

# **Entwicklung eines mikromechanischen Drehratensensorsystems mit nichtlinearem Anregungskonzept auf der Basis des am ISIT entwickelten PSM-X2-Prozesses**

## **Dissertation**

zur Erlangung des akademischen Grades  
Doktor der Ingenieurwissenschaften  
(Dr.-Ing.)  
der Technischen Fakultät  
der Christian-Albrechts-Universität zu Kiel

**Oliver Schwarzelbach**

Itzehoe  
2007

1. Gutachter: Prof. Dr. rer. nat. Anton Heuberger

2. Gutachter: Prof. Dr. rer. nat. Helmut Föll

Datum der mündlichen Prüfung: 24.07.2007

Teile dieser Dissertation sind bereits in folgenden Arbeiten veröffentlicht worden:

- O.Schwarzelbach, G.Fakas, W.Nienkirchen  
New Approach for Frequency Matching of Tuning Fork Gyroscopes Using Nonlinear Driving Concept Proceedings Transducers '01/Eurosensors XV, 14-20 Juni 2001, München
- O.Schwarzelbach, J.Eichholz, J.Quenzer, M.Weiss, B.Wenk  
Nonlinear Resonance Behaviour of Tuning Fork Gyroscopes  
FM 12/2000, p.38
- O.Schwarzelbach, J.Eichholz, J.Quenzer, M.Weiss, B.Wenk  
Nonlinear Resonance Behaviour of Tuning Fork Gyroscopes  
Proceedings Eurosensors XIV, 27-30 August 2000, Copenhagen, Denmark, p.391-394
- J.Eichholz, J.Quenzer, O.Schwarzelbach, M.Wei, B.Wenk  
HDL-A-Model of a Micromachined Tuning Fork Gyroscope MSM2000



# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Einleitung</b>	<b>11</b>
1.1	Allgemeine Problematik und Lösungsansatz . . . . .	12
1.1.1	Problembeschreibung . . . . .	12
1.1.2	Lösung durch nichtlinearen Betrieb . . . . .	15
1.1.3	Spezifikationen und Systemanforderung . . . . .	17
1.2	Inhaltlicher Aufbau . . . . .	18
<b>2</b>	<b>Einführung in die Drehratensensorik</b>	<b>21</b>
2.1	Der Coriolis-Effekt . . . . .	22
2.2	Stand der Technik . . . . .	24
2.2.1	Sensorkonzepte . . . . .	24
2.2.2	Industrialisierte Konzepte . . . . .	31
2.2.3	Spezifikationen . . . . .	32
2.2.4	Der Drehratensensormarkt . . . . .	33
2.3	Technologien . . . . .	35
2.3.1	Sensor . . . . .	35
2.3.2	Vakuumverkappung . . . . .	36
2.3.3	Systemelektronik . . . . .	38
2.4	Entwurfswerkzeuge . . . . .	39
<b>3</b>	<b>Der Drehratensensor</b>	<b>41</b>
3.1	Grundlagen . . . . .	43
3.1.1	Sensorkapazitäten . . . . .	43
3.1.2	Elektrostatischer Antrieb . . . . .	48
3.1.3	Geometrisches Basismodell . . . . .	50

3.1.4	Biegetheorie des Balkens . . . . .	51
3.1.5	Torsionsbiegung . . . . .	55
3.1.6	Die Dämpfung . . . . .	57
3.2	Analytisches Modell des Drehratensensors . . . . .	58
3.2.1	Referenzschwingung . . . . .	58
3.2.2	Messschwingung . . . . .	63
3.2.3	Corioliskopplung . . . . .	65
3.3	Dimensionierung des Systems . . . . .	68
3.4	Fehlermechanismen . . . . .	71
3.4.1	Strukturbreiten- und -höenschwankungen . . . . .	71
3.4.2	Stress und Stressgradient . . . . .	74
3.4.3	Mechanische Kopplung . . . . .	76
3.4.4	Elektrostatische Frequenzverschiebung . . . . .	81
3.4.5	Levitation . . . . .	83
3.5	FEM-Simulation und Dimensionierung . . . . .	84
3.5.1	Einstellung der Resonanzfrequenzen . . . . .	86
<b>4</b>	<b>Systemelektronik</b>	<b>93</b>
4.1	Anregungselektronik . . . . .	93
4.2	Ausleseelektronik . . . . .	97
4.2.1	Der Ladungsverstärker . . . . .	97
4.2.2	Synchrone Demodulation . . . . .	99
4.2.3	Zweikanalmessung . . . . .	100
4.3	Rauschbetrachtung . . . . .	101
4.3.1	Rauschparameter . . . . .	102
4.3.2	Rauschersatzschaltbild . . . . .	103
4.3.3	Rauschquellen . . . . .	104
4.3.4	Zusammenfassung der Rauschkomponenten . . . . .	106
4.4	Systemsimulation mit AHDL . . . . .	107
4.4.1	Verifikation des Frequenzverhaltens . . . . .	108
4.4.2	Simulation des Gesamtsystems . . . . .	111
4.5	Realisierung der Systemelektronik . . . . .	114

<b>5 Vermessung und Charakterisierung</b>	<b>115</b>
5.1 Allgemeine Voruntersuchung . . . . .	116
5.1.1 Abgleich der Simulationsparameter . . . . .	116
5.1.2 Frequenzspektren . . . . .	119
5.1.3 Nichtlinearität der Referenzschwingung . . . . .	121
5.1.4 Gütefaktor-Messung . . . . .	122
5.2 Kalibrierung . . . . .	124
5.3 Charakterisierung . . . . .	125
5.3.1 Skalenfaktorfehler . . . . .	125
5.3.2 Auflösung . . . . .	126
5.3.3 Bandbreite . . . . .	126
5.3.4 Bias-Stabilität . . . . .	127
<b>6 Bewertung und Zusammenfassung</b>	<b>131</b>
<b>A Anhang</b>	<b>133</b>
A.1 Der Fertigungsprozess . . . . .	133
A.2 AHDL . . . . .	136

## Verzeichnis der verwendeten Symbole

Symbol	Bezeichnung	Einheit
$a_{Cor}$	Coriolisbeschleunigung	$m/s^2$
$A_M$	Amplitude der Messschwingung	$m$
$A_R$	Amplitude der Referenzschwingung	$m$
$B$	Bandbreite	$Hz$
$b_B$	Breite der Biegebalken	$m$
$b_M$	Breite der Resonatormassen	$m$
$b_T$	Breite der Torsionsbalken	$m$
$c_{R,M}$	Dämpfungskonstante der Referenz-/Messschwingung	$1/s$
$C$	Kapazität	$F$
$C_R$	Kapazität der Referenzschwingungselektroden	$F$
$C_M$	Kapazität der Messschwingungselektroden	$F$
$C_T$	Kapazität der Testelektroden	$F$
$d_{ätz}$	Abstand zweier Ätzöffnungen zueinander	$m$
$d_F$	Abstand der interdigitalen Fingerstrukturen zur Anregung und zum Auslesen der Ref.-schwingung	$m$
$d_{TS}$	Abstand Torsionsachse zur Symmetrieachse	$m$
$d_T$	Abstand der Torsionsbalken zur Symmetrieachse	$m$
$E_{Si}$	Elastizitätsmodul von Silizium $1.63 \cdot 10^{11}$	$N/m^2$
$f_R, f_M$	Resonanzfrequenz der Referenz-/Messschwingung	$Hz$
$f_C$	Abbruchfrequenz	$Hz$
$F_{Cor}$	Corioliskraft	$N$
$F_{el}$	Elektrostatische Kraft	$N$
$F_E$	Elektrostatische Anregung der Ref.-schwingung	$N$
$G$	Schubmodul	$N/m^2$
$h$	Dicke des Strukturmaterials	$m$
$J_0$	statisches Trägheitsmoment der Resonatormassen	$kgm^2$
$k$	Boltzmann Konstante $k = 1.38 \cdot 10^{-23}$	$J/K$
$k_R$	Federkonstante der Referenzschwingung	$N/m$
$k_M$	Federkonstante der Messschwingung	$N/m$
$l_B$	Länge der Biegefeder	$m$
$l_M$	Länge der Resonatormasse	$m$

Symbol	Bezeichnung	Einheit
$l_T$	Länge des Torsionsbalkens	$m$
$m_{1,2}$	Masse des Resonators (links,rechts)	$kg$
$n_F$	Anzahl der interdigitalen Fingerstrukturen	
$Q_M$	Gütefaktor der Messschwingung	
$Q_R$	Gütefaktor der Referenzschwingung	
$T$	Temperatur	$K$
$U_E$	Spannung zur Anregung der Referenzschwingung	$V$
$\theta$	Winkelauslenkung der Torsionsschwingung	$^\circ/s$
$\omega_\Omega$	Modulationsfrequenz der Drehrate	$^\circ/s$
$\omega_E$	Modulationsfrequenz der Anregungsspannung	$^\circ/s$
$\epsilon_0$	Dielektrizitätszahl $8.854 * 10^{-12}$	$F/m$
$\Omega$	Drehrate	$^\circ/s$



# Kapitel 1

## Einleitung

Als der Begriff der Mikrosystemtechnik in der Mitte der achtziger Jahre geprägt wurde, zeigte sich sehr schnell, dass sich hieraus eine der Schlüsseltechnologien der nächsten Jahrzehnte entwickeln würde. Der mittlerweile erfolgreiche Einsatz in den verschiedensten Anwendungsfeldern, wie Automobilbau, Medizintechnik, Kommunikationstechnik und Umweltschutz, zeigt, dass mikrosystemtechnische Produkte tatsächlich - wie vorhergesagt - inzwischen längst Bestandteil unseres täglichen Lebens geworden sind.

Ein Teilgebiet der Mikrosystemtechnik, das besonders von dieser Entwicklung profitiert hat, ist die sogenannte Inertialsensorik, in deren Bereich Beschleunigungs-, Magnetfeld- und Drehratensensoren einzuordnen sind. Die Anwendung von mikromechanischen Herstellungsprozessen ermöglicht hier die Realisierung von Bauelementen, die die Vorteile von Genauigkeit und Preis in sich vereinigen. Der Einsatz von mikromechanischen Drehratensensoren in modernen Fahrdynamikregelungssystemen (FDR) in der Automobilindustrie eröffnete diesem Sensortypen dann auch Mitte der 90'er Jahre erstmals einen der grössten Massenmärkte.

Als zentrale Komponente eines solchen Systems erfasst der Drehratensensor die Kurvengeschwindigkeit des Wagens. Diese wird mit vorgegebenen Grenzwerten permanent verglichen und sobald ein kritischer Wert erreicht wird, z.B. durch plötzliches Ausweichen eines Hindernisses (Elchtest), erfolgt ein automatisches, gezieltes Abbremsen der einzelnen Räder, um ein Ausbrechen des Wagens zu verhindern.

Im Laufe der Zeit haben sich erste mikromechanische Drehratensensoren im Automobilssektor auch in der Navigation und in weiteren Sicherheitssystemen (z.B. Überrollschutz) etabliert. Darüber hinaus beginnen auch weitere Märkte von diesem Trend zu profitie-

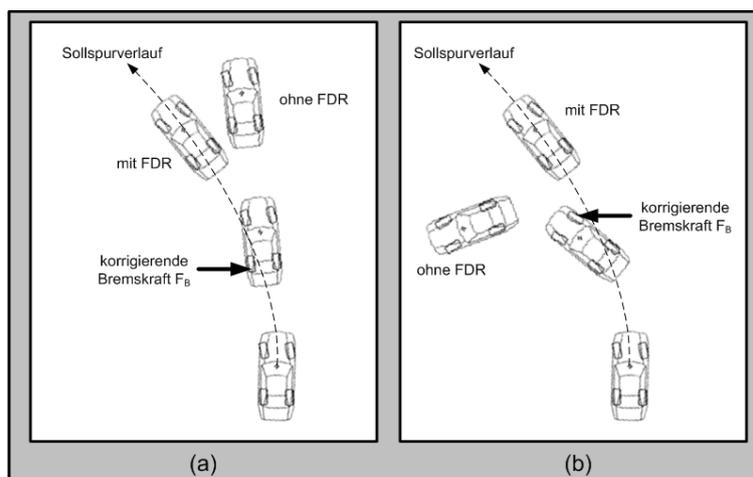


Abbildung 1.1: Korrigierender Eingriff der automatischen Fahrdynamikregelung auf ein (a) untersteuerndes und (b) übersteuerndes Fahrzeug

ren. Fallende Produktionskosten führen schnell zu immer neuen Einsatzmöglichkeiten. Neben den unterschiedlichsten Navigationssystemen (Luft- und Schifffahrt) bietet der sog. Consumer-Bereich Drehratensensoren eine Vielzahl interessanter und vielversprechender Einsatzgebiete wie z.B. Bildstabilisation in Videokameras, Virtual-Reality (VR) Systeme, Computer-Eingabegeräte und Bluetooth-Anwendungen.

Die Komplexität, die der Sensor und dessen Zusammenspiel mit der zugehörigen Steuerelektronik in einem Gesamtsystem darstellt, liess in der Vergangenheit viele allzu euphorischen Time-to-Market Ankündigungen schnell verstummen. Bis heute konnte nur ein geringer Teil aus der Vielzahl der veröffentlichten Realisierungskonzepte bis zur letztendlichen Marktreife entwickelt werden.

## 1.1 Allgemeine Problematik und Lösungsansatz

### 1.1.1 Problembeschreibung

Alle mikromechanischen Drehratensensoren arbeiten unter Ausnutzung des sog. Corioliseffekts. Ein Feder-Masse-System wird hierfür zunächst in eine Schwingung mit konstanter Frequenz und Amplitude versetzt. Diese Schwingung wird im weiteren Verlauf der Arbeit als Referenzschwingung bezeichnet. Unter dem Einfluss einer Drehrate wirkt auf die Masse

eine ablenkende (Coriolis-)Kraft, die zur Anregung eines zweiten, mit dem ersten gekoppelten, Feder-Masse-Systems führt. Die resultierende Schwingung wird Messschwingung genannt, deren Amplitude direkt proportional zur Drehrate ist.

Um möglichst große Schwingungsamplituden bei kleinen Wirkkräften zu erreichen, wird der Sensor bei vermindertem Umgebungsdruck betrieben, was eine Amplitudenüberhöhung der beiden Schwingungssysteme bei deren jeweiliger Resonanzfrequenz zur Folge hat (s. Abbildung 1.2).

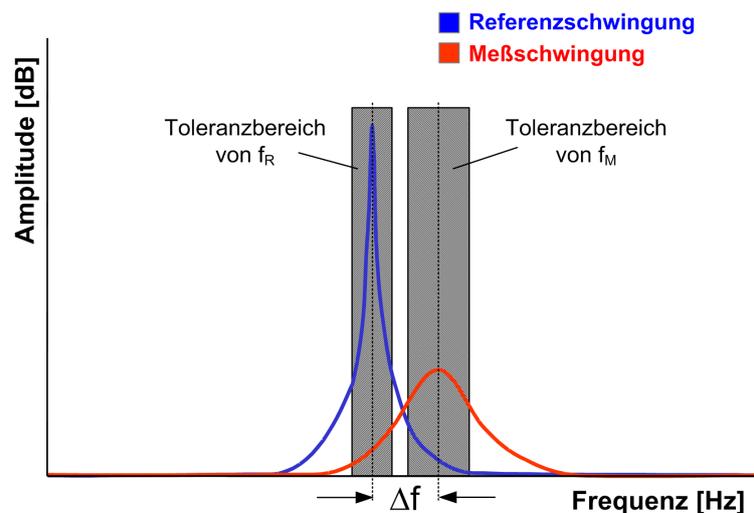


Abbildung 1.2: Anforderung an das Schwingungssystem: ein definierter Frequenzabstand zwischen den Resonanzfrequenzen der Referenzschwingung  $f_R$  und der Messschwingung  $f_M$

Im Verlauf dieser Arbeit wird aufgezeigt, dass eine der wichtigsten Voraussetzungen für die stabile Funktion des Sensors darin besteht einen definierten Abstand der Resonanzfrequenzen ( $f_{R,M}$ ) der beiden Schwingungssysteme zu gewährleisten. Dieser Frequenzabstand geht direkt in die Übertragungsfunktion ein, welche die Transformation der Drehrate in eine Drehratenabhängige, elektrisch verwertbare Größe (z.B. Kapazitätsänderung) definiert.

Die Analyse des Systems zeigt, dass der Frequenzabstand dabei nicht zu gering sein darf, um eine optimale Linearität über die Bandbreite der Drehrate zu erhalten. Gleichzeitig darf er nicht zu groß sein, um noch die geforderte Empfindlichkeit zu erreichen.

Die Definition der Resonanzfrequenzen und damit des Frequenzabstands erfolgt durch geeignete geometrische Dimensionierung der frequenzbestimmenden Elemente (Resonator-

masse, Federsteifigkeit). Abweichungen vom angestrebten Zielwert sind ein Resultat aus fertigungstechnischen Toleranzen in den jeweiligen Teilprozessen.

Um einen möglichst geringen Toleranzbereich zu erzielen, muss in der Regel ein sehr großer Aufwand bei der Optimierung der entscheidenden Fertigungsschritte getrieben werden. Da die Einstellung der Frequenzen über die Sensorgeometrie erfolgt, konzentriert sich die Prozessoptimierung auf die Ätzung des Strukturmaterials und die Einstellung der Schichtdicke.

Bleiben die Abweichungen innerhalb des zulässigen Toleranzbereichs können diese noch von der Systemelektronik durch geeignete Kompensationstechniken ausgeglichen werden.

Das elektrostatische Trimmverfahren stellt hier die bevorzugte Methode dar, bei dem die Verschiebung der Resonanzfrequenzen durch gezieltes Anlegen von externen Gleichspannungen erreicht wird. Die Trimmspannung führt zu einer mechanischen Vorverspannung der Aufhängung und damit zu einer Erweichung der Gesamtfederkonstante, über die die Resonanzfrequenz der jeweiligen Schwingung definiert ist. Der eigentliche Trimmvorgang wird von der Systemelektronik im Rahmen eines Kalibriervorgangs beim Anschalten des Systems übernommen. Je nach Auslegung des Systems kann mit Hilfe dieses Trimmverfahrens ein Frequenzbereich von mehreren hundert Hz nachgeregelt werden. Da dieses Verfahren mechanische Kopplungseffekte verstärkt, müssen die entsprechenden Prozesse dahingehend optimiert werden.

Verbliebene Abweichungen vom Zielwert können von der Systemelektronik noch durch eine entsprechende Signalaufbereitung in einem gewissen Rahmen ausgeglichen werden. Darüberhinaus besteht die technologische Herausforderung darin die Prozesstoleranzen entsprechend zu minimieren.

Doch auch die besten Fertigungsprozesse haben ihre Optimierungsgrenzen und weisen über einem Wafer verteilt, bzw. von Wafer zu Wafer, Schwankungen der Frequenzwerte auf. Dadurch wird der Frequenzabstand einer der wesentlichen ausbeutereduzierenden Faktoren in der Drehratensensorherstellung, was sich in der Praxis durch die Anzahl derjenigen Sensoren zeigt, die trotz aller Optimierungs- und Kompensationsmethoden nicht die Anforderungen an den Frequenzabstand erfüllen. Dieser Ausbeuteverlust kann dabei einige 10% betragen (s. Beispiel in Abbildung 1.3).

Im Rahmen dieser Arbeit wird aufgezeigt, wie dieses Problem mit Hilfe eines systemtechnischen Ansatzes gelöst werden kann. Zur Anwendung kommt ein im Vergleich zu den bisherigen Ansätzen eher unkonventionelles, nichtlineares Antriebskonzept mit dessen Hil-

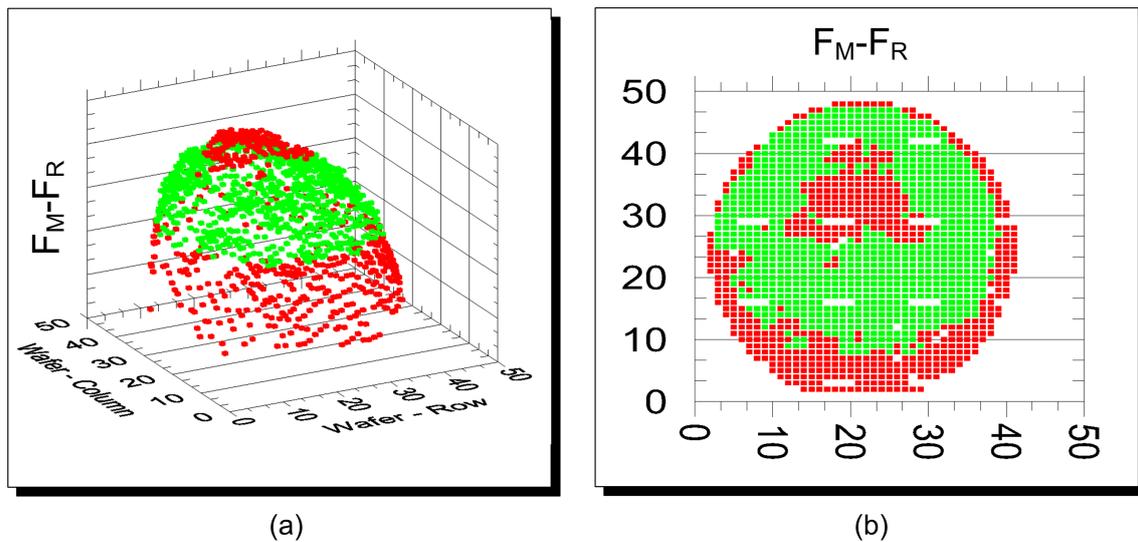


Abbildung 1.3: Verteilung der Frequenzabstände  $\Delta f = f_M - f_R$  über einen Wafer (a) in 3D-Darstellung (b) in Draufsicht. Für beide gilt grün = gute Sensoren / rot = Sensoren außerhalb der Spezifikationsgrenzen [20]

fe sich große Fertigungstoleranzen problemlos kompensieren lassen. Dadurch können die Anforderungen an die Technologie und die Elektronik deutlich entspannt und maximale Ausbeuten erzielt werden.

### 1.1.2 Lösung durch nichtlinearen Betrieb

Alle bisher vorgestellten Antriebskonzepte setzen Referenzschwingungen mit linearen Eigenschaften voraus. Leichte Nichtlinearitäten führen dabei im Regelkreis der Antriebselektronik schnell zu Stabilitätsproblemen, die nur durch einen zusätzlichen schaltungstechnischen Aufwand gelöst werden können.

Diese Arbeit verfolgt genau den gegenteiligen Ansatz. Es wird ein Sensorsystem entwickelt, das durch geeignete Auslegung von Sensor und Elektronik mit einer extrem nichtlinearen Referenzschwingung arbeitet. Die Resonatormassen werden hierfür beidseitig fest eingespannt, was zu einer stark nichtlinearen Federkonstante und damit zu einer Erhöhung der Resonanzfrequenz mit steigender Schwingungsamplitude führt (s. Abbildung 1.4).

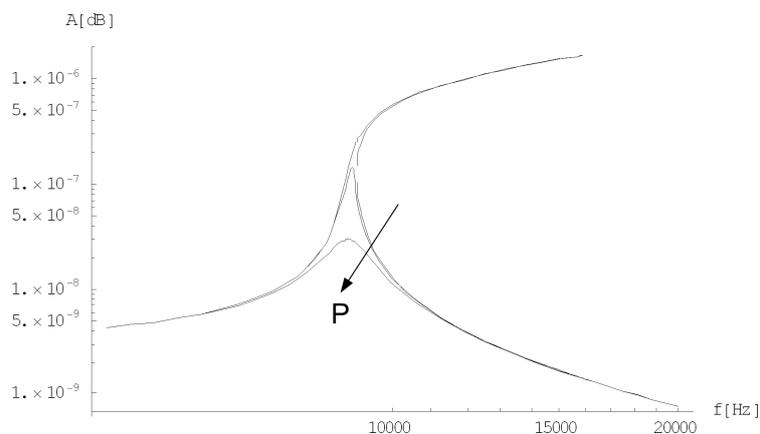


Abbildung 1.4: Amplitudenfrequenzrelation  $A(f)$  eines nichtlinearen Schwingungssystems bei unterschiedlichen Drücken  $P$

Anstelle des bekannten Resonanzpeaks bildet sich somit ein Resonanzplateau aus, das sich über große Frequenzbereiche (mehrere kHz) erstrecken kann, bevor es instabil wird und kollabiert. Der Vorteil dieser Plateaubildung zeigt sich im direkten Vergleich mit dem linearen Ansatz (s. Abbildung 1.5).

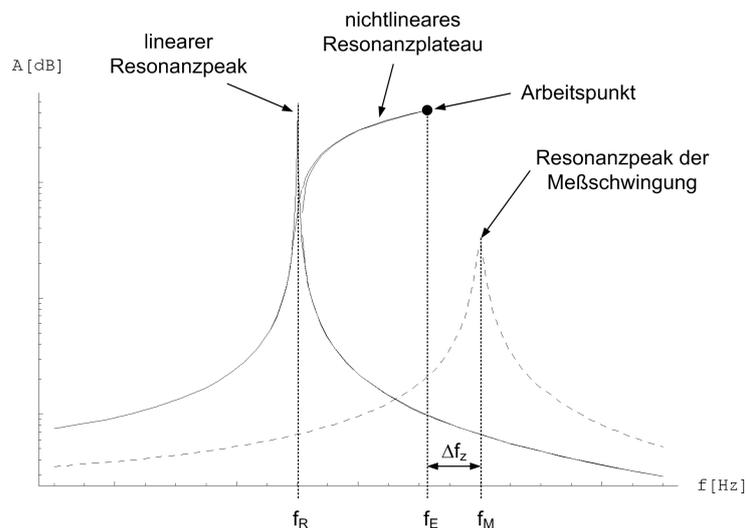


Abbildung 1.5: Vergleich von linearer und nichtlinearer Anregung der Referenzschwingung gegenüber der Messschwingung

Selbst wenn der Abstand der beiden Resonanzfrequenzen zu groß ist kann beim nicht-linearen Ansatz die Frequenz der Referenzschwingung entlang des Resonanzplateaus bis zum gewünschten Zielwert  $\Delta f_Z$  nachgeführt werden.

Bei entsprechender Auslegung können Schwankungen der Frequenzabstände bis zu mehreren kHz kompensiert werden, wodurch auch teiloptimierte Fertigungsprozesse eine 100%ige Ausbeute bzgl. dieses Parameters erreichen.

### 1.1.3 Spezifikationen und Systemanforderung

Ziel dieser Arbeit ist ein Sensorsystem unter Verwendung eines nichtlinearen Antriebskonzepts und der beschriebenen Herstellungstechnologien zu entwickeln. Die Zielsetzung wird durch Festlegung eines Parametersatzes unterstrichen, der im Anschluss an die Realisierung anhand von Messergebnissen verifiziert werden soll (s. Tabelle 1.1)

Für die Entwicklung dieses Mikrosystems werden zunächst einige Rahmenbedingungen festgelegt. Unterschieden wird zwischen den Anforderungen an den Sensor und denen an die Systemelektronik.

Für den Sensor gilt:

- die Dimensionierung muss derart gewählt werden, dass bereits bei geringen Anregungsspannungen ein nichtlineares Schwingungsverhalten erzielt wird
- die Resonanzfrequenz der Messschwingung  $f_M$  muss oberhalb der Referenzschwingung  $f_R$  sein
- die theoretische Abbruchfrequenz  $f_C$  muss grösser sein als  $f_M$
- die Sensorkapazitäten müssen so dimensioniert sein, dass die geforderte Signalauflösung erreicht wird

Für die Systemelektronik gilt:

- die Resonanzfrequenz der Meßschwingung muss ermittelt werden
- die Referenzschwingung muss in den nichtlinearen Bereich gezwungen und der vorgegebene Frequenzabstand zu  $f_M$  eingestellt werden

Parameter	Zielwert
Wirkprinzip	Stimmgabel
Technologie	Si-Oberflächenmikromechanik
Arbeitsfrequenz [ $Hz$ ]	$>8kHz$
Messbereich [ $^{\circ}/s$ ]	1000
Skalenfaktor [ $mV/^{\circ}/s$ ]	2
Bandbreite [ $Hz$ ]	10
Auflösung [ $^{\circ}/s$ ]	1
Offset [ $V$ ]	2.5

Tabelle 1.1: Zielspezifikationen des zu entwickelnden Drehratensensorsystems

- die Auswerteelektronik muss in der Lage sein die Sensorkapazitäten gemäß der vorgegebenen Spezifikationen in ein elektrisches Signal umzuwandeln

## 1.2 Inhaltlicher Aufbau

Im Folgenden wird die erfolgreiche Entwicklung, Umsetzung und Vermessung eines kompletten Drehratensensorsystems dokumentiert, bestehend aus mechanischem Sensorelement und zugehöriger Systemelektronik.

Das nachfolgende Kapitel gibt eine erste allgemeine Einführung in die moderne Drehratensensorik, beschreibt die bisherigen Realisierungskonzepte und die für die Umsetzung des Sensorsystems verwendeten Fertigungstechnologien und Entwurfswerkzeuge.

Das dritte Kapitel befasst sich mit dem Entwurf und der Simulation des mechanischen Sensors. Ein Analyse des Sensorverhaltens ermöglicht erste Aussagen über die Anforderungen an den Sensor und den Herstellungsprozess. Die eigentliche Dimensionierung der Sensorstruktur erfolgt auf der Basis umfangreicher mechanischer Simulationen mit Hilfe der Finite-Elemente Methode (FEM).

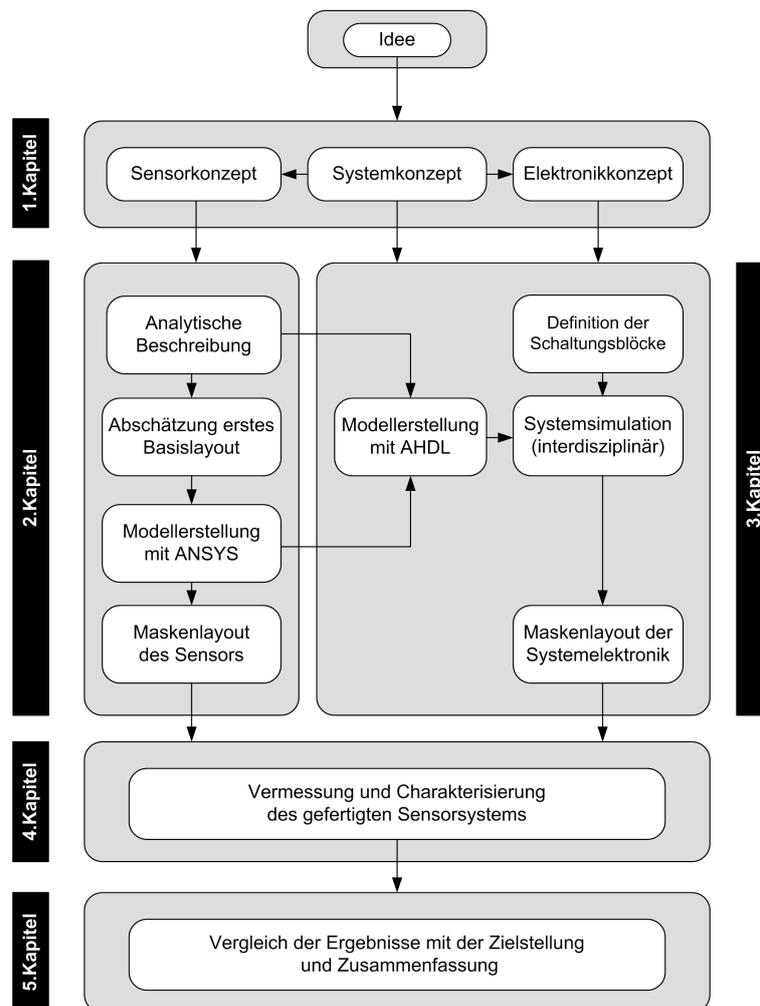


Abbildung 1.6: Übersicht der Entwicklungsstufen des Sensorsystems und Zuordnung zu den jeweiligen Kapiteln

Mit der Systemelektronik und der Systemsimulation beschäftigt sich das vierte Kapitel. Die Systemelektronik ist für die Ansteuerung und das Auslesen des Sensors verantwortlich. Da die Elektronik speziell auf den Sensor abgestimmt werden muss, sind die Erkenntnisse aus dem vorangegangenen Kapitel von entscheidender Bedeutung. Diese werden direkt unter Verwendung einer analogen Beschreibungssprache (AHDL = Analog Hardware Description Language) in ein Modell überführt, welches das elektromechanische Verhalten des Sensors widerspiegelt. Hiermit läßt sich das komplizierte Zusammenspiel von mechanischem Sensor und der zugehörigen Elektronik im Rahmen einer interdisziplinären

Simulation untersuchen und die Einzelkomponenten aufeinander abstimmen.

Die Vermessung und Charakterisierung des entwickelten Sensorsystems wird im fünften Kapitel beschrieben. Die Ergebnisse werden zusammenfassend in Kapitel sechs diskutiert. Im Anhang befinden sich weiterführende Erläuterungen sowie Literatur-, Abbildungs- und Tabellenverzeichnis.

## Kapitel 2

# Einführung in die Drehratensensorik

Die Wurzeln der modernen mikromechanischen Drehratensensorik reichen weit zurück bis in das Jahr 1835, als der französische Wissenschaftler Gustave-Gaspard de Coriolis (1792-1843) mit der Entdeckung des später nach ihm benannten Effektes die Grundlage für diesen wichtigen Teil der sog. Inertialsensorik schuf.

Als Schüler von Poisson, der sich schon früher mit der Ablenkung von Geschossen durch die Erdrotation beschäftigt hatte, konnte er mit Hilfe der Newton'schen Physik die Bewegung von Körpern in rotierenden Bezugssystemen erklären. Obwohl Coriolis selbst nie einen einzigen Drehratensensor hergestellt hatte, darf man ihn heute trotzdem als den Urvater der Drehratensensorik bezeichnen.

Wenige Jahre nachdem Coriolis diesen Effekt beschrieben hatte, gelang es Jean Bernard Leon Foucault diese Erkenntnisse direkt zu verwerten, indem er anhand des nach ihm benannten Foucaultschen Pendels erstmalig den direkten Nachweis der Erdrotation experimentell erbringen konnte. 1850 in der Pariser Sternwarte und aus Anlass der Weltausstellung 1851 im Pariser Pantheon präsentierte er der Öffentlichkeit dieses einfache Pendel, bestehend aus einem 67m langen Seil und einer massiven 28kg schweren Eisenkugel.

War das Pendel in Schwingung versetzt, konnten die staunenden Besucher anhand der Spuren, die die Kugel mit einer dünnen Spitze in den Sand zeichnete feststellen, wie sich die Schwingungsebene der Kugel langsam mit der Erdrotation drehte. Was die Zuschauer

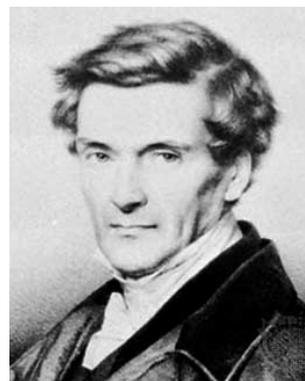
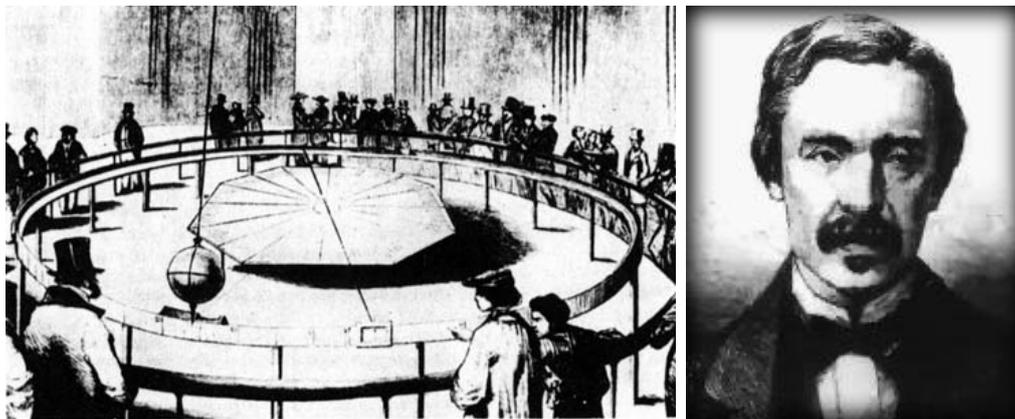


Abbildung 2.1: G.-G. de Coriolis

natürlich nicht wussten war, dass auf die Kugel infolge der Erdrotation die Coriolis-Kraft senkrecht zur Schwingungsrichtung wirkte. Das Foucault'sche Pendel darf daher mit Recht als der erste nach dem Coriolis-Prinzip arbeitende Drehgeschwindigkeits- bzw. Drehratensensor in der Geschichte bezeichnet werden.



(a)

(b)

Abbildung 2.2: Pendelversuch in Paris (a) von J.B.L. Foucault (1819-1868) (b)

Im Laufe der Jahre wurde das Konzept mehr und mehr verfeinert und die daraus hervorgehenden Kreiselkompassse galten lange Jahre als präziesestes Hilfsmittel in der Navigation. Mit der Zeit und einer vorangetriebenen Miniaturisierung wurden immer neue Umsetzungen des ursprünglichen Konzeptes zur Erfassung von Drehraten entwickelt. Erst mit der sog. Mikrosystemtechnik begann eine neue Ära der Sensorik.

## 2.1 Der Coriolis-Effekt

Zur Veranschaulichung wird hier das Beispiel eines Pistolenschützen (P1) auf einer mit einer Drehgeschwindigkeit  $\Omega$  rotierenden Scheibe herangezogen (vgl. Abbildung 2.3).

Der außen stehende Beobachter (P2) sieht die tatsächliche gerade Flugbahn der vom Schützen abgefeuerten Pistolenkugel mit der Masse  $m$ , die sich entlang einer Geraden mit der Geschwindigkeit  $v$  auf die zuvor anvisierte Zielscheibe bewegt. Für den Schützen jedoch bewegt sich die Kugel auf einer gekrümmten Bahn am Ziel vorbei, da sich die Scheibe unter der Kugel wegdreht und der Schütze die Flugbahn relativ zur Scheibe beurteilt. Die ablenkende Beschleunigung, die auf die Kugel zu wirken scheint, wurde später nach ihrem

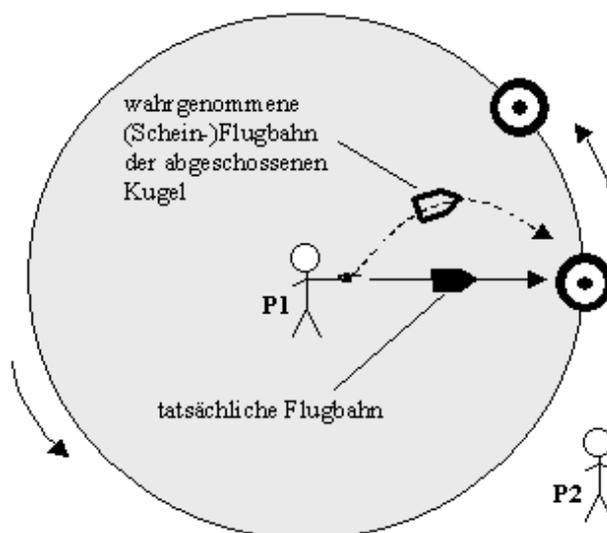


Abbildung 2.3: Einfluss der Coriolis-Beschleunigung auf einen bewegten Körper

Entdecker Coriolis-Beschleunigung  $a_{Cor}$  genannt. Die scheinbar auf die Kugel wirkende (Schein-)Kraft heisst daher auch Corioliskraft  $F_{Cor}$ .

$$\vec{a}_{Cor} = 2 \cdot (\vec{v} \times \vec{\Omega}) \quad (2.1)$$

$$\vec{F}_{Cor} = 2 \cdot m \cdot (\vec{v} \times \vec{\Omega}) \quad (2.2)$$

Die Corioliskraft ist jedoch keine Kraft im eigentlichen Sinne, sondern - wie auch die Zentrifugalkraft - eine Trägheitswirkung in einem sich drehenden Bezugssystem.

Auch die modernen mikromechanischen Drehratensensoren bedienen sich dieses Wirkprinzips. Ähnlich dem Foucault'schen Pendel wird eine beweglich aufgehängte Masse (s. Abbildung 2.4(a)) in eine Schwingung mit fester Schwingungsebene gezwungen (b). Diese Schwingung wird im Folgenden auch Referenzschwingung bezeichnet. Unter dem Einfluss einer Drehrate wird die Masse aufgrund der wirkenden Corioliskraft abgelenkt (c), wodurch eine Schwingung senkrecht zur Referenzschwingung erzwungen wird. Diese Schwingung wird im Folgenden Messschwingung bezeichnet. Die Information über die Höhe der auf das System einwirkenden Drehrate ist in der Amplitude der Messschwingung enthalten.

Um die Massen mit möglichst geringen Antriebsspannungen in Schwingungen mit ausreichender Amplitude zu versetzen, erfolgt die Anregung bei vermindertem Umgebungsdruck ( $<1\text{mbar}$ ). Der Arbeitspunkt des Sensors wird auf die systemeigene Resonanzfre-

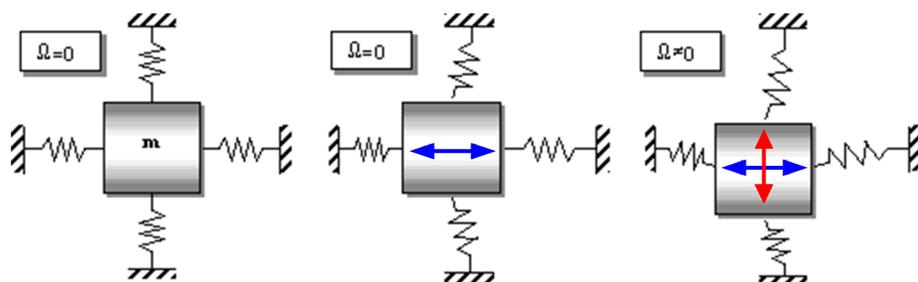


Abbildung 2.4: Einfluss einer Drehrate auf eine in Vibration befindliche Masse

quenz der Referenzschwingung eingestellt, um die Amplitudenüberhöhung im Resonanzfall auszunutzen.

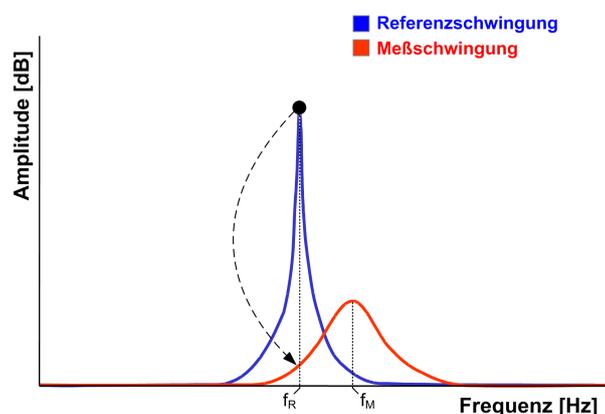


Abbildung 2.5: Energieübertragung durch die Corioliskopplung

## 2.2 Stand der Technik

### 2.2.1 Sensorkonzepte

Mit Hilfe von mikromechanischen Herstellungsprozessen wurden in den vergangenen Jahren weltweit eine Vielzahl von Konzepten entwickelt und auf ihre industriellen Einsatzmöglichkeiten hin untersucht. Trotz der scheinbar enormen Vielfalt der veröffentlichten Sensorentypen lassen sich diese auf fünf Basiskonzepte reduzieren. Es wird unterschieden zwischen, Einzelschwingern, Stimmgabelsensoren, Rotationsdrehratensensoren, Ring-Drehratensensoren

und Drehratensensoren mit kardanischer Aufhängung.

1. Der sog. *Einzelchwinger* stellt als einfacher einseitig eingespannter Balken die einfachste Form der Anwendung des Coriolis-Effekts als Drehratensensor dar. Er wird zunächst in einer Ebene in Vibration versetzt (s. Abbildung 2.6), welche die Referenzschwingung darstellt. Unter dem Einfluss einer Drehrate wird der Balken senkrecht zur Schwingungsebene ausgelenkt. In der Amplitude dieser Messschwingung ist die Drehrate moduliert und kann von der Systemelektronik ausgelesen werden.

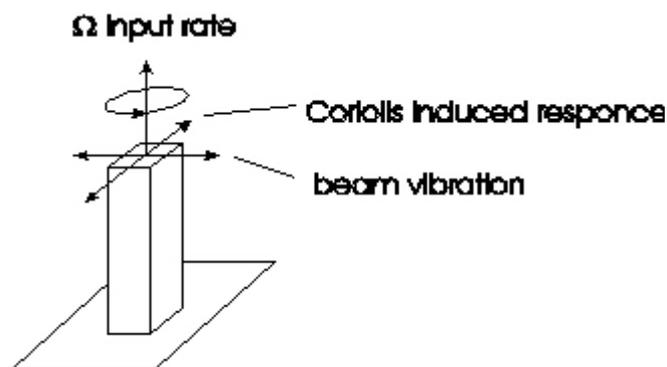


Abbildung 2.6: Einzelchwinger

Eine Umsetzung dieses Aufbaus wurde 1995 von der Firma Murata vorgestellt [1], wobei der Einzelchwinger aus einer über Balkenstrukturen aufgehängten Resonator-masse (Material: Polysilizium) besteht, die über angebrachte Interdigitalstrukturen elektrostatisch in Schwingung versetzt wird. Die Aufnahme der Messschwingung erfolgt rein kapazitiv durch entsprechende Gegenelektroden. Mit Hilfe dieses Sensors konnten bereits Drehraten bis maximal  $100^\circ/\text{s}$  erfasst werden, bei einer Auflösung von  $7^\circ/\text{s}$ .

Der Vorteil dieser Struktur liegt in ihrem leichten Aufbau. Der große Nachteil liegt in ihrer großen Empfindlichkeit gegenüber Linearbeschleunigungen, die sich der Messschwingung als Störgröße überlagern. Dies führte auch dazu, daß dieser Ansatz nicht weiter verfolgt wurde [2]. Ebenfalls nur von akademischen Interesse war der aus monokristallinem Silizium aufgebaute Sensor vom Himeji Institute for Technology (Japan) (vgl. Abbildung 2.7), der zusätzlich durch den extrem kostenaufwendigen Fertigungsprozess für eine Weiterentwicklung nicht infrage kam.

