

Entwurf eines Rotationssensors in dreischichtiger, CMOS-kompatibler Silizium-Oberflächen-Mikromechanik

Dem Fachbereich Elektrotechnik und Informationstechnologie
der Universität Paderborn

zur Erlangung des akademischen Grades eines
Doktor-Ingenieurs (Dr.-Ing.)
vorgelegte Dissertation

von
Dipl.-Ing. Philipp Wilhelm Sasse
aus Aachen

Paderborn, November 2002

As we go down in size, there are a number of interesting problems that arise.

(Richard P. Feynman, 1959)

Inhaltsverzeichnis

1 Einleitung	1
1.1 Motivation der Arbeit	1
1.2 Zielsetzung und Aufbau	2
2 Stand der Technik	7
2.1 Detektionskonzept	7
2.2 Prozeßtechnik der Oberflächenmikromechanik	10
2.3 Antriebsprinzip	12
2.4 Meßprinzip	17
3 Problemanalyse für das Sensorkonzept	23
3.1 Vorgehensweise	23
3.2 Hilfsmittel	23
3.2.1 Simulationen	23
3.2.2 Analytische Berechnungen	25
3.2.3 Messungen	26
3.3 Störeinflüsse	27
3.3.1 Mechanische Störeinflüsse	27
3.3.2 Elektrische und elektromechanische Kopplung	31
3.3.3 Störeinflüsse innerhalb der Auswertung	32

4 Entwicklung des mechanischen Designs	35
4.1 Strategien für die Maximierung von Einzelfaktoren	35
4.1.1 Antriebsmoment	35
4.1.2 Driveschwingung	41
4.1.3 Senseschwingung	43
4.1.4 Detektionsladung	46
4.1.5 Verhältnis von Sense- zu Driveresonanzfrequenz	48
4.2 Dimensionierung des mechanischen Designs	55
5 Regelungstechnisches Konzept des Sensors	61
5.1 Durchführung der Simulationen des Gesamtsystems	61
5.2 Funktionsblöcke	64
5.2.1 Eingangsstufen	64
5.2.2 Antriebsregelung	66
5.2.3 Regelung der Senseresonanzfrequenz	69
5.2.4 Gegenkopplung	71
6 Zusammenfassung	83
7 Ausblick	87
A Anhang	89
A.1 Verwendete Formelzeichen	89
A.2 Herleitung des Coriolismomentes	90

1 Einleitung

1.1 Motivation der Arbeit

Am 21. Oktober 1997 vollzog der schwedische Automobiltester Robert Collin – wie schon oft zuvor – die typische Reaktion eines Autofahrers nach, der plötzlich einen Elch auf der Fahrbahn vor sich sieht: ruckartiges Ausweichen und ebenso rasches Gegenlenken. Doch statt wenigstens einigermaßen beherrschbar zu bleiben, kippte der Testkandidat an jenem Tag um: die A-Klasse von Mercedes-Benz. Den zuständigen Ingenieuren waren zur Behebung des peinlichen Zustandes enge Grenzen gesetzt: ein etwas härteres Fahrwerk, leicht verbreiterte Spur, doch der kurze Radstand und der hohe Schwerpunkt waren durch das Fahrzeugkonzept vorgegeben. Daher wurde auf aktive Fahrwerkstabilisierung gesetzt: das *Elektronische Stabilitäts-Programm* (ESP) von Bosch vergleicht den Lenkeinschlag und die Geschwindigkeit der Räder mit der Fahrzeugdrehung und kann einem darüber detektierten Schleudern durch Einzelradabbremsung entgegenwirken.

So bescherte der sogenannte “Elchtest” der A-Klasse der Welt nicht nur viele spöttische Witze, sondern verwandelte auch einen Nischenmarkt in einen Massenmarkt, denn ESP war zunächst für Fahrzeuge der Oberklasse gedacht, erhielt durch die unfreiwillige Einführung in der A-Klasse aber zunehmend Einzug in die Mittelklasse und gehört heute beispielsweise zur Serienausstattung des VW Golf. Möglich wurde das unter anderem dadurch, daß der Rotationssensor¹, der die Fahrzeugdrehung detektiert, in kostengünstig produzierbarer Mikromechanik hergestellt wird².

¹auch Drehratensensor oder Gyroskop genannt. In dieser Arbeit wird – wie in der Literatur üblich – einfach von einem *Sensor* gesprochen, obwohl es sich im Sinne von DIN 16086 um ein *Sensorsystem* handelt, da eine aktive Signalaufbereitung stattfindet.

²Das ESP benutzte bis 1998 einen 210 g schweren und 120 cm³ großen Rotationssensor mit einem schwingenden Stahlzylinder. Obwohl keine veröffentlichten Angaben über die Fertigungskosten vorliegen, ist der Kostennachteil dieser herkömmlich montierten Struktur offensichtlich (vgl. [Sch98]).

Bei der Mikromechanik, genauer bei der *Silizium-Oberflächen-Mikromechanik*³, wird der Entwicklungsprozeß eines Mikrochips modifiziert, um mechanische Strukturen an dessen Oberfläche zu realisieren. Beispielsweise lassen sich aus einer Siliziumschicht, die auf einer später wegzuätzenden Opferschicht abgeschieden wird, bewegliche Strukturen wie Federn und Membranen herstellen. Der Ablauf eines Herstellungsprozesses der Oberflächenmikromechanik wird in Abschnitt 2.2 dargestellt.

Ein etabliertes Beispiel für ein mikromechanisches Element ist der Beschleunigungssensor, bei dem die Auslenkung einer freigeätzten Feder-Masse-Struktur kapazitiv gemessen und von der auf demselben Chip untergebrachten Schaltung ausgewertet wird, um beispielsweise ab einer bestimmten detektierten Beschleunigung einen Airbag auszulösen. Die ersten derartigen, in einem BiCMOS-kompatiblen Prozeß hergestellten Sensoren wurden bereits 1992 von *Analog Devices* auf den Markt gebracht (vgl. [CTS93]).

Mittlerweile gelang auch die Produktion von Rotationssensoren in Mikromechanik, wie sie auch im ESP eingesetzt werden. Der sprunghaft ansteigende Bedarf für Fahrdynamikregelungen übt jedoch gemeinsam mit wachsender Nachfrage nach RotationsSENSOREN in anderen Bereichen der Automobilelektronik (z. B. Navigationssysteme und Überschlagsairbags) oder auch in der Unterhaltungselektronik (z. B. für Verwacklungskorrekturen von Videokameras) einen gesteigerten Kostendruck aus.

Die Bemühungen um reduzierte Herstellungskosten bei möglichst weiter sinkendem Gewicht und Volumen sowie gesteigerter Meßgenauigkeit und Zuverlässigkeit hat in den letzten Jahren eine Reihe konkurrierender Ansätze und Konzepte unterschiedlicher Forschungseinrichtungen und Hersteller hervorgebracht, die sich teilweise schon als Prototypen bewährt haben. Dieser Hintergrund bildet die Basis, um einen neuartigen, weitergehenden Entwicklungsschritt zu wagen.

1.2 Zielsetzung und Aufbau

In dieser Arbeit soll auf der Grundlage einer im Entwicklungsstadium befindlichen neuen mikromechanischen Prozeßtechnologie der *Infineon Technologies AG* ein optimiertes

³Bei der teureren und weniger flexiblen *Volumenmikromechanik* (oder *Bulk-Mikromechanik*) wird der Siliziumwafer von beiden Seiten geätzt, bis nur die mechanische Schicht übrig bleibt. Dieses Verfahren ist also nicht CMOS-kompatibel, benötigt lange Ätzzeiten und spätere Montage der Mechanik auf einen anderen Chip. Für eine Gegenüberstellung von Oberflächen- und Volumenmikromechanik und deren Kombination siehe [GDH⁺00, Seite 214 ff].

Sensorkonzept entwickelt werden, das den folgenden, für den typischen Einsatzbereich relevanten Anforderungen entspricht:

- preisgünstige Massenproduktion durch Vermeidung kostenintensiver Fertigungsschritte
- eine Auflösung von $0,1^\circ/\text{s}$ bei 10 Hz Bandbreite und $\pm 100^\circ/\text{s}$ Betriebsbereich (vgl. [BB98, 1.5.2], [YAN98, III.A])
- Betriebsbereitschaft innerhalb einer Sekunde
- Toleranz gegenüber Fertigungsschwankungen ohne individuellen Abgleich
- Robustheit gegenüber praxisrelevanten Einflüssen wie Erschütterungen, Temperaturschwankungen oder Alterung

Der erste Punkt entspricht einer grundsätzlichen Zielsetzung der Forschung und Entwicklung im Bereich der Mikromechanik: bei der Herstellung sollen möglichst viele aufwendige mechanische Fertigungsschritte durch prozeßtechnische Verfahren ersetzt werden, wie sie in der Halbleitertechnologie seit vielen Jahren bewährt sind.

Einige typische Fragestellungen für ein kostenoptimiertes Konzept, die in dieser Arbeit beachtet werden, seien hier genannt:

- Befinden sich Mechanik und Auswertungsschaltung auf demselben Chip oder sind zusätzliche Schritte erforderlich, bei denen die nötigen Verbindungen zweier getrennter Chips hergestellt werden müssen, z. B. durch Bonden oder *Flip-Chip*-Technologie?
- Wie viele zusätzliche Prozeßschritte werden gegenüber einem herkömmlichen CMOS-Prozeß benötigt und wie aufwendig sind diese in die bewährten Prozesse zu integrieren?
- Wie dick sind die mechanischen Schichten und wie zeit- und kostenaufwendig damit ihr Freiatzen?
- Wie groß ist die mechanische Struktur, d. h. ist sie gegenüber der Schaltungstechnik flächenbestimmend?
- Muß der Chip im Anschluß an die Herstellung unter Unterdruck gekapselt werden, damit die Dämpfung der mechanischen Schwingung reduziert wird?
- Ist die Mechanik hinreichend robust gegenüber Fertigungsschwankungen, damit die Ausbeute pro Wafer hoch bleibt?
- Bedarf der Chip eines individuellen Abgleichs nach der Herstellung, um Fertigungsschwankungen zu kompensieren?

Unter diesen Gesichtspunkten soll die Eignung der neuen Prozeßtechnologie für einen fortgeschrittenen Rotationssensor überprüft und ein Konzept entwickelt werden, wie diese Technologie optimal genutzt werden kann. Dabei ist direkt von in der Praxis anzutreffenden Gegebenheiten auszugehen, etwa nichtideal Spannungsversorgung, mechanischen Störungen des Gesamtsystems oder Materialalterung.

Ziel ist die Entwicklung eines Sensors für Drehungen um eine in der Chipebene liegende Achse, im Gegensatz zu sogenannten *z*-Rotationssensoren, die Drehungen um eine senkrecht auf der Chipebene stehende Achse detektieren. Letztere stellen gemäß [BOH⁺99] einen einfacher zu entwickelnden Spezialfall dar, da sie sich auch ganz mit „klassischen“ mikromechanischen Strukturen realisieren lassen, bei denen alle Bewegungen innerhalb derselben Schicht stattfinden (vgl. [PLOC98, BOH⁺99, CHH96]).

Die Arbeit beginnt mit einem Überblick über den Stand der Technik bei den wichtigsten grundsätzlichen Teilaufgaben der Entwicklung eines Rotationssensors:

- mit welchem Konzept soll die Rotation detektiert werden,
- welche Prozeßtechnologie soll zum Einsatz kommen,
- wie soll der Antrieb realisiert werden und
- wie soll die Messung erfolgen?

Dabei wird jeweils auf die prinzipiellen Gemeinsamkeiten und Unterschiede der einzelnen Ansätze eingegangen, die den hier konzipierten Sensor auszeichnen.

Das dritte Kapitel untersucht einerseits die Hilfsmittel, die für die Entwicklung zur Verfügung stehen, und beschäftigt sich andererseits mit den Störeinflüssen, die in Betracht gezogen werden müssen. Aufgrund dieser Störeinflüsse werden dann Kriterien aufgestellt, die beim Entwurf des Sensorelementes sowie der Schaltungstechnik zu berücksichtigen sind.

Basierend auf den in Kapitel 2 dargestellten Voraussetzungen und den im dritten Kapitel untersuchten Kriterien wird im vierten Kapitel zunächst ein mechanisches Konzept für das Sensorelement entwickelt. Dabei werden die konzeptionellen Überlegungen sowohl durch analytische Berechnungen als auch durch FEM-Simulationen gestützt.

Das fünfte Kapitel widmet sich dem regelungstechnischen Konzept und der Schaltungstechnik des Rotationssensors. Dabei wird vor allem auf Simulationen zurückgegriffen, die auch Abschätzungen über die Leistungsfähigkeit des Gesamtkonzeptes erlauben. Darüber hinaus wird ein Plan für die Durchführungen von Messungen als wichtige Ergänzung zu den Simulationen vorgestellt.

Die Arbeit schließt mit einer Zusammenfassung im sechsten Kapitel, die den erreichten Stand des Projektes bewertet, und einem Ausblick im siebten Kapitel, der die Aufgaben für die weitere Entwicklung aufzeigt sowie den Projektstatus in den wissenschaftlichen und wirtschaftlichen Kontext anderer Entwicklungsprojekte einordnet.

2 Stand der Technik

2.1 Detektionskonzept

Es gibt prinzipiell zwei mechanisch realisierbare Ansätze, aus einem bewegten System heraus dessen Rotation um eine Achse zu messen: zum einen durch Messung der Radialbeschleunigung, zum anderen über den Corioliseffekt.

Die einfachste Anordnung zur Messung der Radialbeschleunigung wäre die Messung der Beschleunigung in x -Richtung in zwei Punkten auf der x -Achse. Da sich die gemessene Beschleunigung $a_{x,n} = a_x + \omega_{yz}^2 x_n$ jeweils aus der Transversalbeschleunigung und der Zentrifugalbeschleunigung zusammensetzt, ergibt sich die Rotation dann aus der Differenz der gemessenen Beschleunigungen: $\omega_{yz} = \sqrt{\frac{a_{x,1}-a_{x,2}}{x_1-x_2}}$; über solche Beschleunigungsaufnehmer in den drei Raumachsen ließen sich die Anteile der Rotationen um die einzelnen Drehachsen separieren. Da auf einem Mikrochip der Abstand $x_1 - x_2$ der Beschleunigungssensoren allenfalls wenige Millimeter betragen kann, wäre es dazu nötig, die bei Anwendungen im Automobilbereich sehr kleine Differenz relativ großer Beschleunigungswerte zu messen. Eine für diese Anwendungen ausreichende Meßgenauigkeit der Sensoren ließe sich auf diese Art nach heutigem Kenntnisstand nicht erreichen.

Daher benutzen die veröffentlichten Konzepte von Rotationssensoren den Corioliseffekt zur Detektion: eine bewegte Masse behält bei Drehung ihres Inertialsystems ihre absolute Bewegung bei, ändert also relativ zum System die Bewegungsrichtung. Die wohl bekannteste Form dieser Detektion stellt das Pendel dar, mit dem Foucault 1861 die Erddrehung demonstrierte: ein auf der Erdoberfläche schwingendes Pendel ändert seine Schwingungsrichtung gegenüber dem Inertialsystem unter dem Einfluß der Erdrotation.

Es ist also notwendig, eine Masse in Bewegung zu versetzen; eine Rotation, Schwingung oder Drehschwingung kommt dafür in Frage¹. Die Rotation wird im klassischen Kreiselkompaß eingesetzt, weil sie den höchsten Impuls und damit das stärkste Meßsignal liefert. Ein frei drehendes Element lässt sich im mikromechanischen Prozeß jedoch (noch) nicht realisieren².

Gegen eine Translationsschwingung spricht die störende Überlagerung translatorischer Beschleunigungen, wie sie gerade im automobilen Anwendungsbereich auftreten. Prinzipiell können solche Störungen zwar durch die Detektionsschaltung ausgefiltert werden, soweit sie außerhalb der Arbeitsfrequenz liegen, doch durch die Nichtlinearitäten der Federaufhängung und der möglichen Detektionsmethoden hätte eine solche Überlagerung auch Einfluß auf die gemessene Amplitude der zu detektierenden Schwingung. Eine schaltungstechnische Kompensation dieses Effektes erscheint u. a. angesichts der Exemplarstreuungen mikromechanischer Federn nicht erfolgversprechend. In Publikationen zu Rotationssensoren mit Translationsschwingern (z. B. [BOH⁺99, OLB⁺98, PLOC98, TKFS00]) finden sich auch keine Angaben bezüglich Erschütterungsfestigkeit.

Es gibt zwei Ansätze, solche Störungen bereits auf der mechanischen Ebene zu kompensieren: entweder durch einen Drehschwinger oder durch ein Paar von spiegelsymmetrischen Translationsschwingern, die gegenphasig angeregt werden. Letzteres Prinzip wird bei Rotationssensoren nach dem *Stimmgabelprinzip* angewandt: typischerweise werden dabei die beiden Hälften der stimmgabelartigen Struktur in eine Schwingung aufeinander zu versetzt, die bei einer Drehung über die Corioliskraft dazu senkrechte Schwingungen anregt, die wiederum gegenphasig sind; bei einer Messung des Differenzsignals würden sich translatorische Störungen also kompensieren. Das Prinzip zeigt Abbildung 2.1.

Bei einem Rotationsschwinger würde durch den Corioliseffekt ebenfalls eine Rotationschwingung angeregt, womit auch in diesem Fall überlagerte Translationsbeschleunigungen aus geometrischen Gründen kompensiert werden. Obwohl das Funktionsprinzip

¹Außergewöhnliche Ansätze wie Oberflächenwellen zur Detektion bei [KFTH98] sind letztlich nur Spezialfälle, bei denen ebenfalls die Corioliskraft auf schwingende Partikel wirkt.

²Mechanisch und schaltungstechnisch wäre es durchaus denkbar, einen ladungsbehafteten Rotor elektrostatisch gegen Erdbeschleunigung und Erschütterungen zu stabilisieren und durch bewegte elektrische Felder in Rotation zu versetzen. Der Ätzprozeß wird jedoch in absehbarer Zeit keine Strukturen ohne jede Aufhängung erlauben. Einen Ansatz für einen frei drehenden mikromechanischen Rotor aus Aluminium beschreibt [YWSM96].

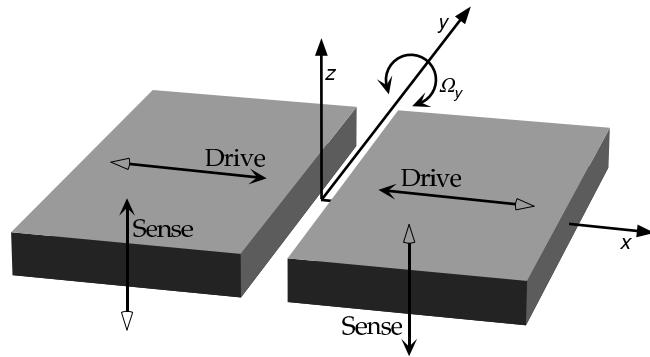


Abbildung 2.1: Funktionsprinzip der Rotationsdetektion nach dem Stimmgabelprinzip

zip beider Varianten verwandt ist, sind im Detail doch sehr unterschiedliche Probleme zu lösen, weshalb sich diese Arbeit auf einen der beiden Ansätze beschränken muß.

Für die Entscheidung zugunsten des Drehschwingers war es ausschlaggebend, daß bisherige Ansätze nach dem Stimmgabelprinzip stets piezoresistive Detektion mit ihrer problematischen Temperaturabhängigkeit verlangten (z. B. [VBF⁺97] und [GGR99]) oder auf aufwendige Produktionsverfahren angewiesen waren (z. B. [BCK⁺93] mit einem Silizium-auf-Glas-Prozeß oder [LGG⁺97] mit einem externen Permanentmagneten für eine besonders große, elektromagnetisch angeregte Antriebsschwingung).

Daher verfolgt diese Arbeit den Ansatz eines Drehschwingers, dessen beide Rotationen durch den Corioliseffekt gekoppelt sind. Diese Kopplung ist proportional zur Drehung, aus der Amplitude der zweiten Drehschwingung läßt sich also direkt das Meßsignal gewinnen.

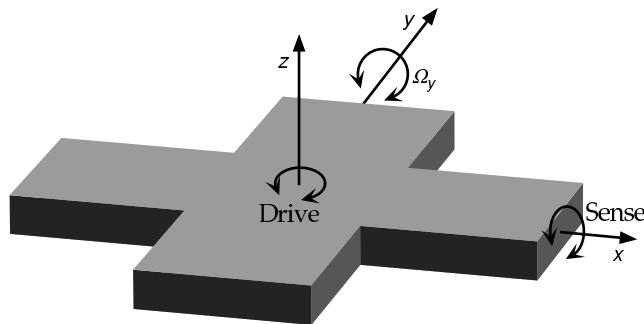


Abbildung 2.2: Funktionsprinzip der Rotationsdetektion mit einem Drehschwinger

Abbildung 2.2 zeigt den schematischen Aufbau; die angetriebene Schwingung φ_D wird im folgenden, entsprechend der üblichen Nomenklatur (vgl. [YAN98, III.B]), *Drive-*

schwingung genannt, die z -Achse entsprechend *Driveachse*. Durch die zu messende Winkelgeschwindigkeit Ω_y des Inertialsystems um die y -Achse bildet sich eine *Senseschwingung* φ_S um die x -Achse (*Senseachse*) aus.

2.2 Prozeßtechnik der Oberflächenmikromechanik

In der Mikromechanik werden sehr unterschiedliche Prozeßtechnologien eingesetzt, die in den Schichtdicken, den erreichbaren Strukturgrößen, den Materialien und Ätzverfahren erheblich voneinander abweichen; einen Überblick über die Verfahren bietet z.B. [BB98, Kapitel 1.4].

Das im vorausgehenden Abschnitt beschriebene Konzept beruht auf der Detektion einer Schwingung aus der Chipoberfläche heraus und erfordert für die angestrebte Kompen-sation translatorischer Störbeschleunigungen einen symmetrischen Aufbau mit einer Boden- und einer Deckelelektrode, also eine dreischichtige Mikromechanik. Nach diesem Prinzip wurde schon 1997 an der Universität Tohoku (Japan) ein Rotationssensor gebaut, allerdings in einem aufwendigen Verfahren, bei dem eine in Volumenmikromechanik hergestellte Polysiliziumschicht zwischen zwei mit Elektroden versehenen Glasplatten montiert wird (siehe [OMK00, Seite 98]).

[TKFS00] nutzt einen Prozeß mit drei dünnen Polysiliziumschichten für einen Rotationssensor mit Transversalschwinger, allerdings ohne die Möglichkeit, die Deckelschicht in mehrere Elektroden aufzuteilen. Dies wäre aber für einen Drehschwinger sowie für den Betrieb in einem geschlossenen Regelkreis nötig.

Die hier betrachtete Prozeßtechnologie soll eine bereits im mikromechanischen Prozeß gedeckelte Struktur mit mehreren isolierten Elektroden ermöglichen, mit der erstmals die Vorteile eines Rotationsschwingers, einer Kapselung im mikromechanischen Prozeß sowie der Detektion in einem geschlossenen Regelkreis kombiniert werden können.

