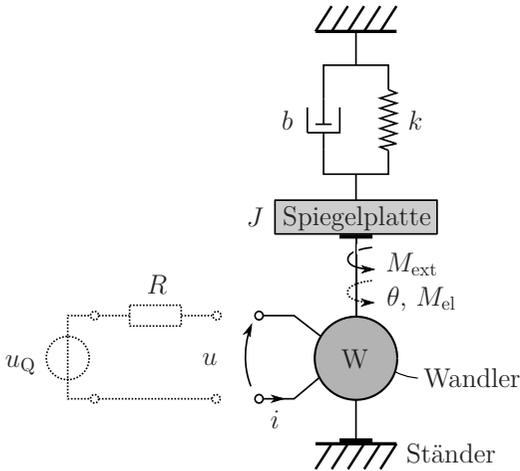


Abbildung 1.12: Kippspiegel als beschalteter mechatronischer Wandler (W) [78]

1.4.1 Elektrostatischer Elementarwandler

Der elektrostatische Elementarwandler überführt elektrische Energie in mechanische Energie und umgekehrt. Er besteht in der Regel aus einer veränderlichen Kapazität $C(\theta)$ zwischen zwei Elektroden, die von der Elektrodengeometrie und der Permittivität ε abhängig ist. Abbildung 1.13 stellt den unbeschalteten elektrostatischen Elementarwandler für einen rotatorischen Freiheitsgrad $\theta(t)$ dar.

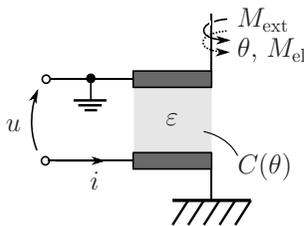


Abbildung 1.13: Unbeschalteter elektrostatischer Elementarwandler [78]

Für die elektrisch lineare konstitutive Wandlergleichung der Ladung $q(t)$ gilt mit der Spannung $u(t)$:

$$q(\theta, u) = C(\theta) \cdot u. \tag{1.1}$$

Für die mechanische konstitutive Beziehung ist allgemein die Abhängigkeit

des elektrostatischen Wandlermomentes M_{el} von der Auslenkung θ und der Wandlerspannung u bekannt:

$$M_{\text{el}} := M_{\text{el}}(\theta, u). \quad (1.2)$$

Der unbeschaltete elektrostatische Elementarwandler besitzt keine internen mechanischen Speicher (z. B. Federn), also wirkt auch keine Kraft ohne eine elektrische Anregung, sodass gilt:

$$M_{\text{el}}(\theta, u = 0) = 0. \quad (1.3)$$

Durch Integration des Wandlermomentes nach Gl. (1.2) entlang den Koordinaten θ und u mit der Randbedingung nach Gl. (1.3) ergibt sich die elektromechanische potentielle Koenergiefunktion:

$$V_{\text{elm}}^*(\theta, u) = \underbrace{\int_0^\theta M_{\text{el}}(\theta', u = 0) d\theta'}_{=0} + \underbrace{\int_0^u q(\theta, u') du'}_{=\frac{1}{2} C(\theta) \cdot u^2} = \frac{1}{2} C(\theta) \cdot u^2. \quad (1.4)$$

Demnach ist die potentielle Energie des unbeschalteten elektrostatischen Elementarwandlers nur durch die konstitutive elektrische Gl. (1.1) definiert. Aus der Ableitung der Koenergiefunktion (Gl. (1.4)) nach der Auslenkung θ folgt das mechanisch wirkende Moment bei elektrischer Anregung:

$$M_{\text{el}}(\theta, u) = \frac{\partial}{\partial \theta} V_{\text{elm}}^*(\theta, u) = \frac{1}{2} \frac{\partial C(\theta)}{\partial \theta} u^2 = \frac{1}{2} C'(\theta) \cdot u^2. \quad (1.5)$$

Durch Zeitableitung der in der Kapazität gespeicherten Ladung nach Gl. (1.1) ergibt sich der Verschiebungsstrom i im Wandler in Abhängigkeit der Auslenkung θ und der Wandlerspannung u :

$$i(\theta, \dot{\theta}, u, \dot{u}) = \frac{d}{dt} q(\theta, u) = C(\theta) \cdot \dot{u} + C'(\theta) \cdot \dot{\theta} u. \quad (1.6)$$

Die Gleichungen (1.5) und (1.6) bilden die elementaren nichtlinearen Wandergleichungen für den elektrostatischen Elementarwandler.

Mit Hilfe der EULER²-LAGRANGE³-Gleichung 2. Art

$$\frac{d}{dt} \frac{\partial \mathcal{L}(\theta, \dot{\theta}, u)}{\partial \dot{\theta}} - \frac{\partial \mathcal{L}(\theta, \dot{\theta}, u)}{\partial \theta} = M_{\text{ext}} - M_{\text{D}} \quad (1.7)$$

lassen sich die für Steuerung und Regelung benötigten Bewegungsgleichungen

²Leonhard Euler (*1707–†1783), schweizer Mathematiker und Physiker

³Joseph-Louis de Lagrange (*1736–†1813), italienischer Mathematiker und Astronom

des beschalteten Wandlers herleiten, wobei die LAGRANGE-Funktion $\mathcal{L}(\theta, \dot{\theta}, u)$ alle konservativen Energien, M_D alle dissipativen Momente des Systems und M_{ext} von außen angreifende Momente beschreiben [78]. Die Gleichungen Gl. (1.7) und (1.6) beschreiben den beschalteten elektrostatischen Wandler nach Abbildung 1.14.