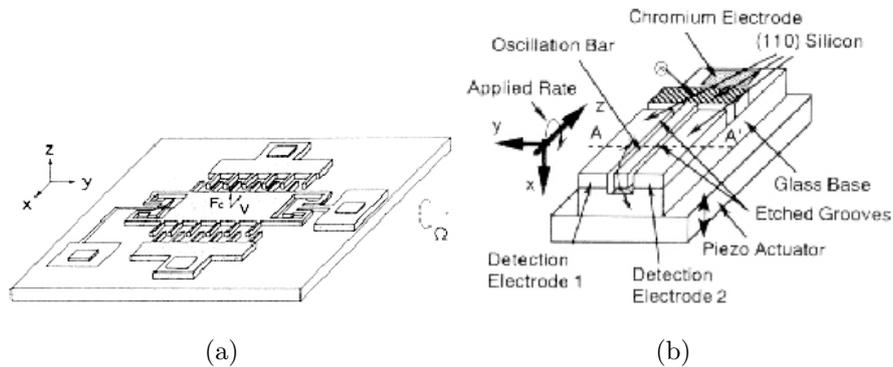


Abbildung 2.7: Sensor von Murata (a) und dem Himeji Institute for Technology (b), (beide Japan)

2. Die sog. *Stimmgabel – Drehratensensoren* sind die konsequente Weiterentwicklung des Einzelschwingers. Bei einem solchen Sensor erfolgt die Anregung zweier mechanisch gekoppelter Balken in einer antiparallelen Schwingung (vgl. Abbildung 2.8a). Die Corioliskraft bewirkt eine Torsionsschwingung um die Drehachse. Der Vorteil gegenüber dem zuvor beschriebenen Einzelschwinger liegt in seiner geringeren Empfindlichkeit gegenüber Beschleunigungen, da diese auf beide Balken gleichzeitig aber gegenläufig wirkt und daher eliminiert wird.

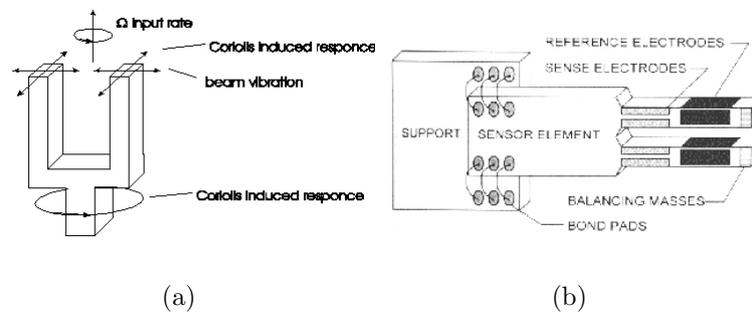


Abbildung 2.8: Stimmgabel-Prinzip (links) und Stimmgabel-Sensor nach J.Söderkvist (Univ. Uppsala)

Bereits 1993 wurden hier die ersten Umsetzungen dieses Verfahrens publiziert. An der Universität von Uppsala in Schweden wurde dabei der direkteste Weg beschritten (s. Abbildung 2.8b) [3]. Hierbei handelt es sich um einen Sensor aus Quarz, der piezoelektrisch in Schwingung versetzt wird. Die Erfassung der Messschwingung aufgrund einer einwirkenden Drehrate erfolgt piezoresistiv. Dieses Verfahren ermöglichte

bereits die Erfassung von Drehraten Bereich von  $0.1^\circ/s$ , wobei der Fertigungsaufwand (Trimmen, Prozessierung) so hoch war, dass sich auch diese Sensoren bis heute nicht durchsetzen konnten (vgl. Sensor von TEMIC Ottobrunn [4]). Hinzu kommt die starke Temperaturabhängigkeit von piezoresistiven Materialien. Kurz darauf stellten die Wissenschaftler der Universität von Tokio in Japan einen beidseitig aufgehängten Stimmgabelsensor [5] vor, dessen komplexer Aufbau (vgl. Abbildung 2.9a) und die damit verbundenen hohen Produktionskosten auch hier eine Weiterverfolgung dieses Ansatzes verhinderten, zumal dieser Sensor mit einer Auflösung von  $15^\circ/s$  bei einem Skalenfaktor von  $0.5\text{mV}/^\circ/s$  als sehr unempfindlich einzuordnen ist.

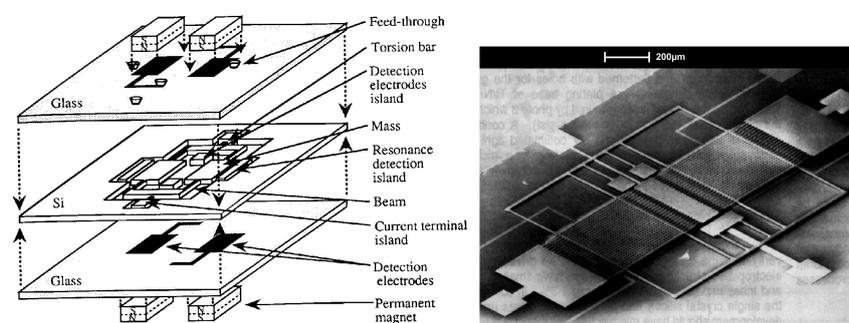


Abbildung 2.9: Stimmgabelsensor mit elektromagnetischem (a) und elektrostatischem (b) Antrieb

Erfolgreicher war hier der Ansatz der von den Wissenschaftlern der Charles Stark Draper Laboratories (USA) ebenfalls 1993 veröffentlicht wurde (vgl. Abbildung 2.9b) [6]. Sie verwendeten einen oberflächenmikromechanischen Fertigungsprozess mit Polysilizium als Strukturmaterial, mit dessen Hilfe sie zwei Resonanzmassen herstellen konnten, die über eine Balkenkonstruktion mit dem Wafer verbunden wurden. Die Referenzschwingung wird elektrostatisch erzwungen, wobei beide Massen antiparallel zur Waferoberfläche oszillieren. Eine Drehrate führt zu einer Verkippung dieser Anordnung aus der Ebene. Die angeregte Messschwingung wird kapazitiv durch Gegenelektroden erfasst, die sich unterhalb der Resonanzmassen befinden. Mit diesem Verfahren wurden bereits Drehraten im Bereich  $<0.1^\circ/s$  aufgelöst.

Der *Coriolisbeschleunigungs – Sensor* stellt eine besondere Variante dar und wurde 1995 erstmals von der Fa. BOSCH [7] vorgestellt. Jeweils ein Beschleunigungssensor wird auf zwei gegenphasig vibrierende Platten aufgebracht. Wirkt die Drehrate

senkrecht zur Ebene, so werden die beiden Massen gegenläufig abgelenkt. Diese Ablenkung wird von den beiden Beschleunigungssensoren aufgenommen, wodurch sich die Drehrate über die Coriolisbeschleunigung erfassen lässt. Für dieses Verfahren ist keine Abstimmung der Schwingungsmoden erforderlich, da es sich bei den vibrierenden Platten und den Beschleunigungssensoren um unabhängige Systeme handelt. Die Realisierung eines solchen Sensors erfordert jedoch einen aufwendigen Fertigungsprozess (Bulk- und Oberflächenmikromechanik), der sich letztendlich wiederum in hohen Produktionskosten widerspiegelt.

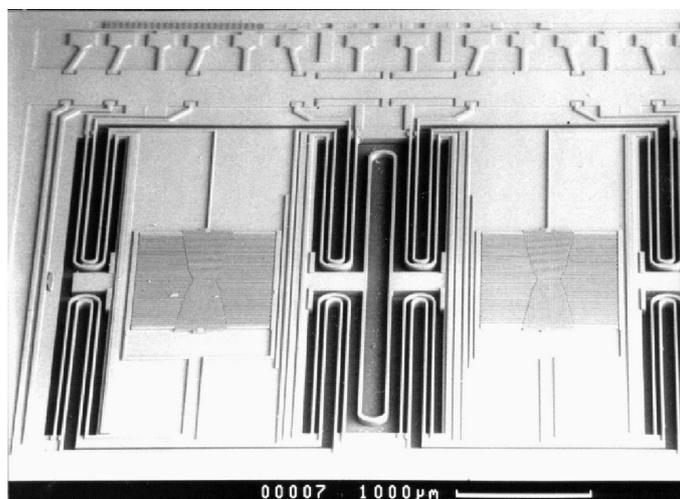


Abbildung 2.10: Coriolisbeschleunigungs-Sensor der Fa. BOSCH

3. Anstelle der bisher beschriebenen translatorischen Referenzschwingung werden bei den sog. *Rotationsdrehratensensoren* die beiden Massen in eine rotatorische Vibration um die  $z$ -Achse erzwungen (s. Abbildung 2.11 a). Unter dem Einfluss einer Drehrate um die  $x$ -Achse wird die Anordnung in eine zusätzliche Biegeschwingung um die  $y$ -Achse versetzt. Die direkte Umsetzung dieses Verfahrens wurde 1995 von BOSCH (b) präsentiert [Fu95].

Nachteilig wirkt sich hier die Anfälligkeit gegenüber Rotationsbeschleunigungen aufgrund des einen einzigen Ankerpunkts aus. Hinzu kommt die starke mechanische Kopplung beider Schwingungsmoden, da die gleiche Feder für die Referenz- als auch die Messschwingung verwendet wird. Weitere Vertreter dieses Sensorprinzips stellen Abwandlungen hinsichtlich der Anzahl der Massen [8] und der Ausführung der

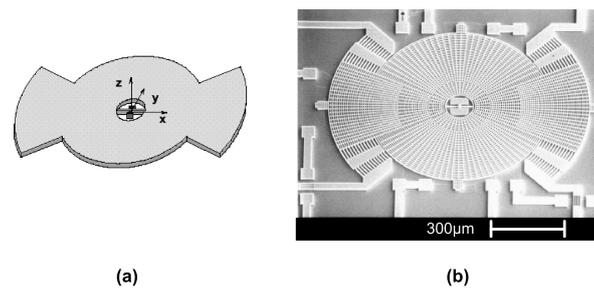


Abbildung 2.11: Rotationsdrehratensensoren (a) Prinzipskizze (b) Umsetzung durch die Fa. BOSCH

Kippschwingung [9] dar.

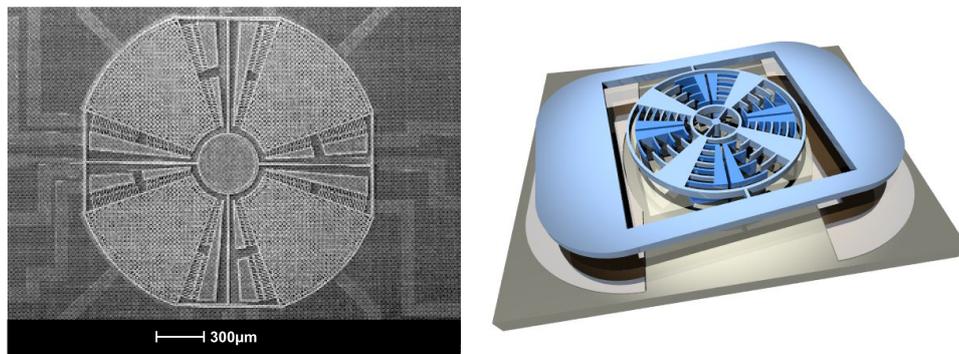


Abbildung 2.12: Rotationsdrehratensensoren von (a) SAMSUNG und (b) HSG-IMIT

4. Die sog. Ringdrehratensensoren arbeiten nach dem bekannten Weinglas-Prinzip (s. Abbildung 2.13). Hierbei wird eine Ringstruktur in eine Ringschwingung versetzt, deren Grundmode die Referenzschwingung darstellt.

Unter dem Einfluss einer Drehrate wird dieser Mode in der Ebene verdreht. Aus der Lage der Grundmode gegenüber dem Ruhezustand ergibt sich direkt die Drehgeschwindigkeit. Der erste Ringdrehratensensor wurden bereits 1994 von Putty (s. Abbildung 2.14) vorgestellt [11]. Der Vorteil dieses Verfahrens besteht darin, dass sich beide Schwingungen auf dem selben Mode befinden und dadurch keine Frequenztrimmung erforderlich ist. Die Vibrationsamplitude ist leider geometriebedingt sehr klein, was sehr geringe Kapazitätsänderungen an den am Rand befindlichen Meßelektroden zur Folge hat. Die Detektion der Schwingungen erfordert die monolithische

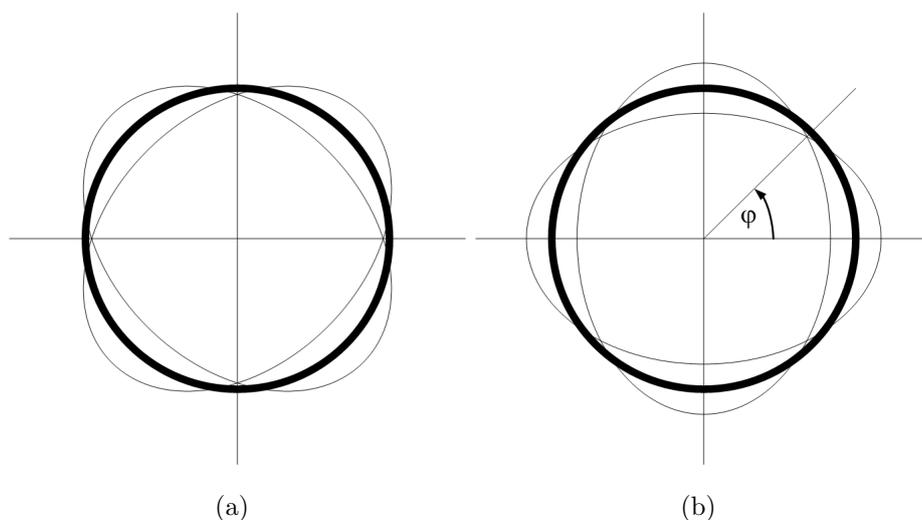


Abbildung 2.13: Drehratensensor nach dem Weinglasprinzip ohne (a) und mit (b) einwirkender Drehrate

Integration mit ersten elektronischen Verstärkerstufen. Obwohl die bisher veröffentlichten Ergebnisse erstaunlich gute Werte aufweisen [10], scheinen gerade die hohen Produktionskosten - bedingt durch die monolithische Integration im Zusammenspiel mit einer Kombination aus Bulk- und Oberflächenmikromechanischem Prozess - der Grund zu sein, dass dieser Ansatz bisher noch nie kommerziell vermarktet wurde.

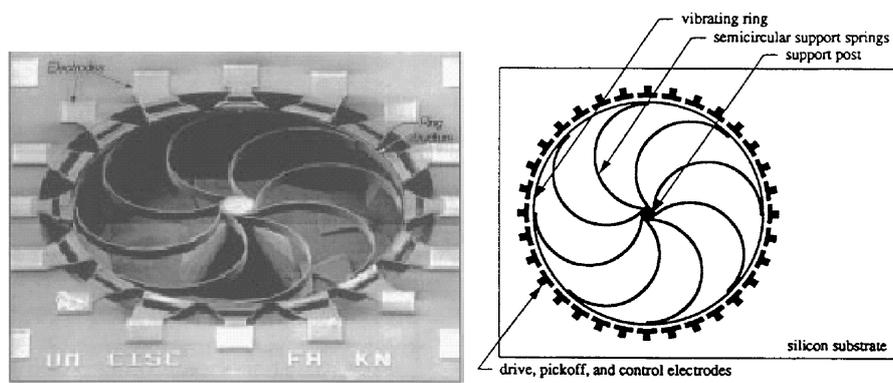


Abbildung 2.14: Ringdrehratensensor nach Putty (links) und Ayazi (rechts)

- Bei Drehratensensoren mit *kardanischer Aufhängung* (vgl. Abbildung 2.15) tordieren sowohl Referenz- als auch Messschwingung um ihre jeweilige Aufhängung. Im Jahre 1991 wurde ein solcher Sensor erstmals vorgestellt [23].

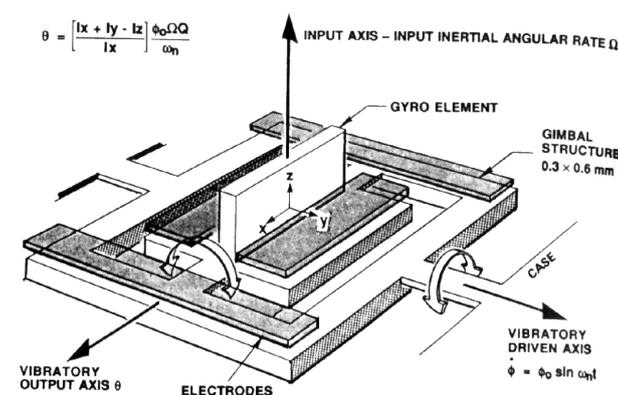


Abbildung 2.15: Drehratensensor mit kardanischer Aufhängung

Ein Problem stellt bei diesen Sensoren die geometrische Dimensionierung dar. Um möglichst große Schwingungsamplituden zu erreichen, ist ein ausreichend großer Luftspalt zwischen dem Rahmen und der Anregungselektrode erforderlich. Für die kapazitive Messung ist dagegen ein eher kleinerer Luftspalt von Vorteil, wodurch auch gleichzeitig bei elektrostatischer Anregung geringere Antriebsspannungen notwendig wären. Hier könnten unterschiedliche Elektrodenhöhen von Nutzen sein, was jedoch die Kosten für den Herstellungsprozess in die Höhe treibt. Die Kunst beim Entwurf eines solchen Sensors besteht daher darin, den geeigneten Mittelweg zu finden. Die bisher veröffentlichten Umsetzungen konnten jedoch noch keine befriedigende Lösung bieten und wurden aufgrund ihrer Unwirtschaftlichkeit nicht weiter verfolgt.

### 2.2.2 Industrialisierte Konzepte

Obwohl in den vergangenen Jahren weltweit eine Vielzahl von Messverfahren untersucht wurden, konnten nur wenige Konzepte bis zur letztendlichen Produktionsreife entwickelt werden. Die nachfolgende Tabelle zeigt die bis dato im industriellen Maßstab gefertigten Produkte.

Mehr als die Hälfte der bisher zur marktreife geführten Konzepte arbeiten nach dem Stimmgabelprinzip. Dabei werden noch häufig Mischprozesse aus Si-Oberflächenmikromechanik und Piezoschichten verwendet. Sensoren in reiner, kostengünstiger Si-Oberflächenmikromechanik sind z.Zt. noch wenige zu finden. Doch durch die immer verfeinerte Pro-

Firma	BAE SSS	BEI Systron	Analog Dev.	BOSCH	Murata	Panasonic
Type	CRSx	QRSx	ADXRSx	YRSx/SMGx	Encx	EWTSx
Wirkprinzip	Ring	Stimmgabel	Stimmgabel	C-Beschl./Rot	Stimmgabel	Einzel
Technologie	OM+piezo	OM+piezo	OM	BM+OM/OM	OM+piezo	OM+piezo
Bereich [°/s]	100-570	50-1000	300	100	300	60
SF [mV/°/s]	3.49-20	2.5-50	5	18/21	0.67	25
BW [Hz]	10-50	60-100	40	30/10	50	30
Auflösung [°/s]	0.3-1	0.7	0.2	0.3	1	1
P [mW]	50	400	30	600/75	26	–

Tabelle 2.1: Industrialisierte Konzepte (Stand 2006)

zessführung und damit verbesserten Signalausbeuten wird diese Technologie in Zukunft eine dominierende Rolle spielen.

### 2.2.3 Spezifikationen

Unabhängig von der jeweiligen Umsetzung sind alle mikromechanischen Drehratensensoren anhand einer Reihe von Spezifikationen charakterisierbar und damit auch vergleichbar. Es folgt eine Begriffsbestimmung, die sich immer auf das gesamte Drehratensensorsystem, bestehend aus mechanischem Sensorelement und der zugehörigen Systemelektronik bezieht.

- **Skalenfaktor bzw. Empfindlichkeit**

Der Skalenfaktor eines Drehratensensor-Systems beschreibt die Größe des elektrischen Ausgangssignals bezogen auf eine Einheit einer Drehrate. Typischerweise ist diese in  $\text{mV}/^\circ/\text{s}$  angegeben. Das Ausgangssignal eines Sensorsystems mit beispielsweise  $20\text{mV}/^\circ/\text{s}$  ändert sich somit um  $200\text{mV}$  sobald sich die Drehrate von  $0^\circ/\text{s}$  auf  $10^\circ/\text{s}$  erhöht. Bei einer gegebenen Versorgungsspannung errechnet sich der Dynamikbereich des Sensors aus dem Skalenfaktor. Somit ergibt sich für obiges Beispiel bei einem Spannungsbereich von  $\pm 2\text{V}$  ein Dynamikbereich von  $\pm 100^\circ/\text{s}$ .

- **Auflösung**

Als Auflösung eines Drehratensensor-System wird die minimal als Signaländerung erkennbare Drehrate bezeichnet. Dieser Wert ist limitiert durch Störsignale unterschiedlichster Art, die auf das System einwirken. Solche Störsignale werden allgemein

unter dem Begriff Rauschen zusammengefasst. Als Einheit für die Auflösung eines Sensorsystems dient  $^{\circ}/s$ , wobei häufig die Drehraten-Modulationsfrequenz angegeben wird, mit der die Messung durchgeführt wurde (schreibweise: z.B.  $1^{\circ}/s@10Hz$ ). Typische Werte für mikromechanische Drehratensensoren liegen je nach Anwendung zwischen  $0.01^{\circ}/s$  und  $10^{\circ}/s$  bei Frequenzen zwischen 10Hz und 100Hz.

- **Offset und Bias**

In der Regel werden Drehratensensor-Systeme im sog. Single-Supply Modus betrieben, d.h. die Versorgungsspannung liegt einseitig bei einem Wert ( z.B. 5V) gegen Masse. Da sowohl positive als auch negative Drehraten in diesem Spannungsbereich liegen muss eine Spannung definiert werden, die der Ruhestellung des Sensors (d.h.  $0^{\circ}/s$ ) entspricht. Um einen möglichst symmetrischen Dynamikbereich zu erhalten, wird hierzu normalerweise die halbe Versorgungsspannung gewählt. Diese Spannung wird im Rahmen dieser Arbeit als Offset, häufig auch Bias bezeichnet. Das perfekte Ausgangssignal eines Sensorsystems mit einer Versorgungsspannung von 5V gegen Masse liegt in Ruhe bei einer Offset-Spannung von 2.5V. Sobald das System in diesem Zustand einen vom Offset abweichenden Wert angibt, wird diese Abweichung als Offset(Bias-)fehler bezeichnet.

- **Bandbreite**

Wird eine stationäre Drehrate einer schnellen Änderung unterworfen, so ist festzustellen, dass das Sensorsignal dieser Änderung nur mit einer bestimmten, dem System eigenen Geschwindigkeit folgen kann. Das Sensorsystem zeigt in diesem Fall ein ausgeprägtes Tiefpassverhalten, das mit dem Begriff Bandbreite charakterisiert wird. Die Bandbreite wird in der Regel in Hz angegeben. Bei der sog. 3dB Bandbreite handelt es sich um diejenige Frequenz, bei der der Skalenfaktor des Sensorsystems im Falle einer oszillierenden Drehrate auf 3dB ihres stationären Wertes abfällt. Typische Werte hierfür liegen bei wenigen 10Hz. Eine Variante ist die sog.  $45^{\circ}$ -Bandbreite, die diejenige Frequenz bezeichnet, bei der die Reaktion des Sensorsystems auf eine sinusförmig modulierte Drehrate mit einer Verzögerung von  $45^{\circ}$  erfolgt.

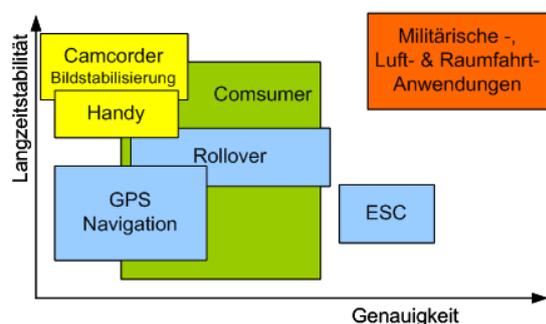
## 2.2.4 Der Drehratensensormarkt

Der Einsatz von Drehratensensoren zielt z.Zt. auf drei große Marktsegmente ab.

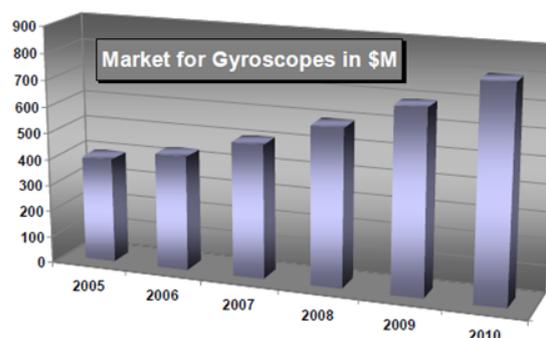
- Automobilindustrie (Fahrdynamikregelung, Navigation etc.)
- Consumer-Markt (Bildstabilisation, Handy, VR etc.)
- Militär, Luft- und Raumfahrt

Die beiden Massenmärkte Automobilindustrie und der Consumerbereich profitieren hier vor allem von den durch den Einsatz der modernen Mikromechnik ermöglichten, stark gefallenen Herstellungskosten, den extrem kleinen Verpackungsgrößen und dem geringen Leistungsverbrauch.

Aber auch im Militärbereich und in der Luft- und Raumfahrttechnik finden sich immer mehr Einsatzgebiete, da hier aufgrund der ständig verbesserten Leistungsfähigkeit eine echte Alternative zu den etablierten faseroptischen Systemen entsteht; und das, obwohl die Stückkosten im Vergleich zu den übrigen Massenmärkten 5-20 mal höher liegen.



(a)



(b)

Abbildung 2.16: Einsatzgebiete (a) und Marktentwicklung (b) für die Drehratensensorik

Die Drehratensensoren stellen zusammen mit den Beschleunigungssensoren das mittlerweile größte Segment des gesamten MEMS-Marktes dar. Marktanalysen zufolge wurden in diesem Bereich zwischen 2002 und 2005 Steigerungsraten von mehr als 25% erreicht, was einem Anstieg auf 350M\$ entspricht. Selbst zurückhaltende Prognosen sehen allein für die Drehratensensoren bis zum Jahre 2010 ein Wachstum auf \$800 Mio., was einer durchschnittlichen Steigerungsrate von 18% entspricht [13].

	2002			2006		
	St.[Mio]	Preis [\$]	Umsatz [M\$]	St.[Mio]	Preis [\$]	Umsatz [M\$]
Rollover	2	18	36	5	15	75
Navigation	12	13	156	36	10	360
ABS	2	50	100	5	30	150
Bildstab.	0.5	30	15	2	20	40
Militär	0.005	1300	6.5	0.03	800	24
Total			314			649

Tabelle 2.2: Absatzzahlen für Drehratensensoren aufgeteilt nach den wichtigsten Einsatzgebieten

Die Anzahl der verkauften Sensoren wird dabei aufgrund der fallenden Produktionskosten deutlich steigen. Zur Zeit liegen die Preise für die unterschiedlichsten Anwendungen mit den verschiedensten Ansprüchen an Genauigkeit, Messbereich etc. zwischen \$10 und \$75. Bei einem erwarteten Preisrückgang von heute durchschnittlich \$27 auf \$17 in 5 Jahren gehen die Schätzungen von rund 70Mio. verkauften Sensoren pro Jahr aus.

## 2.3 Technologien

### 2.3.1 Sensor

Das Sensorelement selbst wurde am ISIT unter Verwendung eines Si-basierten oberflächenmikromechanischen Prozesses hergestellt. Dieser wurde bereits in den 90er Jahren im Rahmen eines EU-Projekts (Maxima) in Kooperation mit der Firma BOSCH entwickelt und wird derzeit als optimierte Variante mit der Bezeichnung PSM-X2 für die Produktion von Inertialsensoren verwendet.

Diese Fertigungstechnologie basiert auf einem sog. Opferschichtprozess, bei dem eine zuvor auf das Wafersubstrat aufgebrachte und strukturierte Si-Oxid-Schicht (vgl. Abb.2.17(a)) mit einem dicken ( $11\mu m$ ) epitaktisch aufwachsendem Poly-Si beschichtet wird (b). Nach der Entfernung des Oxids bleibt das Poly-Si als freistehende Struktur übrig (c,d).

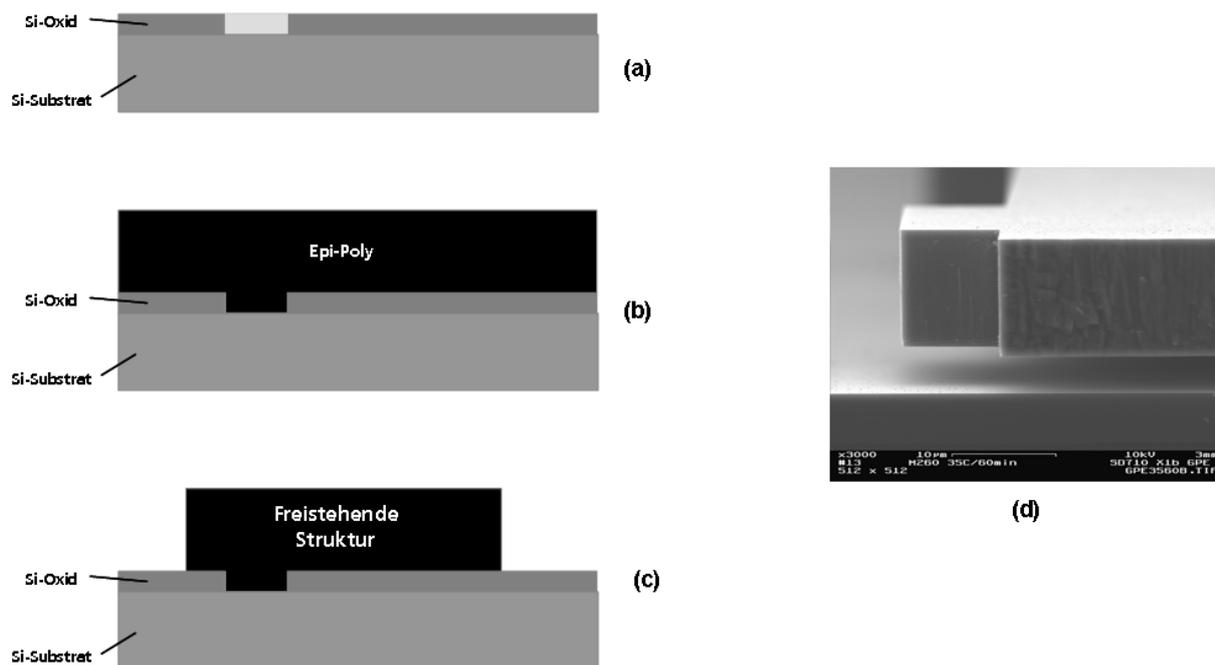


Abbildung 2.17: Grundprinzip eines Si-basierten Opferschichtprozesses (a,b,c) und Beispiel einer Umsetzung (d)

Je nach vorheriger Strukturierung dieser Schicht entstehen dadurch Ankerpunkte und freistehende Balken- und Massenkonstruktionen. Eine ausführliche Beschreibung dieses Herstellungsprozesses befindet sich im Anhang A.1.

### 2.3.2 Vakuumverkappung

Nach der Herstellung der schwingfähigen, mechanischen Struktur wird der Sensor hermetisch verkappert, um folgenden Anforderungen zu genügen:

#### 1. Definierter Vakuumeinschluss

Um mit den geringen verfügbaren Antriebsspannungen maximale mechanische Schwingungen anzuregen und dadurch größtmögliche Empfindlichkeit zu erreichen, ist eine Vakuumumgebung unabdingbar. Die Forderung nach einem definierten Druckwert ergibt sich aus der Notwendigkeit der Anpassung der Elektronik an die Resonanzeigenschaften des Sensors.

#### 2. Schutz der Sensorstruktur

Im Betrieb des Systems ist der Sensor einer Reihe von teilweise aggressiven Umgebungseinflüssen ausgesetzt, die das Sensorverhalten empfindlich beeinträchtigen können. Feuchtigkeit kann zum Verkleben der Fingerstrukturen führen ("Sticking") oder Partikel können sich zwischen der Resonatormasse und den Gegenelektroden setzen und die Schwingung verhindern. Auch muss die Sensorstruktur bereits während des Vereinzeln durch eine Wafersäge geschützt werden, da auch hier Flüssigkeiten und Sägepartikel entstehen und sich unkontrolliert über den Wafer verteilen.

### 3. Stabilität der Verkappung

Natürlich muss die Verkappung über einen bestimmten Zeitraum mit einer Mindestdichtigkeit gewährleistet werden ("Langzeitstabilität"). In diesem Zeitraum - in der Automobilindustrie handelt es sich dabei um 15 Jahren - muss das spezifizierte Verhalten des Sensors trotz betriebs- und lagerungsbedingter Einflüsse, wie Stress, Temperatur, Schock absolut gewährt sein. Häufig stehen hier, je nach Anwendung (wie z.B. ESP) Sicherheitsaspekte im Vordergrund, die einen Ausfall des Sensors nicht akzeptieren können.

### 4. Kompatibilität mit dem Fertigungsprozess

Der Verkappungsprozess darf das Verhalten der bis dahin prozessierten Sensorstruktur nicht nachhaltig beeinflussen.

Die Verkappung von mikromechanischen Sensoren lässt sich je nach Anforderung durch zwei Verfahren bewerkstelligen. Diese unterscheiden sich darin, ob die Verkappung auf Gehäuseebene oder auf Wafer-/Sensorebene stattfindet.

Bei der Verkappung auf Gehäuseebene wird der Sensor häufig auch gemeinsam mit dem zugehörigen ASIC in ein Keramikgehäuse geklebt und auf dieses ein Deckel aufgebracht. Die Verkappung wird ebenfalls unter Vakuum durchgeführt. Auch hier erfolgt die Auswahl der Verbindungstechnik anhand des geforderten Unterdrucks. Beim Kleben muss darauf geachtet werden, dass beim Klebevorgang eventuelles Ausgasen von Lösungsmitteln nicht zu einer Verschlechterung des Vakuums im Inneren der Kavität führt. Analog könnte beim Lötten das Flussmittel des Lots ausgasen. Durch Verschweissen des Deckels lassen sich jedoch die besten Unterdrücke erreichen. Hier können Werte von bis zu  $10^{-3} \text{ mbar}$  erreicht werden. Für die in diesem Fall geforderten  $0.1 \text{ mbar}$  reicht dagegen das Lötverfahren, bei dem ein Unterdruck von  $0.01 \text{ mbar}$  realisiert wird. Für die Verkapselung ist ein Vakuumofen

notwendig, der Temperaturen von mind.  $400^{\circ}\text{C}$  bei einem Druck von mind.  $0.01\text{mbar}$  standhält. Mit Hilfe eines Metallblättchens, an dessen Rand ein Metalllot (Gold-Zinn) aufgebracht ist, das bei Temperaturen von  $370^{\circ}\text{C}$  flüssig wird, wird das Gehäuse mit dem darin befindlichen Hybridbau vakuumversiegelt. Der Aufbau wird zunächst bei  $400^{\circ}\text{C}$  ohne Metallkappe vorgeheizt, um zu gewährleisten, dass der Leitkleber mit dem die Siliziumchips auf dem Gehäusesubstrat fixiert werden, nicht weiter ausgast, da hierdurch der Unterdruck verloren geht. Anschließend wird die Kappe mit Hilfe einer hitzebeständigen Klammer auf dem Gehäuse fixiert. Die Verkappung erfolgt dann durch erneutes Aufheizen der Anordnung unter Vakuum wenige Grad oberhalb der Schmelztemperatur des Metalllots.

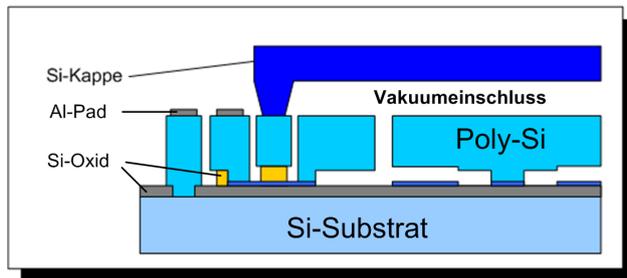


Abbildung 2.18: Verkappung auf Gehäuseebene

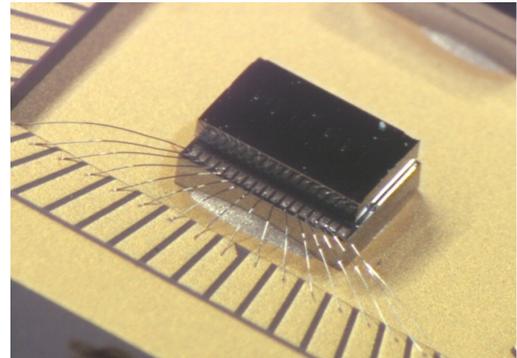
Ein neueres Verfahren ist die Verkappung auf Waferebene. Dabei wird der Wafer mit den strukturierten Sensoren unter Vakuum mit einem zweiten Wafer, auf dessen Kontaktseite Kavitäten eingeätzt wurden, verbunden. Es existieren eine Reihe potentieller Verfahren, wie eutektisches Bonden, anodisches Bonden, Kleben, Glaslotbonden und Silizium-Direktbonden. Die bisherigen Untersuchungen zeigen, dass das eutektische Bonden die Anforderungen hinsichtlich Stressfestigkeit, Prozesskompatibilität und vor allem an den Preis am besten in sich vereint.

### 2.3.3 Systemelektronik

Die Systemelektronik soll als ASIC (Application Specific Integrated Circuit) in einem Standard-CMOS-Prozess realisiert werden. Ein solcher Prozess war im Rahmen des EU-geförderten Projekts EURO PRACTICE bei der Firma AMS (Austria Microsystems) verfügbar. Es handelte sich dabei um einen reinen CMOS-Prozess mit einer minimalen Gate-Länge von  $0,8\mu\text{m}$  bei dem je zwei Poly-Si- und Metallierungs-Schichten angeboten werden. Eine Basisbibliothek aus analogen und digitalen Grundzellen stand bereits zur Verfügung.



(a)



(b)

Abbildung 2.19: Schematischer Querschnitt eines verkappten Sensors (a) und vereinzelter Sensor in einem Keramikgehäuse (b)

## 2.4 Entwurfswerkzeuge

Ein Drehratensensorsystem ist eines der komplexesten mikromechanischen Systeme überhaupt. Die Entwicklung eines solchen Systems erfordert die Untersuchung des dynamischen Zusammenspiels zwischen mechanischem Sensor und der zugehörigen Systemelektronik. Für beide physikalischen Domänen existieren mittlerweile Simulatoren, die jeder für sich in der Lage sind das Verhalten des jeweiligen Objekts inklusive einer Vielzahl von Effekten höherer Ordnung zu modellieren und in sehr realitätsnahen Simulationen zu untersuchen. Problematisch wird jedoch die Verknüpfung beider Domänen im Rahmen von interdisziplinären Simulationen, da die jeweiligen Simulatoren zumeist auf unterschiedlichen Konzepten beruhen und keine gemeinsame Schnittstelle vorhanden ist.

Es gibt z.Zt. verschiedene Ansätze, um dieses Problem zu lösen. Ein Ansatz beruht auf der direkten Kopplung der spezifischen Simulatoren. Der mechanische Simulator und der elektrische Simulator arbeiten dabei parallel und kommunizieren über eine gemeinsame Schnittstelle. Die Kommunikation läuft nach verschiedenen Schemata ab, z.B. ereignis- oder zeitorientiert. Der Vorteil dieses Verfahrens liegt darin, dass beide Simulatoren die Stärken ihrer jeweiligen Domäne voll ausspielen können und dadurch die maximale Genauigkeit erreicht werden kann. Leider hat sich dieser Ansatz bis heute nicht durchgesetzt, da vor allem die Berechnung der komplexen mechanischen Modelle extrem zeitaufwendig ist und deshalb eine einfachere wenn auch etwas ungenauere Alternative zur Anwendung kommt.

Mit der Erweiterung des in der Elektronik bereits seit Jahrzehnten bekannten SPICE-

Syntax um die Fähigkeit der programmiersprachenähnlichen Beschreibung von Systemen eröffnet sich dem Entwickler die Möglichkeit mit einfachen Mitteln die Wechselwirkungen zwischen elektrischen und nicht-elektrischen Systemkomponenten zu untersuchen und darzustellen. Von der Syntax her ähnelt diese Beschreibungssprache stark der bekannten Programmiersprache C, die eine Vielzahl von mathematischen Funktionen enthält. Dadurch können die komplizierten gekoppelten Differentialgleichungssysteme des Drehratensensors problemlos in ein entsprechendes Modell übertragen werden (vgl. Kapitel 4.4).

Dieser Ansatz ist zudem ideal für die erste Systemanalyse geeignet. Sämtliche Komponenten des Sensorsystems können mit Hilfe von AHDL auf höchstem Abstraktionsniveau beschrieben und erstmals miteinander gekoppelt simuliert werden. Durch den Abgleich mit den Ergebnissen aus den domäneneigenen Simulatoren werden die zu Beginn einfachen Modelle schrittweise präzisiert. Dadurch wird der Grad der Abstraktion schrittweise abgesenkt.

Für die Elektronik bedeutet dies im Analogbereich die Übersetzung in Schaltungsblöcke bis hinab auf Transitorebene; im Digitalbereich stellt die Gatterebene den niedrigsten Abstraktionsgrad dar.

Für die nichtelektrischen Komponenten erfolgt eine Präzisierung der ersten Modellgleichungen durch Abgleich mit geeigneten mechanischen Simulationen. In der Regel wird hier auf Verfahren der Finite-Elemente (FE) oder Boundry-Elemente (BE) Methoden zurückgegriffen.

Durch wiederholte Simulation des Gesamtsystems werden nach und nach alle Systemkomponenten aufeinander abgestimmt. Zum Schluss erfolgt die Übersetzung der Simulationsergebnisse in das physische Layout.

# Kapitel 3

## Der Drehratensensor

Als Basiskonzept dient das in Kapitel 2.2.1 vorgestellte Stimmgabelprinzip. Zum einen ist dieser Sensortyp mit dem verfügbaren Si-basierten oberflächenmikromechanischen Prozess problemlos herstellbar. Ausserdem lässt sich hieran der Ansatz des nichtlinearen Antriebs sehr gut untersuchen.

Über zwei Ankerpunkte ist die gesamte Anordnung, bestehend aus zwei Resonatorplatten und einer entsprechenden Balkenanordnung, mit dem Silizium-Substrat verbunden (s. Abbildung 3.1).

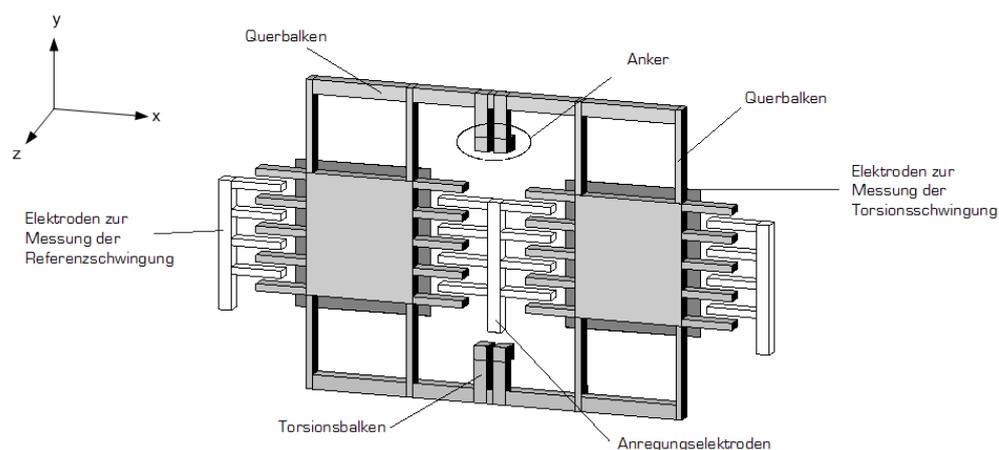


Abbildung 3.1: Prinzipskizze des Stimmgabel-Sensorkonzepts

An beiden Seiten der Resonatormassen befinden sich die aus parallel angeordneten Fingerstrukturen aufgebauten Elektrodenkämme. Durch Anlegung einer sinusförmigen Wechselspannung werden die Massen elektrostatisch in eine antiparallele Schwingung entlang der  $x$ -Achse versetzt (s. Abbildung 3.2a). Diese Schwingung stellt die Referenzbewegung dar von der die drehratenabhängige Corioliskraft abgeleitet wird.

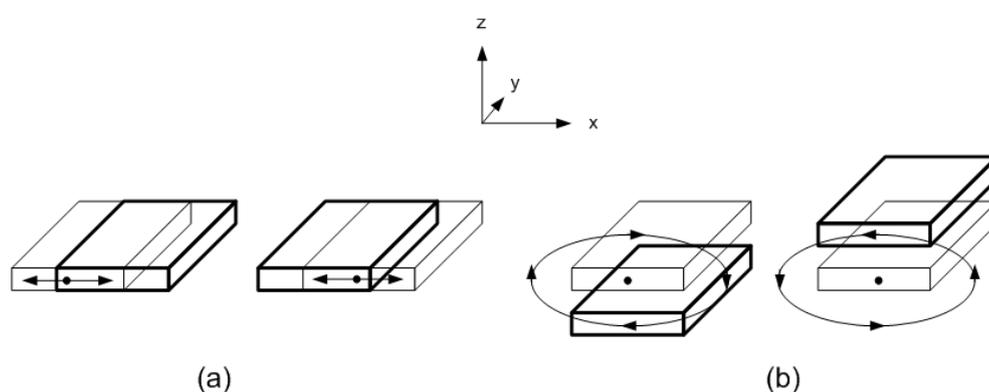


Abbildung 3.2: Vereinfachte Darstellung der Referenzschwingung (a) und der Messschwingung (b)

Unter dem Einfluss einer Drehrate um die  $y$ -Achse werden beide Massen aufgrund des Corioliseffektes aus der Ebene heraus in  $z$ -Richtung ausgelenkt. Da die Corioliskraft auf beide Massen mit unterschiedlichem Vorzeichen wirkt, ergibt sich eine um die Symmetrieachse  $y$  auftretende Torsions(Mess-)schwingung (s. Abbildung 3.2b). Die Schwingungsamplitude ist direkt proportional zur Corioliskraft und damit auch zur Drehrate. Über flächige Gegenelektroden, die sich unter den Resonatormassen befinden, wird die Messschwingung kapazitiv erfasst und anschließend von der Auswerteelektronik in ein drehratenproportionales Spannungssignal umgewandelt.