Abbildung 2.3 zeigt die einzelnen Schritte der beabsichtigten Prozeßtechnologie. Eine Polysiliziumschicht aus dem gewöhnlichen CMOS-Prozeß, die im Schaltungstechnikteil des ICs z. B. zur Realisierung von Kapazitäten und Widerständen genutzt wird, dient gleichzeitig als unterste Schicht für die Mikromechanik (a). Darauf wird eine Oxidschicht aus Tetraethylorthosilikat (TEOS) abgeschieden und eben abgeschliffen (b), die als Opferschicht dient, also die darauffolgende Polysiliziumschicht bei deren Abscheidung trägt, gegen Ende des Prozesses aber unter ihr wieder entfernt wird. Unterhalb der nichtbeweglichen Strukturen und unter den Stützen, die den Deckel über den

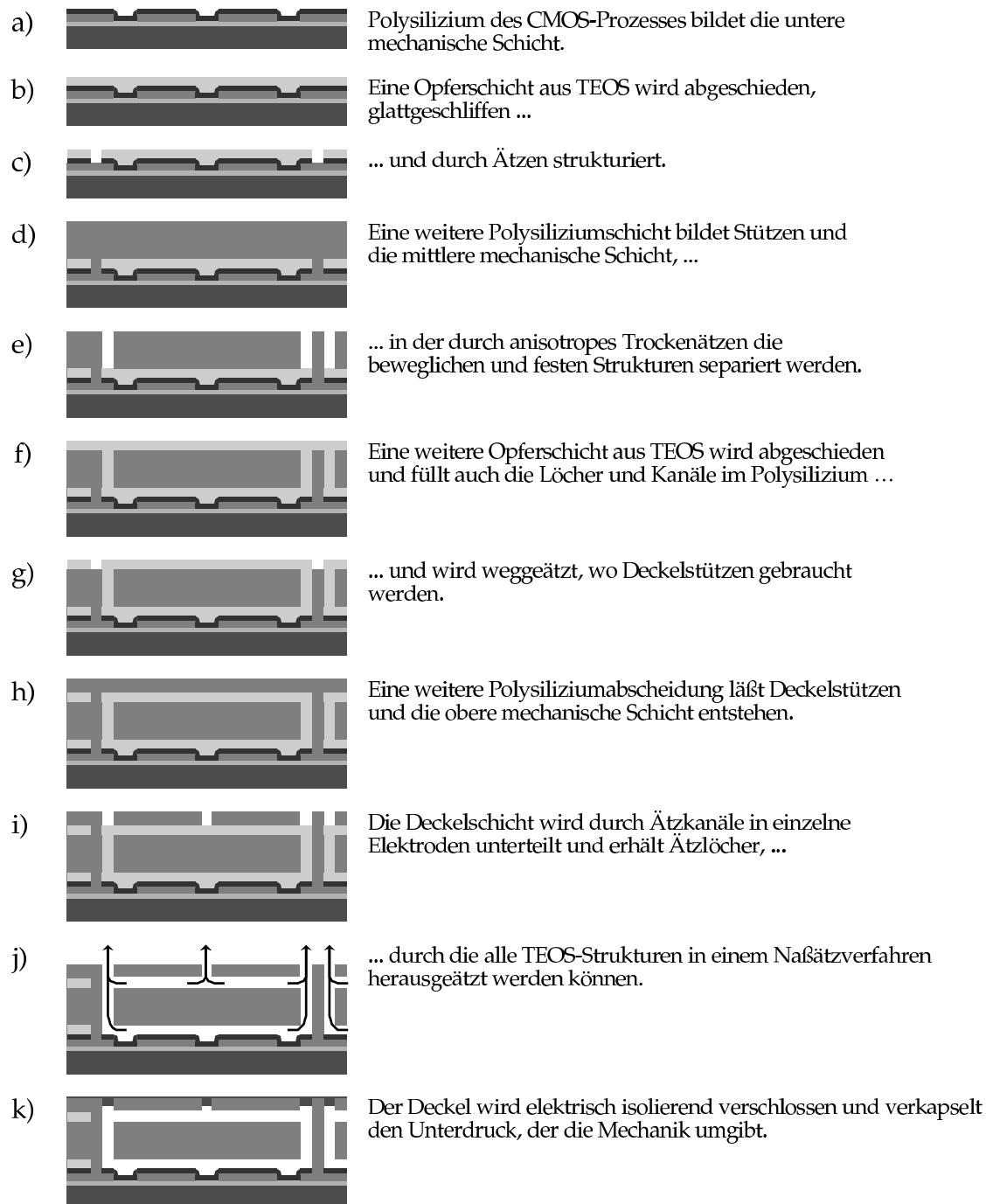


Abbildung 2.3: Die wesentlichen Schritte des mikromechanischen Prozesses

beweglichen Strukturen tragen müssen, ist eine Unterätzung nicht gewünscht. Dort werden Löcher und Kanäle in die Opferschicht geätzt (c), die bei der Abscheidung der nächsten Polysiliziumschicht aufgefüllt werden, so daß in der Ebene der Opferschicht bleibende Stützen entstehen (d).

Anschließend wird auch diese Schicht durch ein Trockenätzverfahren strukturiert (e), wobei in größeren Flächen der beweglichen Struktur auch Ätzlöcher vorgesehen werden müssen, durch die später die darunterliegende Opferschicht weggeätzt werden kann. Die entstandenen Löcher werden beim Abscheiden einer weiteren Opferschicht aufgefüllt (f); in diese Schicht werden wiederum Löcher geätzt (g), in denen schließlich Polysilizium für die Stützen abgeschieden wird, die die oberste mechanische Schicht tragen (h).

In die Deckelschicht werden dann Löcher geätzt (i)³, durch die in einem isotropen Naßätzverfahren alle Opferschichtstrukturen entfernt werden können, wodurch in der mittleren Polysiliziumschicht bewegliche Strukturen zurückbleiben (j). Im letzten mikromechanischen Prozeßschritt werden die Ätzlöcher oberflächlich verschlossen (k), so daß die beweglichen Strukturen relativ gasdicht gekapselt sind und sich die aufwendige, in der Mikromechanik aber bisher notwendige Vakuumkapselung des fertigen Chips erübrigt. Zum Verschließen von Ätzlöchern und Gräben in der obersten Schicht wird isolierendes Oxid verwendet, so daß sich auch mehrere, von einander isolierte Elektroden innerhalb des Deckels realisieren lassen.

2.3 Antriebsprinzip

Das Sensorelement stellt ein gedämpftes, mechanisches Resonanzsystem dar. Als Federn dienen dabei einfache Siliziumstege, die innerhalb der mittleren mechanischen Schicht die beweglichen Strukturen mit den unbeweglichen verbinden. Je nach Drehachse können sie als Biegebalken oder Torsionsbalken funktionieren und verhalten sich in erster Näherung als lineare Federn mit einer Momentensteifigkeit $K = \frac{M}{\varphi}$. Für das

³An dieser Stelle wird zugunsten der Übersichtlichkeit auf die Darstellung weiterer Prozeßschritte verzichtet, die das sogenannte *Sticking* vermeiden sollen. Bei der Trocknung der Ätzflüssigkeit im Anschluß an das Entfernen der Opferschicht können die beweglichen Teile der Mechanik ausgelenkt werden und durch Adhäsion so stark an den unbeweglichen Strukturen anhaften, daß sie später nicht mehr in die Ausgangslage zurückkehren. Zur Vermeidung dieses *Sticking* genannten Effektes werden bewegliche Teile vor dem vollständigen Entfernen der Opferschicht an einigen Stellen mit Stöpseln aus Photolack fixiert, die im Anschluß an das Naßätzverfahren entfernt werden können. Ausführlich behandelt wird das Stickingproblem z. B. bei [Rum01].

System gilt das Momentengleichgewicht

$$M_D = K_D \varphi_D + D_D j\omega \varphi_D + J_D (j\omega)^2 \varphi_D$$

mit dem effektiven Antriebsmoment M_D , dem Reibungsmoment D_D und dem Massenträgheitsmoment J_D . Es bildet sich also eine Driveschwingung

$$\varphi_D = \frac{M_D}{K_D + j\omega D_D - \omega^2 J_D} \quad (2.1)$$

aus. Es liegt nahe, die Amplitude zu maximieren, indem als Antriebsfrequenz

$$\omega = \sqrt{\frac{K_D}{J_D}} = \omega_D$$

gewählt wird, der Antrieb also resonant erfolgt. Aufgrund der nicht hinreichend reproduzierbaren Resonanzfrequenz (vgl. [OLB⁺98], [YAN98, III.B]) ist dazu eine Frequenzregelung für den Antrieb nötig, die in Abschnitt 5.2.2 besprochen wird.

Zur Erzeugung des Antriebsmoments kommen theoretisch elektrostatische, elektromagnetische (z. B. [GGR99]), thermische (z. B. [FMK⁺97], vgl. auch [Hil95, Seite 72]) oder piezoelektrische Kräfte in Frage.

Elektrostatische Anregung erfordert kleine Strukturabstände, um hohe Kräfte zu erzeugen. Die beabsichtigte Prozeßtechnologie ermöglicht Ätzkanäle von etwa einem Mikrometer Breite, was bereits sehr große Kräfte ermöglicht. Allerdings führen die kleinen Abstände auch zu einer erhöhten Dämpfung (vgl. [BB98, Kapitel 1.3.2]).

Bekannte Ansätze für Rotationssensoren mit elektromagnetischer Anregung (z. B. [GGR99, LGG⁺97]) sind auf ein externes Magnetfeld angewiesen, das einen erheblichen Kostenfaktor darstellt und deshalb für ein kostenoptimiertes Konzept ausscheidet.

Thermische Anregung erreicht zwar auch hohe Frequenzen, produziert aber eine erhebliche Verlustleistung. Eine Erwärmung verursacht allerdings zusätzliches unerwünschtes Rauschen in der Mechanik und der Auswertungsschaltung.

Piezoelektrische Anregung erfordert bei der siliziumbasierten Oberflächenmikromechanik aufwendige Änderungen am CMOS-Prozeß, um die notwendigen piezoelektrischen Schichten abzuscheiden, und findet deshalb gemäß [BB98, Kapitel 1.3.2] vor allem bei quarzbasierter Mikromechanik Anwendung.

[GDH⁺⁰⁰, Seite 213] hält fest, daß elektrostatische Wandler eine besondere Verbreitung gefunden haben, weil sie sowohl zum Antrieb als auch zur Detektion verwendet werden können, einen weiten Frequenzbereich abdecken und eine geringe Temperaturabhängigkeit besitzen.

In der Siliziumoberflächen-Mikromechanik können sie mit geringem technologischen Aufwand große Kräfte erzeugen: eine Spannung, die zwischen dem Drehschwinger und umgebenden, festen Strukturen angelegt wird, beschleunigt den Schwinger in Richtung der statischen Gegenelektrode; durch Aufschalten eines Wechselsignals lässt sich so eine Schwingung erzwingen. Im folgenden soll diese Methode gemäß [Bos97] *kapazitive Anregung* genannt werden, da die Kraftwirkung des elektrischen Feldes der Kapazität zwischen beweglichen und festen Strukturen ausgenutzt wird, der teilweise benutzte Ausdruck "elektrostatisch" im Zusammenhang mit einer Schwingung aber eher irritierend wirkt.

Drei Methoden sind denkbar, um kapazitiv eine Schwingung in der Chipebene anzuregen:

- Eine Plattenanordnung: wie bei einem Plattenkondensator liegen sich feste und bewegliche Elektrode gegenüber; auf die bewegliche Elektrode wirkt eine Kraft in Richtung der festen Elektrode. Abb. 2.4a zeigt den Ausschnitt einer Realisierung: an die beiden Strukturen im Hintergrund wird abwechselnd eine Spannung gegenüber der beweglichen Struktur im Vordergrund angelegt, um eine Kraftwirkung in die eine oder andere Richtung zu erreichen.

Der Nachteil dieser Anordnung ist, daß die Kraft bei zunehmender Auslenkung wächst. Das ist nicht nur für die Erzeugung einer harmonischen Schwingung ungünstig (maximaler Antrieb am Wendepunkt des Antriebes), sondern erfordert auch eine sehr empfindliche Regelung, da ab einer bestimmten Annäherung der beiden Platten die Anziehungskraft die Rückstellkraft der Feder übersteigt, das System also nicht mehr in die Ruhelage zurückkehrt. Dieser Punkt des *pull in* – der bei anderen mikromechanischen Anwendungen wie Schaltern auch beabsichtigt sein kann – darf im Betrieb des Rotationssensors nicht erreicht werden.

- Eine Kammstruktur: mehrere *Zinnen* der beweglichen Struktur tauchen in komplementäre feste Kammstrukturen ein; bei Anlegen einer Spannung werden die Kämme ineinander gezogen. Abb. 2.4b zeigt eine solche Anordnung; entsprechende Kämme für die Auslenkung in Gegenrichtung werden natürlich auch benötigt. Bei typischen technologischen Randbedingungen kann man mit dieser Methode

die höchste Antriebsamplitude für die relevanten Dimensionierungen erzielen; sie ist auch die bevorzugte Methode bei aktuellen Ansätzen (z. B. [AOP⁺99, BOH⁺99, MTO00, OLB⁺98]).

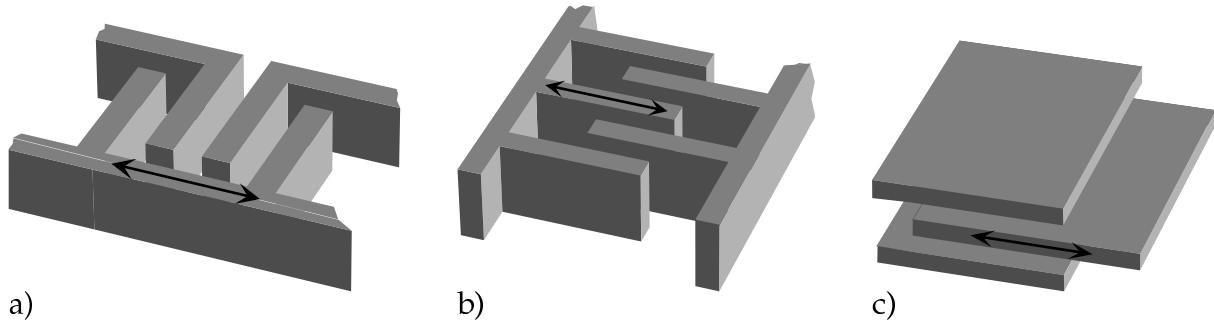


Abbildung 2.4: Kapazitive Antriebsgeometrien; die Pfeile markieren die beweglichen Strukturen und die Richtung der Antriebsschwingung

- Die Prozeßtechnologie mit Boden- und Deckelelektrode erlaubt außerdem eine Anordnung, bei der an diese Elektroden eine Spannung gegenüber der beweglichen Struktur angelegt wird, welche wiederum eine eintauchende Elektrode in das Feld hineinzieht, wie in Abb. 2.4c dargestellt.

Auch hier liegt eine etwa konstante Kraftwirkung vor, allerdings entsteht gleichzeitig ein elektrisches Feld, das eine unerwünschte vertikale Verkippung begünstigt (vgl. die Federaufweichung durch Detektionselektroden im folgenden Abschnitt). Diese Methode kann auch mit der Kammstruktur verbunden werden, indem die statischen Kammzinken, in die die beweglichen Kämme eintauchen, zu oben und unten geschlossenen Kanälen ergänzt werden.

In Abschnitt 4.1.1 wird gezeigt, warum in der vorliegenden Arbeit dem üblichen Verfahren mit Kammantrieben der Vorzug gegeben wurde, und es wird eine Formel für das resultierende Antriebsmoment hergeleitet.

Die Amplitude der Antriebsschwingung hängt von einer Reihe von Parametern ab, die teilweise erheblichen Exemplarstreuungen unterworfen sind oder in Abhängigkeit von den Betriebsbedingungen variieren. Insbesondere Herstellungstoleranzen beim Ätzen der Feder sowie Schwankungen der Güte (letztere ist z. B. dadurch zu erwarten, daß der Unterdruck in der Sensorkapselung im Laufe der Zeit durch Diffusion nachläßt, vgl. [TKFS01]) können die Amplitude erheblich beeinflussen. Außerdem liegen noch wenige Erfahrungen über den Alterungsvorgang mikromechanischer Strukturen vor.

Da die Antriebsamplitude als linearer Faktor in die Amplitude der Meßschwingung und damit in das Meßsignal eingeht, ist es nötig, sie zu messen und entweder auf einen vorgegebenen Wert zu regeln oder die eigentliche Meßgröße durch die Antriebsamplitude zu dividieren. Letztere Möglichkeit wirkt auf den ersten Blick umständlicher, lässt sich aber praktisch ohne Signalverluste realisieren, wenn beide Signale digital vorliegen, und hat zwei wichtige Vorteile:

- Eine feste Sollgröße für die Antriebsamplitude müßte aufgrund der vielen genannten Unsicherheiten sehr vorsichtig gewählt werden, weil bei Nichterreichen der Sollamplitude das Meßsignal einen Skalenfehler enthalten würde. Mit einem derart konservativ gewählten Wert würde man aber auch bei Chips, die eine höhere Amplitude vertragen würden, auf die mit einer Amplitudenerhöhung verbundenen Empfindlichkeitsverbesserung verzichten.

Wird dagegen die Amplitude nicht (oder erst im Bereich des mechanischen Maximalwertes) geregelt, könnte jeweils mit der maximal erreichbaren Empfindlichkeit gemessen werden, so daß auch solche Exemplare des Sensors die Spezifikationen einhalten können, die aufgrund von Exemplarstreuungen in anderen Teilen des Sensors mit einer konservativ gewählten Amplitude die Spezifikationen nicht einhalten könnten (vgl. Abb. 2.5).

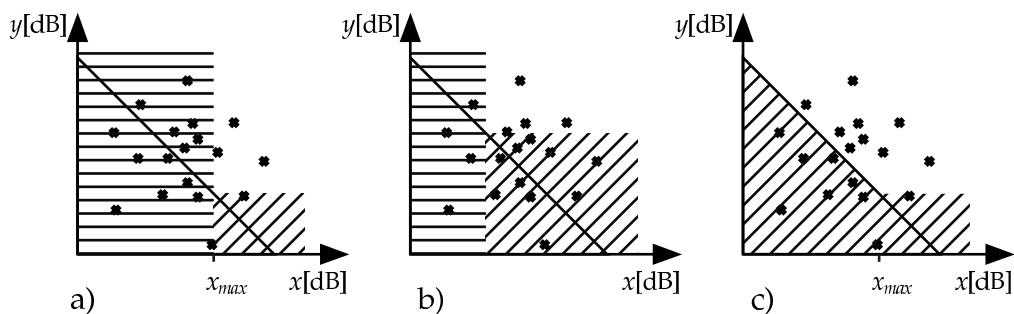


Abbildung 2.5: Ausbeute an Sensoren, die die Spezifikation erfüllen, wenn die Antriebsamplitude auf den Maximalwert geregelt wird (a), auf einen niedrigen Wert geregelt wird (b) oder gar nicht geregelt wird (c). Die abstrakten Größen auf den Achsen bezeichnen den Beitrag der Antriebsamplitude zur Sensorempfindlichkeit (x) und sämtliche übrigen Beiträge (y). Die horizontale Schraffur kennzeichnet Sensoren, die den Sollwert der Antriebsamplitude nicht erreichen, die diagonale Schraffur jene, die die geforderte Meßempfindlichkeit nicht erreichen.

- Es ist zu erwarten, daß die Schwingung nicht rein linear sein wird: bei hoher Auslenkung verstehen sich die Federn, so daß die Resonanzfrequenz steigt – die

Resonanzkurve wird asymmetrisch, bei höherer Nichtlinearität sogar „überhängend“ (vgl. [Hag78, Kapitel 1.3.2]). Dabei rückt der angestrebte Arbeitspunkt in die Nähe des Kippunktes, bei dem die Amplitude zusammenbricht. [Hof97] stellte fest, daß im Falle einer solchen Nichtlinearität eine gleichzeitige Regelung von Frequenz und Amplitude durch gegenseitige Beeinflussung dazu neigt, bei äußeren Störungen den Kippunkt zu erreichen. Man müßte entweder die Regelung so langsam auslegen, daß die in der Spezifikation geforderte Betriebsbereitschaft nach einer Sekunde nicht erreicht werden kann, oder einen deutlichen Sicherheitsabstand von der Resonanzfrequenz einhalten, womit wiederum ein nennenswerter Teil der erreichbaren Amplitude und damit der erreichbaren Meßempfindlichkeit ungenutzt bliebe.

Ein vollständiger Verzicht auf eine Antriebsregelung könnte bedeuten, daß im Extremfall sehr hoher Auslenkungen mechanische Strukturen aneinanderstoßen, was nicht nur eine besonders obenwellenreiche Schwingung ergibt, sondern auch eine Zerstörung oder zumindest beschleunigte Alterung der Strukturen bedeuten könnte. Für diesen Fall muß also eine Regelung vorgesehen werden, die den Antrieb ab einem erlaubten Maximalausschlag reduziert. Um das Erreichen des Maximalausschlags unabhängig von variablen Skalenfaktoren der Detektion festzustellen, empfiehlt sich eine nichtlineare Wandlerkennlinie für die Detektion, die nur im Bereich des Maximalausschlages eine hohe Steigung aufweist. Dafür käme also eine Elektrodenanordnung gemäß Abb. 2.4a in Frage, deren Kapazität erst im Bereich des Maximalausschlages stark ansteigt. Damit wäre der Einfluß eines veränderlichen Skalenfaktors sehr beschränkt, und die Regelung wird im Normalbetrieb ohne Einfluß bleiben.

2.4 Meßprinzip

Innerhalb des mit einer Winkelgeschwindigkeit Ω_y um die y -Achse gedrehten Inertialsystems wirkt sich die Trägheit des Oszillators auf bewegte Massepunkte als Coriolisbeschleunigung $\vec{a}_C = 2(\vec{v} \times \vec{\Omega})$ aus. Durch Integration über das Sensorelement erhält man – wie in Anhang A.2 gezeigt – das *Coriolismoment*

$$M_C = 2J_S\Omega_y j\omega_D \varphi_D , \quad (2.2)$$

das linear von der zu detektierenden y -Rotation Ω_y , der Frequenz der Antriebsschwingung ω_D und deren Amplitude φ_D abhängt. Das Moment ruft eine Drehschwingung um

die x -Achse hervor, also aus der Chipebene heraus. Die Amplitude dieser Schwingung errechnet sich analog zu Gleichung 2.1 zu

$$\varphi_S = \frac{M_C}{K_S + j\omega D_S - \omega^2 J_S} \quad (2.3)$$

Diese Bewegung kann kapazitiv, optisch (z. B. [DSS⁺98]), piezoelektrisch, piezoresistiv (z. B. [GGR99]) oder durch Tunnelströme (z. B. [KVJS99]) gemessen werden. [Bos97] argumentiert, daß keine der Methoden fundamental bessere Ergebnisse liefere als die anderen und die Wahl weniger durch die erreichbare Empfindlichkeit als durch andere Faktoren bestimmt werde. Unter diesen Faktoren spreche für die kapazitive Messung ihre Unempfindlichkeit gegenüber Temperaturschwankungen sowie ihre einfache Integration in den CMOS-kompatiblen Prozeß.

Die kapazitive Detektion profitiert auch in besonderem Maße von der dreischichtigen Prozeßtechnologie: zwar wird sich bei einseitigen Detektionselektroden durch die elektrostatischen Kräfte die Ruheposition des Drehschwingers in Richtung auf die Detektionselektroden verschieben und damit größere Meßkapazitäten erlauben, allerdings steigt dabei einerseits die Nichtlinearität der Kennlinie, andererseits reduziert diese Verschiebung die Effektivität des Antriebs. Vor allem aber wird die verschobene Ruheposition von der Federkonstante der Aufhängung des jeweiligen Exemplares abhängen. Damit würde auch die Wandlerkonstante einer kapazitiven Rückkopplung von diesem unbekannten Faktor abhängen, der damit auf einen individuellen Abgleich angewiesen wäre, der nach Möglichkeit vermieden werden sollte.

Bei der dreischichtigen Detektion mit Boden- und Deckelelektrode ist dagegen zu berücksichtigen, daß das elektrische Feld der Detektionselektroden ein auslenkungsabhängiges Moment auf das Sensorelement ausübt, wie es etwa von [Cla97, Kapitel 2.3.1] erwähnt wird. Solange die Senseelektroden nicht ausgelenkt sind, heben sich aus Symmetriegründen alle Momente auf, doch im Falle einer Auslenkung dominiert je nach Anordnung das auslenkende oder das rückstellende Moment, die Steifigkeit der mechanischen Feder wird also reduziert bzw. erhöht.

Für eine kapazitive Detektion gibt es – ähnlich wie beim Antrieb – drei prinzipielle Methoden:

- jeweils eine Boden- und eine Deckelelektrode unter und über der Senseelektrode gemäß Abb. 2.6a. Da die Technologie kleine Abstände von weniger als einem

Mikrometer zwischen den einzelnen Polysiliziumschichten erlaubt, wären die Kapazitätsänderungen ausreichend groß und die Nichtlinearität der Kennlinie ließe sich durch Betrieb in einem geschlossenen Regelkreis unterdrücken. Negativ wäre vor allen Dingen die oben beschriebene Aufweichung der mechanischen Feder durch das elektrische Feld der Meßkapazitäten: die Summe der Kapazitätsbeläge gegenüber der Deckel- und der Bodenelektrode ist im Abstand r von der Senseachse bei einer Auslenkung φ_S

$$C' = \frac{\varepsilon_0}{d_0 + r \varphi_S} + \frac{\varepsilon_0}{d_0 - r \varphi_S} = 2 \frac{\varepsilon_0 d_0}{d_0^2 - r^2 \varphi_S^2} \approx 2 \frac{\varepsilon_0 (d_0^3 + d_0 r^2 \varphi_S^2)}{d_0^4} \text{ mit } d_0 \gg r \varphi_S$$

mit dem Ruheabstand d_0 . Pro Fläche ergibt sich damit ein Beitrag zu einer elektrischen Drehfedersteifigkeit

$$K'_{S,el} = -\frac{\partial M'}{\partial \varphi_S} = -\frac{\partial}{\partial \varphi_S} \left(\frac{U^2}{2} \frac{\partial C'}{\partial \varphi_S} \right) \approx -2 \frac{\varepsilon_0 U^2 r^2}{d_0^3}. \quad (2.4)$$

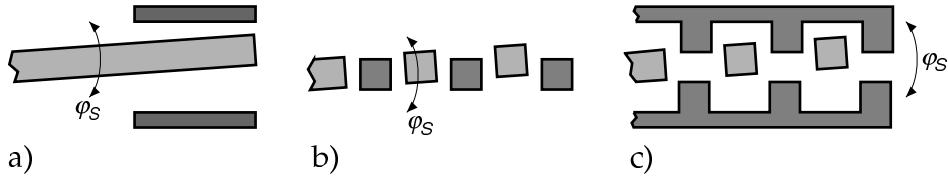


Abbildung 2.6: Querschnitte möglicher Geometrien von Meßkapazitäten

- Kammstrukturen innerhalb der beweglichen Schicht gemäß Abb. 2.6b. Die Kapazität der ineinandergreifenden Kämme nimmt bei Verkipplungen ab, allerdings auch bei vertikalen Beschleunigungen, der kompensierende Effekt des Drehschwingers kann so also nicht genutzt werden. Außerdem lässt sich aufgrund der Symmetrie nur die Amplitude der zu messenden Drehung bestimmen, nicht aber die Drehrichtung.