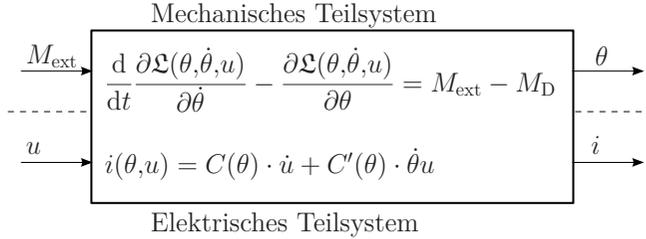


Abbildung 1.14: Blockschaltbild des elektrostatischen Wandlers mit nichtlinearen Wandlergleichungen [78]

1.4.2 Mechanische Beschaltung

Die mechanische Beschaltung des mechatronischen Wandlers (vgl. Abbildung 1.12) kann als gedämpfter Masse-Feder-Schwinger mit folgender Differentialgleichung beschrieben werden:

$$J \ddot{\theta} + b \dot{\theta} + k \theta = 0. \tag{1.8}$$

Mikroscanner mit Federstrukturen aus einkristallinem Silizium weisen praktisch keine Festkörperdämpfung auf und werden meist nur sehr schwach von dem umgebenden Medium (z. B. Luft) gedämpft. Daraus resultiert eine Resonanzüberhöhung bei der Eigenkreisfrequenz $\omega_0 = \sqrt{k/J}$ im BODE⁴-Diagramm (vgl. Abbildung 1.15a) und ein langsames Abklingen mit $e^{-\delta t}$ mit $\delta = b/(2J)$ einer angeregten Schwingung (vgl. Abbildung 1.15b) bzw. hohe Gütefaktoren $Q = \omega_0 J/b$ typischerweise größer 10. Zur Unterdrückung parasitärer Eigenschwingungen und der Verringerung der Stellzeit sind daher Steuerungs- und Regelungsmethoden notwendig.

⁴Hendrik Wade Bode (*1905–†1982), US-amerikanischer Elektrotechniker

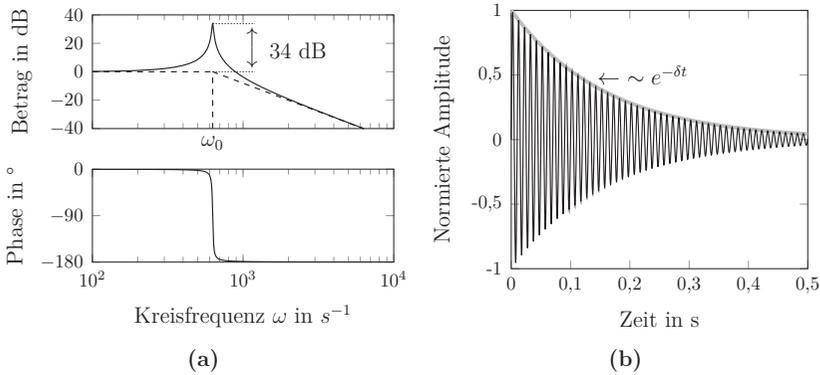


Abbildung 1.15: BODE-Diagramm und Abklingverhalten eines schwach gedämpften Feder-Masse-Systems mit $\omega_0 = 2\pi \cdot 100 \text{ s}^{-1}$ und $d_0 = \delta/\omega_0 = 0,01$

1.4.3 Impedanzrückkopplung

Der mechatronische Wandler selbst enthält keine dissipativen Elemente und ist damit ein konservatives System (vgl. Abbildung 1.12). Mit dem Hintergrund des Mikrosanners als Feder-Masse-System und der Reziprozität des mechatronischen Wandlers wird folglich die Dämpfungseigenschaft sowohl durch die mechanische Energiedissipation der Dämpfung b als auch durch die elektrische Energiedissipation der elektrischen Impedanz (z. B. ein Serienwiderstand R) bestimmt. Die Erhöhung der Dämpfung durch Modifikation des umgebenden Mediums (zumeist Luft) oder dem Druck ist technisch oftmals schwierig zu realisieren. Daher ist die Erhöhung der elektrischen Impedanz, auch *Impedanzrückkopplung* genannt, ein interessantes Verfahren, um die Dämpfung des Gesamtsystems zu verbessern. In der Dissertation von KIESSLING [145] wird beispielsweise untersucht, wie sich die Ladezeitkonstante $\tau = RC$ des RC-Gliedes des elektrostatischen Wandlers auf die Spiegelschwingung auswirkt. Jedoch kann die Systemdämpfung des betrachteten Mikrosanners durch Impedanzrückkopplung nur geringfügig von $d = 0,008$ auf $d = 0,02$ gesteigert werden, wie bereits vom Autor dieser Arbeit in [150] gezeigt wurde und im Anhang A.5 näher erläutert wird. Aufgrund der besonders starken Nichtlinearität des elektrostatischen Antriebes im Nulldurchgang wirkt sie sich negativ auf das Ansteuerungsverhalten aus und konnte daher nur für die einseitige Auslenkung sinnvoll eingesetzt werden [150].