## 3.1 Grundlagen

### 3.1.1 Sensorkapazitäten

#### Kapazitäten der Elektrodenkämme $C_R$

Zu beiden Seiten der Resonatormassen befinden sich Elektrodenkämme, die aus je  $n_F$  Elektrodenfingern bestehen. Jeder Elektrodenfinger bildet mit der entsprechenden Gegenelektrode (s. Abbildung 3.3) eine Anordnung aus 3 Plattenkondensatoren mit den Kapazitäten  $C_{1,2,3}$ . Nach der Maxwellschen Theorie [21] errechnet sich jede dieser Kapazitäten allgemein zu:

$$C = \frac{Q}{U} = \frac{\oint_A D \cdot dA}{\int_{s1}^{s2} E \cdot d\vec{s}} = \epsilon \frac{\oint_A E \cdot dA}{\int_{s1}^{s2} E \cdot d\vec{s}} \quad (3.1)$$

Dabei ist  $Q$  die elektrische Ladung auf einer Elektrode,  $U$  die elektrische Spannung zwischen beiden Elektroden,  $D$  die elektrische Flussdichte,  $E$  die Feldstärke,  $\epsilon$  die Dielektrizitätskonstante,  $A$  eine Kondensatorplatte umschließende Fläche und  $d\vec{s}$  ein Längenelement auf einer die beiden Elektroden verbindenden Linie.

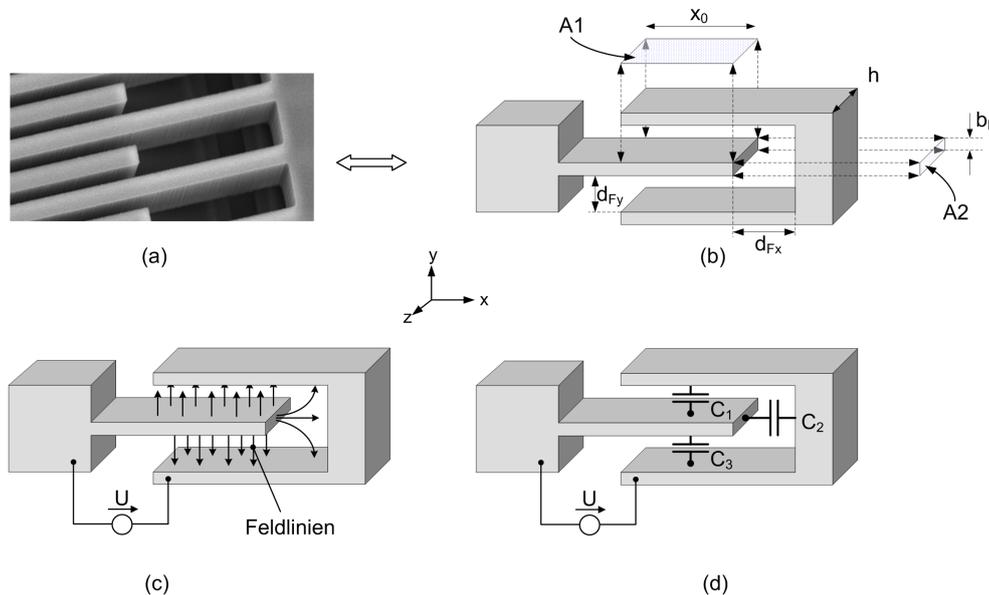


Abbildung 3.3: Vergrößerte Aufnahme (a) und Prinzipskizze der Detektionselektroden für die Referenzschwingungsmessung mit Abmaßen (b), Feldlinien (c) und Teilkapazitäten (d)

Im Folgenden werden die Einzelkapazitäten als ideal angesehen, d.h. dass der Feldbereich auf das Volumen direkt zwischen den Elektroden im Überlappungsbereich  $A_{1,2}$  beschränkt ist und keine Randfelder berücksichtigt werden. Dadurch darf angenommen werden, dass die Feldstärke  $E$  zwischen den Platten konstant ist. Somit erhält man für einen Plattenkondensator mit Abstand  $d$  und Fläche  $A$ .

$$C = \epsilon \frac{A}{d} \quad (3.2)$$

Durch die konstruktionsbedingte Einschränkung des Freiheitsgrades in eine Bewegung in  $x$ -Richtung dürfen die beiden Kapazitäten  $C_{1,2}$  als gleich angenommen werden. Hier verändert sich die Überlappfläche mit der Bewegung  $x(t)$  der Referenzschwingung.

$$C_{1,2} = \frac{\epsilon_0 h (x_0 + \Delta x(t))}{d_{Fy}} \quad (3.3)$$

Die dritte Kapazität bildet sich zwischen den Stirnflächen der Elektrodenfinger aus und errechnet sich zu:

$$C_3 = \frac{\epsilon_0 h b_F}{d_{Fx} - \Delta x(t)} \quad (3.4)$$

Der nichtlineare Anteil der Gesamtkapazität, der durch die Stirnkapazität  $C_3$  entsteht, wird minimiert, indem der Grundabstand der beiden Stirnflächen  $x_{F0}$  von vorneherein so gewählt wird, dass selbst bei maximaler Auslenkung der Resonatormasse die Abweichung kleiner als 5 Prozent beträgt. In diesem Fall reduziert sich die Kapazität der gesamten, aus  $n_F$ -Fingerpaaren bestehenden Kammstruktur  $C_{R0,1,2}$  zu:

$$C_R = 2n_F \frac{\epsilon_0 h (x_0 \pm \Delta x(t))}{d_F} \quad (3.5)$$

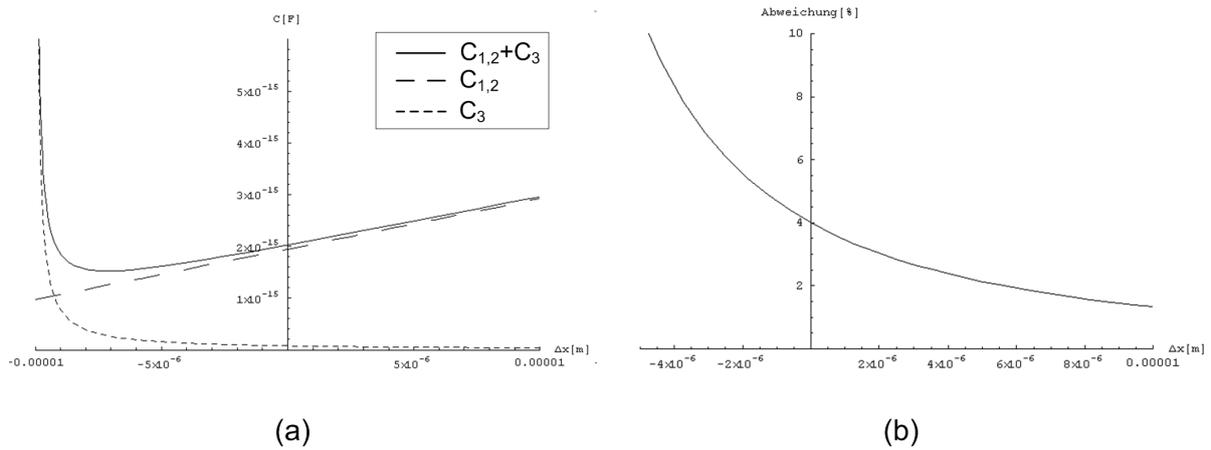


Abbildung 3.4: Kapazitäten der Fingerelektroden (a) und Nichtlinearität in Abhängigkeit der Auslenkung  $\Delta x$

### Kapazitäten der unteren Elektrodenplatten $C_M$

Für die Berechnung der Kapazitäten zwischen den Resonatormassen und den darunter liegenden Elektrodenplatten wird die gleiche Näherung wie zuvor herangezogen. Wie in Abbildung 3.5 dargestellt ist, wird die Anordnung in kleine Plattenkondensatoren mit parallelen Platten modelliert.

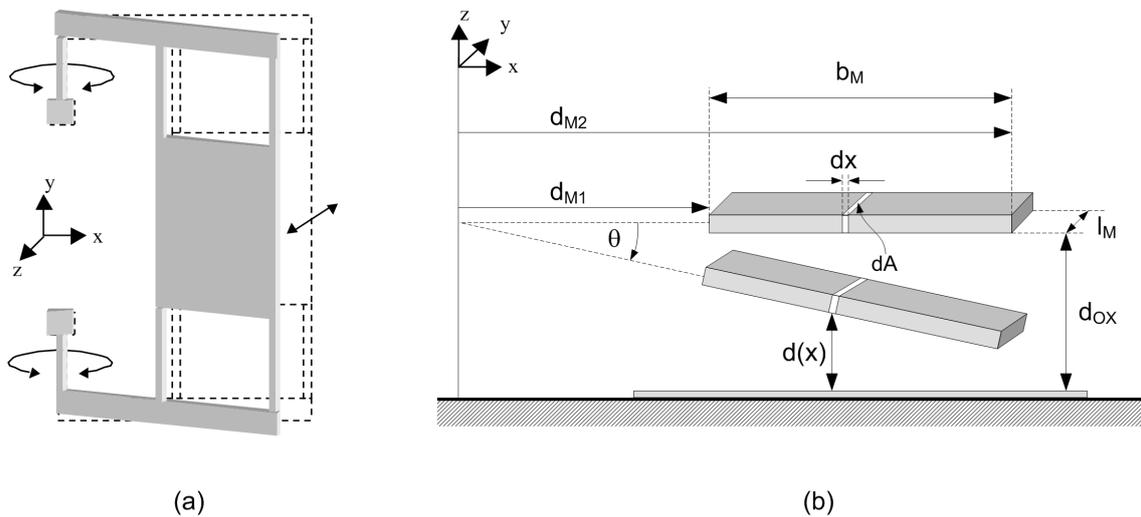


Abbildung 3.5: Kapazität zwischen Resonatormasse und Gegenelektrode

Jedes dieser Teilstücke mit einer Fläche  $dA = l_M \cdot dx$  besitzt einen vom Auslenkwinkel

$\theta$  abhängigen Plattenabstand.

$$d(x) = d_{OX} - x \cdot \sin(\theta) \quad (3.6)$$

Somit ergibt sich für die Plattenkapazitäten  $C_{M1,2}$  die folgende Beziehung.

$$C_M(\theta) = \int_{d_1}^{d_2} \frac{\epsilon_0 l_M}{d_{OX} + x \tan \theta} dx = \frac{\epsilon_0 l_M}{\tan \theta} \ln \frac{d_{OX} + d_2 \tan \theta}{d_{OX} + d_1 \tan \theta} \quad (3.7)$$

mit  $d_{1,2} = d_{TS} \mp b_m/2$ .

Für kleine Winkelauslenkungen  $\theta(t)$  darf die folgende Vereinfachung durchgeführt werden:

$$C_M(\theta) = C_0 \left( 1 - \frac{d_{TS}}{d_{OX}} \theta \right) \quad (3.8)$$

mit  $C_0 = \frac{\epsilon_0 b_M l_M}{d_{OX}}$

### Elektrisches Ersatzschaltbild

Zusammengefasst lässt sich der in Abbildung 3.1 beschriebene Sensor als Netzwerk aller variablen Teilkapazitäten ( $C_{R,M,T}$ ) darstellen, die in einem Punkt miteinander verbunden sind (s. Abb.3.6). Dieser Punkt ( $e_0$ ) besteht aus dem gesamten beweglichen Teil des Sensors, d.h. von den Resonatormassen bis zum Ankerpunkt, die elektrisch gesehen immer auf einem gemeinsamen Potential liegen und später mit dem Ladungsverstärker (s. Kapitel 4.2.1) der Ausleseelektronik verbunden sind.

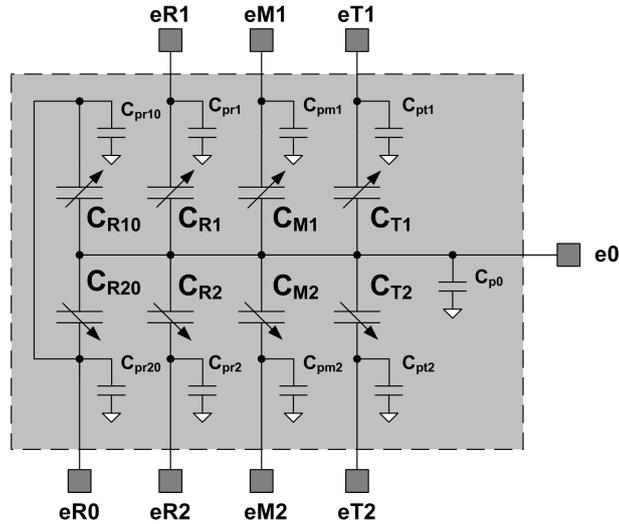


Abbildung 3.6: Elektrisches Ersatzschaltbild des Sensors

Jede dieser Kapazitäten ist extern durch ihren jeweiligen elektrischen Anschluss (eR,eM,eT) mit der Systemelektronik kontaktiert. Das dargestellte Netzwerk ist zusätzlich um parasitäre Kapazitäten erweitert, die sich z.B. zwischen den Zuleitungsbahnen und dem Substrat ausbilden und die den Sensorkapazitäten additiv überlagert sind.

Kapazität	Beschreibung
$C_{R10,20}$	Kap. zwischen inneren Elektrodenkämmen und der Resonatormasse 1,2
$C_{R1,2}$	Kap. zwischen äußeren Elektrodenkämmen und der Resonatormasse 1,2
$C_{M1,2}$	Kap. zwischen unteren Elektrodenplatten und der Resonatormasse 1,2
$C_{T1,2}$	Kap. zwischen unteren Testelektroden und der Resonatormasse 1,2
$C_{p0}$	Parasitäre Kapazitäten an Ankerelektrode
$C_{pr10,20}$	Parasitäre Kapazitäten an inneren Elektrodenkämmen
$C_{pr1,2}$	Parasitäre Kapazitäten an äußeren Elektrodenkämmen
$C_{pr0}$	Parasitäre Kapazitäten an Messelektroden

Tabelle 3.1: Übersicht über die wichtigsten Kapazitäten des Sensor-Ersatzschaltbilds

Mit Hilfe dieses Ersatzschaltbilds erfolgt im späteren Verlauf dieser Arbeit (s. Kapitel 4.4) die Untersuchung der elektromechanischen Zusammenhänge des Sensors als Teil eines Sensorsystems.

### 3.1.2 Elektrostatischer Antrieb

Die Anregung der lateralen Referenzschwingung erfolgt elektrostatisch durch das Anlegen einer sinusförmigen Wechselspannung an die Elektrodenkämme zu beiden Seiten der Resonatormassen.

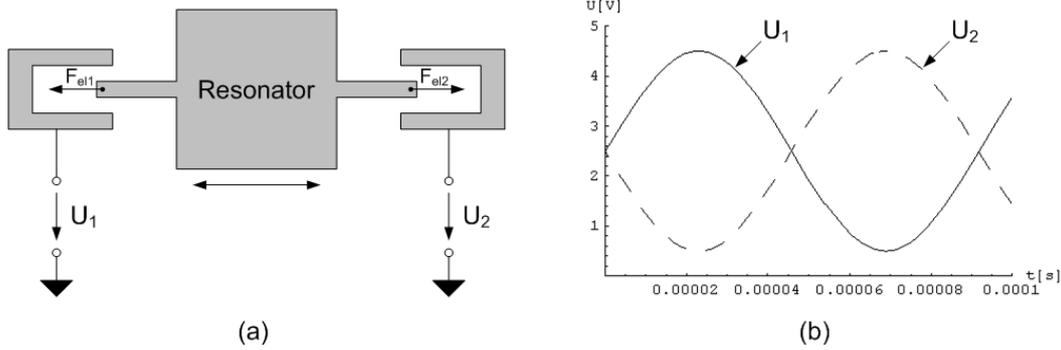


Abbildung 3.7: Anregung der Referenzschwingung einer Resonatormasse durch Anlegen von Wechselspannungen an die Elektrodenkämme

Die elektrostatische Kraft  $F_E$  errechnet sich allgemein über den Gradienten des Energieinhalts  $W_{el}$  des elektrischen Feldes.

$$W_{el} = 1/2 \int_V \rho(\vec{r}) \cdot \varphi(\vec{r}) dV = 1/2 C U^2 \quad (3.9)$$

$$\vec{F}_{el} = -grad(W_{el}) \quad (3.10)$$

mit der Raumladung  $\rho(\vec{r})$  und dem elektrischen Potential  $\varphi(\vec{r})$  an einem beliebigen Raumpunkt  $\vec{r}$  innerhalb des Volumens  $V$  zwischen den Elektrodenflächen.

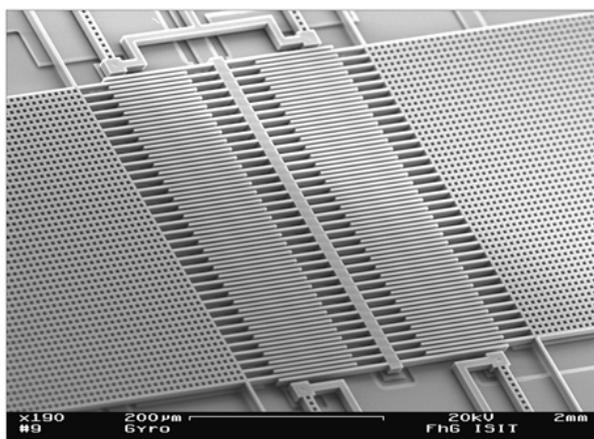
Für die in Abbildung 3.7 gezeigte Anordnung wird die Kapazität  $C_R$  nach Gleichung (3.5) übernommen. Da der Freiheitsgrad dieser Anordnung auf eine Bewegung in x-Richtung eingeschränkt ist, ergibt sich somit:

$$\vec{F}_{el1,2} = 2 \frac{1}{2} U_{1,2}^2 \frac{\partial C_R}{\partial x} = 2 n_F \epsilon_0 U_{1,2}^2 \frac{h}{d_F} \quad (3.11)$$

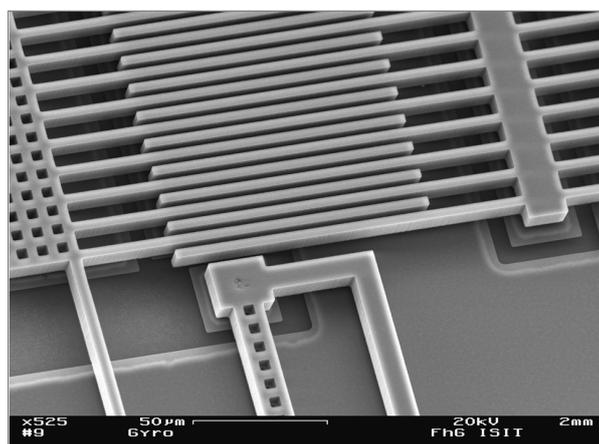
Aufgrund des unterschiedlichen Vorzeichens im Wechselanteil der beiden Anregungsspannungen  $U_{1,2} = U_{ref} \pm \hat{U} \sin(\omega_E)$  errechnet sich die resultierende Kraftbilanz an der Resonatormasse wie folgt:

$$F_{el} = F_{el1} - F_{el2} = 8n_F\epsilon_0 \frac{h}{d_F} U_{ref} \hat{U} \sin(\omega_E \cdot t) \quad (3.12)$$

Dabei ergibt sich die Gesamtkraft einer Kammstruktur pro Elektrodenkamm aus der Summe der Einzelkräfte aller  $n_F$ -Einzelfinger. Durch die Wahl einer hinreichenden Anzahl von Fingerstrukturen reicht die Gesamtkraft aus, die Resonatormassen in Schwingungen von ausreichender Amplitude zu zwingen. Um die hierfür notwendige Spannung zu minimieren, erfolgt die Anregung wie bei allen Sensoren dieser Art unter reduziertem Umgebungsdruck und in Resonanz.



(a)



(b)

Abbildung 3.8: REM-Fotos von Kammstrukturen zum Antrieb des mikromechanischen Drehratensensors

### 3.1.3 Geometrisches Basismodell

Als nächstes wird das Sensorkonzept in ein vereinfachtes Basismodell überführt, das die wichtigsten, geometrischen Parameter (vgl. Abb.3.9) enthält. Hieran erfolgt die erste analytische Betrachtung des statischen und dynamischen Verhaltens des Sensors zur ersten Abschätzung für die geometrische Dimensionierung des Sensors. Die Torsionsbalken werden hier noch als einzelne Balken je Seite ausgelegt.

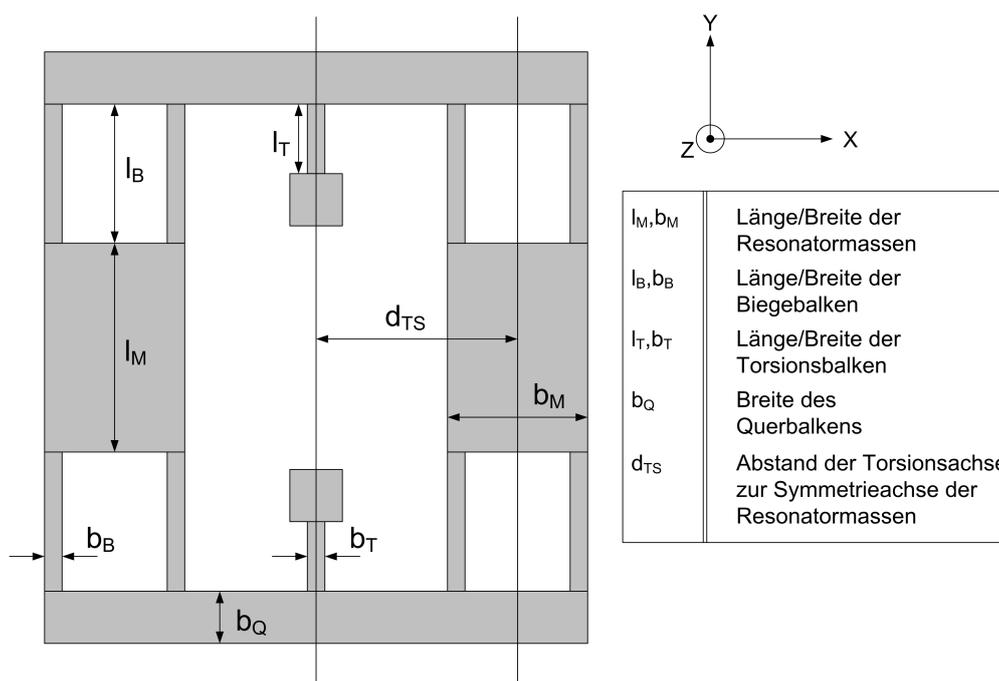


Abbildung 3.9: Basisgeometrie des Vibrationsdrehratensensors

Als erstes wird die Lage und das Schwingungsverhalten der beiden Schwingungsmoden ermittelt. Anschließend erfolgt die Betrachtung der komplizierten Wechselwirkungen des gekoppelten Systems.

Mit dem Einbringen von Effekten zweiter Ordnung und der damit verbundenen steigenden Komplexität sind die Grenzen der Analytik schnell erreicht, weshalb schließlich auf numerische Lösungsverfahren zurückgegriffen werden muss. Hier helfen spezielle mechanische Simulatoren (z.B. ANSYS), die mit Hilfe der Finiten-Elemente Methode (FEM) relativ genaue Aussagen über die wichtigsten Sensorparameter (Resonanzfrequenzen, Frequenzabstand, etc.) und deren Abhängigkeit von Geometrie- und Materialtoleranzen liefern

(s. Kapitel 3.5).

Um die Interaktion zwischen Systemelektronik und mechanischem Sensor untersuchen zu können, wird das Verhalten des Sensors in ein für die Systemsimulation geeignetes Modell überführt. Die Verwendung dieses Modells in einer solchen interdisziplinären Simulation wird in Kapitel 4.4 ausführlich beschrieben.

### 3.1.4 Biegetheorie des Balkens

#### Grundgleichungen der Balkenbiegung

Durch Anlegen einer Spannung an den Elektrodenkämmen werden die beiden Resonatormassen lateral aus ihrer Ruheposition bewegt. Die allg. Darstellung eines dieser Biegebalken besteht aus einem Balken mit konstantem Querschnitt, der auf einer Seite eingespannt ist und auf der anderen geführt wird (s. Abb. 3.10a). Bei  $y = l_B$  greift die elektrostatische Kraft  $F_{el}$  an. Die resultierende Auslenkung führt entlang der  $y$ -Achse zu einer Verbiegung  $v(y)$  in  $x$ -Richtung [22].

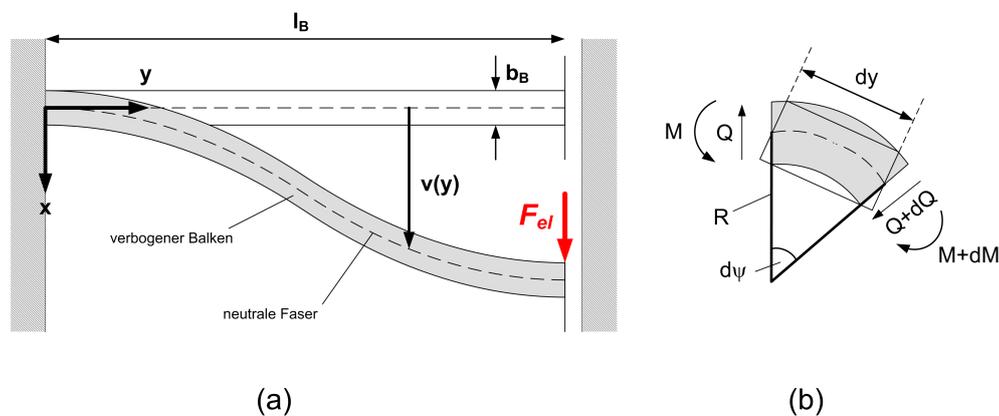


Abbildung 3.10: Kraft-Momenten-Verteilung eines Balkens unter Verbiegung entlang der Biegelinie  $v$

Die nachfolgende Betrachtung erfolgt zunächst unter der Annahme kleiner Auslenkungen, d.h. Zugkräfte im Balken entlang der neutralen Faser werden vernachlässigt.

Für die Berechnung der Biegelinie wird zunächst ein infinitesimal kleines Balkenstück (s. Abb. 3.10b) betrachtet und die Grundgleichungen für die Momente  $M$  und die Querkräfte

Q aufgestellt. Es ergeben sich hierdurch die Gleichgewichtsbedingungen für die eindimensionale Balkenbiegung, die hier wegen  $b_B \ll l_B$  angewandt werden darf:

$$\text{Gleichgewichtsbedingung I : } dQ/dy = -q \quad (3.13)$$

$$\text{Gleichgewichtsbedingung II : } dM/dy = Q \quad (3.14)$$

Sie stellen den Zusammenhang zwischen den äußeren Lasten  $q$  und den resultierenden inneren Kräften  $(Q, M)$  her. Weiterhin gilt das Elastizitätsgesetz des Biegemoments, nach dem die Änderung  $d\psi$  des Drehwinkels über die Länge  $dy$  proportional zum wirkenden Drehmoment  $M$  ist. Es gelten hier die Bernoullischen Annahmen, nach denen sich die Höhe des Balkens nicht verändert ( $v=v(y)$ ) und die Querschnitte, die vor der Verformung des Balkens eben waren, dies auch nach der Verformung sind.

$$\text{Elastizitätsgesetz des Biegemoments : } M = EJ\psi'' \quad (3.15)$$

Die Größe  $EJ$  bezeichnet man auch als Biegesteifigkeit. Sie ist ein Maß für den Widerstand gegen die Biegedeformation. Hierbei ist  $E$  das Elastizitätsmodul des Balkenmaterials und  $J$  das Flächenträgheitsmoment, das für den Balken mit der Breite  $b_B$  und der Höhe  $h$  wie folgt definiert ist:

$$J = \int_z \int_x x^2 dx dz = \int_{-\frac{h}{2}}^{\frac{h}{2}} \int_{-\frac{b_B}{2}}^{\frac{b_B}{2}} x^2 dx dy = \frac{hb_B^3}{12} \quad (3.16)$$

Als letzte wichtige Grundgleichung fehlt noch das Elastizitätsgesetz der Querkraft, nach dem ein Balkenelement mit der Querschnittsfläche  $A$  unter der Querkraft  $Q$  eine Schubverzerrung  $v' + \psi$  erfährt. Es gilt:

$$\text{Elastizitätsgesetz der Querkraft : } Q = \chi GA(v' + \psi) \quad (3.17)$$

Mit der Annahme eines schubstarren Balkens ergibt sich mit  $\chi GA \rightarrow \infty$  zudem der vereinfachte Zusammenhang zwischen Drehwinkel und Verschiebungsänderung:

$$v' = -\psi \quad (3.18)$$

Die allgemeine Differentialgleichung der Biegelinie ergibt sich aus der Kombination der Grundgleichungen. Sie stellt den Startpunkt für die Berechnung der Balkenbiegung dar.

$$\text{Allg. DGL der Biegelinie: } EJv^{(IV)} = q \quad (3.19)$$

Die Integrationskonstanten, die sich aus der Mehrfachintegration von Gleichung (3.19) ergeben, werden über die folgenden Randbedingungen berechnet:

$$Q(l_B) = -F_{el}; \quad v'(0) = 0; \quad v'(l_B) = 0; \quad v(0) = 0 \quad (3.20)$$

Hieraus errechnet sich die Biegelinie  $v(y)$  zu:

$$v(y) = \frac{F_{el}l_B^3}{12EJ} \left[ 2 \left( \frac{y}{l_B} \right)^3 - 3 \left( \frac{y}{l_B} \right)^2 + 1 \right] \quad (3.21)$$

Die Gleichung zeigt, dass die Auslenkung des Balkens direkt proportional zu der auf den Balken einwirkenden Kraft ist. Für allgemeine Kräfte  $F_x$  und unter Berücksichtigung der Randbedingung  $v(y = l_B) = x$  errechnet sich die Federkonstante  $k_x$  dieses Balkens zu:

$$k_x = \frac{F_x}{x} = \frac{Eb_B^3 h}{l_B^3} \quad (3.22)$$

### Biegeverhalten bei großen Auslenkungen

Die bisherige Betrachtung der Balkenbiegung gilt nur als erste Näherung für sehr kleine Auslenkungen im Vergleich zur Balkenbreite. Zugspannungen, die entlang der neutralen Faser wirken, wurden dabei vernachlässigt.

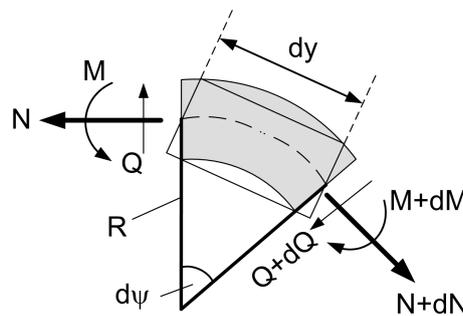


Abbildung 3.11: Schnittgrößen bei einem gebogenen Balken unter Berücksichtigung der Axialkräfte  $N$

Um diese nun zu berücksichtigen erweitert sich Gleichung (3.19) durch Einbringung der Axialkraft  $N$  gemäß:

$$EJv^{(VI)} = q + Nv'' \quad (3.23)$$

Für  $N$  ergibt sich unter der Annahme  $(dv/dy)^2 \ll 1$  der folgende Zusammenhang:

$$N = b_B h \sigma_y \approx \frac{b_B h E}{l_B} \frac{1}{2} \int_0^{l_B} \left( \frac{dv(y)}{dy} \right)^2 dx \quad (3.24)$$

mit  $\sigma_y = E \frac{\Delta l_B}{l_B}$

wobei  $\sigma_y$  der sich durch die Verlängerung des Biegebalkens ergebende Stress in  $y$ -Richtung ist.

Gleichung (3.23) stellt eine nichtlineare Differentialgleichung 4. Ordnung dar und ist auf analytischem Wege aufgrund ihrer Komplexität nicht mehr zu berechnen. Die Lösung erfolgt daher numerisch.

In Abbildung 3.12 ist die Federkonstante der Balkenanordnung beispielhaft dargestellt. Für die Berechnung wurden folgende Werte angenommen: Für die Länge der Biegefeder  $l_B = 260 \mu m$ , die Breite  $b_B = 3 \mu m$ , die Strukturhöhe  $h = 11 \mu m$  und das Elastizitätsmodul von Polysilizium  $E = 1.63 \cdot 10^{11} N/m^2$ . Zum Vergleich ist die Federkonstante basierend auf der Theorie für kleine Auslenkungen des vorangegangenen Kapitels dargestellt.

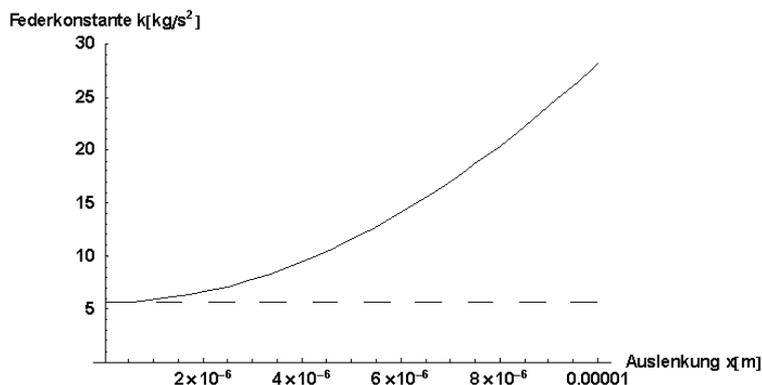


Abbildung 3.12: Federkonstante als Funktion der Auslenkung

Deutlich ist der nichtlineare Anstieg der Funktion im Falle von großen Auslenkungen sichtbar. In diesem Fall ist die Funktion durch geeignete Reihenentwicklung durch ein

Polynom mit ungeraden Exponenten darstellbar. Für diesen konkreten Fall ergibt sich für die Funktion der Rückstellkraft:

$$\begin{aligned} R(x) &= k_0x + k_1x^3 + k_2x^5 + \dots \\ &= 6.0551x + 2.231410^{11}x^3 + 25.596x^5 + \dots \end{aligned} \quad (3.25)$$

Die Reihenentwicklung zeigt, dass der kubische Anteil mit steigender Auslenkung  $x$  der eindeutig dominierende Anteil in dieser Gleichung ist. Die Federkonstante erweist sich dabei nunmehr nicht mehr als Konstante im mathematischen Sinne, sondern als Funktion mit quadratischem Anteil. Unter Vernachlässigung der höherwertigen Terme wird die Federkonstante reduziert.

$$\begin{aligned} k(x) &= k_{R,lin} + k_{R,nlin} \cdot x^2 \\ &= k_{R,lin} \left(1 + \frac{x^2}{\lambda^2}\right) \end{aligned} \quad (3.26)$$

Der Faktor  $\lambda = \sqrt{\frac{k_0}{k_1}}$  wird auch anharmonische Länge genannt und kennzeichnet die Auslenkung  $x$ , bei der der kubische Anteil dominant wird. Die Biegefeder wird demnach mit zunehmender Auslenkung steifer. Dies bedeutet für ein Feder-Masse-System, dass sich die Resonanzfrequenz mit ansteigender Schwingungsamplitude zu höheren Werten hin verschiebt. Auf das Schwingungsverhalten eines solchen Schwingungssystems wird im späteren Verlauf dieser Arbeit näher eingegangen (s. Kapitel 3.2).

### 3.1.5 Torsionsbiegung

Im Gegensatz zur Betrachtung des Biegebalkens gilt für die Verdrehung des Torsionsbalkens (s. Abbildung 3.13) beim Auftreten einer Drehrate der einfache lineare Ansatz.

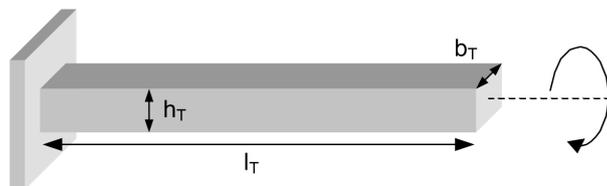


Abbildung 3.13: Eingespannter Balken unter Torsion

Die Praxis zeigt, dass sich die Federkonstante eines solchen Torsionsfederbalken mit der Länge  $l_T$ , der Breite  $b_T$  und der Höhe  $h$  unter Berücksichtigung des Schermoduls  $G$  wie folgt errechnet [25]:

$$k_T = nG \frac{hb_T^3}{16l_T} \left[ \frac{16}{3} - 3.36 \frac{b_T}{h} \left( 1 - \frac{b_T^4}{12h^4} \right) \right] \quad (3.27)$$

Wobei sich das Schermodul wie folgt berechnet:

$$G = \frac{E}{2(1 + \sigma)} \quad (3.28)$$

mit der Poissonzahl  $\sigma$  (hier für Si: 0.25). Dieser Ansatz ist ausreichend für eine erste Geometrieabschätzung.

### 3.1.6 Die Dämpfung

Um den Sensor mit den geringen zur Verfügung stehenden Spannungspegeln (max. 2V) in möglichst große, mechanische Schwingungsamplituden zu zwingen, erfolgt der Betrieb unter Vakuum. Die Höhe der benötigten Spannung ergibt sich aus der Energie, die erforderlich ist, um die Schwingungsdämpfung aufgrund von Reibungseffekten zu kompensieren. Die inneren Reibungseffekte werden thermoelastischen Kopplungen oder Kristalldefekten zugeordnet [14]. Stoßprozesse mit dem umgebenden Medium (Luft) führen zu einer externen Dämpfung der Schwingung.

Ein Maß für die Dämpfung eines Systems ist die sog. Güte. Sie bezeichnet das Verhältnis aus der im Resonator gespeicherten Energie und dem Energieverlust pro Periode. Je größer demnach die Güte, desto geringer ist die Energie, die dem Schwingungssystem zur Erhaltung der Schwingungsamplitude zugeführt werden muss.

Da sich ein zu hoher Wert jedoch limitierend auf die Bandbreite des Systems auswirkt ist es von Vorteil die Druckabhängigkeit des Gütefaktors (vgl. Abb.3.14) auszunutzen.

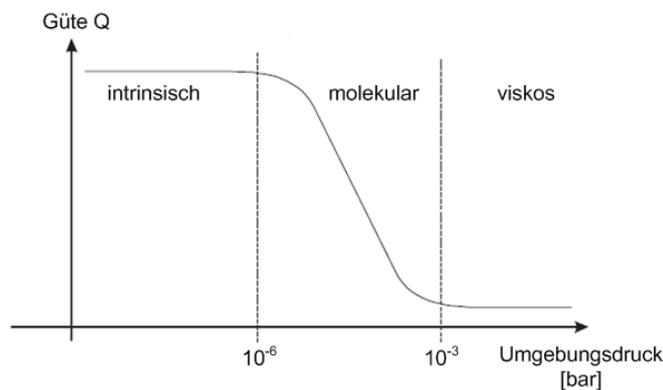


Abbildung 3.14: Druckabhängigkeit des Gütefaktors

Im molekularen Bereich ist ein nahezu linearer Zusammenhang zwischen Dämpfung und Druck gegeben. Hier wirkt vor allem die externe Dämpfung durch Stoßvorgänge mit den verbliebenen Luftmolekülen. Dadurch ist der Gütefaktor nicht nur geometrie- sondern auch druckabhängig.

$$Q = \frac{\omega_0}{2\delta(P)} \quad (3.29)$$

Wobei  $\omega_0$  die ungedämpfte Resonanzfrequenz des Schwingungssystems ist und  $\delta(P)$  der druckabhängige Abklingkoeffizient.

## 3.2 Analytisches Modell des Drehratensensors

### 3.2.1 Referenzschwingung

Zur Untersuchung des Schwingungsverhaltens in Referenzrichtung wird das Schwingungssystem zunächst durch ein einfaches Feder-Masse-System mit einem Freiheitsgrad ersetzt.

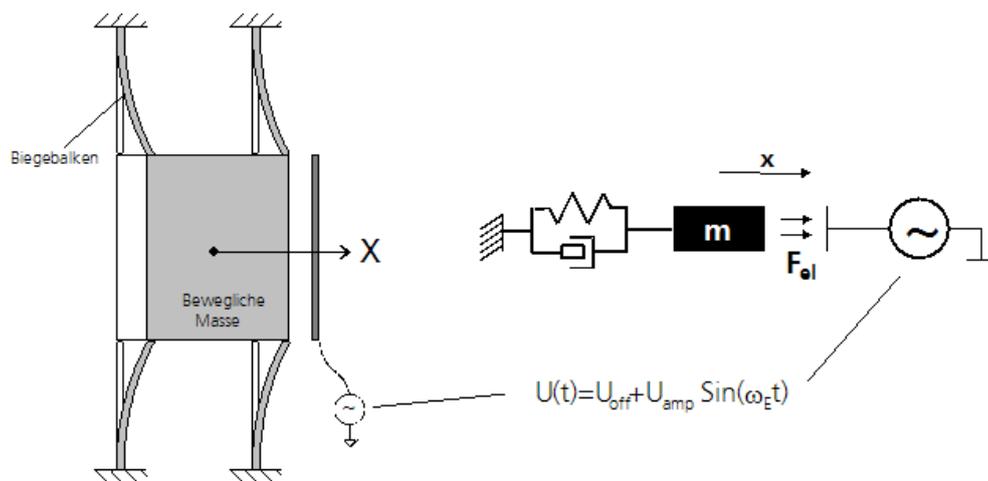


Abbildung 3.15: Modellierung des linearen Schwingungsverhaltens

Durch die elektrostatische Antriebskraft (vgl. Kapitel 3.1.2) werden die Resonatormassen in eine laterale Schwingung in  $x$ -Richtung mit der Frequenz  $\omega_E$  versetzt.

### Schwingungen mit kleiner Amplitude

Über die Aufstellung des Kräfteerhaltungssatzes ergibt sich die lineare Differentialgleichung zweiter Ordnung für eine erzwungene gedämpfte Schwingung, wobei die Federkonstante  $k_R$  für kleine Schwingungen gemäß Gleichung 3.22 definiert ist.

$$\sum_i F_i = m_R \ddot{x} + c_R \dot{x} + k_R(x)x - F_E(t) = 0 \quad (3.30)$$

$m_R$ : bewegliche Masse des Resonators,  $c_R$ : Dämpfung,  $k_R$ : Federkonstante, bzw.:

$$\ddot{x} + \frac{\omega_R}{Q_R} \dot{x} + \omega_R^2 x = \frac{1}{m_R} F_E(t) \quad (3.31)$$

mit Resonanzfrequenz  $\omega_R = \sqrt{\frac{k_R}{m_R}}$  und dem Gütefaktor  $Q_R = \omega_R \frac{m_R}{c_R}$

Die Auflösung dieser Differentialgleichung zur Bestimmung der erzwungenen Auslenkung

in x-Richtung ergibt als stationäre Lösung:

$$x_R(t) = \hat{x}_R(\omega_E) \cos(\omega_E t + \psi_R(\omega_E)) \quad (3.32)$$

Mit der Amplitudenresonanzfunktion (s. Abbildung 3.16):

$$\hat{x}_R(\omega_E) = \frac{\hat{F}_E}{m_R \sqrt{(\omega_R^2 - \omega_E^2)^2 + \left(\frac{\omega_R \omega_E}{Q_R}\right)^2}} \quad (3.33)$$

Der Phasenverlauf wird durch die Phasenresonanzfunktion beschrieben:

$$\psi_R(\omega_E) = \arctan\left(\frac{\omega_R \omega_E}{Q_R(\omega_R^2 - \omega_E^2)}\right) \quad (3.34)$$

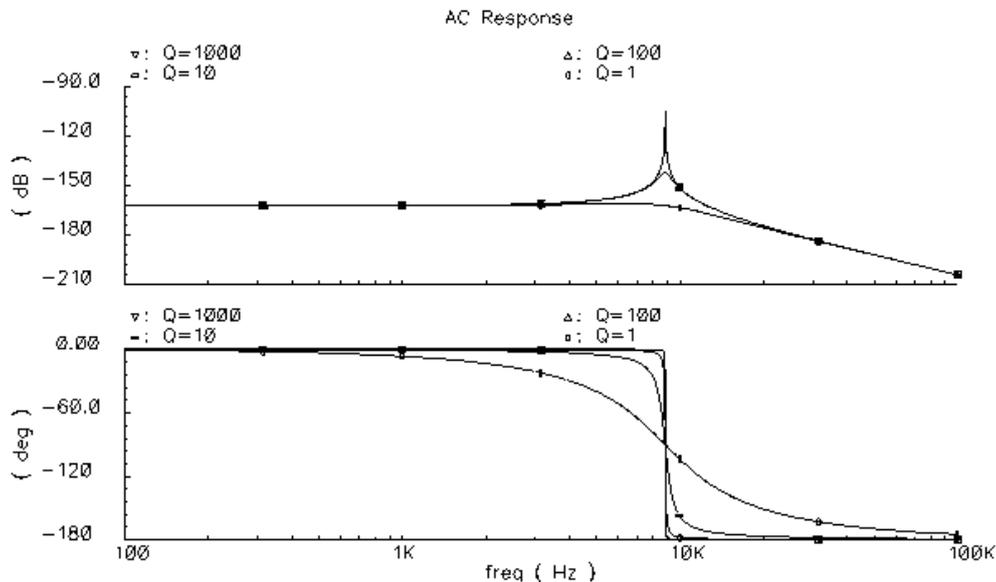


Abbildung 3.16: Frequenzgang (oben: Amplitude, unten: Phase) der Referenzschwingung bei einer Resonanzfrequenz von 9kHz und verschiedenen Gütefaktoren

Deutlich ist bei der Resonanzfrequenz  $\omega_R$  eine Überhöhung der Amplitude zu erkennen, die stark vom Gütefaktor des Schwingungssystems abhängt. Im Falle der Resonanz ( $\omega_E = \omega_R$ ) wird die Auslenkung der Referenzschwingung um den Faktor  $Q_R$  größer sein als die statische Auslenkung  $x_0$ .

$$x_0 = \frac{\hat{F}_E}{\omega_R^2 m_R} \quad (3.35)$$

Der Phasenverlauf zeigt zudem den typischen Sprung von  $-180^\circ$ , wobei die Phase in Resonanz immer genau  $-90^\circ$  beträgt.