Diese Methode wäre also allenfalls als Ergänzung zu einer der anderen zu gebrauchen; diese Möglichkeit sollte allerdings bei zukünftigen Optimierungen des Designs in Betracht gezogen werden, da das elektrische Feld einer solchen Kammstruktur als elektrische Feder die Aufweichung der mechanischen Feder bei den anderen Methoden ausgleichen könnte – [TKFS00] benutzt eine solche Geometrie gezielt zur Erhöhung der Federsteifigkeit. Beim Entwurf der Kammstrukturen

müßte allerdings berücksichtigt werden, daß sich die Kapazität nicht durch die relativ großen Auslenkungen in Driverichtung ändern darf.

- Kammstrukturen über und unter der beweglichen Schicht gemäß Abb. 2.6c. Prinzipiell bietet die vorliegende Technologie die Möglichkeit, innerhalb der beiden Opferschichten auch an solchen Stellen Polysilizium abzuscheiden, an denen sich im Gegensatz zu den Deckelstützen kein Polysilizium in der mittleren Mechanikschicht befindet. So würde man Kammstrukturen erhalten, die bei Auslenkung ineinander greifen. Allerdings liefert der heute verfügbare Ätzprozeß gerade innerhalb der Opferschicht keine sauberen Ätzflanken, die Kennlinie wäre also undefiniert und durch lokale Schwankungen noch nicht einmal zwingend symmetrisch. Solange eine Weiterentwicklung der Prozeßtechnik noch keine reproduzierbaren Ätzflanken in den Opferschichten ermöglicht, ist diese Variante also nicht nutzbar.

Als Ergebnis dieser Gegenüberstellung wird in dieser Arbeit einer Anordnung gemäß Abb. 2.6a der Vorzug gegeben, bei der die durch Auslenkung veränderlichen Kapazitäten zwischen dem Rotationsschwinger und einer Boden- und einer Deckelelektrode gemessen werden.

Für die Messung der zu erwartenden minimalen Kapazitätsänderungen könnte man entsprechend Abb. 2.7a das Potential der Sensorelektrode abgreifen, das die Spannung zwischen Boden- und Deckelelektrode gemäß ihrer Auslenkung teilt. Allerdings soll neben der Senseamplitude auch die Driveamplitude gemessen werden, so daß eine Unterteilung des Sensorelementes in elektrisch getrennte Bereiche notwendig wäre, doch dazu müßte der Mikromechanikprozeß eine gute elektrische Isolation innerhalb der mittleren mechanischen Schicht ermöglichen; diese ist aber in absehbarer Zeit nicht realisierbar.

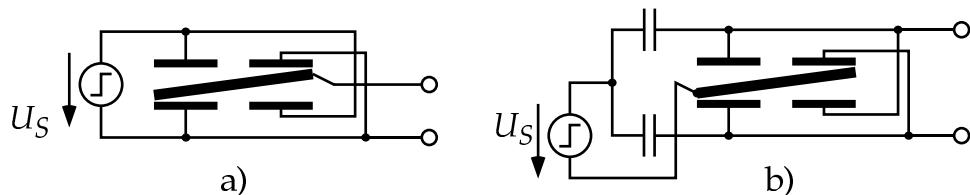


Abbildung 2.7: Zwei mögliche Meßbrücken zur kapazitiven Detektion der Senseauslenkung: entweder wird das Sensorelement als kapazitiver Spannungsteiler angezapft (a), oder Referenzkapazitäten ergänzen die Brückenschaltung; das Rotorpotential bleibt dabei konstant (b).

Also muß der Sensor auf einem konstanten Potential gehalten werden, und zur Messung wird eine Brückenschaltung gemäß Abb. 2.7b benutzt.

Die Schwingungsamplitude des Meßsignals, die Kennlinie der kapazitiven Messung und die Verstärkerstufen enthalten jeweils Nichtlinearitäten, wie sie in der Regelungstechnik üblicherweise durch einen geschlossenen Regelkreis reduziert werden. [GDH⁺00] hält darum den Betrieb im geschlossenen Regelkreis bei kapazitiven Wandlern in der Mikrosensorik für sinnvoll..

Es ist also nötig, nicht nur die Messung der Senseauslenkung vorzusehen, sondern auch die Möglichkeit, das Meßsignal in ein mechanisches Gegenkopplungsmoment umzuwandeln. Prinzipiell ließen sich für diesen Zweck auch die zur Messung verwendeten Elektroden benutzen, die dann in einzelnen Takten zur Rückkopplung genutzt werden, während die Messung aussetzt. Allerdings würde ein einziger Rückkoppelimpuls pro Schwingungsperiode bei einer Spannung im Bereich der Meßspannung ein deutlich höheres Moment erzeugen als selbst das maximal zu erwartende Coriolismoment über die gesamte Schwingungsperiode.

Damit erscheint es günstiger, sehr kleine, getrennte Elektroden eigens für die Rückkopplung anzubringen. Die dazu notwendige Fläche wird man so berechnen, daß das maximal mögliche Coriolismoment durch einseitiges Anlegen der Rückkopplungsspannung gerade kompensiert werden kann. In Abschnitt 5.2.4 wird näher auf die Rückkopplung eingegangen.

3 Problemanalyse für das Sensorkonzept

3.1 Vorgehensweise

In Kapitel 2 wurde anhand der Betrachtung unterschiedlicher prinzipieller Möglichkeiten und publizierter Ansätze die Entscheidung für ein Sensorkonzept begründet, das einen Drehschwinger mit kapazitivem Antrieb und ebenfalls kapazitiver Detektion vorsieht. Abbildung 3.1 zeigt ein Prinzipschaltbild des gesamten Sensors.

In diesem Kapitel werden zunächst die Hilfsmittel vorgestellt, die für die Ausarbeitung des Konzeptes zur Verfügung stehen, und deren Einsatzbereiche und Grenzen aufgezeigt.

Anschließend werden alle Störeinflüsse und ihre Relevanz für das gewählte Konzept betrachtet, und es wird diskutiert, wie sich der Einfluß der jeweiligen Störungen beseitigen oder zumindest ausreichend minimieren lässt. So werden Kriterien aufgestellt für den Entwurf des mechanischen Designs sowie des regelungs- und schaltungstechnischen Konzeptes.

3.2 Hilfsmittel

3.2.1 Simulationen

Bei [TN00] werden die Abstraktionsebenen für die Simulation mikromechanischer Sensoren in System-, Netzwerk- und Geometrieebene unterteilt. Auf Geometrieebene las-

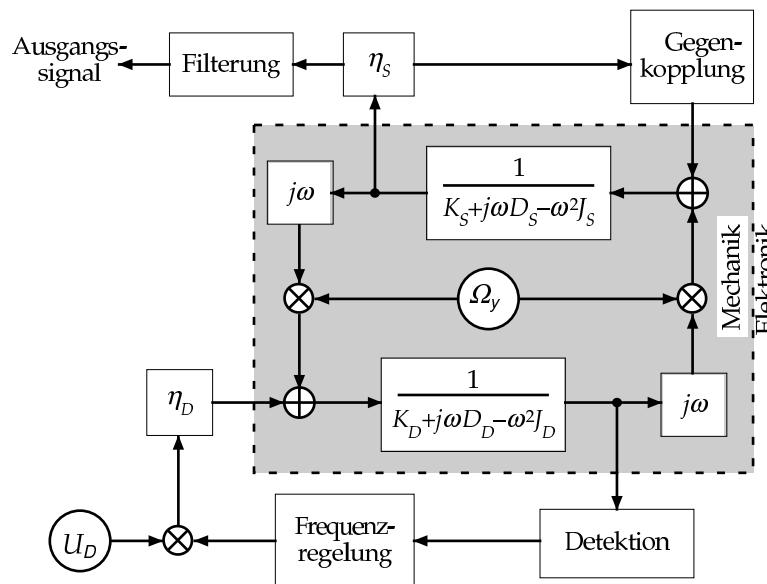


Abbildung 3.1: Prinzipschaltbild des gesamten Sensorsystems: in der Mitte ist der mechanische Teil in einem grauen Kasten markiert, außerhalb befinden sich die schaltungstechnisch realisierten Funktionsblöcke. Nur die grundlegenden Vorgänge sind berücksichtigt; so beschränkt sich das mechanische Modell auf die Driveschwingung (unten) und Senseschwingung (oben) und deren wechselseitige Kopplung durch die Coriolisbeschleunigung. In der Simulation werden weitergehende Effekte wie mechanische Störeinflüsse berücksichtigt.

sen sich z. B. mit der Finite-Elemente-Methode¹ die mechanischen Eigenschaften des Drehschwingers oder die Kapazitäten zwischen den teilweise kompliziert geformten Elektroden bestimmen.

Auf Netzwerkebene wurden die analogen Schaltungsteile simuliert. Bei Bedarf wurden angrenzende mechanische Elemente durch Umwandlung in elektrische Ersatzschaltbilder in das Modell mit einbezogen. [VSH⁺99] beschreibt, wie auch komplexere mikromechanische Systeme in Netzwerksimulatoren einbezogen werden können.

Auf Systemebene lassen sich die rechenintensiven Simulationen der Geometrie- und Netzwerkebene nicht detailliert integrieren (vgl. [TLN98]). Daher müssen sie helfen, abstraktere Modelle zu entwickeln, die sich makroskopisch quasi-identisch verhalten, aber von der Berechnung einfach genug sind, um eine Simulation des Gesamtsystems zu ermöglichen.

Das Modell des Gesamtsystems besteht dabei aus einem blockschaltbildartigen Netz aus Zustandsgrößen und den Funktionsblöcken, die eine Größe in eine andere überführen.

3.2.2 Analytische Berechnungen

Vor allem die Mechanik des Drehschwingers stellt ein sehr komplexes System mit einer Vielzahl von Randbedingungen und sich gegenseitig beeinflussenden Parametern dar. Dabei hängt die Wirkung einer Parameteränderung von der Wahl weiterer Parameter ab, so daß sie nicht mehr vorhersagbar ist. Ein solches System wird bevorzugt mit einer *Monte-Carlo-Methode* optimiert, also durch zufällige Parametervariation, bei der Ergebnisverschlechterungen unterhalb eines Toleranzwertes verworfen werden und mit Verbesserungen iterativ weiteroptimiert wird. Der Zielwert, auf den hin optimiert werden soll, ist hier die zu detektierende Ladungsdifferenz an den Senseelektroden.

Diese Methoden verlangen aber tausende Iterationsschritte, die sich bei detaillierter Simulation auf Geometrieebene nicht durchführen ließen. Daher wird für die wesentlichen mechanischen und elektromechanischen Eigenschaften des Drehschwingers auf analytische Berechnungen oder Näherungen zurückgegriffen. Die so gewonnene Formelsammlung lässt zwar auch noch keine direkten Rückschlüsse auf die optimale Wahl der Parameter zu, ermöglicht jedoch eine hochiterative Optimierung, da die Einzel-

¹FEM; zur FEM-Modellierung von Mikrosystemen vgl. [KB96, Kapitel 6.3.1.2]

berechnungen von modernen Rechnern in Sekundenbruchteilen durchgeführt werden können.

Dazu wurde in einer gewöhnlichen Tabellenkalkulation (*StarCalc*) pro Zeile ein kompletter Parametersatz mitsamt den zugehörigen Formeln eingetragen. Von einer Zeile zur nächsten wurden die veränderlichen Parameter zufällig geändert. Wenn diese Parameteränderung eine Verbesserung des Ergebnisses erbrachte und dabei sämtliche Randbedingungen einhielt, wurde mit diesem Parametersatz weiteroptimiert, anderenfalls weiter mit der bisherigen Zeile. Der Spielraum, innerhalb dessen die Zufallsvariation stattfand, wurde dabei kontinuierlich verkleinert.

Kapitel 4 enthält die wesentlichen für das Modell wichtigen analytischen Berechnungen.

3.2.3 Messungen

Zum Zeitpunkt des Abschlusses dieser Arbeit konnte das hier vorgestellte Sensorkonzept noch nicht vollständig mikromechanisch prozessiert werden. Insbesondere die Herstellung gedeckelter Strukturen mit kontaktierbaren Deckelektroden war noch nicht realisierbar, wodurch man den Hauptdesignvorteil des angestrebten Entwurfs gegenüber früheren Ansätzen einbüßt.

Auch die Integration von Mikromechanik und CMOS-Schaltungen auf demselben Chip war noch nicht verfügbar, so daß erhebliche Störungsquellen und parasitäre Kapazitäten an den Leitungen zwischen Mechanik und Elektronik zu erwarten sind. Angesichts von zu messenden Ladungsdifferenzen im Bereich weniger Elementarladungen wird unter solchen Bedingungen gar keine Detektion von Corioliskräften möglich sein.

Trotzdem sollten als wichtige Ergänzung zu analytischen Berechnungen und Simulationen möglichst bald auch Messungen an solchen vereinfachten Strukturen durchgeführt werden, da sie immerhin geeignet sind, entscheidende Systemparameter zumindest abzuschätzen, von denen zukünftige Entwicklungen abhängen werden:

Die Resonanzgüte der mechanischen Schwingungen um die Drive- und Senseachse in Abhängigkeit vom umgebenden Gasdruck kann wegen der komplexen strömungsmechanischen Vorgänge weder analytisch noch simulativ ausreichend genau abgeschätzt werden. Die Angaben über erreichte Gütefaktoren in vergleichbaren Prozessen schwanken zwischen 30 und 50.000 (vgl. [BB98, Seite 25]). Der

Meßchip sollte also die kapazitive Anregung und Messung um beide Achsen bei variablem Umgebungsdruck erlauben. Insbesondere bei der Messung der Güte der Schwingung aus der Chipebene heraus muß berücksichtigt werden, daß ein Deckel die Dämpfung gegenüber der ungedeckelten Struktur weiter erhöhen würde.

Die Resonanzfrequenzen der Schwingungen um die Hauptachsen können zwar sowohl durch analytische Berechnung als auch durch FEM-Analyse bestimmt werden, und beide Verfahren bringen Ergebnisse mit hoher Übereinstimmung hervor, doch beide Verfahren gehen auch von ähnlichen Vereinfachungen aus, z. B. werden Ätzlöcher nur auf eine homogen geringere Dichte und Festigkeit umgerechnet, und Nichtlinearitäten bei größeren Auslenkungen werden nicht berücksichtigt.

Die Amplitude in Abhängigkeit der anregenden Spannung hängt maßgeblich von der Güte und dem Grad an Nichtlinearität ab, der ebenfalls eine nur grob abschätzbare Größe darstellt. Da die kapazitive Messung der Schwingungen einen unbekannten Skalenfaktor enthält, muß dieser über die einzige bekannte Amplitude ermittelt werden: den mechanischen Maximalanschlag. Bei der Messung muß also die Amplitude ermittelt werden, ab der auch bei höherer Spannung oder größerer Güte keine weitere Erhöhung mehr stattfindet.

Die Resonanzfrequenzen könnten gemeinsam mit den Güten durch Aufnahme von Übertragungskennlinien im relevanten Frequenzbereich bei unterschiedlichem Druck gemessen werden. Außerdem sollten die Kurven bei unterschiedlicher Anregungsspannung aufgenommen werden, um Nichtlinearitäten nachzuweisen und Rückschlüsse auf den Skalenfaktor der Amplitudenmessung zu erhalten.

Leider standen vor Abschluß dieser Arbeit auch noch keine Testchips zur Verfügung, die diese reduzierten Meßmöglichkeiten geboten hätten.

3.3 Störeinflüsse

3.3.1 Mechanische Störeinflüsse

Mechanische Störgrößen können neben äußeren Einflüssen (Erschütterungen) auch innere Ursachen haben: einerseits mechanische Spannungen im Silizium, die sich nach

dem Freiätzen als Verkippungen entladen können, andererseits Fertigungstoleranzen des Herstellungsprozesses, die zu asymmetrischen Geometrien des Sensorelementes führen. Dabei ist jeweils zu betrachten, ob das Störsignal durch Frequenz oder Phase vom Meßsignal unterschieden werden und ausgefiltert werden kann und ob es außerdem durch eine Regelung kompensiert werden muß, weil seine Amplitude z. B. die des Meßsignals deutlich übersteigt und den linearen Bereich der Auswertung verläßt.

Die wichtigsten mechanischen Störeinflüsse sind im folgenden aufgelistet:

- Die mechanische **Wärmebewegung** stellt laut [Gab97] bei mikromechanischen Sensoren oft die Rauschquelle dar, die die Empfindlichkeit des Gesamtsystems bestimmt. Aufgrund der geringen Auslenkungsamplituden und des relativ hohen Gasdrucks in diesem Konzept ist besonderes Augenmerk auf diesen Störeinfluß zu richten. [HG88] leitet die Spektraldichte dieses Wärmerauschens her; übertragen auf einen Drehschwinger ergibt sich für das auf ihn wirkende Moment mit der Boltzmannkonstante k_B und der absoluten Temperatur T

$$S_{M_S} = \frac{4k_B T \omega_S}{J_S Q_S} \quad (3.1)$$

für die Senseschwingung. S_{M_D} wird analog berechnet, spielt dort aber wegen der höheren Güte und der erheblich höheren Antriebsamplitude eine untergeordnete Rolle. Für die Senseschwingung stellt die Störung jedoch eine physikalische Empfindlichkeitsschwelle dar, die schaltungstechnisch nicht überwunden werden kann. Dieses Rauschmoment muß also auf jeden Fall soweit reduziert werden, daß es klein wird gegen das vom kleinsten zu detektierenden Meßsignal $\Omega_{y,min}$ verursachte Coriolismoment.

- **Translatorische Störungen** in jeder Richtung werden aufgrund der Symmetrien unterdrückt, solange sie im linearen Kennlinienbereich bleiben. Dazu wird der Drehschwinger an hinreichend steifen Federn aufgehängt. Von Seiten der Prozeßtechnik wird zur Vermeidung von Sticking bereits verlangt, daß die Resonanzfrequenzen aller Moden oberhalb von 10 kHz liegen müssen. Darüber hinaus müssen sämtliche Störungen mit großer Amplitude durch Rückkopplung unterdrückt werden.
- Eine statische **Verkippung des Drehschwingers um die Senseachse** verursacht einen konstanten Offset im Meßsignal. Der wird bei der Demodulation ohnehin

herausgefiltert, darf aber die Detektionsschaltung nicht in Sättigung bringen. Andernfalls müßte er durch eine Tiefpaßrückkopplung unterdrückt werden.

- Eine **Verkippung des Drehschwingers um die y -Achse** verursacht ein Störsignal mit der Frequenz und Phase der Antriebsschwingung, wenn der durch die Verkippung angehobene Rand der Senseelektroden den Bereich der Detektionselektroden verläßt und auf der anderen Seite dafür der abgesenkten Rand hineinrückt (vgl. Abb. 3.2a).

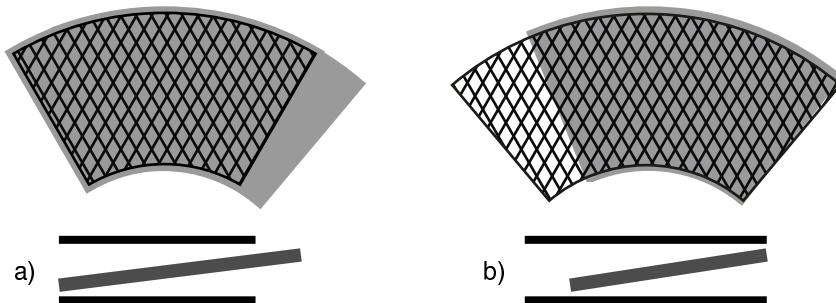


Abbildung 3.2: Kapazitätsänderung durch Auslenkung einer verkippten Senseelektrode und Vermeidung einer Änderung durch eine modifizierte Elektrodengeometrie

Dieser Effekt könnte unterdrückt werden, indem das Meßsignal in Quadratur zur Antriebsschwingung demoduliert wird, allerdings müßte man dazu abseits der Resonanzfrequenz der Senseschwingung arbeiten, damit der Quadraturanteil des Meßsignals nicht verschwindet. Um nicht auf einen Teil der Resonanzüberhöhung verzichten zu müssen, empfiehlt sich eine Geometrie, bei der die Senseelektroden auch bei Auslenkung im Bereich der Detektionselektroden bleiben, die Verkipfung also keine Kapazitätsänderung bewirkt, wie in Abb. 3.2b gezeigt.

- **Asymmetrien der Federquerschnitte** lassen sich in der Herstellung kaum vermeiden. Die Ätzflanken stehen nicht wirklich senkrecht auf der Waferoberfläche, sondern mit einer gewissen Neigung. Während eine symmetrische Abweichung – also ein trapezförmiger Querschnitt – ohne Einfluß bleibt, führt ein parallelogrammförmiger Querschnitt der Federn dazu, daß sie auch aus der Chipebene heraus ausgelenkt werden.

Aus den Flächenträgheitsmomenten eines Biegebalkens der Höhe h und Dicke d_F mit der Parallelverschiebung c in y -Richtung

$$I_y = \frac{d_F h^3}{12}, \quad I_z = \frac{d_F h (d_F^2 + c^2)}{12} \quad \text{und} \quad I_{yz} = \frac{-h^2 d_F c}{12}$$

ergeben sich mit der Hauptachsentransformation

$$I_1 = \frac{1}{2} \left(I_y + I_z + \sqrt{(I_y - I_z)^2 + 4I_{yz}^2} \right), \quad I_2 = \frac{1}{2} \left(I_y + I_z + \sqrt{(I_y - I_z)^2 + 4I_{yz}^2} \right)$$

$$\text{und } \tan \varphi_{HA} = \frac{1}{2} \tan \frac{2I_{yz}}{I_y - I_z}$$

die Kräfte

$$F_1 = F_z \cos \varphi_{HA} + F_y \sin \varphi_{HA} \text{ und } F_2 = -F_z \sin \varphi_{HA} + F_y \cos \varphi_{HA}.$$

Für die am Federende in z-Richtung aufzubringende Kraft F_z , die eine durch die dort wirkende Kraft in y-Richtung F_y hervorgerufene Auslenkung w_z gerade kompensiert

$$w_z = \frac{F_1}{I_1} \cos \varphi_{HA} - \frac{F_2}{I_2} \sin \varphi_{HA} \stackrel{!}{=} 0$$

gilt für übliche Aspektverhältnisse mit $h \gg d_F$ die Näherungslösung

$$F_z = \frac{c h}{c^2 + d_F^2} F_y.$$

Eine Balkenfeder im Winkel φ_F gegenüber der Senseachse mit einem Parallelogrammfehler $c = h \tan \varphi_{par}$ verursacht damit ein Moment um die Senseachse

$$M_{S,par} = \sin \varphi_F M_D \frac{h^2 \tan \varphi_{par}}{h^2 \tan \varphi_{par} + d_F^2} = \frac{M_D \sin \varphi_F \tan \varphi_{par}}{\tan^2 \varphi_{par} + \left(\frac{d_F}{h}\right)^2}.$$

[TKFS00] erwähnt diesen Effekt, dessen Störsignal sich in Frequenz und Phase nicht vom Detektionssignal unterscheidet, also nach Demodulation als konstanter Offset in die Meßgröße eingeht, und kompensiert ihn durch individuellen Abgleich.

Die einzige Möglichkeit, die Auswirkungen bereits auf mechanischer Ebene zu unterdrücken, besteht darin, die Federn in der Senseachse zu plazieren ($\sin_F = 0$). Dadurch wird die z -Auslenkung der Federenden aus Symmetriegründen lediglich eine y -Verkippung erzeugen, die bei der im vorigen Punkt modifizierten Elektrodenanordnung gemäß Abb. 3.2b) kein Sensesignal erzeugt.

- Durch **Unebenheiten des Sensorelementes** können höherfrequente Störungen auftreten, die keine Auswirkungen haben, solange sie den Aussteuerungsbereich

der Detektionsschaltung nicht verlassen. Zu erwarten sind vor allem Durchbiegungen des Sensors durch mechanische Spannungen, die im Falle einer einfachen Krümmung Signalanteile mit geraden Vielfachen der Arbeitsfrequenz verursachen. Falls sich bei Messungen an realen Strukturen herausstellen sollte, daß diese Signalanteile eine kritische Größenordnung erreichen, müßten sie gezielt ausgefertigt werden.

- **Verklemmen des beweglichen Mechanikteils** hat [LS00, 5: Experimental observation] in Fallversuchen als die Hauptursache von Sensordefekten durch starke Erschütterungen identifiziert. Dabei schiebt sich infolge starker Beschleunigungen die bewegliche Struktur über die statische Struktur derselben Ebene und klemmt dort fest. Wenn die Schichtdicke der beweglichen Struktur allerdings größer ist als die Opferschichtdicke darüber und darunter (wie es ohnehin anzustreben ist, um hohe Kapazitäten zwischen den Schichten zu erzielen), kann dieser Fall nicht auftreten.

3.3.2 Elektrische und elektromechanische Kopplung

Neben direktem elektrischen Übersprechen, bei dem etwa ein Antriebssignal das empfindliche Potential auf einer benachbarten Detektionsleitung beeinflußt, kann es auch eine elektromechanische Kopplung geben, bei der Asymmetrien im elektrischen Feld unbeabsichtigte mechanische Auslenkungen hervorrufen, die wiederum ein Detektionssignal erzeugen:

- **Kapazitive Kopplungen zwischen Antriebs- und Detektionselektroden** lassen sich durch abschirmende Maßnahmen reduzieren. Wenn für eine Antriebsregelung die Driveschwingung gemessen werden soll, müssen zwischen den antreibenden und den messenden Kammzinken abschirmende Zinken auf konstantem Potential vorgesehen werden. Selbiges gilt zwischen den Sense-Detektionselektroden und eventuell benötigten Antriebselektroden um die Sensoachse für eine Rückkopplung.
- **Kapazitive Kopplungen an den Kreuzungspunkten von Antriebs- und Detektionszuleitungen** müssen ebenfalls durch Abschirmung reduziert werden, da sich solche Kreuzungspunkte aufgrund der kreuzweisen Verschaltung nicht völlig vermeiden lassen. Dazu sollten Leitungen an solchen Punkten z. B. als Polysilizium1-

und Aluminium2-Bahn ausgeführt werden, zwischen denen eine Aluminium1-Schicht auf festem Potential liegt.

- Der von [TLH92] beschriebene **Levitationseffekt durch Kammantriebe** beruht auf der Asymmetrie des elektrischen Feldes in z -Richtung: die Antriebskämme bilden zusätzlich zu den antreibenden Feldlinien innerhalb der Chipebene auch solche zwischen den Oberseiten und Unterseiten der Kammzinken aus. Wird ein Teil dieser Feldlinien auf der Unterseite durch das konstante Potential des Wafersubstrats gebunden, resultiert eine Kraft, die die beweglichen Kämme anhebt. Dank der dreischichtigen Prozeßtechnologie lässt sich dieser Effekt mit einem symmetrischen Feld vermeiden, indem über und unter den Kammstrukturen Elektroden mit dem gleichem Potential vorgesehen werden.
- **Rückwirkungen der Senseschwingung auf die Driveschwingung** finden einerseits durch den Corioliseffekt statt, sind aber zu vernachlässigen, wenn die Amplitude der Senseschwingung durch Rückkopplung reduziert wird. Außerdem verursacht eine Senseverkippung eine vertikale Verschiebung komplementärer Antriebskämme, doch auch dieser Effekt liegt deutlich unterhalb dem anderer Störungen.

3.3.3 Störeinflüsse innerhalb der Auswertung

- **Elektronenrauschen** tritt an den Detektionselektroden durch die Quantisierung der Ladungsträger auf. Bei den kleinsten zu detektierenden Signalen liegen die messbaren Ladungen auf den Senseelektroden in der Größenordnung weniger Elementarladungen. Der Einfluß des daraus resultierenden Meßfehlers wird durch Überabtastung reduziert, der Rauschabstand steigt mit der Quadratwurzel der Überabtastung.
- **Quantisierungsrauschen** entsteht bei der notwendigen Analog-Digital-Wandlung im Chip durch die begrenzte Stellenanzahl des digitalen Signals. Bei einer Meßwertrate am Ausgang von 100 Hz und Ausnutzung der maximal prozeßtechnisch realisierbaren Abtastung im MHz-Bereich würde bereits eine 1-Bit-Quantisierung mittels eines Sigma-Delta-Modulators einen ausreichend großen Meßbereich ermöglichen.

- **kT/C-Rauschen** ist eine Variante des thermischen Rauschens, die bei geschalteten Kondensatoren (*switched capacitors*, SC) auftritt: im Augenblick des Auftrennens eines Schalters an der geschalteten Kapazität kann die Ladungsmenge des Kondensators durch thermische Bewegung der Ladungsträger vom idealen Wert abweichen.

Beim Entwurf aktiver Filter in integrierten Schaltkreisen ist man aber vielfach auf SC-Schaltungen angewiesen, um aktive Filter zu realisieren, die als konventionelle RC-Filter auf sehr hohe Widerstands- und Kapazitätswerte angewiesen wären, und deren Integration deshalb zuviel Chipfläche in Anspruch nehmen würde. Daraus gelten SC-Schaltungen als unverzichtbar, wenn man ohne externe Widerstände oder Kondensatoren auskommen will (vgl. [Soc91, Kapitel 6.2])

Insbesondere im Bereich der Eingangsstufen muß kT/C-Rauschen reduziert werden, teils durch Verwendung großer Kapazitäten, teils durch Vermeidung von Schaltvorgängen, indem das „Driften“ eines Knotens in Kauf genommen wird, der nur gelegentlich auf ein festes Potential geschaltet wird.

- **Leckströme der Kapazitäten** verfälschen die Funktion von SC-Filtern, deren Knoten zu selten geschaltet werden, um kT/C-Rauschen zu vermeiden; die Zeitkonstanten der Entladungsvorgänge liegen im Bereich mehrerer Millisekunden. Durch geeignete differentielle Auswertung müssen ggf. systematische Fehler durch Leckströme verhindert werden.
- **Rauschen der Spannungsversorgung** kann das Meßsignal erheblich beeinträchtigen, wenn der Chip außerhalb des Labors von einer nichtidealen Spannungsquelle versorgt wird. Insbesondere die vielen digitalen Gatter, die im Takt der Antriebsfrequenz oder eines Vielfachen davon schalten, verursachen dabei mit ihren Schaltlasten Schwankungen der Versorgungsspannung. Damit diese Schwankungen nicht die analogen Schaltungsteile beeinflussen und dabei als Versorgungsspannungsrauschen die Messung verfälschen, müssen analoger und digitaler Schaltungsteil getrennt versorgt werden. Da die externe Spannungsquelle ebenfalls nicht völlig frei von Rauschen sein wird, sollte auf dem Chip eine interne Stabilisierung der Versorgungsspannung vorgesehen werden, die den empfindlichen Analogschaltungsteilen eine weitgehend rauschfreie Versorgung ermöglicht. Dabei wird allerdings der für die Auswertung zur Verfügung stehende Spannungsbereich reduziert.

Da innerhalb des analogen Schaltungsteils ebenfalls Schaltvorgänge stattfinden

(SC-Filter, Demodulation), sollten insbesondere die empfindlichen Eingangsverstärker eine erhebliche Gleichtaktunterdrückung aufweisen.

4 Entwicklung des mechanischen Designs

4.1 Strategien für die Maximierung von Einzelfaktoren

4.1.1 Antriebsmoment

Eine der grundsätzlichen Konsequenzen aus der Betrachtung der Störeinflüsse ist die Forderung nach einem hohen Coriolismoment, um den relativen Einfluß der mechanischen Wärmebewegung zu verringern; gleichzeitig werden auch andere Einflüsse wie der Quantisierungsfehler durch die Elementarladung reduziert. Zu den Einflußgrößen für das Coriolismoment gehört laut Gleichung 2.2 die Amplitude der Driveschwingung, in die gemäß Gleichung 2.1 wiederum das Antriebsmoment linear eingeht.

Das Antriebsmoment beruht bei elektrostatischen Aktuatoren auf der Anziehungskraft zwischen den Elektroden eines Kondensators. Wird die Kapazität C eines Kondensators an einer Konstantspannungsquelle der Spannung U durch Annäherung der Elektrodenflächen oder durch Erhöhung der Überlappungsfläche vergrößert, steigt zwar die gespeicherte elektrische Energie um

$$\Delta W_C = \frac{1}{2} (C + \Delta C) U^2 - \frac{1}{2} C U^2 = \frac{1}{2} \Delta C U^2,$$

doch gleichzeitig speist die Spannungsquelle eine Ladung

$$\Delta Q = (C + \Delta C) U - C U = \Delta C U$$

mit einem Energiegehalt von

$$\Delta W_{el} = \Delta Q U = \Delta C U^2,$$

also dem doppelten Energiegewinn des Kondensators, ein. Damit wirkt, wenn sich die Kapazität in Abhängigkeit einer Auslenkung φ des Drehschwingers ändert, ein Moment

$$M = \frac{\Delta W_{el} - \Delta W_C}{\Delta \varphi} = \frac{1}{2} U^2 \frac{\Delta C}{\Delta \varphi}.$$

Dabei wird davon ausgegangen, daß die Spannung während einer Halbperiode konstant bleibt, also mit einer Rechteckspannung angetrieben wird. Das bedeutet die einfachste schaltungstechnische Realisierung bei gleichzeitig maximaler Antriebsleistung.

Da für die Erzeugung der Antriebsschwingung aber nur die harmonische Grundwelle der Schwingung zählt und außerdem das Moment eine Winkelabhängigkeit enthalten kann, empfiehlt es sich, eine Konstante μ_D für die effektive Antriebsgeometrie einzuführen, für die im eingeschwungenen Zustand $M_D = \mu_D U_D^2$ gilt. Damit bleiben zwei zu optimierende Faktoren:

Antriebsspannung U_D

Für die üblichen Anwendungen in der Automobil- und Unterhaltungselektronik werden normalerweise Versorgungsspannung von 3 oder 5 V zur Verfügung stehen; die Mikromechanik des Chips verträgt dagegen erheblich höhere Spannungen, die man für ein höheres Antriebsmoment ausnutzen könnte, sofern zur Erzeugung und Schaltung so hoher Spannungen geeignete Elemente zur Verfügung stehen.

Das Sensorkonzept sieht eine Versorgungsspannung von 5 V vor, während die dem Konzept zugrundeliegende Prozeßtechnologie Spannungen von knapp 12 V verträgt. Ein vernünftiger Kompromiß zwischen einem höheren Antriebsmoment und der Verlustleistung einer Spannungsvervielfacherschaltung, die mit einer Ladungspumpe arbeitet, dürfte bei etwa 10 V liegen. Die für den Antrieb zur Verfügung stehende Spannung könnte damit verdoppelt, die erreichbare Amplitude also sogar vervierfacht werden.

Eine solche Schaltung wurde für diese Prozeßtechnologie von [Hof99] realisiert.

Antriebsgeometrie μ_D

Die Fläche, die für die Antriebsstrukturen genutzt werden kann, ist begrenzt. Die Ausdehnung der Strukturen in y -Richtung wird begrenzt durch das Bestreben, ein möglichst geringes Massenträgheitsmoment um die x -Achse zu erreichen; Abschnitt 4.1.5 befasst sich ausführlicher mit dieser Problematik. Eine beliebige Ausdehnung in x -Richtung verbietet sich ebenfalls, da eine leichte Verkippung des Sensorelementes durch mechanische Spannungen zu erwarten ist, die bei zu großer maximaler Entfernung der äußersten Strukturränder vom Aufhängungspunkt dazu führen könnte, daß diese Ränder den Deckel oder Boden berühren.

Beim Vergleich der in Abschnitt 2.3 vorgestellten Geometrievarianten ist also zu untersuchen, welche das größte Antriebsmoment pro Fläche erzeugen kann. Aufgrund der unterschiedlichen Kennlinien $M(\varphi)$ und des Rechteckantriebs werden dabei die Effektivwerte der harmonischen Grundwelle betrachtet:

$$\mu_D = \frac{1}{4\sqrt{2}\varphi_{max}} \int_{-\varphi_{max}}^{\varphi_{max}} \frac{dC}{d\varphi} \cos\left(\varphi \frac{\pi}{2\varphi_{max}}\right) d\varphi$$

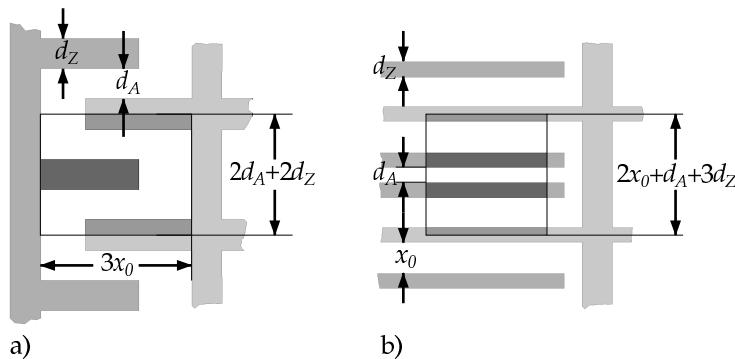


Abbildung 4.1: Vergleich der flächenbezogenen Antriebsleistung von einem Kammantrieb (a) und einer plattenkondensatorartigen Anordnung (b). Bei Vernachlässigung der Trägerstruktur und Betrachtung einer geradlinigen Bewegung kann man den Vergleich auf die Leistung der hervorgehobenen Flächen jeweils in der Mitte beschränken; dabei ist zu berücksichtigen, daß bei (b) im Gegensatz zu (a) schon beide Antriebsrichtungen enthalten sind.

Im Falle einer einfachen plattenkondensatorartigen Anordnung (Abb. 4.1b) gilt für die Kapazität eines Kondensators der Höhe h und Breite b in Abhängigkeit von der Auslen-

kung x gegenüber dem mechanischen Ruheabstand x_0

$$C = \frac{\varepsilon_0 h b}{x_0 - x}.$$

Solange b klein bleibt gegen die Entfernung R vom Rotationsmittelpunkt, lässt sich mit $x = R\varphi$ berechnen:

$$\mu_{D,\parallel} = \frac{1}{4\sqrt{2}\varphi_{max}} \int_{-\varphi_{max}}^{\varphi_{max}} \frac{R\varepsilon_0 h b}{(x_0 - R\varphi)^2} \cos\left(\varphi \frac{\pi}{2\varphi_{max}}\right) d\varphi.$$

Dabei fällt für eine Struktur, die Statorelektroden für beide Richtungen einschließt, zweimal der Ruheabstand x_0 , dreimal die minimal mögliche Elektrodenbreite d_Z sowie zwischen den beiden Statorelektroden einmal der minimale Strukturabstand d_A an.

Beim Kammantrieb haben wir es dagegen mit einer weitestgehend konstanten Kraftwirkung zu tun, da die Kapazität ungefähr proportional zur Eintauchung ansteigt. Es gilt also pro Zinke

$$\frac{dC}{\delta\varphi} = 2R \frac{\varepsilon_0 h}{2d_A}$$

mit dem technologisch vorgegebenen Minimalabstand d_A zwischen Zinken und Gegenzinken. An den Stirnflächen der Zinken liegt wiederum eine Plattenkondensatoranordnung vor; damit ergibt sich für den Kammantrieb

$$\mu_{D,Kamm} = \frac{1}{4\sqrt{2}\varphi_{max}} \int_{-\varphi_{max}}^{\varphi_{max}} \left(2R \frac{\varepsilon_0 h}{2d_A} + \frac{-R\varepsilon_0 h d_Z}{2(x_0 - R\varphi)^2} \right) \cos\left(\varphi \frac{\pi}{2\varphi_{max}}\right) d\varphi$$

Für das flächenbezogene Verhältnis ergibt sich damit zu

$$\eta_{KV} = \frac{\frac{\mu_{D,Kamm}}{3x_0 2(d_A + d_Z)}}{\frac{2\mu_{D,\parallel}}{(2x_0 + d_A + 3d_Z)b}} = \frac{2x_0 + d_A + 3d_Z}{3x_0 2(d_A + d_Z)} \left(\frac{8\varphi_{max}}{\pi d_A \int_{-\varphi_{max}}^{\varphi_{max}} \frac{1}{(x_0 - R\varphi)^2} \cos\left(\varphi \frac{\pi}{2\varphi_{max}}\right) d\varphi} + d_Z \right)$$

Ein Vorteil für die Plattenanordnung ergibt sich nur bei kleinen Ruheabständen x_0 , die von der Auslenkung $R\varphi_{max}$ möglichst weit ausgereizt werden. Geht man von einer Auslenkung aus, die von der Gegenelektrode nur $\frac{d_A}{4}$ Sicherheitsabstand (für Fertigungstoleranzen und Ätzwinkel) lässt, und nimmt außerdem das in der Praxis näherungsweise gültige $d_A = d_Z$ an, ergibt sich ein Anhaltspunkt, aber welcher Auslenkung eine Kammstruktur Vorteile bietet. Während bei $x_0 = d_A$ die Plattenanordnung noch ein doppelt so starkes Antriebsmoment erzeugt, sind beide Varianten bei etwa $x_0 = 3d_A$

gleich effektiv (vgl. Abb. 4.2). Da die Auslenkungen in der Praxis oberhalb des dreifachen Minimalabstandes liegen werden, ist dem Kammantrieb der Vorzug zu geben.

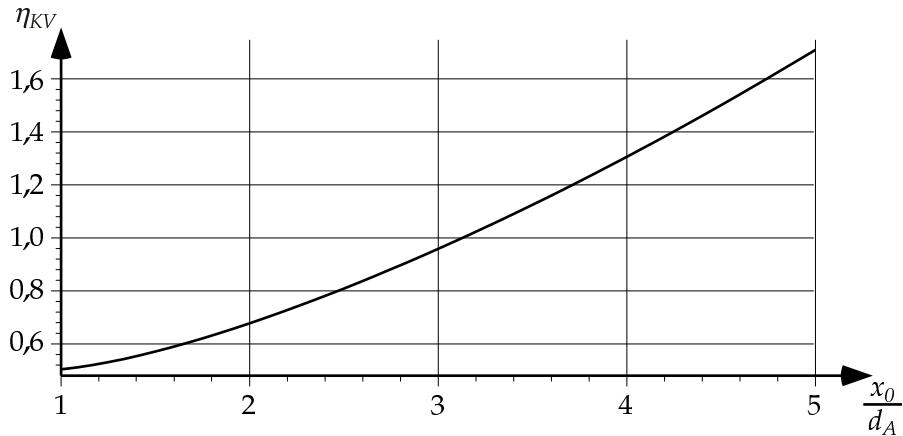


Abbildung 4.2: Abhängigkeit des Verhältnisses der spezifischen Antriebsleistung von der angestrebten Auslenkung: bis zu einer Auslenkung vom dreifachen Minimalabstand der Prozeßtechnologie erreicht die Plattenanordnung gemäß Abb. 4.1b ein höheres Antriebsmoment pro Fläche; je größer die Maximalauslenkung wird, desto größer der Vorteil für die Kammanordnung gemäß Abb. 4.1a.

Die erreichbare Antriebsenergie durch die Kammstrukturen lässt sich weiter erhöhen, wenn man die Kammzinken gemäß Abb. 4.3 verbreitert. Im ausgelenkten Zustand ergeben sich dabei kleinere Elektrodenabstände als sie von der Prozeßtechnologie eigentlich ermöglicht werden. Die ungleichmäßige Antriebskraft führt zu Oberschwingungen, die durch die Resonanzcharakteristik der Driveschwingung aber erheblich unterdrückt werden, teilweise werden durch diese Oberwellen sogar die Nichtlinearitäten der Federn ausgeglichen. [YMM98] entwickelt u. a. speziell zum Ausgleich solcher Nichtlinearitäten veränderliche Kammprofile.

Die Kapazität, die eine Zinke des Antriebskamms mit den benachbarten statischen Zinken bildet, steigt also für positive Eintauchungen durch die Zinkenverbreiterung überproportional (Ruheintauchung x_K):

$$C = \begin{cases} 2\epsilon_0 h \frac{x_K+x}{d_A} & \text{mit } x \leq 0 \\ 2\epsilon_0 h \left(\frac{x_K}{d_A} + \frac{x}{d_{A1}} \right) & \text{mit } x > 0 \end{cases}$$

Daraus lässt sich wiederum der relevante Anteil der Antriebsenergie pro Periode errechnen:

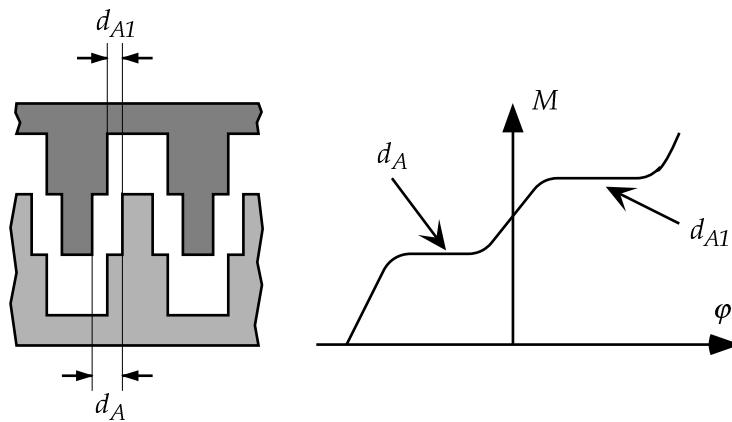


Abbildung 4.3: Erhöhung des Antriebsmomentes durch verbreiterte Zinken der Antriebskämme: links die veränderte Zinkengeometrie, rechts die veränderte Kennlinie des Moments über der Auslenkung. Bei dieser Darstellung ist außerdem berücksichtigt, daß es im Gegensatz zum vereinfachten rechnerischen Ansatz sanfte Übergänge zwischen den beiden Abstandsbereichen sowie beim völligen Auseinandergehen der Zinken gibt und daß bei maximaler Eintauchung die Kapazität der Stirnflächen das Moment weiter erhöht.

$$\begin{aligned}\Delta W &= 2 \int_{-x_{max}}^0 \frac{\varepsilon_0 h U^2}{d_A} \cos\left(\frac{\pi x}{2x_{max}}\right) dx + 2 \int_0^{x_{max}} \frac{\varepsilon_0 h U^2}{d_{A1}} \cos\left(\frac{\pi x}{2x_{max}}\right) dx \\ &= \frac{4\varepsilon_0 h U^2 x_{max}}{\pi} \left(\frac{1}{d_A} + \frac{1}{d_{A1}} \right).\end{aligned}$$

Erst Experimente mit realen Strukturen können zeigen, wie weit man den verbleibenden Zinkenabstand durch Zinkenverbreiterung reduzieren kann, ohne daß es durch das Zusammenspiel von nichtidealem Ätzflankenwinkel, Fertigungstoleranzen, Temperaturausdehnung und elastischer Verbiegung der Kammstrukturen unter den elektrostatischen Kräften zu einer Berührung der Zinken kommt.

Für die Modellierung ist es günstiger, ein effektives harmonisches Antriebsmoment zu verwenden, das sich aus der Energie berechnen läßt. Betrachtet sei nun ein Paar Kämme gemäß Abb. 4.4, die ab dem Radius R_a beidseitig n_Z Zinken im mittleren Abstand b_Z besitzen, wobei in b_Z neben dem Zinkenabstand d_A und der Zinkenbreite d_Z auch noch anteilig die nach einigen Zinken notwendigen Deckelstützen berücksichtigt werden. Dann ergibt sich für das effektive Gesamtmoment

$$\begin{aligned}
 M_D &= 4 \sum_{i=1}^{n_Z} \frac{\Delta W_i}{4\varphi_{max}} \\
 &= 4 \sum_{i=1}^{n_Z} \frac{\varepsilon_0 h U^2}{\pi} \left(\frac{1}{d_A} + \frac{1}{d_{A1}} \right) (R_b + i b_Z) \\
 &= 4 \frac{\varepsilon_0 h U^2}{\pi} \left(\frac{1}{d_A} + \frac{1}{d_{A1}} \right) \left(n_Z R_b + \frac{n_Z^2 + n_Z}{2} b_Z \right).
 \end{aligned}$$

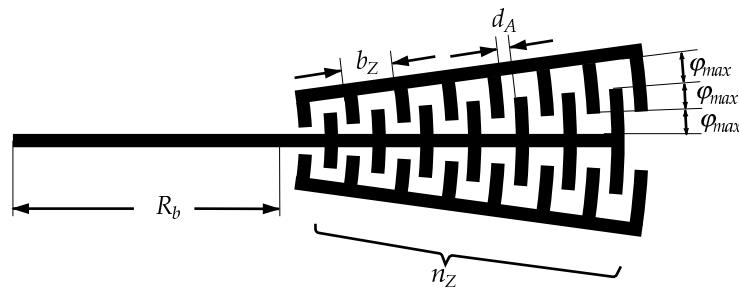


Abbildung 4.4: Geometrie der Antriebskämme. Das Zinkenintervall b_z stellt dabei den mittleren Zinkenabstand dar, der anteilig auch den zusätzlichen Abstand durch Deckelstützen enthält (vgl. Abb. 4.9).