### Schwingungen mit großer Amplitude

Die lineare Schwingungsdifferentialgleichung gilt lediglich als erste Näherung im Falle von sehr kleinen Schwingungsamplituden. Wie jedoch in Kapitel 3.1.4 beschrieben führen große Auslenkungen dazu, dass sich die gegebene beidseitig eingespannte Federanordnung mit steigender Auslenkung versteift. In diesem Falle ist die Federkonstante eine Funktion der Auslenkung  $x$ . Es ergibt sich hieraus die folgende Differentialgleichung, die auch als erzwungene inhomogene Duffinggleichung bezeichnet wird:

$$\ddot{x} + \frac{\omega_{R,lin}}{Q_R} \dot{x} + \left(1 + \frac{x^2}{\lambda^2}\right) \omega_{R,lin}^2 x = \hat{F}'_E \cos(\omega_E t) \quad (3.36)$$

Wie zuvor errechnen sich die stationären Lösungen mit dem Ansatz gemäß Gleichung (3.32) und unter Berücksichtigung der Beziehung  $\cos^3 \alpha = \frac{3}{4} \cos \alpha + \frac{1}{4} \cos 3\alpha$ . Dies führt zur Amplituden-Frequenz-Relation (s. Abb. 3.17a):

$$\left(1 + \frac{3 \hat{x}_R^2}{4 \lambda^2} - \omega^{*2}\right)^2 + \left(\frac{\omega^*}{Q_R}\right)^2 = \left(\frac{\hat{F}'_E}{\hat{x}_R \omega_R^2}\right)^2 \quad \text{mit } \omega^* = \frac{\omega_E}{\omega_R} \quad (3.37)$$

und zur Phasen-Frequenz-Relation (s. Abb. 3.17b):

$$\tan \theta = \left(\frac{\omega^*}{Q_R}\right) \left(1 + \frac{3 \hat{x}_R^2}{4 \lambda^2} - \omega^{*2}\right)^{-1} \quad (3.38)$$

wobei der Phasensprung von  $\theta = \pi/2$  bei einem Frequenzverhältnis von  $\omega^* = \sqrt{1 + \frac{3 \hat{x}_R^2}{4 \lambda^2}} \simeq 1 + \frac{3 \hat{x}_R^2}{8 \lambda^2}$  erfolgt. Für sehr große  $\lambda$  ergeben sich die bekannten Zusammenhänge für lineare Schwingungen.

Die nichtlineare Frequenzverschiebung des  $90^\circ$ -Phasensprungs befindet sich um

$$\Delta \omega = \frac{3}{8} \omega_{Rlin} \left(\frac{\hat{x}_R}{\lambda}\right)^2 \quad (3.39)$$

oberhalb der linearen Resonanzfrequenz  $\omega_{Rlin}$ .

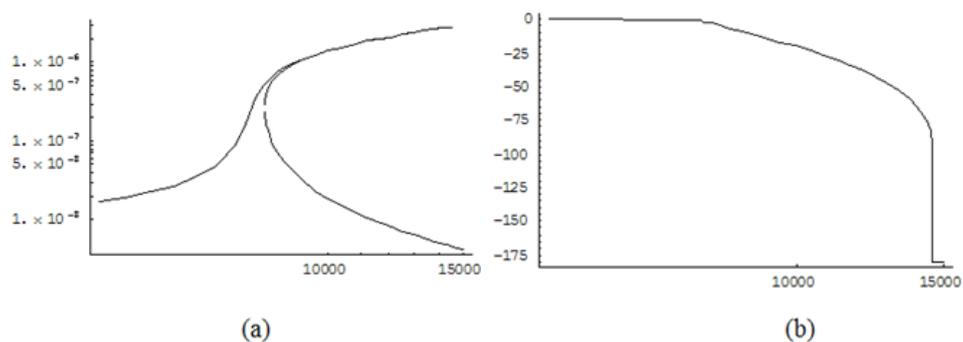


Abbildung 3.17: Amplituden-Frequenz-Relation (a) und Phasen-Frequenz-Relation (b) der erzwungenen Schwingungen des Duffing-Oszillators

### Diskussion der nichtlinearen Schwingung

Die genauere Betrachtung des Amplitudengangs (vgl. Abb.3.18) zeigt Frequenzbereiche, in denen jeder Frequenz  $\omega_E$  drei verschiedene Amplituden  $A_i$  zugeordnet werden können. Diese Frequenzbereiche sind begrenzt durch die Punkte der Amplituden-Frequenz-Relation, in denen  $d\omega/dA_i = 0$  ist (dargestellt als gestrichelte Linie). Die Nichtlinearität von Duffing-Oszillatoren bewirkt das Phänomen der Bistabilität, im englischen auch häufig "jump phenomenon" genannt.

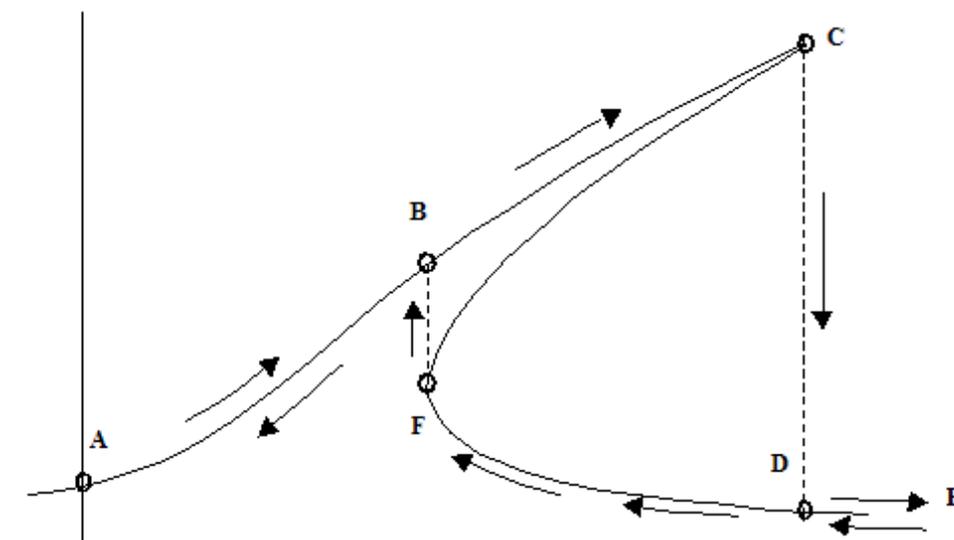


Abbildung 3.18: Bistabilität der erzwungenen Schwingung des Duffing-Oszillators

Wird die Anregungsfrequenz von Werten  $\omega^* < 1$  von Punkt A stetig erhöht, so bleibt

sie auf dem oberen Kurventeil der Amplituden-Frequenz-Relation und bewegt sich über B zu C. An dieser Stelle ist die Ableitung  $dA/d\omega=0$ , und die Amplitude fällt bei weiterer Erhöhung von  $\omega^*$  auf den niederen Wert D und sinkt von da an weiter (E). Bei einer Verringerung der Anregungsfrequenz von Punkt E aus steigt die Amplitude langsam auf dem unteren Kurventeil der Amplituden-Frequenz-Relation über D zu F. An diesem Extremwert springt die Amplitude bei fortgesetzter Verringerung der Anregungsfrequenz auf den höheren Wert bei Punkt B zurück und sinkt in Richtung A. Es sind somit 3 Schwingungszustände denkbar. Die beiden Frequenzbereiche AC und EF sind stabile Schwingungszustände und durch eine geeignete Anregung zu erreichen. Der Bereich zwischen C und F ist dagegen aufgrund seiner extremen Instabilität nicht erreichbar und wird hier nicht weiter betrachtet. Um die Referenzschwingung stabil in der Nichtlinearität zu betreiben, ist es daher notwendig die Arbeitsfrequenz zwischen B und C zu wählen. Es bietet sich hier an den Frequenzwert etwas unterhalb von C einzustellen.

Interessant werden nichtlineare Schwingungen genau dann, wenn es darum geht, möglichst geringe Verluste der Schwingungsamplitude aufgrund von Schwankungen in der Frequenz und Amplitude der Anregungsspannung zu erreichen.

In Abbildung 3.19 sind die Resonanzverhalten von linearen und nichtlinearen Biegeschwingungen grafisch gegebenübergestellt. Die Variation der Anregungskraft, z.B. durch Änderung der Anregungsspannung und der sich dadurch ergebenden elektrostatischen Kraft führt zu deutlich unterschiedlichem Verhalten. Mit steigenden Werten erhöht sich im linearen Fall die Schwingungsamplitude, wobei sich der Phasenverlauf nahezu identisch verhält. Bei der nichtlinearen Schwingung (c,d) bildet sich das Schwingungsplateau wie beschrieben aus. Bei größer werdenden Spannungswerten verschiebt sich die Abbruchkante immer mehr zu höheren Frequenzen. Der Phasenverlauf ändert sich analog, indem die Frequenz der  $90^\circ$ -Phase immer weiter zu höheren Werten wandert.

Die Betrachtung der Schwingungsamplituden bei einer Frequenz  $f_P$  innerhalb des stabilen Schwingungsbereiches (d.h. zwischen B und C) zeigt, dass der Kurvenverlauf für größere Anregungsspannungen immer durch den Amplitudenpunkt P führt. Solange also die Spannung derart gewählt wird, dass sich die entsprechende Abbruchfrequenz oberhalb von  $f_P$  befindet, ist die Schwingungsamplitude nahezu unabhängig von der Amplitude der Anregungsspannung.

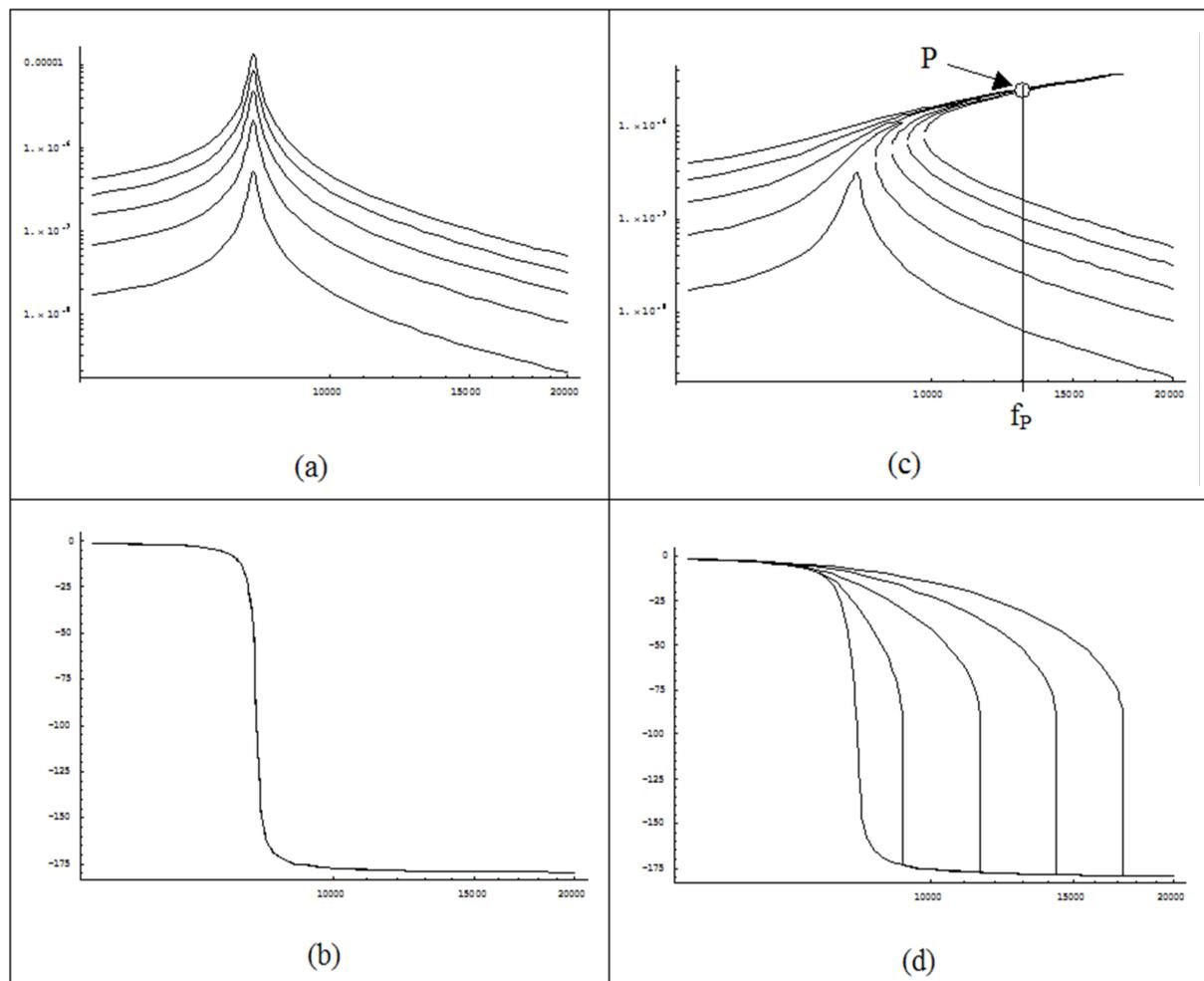


Abbildung 3.19: Gegenüberstellung des Resonanzverhaltens von linearen (a,b) und nicht-linearen Biegeschwingungen (c,d) mit Variation der Anregungskraft

### 3.2.2 Messschwingung

Wie bei der Referenzschwingung wird auch die Messschwingung durch ein Feder-Masse-System modelliert. Der Torsionswinkel  $\theta(t)$  stellt hier die zeitlich abhängige Variable dar. Die Torsionsfeder  $k_M$  und somit die Resonanzfrequenz der Messschwingung wird durch die Abmaße des Torsionsbalkens festgelegt.

Die Schwingungsdifferentialgleichung zur Beschreibung der Torsionsschwingung errechnet sich auch hier analog zu Gl. (3.30) über die Anwendung des klassischen Drehmomentenerhaltungssatzes  $\sum_i M_i = 0$ .

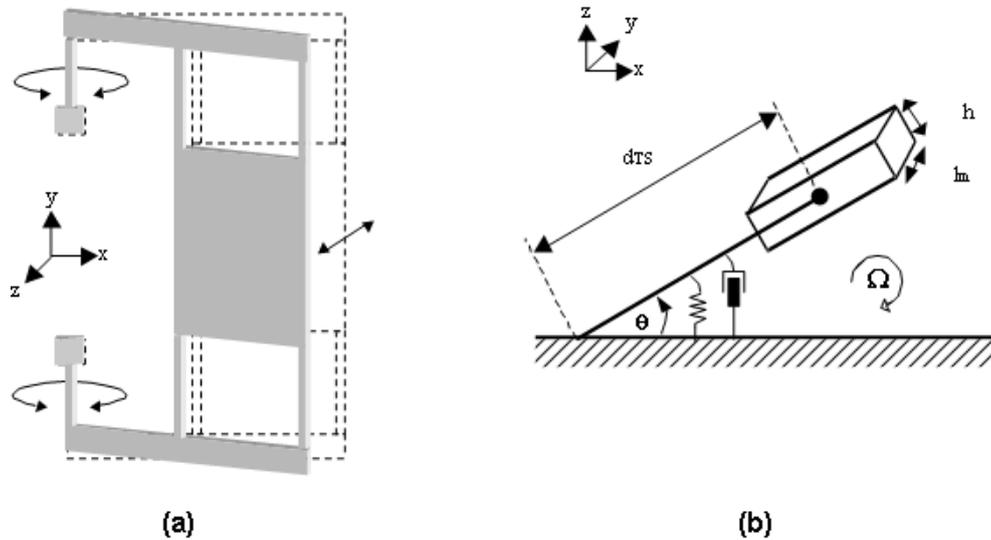


Abbildung 3.20: Modellierung der Torsionsschwingung als Feder-Masse-System

$$J_0 \ddot{\theta}(t) + c_M \dot{\theta}(t) + k_M \theta(t) - M_{Cor}(t) = 0 \quad (3.40)$$

mit der Dämpfung  $c_M$ , der Resonanzfrequenz  $\omega_M = \sqrt{k_M/J_0}$  und dem Trägheitsmoment  $J_0 = 2 \left( \frac{m}{12} (h^2 + l_m^2) + m d_{TS}^2 \right)$ .

Die Auflösung nach dem Verkippungswinkel  $\theta$  ergibt die Übertragungsfunktion der Messschwingung:

$$\hat{\theta}(\omega_E) = \frac{\hat{M}_{Cor}}{J_0 \sqrt{(\omega_M^2 - \omega_E^2)^2 + \left( \frac{\omega_M \omega_E}{Q_M} \right)^2}} \quad (3.41)$$

Wie erwartet zeigt auch hier der Frequenzgang die typische Amplitudenüberhöhung im Bereich der Resonanzfrequenz (s. Abb.3.21).

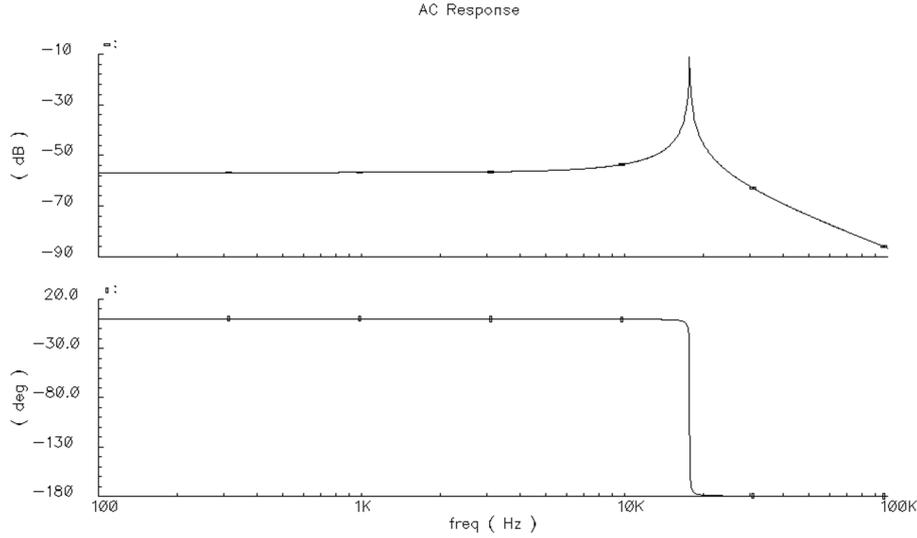


Abbildung 3.21: Frequenzgang (oben: Amplitude, unten: Phase) der Messschwingung mit Amplitudenüberhöhung in der Resonanz

### 3.2.3 Corioliskopplung

Unter dem Einfluss einer Drehrate wird die Energie der Referenzschwingung über die Coriolisbeziehung in eine vertikale Kraft umgesetzt, die wiederum zur Anregung der Messschwingung führt. Das resultierende Drehmoment  $M_{Cor}$  errechnet sich zu:

$$M_{Cor}(t) = \underbrace{\left(2m \frac{\partial d_{TS}(t)}{\partial t} \Omega\right)}_{F_{Cor}} \cdot d_{TS}(t) \quad (3.42)$$

$$= A \cdot \cos(\omega_E t) \Omega \quad (3.43)$$

Mit dem sich periodisch ändernden Abstand der Massenmittelpunkte von der Symmetrieachse  $d_{TS}(t) = d_{TS0} + \hat{x}_R \sin(\omega_E t)$  und  $A = 2m\hat{x}_R\omega_E d_{TS0}$  errechnet sich die Übertragungsfunktion des Sensors durch Einsetzen in Gl.(3.40):

$$\hat{y}(\Omega) \sim \frac{1}{\sqrt{(f_M^2 - f_R^2)^2 + \left(\frac{f_M f_R}{Q_M}\right)^2}} \cdot \Omega \quad (3.44)$$

$$\hat{\theta}(\Omega) = \frac{A}{J_0 \sqrt{(\omega_M^2 - \omega_E^2)^2 + \left(\frac{\omega_M \omega_E}{Q_M}\right)^2}} \cdot \Omega \quad (3.45)$$

In Abbildung 3.22 ist das Übertragungsverhalten des Sensors in Abhängigkeit vom Abstand  $\Delta f$  zwischen der Arbeitsfrequenz  $f_E = f_R$  und der Resonanzfrequenz der Messschwingung  $f_M$  dargestellt. Obwohl für  $\Delta f \rightarrow 0$  die maximale Verstärkung erzielt wird, ist die Übertragungsfunktion an diesem Punkt stark vom Umgebungsdruck bzw. dem entsprechenden Gütefaktor  $Q_M$  abhängig.

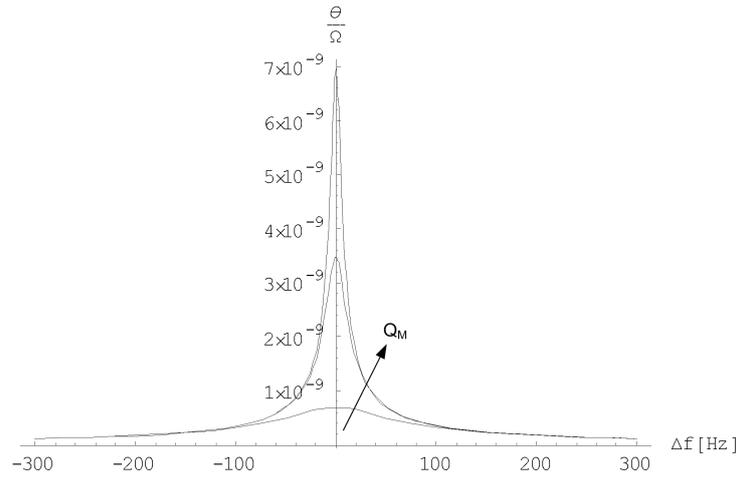


Abbildung 3.22: Übertragungsfunktion des Drehratensensors in Abhängigkeit vom Frequenzabstand  $\Delta f = f_M - f_E$  und für verschiedene Gütefaktoren

Da der Gütefaktor wiederum eine Funktion der Temperatur ist (s. Kap. 3.1.6), wäre die Temperaturabhängigkeit der Übertragungsfunktion von vorneherein gegeben. Durch die Vergrößerung des Frequenzabstands wird diese Abhängigkeit extrem unterdrückt. Dabei wird die gleichzeitige Reduzierung der Verstärkung in Kauf genommen, die von der Elektronik entsprechend kompensiert werden muss.

Die folgende Ausführung zeigt eine weitere Notwendigkeit dieser Maßnahme. Sobald die Drehrate nicht mehr als konstante Größe wirkt, sondern sich zeitlich ändert ( $\Omega(t) = \Omega_0 + \hat{\Omega} \cos(\omega_\Omega t)$ ) ergibt sich für das Coriolismoment folgender erweiterter Zusammenhang:

$$M_{Cor} = A \cos(\omega_E t) (\Omega_0 + \hat{\Omega} \sin(\omega_\Omega t)) \quad (3.46)$$

$$= A \left\{ \underbrace{\Omega_0 \cos(\omega_E t)}_{T_1} + \hat{\Omega}/2 \left[ \underbrace{\sin((\omega_E - \omega_\Omega)t)}_{T_2} + \underbrace{\sin((\omega_E + \omega_\Omega)t)}_{T_3} \right] \right\} \quad (3.47)$$

Der Vorgang, bei dem zwei sinusförmige Signale unterschiedlicher Frequenz miteinander multipliziert werden, bezeichnet man als Modulation. Das Ergebnis einer Modulation ist

ein Gemisch aus Frequenzen, das sich am besten im Frequenzbereich darstellen lässt (s. Abb. 3.23).

Durch die Modulation der Drehrate mit der Referenzschwingung über die Coriolisbeziehung wird der Beitrag von  $\Omega$  aus dem Basisband (bei  $\omega_\Omega$ ) in das Trägerband  $\omega_E$  hochgemischt. Dabei wird, der Frequenzanteil der direkt bei  $\omega_E$  liegt, durch den Gleichanteil  $\Omega_0$  der Drehrate hervorgerufen (vgl. Term T1 in Gleichung 3.47); die beiden Seitenbänder entstehen aufgrund des Wechselanteils der Drehrate (T2,T3).

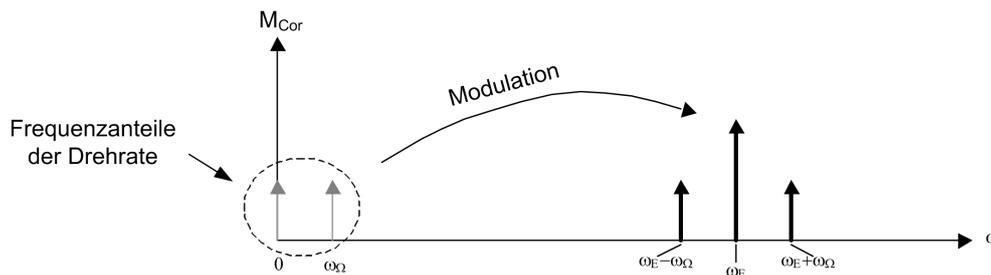


Abbildung 3.23: Amplituden-Frequenz-Darstellung des Coriolismoments als Ergebnis der Modulation der Drehrate mit der Referenzschwingung

Nach Gleichung (3.41) koppelt das Coriolismoment mit dieser Eigenschaft nun direkt in das Schwingungssystem der Messschwingung ein (s. Abbildung 3.24).

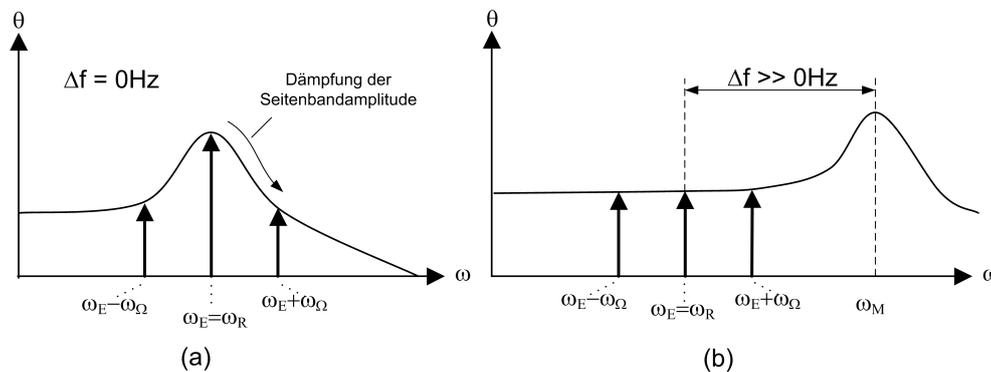


Abbildung 3.24: Dämpfung der Seitenbandamplitude bei der Einkopplung von  $\Omega(t)$  in das Messschwingungssystem in Abhängigkeit des Abstandes  $\Delta f$  von Anregungsfrequenz und Messresonanzfrequenz

Für den Fall  $\Delta f = 0$  (s. Abb. 3.24a) werden die Seitenbänder mit steigender Modulationsfrequenz  $\omega_\Omega$  zunehmend gedämpft. In diesem Fall ist die Übertragungsfunktion stark

von  $\omega_\Omega$  abhängig. Dies führt zu einer relativ kleinen Bandbreite der Übertragungsfunktion ( $B < 1\text{Hz}$ ). Durch die zuvor beschriebene Vergrößerung des Frequenzabstands werden die Modulationsprodukte auf den flacheren Teil der Resonanzkurve geschoben (s. Abb. 3.24b).

Idealerweise wird der Frequenzabstand so gewählt, dass die 3dB-Frequenz der Übertragungsfunktion mindestens das Doppelte der spezifizierten Bandbreite ergibt. In der Regel wird jedoch eher das 5-10 fache gewählt, um genügend Reserve gegenüber Kreuzkopplungseffekten zu erreichen. Für den vorliegenden Sensor wurde ein Frequenzabstand von 200Hz gewählt (s. Abb. 3.25).

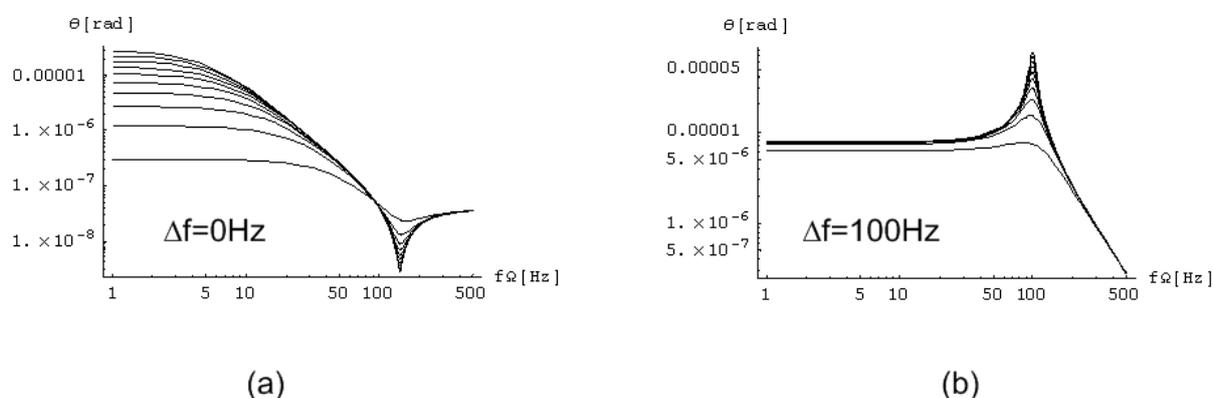


Abbildung 3.25: Empfindlichkeit des Sensorsystems für verschiedene Gütefaktoren und einem Frequenzabstand von (a) 0Hz und (b) 200Hz

### 3.3 Dimensionierung des Systems

Dieses Kapitel gehört inhaltlich eigentlich an den Anfang eines jeden Systementwurfs, beruht jedoch im Wesentlichen auf den bis hierher erarbeiteten Ansätzen. Es behandelt die grobe Vorkalkulation der wichtigsten Parameter des Gesamtsystems. Diese Kalkulation basiert auf den einfachen Grundgleichungen der Systemkomponenten und ermöglicht so eine Abschätzung der Machbarkeit des angestrebten Systems. Gleichzeitig dienen die Ergebnisse dieser Betrachtung als Richtlinie für die weitere Ausarbeitung der Einzelkomponenten, sowohl auf mechanischer als auch auf elektrischer Seite.

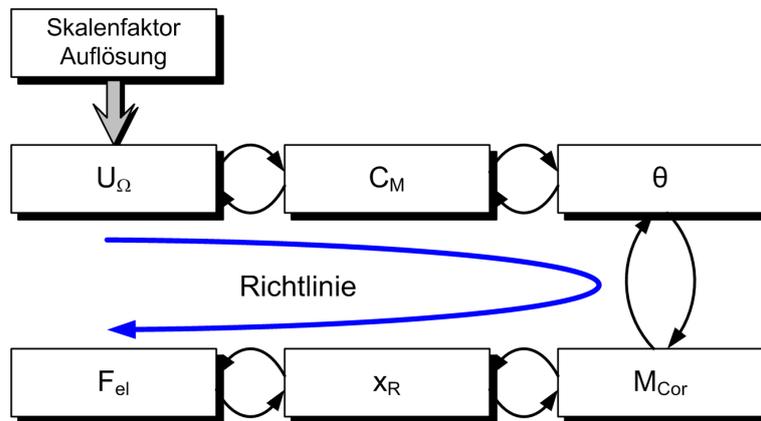


Abbildung 3.26: Die wichtigsten Kernparameter für die Entwicklung eines Drehratensensor-System

Basierend auf den in den vorherigen Kapiteln beschriebenen Teilgleichungen wird die komplette Parameterkette wie folgt vordimensioniert.

- Der Skalenfaktor ergibt sich aus dem Verhältnis der maximalen Ausgangsspannung der Systemelektronik  $U_{\Omega}$  bei maximaler Drehrate  $\Omega_{max}$ .

$$SF = U_{\Omega}/\Omega \quad (3.48)$$

- Über die spezifizierte Auflösung der Drehrate  $\Omega_{min}$  errechnet sich dadurch die durch die Systemelektronik minimal aufzulösende Spannungsdifferenz.

$$U_{\Omega,min} = SF \cdot \Omega_{min} \quad (3.49)$$

- Aus der Architektur der Kapazitäts-Spannungswandlung (Hochmodulationsverfahren s. Kapitel 4.2) berechnet sich die aufzulösende Kapazitätsänderung der Messschwingung gemäß

$$C_{M,min/max} = \frac{U_{\Omega,min/max}}{U_{mod,M}} \cdot C_f \quad (3.50)$$

Bereits hier müssen erste Annahmen für die Modulationsspannung  $U_{mod,M}$  und den Rückkoppelkondensator  $C_f$  getroffen werden. Diese Werte werden im Verlauf des

Entwurfes ständig auf die sich ändernden Bedingungen angepasst, wobei jedoch das Verhältnis  $C_f/U_{mod,M}$  immer gleich bleibt.

- Aus  $C_{M,max}$  ergibt sich im nächsten Schritt der maximale Verkippungswinkel der Messschwingung. Hier fließt erstmals eine Abschätzung der Sensorabmessung ein. Sie führt zu einer Annahme der Basiskapazität der Messkapazität  $C_{M,0}$  und der maximalen Sensorausdehnung  $d_S$ .

$$\theta_{min/max} = \frac{C_{M,min/max}}{C_{M,0}} \frac{d_{OX}}{2d_S} \quad (3.51)$$

- Um diese bei gegebener Drehrate zu erreichen muß die Corioliskraft das Coriolis-Moment  $M_{Cor}$  erzeugen.

$$M_{Cor,min/max} = \theta_{min/max} J_0 \sqrt{(\omega_M^2 - \omega_E^2)^2 + \left(\frac{\omega_M \omega_E}{Q_M}\right)^2} \quad (3.52)$$

- Daraus ergibt sich die benötigte Amplitude der Referenzschwingung

$$\hat{x}_R = \frac{M_{Cor,max}}{2m\omega_E d_{TS} \Omega_{max}} \quad (3.53)$$

- Die hierfür notwendige Kraft errechnet sich durch Umstellen der Amplituden-Frequenz-Relation nach Gl.(3.37).

$$\hat{F}_{el} = m\hat{x}_R \omega_R^2 \sqrt{\left(1 + \frac{3\hat{x}_R^2}{4\lambda^2} - \frac{\omega_E}{\omega_R}\right)^2 + \left(\frac{\omega_E}{\omega_R Q_R}\right)^2} \quad (3.54)$$

- Um diese Kraft aufzubringen müssen die geometrischen Parameter aus Gleichung (3.12) entsprechend angepasst werden.

Parameter	Min.	Typ.	Max.
$U_{\Omega}$		$2mV$	
$C_M$	$5 \cdot 10^{-15} F$		$5 \cdot 10^{-12} F$
$\theta$	$14\mu rad$		$14mrad$
$M_{Cor}$	$5 \cdot 10^{-13} Nm$		$5 \cdot 10^{-10} Nm$
$\hat{x}_R$		$3.5\mu m$	
$F_{el}$		$7.5 \cdot 10^{-7} N$	
$n_F$		50	

Tabelle 3.2: Zusammenfassung der wichtigsten Basisparameter für den Systementwurf

## 3.4 Fehlermechanismen

Die bisherigen Ausführungen beruhen auf der Annahme eines idealisierten Systems, bei dem alle vorgegebenen Parameter direkt umgesetzt werden. In der Realität führen eine Vielzahl von Fehlermechanismen zu einer direkten oder indirekten Beeinflussung des Messsignals. In diesem Kapitel werden die wichtigsten Ursachen für Messfehler diskutiert und mögliche Maßnahmen zur Reduzierung vorgeschlagen. Ein Teil der Fehlerquellen, die das Verhalten des Sensorsystems negativ beeinflussen, stehen in direktem Zusammenhang mit dem verwendeten Herstellungsprozess und lassen sich in einem gewissen Rahmen durch die Verbesserung der Fertigungsqualität auf ein Mindestmaß reduzieren. Der andere Teil ergibt sich durch den eigentlichen elektrischen Betrieb des Sensors.

### 3.4.1 Strukturbreiten- und -höenschwankungen

Schwankungen in der Sensorgeometrie sind ein direktes Resultat von Fertigungstoleranzen wie sie in der Realität in jedem Herstellungsprozess vorkommen. So ergeben sich z.B. durch unterschiedliche Ätzraten Schwankungen in den Strukturbreiten. Inhomogenitäten in der Strukturhöhe sind im gegebenen Prozess auf einen ungleichen Abtrag beim Rückdünnungsprozess zurückzuführen.

Alle diese Schwankungen treten sowohl von Wafer zu Wafer als auch von Struktur zu Struktur innerhalb eines Wafers auf. Problematisch werden diese Abweichungen sobald sie die Resonanzfrequenzen der Hauptschwingungsmoden derart beeinflussen, dass ein Be-

trieb des Sensors trotz nachträglicher Frequenzanpassung nicht mehr möglich ist. Daher ist es erforderlich deren Einflüsse auf das Systemverhalten zu erkennen und mit Hilfe von Toleranzanalysen geeignete Kompensationsstrategien zu erarbeiten.

### **Einfluss auf die Referenzschwingung**

Der Einfluss auf die Referenzschwingung ergibt sich aus der genauen Betrachtung der zugehörigen Federkonstanten. Gemäß der Prinzipskizze von Abbildung 3.1 besteht das Schwingungssystem aus den vier Biegebalken ( $b_B, l_B$ ) und der Resonatormasse ( $b_M, l_M$ ). Strukturbreitenschwankungen führen daher zu relativen Abweichungen der Resonanzfrequenz gemäß:

$$\Delta f_R = \left( \frac{3}{2} \frac{\Delta b_B}{b_B} + \frac{3}{2} \frac{\Delta l_B}{l_B} + \frac{1}{2} \frac{\Delta b_M}{b_M} + \frac{1}{2} \frac{\Delta l_M}{l_M} \right) f_R \quad (3.55)$$

Aufgrund der großen Bemaßung der Massen gegenüber ihren Breiten- und Längenabweichungen und der Biegefeder gegenüber ihrer Längenabweichung können die Quotienten ( $\frac{\Delta l_B}{l_B}, \frac{\Delta b_M}{b_M}, \frac{\Delta l_M}{l_M}$ ) als vernachlässigbar gering angenommen werden. Daher hat hauptsächlich die Schwankung der Biegefederbreite einen Einfluss auf die Resonanzfrequenz der Referenzschwingung:

$$\Delta f_R \approx \frac{3}{2} \frac{\Delta b_B}{b_B} f_R \quad (3.56)$$

Für ein Schwingungssystem mit der frequenzbestimmenden Biegefederbreite von  $3\mu m$  und einer Resonanzfrequenz von 9kHz ergibt sich die nachfolgend dargestellte grafische Darstellung der Frequenzabweichung. Hier wurde eine Strukturschwankung von 100nm angenommen.

Eine Änderung in der Strukturhöhe wirkt sich sowohl auf die Biegebalken als auch auf die Resonatormasse gleichermaßen aus. Dabei darf die Resonanzfrequenz der Referenzschwingung als nahezu unabhängig von der Strukturhöhe angenommen werden.

Für die Auslegung des Designs bedeutet dies, dass darauf geachtet werden muss, dass die Resonanzfrequenz der Messschwingung ausreichend weit oberhalb der Referenzschwingung liegt.

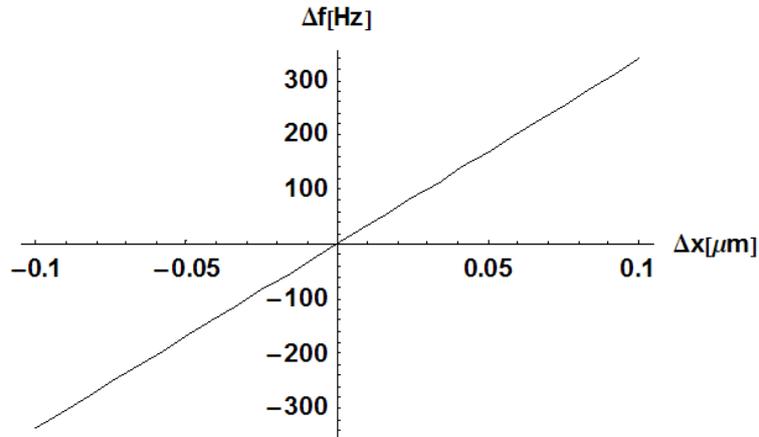


Abbildung 3.27: Abhängigkeit der Resonanzfrequenz  $f_R$  von Schwankungen in der Federbreite

### Einfluss auf die Messschwingung

Ein ähnlicher Ansatz gilt für die Fehlerabschätzung der Resonanzfrequenz der Messschwingung. Der Einfachheit halber wird das statische Trägheitsmoment  $J_0$  angenommen. Die relative Abweichung der Resonanzfrequenz errechnet sich daher allgemein gemäß:

$$\begin{aligned} \frac{\Delta\omega_T}{\omega_T} = & \frac{3\Delta b_T}{2b_T} \frac{\Delta l_T}{2l_T} + \frac{\Delta b_m}{2b_m} \left( \frac{h^2 + 12l_m^2 + 3b_M^2}{h^2 + 12l_m^2 + b_M^2} \right) + \\ & + \frac{\Delta l_m}{2l_m} \left( \frac{h^2 + 36l_m^2 + b_M^2}{h^2 + 12l_m^2 + b_M^2} \right) + \frac{\Delta h}{h} \left( \frac{12l_m^2 + 3b_M^2}{h^2 + 12l_m^2 + b_M^2} \right) \end{aligned} \quad (3.57)$$

Es darf angenommen werden, dass die Variation von Länge  $l_M$  und Breite  $b_M$  der Resonator Masse im Vergleich zu der der Torsionsfeder bezogen auf den Zielwert vernachlässigbar gering ist. Daher vereinfacht sich auch obige Gleichung zu:

$$\frac{\Delta\omega_T}{\omega_T} \approx \frac{3\Delta b_T}{2b_T} + \frac{\Delta h}{h} \left( \frac{12l_m^2 + 3b_M^2}{h^2 + 12l_m^2 + b_M^2} \right) \quad (3.58)$$

Für ein Schwingungssystem mit der frequenzbestimmenden Biegefederbreite von  $12\mu\text{m}$  und einer Resonanzfrequenz von  $10\text{kHz}$  ergibt sich die nachfolgend dargestellte grafische Darstellung der Frequenzabweichung. Für die Strukturbreitenschwankung wird ein Wert von  $100\text{nm}$  angenommen. Eine Inhomogenität der Strukturhöhe wurde mit einer Toleranz von  $500\text{nm}$  berechnet.

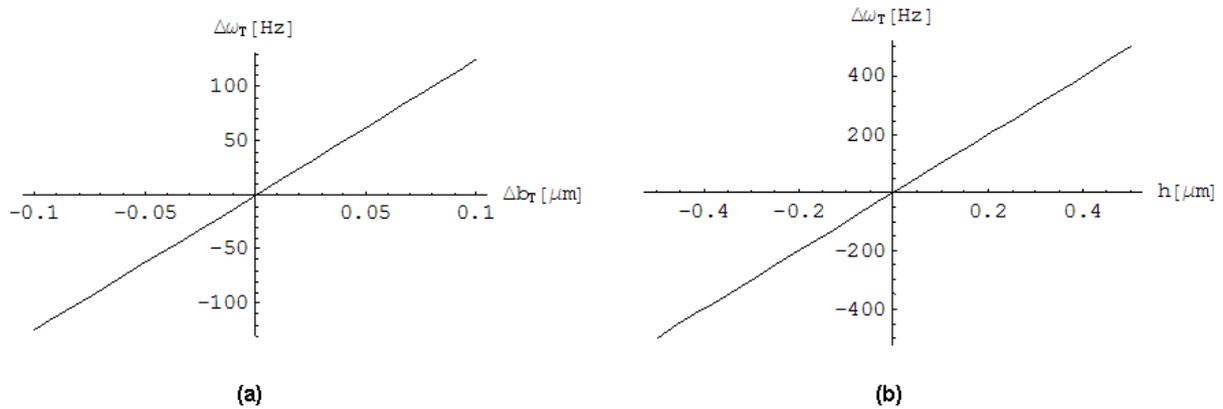


Abbildung 3.28: Abhängigkeit der Resonanzfrequenz  $\omega_M$  von Schwankungen in der Federbreite (a) und in der Strukturhöhe (b)

Zwar ist die Torsionsfeder bei gleichen Schwankungswerten der Federbreite etwas weniger anfällig, doch können Schichtdickenschwankungen zu enormen Frequenzabweichungen führen. Auch dies muss in der Dimensionierung der Sensorstruktur im voraus berücksichtigt werden.

### 3.4.2 Stress und Stressgradient

Das Strukturmaterial (Epi-Poly-Si) aus dem der bewegliche Teil des Sensors besteht, unterliegt herstellungsbedingt inneren Zug- und Druckspannungen, die das Verhalten des Sensors mitunter nachhaltig verändern können.

#### Intrinsischer Stress

Als intrinsischer Stress werden Schichtverspannungen bezeichnet, die gleichmäßig über die Schichtdicke verteilt sind. Das als Strukturmaterial verwendete Poly-Silizium besteht aus Bereichen, sogenannten Körnern oder Kristalliten, mit unterschiedlichen Kristallorientierungen, die im Kristallgitter zu einer Veränderung der Atomdichte führen. Dies führt in der Balkenanordnung des Sensors zu zusätzlichen inneren mechanischen Vorverspannungen, die die Lage der Resonanzfrequenz der Referenzschwingung verändern. Bezugnehmend auf die Ausführungen von Kapitel 3.2.1 resultiert dies in einer zusätzlichen Kraftkomponente  $N_{Stress}$ , die der Axialspannung  $N$  überlagert wird.  $\sigma_y$  bezeichnet hier den intrinsischen Stress in y-Richtung.

$$N_{Stress} = b_B \cdot h \cdot \sigma_y \quad (3.59)$$

Die Auswirkungen zeigen sich direkt in der Rückstellkraft, der Federkonstante und dem Frequenzverhalten. Für das nachfolgende Beispiel wurde zur Veranschaulichung ein kompressiver intrinsischer (Druck-)Stress von 10MPa angenommen.