Die Anzahl der Zähne der Antriebskämme ist durch die Geometrie begrenzt. Sowohl die minimale Breite der mechanischen Strukturen als auch der kleinste zulässige Abstand zwischen beweglicher und fester Struktur dürfen nicht unterschritten werden.

4.1.2 Driveschwingung

Gleichung 2.1 lässt sich mit der Resonanzfrequenz $\omega_D = \sqrt{\frac{K_D}{J_D}}$ und der Güte $Q_D = \frac{\sqrt{K_D J_D}}{D_D}$ in der Form

$$\begin{aligned}
 \varphi_D &= \frac{1}{J_D} \frac{M_D}{\omega_D^2 + j \frac{\omega \omega_D}{Q_D} - \omega^2} \\
 &= \frac{1}{J_D} \frac{M_D Q_D}{\omega_D^2 \left(j \frac{\omega}{\omega_D} + Q_D \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_D^2} \right) \right)}
 \end{aligned} \tag{4.1}$$

darstellen. Die Maximierung von M_D war bereits Gegenstand des vorausgehenden Abschnittes; das Optimierungspotential der weiteren Faktoren soll im folgenden betrachtet werden:

Mechanische Güte der Driveschwingung Q_D

Die Dämpfung der Schwingungen wird fast ausschließlich durch das Gas verursacht, in dem die Bewegung des Sensors stattfindet. Bei bisherigen Entwürfen wird die Mikromechanik daher grundsätzlich unter teils erheblichem Unterdruck gekapselt; typisch sind Resonanzüberhöhungen im vierstelligen Bereich bei einem Druck unterhalb 1 mPa.

Die Erzeugung eines derart starken Unterdrucks während der Verschließung der Ätzlöcher im Deckel wäre ein erheblicher Kostenfaktor; auch die Anforderung an die Dichtigkeit des Verschlusses steigt, wenn sehr hohe Güten für den Betrieb verlangt werden.

Daher sollte der Druck nur so weit gesenkt werden, wie es zur Einhaltung der Sensorspezifikationen notwendig ist. Realistischerweise sollte von einer Güte der Driveschwingung von nicht mehr als 30–50 ausgegangen werden. Dies ist eine der wichtigsten Einschränkungen des Technologiekonzeptes gegenüber aufwendigeren Ansätzen, die dank einer um über zwei Größenordnungen höheren Güte nicht nur eine entsprechend höhere Antriebsamplitude (und damit eine höhere Coriolisbeschleunigung) erreichen, sondern auch eine bessere Filterung des Nutzfrequenzbandes.

Antriebsverstimmung $\frac{\omega}{\omega_D}$

Um die Resonanzüberhöhung der Antriebsschwingung nutzen zu können, muß der Driveantrieb in der Nähe der Resonanzfrequenz erfolgen. Da diese deutlichen Fertigungsschwankungen unterliegt und sich durch Alterung¹ und Temperaturschwankungen ändern kann, ist eine Frequenzregelung für den Antrieb notwendig. Bei Resonanz vereinfacht sich Gleichung 2.1 zu

$$\varphi_D = \frac{M_D Q_D}{j J_D \omega_D^2}$$

Die Anforderung an eine Frequenzregelung bei nichtlinearer Federkennlinie und damit asymmetrischer Resonanzkurve beschreibt [Hof97]: eine Näherungslösung der nicht-

¹Die Verschiebung der Resonanzfrequenz bei alterungsbedingter Druckzunahme dokumentiert z. B. [AOP⁺99].

linearen Schwingungsdifferenzialgleichung zeigt, daß die Resonanzfrequenz bei steigender Amplitude zunimmt (Abb. 4.5). Je nach Grad der Nichtlinearität, Güte und Anregungsamplitude kann es dabei zu einer Instabilität kommen: wird im resonanten Betriebspunkt A in Abb. 4.5 dem System Energie entzogen – das ist etwa der Fall, wenn durch die Coriolisbeschleunigung Energie von der Drive- auf die Senseschwingung übertragen wird –, wird im Gegensatz zu linearen Systemen kein Betriebspunkt geringerer Energie erreicht (dünne Linie in Abb. 4.5). Damit gerät das System in einen nichtperiodischen Schwingungszustand, in dem es weiter an Amplitude verliert, bis am Punkt B wieder ein stabiler Zustand erreicht wird. Ein Frequenzregler würde dann die Antriebsfrequenz wieder herunterregeln, bis am Punkt C wiederum ein nichtperiodischer Übergang stattfindet.

Um dieses instabile Reglerverhalten zu vermeiden, könnte der Frequenzregler so ausgelegt werden, daß er einen gewissen Phasenabstand von der Resonanz hält, etwa in der Umgebung von Punkt D in Abb. 4.5. Da die tatsächliche Nichtlinearität u. a. von schwer analytisch quantifizierbaren Faktoren wie der bei Annäherung zweier Flächen ansteigenden Dämpfung abhängt, muß im Verlaufe der Sensorentwicklung durch praktische Versuche ein Kompromiß zwischen der dadurch reduzierten Amplitude und der Stabilität der Antriebsamplitude gefunden werden.

Das Massenträgheitsmoment um die Driveachse J_D

Der Reduzierung von J_D sind enge Grenzen gesetzt, da sie zum einen der Forderung nach großen Antriebskämmen für ein großes μ_D (und ebenso der nach großen Senseelektroden für ein großes μ_S , s. u.) entgegensteht, zum anderen wirkt sie ungünstig auf das in Abschnitt 4.1.5 beschriebene und für die Detektion wichtige mechanische Resonanzfrequenzverhältnis.

4.1.3 Senseschwingung

Die Amplitude der durch M_C verursachten Schwingung aus Gleichung 2.3 lässt sich analog zur Schreibweise für die Driveschwingung in Gleichung 4.1 ausdrücken, so daß sich zusammen mit Gleichung 2.2 die Übertragungsfunktion ergibt:

$$G(j\omega) = \frac{\varphi_S}{\Omega_y} = \frac{2Q_S}{\omega_S^2 \left(j\frac{\omega}{\omega_S} + Q_S \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_S^2} \right) \right)} \omega_D \varphi_D .$$

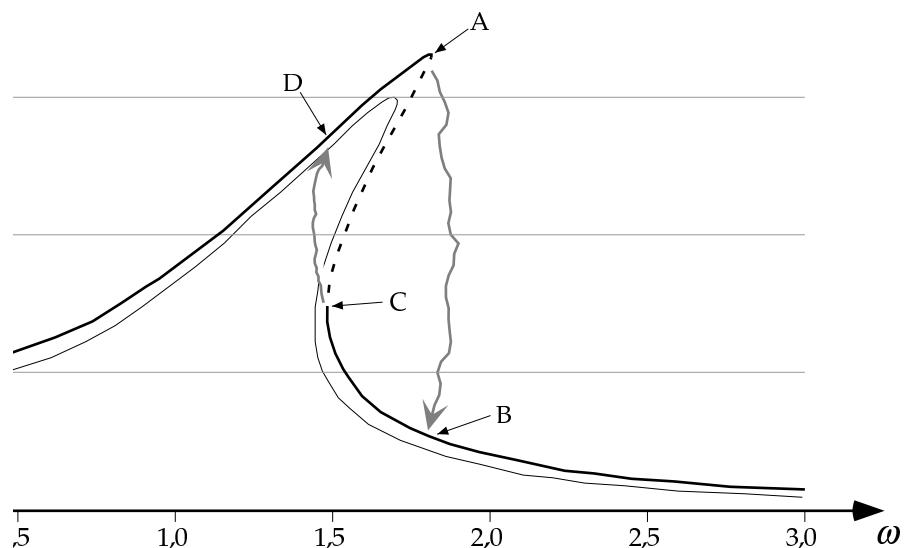


Abbildung 4.5: Resonanzkurve eines nichtlinearen Systems: durch eine überlineare Federkennlinie verkleinert sich die Resonanzüberhöhung, während die Resonanzfrequenz mit wachsender Anregungsamplitude steigt. Liegt bei sehr kleiner Anregung die Resonanzfrequenz noch bei 1, ist im dargestellten Fall die Resonanzkurve bereits teilweise nicht mehr eindeutig; das Resonanzverhalten ist also unterschiedlich, je nachdem ob eine quasistationäre Annäherung von kleinen oder von großen Frequenzen her stattfindet. Im gestrichelten Bereich der (rechnerisch angenäherten) Resonanzkurve ist kein stabiler Betrieb möglich. Bei einer Frequenzerhöhung über den Punkt A hinaus folgt ein nichtperiodischer Übergang zu Punkt B, ebenso bei Frequenzreduktion ein Übergang von C nach D.

Auch hier ist wieder der Optimierungsspielraum der einzelnen Faktoren zu untersuchen.

Die mechanische Güte der Senseschwingung Q_S

Eine hohe Güte der Senseschwingung verstärkt nicht nur das Nutzsignal bei resonantem Betrieb, sondern reduziert auch die Spektraldichte des mechanischen Wärmerauschens, wie Gleichung 3.1 zeigt. Bei fehlender Frequenzregelung für die Senseresonanz kann es allerdings auch von Vorteil sein, zugunsten einer größeren Bandbreite der Resonanzkurve auf eine möglichst hohe Güte zu verzichten, damit die ungeregelte Resonanzfrequenz trotz möglicher Schwankungen immerhin eine mäßige Resonanzüberhöhung erfährt.

Bei der Dämpfung um die Senseachse spielt der Strömungswiderstand der großen SENSEelektroden die wichtigste Rolle. Die ohnehin nötigen Ätzlöcher innerhalb dieser großen Flächen können helfen, diesen Widerstand zu reduzieren; eine Abschätzung der komplexen Strömungsmechanik ist aber weder analytisch noch durch Simulation aussichtsreich.

[OLB⁺98] untersucht den Einfluß des Gasdruckes auf die Güte der Senseschwingung eines Rotationssensors experimentell und beobachtet eine erhebliche Dämpfung durch den Luftwiderstand oberhalb eines Drucks von ca. 1 Pa. Bei mehr als etwa 70 Pa konnte keine Schwingung mehr detektiert und damit keine Güte mehr bestimmt werden. Eine Extrapolation der Meßergebnisse bis hin zum atmosphärischen Druck ist mit großen Unsicherheiten versehen und legt eine Güte von etwa 4–8 nahe. Aufgrund der von [OLB⁺98] abweichenden Geometrie und der Unsicherheit der Extrapolation empfiehlt es sich, bis zum Vorliegen zuverlässiger Meßergebnisse für die Auslegung von einer Güte von 5 bis 50 für einen leichten Unterdruck auszugehen.

Einer Erhöhung der Güte durch gleichzeitige Erhöhung von Massenträgheitsmoment und Federsteifigkeit sind durch die in Abschnitt 4.1.5 beschriebene Problematik Grenzen gesetzt.

Die Senseresonanzfrequenz ω_S

Die Resonanzüberhöhung der Senseschwingung fällt zwar gegenüber der Driveschwingung niedriger aus, kann aber einen nennenswerten Beitrag zur Verbesserung des

Rauschabstandes liefern, wenn es gelingt, die Resonanzfrequenz zu regeln, so daß sie mit der Driveresonanzfrequenz – also mit der Arbeitsfrequenz – zusammenfällt.

Da beide Resonanzfrequenzen starken Exemplarstreuungen unterworfen sind, wäre es dazu nötig, einen Regler vorzusehen, der die Resonanzfrequenz der Senseschwingung auf die Antriebsfrequenz regelt, die ihrerseits auf die Driveresonanzfrequenz abgestimmt wird².

[OLB⁺98] beschreibt die Wirkung symmetrischer Felder als negative Federkonstante, wie sie auch an den Senseelektroden dieses Designs auftritt: in Ruhelage heben sich die elektrostatischen Kräfte von Boden- und Deckelektrode auf die Senseelektroden gerade auf, bei steigender Auslenkung überwiegt zunehmend die aus der Ruhelage herauswirkende Kraft. Mit dieser negativen Federkonstante lässt sich eine zu steife mechanische Federkonstante durch Variation der Meßspannung soweit aufweichen, bis die Resonanzfrequenzen übereinstimmen.

Im folgenden Abschnitt wird in Gleichung 4.3 die Sensemeßspannung hergeleitet, die angelegt werden muß, um die Resonanz herzustellen.

Da sich die mechanische Federsteifigkeit auch im Betrieb ändern kann, muß die Frequenzregelung kontinuierlich erfolgen, ohne allerdings die Messung zu beeinflussen. Abschnitt 5.2.3 beschreibt die Realisierung einer solchen Regelung.

4.1.4 Detektionsladung

Entscheidend für die Meßgenauigkeit ist die Differenz der Ladungen, die sich bei Anliegen einer Meßspannung auf den Elektroden über und unter der ausgelenkten Senseelektroden ausbilden. Neben der Amplitude der Auslenkung gehen die Meßspannung und die Elektrodengeometrie in die Ladungsmenge ein:

²Einen alternativen Ansatz nutzt [SEQ⁺00]: die Antriebsfrequenz wird auf die Senseresonanzfrequenz abgestimmt, während dafür gesorgt wird, daß die Driveschwingung im zu erwartenden Frequenzbereich durch eine gezielt nichtlineare Federkennlinie (vgl. Abschnitt 8) eine kaum frequenzabhängige Amplitude besitzt. Eine so starke Resonanzfrequenzverschiebung, daß die in Abb. 4.5 gezeigte Kurve ein „Plateau“ im Bereich der maximalen Amplitude entwickelt, ist allerdings nur bei sehr hohen Güten zu realisieren. Bei der starken Dämpfung des hier untersuchten Konzeptes besteht diese Alternative also nicht.

Die Meßspannung U_S

Die Detektionsladung steigt mit der an die Meßbrücke mit den Elektroden angelegten Spannung. Der Maximalwert für die Spannung ergibt sich dabei aus der im vorausgehenden Abschnitt beschriebenen Federaufweichung, die die Senseresonanzfrequenz nicht unter einen aus Gründen der Erschütterungsfestigkeit zu wählenden Mindestwert drücken darf. Angesichts von Fertigungsschwankungen muß der Spannungswert also konservativ festgelegt werden.

In Abschnitt 4.1.3 wird die Möglichkeit vorgestellt, über Regelung der Sensemeßspannung die Senseresonanzfrequenz auf die Antriebsfrequenz, also auf die Driveresonanzfrequenz abzustimmen. Dazu muß gelten:

$$\sqrt{\frac{K_D}{J_D}} \stackrel{!}{=} \sqrt{\frac{K_S + K_{S,el}}{J_S}}$$

Mit dem in Gleichung 2.4 hergeleiteten elektrischen Federbelag erhält man bei Integration über die gesamte Senseelektrodenfläche $K_{S,el} = \int_{F_S} K'_{S,el} dF$ für zwei Senseelektroden in der Form eines Ringsegmentes des Winkels β_S zwischen den Radien $R_{S,i}$ und $R_{S,a}$

$$K_{S,el} = -\frac{\partial M_S}{\partial \varphi_S} = -\frac{\varepsilon_0 U^2}{d_0^3} (R_{S,a}^4 - R_{S,i}^4) (\beta_S + \sin \beta_S). \quad (4.2)$$

Damit gilt für die Sensemeßspannung U_S , die an den Elektroden anliegen muß, um die Senseschwingung in Resonanz zur Driveschwingung zu bringen,

$$U_S = \sqrt{\frac{d_0^3}{\varepsilon_0 (R_{S,a}^4 - R_{S,i}^4) (\beta_S + \sin \beta_S)} \left(D_S - D_D \frac{J_S}{J_D} \right)}. \quad (4.3)$$

Die Detektionsgeometrie μ_S

Analog zur Kopplungskonstante μ_D zwischen Antriebsspannung und Antriebsmoment geht auch in die elektromechanische Kopplungskonstante die Geometrie der Elektroden ein. Bei der in Abschnitt 2.4 getroffenen Entscheidung zugunsten einer Anordnung mit Boden- und Deckelektroden steigt die erreichbare Ladung, je größer und je weiter außen die Senseelektroden liegen. Da sich hierdurch – ebenso wie durch ein Erhöhen der Meßspannung – die negative elektrische Federkonstante der Elektrodenanordnung

erhöht, wird im folgenden Abschnitt untersucht, wie die mechanische Federkonstante der Senseschwingung erhöht werden kann.

4.1.5 Verhältnis von Sense- zu Driveresonanzfrequenz

Die in Abschnitt 2.4 beschriebene „negative Federkonstante“ durch die Senseelektroden führt dazu, daß die resultierende Federkonstante im Betrieb aus der mechanischen und der elektrischen Federkonstante zusammensetzt, also auch die resultierende Resonanzfrequenz erheblich niedriger liegt als die mechanische. Da die resultierende Resonanzfrequenz mit der Driveresonanzfrequenz zusammenfallen soll, stellt das Verhältnis der mechanischen Sense- zur Driveresonanzfrequenz einen zentralen begrenzenden Faktor für die Leistungsfähigkeit des Gesamtsystems dar. Je höher dieses Verhältnis ist, desto mehr Spielraum bleibt für eine hohe Sensekapazität und eine hohe Meßspannung, die die resultierende Resonanzfrequenz soweit senken, bis beide Resonanzen aufeinanderfallen. Im folgenden soll daher untersucht werden, wie ein möglichst hoher Betrag der negativen elektrischen Federkonstanten erreicht werden kann:

$$-K_{S,el} = K_S - K_D \frac{J_S}{J_D} .$$

Das Sense-Massenträgheitsmoment J_S

Das Massenträgheitsmoment um die Senseachse wird dominiert von den Senseelektroden, die einerseits groß sein sollen, um eine große Kapazität zu haben, andererseits eine desto größere Abstands- und damit Kapazitätsänderung bei einer Drehung aufweisen, je weiter sie von der Senseachse entfernt liegen. Da allerdings der Abstand von der Senseachse nur linear in die Kapazitätsänderung, aber quadratisch in das Massenträgheitsmoment eingeht, sollte auch die senseachsennahe Fläche ausgenutzt werden.

Eine Möglichkeit, das Massenträgheitsmoment ohne große Verluste an Kapazität zu reduzieren, besteht darin, die Elektroden mit einem dichten Muster von Löchern zu versehen. Solche Löcher sind ohnehin notwendig, um die Opferschicht unterhalb der Mechanikätzen zu können, nehmen dabei aber typischerweise nur wenige Prozent der Elektrodenfläche ein. Dieser Flächenanteil lässt sich durch eine höhere Lochdichte auf ein Viertel der Elektrodenfläche steigern.

Solange die Löcher größer sind als der Elektrodenabstand, wird dabei zwar die Kapazität in gleichem Maße wie die Masse reduziert, mit schrumpfender Lochgröße und

-dichte nimmt der Kapazitätsverlust aber ab. Bei der zur Verfügung stehenden Prozeßtechnologie liegen der Elektrodenabstand d_0 und die kleinste Strukturabstand d_A in der gleichen Größenordnung, man befindet sich also gerade im Übergangsbereich zwischen unreduzierter und entsprechend dem Dichtevehältnis reduzierter Kapazität. In diesem Bereich ist allerdings durch den Übergang die relevante Kapazitätsänderung $\frac{\partial C}{\partial d}$ besonders vermindert: falls sich die Kapazität C_λ einer gelochten Elektrode mit Dichte λ im Verhältnis zur Kapazität ohne Lochung C näherungsweise als

$$C_\lambda = C \frac{d_0 + \lambda d_A}{d_0 + d_A}$$

beschreiben ließe, ergäbe sich für die Kapazitätsänderung

$$\frac{\partial C_\lambda}{\partial d_0} = \frac{d_0^2 + 2\lambda d_0 d_A + \lambda d_A^2}{(d_0 + d_A)^2} \frac{\partial C}{\partial d_0};$$

für $d_0 = d_A$ ergäbe sich also fast dieselbe Reduktion der Kapazitätsänderung wie des Gewichts. Eine maximale Durchlochung ist aber trotzdem anzustreben, um die mechanische Dämpfung der Senseschwingung zu reduzieren.

Das Drive-Massenträgheitsmoment J_D

Das Massenträgheitsmoment um die Driveachse wird außer durch die Senseelektroden durch die Antriebskämme dominiert. Da die Ausdehnung derselben – wie in Abschnitt 4.1.1 erwähnt – wegen möglicher Verkipplungen begrenzt ist, könnten am äußersten Ende des Balkens, der die Kämme trägt, Antriebszinken durch eine massive Struktur mit höherem Trägheitsmoment ersetzt werden. Im Optimierungsvorgang zeigte sich jedoch, daß der damit verbundene Verlust an Antriebsleistung durch die Vergrößerung des Drive-Massenträgheitsmomentes nicht ausgeglichen wird.

Die Drive-Federsteifigkeit K_D

Durch die in Abschnitt 3.3.1 getroffene Einschränkung, daß die Federn in der Senseachse verlaufen müssen, ist man darauf festgelegt, daß die Feder in Driverichtung als Biegebalken wirkt, in Senserichtung als Torsionsbalken. Durch die Prozeßtechnologie ist man auf einen rechteckigen Querschnitt festgelegt. Die Biegelinie einer Balkenfeder ergibt sich durch zweifache Integration der Krümmungsgleichung $w''(x) = \frac{F(l_F - x) + M_E}{EI}$

mit der am Federende ansetzenden Kraft F und dem Einspannmoment M_E zu

$$w(x) = \frac{3F l_F x^2 + 3M_E x^2 - F x^3 + C_1 x + C_2}{6E I}.$$

Mit den durch die Einspannung an beiden Enden gegebenen Randbedingungen $w(0) \stackrel{!}{=} 0$, $w'(0) \stackrel{!}{=} 0$ und $w(l_F) \stackrel{!}{=} R w'(l_F)$ folgt für das Einspannmoment

$$M_E = \frac{2l_F^2 - 3R l_F}{6R - 3l_F} F. \quad (4.4)$$

Das Antriebsmoment muß sowohl die Auslenkungskraft als auch das Einspannmoment aufbringen (vgl. Abb. 4.6) und errechnet sich zu

$$M = R F + M_E = \frac{6R^2 - 6R l_F + 2l_F^2}{6R - 3l_F} F.$$

Damit ergibt sich für ein Paar dieser Federn mit dem von Strukturhöhe h und Federbreite d_F abhängigen Flächenträgheitsmoment $I = \frac{d_F^3 h}{12}$ ein Drive-Steifigkeitsmoment von

$$K_D = \frac{M}{\frac{w(l_F)}{R}} = 2 \frac{6R^2 - 6R l_F + 2l_F^2}{l_F^3} E I = \frac{R^2 - R l_F + \frac{1}{3} l_F^2}{l_F^3} E d_F^3 h. \quad (4.5)$$

Von außen ansetzende Federn würden nicht nur den Platzbedarf der Mikromechanik erhöhen, sondern auch durch die in Abb. 4.6d gezeigte extreme S-Krümmung eine unerwünschte Versteifung von K_D verursachen.

Weicher wird die Feder gemäß 4.5 also, indem sie schmäler oder länger gemacht wird oder die Schichtdicke reduziert wird. Eine dünnere mechanische Schicht würde überproportional die Torsionssteifigkeit der Balkenfeder reduzieren, also entgegen der Absicht die Sensesteifigkeit mehr reduzieren als die Drivesteifigkeit. Der Mindestbreite der Feder sind technologische Grenzen durch den mikromechanischen Prozeß gesetzt. Außerdem muß berücksichtigt werden, daß bei sinkender Balkenbreite der Fehler durch Fertigungstoleranzen steigt: bereits bei $2 \mu\text{m}$ Balkenbreite verursacht eine Abweichung von $0,1 \mu\text{m}$ etwa 7% Fehler gegenüber der beabsichtigten Drive-Resonanzfrequenz.

Besonders vielversprechend ist es, die Feder zu verlängern, die mit bis zu dritter Potenz in die Federsteifigkeit eingeht, wobei mit größerer Federlänge der Fehler durch Prozeßtoleranz noch abnimmt.

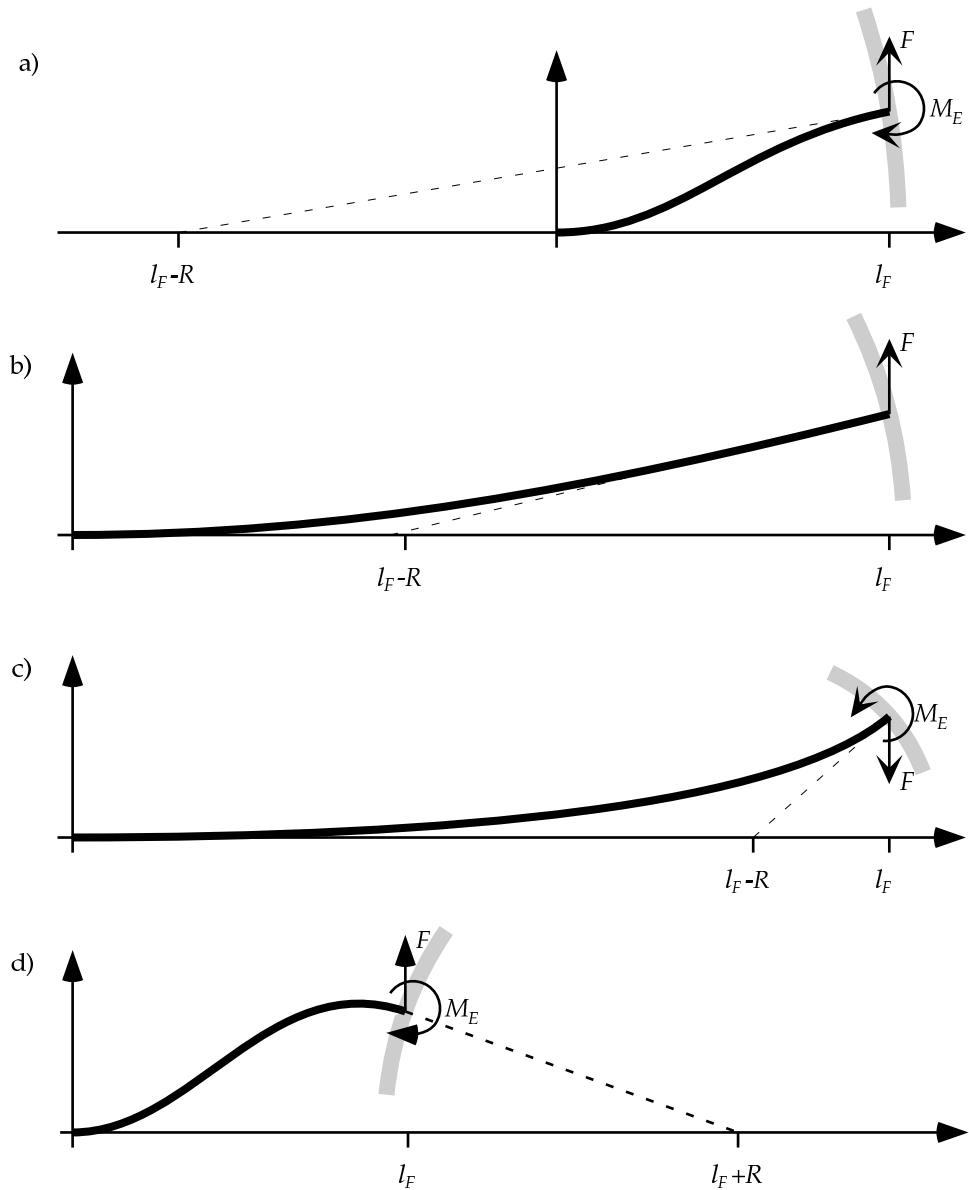


Abbildung 4.6: Biegelinie der Drivefeder für verschiedene Federlängen; gestrichelt ist die Achse zum Rotationsmittelpunkt dargestellt, der Bügel, der die Feder mit den übrigen Teilen des Rotationsschwingers verbindet, ist grau angedeutet. Eine kurze Feder muß eine S-Krümmung annehmen (a), bei einem Verhältnis von 2:3 verschwindet das Einspannmoment (b), bei noch längerer Feder wirken Kraft und Moment schließlich gegeneinander (c). Von außen ansetzende Federn haben eine besonders ungünstige S-Krümmung (d).

Die Sense-Federsteifigkeit K_S

Das Torsionsflächenmoment eines rechteckigen Balkens der Höhe h und der Dicke d_F ist für $h > d_F$

$$I_T = C h^3 d_F ;$$

dabei ist C eine Konstante, die vom Verhältnis h/d_F abhängt und von ca. 0,14 für einen quadratischen Querschnitt bis zu 0,33 für sehr große Seitenverhältnisse steigt. Für die Drillung $\varphi'_T(x)$ einer Feder unter dem Torsionsmoment M_T gilt mit dem Schubmodul G

$$\varphi'_T(x) = \frac{M_T}{G I_T(x)},$$

damit erhält man als Steifigkeit eines Federpaars der Länge l_F

$$K_S = 2 \frac{\partial M_S}{\partial \varphi_T(l_F)} = \frac{2G C h^3 d_F}{M_T l_F} . \quad (4.6)$$

Die Schichtdicke der Struktur geht somit, wenn sie größer als die Federbreite ist, überproportional in die Sensesteifigkeit ein, also stärker als in die Drivestefigkeit. Der Schichtdicke ist eine obere Grenze durch die Prozeßtechnologie gesetzt, da eine hohe Topologiestufe die Schärfe der Fokussierung bei der Belichtung beeinträchtigt. Zum Zeitpunkt des Abschlusses dieser Arbeit darf die Schichtdicke höchstens 4 μm betragen. Da auch die Herstellungskosten mit steigender Schichtdicke anwachsen, ist sogar ein noch geringerer Wert anzustreben, soweit die Spezifikationen trotzdem erfüllbar sind.

Die Breite des Federbalkens geht wiederum in die Federkonstante der Torsion weniger stark ein als in die des Biegebalkens, sollte also gering gehalten werden mit der bereits genannten Einschränkung, daß der Toleranzbereich für die Resonanzfrequenz nicht zu groß sein darf: eine zu geringe Resonanzfrequenz würde keine ausreichende Erschütterungsfestigkeit bieten, eine zu hohe Resonanzfrequenz dagegen den Abstand der Resonanzfrequenzen zu sehr verkleinern, da die Torsionssteifigkeit nicht in gleichem Maße durch eine mit zu großer Breite prozessierte Feder ansteigt wie die Driveresonanz.

Die Federlänge geht nur proportional in die Torsionssteifigkeit ein, eine möglichst lange Feder verbessert also das Verhältnis der Resonanzfrequenzen, insbesondere in dem Bereich, in dem der Biegebalken infolge der Einspannung eine S-Krümmung aufweist, die durch eine längere Feder entspannt wird (vgl. Abb. 4.6a).

Aus Gleichungen 4.5 und 4.6 ergibt sich, daß das Verhältnis von K_D und K_S

$$\frac{K_D}{K_S} = \frac{2EI M_T}{GC h^3 d_F} \frac{6R^2 - 6R l_F + 2l_F^2}{l_F^2} \sim 3 \left(\frac{R}{l_F} \right)^2 - 3 \left(\frac{R}{l_F} \right) + 2$$

maximal wird für $l_F = 2R$; allerdings ist zu bedenken, daß – wie in Abschnitt 3.3.1 dargelegt – die Driveresonanzfrequenz 10 kHz nicht unterschreiten sollte. Wenn diese Bedingung nur noch eingehalten werden kann, indem die Breite des Biegebalkens erhöht wird, ist eine Verlängerung der Feder nicht mehr sinnvoll.

Eine Federlänge von mehr als dem Radius der Aufhängung ist mit einem symmetrischen Federpaar in der Senseachse nicht realisierbar. Wenn man nicht auf die ungünstigere Aufhängung von außen ausweichen oder die Asymmetrieffekte einer einseitigen Aufhängung in Kauf nehmen will, müssen die Federn gemäß Abb. 4.7 im mittleren Teil um den Aufhängungspunkt der jeweils anderen Feder herumgeführt sein. Nach den Überlegungen aus Abschnitt 3.3.1 würde jedoch auf die Federabschnitte, die die Senseachse verlassen, der beschriebene Effekt durch den Parallelogrammfehler des Federquerschnitts wirken. Dieses Problem lässt sich vermeiden, indem die Breite d_{FM} des mittleren Federabschnittes deutlich größer gewählt wird, so daß seine Federwirkung zu vernachlässigen ist.

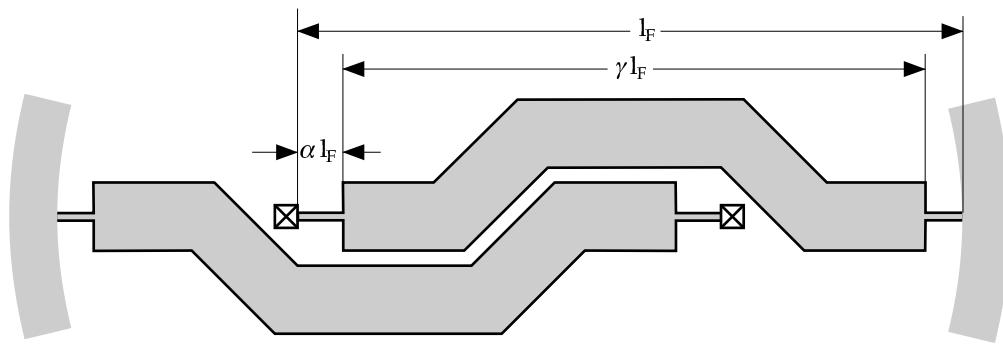


Abbildung 4.7: Durch einen starren Mittelteil entsteht eine Doppelgelenkfeder

Eine solche Doppelgelenkfeder hat gleichzeitig den Vorteil, daß der Mittelteil die wirksame Federlänge für die Torsion verkürzt, während er für Biegungen eine relativ geringe Bedeutung hat. Zur Berechnung der veränderten Biegesteifigkeit muß die Krüm-

mung abschnittweise definiert werden³

$$\begin{aligned} w_1''(x) &= \frac{F(l_F - x) + M_E}{E I_1} \text{ für } 0 \leq x < \alpha l_F \\ w_2''(x) &= \frac{F(l_F - x) + M_E}{E I_2} \text{ für } \alpha l_F \leq x < (\alpha + \gamma) l_F, \\ w_3''(x) &= \frac{F(l_F - x) + M_E}{E I_1} \text{ für } (\alpha + \gamma) l_F \leq x < l_F \end{aligned}$$

und diese Krümmungen müssen bereichsweise integriert werden:

$$\begin{aligned} w_1'(x) &= \int_0^x w_1''(\xi) d\xi \\ w_2'(x) &= \int_0^{\alpha l_F} w_1''(\xi) d\xi + \int_{\alpha l_F}^x w_2''(\xi) d\xi \\ w_3'(x) &= \int_0^{\alpha l_F} w_1''(\xi) d\xi + \int_{\alpha l_F}^{(\alpha + \gamma) l_F} w_2''(\xi) d\xi + \int_{(\alpha + \gamma) l_F}^x w_3''(\xi) d\xi. \end{aligned}$$

So erhält man schließlich für die Auslenkungen

$$\begin{aligned} w_1(x) &= \int_0^x w_1'(\xi) d\xi \\ w_2(x) &= \int_0^{\alpha l_F} w_1'(\xi) d\xi + \int_{\alpha l_F}^x w_2'(\xi) d\xi \\ w_3(x) &= \int_0^{\alpha l_F} w_1'(\xi) d\xi + \int_{\alpha l_F}^{(\alpha + \gamma) l_F} w_2'(\xi) d\xi + \int_{(\alpha + \gamma) l_F}^x w_3'(\xi) d\xi. \end{aligned}$$

Mit den unveränderten Randbedingungen und den Abkürzungen $L = (1 - \alpha) l_F$ und $\kappa = \frac{I_1}{I_2} - 1 = \left(\frac{d_F}{d_{FM}}\right)^3 - 1$ ergibt sich für die Momentensteifigkeit der Doppelgelenkfeder gegenüber Driveauslenkungen:

$$\begin{aligned} K_D &= \frac{M_D}{\varphi_D} = \frac{M}{w_3(l_F)/R} \\ &= \frac{E d_F^3 h}{3l_F^3} \frac{l_F^2 \gamma^3 + 3(R - L)l_F \gamma^2 + 3(l_F L^2 - 2Rl_F + 2Rl_F \alpha + R^2) \gamma + (l_F^2 - 3Rl_F + 3R^2) \kappa^{-1}}{\kappa \gamma^4 + 4\gamma^3 + (12\alpha - 6)\gamma^2 + (12\alpha^2 - 12\alpha + 4)\gamma + \kappa^{-1}} \end{aligned} \quad (4.7)$$

³Der mittlere Federabschnitt wird für die Rechnung nicht als völlig steif angenommen, sondern mit einem Flächenträgheitsmoment I_2 angesetzt. Damit lässt sich später aus der Gleichung der Biegelinie eine Breite des Mittelteils d_{FM} ermitteln, für die tatsächlich näherungsweise Steifheit gilt.

Die Torsionssteifigkeit ändert sich für die Doppelgelenkfeder über einfache Addition der Teilverwindungen zu

$$K_S = \frac{2G}{l_F \left(\frac{1-\gamma}{C_1 h^3 d_F} + \frac{\gamma}{C_2 h d_{FM}^3} \right)}. \quad (4.8)$$

Mit einem sehr langen starren Mittelteil und kurzen weichen Federn an der Verankerung und dem Bügel, der die einzelnen Teile des Sensorelementes verbindet, kann man das Verhältnis der Resonanzfrequenzen fast beliebig einstellen. Grenzen sind dem Einstellungsbereich vor allem durch zwei Effekte gesetzt:

- je kürzer die „weichen“ Federstücke sind, desto stärker müssen sie gebogen werden, um dieselbe Auslenkung zu erreichen; dabei besteht – insbesondere beim inneren Federstück – die Gefahr, daß das Silizium über den elastischen Bereich hinaus gedeht wird;
- bei extrem kurzen Federstücken haben bereits kleine Herstellungstoleranzen erhebliche Auswirkungen auf die Resonanzfrequenz; gerade bei einem sehr kurzen äußeren Federstück kann eine minimale Dickenänderung der Federn die Resonanzfrequenz deutlich aus dem Toleranzbereich hinaus verschieben.

4.2 Dimensionierung des mechanischen Designs

Das vorgestellte Designkonzept eines Rotationsschwingers mit Doppelgelenkfedern, Antriebskämmen und Sensedektionselektroden enthält zahlreiche Parameter, die zur Optimierung der Funktion variiert werden können: Längen der einzelnen Federabschnitte, Radien und Winkel der Senseelektroden, Anzahl der Zinken an den Antriebskämmen usw.

Die Wahl dieser Parameter wird durch eine Reihe von Randbedingungen bestimmt. Die Einhaltung einer kleinsten Resonanzfrequenz als Forderung der Erschütterungsfestigkeit wurde bereits genannt und ihre Berechnung hergeleitet. Auch muß kontrolliert werden, ob der Mittelteil der Federn tatsächlich näherungsweise als starr angenommen werden kann. Daneben gibt es noch eine Reihe geometrischer Bedingungen, die etwa überprüfen, ob zwischen äußeren Antriebskämmen und dem Rand der Senseelektroden noch genug Platz für die notwendigen Deckelstützen bleibt.

Drei weitere relevante Bedingungen sollen im folgenden noch untersucht werden:

- ruft eine extreme Dimensionierung der Doppelgelenkfeder keine kritischen Dehnungen im Silizium hervor,
- liegt die resultierende Resonanzfrequenz für Schwingungen um die y -Achse deutlich oberhalb der beabsichtigten Arbeitsfrequenz und
- werden die Antriebskämme durch die elektrostatischen Kräfte nicht so weit verformt, daß die Kammzinken von Schwinger und Stator einander berühren?

Maximale Dehnung bei der Doppelgelenkfeder

In den "weichen" Teilen der Doppelgelenkfeder treten bei gleicher Auslenkung erheblich höhere Spannungen auf als bei durchgängigen Federn. Es ist sicherzustellen, daß die maximal auftretende Dehnung ε_{max} einen ausreichenden Sicherheitsabstand zur Bruchgrenze aufweist, um eine beschleunigte Materialalterung auszuschließen.

Es wird eine gleichmäßige Spannungsverteilung im Federquerschnitt angenommen:

$$\sigma(y) = E \varepsilon(y) = E \frac{\varepsilon_{max}}{d_F/2} y$$

Die maximale Spannung tritt bei der größten Krümmung, also bei der inneren Verankerung auf. Dort gilt das Momentengleichgewicht:

$$F l_F + M \stackrel{!}{=} \int_{-d_F/2}^{d_F/2} \sigma h y dy = \int_{-d_F/2}^{d_F/2} 2E \varepsilon_{max} \frac{h}{d_F} y^2 dy = \frac{1}{6} E \varepsilon_{max} d_F^2 h$$

Wenn man nun auf der linken Seite die Kraft und das Moment für einen gegebenen Driveauslenkungswinkel φ_D einsetzt, läßt sich ε_{max} in Abhängigkeit dieses Winkels angeben:

$$\varepsilon_{max}(\varphi_D) = \frac{\varphi_D d_F}{l_F^2} \frac{2l_F \gamma^3 + 3(R + 2l_F \alpha - l_F) \gamma^2 + 6\alpha(R + l_F \alpha - l_F) \gamma + 3R - l_F \kappa^{-1}}{\kappa \gamma^4 + 4\gamma^3 + 6(2\alpha - 1)\gamma^2 + 4(3\alpha^2 - 3\alpha + 1)\gamma + \kappa^{-1}} \quad (4.9)$$

Bei [BHJ] wird die mittlere Bruchdehnung mit 1,81% angegeben, mit einer recht hohen Standardabweichung der Messwerte von 0,42%. Als maximale Auslegungsdehnung wird daher die mittlere Bruchdehnung abzüglich der dreifachen Standardabweichung,

also eine Dehnung von 0,55% empfohlen. Für das optimierte Design ergibt nach Gl. 4.9 ein ε_{max} von etwa 0,36%, das also noch im empfohlenen Bereich liegt.

Federsteifigkeit für y -Verkippungen

In Abschnitt 2.3 wurde die Möglichkeit angedacht, auch die Deckel- und Bodenelektroden über und unter den Zinken der Antriebskämme zu nutzen, um die Kapazitätsänderung und damit das Antriebsmoment zu vergrößern. Als Nachteil wurde die Aufweichung der mechanischen Feder genannt, die ein Verkippen der Struktur aus der Ebene heraus, in diesem Fall besonders um die y -Achse, begünstigt. An den beiden äußeren Paaren der Antriebskämme würde außerdem eine besonders unerwünschte Aufweichung der Sense-Federsteifigkeit auftreten.

Um negative Effekte auszuschließen, sollte diese Antriebsverstärkung also einerseits auf das mittlere Paar von Antriebskämen beschränkt werden, andererseits muß auch die resultierende Resonanzfrequenz für Verkippungen um die y -Achse deutlich höher liegen als die Arbeitsfrequenz.

Für die mechanische Federsteifigkeit bei y -Auslenkungen erhält man mit $\kappa_y = \frac{d_F}{d_{FM}} - 1$ analog zur Herleitung von K_D (Gl. 4.7)

$$K_y = \frac{E d_F h^3}{3 l_F^3} \frac{l_F^2 \gamma^3 + 3(R-L) l_F \gamma^2 + 3(l_F L^2 - 2R l_F + 2R l_F \alpha + R^2) \gamma + (l_F^2 - 3R l_F + 3R^2) \kappa^{-1}}{\kappa \gamma^4 + 4\gamma^3 + (12\alpha - 6)\gamma^2 + (12\alpha^2 - 12\alpha + 4)\gamma + \kappa^{-1}}.$$

Falls zur Erhöhung des Antriebsmomentes auch die Deckel- und Bodenelektroden über und unter den Zinken der mittleren Antriebskämme mitbenutzt werden sollen, ergibt sich entsprechend Gleichung 2.4 durch diese Aufweichung eine resultierende Federsteifigkeit von etwa

$$K_{Y,res} \approx K_Y - \frac{\varepsilon_0 \varphi_{max} d_Z U_D^2}{d_0^3} (3R^2 n_Z + 6R^2 n_Z^2 b_Z + 3R n_Z^3 b_Z^2 + n_Z^4 b_Z^3).$$

Dabei ist berücksichtigt, daß die Zinken im Mittel halb eingetaucht sind und durch den wechselseitigen Antrieb jede Zinke nur die Hälfte der Zeit innerhalb des aufweichenden elektrischen Feldes liegt.

Für die optimierte Geometrie ergibt sich eine mechanische Resonanzfrequenz für Schwingungen um die y -Achse, die beim 1,8-fachen der Driveresonanzfrequenz liegt. Der geringere Anteil der schweren Senseelektroden am Massenträgheitsmoment um die y -Achse und das Aspektverhältnis der dominanten „weichen“ Federstücke ließe ein

höheres Verhältnis erwarten, doch für diese Verkippung kann das mittlere Federstück nicht mehr als starr angesehen werden, da die Verbreiterung nur linear in die Steifigkeit eingeht statt kubisch wie bei der Driveauslenkung.

Die Federsteifigkeit wäre damit nicht einmal groß genug, die Antriebsverstärkung nur des mittleren Kammpaares durch Boden- und Deckelektroden zu ermöglichen. Zumindest für Teststrukturen sollte also ganz auf diese Antriebsverstärkung verzichtet werden. Wenn sich der Abstand der y -Resonanzfrequenz von der Antriebsfrequenz in Versuchen als ausreichend auch für große Erschütterungen herausstellen sollte, könnte ein Teil der Antriebszinken dann doch mit Boden- und Deckelektroden versehen werden. Dabei ist der weiter innen liegende Teil zu bevorzugen, da der Abstand zum Rotationsmittelpunkt mit höherer Potenz in die Federaufweichung eingeht als in der Antriebsleistung.

Maximale Durchbiegung der Antriebszinken

Unter der einseitigen Kraftwirkung des Antriebs werden sich die Mittelstreben der Kämme etwas biegen. Dadurch verlaufen auch die Zinken nicht mehr genau in der Mitte zwischen den komplementären Statorzinken, erfahren also ebenfalls eine asymmetrische Kraft, die sie verbiegt. Es muß sichergestellt werden, daß die Zinken nicht so nahe aneinanderkommen, daß die Gefahr einer Berührung besteht.

Die größte Durchbiegung ist an den äußersten Zinken zu erwarten, die bereits an der Aufhängung durch die Biegung der Mittelstrebe den größten Winkel gegenüber der Mittellage aufweisen und außerdem am längsten und damit am anfälligsten für eine Durchbiegung sind. Damit genügt es, die Durchbiegung an den Enden der äußersten Zinken bei maximaler Eintauchung zu betrachten, um insgesamt die Gefahr von Berührungen abschätzen zu können.

Die folgende Gleichung für die Auslenkung $\Delta d_{Z,max}$ des äußersten Zinkenendes aus der Ruhelage geht vereinfachend von einer gleichmäßigen Kraftwirkung über die ganze Länge des Kamms aus und vernachlässigt die durch die Krümmung der Zinke selbst noch weiter erhöhte Kraft:

$$\Delta d_{Z,max} = \frac{\varphi_G (R + 2n_Z b_Z) \varepsilon_0 U^2 (2n_Z b_Z)^3}{d_A b_Z E d_G^3} \left(1 + \frac{11}{5} U^2 \varepsilon_0 \frac{(\varphi_G (R + 2n_Z b_Z))^4}{E d_Z^3} \right)$$

Wie bereits in Abschnitt 3.2.2 beschrieben, wurde zur Optimierung der Designparameter ein Zufallsverfahren angewendet, bei dem die skalierbaren Parameter zufällig verändert werden, bis eine Anordnung alle Randbedingungen erfüllt und den zu optimierenden Wert der Ausgangsanordnung übertrifft. Die Parameter der neuen Anordnung dienten dann als Ausgangswert für weitere Optimierungen.

Abb. 4.8 zeigt die resultierende Geometrie; der dort markierte Bereich ist in Abb. 4.9 als mikroskopische Aufnahme zu sehen.