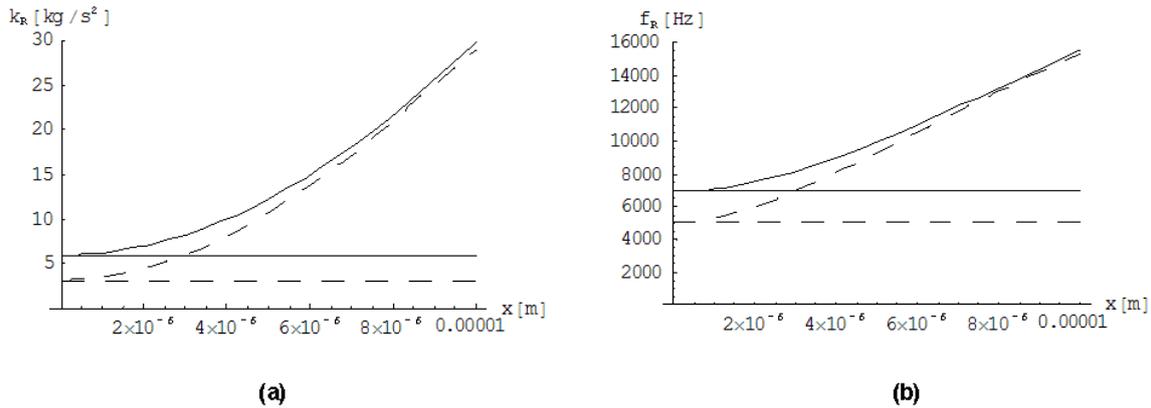


Abbildung 3.29: Auswirkung von intrinsischem Stress auf die Federkonstante und Resonanzfrequenz des Biegebalkens

Der zusätzliche Stress wirkt sich wie eine Erweichung der Biegefeder aus, was sich demnach in einer Reduzierung der Resonanzfrequenzen niederschlägt. Die Frequenzkurve des vorverspannten Balkens steigt zunächst deutlich stärker und passt sich dann der Kurve des nicht vorverspannten Balkens an. Der Einfluss des intrinsischen Stresses nimmt demnach mit zunehmender Auslenkung immer mehr ab. Für das Schwingungsverhalten eines Feder-Masse-Systems bedeutet dies, dass sich ein nichtlineares Schwingungsplateau deutlich schneller ausbildet, als im unvorspannten Fall. Die Reduzierung der Resonanzfrequenz ist daher bei der Dimensionierung der Sensorgeometrie zu berücksichtigen. Daher sollte der Wert des intrinsischen Stresses bekannt sein.

### Stressgradient

Durch das kolumnare Wachstum des epitaktisch aufgebracht Polysilizium bildet sich entlang der z-Achse ein sog. Stressgradient aus, d.h. an der Oberseite der Epi-Poly-Schicht herrscht ein anderer Stress als im Bereich der Startschicht. Durch technologische Kompensationstechniken wird versucht den Stressgradienten so gering wie möglich zu halten. Im

Falle des hier vorgestellten Sensors bewirkt ein vorhandener Stressgradient konstruktionsbedingt eine halbschalenförmige Verwölbung der Gesamtstruktur (s. Abb. 3.30).

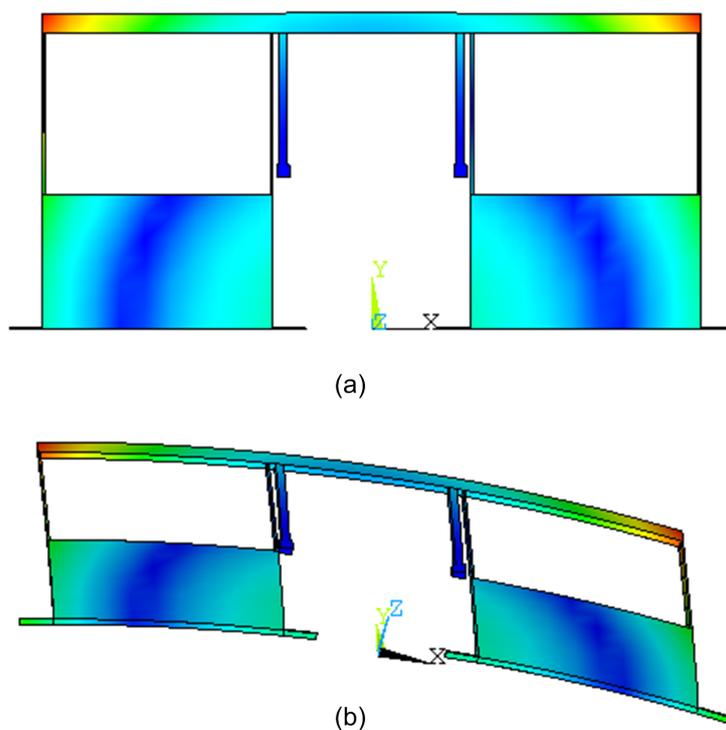


Abbildung 3.30: Verwölbung des Sensors aufgrund eines Stressgradienten im Strukturmaterial

Der Einfluss auf die Resonanzfrequenzen ist vernachlässigbar. Jedoch darf die Verwölbung nicht dazu führen, dass die Messschwingung in ihrem maximalen Schwingungshub entscheidend eingeschränkt wird. Die von der Technologie angegebenen Werte für den Stressgradienten von maximal  $1[\text{MPa}/\mu\text{m}]$  führen bereits zu einer Verbiegung von  $400\text{nm}$ .

Der Einfluss auf die Resonanzfrequenzen liegt bei etwa  $200\text{Hz}$  für die lateralen Schwingungsmoden, wohingegen der Effekt auf die Messschwingung vernachlässigbar gering ist.

### 3.4.3 Mechanische Kopplung

Die bisherigen Ausführungen reduzierten den Drehratensensor auf zwei unabhängig Schwingungssysteme, die lediglich über die Corioliskraft miteinander gekoppelt sind. In der Realität wirken jedoch Mechanismen, die dazu führen, dass die beiden Resonatormassen ohne

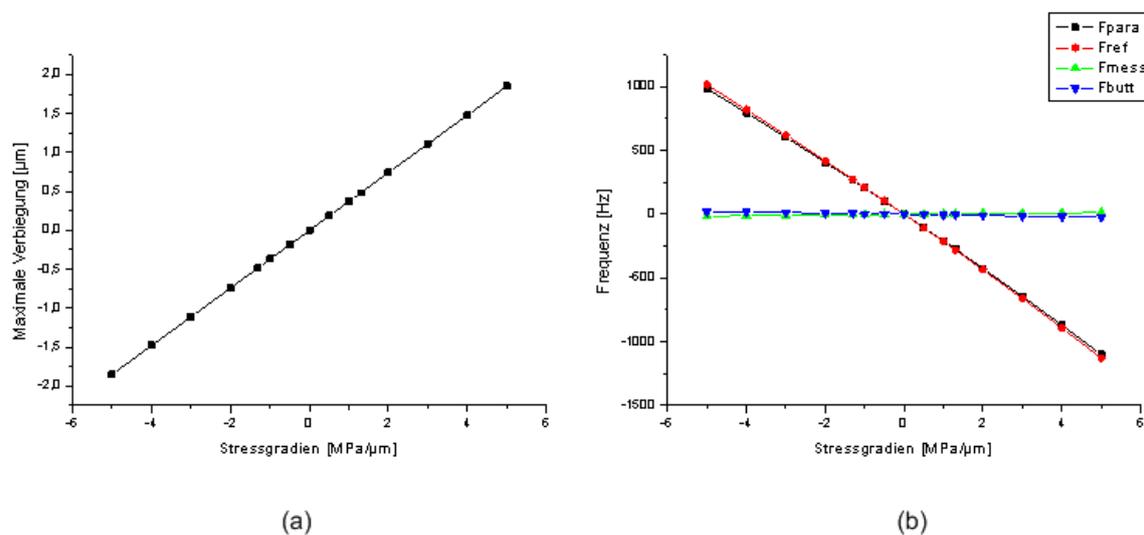


Abbildung 3.31: Maximale Verbiegung (a) und Abweichung der Resonanzfrequenzen (b) in Abhängigkeit des Stressgradienten

Einfluss einer externen Drehbewegung, und damit ohne Corioliskraft aus der Schwingungsebene heraus abgelenkt werden. Diese Bewegung wird Quadraturfehler genannt, das elektrische Fehlsignal  $Q_{Bias}$ .

### Ursache und Wirkung

Die Ursache für dieses Verhalten ist in der Kantenassymetrie der Biegefedern zu suchen. Die Strukturierung des Polysiliziums erfolgt in einem anisotropen Hochratenätzprozess. In einer Prozesskammer wird über dem Wafer ein Edelgas-Plasma erzeugt. Die Gasionen werden zur Kathode hin beschleunigt, wo sich der Wafer befindet. Durch den Aufprall auf der Wafer-Oberfläche wird Schichtmaterial herausgeschlagen. Der Zusatz eines entsprechenden Gases ruft eine reaktive Ätzreaktion hervor, d.h. ein Abtragen der Schicht durch einen chemischen Prozess. Es wird jeweils nur ein kurzes Stück weit in das Strukturmaterial geätzt, dann wird ein schützendes Polymer an den Seitenwänden abgeschieden. Dieser Vorgang wird solange wiederholt bis das Polysilizium vollständig durchgeätzt ist.

Idealerweise erzeugt dieser Prozess symmetrische Ätzkanten (vgl. Abb. 3.33a,b), die je nach Prozessführung sowohl absolut senkrecht als auch leicht schräg sein können. Leider wird bei den meisten Hochratenätzanlagen - so auch hier - der Strom der Gasionen zur

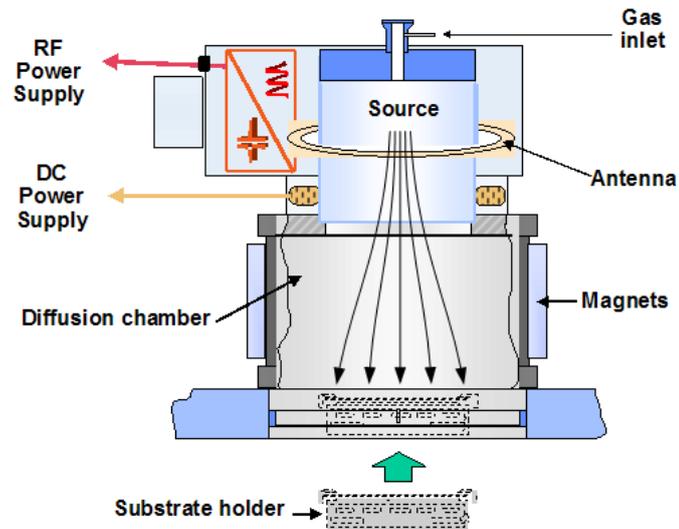


Abbildung 3.32: Skizze der Prozesskammer eines Hochratenätzers mit Verlauf des Ionenstroms aus dem Plasma

Kathode hin nicht senkrecht beschleunigt. Es entstehen daher Vorzugsrichtungen während des Ätzvorgangs, die zu unterschiedlichen Ätzflankenwinkeln (vgl. Abb. 3.33 c) führen.

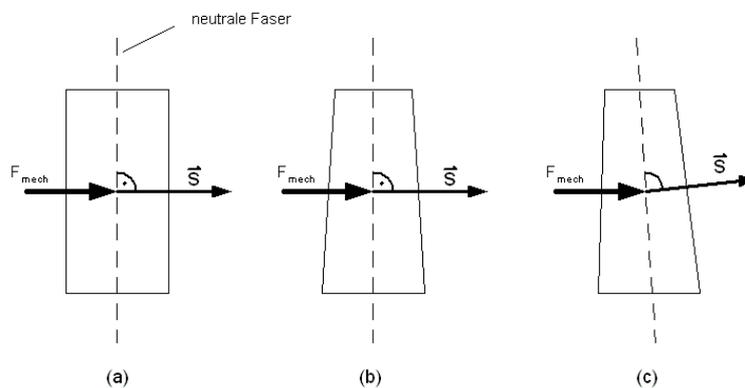


Abbildung 3.33: Symmetrischer (a,b) und assymetrischer (c) Kantenverlauf der Biegefedern

Diese Unterschiede sind in der Regel so gering, dass sie nur sehr schwer während der Prozessierung messbar und somit kontrollierbar sind ( $< 0.2^\circ$ ). Erst im Betrieb bzw. beim elektrischen Vortest lassen sich die Auswirkungen dieses Effektes sichtbar machen. Hierzu wird die Referenzschwingung angeregt und die Torsionsschwingung betrachtet. Da keine Drehrate wirkt, ist im Messsignal das Ergebnis der mechanischen Kopplung direkt zu se-

hen. Sobald eine Drehrate wirkt, überlagert sich diese additiv dem Störsignal. Nun wird auch direkt klar, dass die mechanische Kopplung auch eine entscheidene Einschränkung des Dynamikbereichs der C/V-Wandlung darstellen kann, sobald sie ein gewisses Maß überschreitet. In der Regel ist ein Verhältnis von einem Faktor 10 tolerierbar. Die Größe dieses Signals ist dabei gleichzeitig ein Maß für die Qualität des Ätzprozesses.

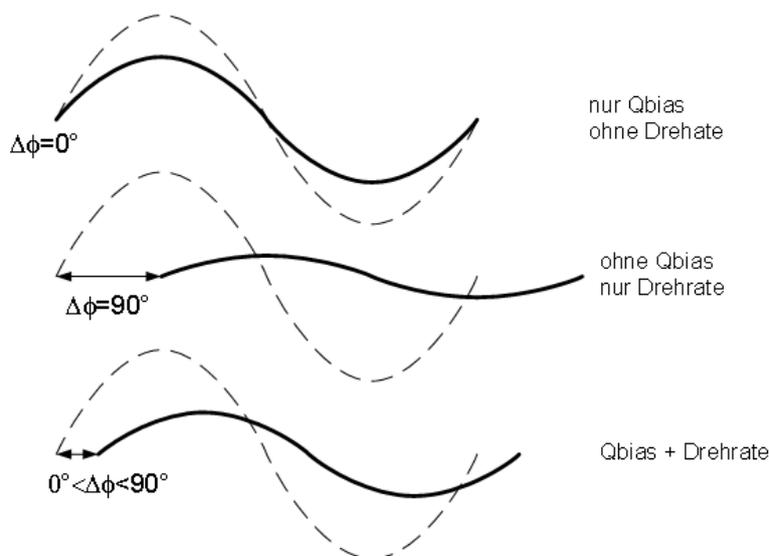


Abbildung 3.34: Vergleich der Referenz- zur Torsionsschwingung

Um das Störsignal vom eigentlichen Drehratensignal zu unterscheiden, erfolgt die Demodulation der durch die Corioliskraft erzeugte Schwingung phasenabhängig. Hier wird die Tatsache ausgenutzt, dass die mechanische Kopplung direkt auf das Messschwingungssystem wirkt, wohingegen die Corioliskraft gegenüber der Referenzschwingung um  $90^\circ$  verschoben ist. Die elektrische Umsetzung wird in Kapitel 4 beschrieben. Trotzdem bewirkt die mechanische Kopplung - wie schon der Name sagt - eine Interaktion zwischen den Schwingungssystemen, die in dem vorliegenden Sensorkonzept ausgenutzt wird. Um die Auswirkung der mechanischen Kopplung besser zu verstehen, werden die beiden Schwingungssysteme gemeinsam betrachtet (s. Abb. 3.35).

### Analytische Betrachtung

Die mechanische Kopplung ist durch eine einfache Feder mit der Federkonstante  $k_C$  modelliert. Für die weitere Betrachtung darf die Referenzschwingung der Einfachheit halber als

linear angenommen werden. Die Aufstellung der Differentialgleichungen unter Berücksichtigung der Federkonstante  $k_C$  ergibt das nachfolgende Gleichungssystem für die Bewegung zweier gekoppelter Massen.

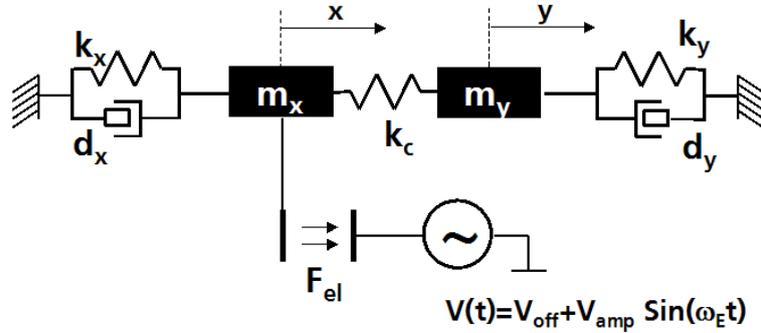


Abbildung 3.35: Modell zweier Schwingungssysteme mit parasitärer mechanischer Koppelung  $k_C$

$$m_x \ddot{x} + c_x m_x \dot{x} + k_C(x - y) + k_x x = F_{el}(t) \quad (3.60)$$

$$m_y \ddot{y} + c_y m_y \dot{y} + k_C(y - x) + k_y y = 0 \quad (3.61)$$

Nun wird angenommen, dass es jeweils eine Lösung für  $x(t)$  und  $y(t)$  gibt für die gilt  $x(t) = \hat{x} \sin(\omega t)$  bzw.  $x(t) = \hat{y} \sin(\omega t)$ . Hieraus errechnet sich die Frequenz-Gleichung des gekoppelten Schwingungssystem wie folgt:

$$\omega^4 - \omega^2 \left\{ \frac{k_x + k_C}{m_x} + \frac{k_y + k_C}{m_y} \right\} + \frac{k_x k_y + k_x k_C + k_y k_C}{m_x m_y} = 0 \quad (3.62)$$

Die Auflösung dieser Gleichung führt zu den eigentlichen Resonanzfrequenzen des gekoppelten Systems.

$$\omega_{1,2}^2 = \frac{1}{2m_x m_y} \{ k_x m_y + k_y m_x + k_C(m_x + m_y) \} \pm \sqrt{-4m_x m_y (k_x k_y + k_C(k_x + k_y)) + (-k_x m_y - k_y m_x - k_C(m_x + m_y))^2} \quad (3.63)$$

Der Spezialfall zweier ungekoppelten Systeme ( $k_C=0$ ) führt zu den bekannten Resonanzfrequenzen der jeweiligen Teilsysteme  $\omega_{1,2} = \sqrt{\frac{k_{x,y}}{m_{x,y}}}$

Sobald jedoch eine Kopplung besteht, ist es nicht mehr möglich die Resonanzfrequenzen der Teilsysteme auf den gleichen Wert einzustellen. Im Folgenden wird dies anhand einer Simulation und später experimentell veranschaulicht. Zu Beginn werden die Resonanzen für beide Einzelsysteme so gewählt, dass sie mit ausreichend Frequenzabstand deutlich zu erkennen sind. Aufgrund der Kopplung wird auch die Messschwingung permanent in entsprechendem Maße angeregt. An der Stelle der Resonanz der Referenzschwingung reicht die Energie der Einkopplung, den Sensor trotz hoher Schwingungsgüte in Torsion zu versetzen. Umgekehrt ist die Resonanz der Messschwingung nur schwach in der Referenzschwingung zu erkennen. Dies ist auf die starke Dämpfung an diesem Punkt zurückzuführen, die aufgrund des in dieser Richtung deutlich höheren Gütefaktors besteht.

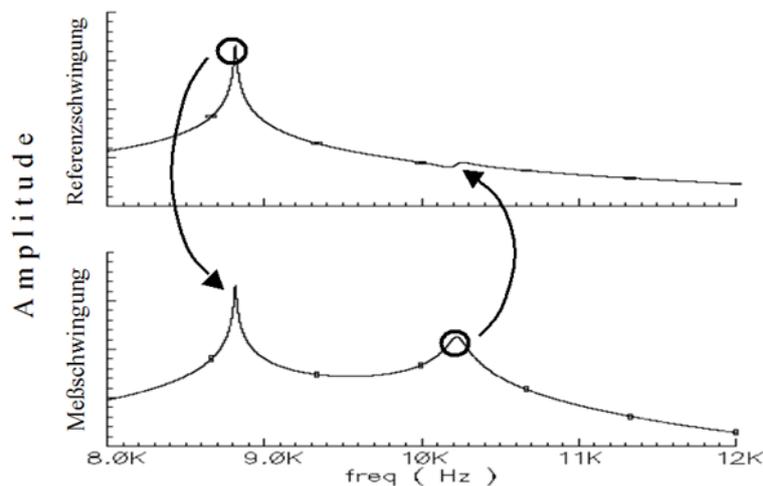


Abbildung 3.36: Resonanzverhalten der beiden Hauptschwingungsmoden unter dem Einfluss einer mechanischen Kopplung

### 3.4.4 Elektrostatische Frequenzverschiebung

Sobald der Sensor durch die Systemelektronik mit einer elektrischen Spannung zum Auslesen der Plattenkapazitäten beaufschlagt wird, hat dies einen Einfluss auf dessen Frequenzverhalten. Die durch die angelegten Spannungen erzeugten zusätzlichen elektrostatischen Zugkräfte an beiden Resonatorplatten führen zu einer Vorverspannung des mechanischen Systems. Sie wirken wie eine parallel geschaltete mechanische Feder, deren Federkonstante  $k_{el}$  von der angelegten Spannung abhängt gemäß:

$$k_{el} = -\frac{2\epsilon L_M b_M}{d_{Ox}^3} d_{TS}^2 \left(1 + \frac{1}{12} \left(\frac{L_M}{d_{TS}}\right)^2\right) U_T^2 \quad (3.64)$$

Aufgrund des negativen Vorzeichens führt die elektrostatische Vorverspannung zu einer Reduzierung der Gesamtfederkonstante.

$$k_M^* = \sum k_i = k_M + k_{el} \quad (3.65)$$

Bemerkbar wird dies in der Praxis durch Verschiebungen der Resonanzfrequenzen (s. Abb.3.37).

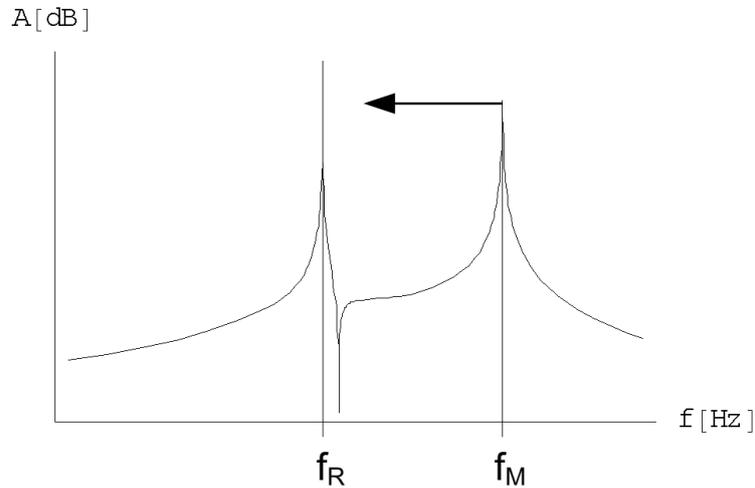


Abbildung 3.37: Frequenzverschiebung durch elektrostatisches Trimmen

Dieser Effekt muss bei der Auslegung des Sensors und der Dimensionierung der Anregungsspannungen berücksichtigt werden und wird beim sog. elektrostatischen Trimmen ausgenutzt. Hierbei wird den Auslesespannungen ein definierter Gleichanteil überlagert, um den Frequenzabstand zwischen den Schwingungsmoden einzustellen. Als Voraussetzung für das erfolgreiche Trimmen gilt es den Sensor dahingehend zu dimensionieren, dass die Resonanzfrequenz der Torsionsschwingung unter Berücksichtigung aller Prozesstoleranzen höher ist als die der Referenzschwingung. Hierdurch lassen sich prozessbedingte Schwankungen innerhalb eines gewissen Toleranzbereichs nachträglich anpassen.

Dabei muss darauf geachtet werden, dass die elektrische Vorspannung nicht zu einem mechanischen Kollaps führt, was der Fall wäre, wenn die Resonatormassen bis zum me-

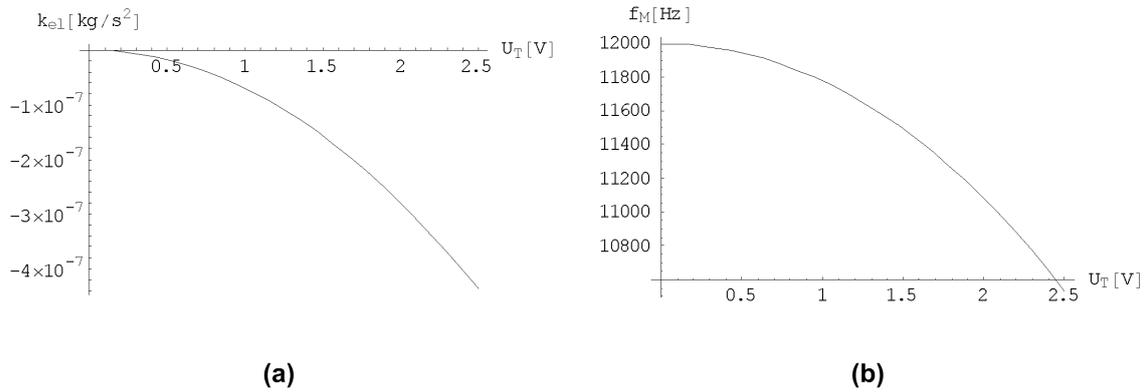


Abbildung 3.38: Elektrische Federkonstante (a) und resultierende Frequenzverschiebung (b) der Messschwingung in Abhängigkeit der Trimmspannung

chanischen Kontakt zum Substrat hin verbogen werden. Dies ist dann der Fall, wenn die elektrostatische Kraft größer ist als die mechanische Rückstellkraft der Torsionsfeder.

Die Kollapsspannung  $U_K$  errechnet sich zu:

$$U_K = \sqrt{\frac{d_{Ox}^3 k_M}{2d_{TS}^2 \epsilon l_M b_M}} \quad (3.66)$$

Für den hier beschriebenen Sensor liegt die Kollapsspannung  $U_K$  bei etwa 2.5V.

### 3.4.5 Levitation

Der sog. Levitationseffekt entsteht an Kammelektroden zu beiden Seiten der Resonatormassen. Es handelt sich um eine parasitäre Kraftkomponente, die durch die besonderen Feldlinienverläufe an dieser Stelle entstehen. Die durch die Potentialdifferenz zwischen den Elektroden herrschende Feldverteilung ist in der nachfolgenden Querschnittsskizze dargestellt.

Deutlich ist eine Ungleichverteilung der Feldlinien zu erkennen. Hierdurch ergibt sich eine ungewollt unausgeglichene Kraftbilanz der vertikal verlaufenden elektrostatischen Kraft, die bewirkt, dass die bewegliche Elektrode vom Substrat weggelenkt wird.

Da dieser Effekt auf beide Resonatormassen gleichermaßen wirkt, heben sich die Levitationskräfte durch den wippenähnlichen Aufbau des Sensors gegenseitig auf. Eine Asymmetrie der Massenanordnung kann jedoch zu einem resultierenden Drehmoment um die Zentralachse führen.

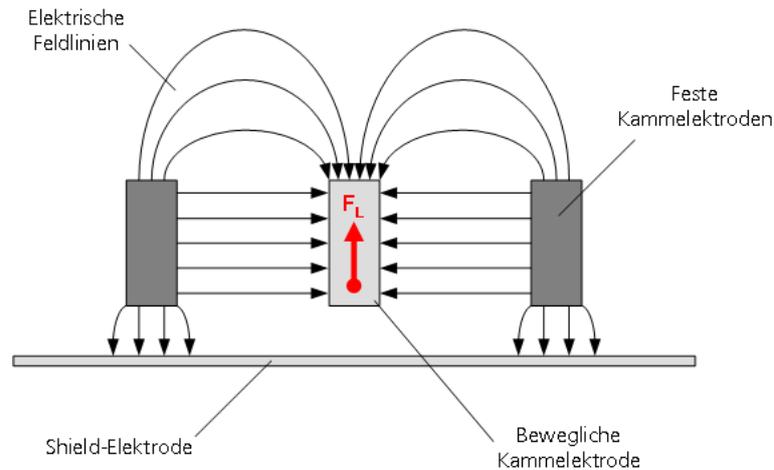


Abbildung 3.39: Verteilung der elektrischen Feldlinien im Bereich der Antriebskämme

### 3.5 FEM-Simulation und Dimensionierung

Die vorangegangenen Kapitel zeigen deutlich die Komplexität des mechanischen Systems aus dem der Drehratensensor besteht. Einfache analytische Ansätze liefern zwar ein erstes Bild, können aber nur eine grobe Abschätzung der Sensordimensionen liefern. Die endgültige Dimensionierung erfolgt in der Regel mit Hilfe von Simulationen auf der Basis der Finite-Elemente-Methode (FEM).

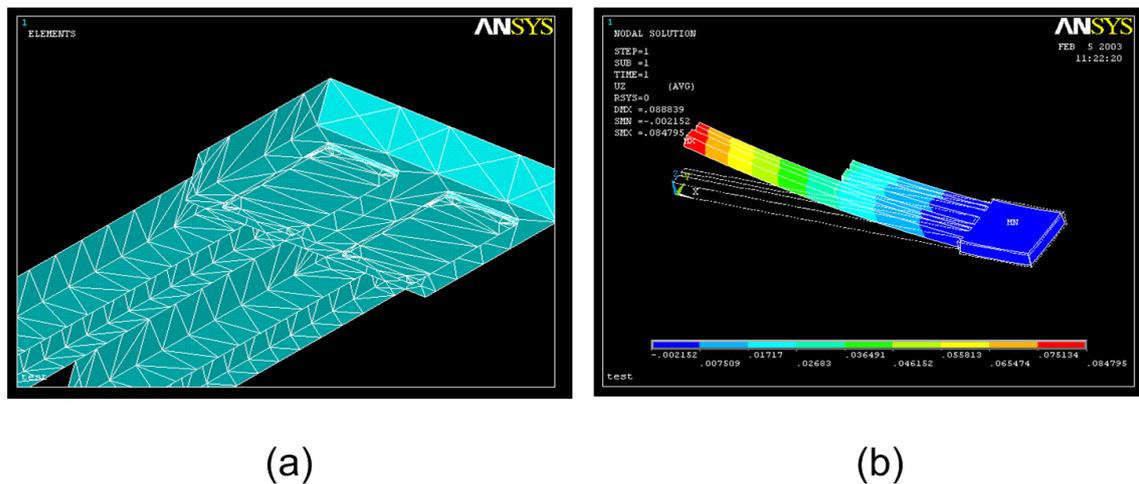


Abbildung 3.40: Meshing (a) und statische Stress-Simulation (b) einer einfachen Balkenanordnung

Dabei handelt es sich um ein numerisches Lösungsverfahren zur Berechnung von Span-

nungen und Verformungen komplexer geometrischer Strukturen. In einem ersten Schritt wird die zu simulierende Struktur in Flächen- oder Volumenelementen unterteilt (Meshing), den sog. Finiten Elementen (vgl. Abb. 3.40). Die anschließende Simulation des physikalischen Sachverhalts erfolgt unter Berücksichtigung von Anfangs- und Randbedingungen, wobei die Beschreibungen aller Elemente im Gesamtgleichungssystem zusammengefasst und gelöst werden. Mit Hilfe der FE-Methode lassen sich eine Reihe von strukturellen Analysen durchführen. Im Falle des Drehratensensors sind dies Stress- und Frequenzanalysen. Durch Variation der Geometrie werden die Frequenzen aufeinander angepasst.

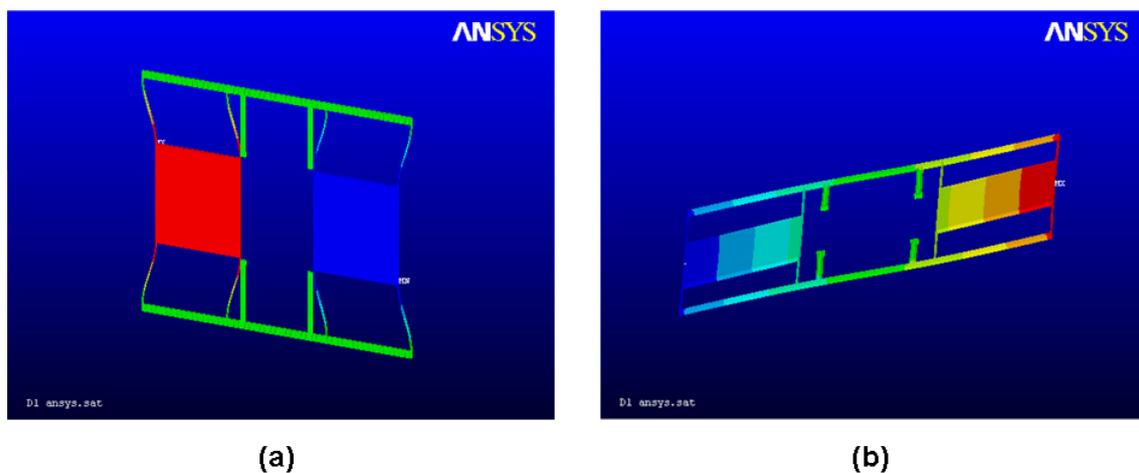


Abbildung 3.41: Simulierte Resonanzbewegung der Referenzschwingung (a) und der Torsions-Schwingung (b)

Neben den bekannten Nutzmoden (s. Abb. 3.41) werden dabei auch die parasitären Moden berechnet. Diese können das Sensorverhalten negativ beeinflussen, wenn sie zu nahe an den Nutzmoden liegen. Zwei parasitäre Moden sind bei dem vorgestellten Sensor zu beachten. Bei dem sog. Parallelmode (s. Abb. 3.42a) führen die Resonatormassen im Gegensatz zur Referenzschwingung eine parallele Bewegung aus. Dieser Mode liegt konstruktionsbedingt sehr dicht bei der Resonanzfrequenz der Referenzschwingung und kann, falls angeregt, die eigentliche Nutzschwingung stören. Durch die Aufteilung des bisher betrachteten Einzelbalkens in zwei parallele Balken kann der Frequenzabstand  $f_{para}$  zu  $f_{ref}$  durch Vergrößerung des Balkenabstands  $d_T$  erhöht werden.

Beim sog. Butterfly-Mode (b) bewegen sich die Resonatormassen nicht in einer Wippenbewegung sondern gleichphasig in  $z$ -Richtung. In der Regel liegt dieser Mode einige kHz oberhalb des Messmode und kann diesen dadurch nicht beeinträchtigen.

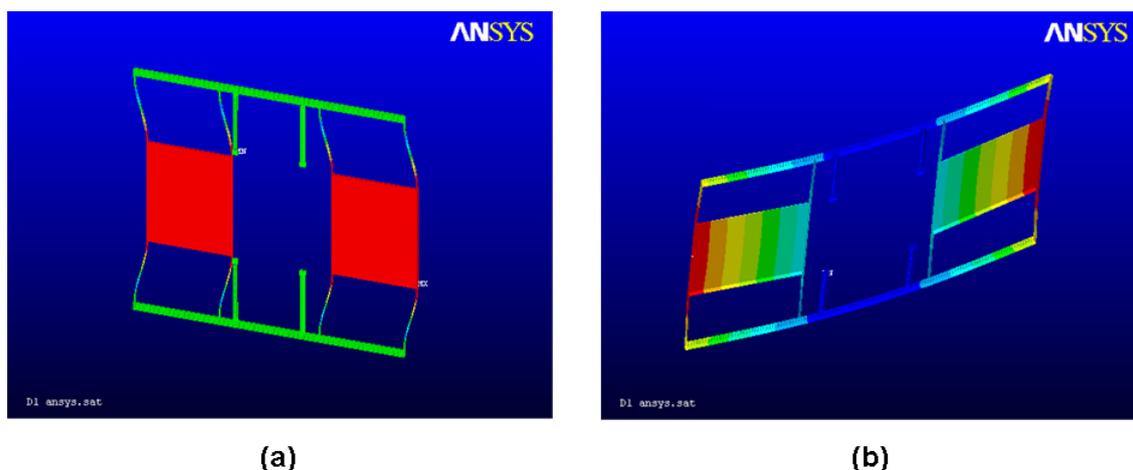


Abbildung 3.42: Simulation der parasitären Schwingungsmoden - (a) Parallelmode (b) Butterflymode

Als Grundlage für die Simulation dienen die nachfolgend aufgezeigten Kenngrößen.

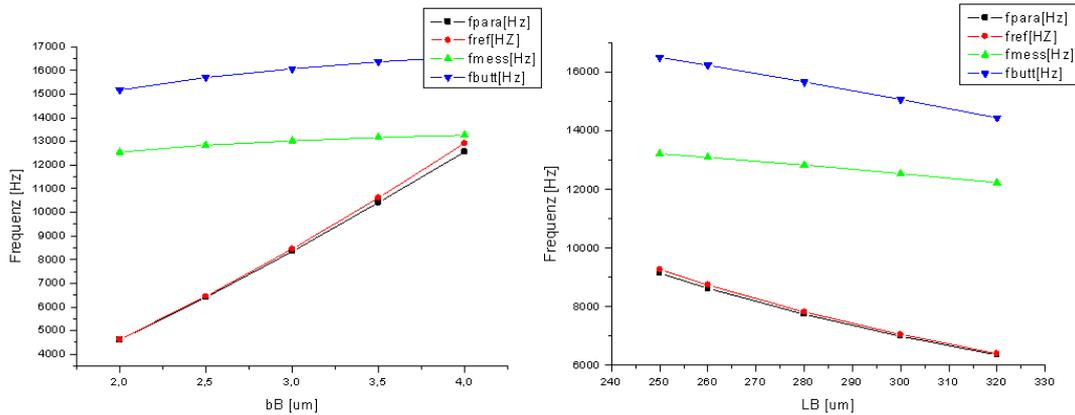
Kenngröße	Wert
Dicke des Strukturmaterials	$11 \pm 0.3 \text{ } [\mu\text{m}]$
Elastizitätsmodul	$160 \pm 10 \text{ } [\text{GPa}]$
Dichte des Strukturmaterials	$2.35 \pm 0.07 \text{ } [\text{g cm}^{-3}]$
intrinsischer Stress	$10 \pm 5 \text{ } [\text{MPa}]$
Stressgradient	$0.7 \pm 0.3 \text{ } [\text{MPa}/\mu\text{m}]$

Tabelle 3.3: Kenngrößen des oberflächenmikromechanischen Prozesses

### 3.5.1 Einstellung der Resonanzfrequenzen

#### Referenzschwingung

Wie bereits der analytische Ansatz (vgl. Gl. 3.22) gezeigt hat, wird die Resonanzfrequenz der Referenzschwingung stark durch die Abmaße, d.h. Breite und Länge des Biegebalkens, beeinflusst. Der Zielbereich für die Referenzschwingung liegt oberhalb von 8kHz. Um einen ausreichenden Abstand von der unteren Grenze zu gewährleisten, wurde der Zielwert durch die geometrische Dimensionierung auf 9kHz festgelegt.



Abbildungung 3.43: Abhängigkeit der Schwingungsmoden von der Breite  $b_B$  und Länge  $l_B$  des Biegebalkens

Deutlich ist in Abbildung 3.43 die starke Abhängigkeit von der Breite des Biegebalkens sichtbar. Dadurch wird klar, dass die Fertigungstechnologie besonders hinsichtlich der Stabilität bei der Strukturierung der Epi-Poly-Schicht optimiert werden muss. Die Länge des Balkens bestimmt auch die Resonanzfrequenz der Referenzschwingung. In Kombination mit der Dimensionierung des Torsionsbalkens und unter Berücksichtigung der maximal zulässigen Abmaße des Sensors ergibt sich für die Balkenlänge ein Wert im unteren Bereich des gezeigten Dimensionierungsraums.

### Messschwingung

Im nächsten Schritt wird die Resonanzfrequenz der Messschwingung festgelegt. Die in Abbildung 3.44 und 3.45 dargestellten Variationen der Torsionsbalkengeometrie ( $b_T$ ,  $l_T$ ,  $d_T$ ) zeigen, dass diese das Verhalten der Referenzschwingung nicht wesentlich beeinflussen.

### Trennung der parasitären Schwingungsmoden

Um zu vermeiden, dass im Betrieb versehentlich die falschen Schwingungsmoden angeregt werden, muss bereits bei der Dimensionierung darauf geachtet werden, dass parasitäre Moden weit genug entfernt sind von den Nutzmoden. Die zuvor gezeigten Simulationen zeigen, dass der Butterfly-Mode deutlich von der Messschwingung getrennt ist. Dagegen liegt der Parallelmode sehr dicht am antiparallelen Nutzmode. Zur Trennung der beiden

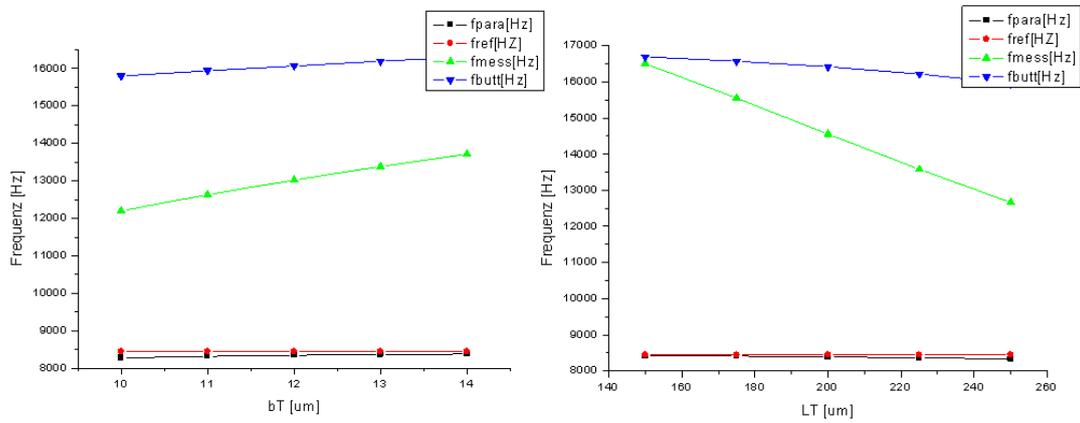


Abbildung 3.44: Abhängigkeit der Schwingungsmoden von der Breite  $b_T$  und Länge  $l_T$  des Torsionsbalkens

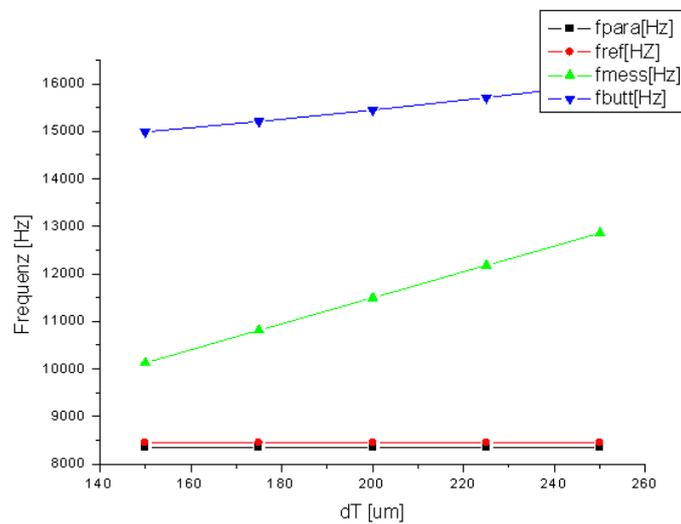


Abbildung 3.45: Abhängigkeit der Schwingungsmoden vom Abstand  $d_T$  der Torsionsbalken untereinander

Moden wurde der im analytischen Ansatz 3.2.2 als Einzelbalken behandelte Torsionsbalken in zwei Parallelbalken aufgeteilt. Die Verlängerung des Torsionsbalkens bei gleichzeitiger Verkürzung des Biegebalkens geht zwar in die richtige Richtung, führt aber nicht vollständig zum gewünschten Effekt (vgl. Abbildung 3.46). Wichtig ist jedoch, dass die Resonanzfrequenz des parasitären Mode unterhalb des Antiparallel-Mode ist. Der Grund ist in der Anregungsart zu finden. Wie zuvor diskutiert, wird für das hier verwendete Antriebskonzept der Frequenzbereich stetig aufsteigend durchfahren. Zuerst wird somit der parasitäre Mode angeregt, demgegenüber jedoch der nachfolgende Nutzmodes dominant ist. Die Referenzschwingung ist daher immer - wie gefordert - antiparallel.

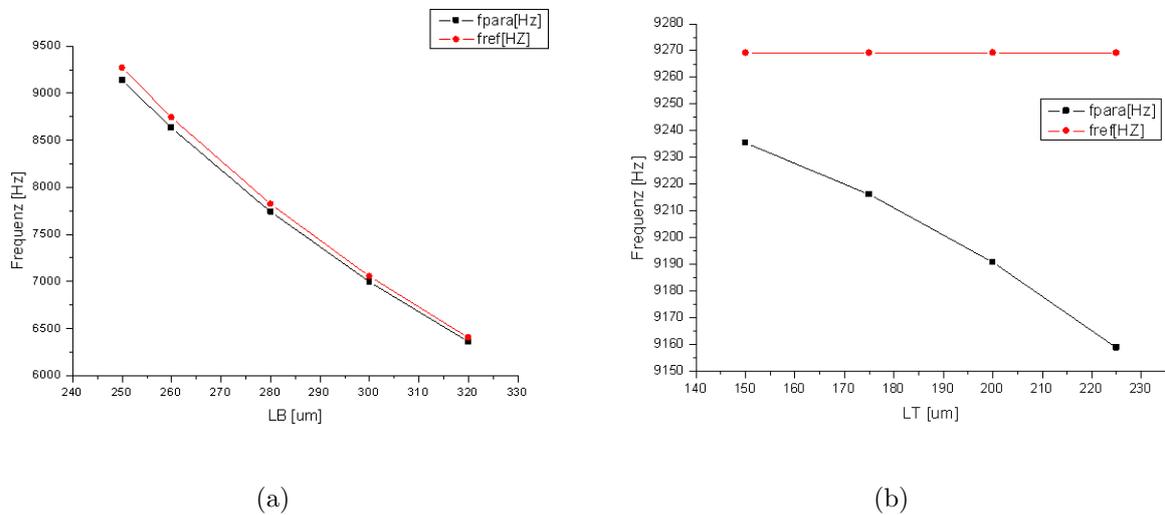


Abbildung 3.46: Trennung von Parallel- und Antiparallelmodes durch Variation der Biegebalkenlänge  $l_B$  und der Torsionsbalkenlänge  $l_T$

### Ergebnis der Dimensionierung

Die finale Dimensionierung erfolgt durch iterative Kombination aller geometrischer Parameter. In der nachfolgenden Tabelle sind die wichtigsten Kenngrößen des Drehratensensors aufgelistet.

Parameter	Bezeichnung	Wert
$l_M$	Länge der Resonatormasse	412 $\mu\text{m}$
$b_M$	Breite der Resonatormasse	346 $\mu\text{m}$
$l_B$	Länge des Biegebalkens	266 $\mu\text{m}$
$b_B$	Breite des Biegebalkens	3 $\mu\text{m}$
$l_T$	Länge des Torsionsbalkens	236 $\mu\text{m}$
$b_T$	Breite des Torsionsbalkens	12 $\mu\text{m}$
$d_T$	Abstand der Torsionsbalken	250 $\mu\text{m}$
$b_Q$	Breite des Querbalkens	28 $\mu\text{m}$
$d_{TS}$	Symmetrieabstand	340 $\mu\text{m}$
$f_{ref}$	Resonanzfrequenz des Referenzmode	9269Hz
$f_{para}$	Resonanzfrequenz des Parallelmode	9158Hz
$f_{mess}$	Resonanzfrequenz des Messmode	11500Hz
$f_{butt}$	Resonanzfrequenz des Butterfly-Mode	15448Hz
$C_R$	Basiskapazität einer Kammelektrode	110fF
$C_M$	Basiskapazität einer Plattenelektrode	800fF
$C_T$	Basiskapazität einer Trimmelektrode	70fF

Tabelle 3.4: Simulierte Kenngrößen des Sensors

Das Design wurde in der Layoutumgebung der Designsoftware der Firma CADENCE umgesetzt und anschließend mit dem in Kapitel 2.3 beschriebenen Oberflächenmikromechanik-Prozess gefertigt.



Abbildung 3.47: REM-Foto des oberflächenmikromechanischen Drehratensensors



# Kapitel 4

## Systemelektronik

Die Aufgabe der Systemelektronik besteht darin, den Sensor in einer amplitudenstabilen Referenzschwingung anzuregen und die durch die Corioliskraft hervorgerufene Messschwingung in ein elektrisches Signal zu wandeln und für die anschließende informationstechnische Weiterverarbeitung aufzubereiten. Die Schaltung ist daher auch in eine Anregungs- und eine Ausleseelektronik unterteilt.

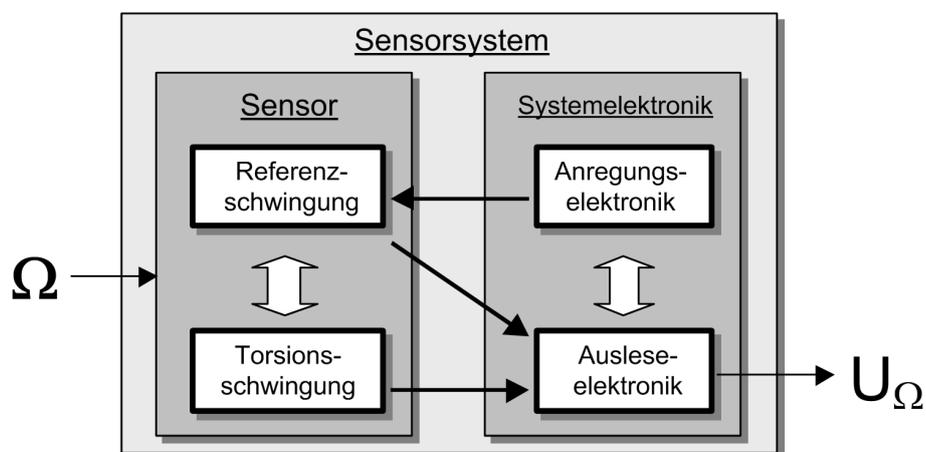


Abbildung 4.1: Grobe Unterteilung des Drehratensensor-Systems

### 4.1 Anregungselektronik

In diesem Teil der Systemelektronik werden die Anregungsspannungen generiert, mit deren Hilfe die beiden Resonatormassen elektrostatisch in eine mechanische Schwingung mit

definiertem Frequenzabstand versetzt werden. Das nachfolgende Blockschaltbild zeigt alle hierzu notwendigen Komponenten.

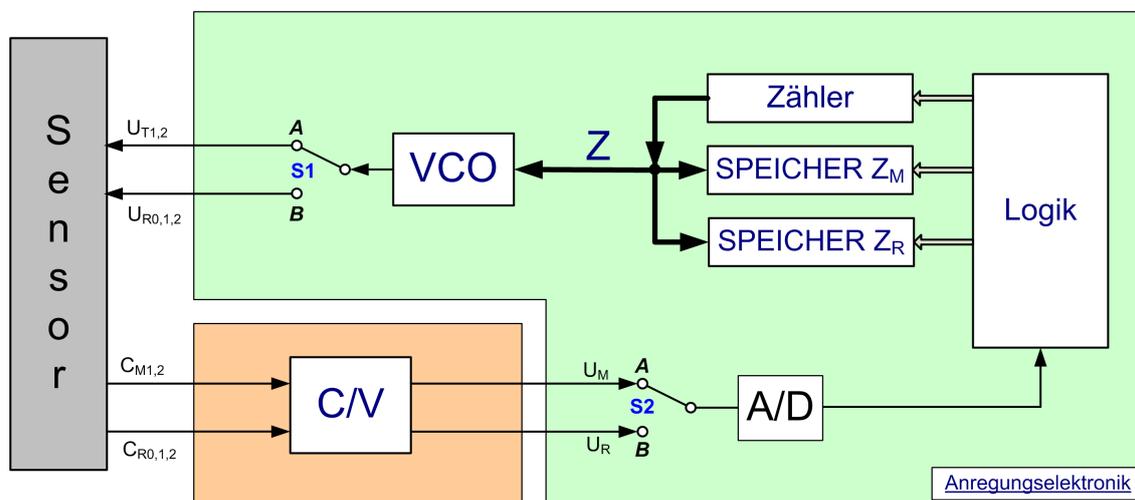


Abbildung 4.2: Blockschaltbild der Anregungselektronik des Drehratensensor-Systems

Zu Beginn der Anregungsprozedur wird die Resonanzfrequenz der Messschwingung ermittelt. Hierzu werden die Schalter in die Stellung A gesetzt, d.h. die Anregungsspannung wird auf die spezielle Testelektroden gegeben, die unterhalb der Resonatoren parallel zu den Plattenelektroden liegen.

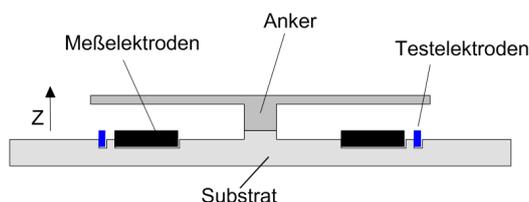


Abbildung 4.3: Elektroden zur Anregung der Messschwingung

Die Wechselspannung wird unter Verwendung einer digital programmierbaren Sinusspannungsquelle (VCO = Voltage Controlled Oscillator) erzeugt, deren Ausgabefrequenz proportional zum anliegenden Datenwert  $Z$  des vorgeschalteten Zählerblocks ist (s. Abb.4.4).

Der Zähler wird zu Beginn der Detektionsphase zurückgesetzt ( $Z=0$ ) und dann bitweise inkrementiert ( $Z+1$ ). Der Startwert des Zählers und damit Startfrequenz des VCO liegt

dabei unterhalb der erwarteten Resonanzfrequenz von  $f_R$ . Die Simulation ergab eine mechanische Resonanzfrequenz von etwa  $f_R = 9\text{kHz}$ . Deshalb wurde der Startwert auf  $8\text{kHz}$  festgelegt, um Abweichungen durch Schwankungen im Fertigungsprozeß abzufangen.

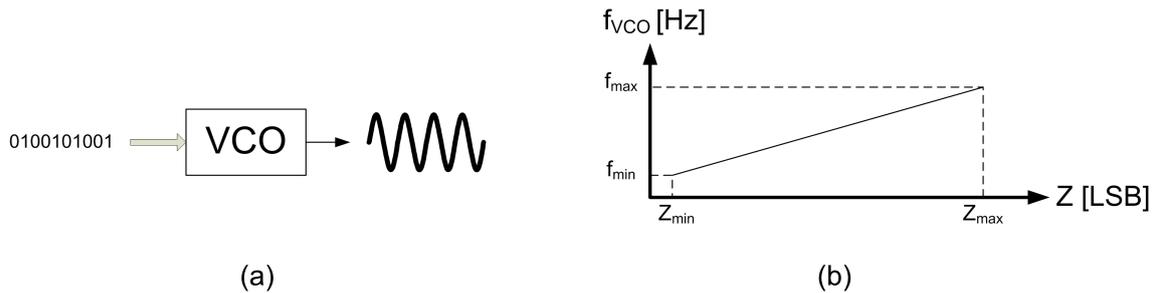


Abbildung 4.4: Spannungsgesteuerter Oszillator (VCO) - (a) Blockschaltbild (b) Übertragungsfunktion

Die Bandbreite des VCO ist so zu dimensionieren, dass für den maximalen Eingangsbereich ein Frequenzbereich durchfahren wird, in dem die Resonanzfrequenzen sowohl der Referenz- als auch der Messschwingung in jedem Fall liegen. Für den vorliegenden VCO wurde eine Datenwortbreite von 12Bit festgelegt, bei einem gleichzeitigen Bandbereich von  $4\text{kHz}$ . Dies entspricht einer digitalen Auflösung von  $1\text{Hz}/\text{LSB}$  [LSB=Least Significant Bit].

Durch die Anregung wird der Sensor in eine mechanische Schwingung versetzt. Die damit verbundene Kapazitätsänderung an den Plattenelektroden wird durch den Kapazitäts-Spannungswandler (C/V, s. Kapitel 4.2.1) in eine analoge Spannung und danach durch den A/D-Wandler in ein digitales Signal transformiert.

Durch Vergleich der aktuellen Schwingungsamplitude mit der Vorgängeramplitude identifiziert die Systemlogik die Resonanzfrequenz der Messschwingung und speichert den entsprechenden Zählerwert in den vorgesehenen Speicher  $Z_M$  (s. Abb.4.5).

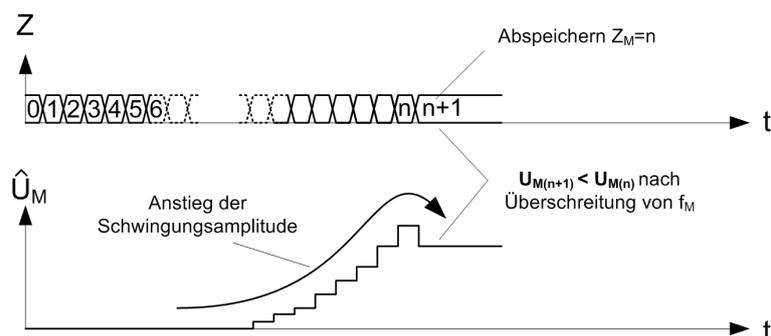


Abbildung 4.5: Detektion der Resonanzfrequenz der Messschwingung durch Amplitudenvergleich

Anschließend werden die Schalter in die Position B gesetzt, d.h. der Ausgang des VCO wird auf die Antriebselektroden für die Referenzschwingung geschaltet. Die Frequenz der Antriebsspannung wird nun über den Bereich der Resonanzfrequenz  $f_R$  geführt. Es bildet sich ein nichtlineares Resonanzplateau aus, das so weit durchlaufen wird, bis der Zählerstand  $\Delta Z_{\text{LSB}}$  unterhalb  $Z_M$  liegt. Hierdurch wird der Frequenzabstand von  $\Delta f$  hergestellt.

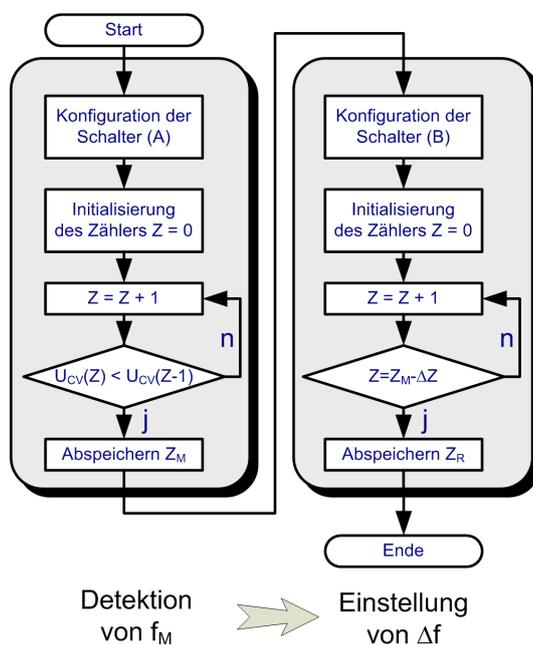


Abbildung 4.6: Ablaufdiagramm des Einfahrvorgangs zum Antrieb des Drehratensensors

## 4.2 Ausleseelektronik

Die Aufgabe der Ausleseelektronik besteht in der Erfassung und Umwandlung der durch die mechanische Bewegung der Resonatormassen hervorgerufenen Änderungen der Sensorkapazitäten in ein elektrisches Signal. Die Wandlung erfolgt hier durch das sog. Hochfrequenz-Modulationsverfahren, das durch seinen geringen Flächenbedarf und seinen optimalen Signal-Rauschabstand als Standardverfahren für die Kapazitäts-Spannungs-(C/V)-Wandlung gilt.

### 4.2.1 Der Ladungsverstärker

Das Herzstück des Wandelverfahrens stellt der Ladungsverstärker direkt am Ankerknoten des Sensors dar. Er besteht aus einem Operationsverstärker (OPV), der mit je einem Widerstand  $R_f$  und einem Kondensator  $C_f$  rückgekoppelt ist. Er arbeitet in dieser Konfiguration somit als Stromintegrator.

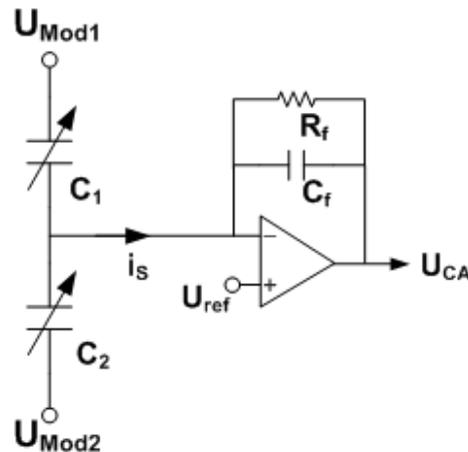


Abbildung 4.7: Kapazitäts-Spannungs-(CA-)Wandler

Die als Differentialkondensator modellierten Sensorkapazitäten werden mit Trägerwechselspannungen  $U_{Mod1,2}$  beaufschlagt, die relativ zur Referenzspannung  $U_{ref}$  invertiert zueinander liegen.

$$U_{Mod1,2}(t) = U_{ref} \pm \hat{U}_{Mod} \sin(\omega_{Mod} t) \quad (4.1)$$

Durch die Spannungsänderung werden in den Sensorkapazitäten Verschiebungsströme erzeugt, die in den gemeinsamen Ankerpunkt fließen.

$$i_S = i_1 - i_2 = \Delta C \hat{U}_{Mod} \omega_{Mod} \cos(\omega_{Mod} t) \quad (4.2)$$

Solange das Trägersignal in Amplitude und Frequenz konstant anliegt, ist in der Amplitude des Gesamtstroms die Information über die Kapazitätsänderung ( $\Delta C = C_1 - C_2$ ) enthalten. Der OPV arbeitet in dem beschriebenen rückgekoppelten Zustand als Integrator und wandelt den Eingangsstrom in eine proportionale Spannung um. Da hier ein Strom in eine Spannung umgewandelt und gleichzeitig verstärkt wird, bezeichnet man diese Teilschaltung auch als Ladungsverstärker (CA=Charge-Amplifier).

$$U_{CA} = U_{ref} + \frac{\Delta C}{C_f} \hat{U}_{Mod} \sin(\omega_{Mod} t) \quad (4.3)$$

Die Multiplikation des Nutzsignals mit einer definierten Trägerfrequenz wird Mischen bzw. Modulation genannt. Für eine periodische Kapazitätsänderung  $\Delta C = \Delta \hat{C} \sin(\omega_C t)$  wird der Frequenzanteil bei  $\omega_C$  aus dem Basisband in das Modulationsband hochmoduliert. Die beiden resultierenden Seitenbänder sind gemäß  $\sin(a) \sin(b) = 1/2(\cos(a-b) + \cos(a+b))$  um  $\omega_{Mod}$  gespiegelt. In realen Systemen sind häufig verbleibende Signalanteile bei  $\omega_C$  und  $\omega_{Mod}$  sichtbar. Bei diesen handelt es sich um Ergebnisse von ungewollten Störeinkopplungen, z.B. hervorgerufen durch mechanische und elektrische Kopplungseffekte.

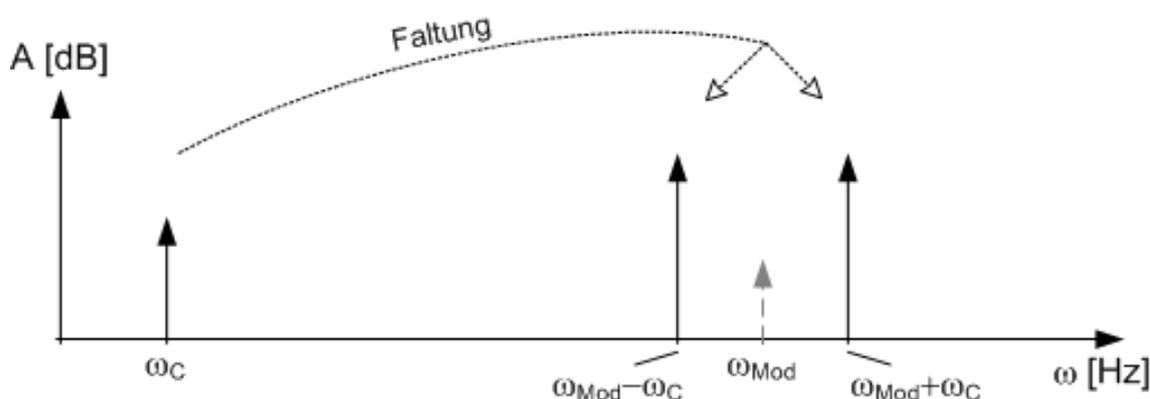


Abbildung 4.8: Modulation der Kapazitätsänderung im Frequenzbereich

### 4.2.2 Synchrone Demodulation

Im nächsten Schritt werden zunächst störende Frequenzanteile mit Hilfe eines Bandpasses oberhalb und unterhalb der Trägerfrequenz herausgefiltert, um den Eingangsbereich der nachfolgenden Stufe nicht zu übersteuern.

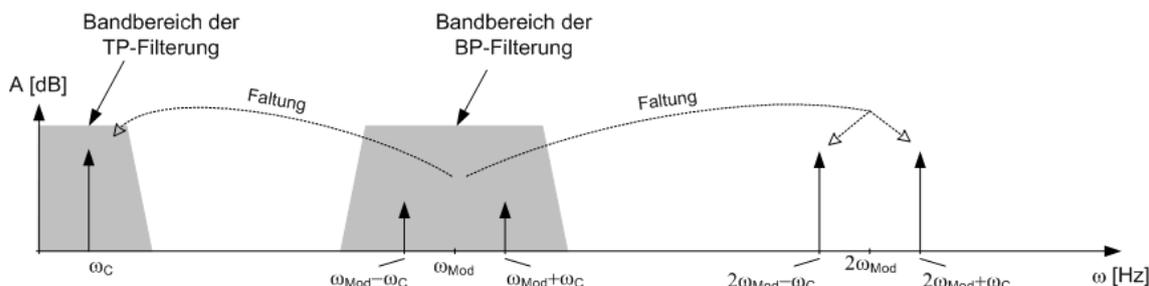


Abbildung 4.9: Synchrone Demodulation im Frequenzbereich

Die eigentliche Demodulation erfolgt anschließend durch eine weitere Multiplikation mit dem Trägersignal. Dabei wird das Nutzsignal zurück ins Basisband gefaltet. Die gleichzeitig zur doppelten Trägerfrequenz hochgefalteten Frequenzanteile werden mittels Tiefpass-Filterung weggedämpft. Übrig bleibt ein Spannungssignal  $U_{out}$ , das proportional zur Kapazitätsänderung ist.

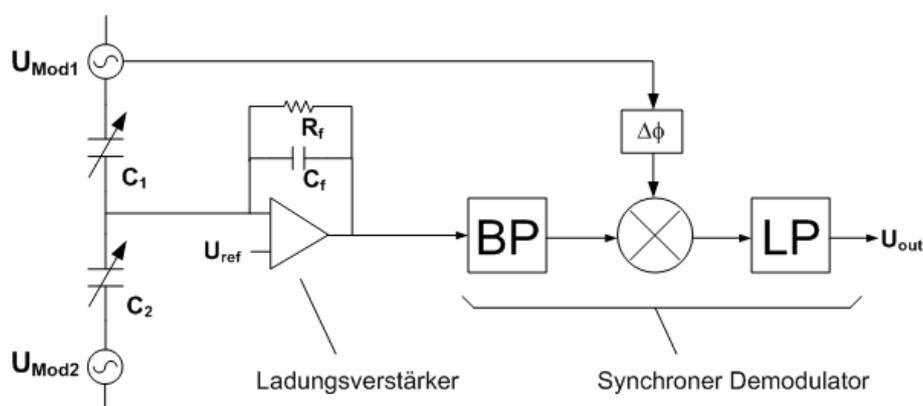


Abbildung 4.10: C/V-Wandler mit anschließender synchroner Demodulation

Wichtig bei der synchronen Demodulation ist die genaue Einstellung der Phasenbeziehung zwischen den beiden Multiplikatoreingängen (s. Abb.4.11). Durch Einbringen eines

Phasenstellglieds ( $\Delta\phi$ ) wird die Modulationsspannung soweit angepasst, bis die Phasenverzögerung des Frequenzgemischs über dem Signalweg von der Modulationsspannungsquelle bis hin zur Multiplikationsstufe kompensiert wird. Phasendifferenzen ungleich  $\Delta\phi = 0^\circ$  führen zu einem Signalverlust; im Extremfall  $\Delta\phi = 90^\circ$  zur vollständigen Auslöschung des Nutzsignalanteils.

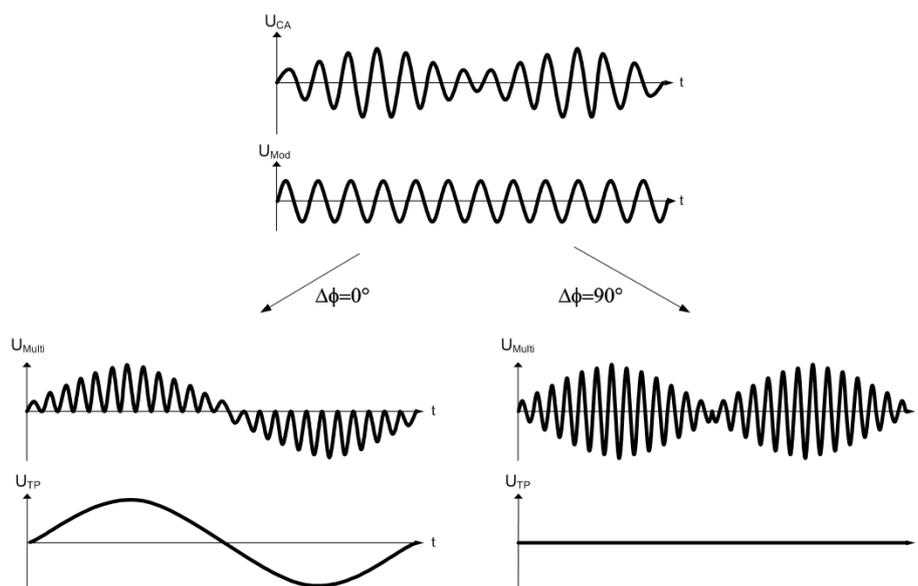


Abbildung 4.11: Synchroner Demodulation im Zeitbereich

### 4.2.3 Zweikanalmessung

In dem in Abbildung 4.12 gezeigten Blockschaltbild wird ein weiterer Vorteil dieses Wandelfahrens deutlich. Durch die Einführung von zwei Modulationsspannungen unterschiedlicher Frequenz ( $f_{modR} = 100\text{kHz}$  und  $f_{modM} = 150\text{kHz}$ ) können die Kapazitätsänderungen der Referenz- und der Messschwingung gleichzeitig erfasst werden. Die Trennung erfolgt somit im Frequenzbereich, durch zwei getrennte synchrone Demodulationspfade. Eine weitere Demodulationsstufe im Messpfad ergibt einen Spannungswert  $U_\Omega$ , der direkt proportional der Drehrate ist.

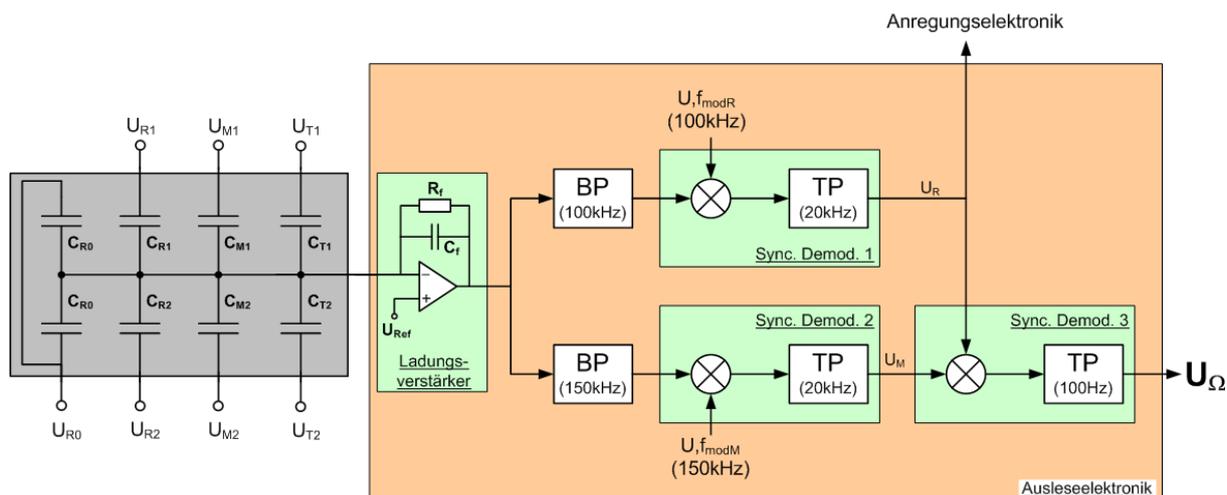


Abbildung 4.12: Blockschaltbild der Ausleseelektronik des Drehratensensor-Systems

### 4.3 Rauschbetrachtung

Überall dort, wo Signale erfasst, verstärkt, gemessen und übertragen werden, kommt es zu ungewollten Einkopplungen von Störsignalen, die das Nutzsignal überlagern. Die Gesamtheit aller Störsignale bezeichnet man als Rauschen. Um die Information sicher aus dem Signal extrahieren zu können, muss sich das Nutzsignal deutlich vom Hintergrundrauschen abheben. Die beiden wichtigsten Rauscharten sind das thermische und das  $1/f$ -Rauschen.

- Thermisches Rauschen

Diese Rauschart tritt infolge der Brownschen Bewegungen der Ladungsträger in allen Wirkwiderständen einer Schaltung auf. Es wird auch Johnson-, Nyquist- oder weisses Rauschen genannt.

Der Effektivwert dieser Spannung errechnet sich aus dem ohmschen Widerstand  $R$ , der Temperatur  $T$  und der Bandbreite  $B$  des Messsystems, mit dem das Rauschen gemessen wird. Da es sich um ein stochastisches Signal handelt, wird die Spannung als RMS-Wert angegeben.

$$E = \sqrt{4kTRB} \quad [V_{RMS}] \quad (4.4)$$

mit  $k$  = Boltzmannkonstante.

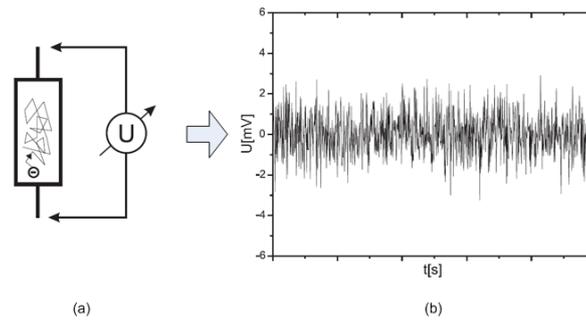


Abbildung 4.13: Thermische Ladungsträgerbewegung in einem Widerstand (a) und der resultierende Spannungsverlauf über die Zeit

Das weiße Rauschen selbst ist frequenzunabhängig, d.h. es tragen alle Frequenzen gleichermaßen zur Rauschspannung bei. Die frequenzunabhängige Kenngröße wird Rauschspannungsdichte genannt und ist definiert gemäß:

$$N = \frac{E}{\sqrt{B}} = \sqrt{4kTR} \left[ \frac{V}{\sqrt{Hz}} \right] \quad (4.5)$$

Beispielsweise errechnet sich das Rauschen eines Widerstands  $R=10M\Omega$  bei Raumtemperatur (300K) und einer Bandbreite  $B=100Hz$  zu  $E=128\mu V$  bzw.  $N=1.28nV/\sqrt{Hz}$ .

- 1/f-Rauschen

Als 1/f-Rauschen bezeichnet man ein Signal mit einer spektralen Leistungsdichte, die pro Oktave um 3 dB abnimmt. Aufgrund der Tatsache, dass die spektrale Leistungsdichte sich reziprok zur Frequenz  $f$ , d.h. proportional  $1/f$ , verhält, bezeichnet man dieses Rauschen als 1/f-Rauschen. Mathematisch ergibt sich daraus eine logarithmisch absteigende Frequenzverteilung (s. Abbildung 4.14).

### 4.3.1 Rauschparameter

Da bei dem angewandten C/V-Wandelverfahren das Nutzsignal zu hohen Frequenzen hin moduliert wird, darf das 1/f-Rauschen im weiteren Verlauf vernachlässigt werden. Die Rauschbetrachtung der C/V-Wandlung konzentriert sich dadurch nur auf die Analyse des thermischen Rauschens des Ladungsverstärkers. Die wichtigsten Rauschparameter der Schaltungstechnik sind in der folgenden Tabelle aufgelistet.

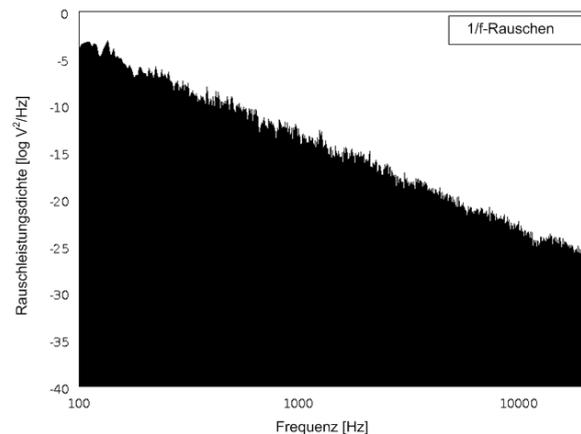


Abbildung 4.14: Rauschleistungsdichte mit 1/f-Abfall über die Frequenz

Parameter	Definition	Einheit
Rauschspannung	$E$	$V_{RMS}$
Spektrale Rauschspannungsdichte	$N = \frac{E}{\sqrt{B}}$	$\frac{V}{\sqrt{Hz}}$
Rauschleistung	$P = E^2$	$V^2$
Spektrale Rauschleistungsdichte	$S = P/B$	$\frac{V^2}{Hz}$
Signal-Rausch-Verhältnis	$SNR = \frac{U_{Sig}}{E}$	

Tabelle 4.1: Rauschparameter

### 4.3.2 Rauschersatzschaltbild

Das Rauschersatzschaltbild des Ladungsverstärkers ist in Abbildung 4.15 dargestellt. Zusätzlich zu den funktionalen Schaltungskomponenten (vgl. Abb.4.7) werden die drei wichtigsten Rauschquellen eingeführt:

- die Spannungsquellen (Anregung, Modulation) an den Sensorkapazitäten
- der Operationsverstärker
- der Widerstand im Rückkopplungsweig

Für die folgenden Berechnungen wird das System als linear angenommen. Dadurch können die Einflüsse der einzelnen Rauschquellen für sich untersucht werden. Durch Addi-

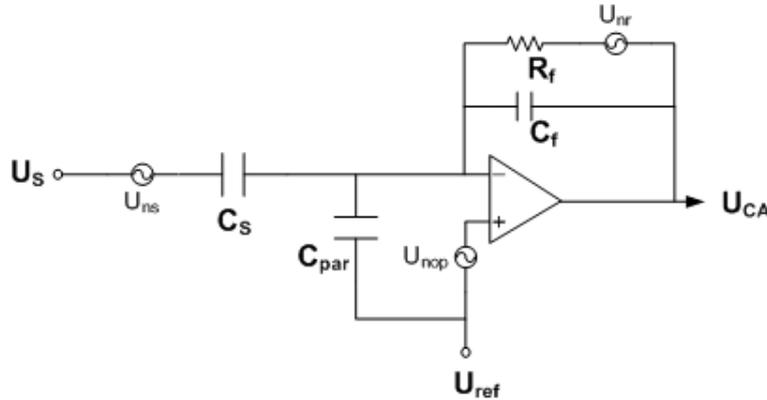


Abbildung 4.15: Rauschersatzschaltbild des Ladungsverstärkers

tion der Einzelrauschanteile ergibt sich das Gesamtrauschen der Schaltung.

### 4.3.3 Rauschquellen

#### Quellenrauschen

Die Betrachtung des Quellenrauschens erfolgt repräsentativ an einer beliebigen Signalquelle  $U_S$  (Antrieb, Modulation), die an die jeweilige Sensorkapazität  $C_S$  angeschlossen ist. Zuerst wird die Übertragungsfunktion aufgestellt. Anschließend errechnet sich das Ausgangssignal am Ladungsverstärker unter dem Einfluss der Quellenrauschspannung  $U_{ns}$  zu

$$U_{nCA}|_S = -U_{ns} \frac{sC_S}{s \left[ \frac{C_S + C_{par}}{A} + C_f \left( 1 + \frac{1}{A} \right) \right] + \frac{1}{R_f} \left( 1 + \frac{1}{A} \right)} \quad (4.6)$$

$$\approx -U_{ns} \frac{s \frac{C_S}{C_f}}{s + \frac{1}{C_f R_f}} \quad (4.7)$$

Die Vereinfachung gilt nur unter der Voraussetzung, dass die Leerlaufverstärkung  $A$  des OPVs sehr groß ( $\geq 100$ ) ist. Die Verstärkung dieser Schaltung wird maßgeblich durch die Kapazität  $C_f$  im Rückkopplungszweig beeinflusst. Je kleiner die Kapazität, desto größer ist die Verstärkung. Gleichzeitig erhöht sich jedoch die Grenzfrequenz des als Hochpass wirkenden Ladungsverstärkers (vgl. Abb. 4.16). Die Modulationsfrequenzen wurden mit  $f_{mod} = 100/150 \text{ kHz}$  festgelegt und liegen damit klar im Bandbereich für den Ladungsverstärker, der mit einer Rückkopplungskapazität von  $C_f = 2 \text{ pF}$  arbeitet.

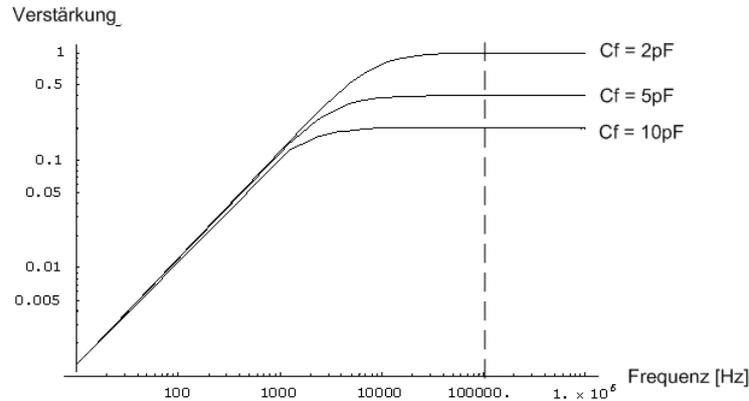


Abbildung 4.16: Verstärkung des Quellenrauschens im Ladungsverstärker im Frequenzbereich mit  $C_f$  als Verstärkungsfaktor ( $R_f = 10M\Omega$ ,  $C_s = 2pF$ )

### Verstärkerrauschen

Das Verstärkerrauschen wird als Rauschspannungsquelle am positiven Referenzeingang modelliert. In ihm sind die Rauschanteile der internen Schaltungskomponenten des OPV zusammengefasst. Die resultierende eingangsbezogene Rauschspannung  $U_{nCA}(OP)$  am Ende des Ladungsverstärkers errechnet sich zu:

$$U_{nCA}|(OP) = U_{nop} \frac{C_S + C_{par} + C_f s + \omega_z}{C_f} \frac{s + \omega_p}{s + \omega_p} \quad (4.8)$$

mit  $\omega_z = \frac{1}{(C_S + C_{par} + C_f)R_f}$  und  $\omega_p = \frac{1}{C_f R_f}$  wobei  $\omega_p \geq \omega_z$ . Für sehr niedrige Frequenzen wird das Verstärkerrauschen mit 1 multipliziert, für höhere Frequenzen bis zu  $(C_S + C_{par} + C_f)/C_f$ , was für die vorliegende Konfiguration etwa einem Faktor von 4.5 entspricht.

### Widerstandsrauschen

Die durch den Widerstand im Rückkopplungszweig eingebrachte Rauschspannungsquelle am Ausgang errechnet sich zu:

$$U_{nCA}|(R_f) = \frac{U_{nr}}{1 + sC_f R_f} \quad (4.9)$$

Hier zeigt sich erfreulicherweise, dass diese Konfiguration einen Tiefpassfilter (vgl. Abbildung 4.17) für das Widerstandsrauschen bildet. Mit  $C_f = 2pF$  und  $R_f = 10M\Omega$  ergibt

sich bei der gewählten Modulationsfrequenz von 100kHz eine Dämpfung des Rauschsignals auf unter 10% seines Ursprungswerts (vgl. Abb.4.17).

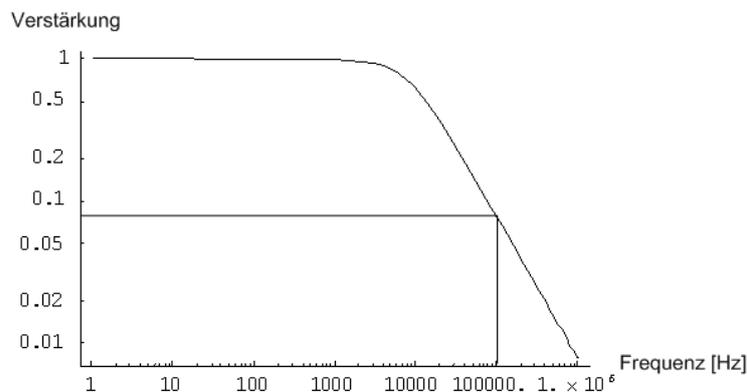


Abbildung 4.17: Verstärkung des Widerstandsrauschens des Ladungsverstärkers im Frequenzbereich

#### 4.3.4 Zusammenfassung der Rauschkomponenten

Unter Berücksichtigung dieser Betrachtungen ist das System für einen Signal- Rauschabstand von 40dB ausgelegt. Die Gesamtheit aller spektralen Rauschspannungsdichten ist dadurch mit  $N_{Tot} = 100nV/\sqrt{Hz}$  vorgegeben. Als Reserve für die nachfolgenden Signalverarbeitungsstufen wird dieser Wert nochmals halbiert. Über die vorgestellten Übertragungsfunktionen wurden die zulässigen Rauschspannungen für jede Rauschquelle rückgerechnet. Wie die Messergebnisse in Kapitel 5 zeigen, erreicht die in dieser Arbeit entwickelte Auswerteelektronik die geforderte Signalauflösung.

## 4.4 Systemsimulation mit AHDL

Auch wenn sehr große Sorgfalt darauf verwendet wird Sensor und Elektronik jeweils für sich zu optimieren, so kann die endgültige Auslegung des Systems nur durch eine gemeinsame Simulation aller Komponenten erfolgen.

Ausgehend von den Grundgleichungen der analytischen Betrachtung aus Kapitel 3 wird hierzu das Verhalten des Sensors mit Hilfe einer analogen Beschreibungssprache (AHDL: Analog Hardware Description Language) nachgebildet. Mit Hilfe eines SPICE basierten Simulators werden dann mechanische und elektrische Systemkomponenten interdisziplinär simuliert. Abbildung 4.18 zeigt die in der Beschreibung des Sensors enthaltenen Funktionsblöcke.

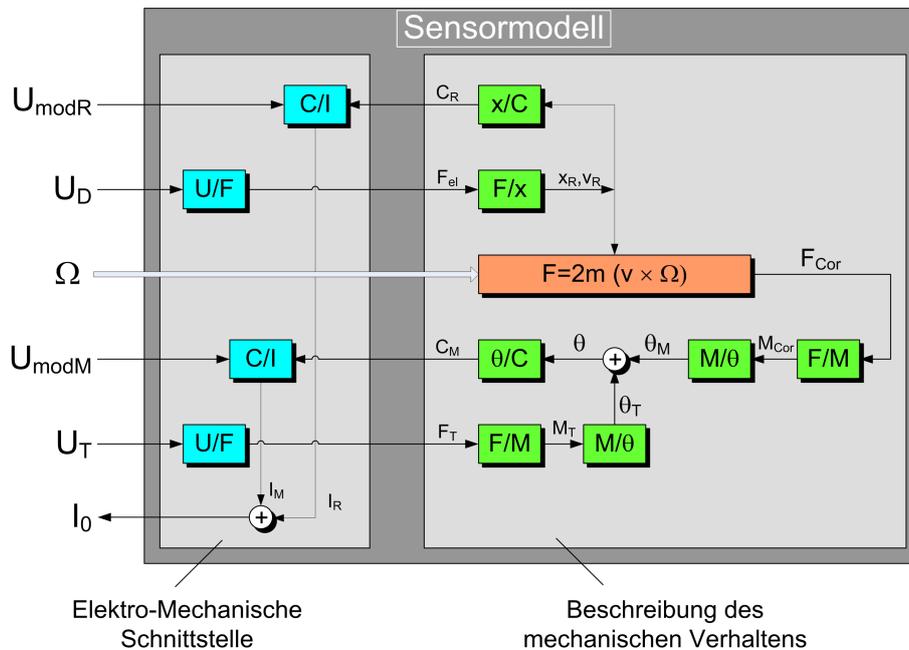


Abbildung 4.18: Funktionsblöcke des Sensors zur Umsetzung in ein Verhaltensbeschreibungsmodell

Der erste Bereich des Modells stellt den Bezug zwischen den elektrischen und der mechanischen Größen her. In ihm wird die Erzeugung elektrostatischer Kräfte  $F_{D,T}$  durch die Erregerspannungen  $U_{D,T}$  beschrieben und die Wandlung der Sensorkapazitäten  $C_{R,M}$  in die Teilströme  $I_{R,M}$  durch Anlegen der jeweiligen Modulationsspannungen  $U_{\text{modR},M}$ .

Der zweite Bereich beinhaltet die komplette Beschreibung des komplexen mechanischen Schwingungsverhaltens des Sensors unter dem Einfluss einer externen angelegten Drehrate  $\Omega$  und den eingebrachten elektrostatischen Kräften.

Die verwendete Beschreibungssprache VerilogA erlaubt es die in den vorangegangenen Kapiteln erarbeiteten mechanischen Zusammenhänge direkt als komplexe Differentialgleichungssysteme umzusetzen (Auszüge aus dem Beschreibungsprogramm befinden sich im Anhang). Hier die wichtigsten Eigenschaften, die im vorliegenden Sensormodell implementiert sind:

- Berücksichtigung sämtlicher externer Anschlussknoten und Beschreibung des kapazitiven Verhaltens aller kontaktierten Elektroden
- Umfassende Charakterisierung des Sensors auf der Basis geometrischer Parameter
- Beschreibung des Verhaltens von Referenz- und Torsionsschwingung
- Zuschaltbares nichtlineares Verhalten für die Referenzschwingung
- Toleranzbetrachtung im Falle von prozessbedingten Strukturbreiteverlusten
- Rückkopplung der Ausselelektronik auf das Schwingungsverhalten der einzelnen Moden
- Mechanische Kopplung der Moden

#### 4.4.1 Verifikation des Frequenzverhaltens

Um die korrekte Funktion der Verhaltensbeschreibung zu verifizieren, wird das Sensormodell zuerst einer Frequenzanalyse unterzogen. Dieses in der Elektrotechnik gängige Verfahren (auch AC-Simulation genannt) errechnet die Amplituden/Phasenbeziehungen aller externen Knoten für einen definierten Frequenzbereich. Hierdurch wird die Lage der Resonanzfrequenzen überprüft. Abbildung 4.19 zeigt den Frequenzgang der Referenzschwingung für verschiedene Gütefaktoren. Die Resonanzfrequenz liegt erwartungsgemäß bei 9kHz. Trotzdem bildet sich selbst bei hohen Schwingungsamplituden kein nichtlineares Verhalten aus. Dieser Umstand ist dem elektrischen Simulator zu verdanken, der in diesem Simulationsmodus die internen Gleichungen berechnet, indem er sie im jeweiligen Arbeits- (bzw. Frequenz-)punkt linearisiert.