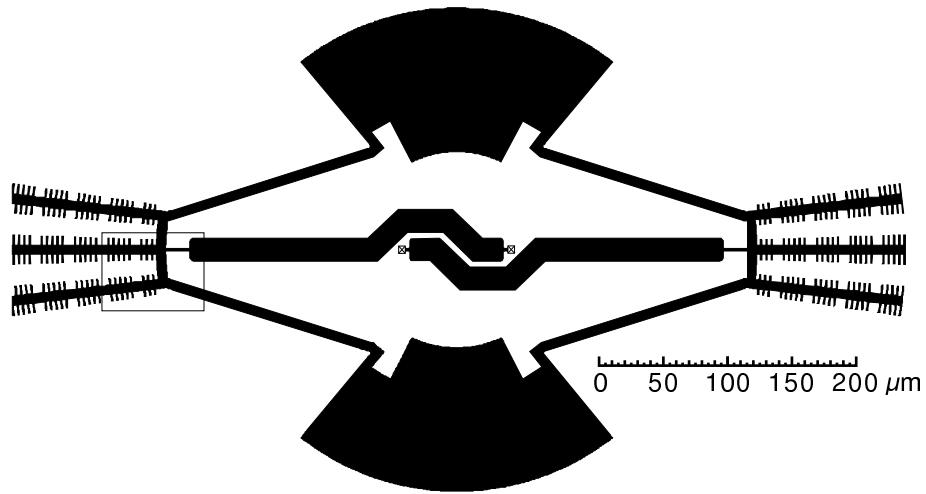


Abbildung 4.8: Gesamtbild des Rotationsschwingers. Die durchkreuzten Quadrate an den inneren Federenden markieren die Einspannungspunkte, an denen die bewegliche Struktur mit der (nicht dargestellten) starren Struktur verbunden ist, die praktischen den gesamten inneren Bereich (abzüglich des Auslenkungsbereiches für den Rotationsschwinger) einnimmt und mit Boden und Deckel verbunden ist. Die Senseelektroden bestehen aus den großen äußeren Flächen für die Detektion und den kleinen inneren für den Antrieb der Referenzschwingung für die Sensefrequenzregelung und für die Rückkopplung.

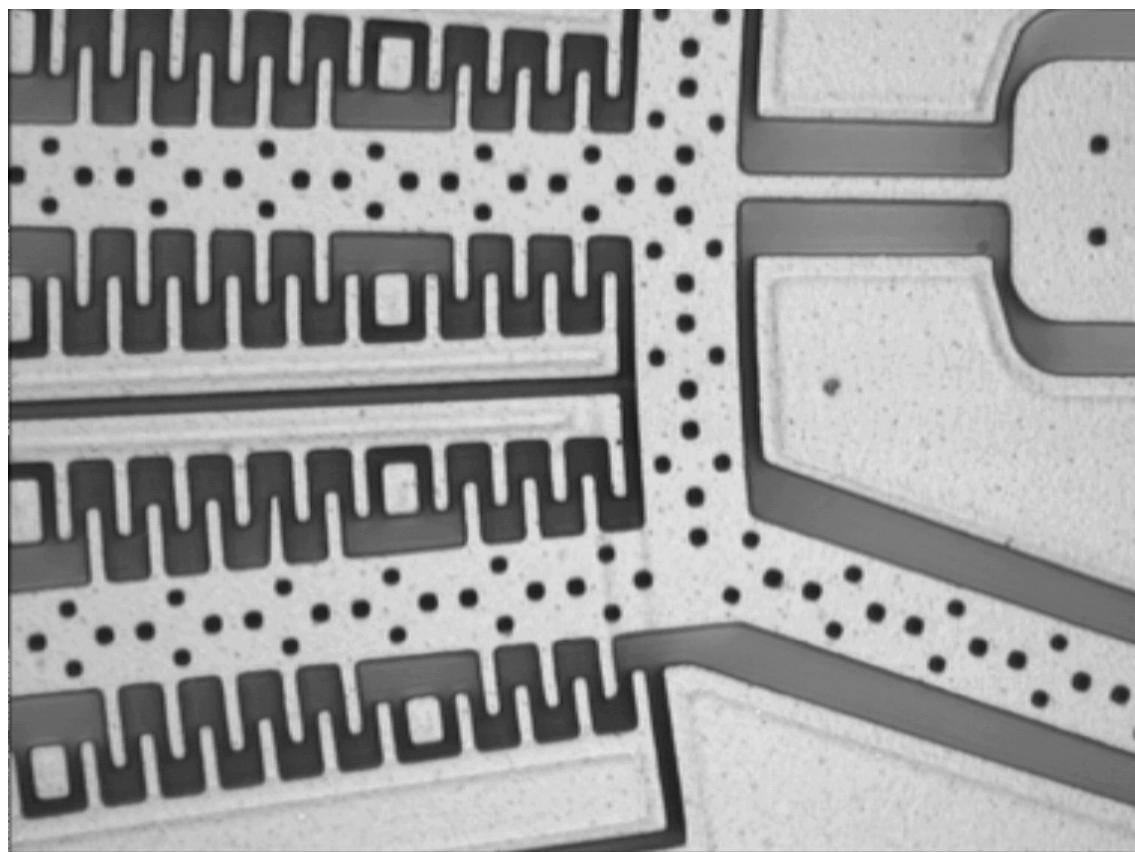


Abbildung 4.9: Mikroskopaufnahme eines Ausschnittes aus einem teilprozessierten Sensorlement. Man sieht ein äußeres Federstück, die ineinandergreifenden Antriebskämme, die Stützen für den Deckel und die Ätzlöcher in den breiteren Strukturen. Der Pfeil deutet die Richtung der Driveschwingung an.

5 Regelungstechnisches Konzept des Sensors

5.1 Durchführung der Simulationen des Gesamtsystems

Die Simulation auf Systemebene wurde mit dem *Matlab*-Modul *Simulink* durchgeführt. Dabei werden die Zusammenhänge zwischen den mechanischen und elektrischen Zustandsgrößen durch Funktionsblöcke dargestellt. So wandelt beispielsweise ein Block das in Senserichtung auf das Sensorelement wirkende Moment – in Abhängigkeit von der aktuellen Drivegeschwindigkeit und der Drehung des Inertialsystems – in die resultierende Auslenkung um. Andere Blöcke wandeln diese Senseauslenkung in die Kapazität des Kondensators zwischen Rotationsschwinger und Elektroden um oder repräsentieren ein digitales Filter in der Auswertungsschaltung.

Die Formeln für die Blöcke des mechanischen Schaltungsteiles entstammen dabei der analytischen Betrachtung aus Kapitel 4, die Übertragungskennlinien der Analogschaltung sind der Simulation auf Netzwerkebene entnommen. Die Logik der digitalen Baulemente lässt sich unmittelbar in das Blockschaltbild übertragen.

Das Gesamtsystem ist zu komplex, um es anhand einer einfachen Größe wie z. B. der Antwort des Ausgangssignals auf einen Sprung der Eingangsgröße, also der Drehung des Inertialsystems, beurteilen zu können. Deshalb wurde als Eingangssignal ein “Parcours” gewählt, der die für die Funktion des Sensors charakteristischen Zustände durchfährt:

- das für typische Einsatzgebiete geforderte niedrigste Eingangssignal als Test für den Rauschabstand,

- das üblicherweise maximal auftretende Eingangssignal als Test für Übersteuerung,
- ein rampenförmiges Signal als Test für die Linearität,
- ein schnell veränderliches Signal als Test für die Bandbreite und
- am Ende des Parcours ein Nullsignal als Test für Nullpunktverschiebung.

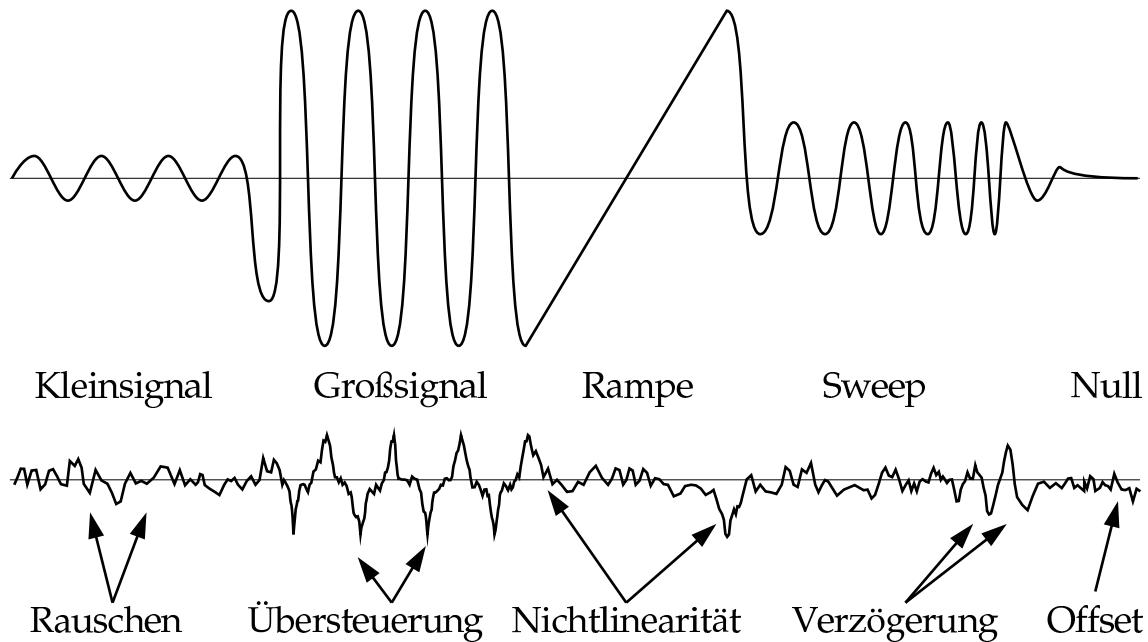


Abbildung 5.1: Testeingangssignal und typisches Fehlersignal (nichtmaßstäbliche Veranschauung). Das Eingangssignal in Höhe der Meßempfindlichkeit erzeugt ein vom Rauschen dominiertes Fehlersignal, das spektral untersucht werden kann; das anschließende maximale Eingangssignal liefert Aufschlüsse über das Verhalten bei Übersteuerungen und die Rückkehr aus Zuständen mit gesättigten Akkumulatoren; das Rampensignal macht Linearitätsprobleme sichtbar; das Eingangssignal mit steigender Frequenz führt bei mangelnder Meßbandbreite zu Fehlern durch Verzögerungen; das Fehlersignal bei fehlendem Eingangssignal ermöglicht die Messung des Offset am Ende des Parcours.

Um den Einfluß numerischer Effekte bei bestimmten Meßgrößen zu verringern, werden (bis auf das Rampensignal) sinusförmige Signale benutzt, deren Frequenz außerdem langsam geändert wird, um auch hier einer Musterbildung vorzubeugen.

Für die einzelnen Abschnitte wird dann jeweils das Signal-Rausch-Verhältnis (*signal to noise ratio, SNR*) ermittelt. Als weiterer Anhaltspunkt für das Systemverhalten wird die Verteilung der Aussteuerungen kritischer Systemteile für jeden Parcoursabschnitt mitprotokolliert, um Übersteuerung oder mangelnde Aussteuerung sichtbar zu machen.

Außerdem kann es bei der Untersuchung des Systemverhaltens hilfreich sein, das Spektralbild des Fehlersignals eines gefensterten Parcoursabschnittes zu betrachten.

Die durchgeführten Simulationen gehen von einer Abtastrate von 1 MHz und rund 10 kHz Resonanzfrequenz aus; eine leichte Verstimmung wird angenommen, um den Spezialfall eines glatten Teilungsverhältnisses zu vermeiden. Als Drivegüte wird, wenn nicht anders angegeben, 30 angenommen, als Sensegüte 5. Im Einzelfall werden zusätzliche Simulationen mit höheren Güten durchgeführt, da die geringste Güte nicht zwingend das ungünstigste SNR verursachen muß.

Das schaltungstechnische Konzept muß eine Reihe von Forderungen erfüllen:

- die Antriebsfrequenz muß geregelt werden, damit der Antrieb in Resonanz erfolgt,
- die Spannung der Meßelektroden muß geregelt werden, damit die effektive Sensorsesonanzfrequenz auf die Antriebsfrequenz fällt,
- um die Senseachse muß eine Schwingung angeregt werden, um die Sensorsesonanzfrequenz regeln zu können, ohne das Nutzsignal dabei zu stören,
- das Nutzsignal soll für eine Gegenkopplung genutzt werden, die die mechanische Auslenkung unterdrückt, und
- eine mögliche statische Verkipfung um die Senseachse muß ausgeglichen werden.

All diese Forderungen sollen für einen weiten Toleranzbereich variierender Parameter erfüllt werden. Dabei darf allerdings auch der schaltungstechnische Aufwand und damit die von der Regelung eingenommene Chipfläche nicht zu groß werden. Ein adaptives Regelungskonzept scheidet wegen des zu erwartenden Aufwandes bereits aus; stattdessen muß eine robuste Reglerauslegung dafür sorgen, Übersteuerungen, Instabilitäten oder mangelnde Empfindlichkeit für jede mögliche Parameterkombination zu erreichen.

Im folgenden werden die Funktionsblöcke des Konzeptes diskutiert.

5.2 Funktionsblöcke

5.2.1 Eingangsstufen

Aufgrund der extrem kurzen Zeitkonstanten, die sich mit den kleinen, in CMOS-Technik realisierbaren Widerständen und Kapazitäten erreichen lassen¹, werden zur Realisierung von Filtern SC-Schaltungen eingesetzt, bei denen geschaltete Kapazitäten die Funktion von Widerständen übernehmen. Doch auch die damit erreichbaren Zeitkonstanten sind durch die Leckströme der Kapazitäten in der zur Verfügung stehenden Technologie auf einige Millisekunden begrenzt. Für die gewünschte Meßbandbreite von 10 Hz erreicht man die bestmögliche Rauschunterdrückung also nur durch digitale Filter. Da in den beabsichtigten Anwendungsbereichen ohnehin eine digitale Ausgabe des Meßsignals gewünscht wird, empfiehlt sich ein frühzeitiger Übergang von analoger auf digitale Signalverarbeitung; als Analog-Digital-Wandler kommen dabei aufgrund ihrer Linearität und der einfachen Realisierung Sigma-Delta-Modulatoren erster Ordnung zum Einsatz.

Da der Drehschwinger selbst auf einem festen Potential liegen soll, um eine Signalkopplung mit dem Antrieb zu vermeiden (vgl. Abschnitt 2.4), wird zur Messung eine Brückenschaltung gemäß Abb. 2.7b benutzt. Für eine gegebene Ruhekapazität von jeweils C_0 für beide Elektrodenpaare des nicht ausgelenkten Rotationsschwingers wird die Spannungsdifferenz an der Meßbrücke maximal für Referenzkapazitäten $C_{ref} = C_0$.

Da außerdem an den Rotorelektroden parasitäre Kapazitäten, z. B. gegenüber dem Substrat, zu erwarten sind, muß $C_{ref} = C_0 + C_{par}$ gewählt werden. Solange keine verlässlichen Daten über die Größe der parasitären Kapazitäten vorliegen, sollte auf den Testchips eine Abgleichmöglichkeit für C_{ref} vorgesehen werden.

Durch Leckströme und Schalterrauschen ist eine Drift des Potentials an den Verstärkereingängen zu erwarten. Da ein ausreichend hochohmiger Widerstand zur Fixierung des Potentials nicht realisierbar ist, schlägt [Cla97] eine Ersatzschaltung vor, bei der ein MOS-Transistor die Aufgabe des Widerstandes übernimmt.

Eine Alternative bestünde darin, das Potential von Zeit zu Zeit wieder auf das Mittelpotential zu schalten, was jedoch selten erfolgen sollte, da einerseits für diesen Vor-

¹Um eine Zeitkonstante von einer Millisekunde zu erreichen, müßte man eine Fläche von fast der halben Größe des gesamten Sensorelementes für einen Widerstand und Kondensator aufwenden. Für Zeitkonstanten, wie sie zur effektiven Filterung realisiert werden müßten, würde also zu viel Chipfläche benötigt.

gang jeweils ein Abtastwert geopfert werden muß und andererseits jeder Schaltvorgang einen Rauschbeitrag in Form von kT/C -Rauschen liefert. Abb. 5.2 zeigt links oben die um die Schalter T_z erweiterte Meßbrücke. Um möglichst wenig Nutzsignal einzubüßen, sollte der Schaltvorgang von T_z bevorzugt in den bekannten Nulldurchgängen der Senseschwingung stattfinden. Ein zeitweiliges Driften des Mittelwertes kann toleriert werden, wenn statt einer konstanten Meßspannung V_{ref} eine alternierende Spannung verwendet wird, man sich also die mittelwertfreie Verstärkung des Trägerfrequenzverfahrens zunutze macht.

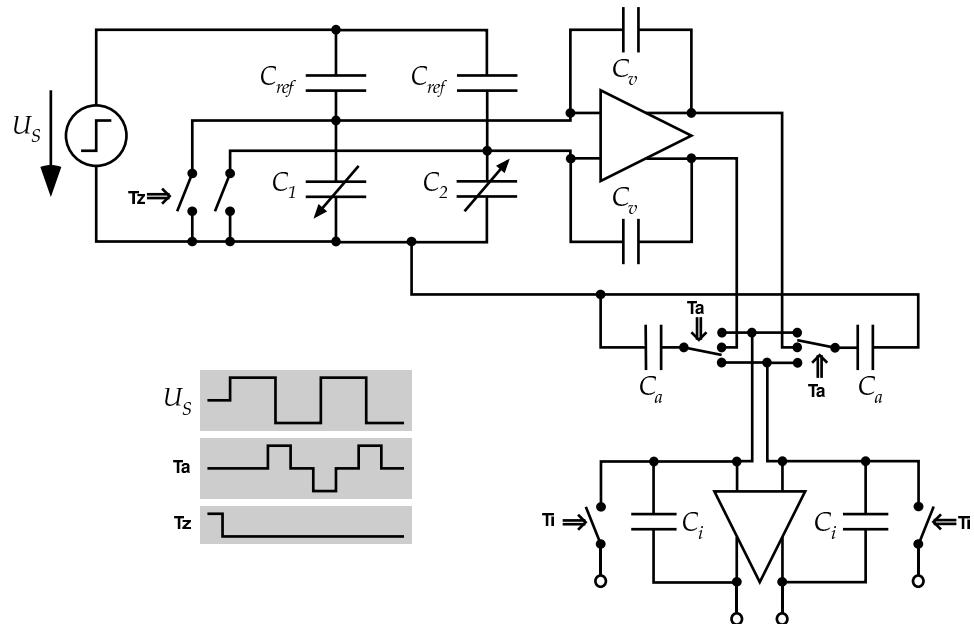


Abbildung 5.2: Die Meßbrücke mit den Detektionskapazitäten und nachgeschaltetem Vorverstärker sowie Demodulator und Integrationsstufe. Unten links wird die Ansteuerung gezeigt: nach dem Entladen der Kapazitäten durch die Schalter T_z wird die Meßbrücke mit einer alternierenden Spannung beschaltet. Mit der verstärkten Differenzspannung werden bei Schaltern T_a in Mittelstellung die Kondensatoren C_a geladen, deren Ladung dann je nach Vorzeichen von U_S auf den passenden Kondensator C_i übertragen wird.

Bei den geringen Auslenkungen ist die Kapazitätsänderung der Detektionselektroden symmetrisch: $C_1 = C_0 + \Delta C$ und $C_2 = C_0 - \Delta C$. In Abb. 5.2 ist eine Verstärkerstufe an die Meßbrücke angeschlossen, die ein

$$\Delta U_v = U_S \frac{\Delta C}{C_a}$$

liefert.

Die Integration der vorverstärkten Spannung übernimmt ein Differenzverstärker mit SC-Beschaltung gemäß Abb. 5.2: die Ladung eines mit der vorverstärkten Spannung geladenen Kondensators wird dabei auf den Kondensatoren C_i aufsummiert. Im Takt der Spannung U_S werden dabei die Kondensatoren gewechselt, so daß die Gleichtaktaussteuerung unterdrückt und nur das Differenzsignal summiert wird. Durch Modulation der Ansteuerung von T_z kann gleichzeitig die Demodulation der Antriebsfrequenz durchgeführt werden.

Über die Schalter T_i kann außerdem der Rückkopplungszweig des Sigma-Delta-Modulators realisiert werden: ein nachfolgender Entscheider lädt Kapazitäten, deren Ladung wieder von der auf den Integrationskondensatoren C_i abgezogen werden. Das Ausgangssignal des Entscheiders dient dann als Eingang des digitalen Schaltungsteils.

Da das Nutzsignal linear mit der Abtastrate steigt, der zufällige Fehler durch verschiedene Rauschgrößen aber nur mit der Quadratwurzel aus der Abtastrate, sollte die maximale Abtastrate gewählt werden, die bei der zur Verfügung stehenden CMOS-Technologie realisierbar ist; hier wird zunächst von einer Größenordnung von einem Megahertz ausgegangen.

Gleichzeitig mit der Demodulation des Abtastsignals kann man nun die Demodulation mit der mechanischen Trägerfrequenz vornehmen; dazu wird das um 270° ² phasenverschobene Antriebssignal verwendet. Soweit es zum Senken des störenden Oberwellenanteils einer gewöhnlichen Rechteckdemodulation vorteilhaft erscheint, kann auf Kosten des Nutzsignals eine aussetzende Demodulation gemäß Abb. 5.3 verwendet werden.

5.2.2 Antriebsregelung

Da sich die relevanten Systemeigenschaften wie Schwingungsgüten und Resonanzfrequenzen nur langsam ändern (im Bereich von Sekunden durch die Temperatur bis im Bereich von Jahren durch veränderten Gasdruck infolge von Diffusion), ist die bestimmende Forderung für die Dimensionierung der Regler, daß nach spätestens einer Sekunde das System betriebsbereit sein muß. Das läßt Spielraum für sehr langsame und stabile Regler, die nur digital ausgeführt werden können.

²Die 270° setzen sich aus

- 90° Phasenverschiebung der resonanten Driveschwingung,
- 90° für die in das Coriolismoment eingehende zeitliche Ableitung der Driveschwingung und
- 90° Phasennacheilung durch die Senseresonanz zusammen.

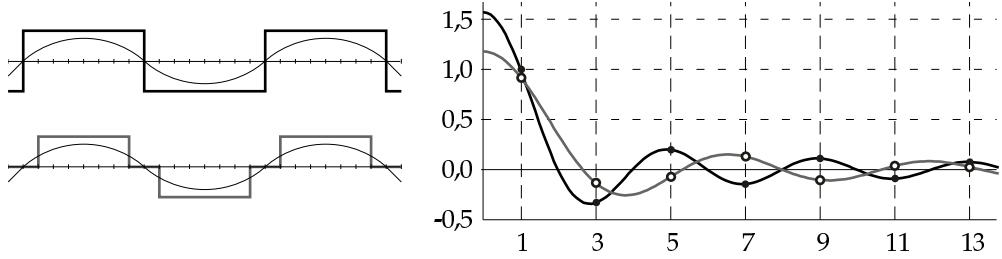


Abbildung 5.3: Aussetzende Demodulation: Gegenüber einer Rechteckdemodulation (oben links, schwarz) verliert eine Demodulation, die im Bereich des Nulldurchgangs die Messung aussetzt (links unten, grau) nur wenig an Amplitude beim Nutzsignal, unterdrückt aber deutlich die dritte und fünfte Oberwelle, die durch die Rückkopplung störende Signalanteile enthalten können, die bei schwach ausgeprägter Resonanz unzureichend durch die Mechanik reduziert werden.

Für die Regelung der Antriebsfrequenz wird daher ein numerisch gesteuerter Oszillator (*numerically controlled oscillator*, NCO) benutzt, d. h. ein digitaler Zähler, der ein periodisches Ausgangssignal liefert, dessen Frequenz durch ein ebenfalls digitales Eingangssignal gesteuert wird. Als Eingangsgröße dient also ein digitaler Frequenzwert, der im NCO in einem Akkumulator aufsummiert wird, der bei Erreichen eines Schwellenwertes die Richtung des Antriebssignales umkehrt. Zweckmäßigerweise wird man den Schwellenwert auf eine Zweierpotenz legen, so daß sich das Antriebssignal und andere für die Gesamtschaltung relevante Signale wie das Quadratursignal durch einfache Bitoperationen erzeugen lassen und der Aufwand minimiert wird. Abbildung 5.4 zeigt eine Realisierung.

Wenn die Frequenz mit n Bit repräsentiert wird, kann die Antriebsfrequenz durch den Quantisierungsfehler um bis zu

$$\Delta\omega = \omega_0 2^{-n-1}$$

von der exakten Resonanzfrequenz abweichen (wenn man annimmt, daß die Resonanzfrequenz näherungsweise bei 2^n liegt). Die Amplitude sinkt dabei auf

$$\frac{x}{x_0} = (Q^2 (2^{-2n} + 2^{-3n-1} + 2^{-4n-4}) + 1 + 2^{-n} + 2^{-2n-2})^{-\frac{1}{2}},$$

für höhere Bitzahlen gilt also die Näherung

$$\frac{x}{x_0} \approx (2^{-2n} Q^2 + 1)^{-\frac{1}{2}}.$$

Mit 6 Bit Breite läge man mit dem Quantisierungsfehler also selbst bei hoher Güte ($Q = 100$) noch innerhalb der Halbwertsbreite der Resonanz, mit 8 Bit würden bei gleicher Güte nur noch maximal ca. 7% an Amplitude eingebüßt.