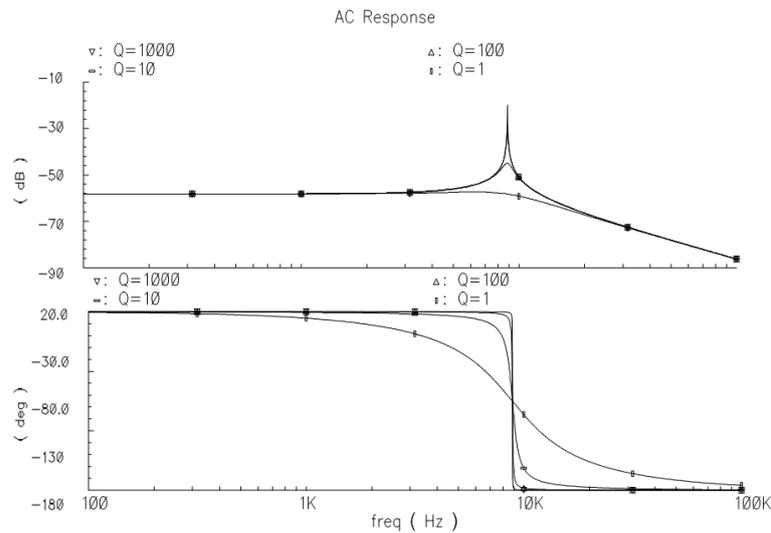


Abbildung 4.19: Frequenzgang (oben: Amplitude, unten: Phase) der Referenzschwingung bei einer Resonanzfrequenz von 9kHz und verschiedenen Gütefaktoren

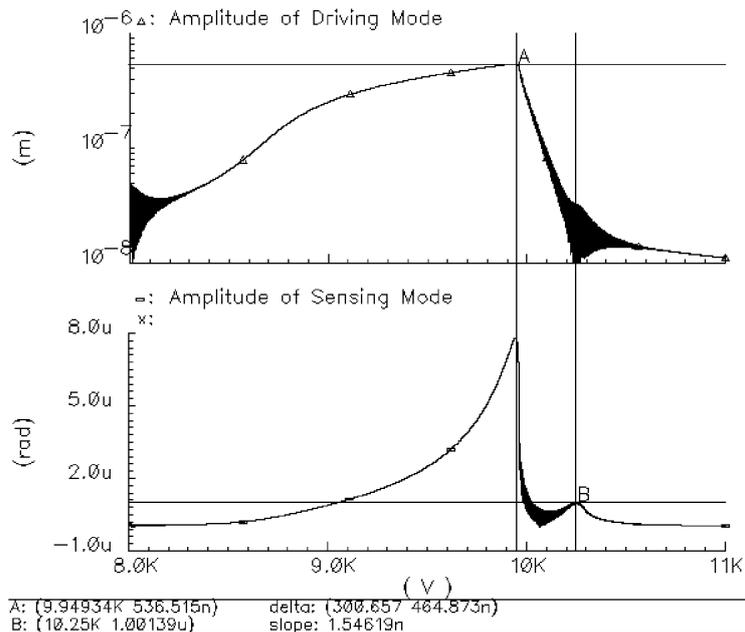


Abbildung 4.20: Amplitudenverlauf von Referenz-(oben) und Messschwingung (unten) als Funktion der Frequenz

Um das nichtlineare Verhalten der Referenzschwingung beobachten zu können, muss eine sog. Transientensimulation durchgeführt werden, bei der die Ausgangssignale im Zeitbe-

reich aufgetragen werden. Das Ergebnis einer solchen Simulation ist in Abbildung 4.20 dargestellt. In diesem Fall wird die Anregungsfrequenz in Abhängigkeit von der Zeit verändert und der jeweilige Frequenzwert auf die Zeitachse aufgetragen.

Erwartungsgemäß ist die Ausbildung des nichtlinearen Resonanzplateaus zu erkennen, das aufgrund der im Modell implementierten mechanischen Kopplung (vgl. Kapitel 3.4.3) im Signal des Messschwingungskanal sichtbar ist. Die implementierte elektrische Kopplung führt zu einer elektrostatischen Anregung der Torsionsschwingung, die wiederum -leicht angedeutet- im Referenzkanal sichtbar ist.

### 4.4.2 Simulation des Gesamtsystems

Nach erfolgreicher Verifikation wird das Sensormodell in eine komplette Systemsimulation mit der zugehörigen Systemelektronik eingebunden. In Abbildung 4.21 ist eine solche Anordnung dargestellt. Links oben (a) ist das Sensorsymbol mit dem Schaltungsblock verbunden. Dieser Schaltungsblock beinhaltet in einer hierarchischen Struktur sämtliche analogen und digitalen Bauelemente bis hinunter zur Transistorebene.

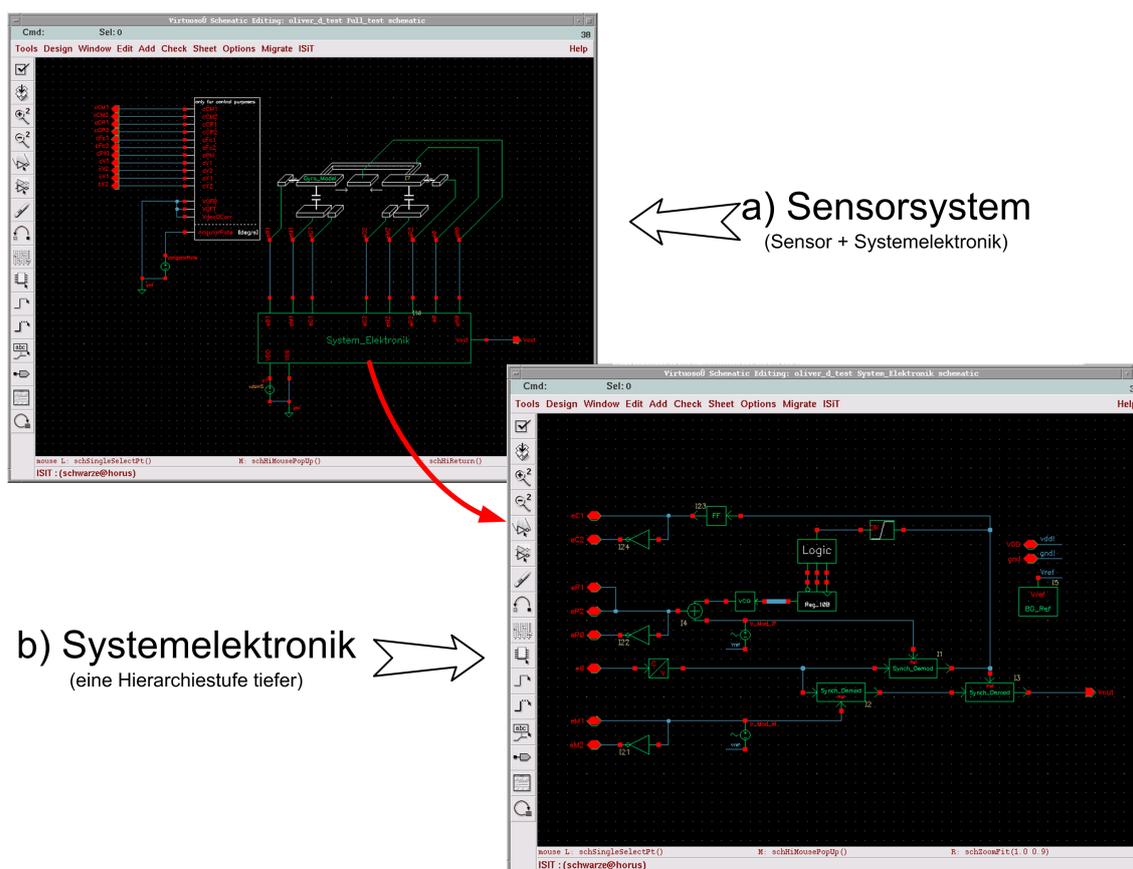


Abbildung 4.21: Drehratensensor und Systemelektronik in der Entwurfsumgebung zur Simulation des Gesamtsystems

Die nachfolgenden Simulationsergebnisse verdeutlichen repräsentativ wie mechanische und elektrische Größen gemeinsam dargestellt werden können.

Abbildung 4.22a zeigt den Spannungsverlauf der Sinusquelle ( $V_{CO}$ ) und das Ausgangssignal des Wandlerkanals, der die resultierende Referenzschwingung in eine Spannung

(/V-CV-r) transformiert. Der Verlauf der um  $90^\circ$ phasenverschobenen resultierenden Auslenkung (/Sr1) einer der beiden Resonatormassen (in x-Richtung) und die entsprechende Kapazitätsänderung (/Cr) sind daneben dargestellt. Zu beachten ist, dass allen Signalen ihre jeweiligen domäneneigenen Einheiten zugeordnet sind.

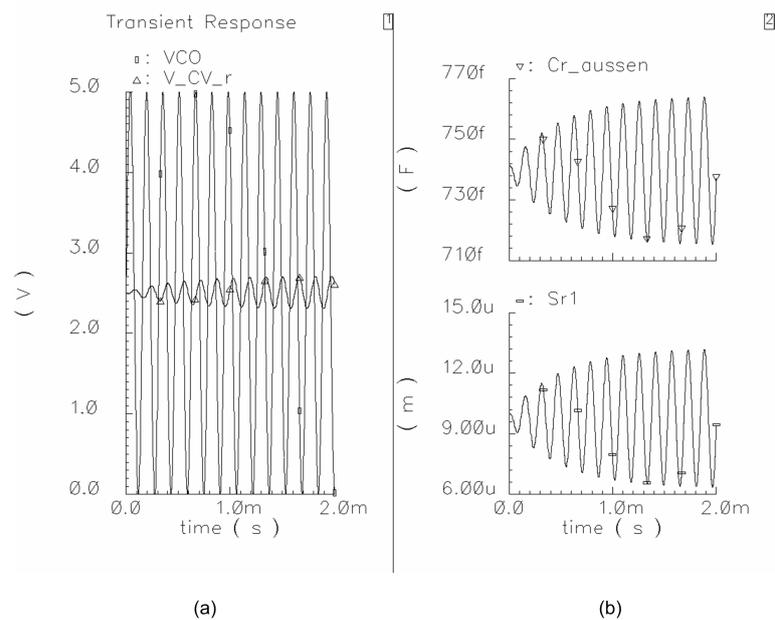


Abbildung 4.22: Simulierte zeitliche Signalverläufe des Sensorsystems

Normalerweise würde das Anfahren der Arbeitsfrequenz einige 100ms dauern. Durch Implementierung einer Beschleunigungsroutine in der AHDL-Beschreibung des Sensors konnte die Startzeit deutlich reduziert werden, so dass die Arbeitsamplitude bereits nach wenigen Schwingungen erreicht ist.

Durch die Drehrate von  $1^\circ/s$  wird im Modell die entsprechende Corioliskraft errechnet (s.Abb. 4.23). Diese bewirkt eine Verkippung des Sensors um die y-Achse, deren Winkeländerung (/PHI) zu den Kapazitätsänderungen (/Cm1, /Cm2) an den Plattenelektroden führt, die wiederum in eine Spannung (/V-CV-m) gewandelt werden.

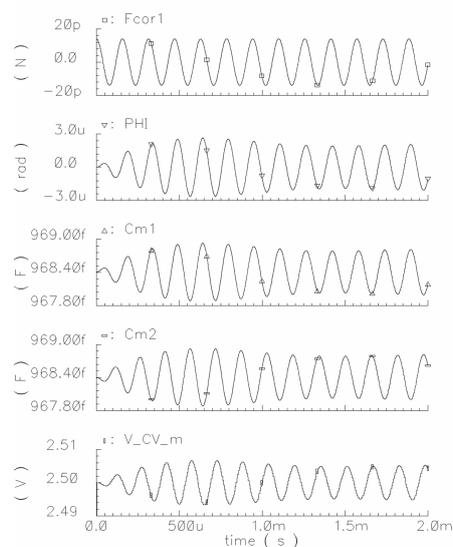


Abbildung 4.23: Simulierte zeitliche Signalverläufe des Sensorsystems

Für verschiedene Drehraten ( $/\Omega$ ) ergeben sich somit entsprechend große Spannungsamplituden (s. Abb. 4.24).

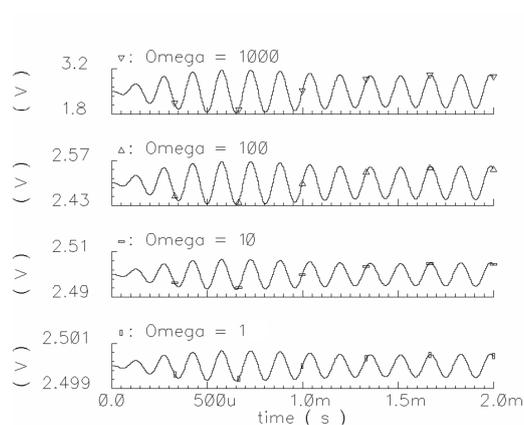
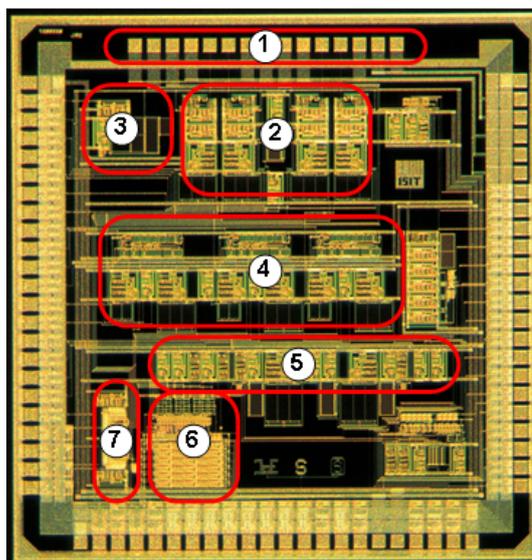


Abbildung 4.24: Simulierte zeitliche Signalverläufe des Sensorsystems

Durch umfangreiche Systemsimulationen konnten alle Komponenten aufeinander abgestimmt und den vorgegebenen Spezifikationen gemäß angepasst werden.

## 4.5 Realisierung der Systemelektronik

Die Systemelektronik wurde bei der Firma austriamicrosystems (AMS) in einer CMOS-Technologie mit einer minimalen Gate-Länge von  $0.8\mu\text{m}$  gefertigt. Der in Abbildung 4.25 gefertigte ASIC ist das Ergebnis von zwei Iterationen und enthält bei einer Kantenlänge von  $4.2\times 4.5\text{mm}$  neben dem CV-Wandler auch sämtliche Demodulationsstufen (inkl. Filterung und Multiplikation). Über  $\Delta/\Sigma$ -Konverter werden die analogen Signale für die digitale Weiterverarbeitung gewandelt. Ein interner 16-1-Multiplexer ermöglicht den direkten Zugriff auf die wichtigsten internen Knoten.



- 1) Anschlusspads zum Sensor
- 2) CV-Wandler
- 3) Signalgenerator
- 4) Vorfilter & Multiplikation
- 5) Tiefpassfilter
- 6) Sigma-Delta-A/D-Wandler
- 7) Multiplexer

Abbildung 4.25: Systemelektronik umgesetzt in  $0.8\mu\text{m}$ -CMOS-Technologie

# Kapitel 5

## Vermessung und Charakterisierung

Im Anschluss an die Entwicklungsarbeit werden die Maskendaten von Sensor und ASIC in ihrer jeweiligen Technologie umgesetzt. Anschließend werden beide Komponenten in einem Keramikgehäuse fixiert und miteinander verbunden (s. Abb.5.1).

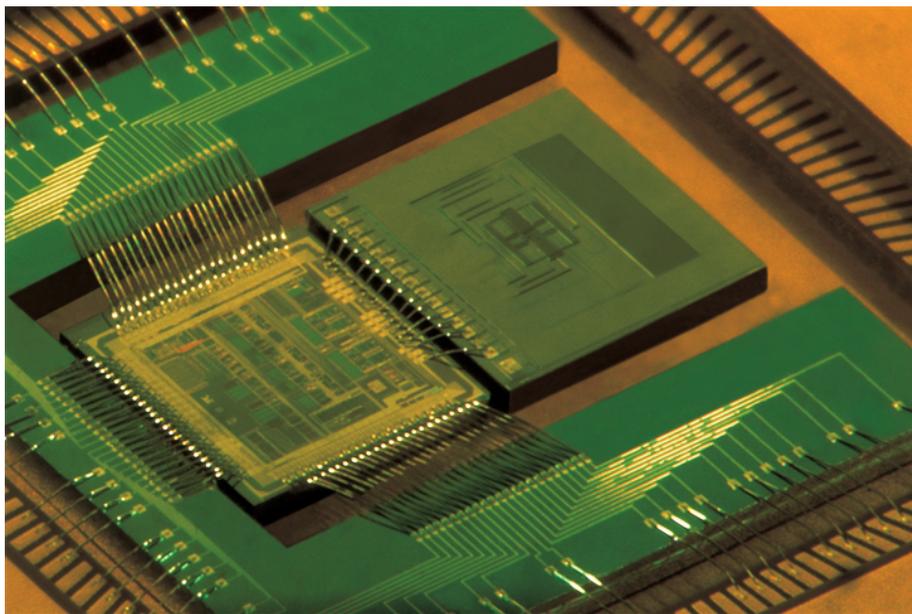


Abbildung 5.1: Aufbau von Sensor und ASIC in einem Keramikgehäuse

Die Charakterisierung der Drehratensensoren erfolgt an einem PC-gesteuerten Messplatz (s.Abb.5.2), der aus einer Testplatine besteht, die auf einem Drehtisch aufgebracht ist. Die Testplatine beinhaltet einen Mikrocontroller, über den die digitale Ansteuerung

erfolgt. Über Schleifringe ist die Elektronik mit dem Steuerrechner, der auch gleichzeitig die grafische Nutzerschnittstelle zum Sensormodul darstellt, verbunden.

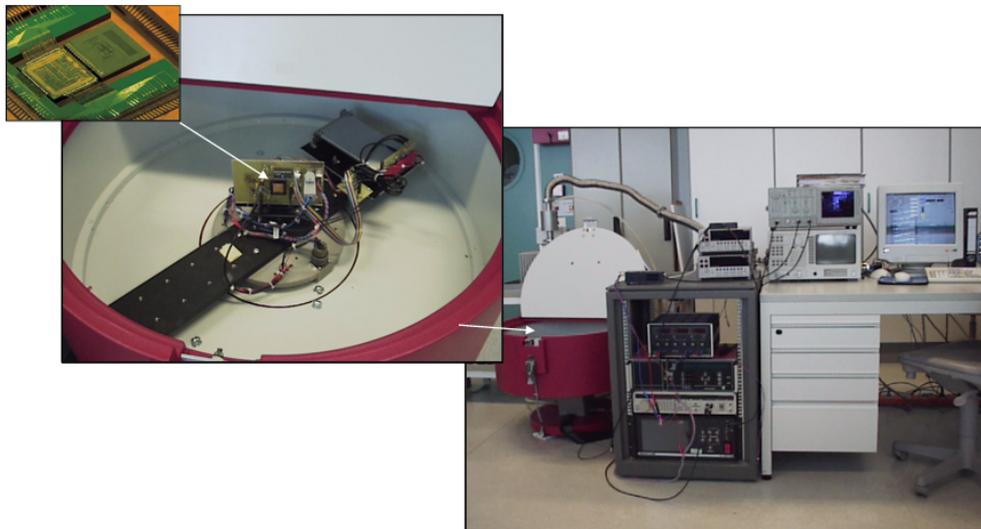


Abbildung 5.2: Computergesteuerter Messplatz mit Drehtisch

Dieses Kapitel beschreibt die durchgeführten Messungen, mit denen das Sensorsystem Schritt für Schritt charakterisiert wird. Zunächst erfolgt eine allgemeine Voruntersuchung des Sensorverhaltens hinsichtlich seines Frequenzverhaltens.

Im nächsten Schritt wird die Kalibrationsroutine getestet, mit der der Sensor in seinen Arbeitszustand geführt wird und anschließend der Skalenfaktor eingestellt. Zum Schluss werden die systembezogenen Parameter ermittelt und abschließend mit den geforderten Zielspezifikationen verglichen.

## 5.1 Allgemeine Voruntersuchung

### 5.1.1 Abgleich der Simulationsparameter

Maßgeblich für die Funktion des Drehratensensors ist die Lage der Resonanzfrequenzen zueinander. Die Schwierigkeit besteht darin die Modelle der FEM-Simulation möglichst genau mit der Realität abzugleichen, um für den Entwurf des eigentlichen Drehratensensors ein Minimum an Designiterationen zu gewährleisten und somit Entwicklungszeit und Herstellungskosten zu sparen.

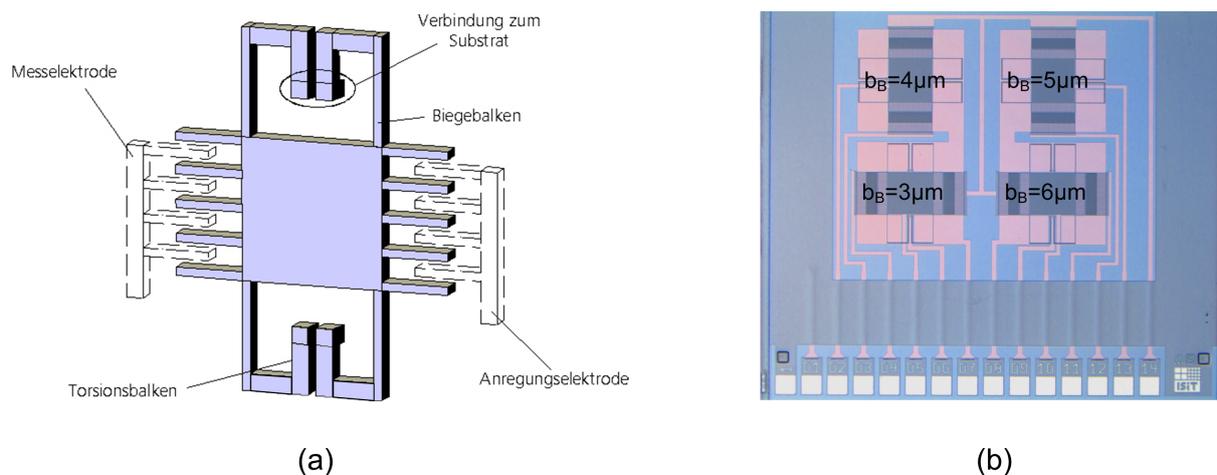


Abbildung 5.3: Lateralschwinger als Testresonator für den Abgleich mit der Simulation

Deshalb stand am Beginn der Sensorentwicklung eine Testreihe, die mit Hilfe von einfachen Lateralresonatoren den Einfluss von technologischen Streuungen auf das Frequenzverhalten untersucht. Die Abweichungen ergeben sich aus produktionsbedingten Fertigungstoleranzen der Schichtdicke und der Strukturbreite, die zu Änderungen der Federabmessungen und somit zu einer Verschiebung der Resonanzfrequenzen führen. Die Testresonatoren sind mit vier verschiedenen Balkenbreiten ausgelegt.

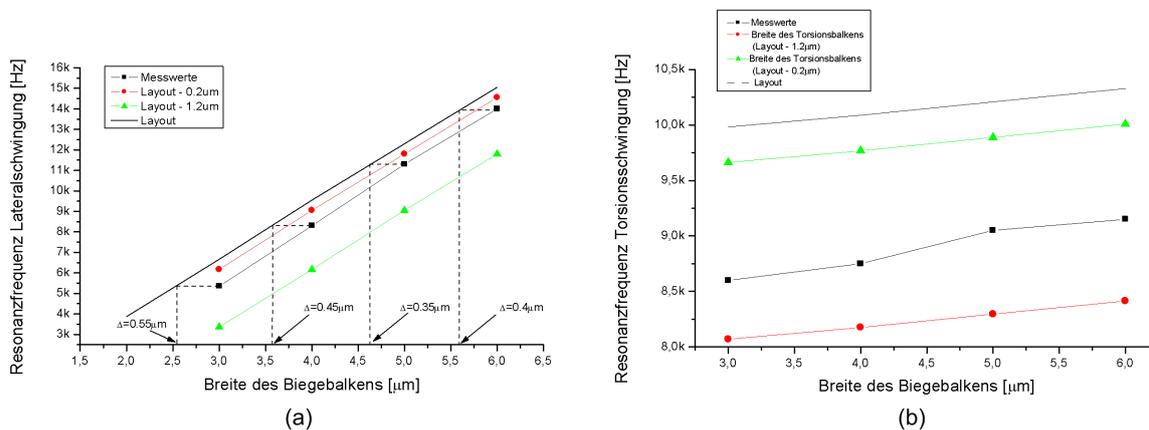


Abbildung 5.4: Ergebnisse der Resonanzvermessung von Testresonatoren in Abhängigkeit der Balkenbreite

In der vorliegenden Testreihe wurden 28 Module mit jeweils 4 Sensoren vermessen. Die

Ergebnisse dieser Vermessung sind in Tabelle 5.1 zusammengefasst und ergeben folgende Interpretation:

1. Durch den Ätzprozess verliert eine beliebige Balkenstruktur pro Kante etwa  $0.2\mu\text{m}$ . Für den Designprozess bedeutet dies, dass dieser Wert im Layout des Sensors als Korrekturfaktor vorgehalten werden muss, um einen bestmöglichen Abgleich zwischen Simulation und Realität zu erreichen.
2. Mit größer werdender Balkenbreite verringert sich bei der Lateralschwingung die Streubreite und damit die Standardabweichung  $\sigma$ . Dies ergibt sich zwangsläufig aus dem Verhältnis von Strukturbreitenschwankung zur Basisbreite. Eine Stabilisierung des Hochratenätzprozesses führt direkt zu einer Verbesserung.
3. Es besteht kein messbarer Zusammenhang zwischen der Standardabweichung der Torsionsschwingung und der Strukturbreite. An dieser Stelle sind die Fertigungstoleranzen der Strukturhöhe maßgeblich.
4. Die ermittelten Werte für die Standardabweichungen dienen als Vorgabe für eine Worst-Case-Betrachtung wie sie für den Sensor in Kapitel 3.4.1 durchgeführt wurde. Die Unterschiede zum analytischen Ansatz ergeben sich aus der Berücksichtigung der über die Resonatorfläche verteilten Ätzlöcher

Balkenbreite	$f_{Lateral}$			$f_{Tors}$		
	FEM	Mittelwert	$\sigma$	FEM	Mittelwert	$\sigma$
3	6665	5356	227	9983	8600	155
4	9552	8312	207	10087	8610	161
5	12302	11320	199	10207	9250	167
6	15052	14047	178	10327	9200	163

Tabelle 5.1: Gegenüberstellung von Simulations- und Messwerten mikromechanischer Testresonatoren

## 5.1.2 Frequenzspektren

### Frequenzspektrum der Referenzschwingung

Durch Anlegen einer Wechselspannung an die seitlichen Kammelektroden werden die lateralen Schwingungsmoden der Resonatormassen angeregt. Abbildung 5.5 zeigt das Frequenzspektrum des Referenzschwingungskanals in Betrag und Phase.

Bei etwa 9000 Hz ist erwartungsgemäß zuerst die Amplitudenüberhöhung des Parallel-Modes zu sehen. Kurz darauf wird der Antiparallel-Mode angeregt und bildet im weiteren Verlauf des Frequenzdurchgangs ein nichtlineares Schwingungsplateau aus. Dieses Plateau ist noch sehr schwach ausgebildet, da die Amplitude der Anregungsspannung mit 500mV noch sehr gering gewählt wurde.

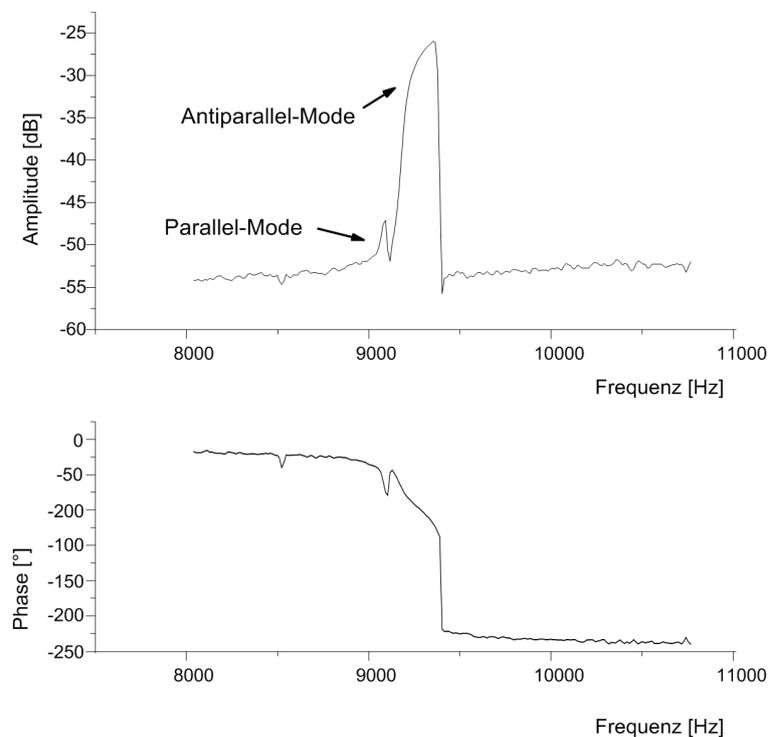


Abbildung 5.5: Frequenzspektrum der Referenzschwingung

### Frequenzspektrum der Torsionsschwingung

Durch Anlegen einer Wechselspannung an die Trimmelektroden wird die Torsionsschwingung des Sensors angeregt. Das Frequenzspektrum zeigt bei etwa 11300Hz die stark aus-

geprägte Resonanz der Messschwingung. Deutlich ist der Phasensprung um  $180^\circ$  zu sehen.

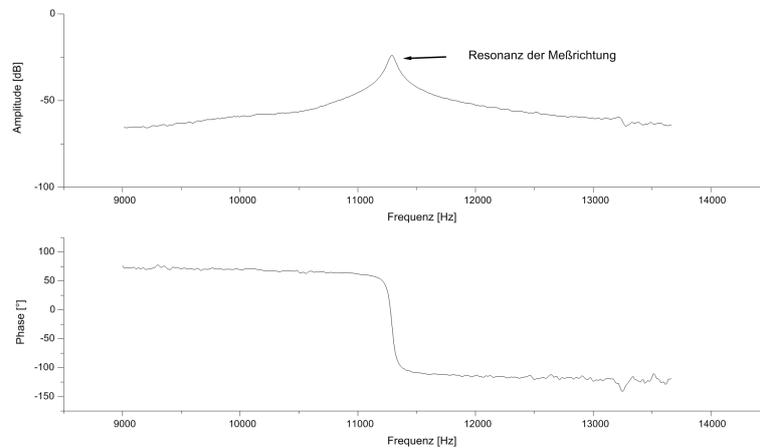


Abbildung 5.6: Frequenzspektrum der Messschwingung

### Vergleich mit der Simulation

Zusätzlich zu den Nutzmoden wurden die Resonanzfrequenzen der parasitären Moden ermittelt. Die Messergebnisse aller vermessenen Sensoren sind in Tabelle 5.1.2 aufgelistet und den Ergebnissen der FEM-Simulation gegenübergestellt. Es zeigt sich im Mittel ein recht guter Bezug zu den zuvor simulierten Werten. Die Größe der Standardabweichung - bedingt durch die Toleranzen im Fertigungsprozess - ist gegenüber dem Erwartungswert aus den Vorversuchen (s. Kapitel 5.1.1) noch etwas zurückgegangen. Hier wirken sich direkt die Optimierungen in der Prozessführung aus, die seit der Fertigung der Teststrukturen erfolgt sind.

	$f_{para}[Hz]$	$f_{ref}[Hz]$	$f_{mess}[Hz]$	$f_{butt}[Hz]$
FEM	9158	9269	11500	15448
Gemessener Mittelwert	8950	9106	11350	14890
Gemessene Standardabweichung	127	144	122	155

Tabelle 5.2: Vergleich der Werte aus Simulation und Messungen

### 5.1.3 Nichtlinearität der Referenzschwingung

Wie die Ausführungen in Kapitel 3.2.1 gezeigt haben, führt der nichtlineare Charakter der Biegefedern zu einer Erhöhung der Resonanzfrequenz für steigende Schwingungsamplituden. Bei dem in Abbildung 5.7 gezeigten Frequenzgang ist zunächst die beginnende Resonanz des Parallelmode zu sehen. Die Amplitude dieser Schwingung bildet sich so lange nichtlinear aus, bis der anti-parallele Nutzmode angeregt wird. Durch die Modenkopplung kollabiert der Parallelmode und der Antiparallelmode kann nun ungestört ein breitbandiges Resonanzplateau aufbauen.

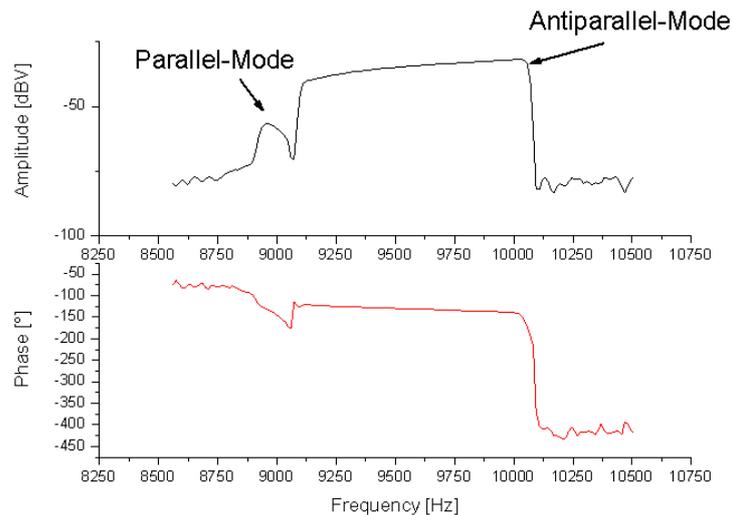


Abbildung 5.7: Ausbildung des nichtlinearen Resonanzplateaus der Referenzschwingung

Je größer die Antriebsspannung desto größer ist die resultierende Schwingungsamplitude, was zu einem immer späteren Abbruch des Plateaus durch die strukturellen Reibungsverluste führt. Die Messung über den verfügbaren Spannungsbereich von  $2V_{pp}$  (vgl. Abbildung 5.8) bestätigt den quadratischen Zusammenhang zwischen Antriebsspannung und Abbruchfrequenz.

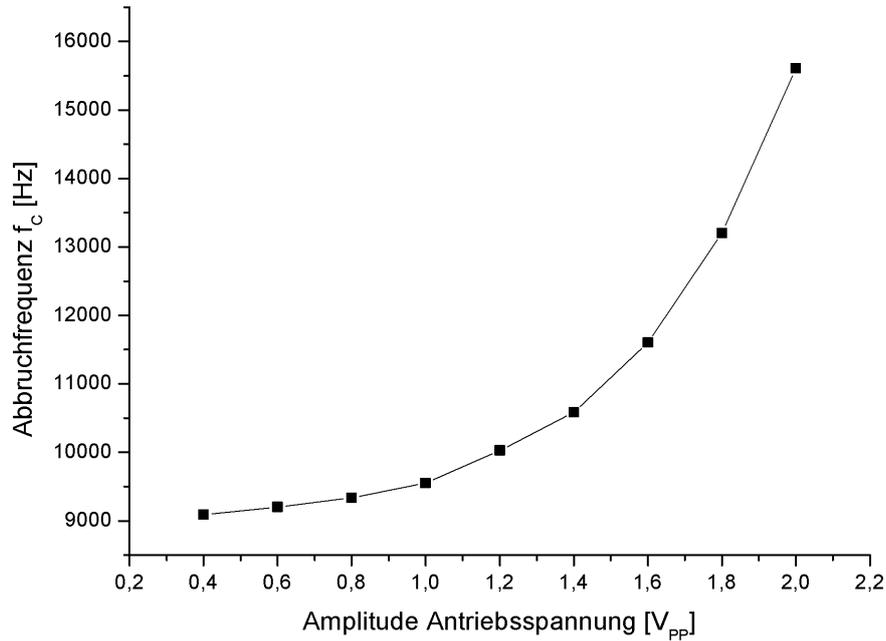


Abbildung 5.8: Abbruchfrequenz  $f_C$  der Nichtlinearität als Funktion der Amplitude der Anregungsspannung  $U_E$

Wie die Frequenzmessung der Torsionsschwingung (s. Kap. 5.1.2) zeigt, liegen bei den verfügbaren Sensoren die Resonanzfrequenzen der Messschwingung im Mittel im Bereich von  $\bar{f}_M = 11,35kHz$ . Um den gewünschten Frequenzabstand von  $\Delta f = 200Hz$  einzustellen sollte sich das nichtlineare Resonanzplateau bis mindestens  $f_M - \Delta f$  erstrecken. Um noch ausreichend Spielraum für fertigungsbedingte Schwankungen zuzulassen, wird die Antriebsspannung so groß gewählt, dass ein genügend großer Frequenzbereich jenseits von  $\bar{f}_M$  abgedeckt wird. In diesem Fall reicht eine Antriebsspannung von  $1,8V_{pp}$  aus, um die Einstellbarkeit bis 13kHz zu gewährleisten.

#### 5.1.4 Gütefaktor-Messung

Für die Ermittlung des Gütefaktors  $Q$  wird der Sensor in Resonanz versetzt, d.h. die Anregung der Referenzschwingung erfolgt im zuvor ermittelten Arbeitspunkt. Nachdem der Arbeitspunkt erreicht und der Einschwingvorgang abgeschlossen ist, wird die Anre-

gung abgeschaltet und die Abklingkurve aufgenommen. Je niedriger der Umgebungsdruck und damit geringer die Anzahl der bremsenden Gasmoleküle, desto langsamer nimmt die Schwingungsamplitude über die Zeit ab.

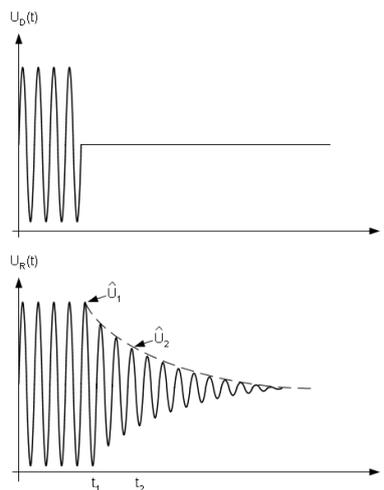


Abbildung 5.9: Signalverlauf bei der Gütefaktorvermessung

Der Abfall erfolgt exponentiell und wird in kurzen Intervallen aufgenommen. Durch Messung zweier Amplitudenwerte zu zwei Zeitpunkten ergibt sich für den Gütefaktor der Zusammenhang:

$$Q = \frac{\omega_R}{2} \frac{t_2 - t_1}{\log(U_1/U_2)} \quad (5.1)$$

Um nun nach dem Verkappen den genauen Innendruck innerhalb der Kavität zu ermitteln, wird der Gütefaktor bei einer Reihe von Sensoren zunächst im unverkapteten Zustand in einer Vakuumkammer bei verschiedenen Drücken gemessen. Dadurch ergibt sich eine Eichkurve mit deren Hilfe der Innendruck nach der Verkappung abgeleitet werden kann.

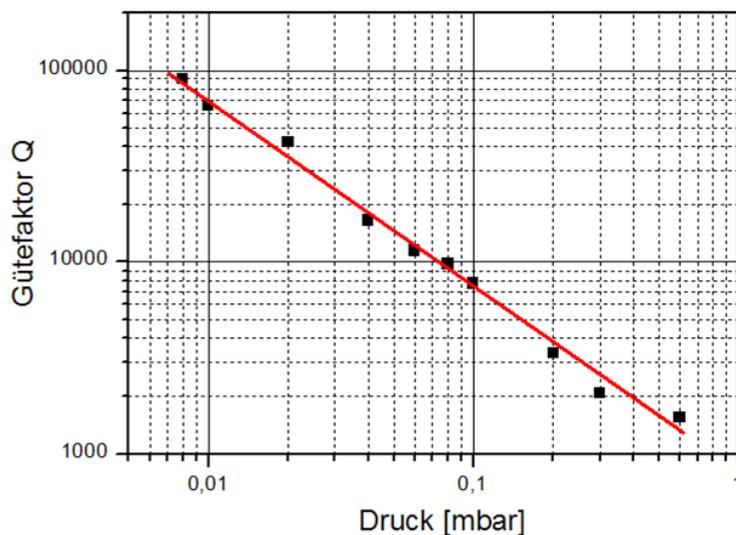


Abbildung 5.10: Vergleichsmessung zur Bestimmung des Unterdrucks

## 5.2 Kalibrierung

Die bis zu diesem Punkt durchgeführten Messungen haben gezeigt, dass der Sensor alle mechanischen Voraussetzungen für den Betrieb in einem Sensorsystem erfüllt. Als nächstes muss die Systemelektronik auf den Sensor angepasst werden. Diese Kalibration verläuft gemäß folgender Prozedur:

1. Im Ruhezustand ( $\Omega = 0^\circ/\text{s}$ ) werden die Modulationsspannungen in Offset und Amplitude an die nachfolgenden Stufen angepasst
2. Detektion der Resonanzfrequenz der Messschwingung
3. Einstellung des Frequenzabstandes durch Anfahren der Antriebsfrequenz in den nicht-linearen Bereich der Referenzschwingung
4. Einstellung des Skalenfaktors durch Betrieb bei maximaler Drehrate ( $\Omega = \pm 1000^\circ/\text{s}$ ) und Anpassung der Ausgangsverstärkung
5. Im Ruhezustand ( $\Omega = 0^\circ/\text{s}$ ) wird die Drehrate erfasst und als Offsetkomponente zur Korrektur des Ausgangssignals abgespeichert

Die eingestellten Parameter werden für jeden Sensor gespeichert und beim Einschalten des Sensormoduls geladen. Die Kalibrationsroutine verläuft vollautomatisch und benötigt für einen vollen Durchlauf etwas mehr als eine Minute pro Sensormodul.

## 5.3 Charakterisierung

### 5.3.1 Skalenfaktorfehler

Der Skalenfaktorfehler gibt die lineare Abweichung der gemessenen Drehrate zur tatsächlichen Drehrate an. Hierzu wird der maximale Drehratenbereich von  $-1000^\circ/\text{s}$  bis  $+1000^\circ/\text{s}$  auf dem Drehtisch durchfahren und vermessen (s. Abbildung 5.11).

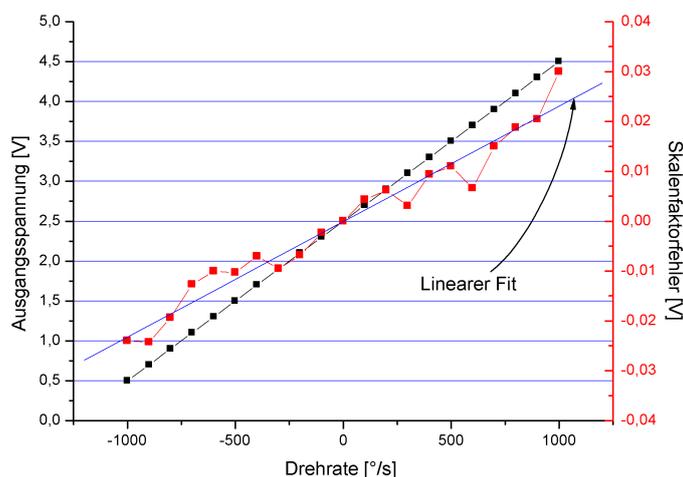


Abbildung 5.11: Ausgangsspannung und Linearitätsfehler des Sensorsystems für verschiedene Drehraten

Aufgrund der Offsetkorrektur liegt die Ausgangsspannung im Ruhezustand ( $\Omega = 0^\circ/\text{s}$ ) bei 2,5V. Während des Durchfahrens des Drehratenbereichs ist eine leichte Abweichung der Messkurve vom Erwartungswert festzustellen. Der maximale Fehler bei maximaler Drehrate beträgt in diesem Beispiel etwa 30mV. Dies entspricht etwa  $15^\circ/\text{s}$  bzw. 1,5%. Über Menge aller vermessenen Sensoren ergibt sich ein Skalenfaktorfehler von  $<1,8\%$ . Um die geforderte Spezifikation von  $<1\%$  zu erfüllen, ist die Kalibrationsprozedur um einen spe-

ziellen Kompensationsalgorithmus erweitert, der den Steigungsfehler ausgleicht. Hierdurch wird der Skalenfaktorfehler halbiert.

### 5.3.2 Auflösung

Für diesen Test wird der Sensor einer definierten Drehrate ausgesetzt. In dem vorliegenden Fall erfolgt die Messung mit  $\Omega(t) = 10^\circ/\text{s} \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot 5\text{Hz} \cdot t)$ . Die Spektralanalyse des Sensorsignals zeigt erwartungsgemäß einen Spannungsspeak bei 5Hz mit einer Amplitude von etwa 20mV. Aus dem Vergleich mit dem Grundrauschen ergibt sich die Auflösung von durchschnittlich etwa  $0.8^\circ/\text{s}$ .

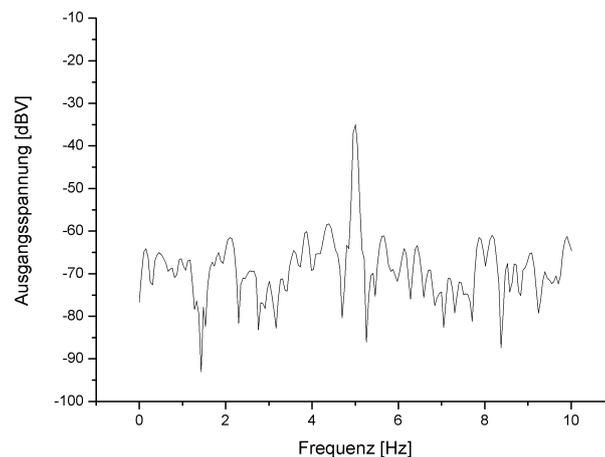


Abbildung 5.12: Gemessenes Frequenzspektrum für eine Drehrate von  $\Omega(t) = 10^\circ/\text{s} \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot 5\text{Hz})$ .

### 5.3.3 Bandbreite

Die Messung der Bandbreite erfolgt bei einer Drehratenamplitude von  $\hat{\Omega} = 10^\circ/\text{s}$ . Die Frequenz  $f_\Omega$  kann mit dem vorhandenen Drehtisch aufgrund technischer Limitierungen zwar nur bis 15Hz durchfahren werden, doch reicht dies, um zumindest den geforderten Frequenzbereich von  $B=10\text{Hz}$  abzuprüfen.

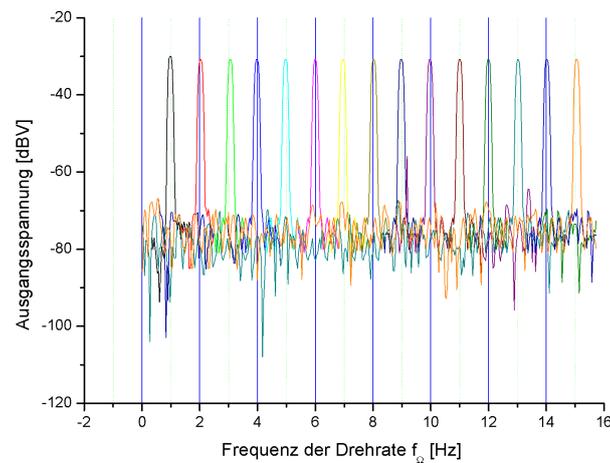


Abbildung 5.13: Frequenzspektren für Drehraten mit verschiedenen Modulationsfrequenzen  $f_{\Omega}$

Die Messungen zeigen keine erkennbare Dämpfung der Peak-Amplituden (s. Abbildung 5.13) was darauf hinweist, dass die Bandbreite einige Hz oberhalb des hier dargestellten Messbereichs liegt.

### 5.3.4 Bias-Stabilität

Die Bias-Stabilität beschreibt die Änderung des Ausgangssignals bei konstanter Drehrate über die Zeit. Für diese Messung wird die Ausgangsspannung (ohne Drehrate) über einen längeren Zeitraum aufgenommen. In Abbildung 5.14 ist deutlich ein starker Anstieg des Mittelwertes der Ausgangsspannung zu Beginn der Messung zu sehen. Im Verlauf der Messung flacht die Kurve merklich ab, sobald das Sensormodul in sein thermisches Gleichgewicht gelangt ist.

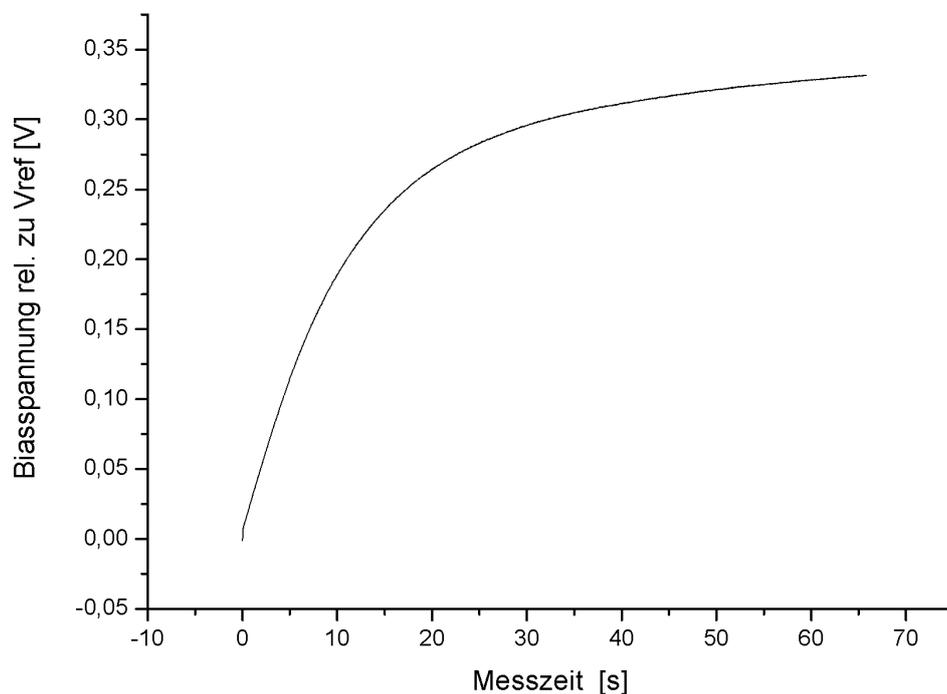


Abbildung 5.14: Driftverhalten des Drehratensignals über die Zeit

Zur Berechnung der Bias-Stabilität erfolgt in der Regel anhand der sog. Allan-Varianz, benannt nach ihrem Erfinder Dr. David Allan. Hierzu wird das gemessene Zeitsignal in Intervalle der Dauer  $\tau$  unterteilt. Über jedes dieser  $n$ -Intervalle wird der jeweilige Mittelwert  $y$  gebildet und daraufhin die Allan-Varianz  $AV(\tau)$  wie folgt berechnet [26]:

$$AV(\tau) = \sqrt{\frac{1}{2(n-1)} \sum_i (y(\tau)_{i+1} - y(\tau)_i)^2} \quad (5.2)$$

Über die Intervalldauer  $\tau$  aufgetragen ergibt sich der in Abbildung 5.15 gezeigte Kurvenverlauf. Den Wert für die Bias-Stabilität erhält man am tiefsten Punkt der Kurve.

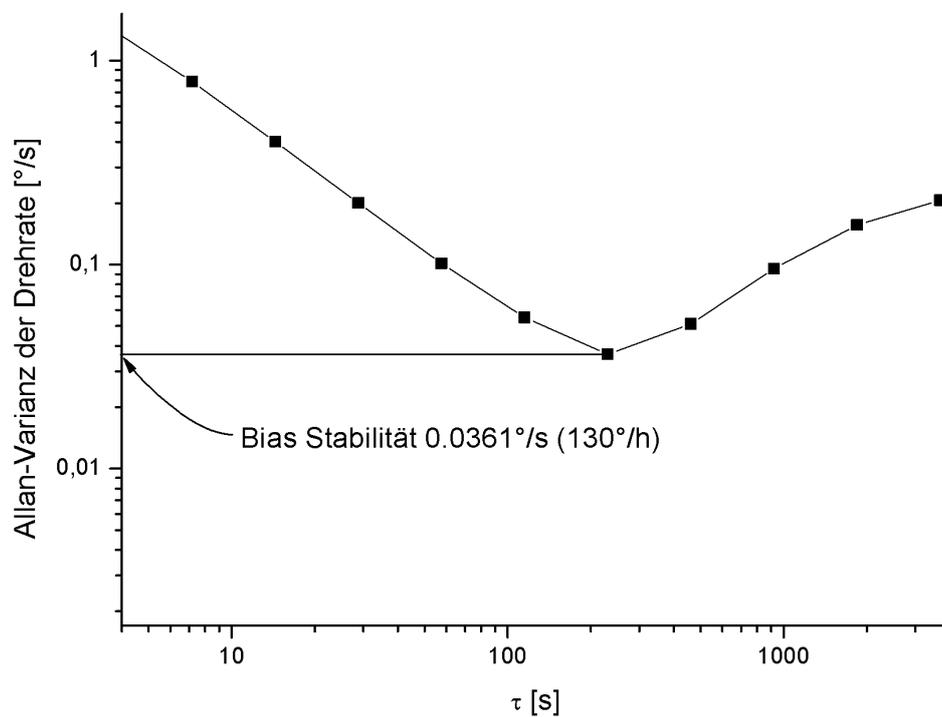


Abbildung 5.15: Allan-Varianz des Drehratensignals zur Ermittlung der Bias-Stabilität

Die Messungen zeigen für die getesteten Sensoren eine durchschnittliche Biasstabilität von etwa  $130^\circ/\text{h}$ . Auch hier wurde ein Kompensationsalgorithmus implementiert, der die Drift auf etwa 20% des unkompensierten Wertes reduziert.



# Kapitel 6

## Bewertung und Zusammenfassung

Im Rahmen dieser Arbeit wurde die vollständige Entwicklung eines Sensorsystems zur Vermessung von Drehraten von der Spezifikation bis hin zur Realisierung und Vermessung aufgezeigt. Erstmals wurde für den Antrieb ein extrem nichtlinearer Schwingungsansatz gewählt, dessen konsequente Ausnutzung die Problematik der Frequenzeinstellung komplett eliminiert. Dadurch können sogar in teLOPTIMIERTE Herstellungsprozessen frequenzbezogene Ausbeuten von 100% erreicht werden.

Detailliert wurden die Arbeitsschritte von den ersten analytischen Betrachtungen des mechanischen Bauelementes über die komplexere numerische FEM-Simulation und die Realisierung mit Hilfe eines oberflächenmikromechanischen Herstellungsprozesses gezeigt.

Basierend auf diesen Ergebnissen wurde das Verhalten des Sensors mit der Verhaltensbeschreibungssprache VerilogA nachgebildet und konnte im Rahmen einer sog. interdisziplinären Simulation zusammen mit der Systemelektronik simuliert werden. Dadurch konnte das Zusammenspiel von Sensor und umzusetzendem ASIC untersucht werden.

Mit Hilfe dieser Ergebnisse konnte eine speziell für die Belange des Drehratensensors angepasste Antriebs- und Auswerteelektronik entworfen werden, deren Ausgangssignal proportional der angelegten Drehrate ist.

Sensor und ASIC wurden anschließend in ihren jeweiligen Technologien in Silizium prozessiert und gemeinsam vermessen.

Für alle Sensoren konnten die Frequenzabstände mit Hilfe des nichtlinearen Antriebskonzeptes unabhängig von ihrem ursprünglichen Abstand ideal zueinander auf den gleichen Wert eingestellt werden. Dadurch konnte die Grundhypothese dieser Arbeit erfolgreich bestätigt werden, nach der mit diesem systemtechnischen Ansatz große Fertigungsschwan-

kungen ausgeglichen werden können.

Anhand einer Vielzahl von Messungen wurde darüberhinaus die erfolgreiche Erfüllung der vorgegebenen Spezifikationen belegt.

Das vorgestellte Sensorsystem zeigte bereits in dieser Ausführung ein großes Potential für den Einsatz im Consumerbereich. Die Überführung in ein Produkt könnte daher in naher Zukunft erfolgen.

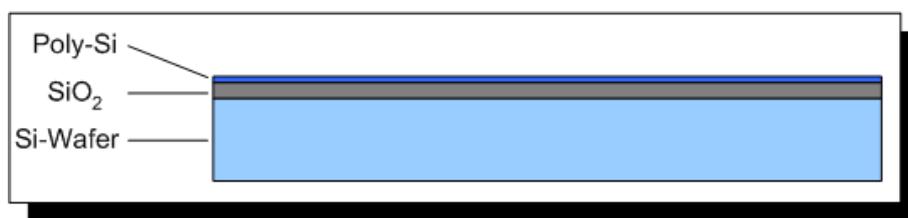
# Anhang A

## Anhang

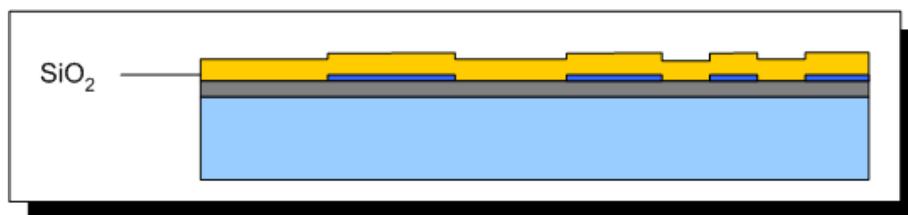
### A.1 Der Fertigungsprozess

Die Realisierung des in dieser Arbeit vorgestellten Drehratensensors erfolgte mit Hilfe eines siliziumbasierten oberflächenmikromechanischen Prozesses. Dieser Prozess wurde bereits 1992 vom Fraunhofer Institut für Siliziumtechnologie (FhG-ISIT) im Rahmen eines von der EU geförderten Projekts in Zusammenarbeit mit der Firma BOSCH entwickelt.

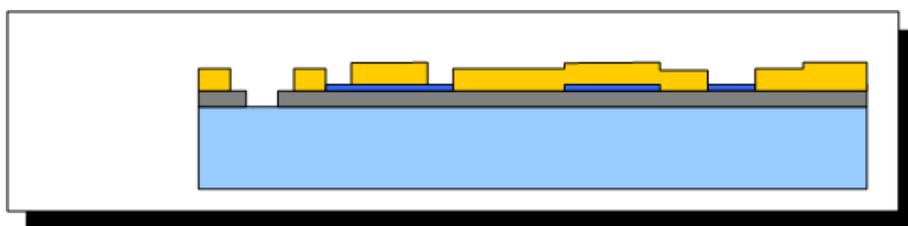
1. Die Ausgangsbasis bildet ein n-Siliziumsubstratwafer, auf dem mittels thermischer Oxidation ein etwa  $2.5\mu\text{m}$  dickes Isolationsoxid ( $\text{SiO}_2$ ) aufgebracht wird, das die nachfolgenden Schichten elektrisch vom Substrat isoliert. Durch LPCVD-Abscheidung wird ein etwa  $450\text{nm}$  dickes, hochdotiertes polykristallines Silizium abgeschieden.



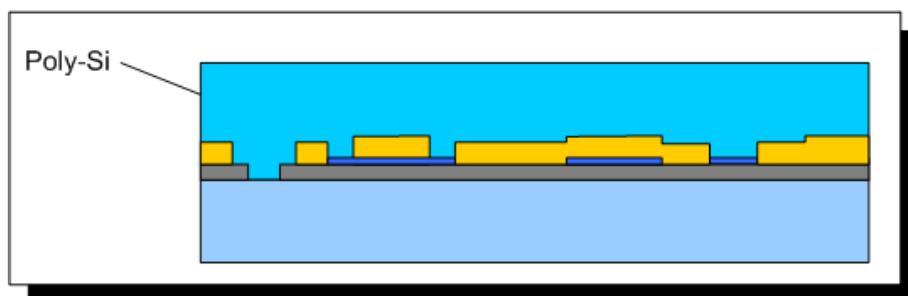
2. Durch geeignete Strukturierung dieser Schicht ergeben sich später die elektrischen Leiterbahnen. Hierauf wird erneut ein etwa  $1.6\mu\text{m}$  dickes Oxid aufgebracht, das im weiteren Prozessverlauf sowohl als Opferschicht als auch als weitere Isolationsschicht dient.



3. Das zweite Oxid wird nun an denjenigen Stellen geöffnet, an denen das Siliziumsubstrat und die erste Poly-Si-Schicht mit der nachfolgenden zweiten Poly-Schicht kontaktiert werden soll.

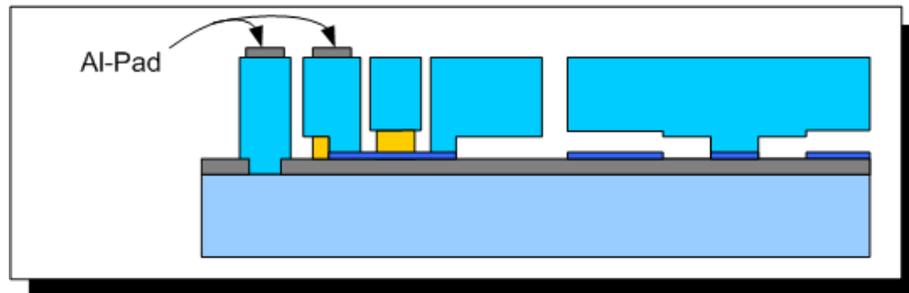


4. Diese zweite Schicht wird durch epitaktische Abscheidung abgeschieden und stellt das eigentliche Strukturmaterial des Sensors. Um möglichst große Resonatormassen zu erhalten, wird diese Schicht möglichst dick ( $12\mu\text{m}$ ) abgeschieden. In Vorbereitung auf die abschließende Verkappung auf Waferebene wird nun zur Reduzierung von Topographieunebenheiten und Rauigkeiten das Strukturmaterial durch einen chemisch-mechanischen Polierschritt um etwa  $1\mu\text{m}$  heruntergedünnt und gleichzeitig eingeebnet.



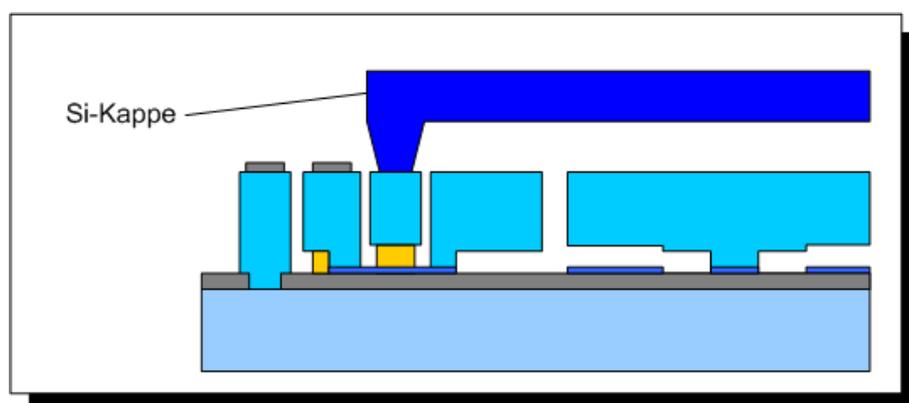
5. Durch die Strukturierung der zweiten Poly-Si-Schicht unter Verwendung eines Hochratenätzprozesses wird die eigentliche Sensorstruktur definiert. Durch das Entfernen

der Opferschicht werden die beweglichen Sensorteile gelöst. Lediglich an den in (3) festgelegten Stellen ist ein Kontakt mit dem Untergrund vorhanden. Aluminium, das im Pad-Bereich aufgebracht wird, ermöglicht die Bondbarkeit des Sensors im Trägergehäuse.



Wichtig hierbei ist ein möglichst großes Aspektverhältnis, das sich in sehr schmalen Gräben mit nahezu senkrechten Ätzkanten widerspiegelt. Dies ist beim Drehratensensor vor allem für die Auslegung der Antriebselektroden von Bedeutung, um mit geringen Spannungen hohe elektrostatische Kräfte zu erzeugen. Zudem ergeben sich größere Kapazitäten an den äußeren Elektrodenkämmen, wodurch die Referenzschwingung genauer erfasst werden kann.

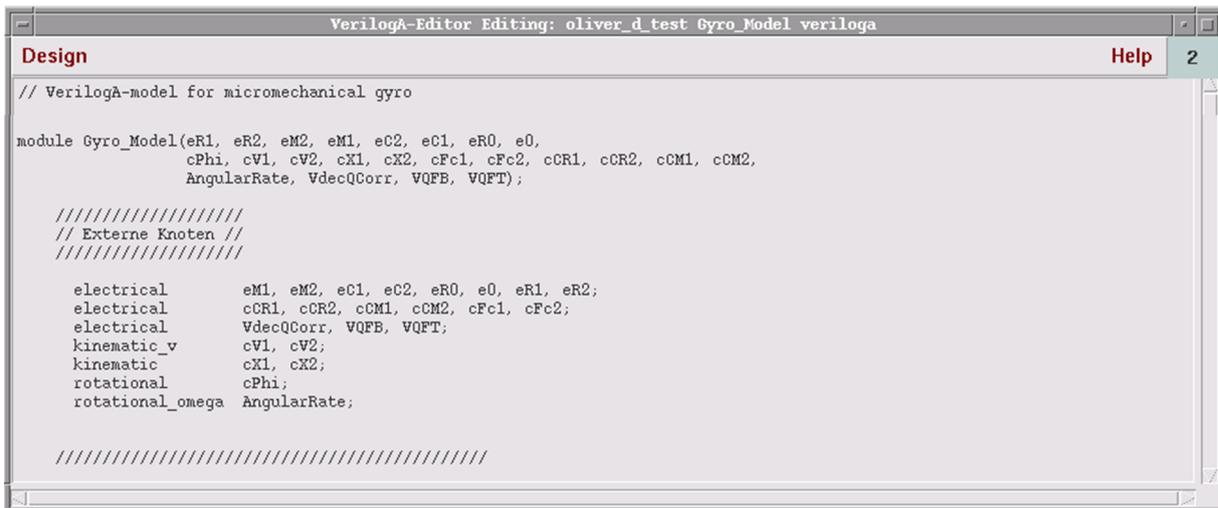
6. Abschließend wird eine Siliziumkappe über die freien Sensorstrukturen aufgebracht, um diese beim Vereinzeln der Sensorchips durch das Wafersägen vor Verunreinigungen zu schützen. Wird beim Verkappungsschritt der Umgebungsdruck abgesenkt, bleibt nach dem Verschließen das Vakuum in der entstandenen Kavität bestehen.



## A.2 AHDL

Das Verhalten des Sensors ist mit Hilfe Beschreibungssprache Verilog-A in der Entwurfs- und Simulationsumgebung der Firma CADENCE modelliert worden. Der Programmcode ist in zwei Teilbereiche untergliedert.

1. Der erste Teil beschreibt die Definition der Schnittstellen (Interface,Port,Knoten), mit denen das Modell nach außen hin mit der Systemelektronik verbunden wird A.1.



```

VerilogA-Editor Editing: oliver_d_test Gyro_Model veriloga
Design Help 2
// VerilogA-model for micromechanical gyro

module Gyro_Model(eR1, eR2, eM2, eM1, eC2, eC1, eR0, e0,
                 cPhi, cV1, cV2, cX1, cX2, cFc1, cFc2, cCR1, cCR2, cCM1, cCM2,
                 AngularRate, VdecQCorr, VQFB, VQFT);

    ///////////////////////////////////////////////////
    // Externe Knoten //
    ///////////////////////////////////////////////////

    electrical      eM1, eM2, eC1, eC2, eR0, e0, eR1, eR2;
    electrical      cCR1, cCR2, cCM1, cCM2, cFc1, cFc2;
    electrical      VdecQCorr, VQFB, VQFT;
    kinematic_v     cV1, cV2;
    kinematic       cX1, cX2;
    rotational      cPhi;
    rotational_omega AngularRate;

    ///////////////////////////////////////////////////
  
```

Abbildung A.1: Ausschnitt aus dem VerilogA-Quelltext zur Beschreibung eines Drehratensensors - Definition der externen Knoten

Diese direkten externen Knoten sind dementsprechend auch in dem in Abbildung A.2 dargestellten Bauelement-Symbol enthalten, das wie ein elektrisches Bauelement in die Systemschaltung platziert und simuliert wird.

Hinzu kommen eine Reihe von zusätzlichen externen Kontrollknoten, über die das mechanische Verhalten des Sensors direkt angezeigt werden kann, wie z.B. Ort der Schwingungen, Geschwindigkeit der Massen, Torsionswinkel. Außerdem können die momentanen Werte sämtlicher Sensorkapazitäten jederzeit dargestellt werden. Die Drehrate wird über einen gesonderten Anschluss vorgegeben. Geometrische, aber auch materialabhängige Parameter können über eine tabellarische Eingabemaske festgelegt und jederzeit geändert werden.

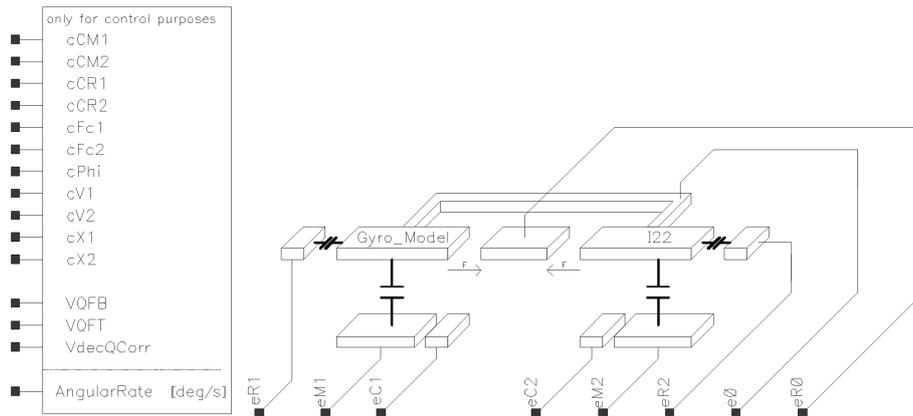


Abbildung A.2: Bauelement-Symbol des Drehratensensors als Teil einer Systemsimulation



Abbildung A.3: Eingabemaske des Drehratensensorsymbols

Der Zusammenhang zwischen den Kapazitätsänderungen durch die Sensorbewegung und den jeweiligen Strömen wird im Programmcode direkt über die allgemeine Strom - Spannungsbeziehung  $i(t) = C \cdot \partial U / \partial t$  beschrieben.

2. VerilogA erlaubt es die in den vorangegangenen Kapiteln erarbeiteten elektromechanischen Zusammenhänge direkt als komplexe Differentialgleichungssysteme umzusetzen. Die Verknüpfung mit der nicht-elektrischen Domäne erfolgt hierbei über Analogien zu den elektrischen Größen. Für die Mechanik bedeutet dies, dass die Größe Weg  $s$  der elektrischen Spannung  $U$  und die mechanische Kraft  $F$  dem elektrischen Strom gleichgesetzt wird. Die Verarbeitung erfolgt dann im Simulator durch Lösen der Kirchhoff'schen Gleichungen.

Abbildung A.4 zeigt einen Ausschnitt aus dem Beschreibungsbereich. Zu sehen ist der Bereich, in dem die Teilkräfte für die Aufstellung der Schwingungsdifferentialgleichung der Referenzschwingung berechnet werden. Die Kräfte werden ihrer Analogie zum elektrischen Strom entsprechend im Rahmen der Knotenpunktsgleichung addiert.

```

VerilogA-Editor Editing: oliver_d test Gyro_Model verilogA
Design Help 6
/////////////////////////////////////////////////////////////////
// Schwingungsdifferentialgleichung fuer die Referenzschwingung //
/////////////////////////////////////////////////////////////////

// Elektrostatische Kraefte in x-Richtung
F(xm0, xm1) <+ QCorrR * 'P_EPS0 * NF * h * pow(V(eR0, e0),2) / GF;
F(xm0, xm2) <+ QCorrR * 'P_EPS0 * NF * h * pow(V(eR0, e0),2) / GF;

// Elektrostatische Kraefte in x-Richtung (Anteil der Fingerstirnflaechen)
F(xm0, xm1) <+ QCorrR * 0.5 * 'P_EPS0 * NF * h * WF * pow(V(eR0, e0),2) / pow((X0 - Pos(xm0, xm1)),2);
F(xm0, xm2) <+ QCorrR * 0.5 * 'P_EPS0 * NF * h * WF * pow(V(eR0, e0),2) / pow((X0 - Pos(xm0, xm2)),2);

// Kraefte durch das MESSEN an den Referenzmesselektroden
F(xm1, xm0) <+ QCorrR * 'P_EPS0 * NF * h * pow(V(eR1, e0),2) / GF;
F(xm2, xm0) <+ QCorrR * 'P_EPS0 * NF * h * pow(V(eR2, e0),2) / GF;

// Kraefte durch das MESSEN an den Referenzmesselektroden (Anteil der Fingerstirnflaechen)
F(xm1, xm0) <+ QCorrR * 0.5 * 'P_EPS0 * NF * h * pow(V(eR1, e0),2) / pow((X0 + Pos(xm0, xm1)),2);
F(xm2, xm0) <+ QCorrR * 0.5 * 'P_EPS0 * NF * h * pow(V(eR2, e0),2) / pow((X0 + Pos(xm0, xm2)),2);

// Federkraefte
F(xm0, xm1) <+ Kr1 * Pos(xm0, xm1);
F(xm0, xm2) <+ Kr2 * Pos(xm0, xm2);
if (decNorLin == 1) F(xm0, xm1) <+ (Kr1 / pow(lambda,2)) * pow(Pos(xm0, xm1),3);
if (decNorLin == 1) F(xm0, xm2) <+ (Kr2 / pow(lambda,2)) * pow(Pos(xm0, xm2),3);

// Daempfung
Vel(dxm1) <+ ddt(Pos(xm0, xm1));
Vel(dxm2) <+ ddt(Pos(xm0, xm2));
F(xm0, xm1) <+ Dr1 * Vel(dxm1);
F(xm0, xm2) <+ Dr2 * Vel(dxm2);

// Massentraegheit
F(xm0, xm1) <+ m1 * ddt(Vel(dxm1));
F(xm0, xm2) <+ m2 * ddt(Vel(dxm2));

// Abfrage ob eine Masse an einer Stirnseite anschlaegt

```

Abbildung A.4: Ausschnitt aus dem VerilogA-Quelltext zur Beschreibung eines Drehratensensors

# Literaturverzeichnis

- [1] K. Tanaka, Y. Mochida, S. Sugitomo, K. Moriya, T. Hasegawa, K. Atsuchi, K. Ohwada, *A Micromachined Vibrating Gyroscope*, Proceedings IEEE Micro Electro Mechanical Systems (MEMS), Amsterdam, The Netherlands, January 29, February 2, 1995, 278-281
- [2] Y.S.Oh, et. al. Samsung Advanced Institute of Technology, *A tunable vibratory microgyroscope*, IEEE Sensors and Actuators 1998, p.51-56
- [3] J. Söderkvist, *Micromachined Gyroscope*, Sensors and Actuators A, 43 (1993) 65-71
- [4] R. Voss et al *Silicon angular rate sensor for automotive applications with piezoelectric drive and piezoresistive read-out* ,Proceedings of The Ninth International Conference on Sensors And Actuators - Transducers '97, Chicago, USA, June 16-19; 1997; pp. 879-882
- [5] M. Hashimoto, C. Cabuz, K. Minami, M. Esashi, *Silicon Resonant Angular Rate Sensor Using Electromagnetic Excitation and Capacitive Detection*, 4th International Conference on Micro Electro, Opto, Mechanical Systems and Components, MicroSystems Technology '94, Berlin, Germany, October 1994
- [6] J. Bernstein, S. Cho, A. T. Kourepenis, M. Weinberg, *A Micromachined Comb-Drive Tuning Fork Rate Gyroscope*, proceedings IEEE Micro Electro Mechanical Systems (MEMS), Ft. Lauderdale, FL. USA, February 1993, 143-148
- [7] K. Funk, A. Schilp, M. Offenbergl, B.Elsner and F. Laermer, *Surface-Micromachining of Resonant Silicon Structures* , Transducers'95, Stockholm, Sweden, June 1995, Late News Contributions, 50-52.

- [8] S. An , Y.S. Oh , K.Y. Park , S.S. Lee , C.M. Song, *Dual-axis microgyroscope with closed-loop detection*, Sensors and Actuators 73, 1999, 1-6
- [9] W. Geiger, B. Folkmer, J. Merz, H. Sandmaier, W. Lang, *A new silicon rate gyroscope*, Sensors and Actuators 73, 1999, 45-51
- [10] F. Ayazi and K. Najafi, *Design and fabrication of a highperformance polysilicon vibrating ring gyroscope*, in Proc.IEEE Micro Electro Mechanical Systems Workshop (MEMS'98), Heidelberg, Germany, Feb. 1998, pp. 621-626.
- [11] Putty, M. W., and Najafi, K. *A micromachined vibrating ring gyroscope*, Technical Digest, Solid-State Sensor and Actuator Workshop, Hilton Head Island, S.C., 1994 June 1316, Transducers Research Found., 213220.
- [12] W.Göpeö, J.Hesse, J.N.Zemel, *Sensors - A Comprehensive Survey - Fundamentals and General Aspects*, VCH Verlagsgesellschaft mbH, 1991
- [13] Yole Report, *MEMS Gyro Markets: new players and business models gives momentum to defence, automotive and consumer applications*
- [14] Gerlach, Dtzel, *Grundlagen der Mikrosystemtechnik*, Hanser Verlag, München, 1997
- [15] Jan Söderkvist - *A Mathematical Analysis of Flexural Vibrations of Piezoelectric Beams with Applications to Angular Rate Sensors*, Uppsala University 1990
- [16] Hering/Martin/Stohrer, *Physik für Ingenieure*, VDI-Verlag GmbH, 1988
- [17] G. Hunt et al, *Development of an accurate tuning-fork gyroscope*, Proc. Instn. Mech Engrs 1964, Vol 179 Pt 3E, 130-139
- [18] A.D.Polyanin/V.F.Zaitsev, *Handbuch der linearen Differentialgleichungen*, 1996
- [19] Steve Groothuis - *Analyzing Microminiature Devices*, in Ansys Solutions, Vol. 1, Nr. 1, 2000, S. 12-15
- [20] O.Schwarzelbach - *Internes Messprotokoll von mikromechanischen Drehratensensoren für die Automobilindustrie*
- [21] Ingo Wolff, *Grundlagen und Anwendungen der Maxwell'schen Theorie 1*, B-I-Wissenschaftsverlag, Hochschultaschenbücher, Band 818

- [22] Schnell, Gross, Hauger - *Technische Mechanik Band2: Elastostatik*, Axel-Springer-Verlag 1989
- [23] P. Greiff, B. Boxenhorn, T. King, and L. Niles, *Silicon monolithic micromechanical gyroscope*, in Tech. Dig. 6th Int. Conf. Solid-State Sensors and Actuators (Transducers'91), San Francisco, CA, June 1991, pp. 966-968.
- [24] M. Lutz, W. Golderer, J. Gerstenmeier, J. Marek, B. Maihofer, S. Mahler, H. Muenzel, U. Bischof, *A Precision Yaw Rate Sensor in Silicon Micromachining*, Transducers'97, Chicago, IL, Vol.2, 1997, 847-850.
- [25] R.J. Roark, C.W. Young *Formulas of Stress and Strain*, 5th Edition ed. 1975: New York, McGraw-Hill
- [26] W. Stockwell *Bias Stability Measurement: Allan Variance*, Crossbow Technology, <http://www.xbow.com/>



# Abbildungsverzeichnis

1.1	Korrigierender Eingriff der automatischen Fahrdynamikregelung auf ein (a) untersteuerndes und (b) übersteuerndes Fahrzeug . . . . .	12
1.2	Anforderung an das Schwingungssystem: ein definierter Frequenzabstand zwischen den Resonanzfrequenzen der Referenzschwingung $f_R$ und der Messschwingung $f_M$ . . . . .	13
1.3	Verteilung der Frequenzabstände $\Delta f = f_M - f_R$ über einen Wafer (a) in 3D-Darstellung (b) in Draufsicht. Für beide gilt grün = gute Sensoren / rot = Sensoren außerhalb der Spezifikationsgrenzen [20] . . . . .	15
1.4	Amplitudenfrequenzrelation $A(f)$ eines nichtlinearen Schwingungssystems bei unterschiedlichen Drücken $P$ . . . . .	16
1.5	Vergleich von linearer und nichtlinearer Anregung der Referenzschwingung gegenüber der Messschwingung . . . . .	16
1.6	Übersicht der Entwicklungsstufen des Sensorsystems und Zuordnung zu den jeweiligen Kapiteln . . . . .	19
2.1	G.-G. de Coriolis . . . . .	21
2.2	Pendelversuch in Paris (a) von J.B.L. Foucault (1819-1868) (b) . . . . .	22
2.3	Einfluss der Coriolis-Beschleunigung auf einen bewegten Körper . . . . .	23
2.4	Einfluss einer Drehrate auf eine in Vibration befindliche Masse . . . . .	24
2.5	Energieübertragung durch die Corioliskopplung . . . . .	24
2.6	Einzelchwinger . . . . .	25
2.7	Sensor von Murata (a) und dem Himeji Instiute for Technology (b), (beide Japan) . . . . .	26
2.8	Stimmgabel-Prinzip (links) und Stimmgabel-Sensor nach J.Söderkvist (Univ. Uppsala) . . . . .	26

2.9	Stimmgabelsensor mit elektromagnetischem (a) und elektrostatischem (b) Antrieb . . . . .	27
2.10	Coriolisbeschleunigungs-Sensor der Fa. BOSCH . . . . .	28
2.11	Rotationsdrehratensensoren (a) Prinzipskizze (b) Umsetzung durch die Fa. BOSCH . . . . .	29
2.12	Rotationsdrehratensensoren von (a) SAMSUNG und (b) HSG-IMIT . . . . .	29
2.13	Drehratensensor nach dem Weinglasprinzip ohne (a) und mit (b) einwirken- der Drehrate . . . . .	30
2.14	Ringdrehratensensor nach Putty (links) und Ayazi (rechts) . . . . .	30
2.15	Drehratensensor mit kardanischer Aufhängung . . . . .	31
2.16	Einsatzgebiete (a) und Marktentwicklung (b) für die Drehratensensorik . . . . .	34
2.17	Grundprinzip eines Si-basierten Opferschichtprozesses (a,b,c) und Beispiel einer Umsetzung (d) . . . . .	36
2.18	Verkappung auf Gehäuseebene . . . . .	38
2.19	Schematischer Querschnitt eines verkappten Sensors (a) und einzelner Sensor in einem Keramikgehäuse (b) . . . . .	39
3.1	Prinzipskizze des Stimmgabel-Sensorkonzepts . . . . .	41
3.2	Vereinfachte Darstellung der Referenzschwingung (a) und der Messschwin- gung (b) . . . . .	42
3.3	Vergrößerte Aufnahme (a) und Prinzipskizze der Detektionselektroden für die Referenzschwingungsmessung mit Abmaßen (b), Feldlinien (c) und Teil- kapazitäten (d) . . . . .	43
3.4	Kapazitäten der Fingerelektroden (a) und Nichtlinearität in Abhängigkeit der Auslenkung $\Delta x$ . . . . .	45
3.5	Kapazität zwischen Resonatormasse und Gegenelektrode . . . . .	45
3.6	Elektrisches Ersatzschaltbild des Sensors . . . . .	47
3.7	Anregung der Referenzschwingung einer Resonatormasse durch Anlegen von Wechselspannungen an die Elektrodenkämme . . . . .	48
3.8	REM-Fotos von Kammstrukturen zum Antrieb des mikromechanischen Drehr- atensensors . . . . .	49
3.9	Basisgeometrie des Vibrationsdrehratensensors . . . . .	50

3.10 Kraft-Momenten-Verteilung eines Balkens unter Verbiegung entlang der Biegelinie $v$ . . . . .	51
3.11 Schnittgrößen bei einem gebogenen Balken unter Berücksichtigung der Axialkräfte $N$ . . . . .	53
3.12 Federkonstante als Funktion der Auslenkung . . . . .	54
3.13 Eingespannter Balken unter Torsion . . . . .	55
3.14 Druckabhängigkeit des Gütefaktors . . . . .	57
3.15 Modellierung des linearen Schwingungsverhaltens . . . . .	58
3.16 Frequenzgang (oben: Amplitude, unten: Phase) der Referenzschwingung bei einer Resonanzfrequenz von 9kHz und verschiedenen Gütefaktoren . . . . .	59
3.17 Amplituden-Frequenz-Relation (a) und Phasen-Frequenz-Relation (b) der erzwungenen Schwingungen des Duffing-Oszillators . . . . .	61
3.18 Bistabilität der erzwungenen Schwingung des Duffing-Oszillators . . . . .	61
3.19 Gegenüberstellung des Resonanzverhaltens von linearen (a,b) und nichtlinearen Biegeschwingungen (c,d) mit Variation der Anregungskraft . . . . .	63
3.20 Modellierung der Torsionsschwingung als Feder-Masse-System . . . . .	64
3.21 Frequenzgang (oben: Amplitude, unten: Phase) der Messschwingung mit Amplitudenüberhöhung in der Resonanz . . . . .	65
3.22 Übertragungsfunktion des Drehratensensors in Abhängigkeit vom Frequenzabstand $\Delta f = f_M - f_E$ und für verschiedene Gütefaktoren . . . . .	66
3.23 Amplituden-Frequenz-Darstellung des Coriolismoments als Ergebnis der Modulation der Drehrate mit der Referenzschwingung . . . . .	67
3.24 Dämpfung der Seitenbandamplitude bei der Einkopplung von $\Omega(t)$ in das Messschwingungssystem in Abhängigkeit des Abstandes $\Delta f$ von Anregungsfrequenz und Messresonanzfrequenz . . . . .	67
3.25 Empfindlichkeit des Sensorsystems für verschiedene Gütefaktoren und einem Frequenzabstand von (a)0Hz und (b)200Hz . . . . .	68
3.26 Die wichtigsten Kernparameter für die Entwicklung eines Drehratensensor-System . . . . .	69
3.27 Abhängigkeit der Resonanzfrequenz $f_R$ von Schwankungen in der Federbreite . . . . .	73
3.28 Abhängigkeit der Resonanzfrequenz $\omega_M$ von Schwankungen in der Federbreite (a) und in der Strukturhöhe (b) . . . . .	74

3.29	Auswirkung von intrinsischem Stress auf die Federkonstante und Resonanzfrequenz des Biegebalkens . . . . .	75
3.30	Verwölbung des Sensors aufgrund eines Stressgradienten im Strukturmaterial	76
3.31	Maximale Verbiegung (a) und Abweichung der Resonanzfrequenzen (b) in Abhängigkeit des Stressgradienten . . . . .	77
3.32	Skizze der Prozesskammer eines Hochratenäzters mit Verlauf des Ionenstroms aus dem Plasma . . . . .	78
3.33	Symmetrischer (a,b) und assymetrischer (c) Kantenverlauf der Biegefedern	78
3.34	Vergleich der Referenz- zur Torsionsschwingung . . . . .	79
3.35	Modell zweier Schwingungssysteme mit parasitärer mechanischer Kopplung $k_C$ . . . . .	80
3.36	Resonanzverhalten der beiden Hauptschwingungsmoden unter dem Einfluss einer mechanischen Kopplung . . . . .	81
3.37	Frequenzverschiebung durch elektrostatisches Trimmen . . . . .	82
3.38	Elektrische Federkonstante (a) und resultierende Frequenzverschiebung (b) der Messschwingung in Abhängigkeit der Trimmspannung . . . . .	83
3.39	Verteilung der elektrischen Feldlinien im Bereich der Antriebskämme . . .	84
3.40	Meshing (a) und statische Stress-Simulation (b) einer einfachen Balkenanordnung . . . . .	84
3.41	Simulierte Resonanzbewegung der Referenzschwingung (a) und der Torsionsschwingung (b) . . . . .	85
3.42	Simulation der parasitären Schwingungsmoden - (a) Parallelmode (b) Butterflymode . . . . .	86
3.43	Abhängigkeit der Schwingungsmoden von der Breite $b_B$ und Länge $l_B$ des Biegebalkens . . . . .	87
3.44	Abhängigkeit der Schwingungsmoden von der Breite $b_T$ und Länge $l_T$ des Torsionsbalkens . . . . .	88
3.45	Abhängigkeit der Schwingungsmoden vom Abstand $d_T$ der Torsionsbalken untereinander . . . . .	88
3.46	Trennung von Parallel- und Antiparallelmode durch Variation der Biegebalkenlänge $l_B$ und der Torsionsbalkenlänge $l_T$ . . . . .	89
3.47	REM-Foto des oberflächenmikromechanischen Drehratensensors . . . . .	91

4.1	Grobe Unterteilung des Drehratensensor-Systems . . . . .	93
4.2	Blockschaltbild der Anregungselektronik des Drehratensensor-Systems . . .	94
4.3	Elektroden zur Anregung der Messschwingung . . . . .	94
4.4	Spannungsgesteuerter Oszillator (VCO) - (a) Blockschaltbild (b) Übertra- gungsfunktion . . . . .	95
4.5	Detektion der Resonanzfrequenz der Messschwingung durch Amplitudenver- gleich . . . . .	96
4.6	Ablaufdiagramm des Einfahrvorgangs zum Antrieb des Drehratensensors .	96
4.7	Kapazitäts-Spannungs-(CA-)Wandler . . . . .	97
4.8	Modulation der Kapazitätsänderung im Frequenzbereich . . . . .	98
4.9	Synchrone Demodulation im Frequenzbereich . . . . .	99
4.10	C/V-Wandler mit anschließender synchroner Demodulation . . . . .	99
4.11	Synchrone Demodulation im Zeitbereich . . . . .	100
4.12	Blockschaltbild der Ausleseelektronik des Drehratensensor-Systems . . . .	101
4.13	Thermische Ladungsträgerbewegung in einem Widerstand (a) und der re- sultierende Spannungsverlauf über die Zeit . . . . .	102
4.14	Rauschleistungsdichte mit $1/f$ -Abfall über die Frequenz . . . . .	103
4.15	Rauschersatzschaltbild des Ladungsverstärkers . . . . .	104
4.16	Verstärkung des Quellenrauschens im Ladungsverstärker im Frequenzbe- reich mit $C_f$ als Verstärkungsfaktor ( $R_f = 10M\Omega, C_s = 2pF$ ) . . . . .	105
4.17	Verstärkung des Widerstandsrauschens des Ladungsverstärkers im Frequenz- bereich . . . . .	106
4.18	Funktionsblöcke des Sensors zur Umsetzung in ein Verhaltensbeschreibungs- modell . . . . .	107
4.19	Frequenzgang (oben: Amplitude, unten: Phase) der Referenzschwingung bei einer Resonanzfrequenz von 9kHz und verschiedenen Gütefaktoren . . . . .	109
4.20	Amplitudenverlauf von Referenz-(oben) und Messschwingung (unten) als Funktion der Frequenz . . . . .	109
4.21	Drehratensensor und Systemelektronik in der Entwurfsumgebung zur Simu- lation des Gesamtsystems . . . . .	111
4.22	Simulierte zeitliche Signalverläufe des Sensorsystems . . . . .	112
4.23	Simulierte zeitliche Signalverläufe des Sensorsystems . . . . .	113
4.24	Simulierte zeitliche Signalverläufe des Sensorsystems . . . . .	113

4.25	Systemelektronik umgesetzt in $0.8\mu\text{m}$ -CMOS-Technologie . . . . .	114
5.1	Aufbau von Sensor und ASIC in einem Keramikgehäuse . . . . .	115
5.2	Computergesteuerter Messplatz mit Drehtisch . . . . .	116
5.3	Lateralschwinger als Testresonator für den Abgleich mit der Simulation . .	117
5.4	Ergebnisse der Resonanzvermessung von Testresonatoren in Abhängigkeit der Balkenbreite . . . . .	117
5.5	Frequenzspektrum der Referenzschwingung . . . . .	119
5.6	Frequenzspektrum der Messschwingung . . . . .	120
5.7	Ausbildung des nichtlinearen Resonanzplateaus der Referenzschwingung . .	121
5.8	Abbruchfrequenz $f_C$ der Nichtlinearität als Funktion der Amplitude der An- regungsspannung $U_E$ . . . . .	122
5.9	Signalverlauf bei der Gütefaktorvermessung . . . . .	123
5.10	Vergleichsmessung zur Bestimmung des Unterdrucks . . . . .	124
5.11	Ausgangsspannung und Linearitätsfehler des Sensorsystems für verschiedene Drehraten . . . . .	125
5.12	Gemessenes Frequenzspektrum für eine Drehrate von $\Omega(t) = 10^\circ/\text{s} \cdot \sin(2 \cdot$ $\pi \cdot 5\text{Hz})$ . . . . .	126
5.13	Frequenzspektren für Drehraten mit verschiedenen Modulationsfrequenzen $f_\Omega$	127
5.14	Driftverhalten des Drehratensignals über die Zeit . . . . .	128
5.15	Allan-Varianz des Drehratensignals zur Ermittlung der Bias-Stabilität . . .	129
A.1	Ausschnitt aus dem VerilogA-Quelltext zur Beschreibung eines Drehraten- sensors - Definition der externen Knoten . . . . .	136
A.2	Bauelement-Symbol des Drehratensensors als Teil einer Systemsimulation .	137
A.3	Eingabemaske des Drehratensensorsymbols . . . . .	137
A.4	Ausschnitt aus dem VerilogA-Quelltext zur Beschreibung eines Drehraten- sensors . . . . .	138

# Tabellenverzeichnis

1.1	Zielspezifikationen des zu entwickelnden Drehratensensorsystems . . . . .	18
2.1	Industrialisierte Konzepte (Stand 2006) . . . . .	32
2.2	Absatzzahlen für Drehratensensoren aufgeteilt nach den wichtigsten Einsatzgebieten . . . . .	35
3.1	Übersicht über die wichtigsten Kapazitäten des Sensor-Ersatzschaltbilds . .	47
3.2	Zusammenfassung der wichtigsten Basisparameter für den Systementwurf .	71
3.3	Kenngößen des oberflächenmikromechanischen Prozesses . . . . .	86
3.4	Simulierte Kenngößen des Sensors . . . . .	90
4.1	Rauschparameter . . . . .	103
5.1	Gegenüberstellung von Simulations- und Messwerten mikromechanischer Testresonatoren . . . . .	118
5.2	Vergleich der Werte aus Simulation und Messungen . . . . .	120

*In Gedenken an meinen Vater (2002†)*