Die notwendige Zählerbreite des NCO muß die k -malige Addition der Frequenz ermöglichen, wobei k das Verhältnis von Zählerarbeits- zu Antriebsfrequenz ist. Bei dem angestrebten Verhältnis von etwa 100 Additionen pro Periode muß der 8 Bit-Frequenzwert also mindestens 100 im Zähler des NCO Platz finden. Mit $2^7 = 128 > 100$ ergibt sich eine interne Bitzahl von $8 + 7 = 15$ Bit.

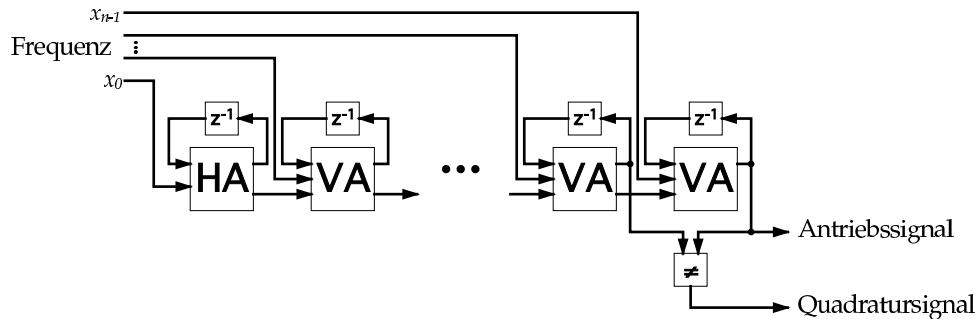


Abbildung 5.4: Realisierung des numerisch gesteuerten Oszillators zur Erzeugung von Antriebs- und Demodulationssignal

Die Regelung selbst beruht auf der Detektion der Phasenabweichung zwischen dem Antriebssignal und der gemessenen Driveschwingung. Einige Zinken der Antriebskämme können für die Messung des Drivesignals benutzt werden; die Signalgewinnung kann mit der gleichen Schaltung erfolgen wie bei der Sensesignalgewinnung; auch hier erfolgt die Messung mit einer Kapazitätsmeßbrücke und ein Sigma-Delta-Modulator übernimmt die Analog-Digital-Wandlung.

Demoduliert wird mit dem Antriebssignal selbst, so daß das über eine halbe Schwingungsperiode aufsummierte Signal bei Resonanz (90° Phasenverschiebung) gerade verschwindet. Ein digitaler PI-Regler wird so eingestellt, daß die Regelung gerade schnell genug ist, um im Einschwingvorgang des Antriebs innerhalb einer Sekunde Betriebsbereitschaft zu erreichen, dann wird die verbleibende Regelabweichung durch Meßfehler und numerische Effekte minimal.

5.2.3 Regelung der Senseresonanzfrequenz

Für die Sensefrequenzregelung kann nicht auf die Phasenbeziehung des eigentlichen Nutzsignals zurückgegriffen werden, da dieses nur vorliegt, solange eine Drehung des Inertialsystems stattfindet, die Frequenzregelung aber kontinuierlich erfolgen sollte. Es muß also eine zusätzliche Schwingung um die Senseachse angeregt werden, die aber aus dem eigentlichen Nutzsignal vollständig wieder ausgekoppelt werden kann.

Diese Referenzschwingung kann angeregt werden, indem für einzelne Abtastwerte die Messung unterbrochen wird, während derer eine Anregungsspannung an die Hauptelektroden angelegt wird, oder über separate Elektroden, über die dann auch die Rückkopplung erfolgt. Im einen Fall geht ein gewisser Anteil der Abtastwerte für die Messung verloren, im anderen Fall ein entsprechender Anteil an Meßkapazität. Der zweiten Variante wird der Vorzug gegeben, da bereits ein einziger Impuls pro Halbwelle durch die Detektionselektroden eine Schwingung erzeugt, deren Amplitude deutlich größer ist als es für die Frequenzregelung erforderlich wäre.

Die Referenzschwingung wird gemessen und – genau wie bei der Antriebsregelung – in Phase mit dem anregenden Signal demoduliert, so daß das Signal bei Resonanz verschwindet. Dieses Signal steuert als Regelgröße über einen PID-Regler, die Meßspannung an den Senseelektroden, deren elektrisches Feld die mechanische Feder aufweicht und damit die Resonanzfrequenz beeinflußt (vgl. Abschnitt 2.4). Dadurch erhält man zwar zunächst eine Abhängigkeit des Skalenfaktors von einer unbekannten Größe; diese Abhängigkeit wird jedoch durch Rückkopplung unterdrückt.

Die Umwandlung des digitalen Ausgangssignals des PID-Reglers in die analoge Meßspannung kann mit einem Sigma-Delta-Modulator erfolgen, der es zunächst in eine 1-Bit-Folge umwandelt, die dann durch geschaltete Kapazitäten geglättet werden kann: ein Kondensator wird entsprechend dem jeweiligen Bitwert geladen und anschließend parallel zu einem Kondensator mit n -facher Kapazität geschaltet, so daß ein Tiefpaßfilter der Grenzfrequenz $\frac{1}{nT}$ mit der Abtastfrequenz T entsteht. Abb. 5.5 zeigt die Realisierung der Sensefrequenzregelung einschließlich der Glättung.

Das Referenzsignal läßt sich in Phase oder in Quadratur zum Nutzsignal anregen. Eine Anregung in Quadratur hat zwar den Vorteil, daß das Nutzsignal nicht gestört wird, doch dafür liegt es genau im Meßsignal für die Sensefrequenzregelung, das eigentlich auf Null geregelt werden soll. Eine Anregung in Phase vermeidet dieses Problem, verursacht aber einen störenden Offset im Nutzsignal.

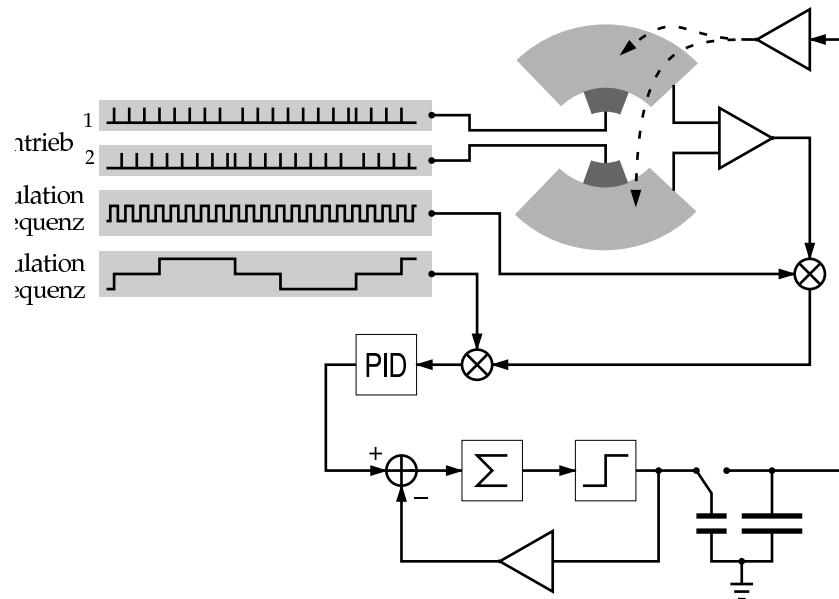


Abbildung 5.5: Regelung der Senseresonanzfrequenz: mit Einzelimpulsen auf die kleinen Rückkopplungselektroden wird eine Referenzschwingung angeregt, die zur Entkopplung vom Nutzsignal noch einmal moduliert wird (hier mit einem Achtel der Nutzfrequenz dargestellt, in Realität deutlich langsamer). Das Signal wird mit dem Antriebs- und dem Modulationssignal demoduliert, wobei das Demodulationssignal jeweils nach dem Umschalten der Antriebsrichtung eine Totzeit vorsieht, damit der Einschwingvorgang nicht die Messung verfälscht. Durch einen Sigma-Delta-Modulator und anschließende SC-Tiefpaßfilterung wird aus dem vielstelligen Digitalsignal des PID-Reglers eine analoge Spannung gewonnen, die als Meßspannung benutzt wird und darüber das Resonanzverhalten beeinflußt (gestrichelt angedeutet).

Eine Entkopplung von Nutzsignal und Referenzsignal kann durch eine zusätzliche Modulation des Referenzsignals erreicht werden. Mit einer Phasenumtastung des Referenzsignals würde es aus der Summe über ein Vielfaches der Taktlänge unterdrückt; entsprechend würde die Summe über ein erneut umgetastetes Signal nur das Referenzsignal durchlassen. Die Taktlänge dieser Modulation muß allerdings groß sein gegen die Einschwingzeit der Sensesonanz, da eine Messung der Phasenverzögerung nur im eingeschwungenen Zustand möglich ist.

Andererseits muß auch gewährleistet sein, daß die Entkopplung vollständig ist. Wenn die Taktlänge der Referenzmodulation ein Vielfaches der Antriebsfrequenz ist, wird die Aufsummierung des Nutzsignales, die sich am festen externen Takt orientiert, aufgrund des in der Regel nicht ganzzahligen Taktverhältnisses Reste des Referenzsignals enthalten, die das Ergebnis verfälschen. Wählt man stattdessen die Modulationsfrequenz als ein Vielfaches der Ausgangsfrequenz des Meßsignals, kann das Referenzsignal fast vollständig unterdrückt werden.

Um die Regelung von kurzfristigen Schwankungen frei zu halten, sollte jeweils zunächst über eine gesamte Periode des Modulationstaktes integriert werden, bevor das Ergebnis dieser Integration dem Regler zugeführt wird. Die Integrationsperiode wird dabei phasenverschoben zum Modulationstakt gelegt, um Fehler durch lineare Änderungen des Nutzsignales zu unterdrücken. Abb. 5.6 verdeutlicht das Prinzip.

5.2.4 Gegenkopplung

Die Übertragungskennlinie des Meßsignals enthält viele Nichtlinearitäten wie die Auslenkungsabhängigkeit der Detektionskapazitäten und veränderliche Faktoren wie die Resonanzgüte der Senseschwingung. Wie in Abschnitt 2.4 angekündigt, sollen beide Effekte durch Betrieb in einem geschlossenen Regelkreis reduziert werden.

Analoge Signalrückkopplung

Wichtig ist dabei, Nichtlinearitäten im Rückkopplungszweig zu vermeiden, da diese allenfalls mit erheblichem Aufwand kompensiert werden können. Bei kapazitiver Rückkopplung wird eine Abhängigkeit des Rückkopplungsmomentes von der Amplitude der Detektionsschwingung vorliegen, die allerdings zu vernachlässigen ist, wenn der geschlossene Regelkreis jede Auslenkung deutlich unterdrücken kann. Problematischer

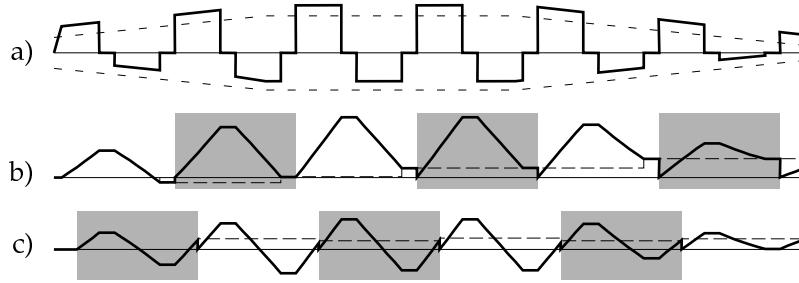


Abbildung 5.6: Unterdrückung des Nutzsignals in der Regelgröße der Frequenzregelung: in a) ist die demodulierte Regelgröße zu sehen. Die gestrichelten Linien geben die Amplitude des im Beispiel zunächst ansteigenden und später wieder abfallenden Nutzsignals an; das für die Regelung benötigte Signal durch die Referenzfrequenz tritt nur als kleiner Offset auf. Starke Störungen des Reglers durch das Nutzsignal werden in b) unterdrückt, indem jeweils eine Periode über das Signal integriert und nur der Integrationswert am Periodenende (gestrichelt) an den Regler weitergeleitet wird. Die Änderung des Nutzsignals verfälscht trotzdem den Wert, nur bei konstantem Nutzsignal in der Mitte des Ausschnittes wird der korrekte Wert weitergegeben. Der Fehler wird in c) weiter unterdrückt, indem der Integrationsausschnitt versetzt wird. Lineare Nutzsignaländerungen beeinflussen nun nicht mehr den Integrationswert, lediglich an den Knickstellen tritt noch ein geringer Fehler auf.

ist die quadratische Abhängigkeit des Moments von der Spannung, die eine analoge Rückkopplung erschwert.

Eine quadratwurzelförmige Kennlinie, die die quadratische Abhängigkeit kompensieren würde, ist kaum mit vertretbarem Aufwand realisierbar. Eine Möglichkeit bestünde darin, die rückzukoppelnde Spannung positiv und negativ mit einer Vorspannung gegenüber dem Rotationsschwingerpotential zu belegen und damit die mit- und die gegenkoppelnden Elektroden zu beschalten, wodurch sich im resultierenden Moment die quadratischen Anteile gerade kompensieren würden:

$$M_{RK} \sim (U_V + U_{RK})^2 - (U_V - U_{RK})^2 = 4U_V U_{RK}$$

Die unerwünschte zusätzliche Federaufweichung, die die gleichzeitige Beschaltung beider Elektroden bedeutet, fällt durch den insgesamt geringen Anteil der kleinen Elektrodenflächen am Gesamtmoment kaum ins Gewicht. Abb. 5.7 zeigt oben eine mögliche Realisierung. Dabei dient das Meßsignal der Drivedetektion als Vorspannung, die auf diese Art aus der Übertragungsfunktion des Gesamtsystems entfernt wird: sie geht linear in die Senseamplitude ein, bestimmt aber gleichzeitig im Rückkopplungszweig, wie stark die Senseschwingung unterdrückt wird.

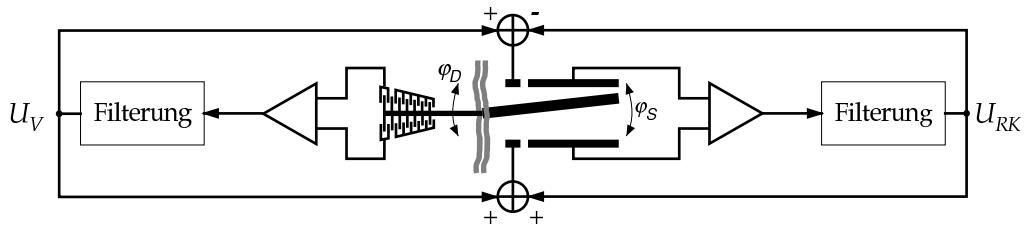


Abbildung 5.7: Realisierung eines geschlossenen Regelkreises durch eine analoge Spannung, die mit einer Vorspannung zurückgekoppelt wird, um die quadratische Abhängigkeit von der Spannung zu umgehen. Rechts ist die Senseebene dargestellt mit einer großen Meß- und einer kleinen Rückkopplungselektrode. Links ist die Driveebene angedeutet, wo ein Teil der Kämme zur Messung genutzt wird; wenn dieses Signal für die Sensegegenkopplung verwendet wird, wird gleichzeitig die Abhängigkeit des Nutzsignals von der Driveamplitude aufgehoben.

Der Hauptnachteil einer solchen analogen Rückkopplung besteht in der nicht völlig zu vermeidenden Phasenverzögerung bei der Detektion der Driveschwingung. Eine phasenverschobene Rückkopplung führt aber bei starker Rückkopplung zu Instabilitäten.

Digitale Signalrückkopplung

Die Alternative stellt eine digitale Rückkopplung dar, die jedoch die Gefahr einer Nichtlinearität durch Fertigungsschwankungen enthält, wenn die Kennlinie durch mehrere Elektroden unterschiedlicher Geometrie zusammengesetzt werden soll. Außerdem wäre eine starke Fragmentierung der Elektroden vor allem im Deckel durch notwendige Deckelstützen und zusätzliche Gasdiffusion fördernde Spalten technologisch problematisch.

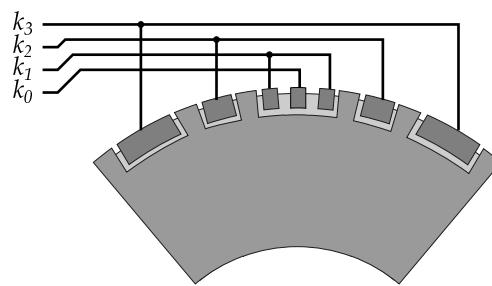


Abbildung 5.8: Digitale Rückkopplung über abgestufte Einzelelektroden, hier für 4 Bit dargestellt. Die Unterteilung ist technologisch aufwendig und führt durch Fertigungstoleranzen leicht zu Nichtlinearitäten in der Rückkopplung.

Eine andere Variante zur digitalen Rückkopplung würde über diskrete Spannungsstufen funktionieren. Die quadratische Abhängigkeit von der Spannung kann genauso erfolgen, wie bei der analogen Rückkopplung vorgeschlagen. Allerdings würden bei einem Verhältnis von 1:1000 zwischen Empfindlichkeit und Meßbereich ebensoviele äquidistante Spannungen benötigt, was wiederum mit einem erheblichen Aufwand verbunden wäre, insbesondere der Flächenbedarf wäre erheblich, wenn man weitgehende Linearität gewährleisten möchte.

Bisherige Ansätze von Sensorschaltungen mit geschlossenem Regelkreis in CMOS-Technologie (vgl. [BH95, LB99] bei Beschleunigungssensoren) lösen diese Probleme durch eine 1-Bit-Rückkopplung, deren Kennlinie inhärent linear ist. Die Amplitude der Rückkopplung muß dabei im Zeitmultiplex dargestellt werden. Abbildung 5.9a zeigt eine mögliche Realisierung für den Rotationssensor.

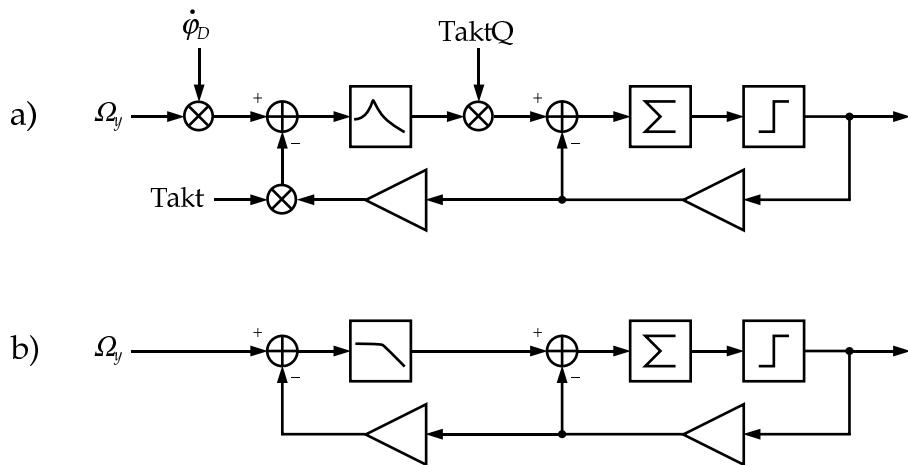


Abbildung 5.9: Digitale Rückkopplung im Zeitmultiplex: oben wird das Prinzip gezeigt; dabei stellt die Winkelgeschwindigkeit der Driveschwingung $\dot{\phi}_D$ eine Modulation für die zu messende Eingangsgröße Ω_y dar. Nach Demodulation erzeugt der Sigma-Delta-Modulator rechts aus dem Signal einen Bitstrom, der wieder moduliert zurückgeführt wird. Unten wird der Signalweg für das Nutzsignal gezeigt: der Resonator wirkt als Tiefpass; für die schnelle Bitfolge wirkt er wie in Integrator, wodurch das Gesamtsystem als Sigma-Delta-Modulator zweiter Ordnung aufgefaßt werden kann.

Für die Meßgröße wirkt die Übertragungsfunktion des mechanischen Resonators im wesentlichen wie ein Integrator, insgesamt stellt die Schaltung also einen Sigma-Delta-Modulator zweiter Ordnung dar (vgl. Abb. 5.9b); für tieffrequente Eingangssignale wird das Quantisierungsrauschen also sehr gering.

Gegenüber dem Einsatz in Beschleunigungssensoren stellt sich allerdings das Problem, daß kein gleichförmiges Signal, sondern eine Schwingung zurückgekoppelt werden muß. Würde man das zeitdiskrete Rückkopplungssignal einfach in Phase mit dem Nutzsignal modulieren, dann würden Rückkopplungsimpulse mit einem unterschiedlichen Beitrag in die Stärke des rückgekoppelten Momentes eingehen, je nachdem, zu welchem Zeitpunkt sie erfolgen.

Bei der Realisierung des Zeitmultiplex stellt sich also die Aufgabe, phasenrichtig den Effektivwert der gemessenen Nutzsignalamplitude zurückzukoppeln. Bei den anderen Varianten digitaler Rückkopplung (mehrere Elektroden, unterschiedliche Spannungswerte) läßt sich das einfach dadurch erreichen, daß jeweils eine ganze Halbwelle der Antriebsschwingung die Rückkopplung konstant gehalten wird. Für eine Rückkopplung im Zeitmultiplex wären diese Zeitschlüsse aber zu lang: selbst bei idealer Aussteuerung – wenn also das maximale Eingangssignal durch ein permanentes Gegenkopplungssignal gerade kompensiert wird – würde ein minimales Eingangssignal, drei Größenordnungen unter dem maximalen, nur bei jeder 500sten Antriebsperiode gegengekoppelt, also mit Intervallen, die deutlich länger sind als die Einschwingzeit selbst bei hoher Sensegüte. Statt also die Amplitude zu senken, wird die größtenteils unkomensierte Schwingung gelegentlich durch einzelne Gegenkopplungsimpulse unterbrochen, die dann wiederum eine wesentlich höhere Amplitude erzeugen, als es bei maximalem Eingangssignal bei gleichzeitiger Gegenkopplung der Fall ist. Die Eingangstufe wird dabei erheblich übersteuert.

Wünschenswert wäre eine Rückkopplung mit dem maximal in der Prozeßtechnologie realisierbaren Takt, der auch für die Abtastung benutzt wird. Selbst dann läßt sich innerhalb eines Taktes nur ein Verhältnis zwischen minimaler und maximaler Rückkopplung von etwa 1:100 erreichen – bei niedrig ausfallender Güte (im Extremfall nur 5) noch immer zu wenig, um das angestrebte Verhältnis von 1:1000 zu erreichen.

Einen Ausweg bietet die Kombination von Zeit- und Amplitudenmultiplex: ein Sigma-Delta-Modulator wird erweitert, daß er nicht nur die Ausgangswerte $\pm U$ kennt, sondern beispielsweise $-U_2, -U_1, +U_1$ und $+U_2$. Unterhalb eines Eingangswertes $-\sigma$ würde der Entscheider die Spannung U_2 auf das eine Elektrodenpaar schalten, oberhalb von

$+\sigma$ auf das andere Paar. Im Intervall zwischen $-\sigma$ und 0 bzw. zwischen 0 und σ würde entsprechend U_1 auf das eine bzw. andere Elektrodenpaar geschaltet.

Bereits bei diesem Beispiel mit nur einem zusätzlichen Spannungswert ließe sich ein ausreichender Maximalwert mit einer feinen Auflösung realisieren; der zusätzliche Schaltungsaufwand für die Modifikation des Sigma-Delta-Modulators und für die Erzeugung einer zweiten Spannung mit hoher Linearität hält sich dabei in Grenzen. Zu bevorzugen ist für die Realisierung der Digitalschaltung eine Zweierpotenz als Verhältnis der beiden Spannungen. Bei einem Verhältnis von 1:8 der beiden Spannungen ergibt sich wegen der quadratischen Amplitudenabhängigkeit einen Verhältnis der Rückkopplungsstärke von 1:64.

Wenn bei einer solchen zweistufigen Rückkopplung ein einzelner Rückkopplungsimpuls mit der niedrigen Spannung gerade das kleinste zu detektierende Eingangssignal kompensiert, könnte das maximale, also 1000-fach stärkere Eingangssignal z. B. durch 16 „starke“ Rückkoppelimpulse und anschließende 24 negative Impulse mit der niedrigen Spannung ($16(8)^2 - 24 = 1000$) kompensiert werden. Innerhalb einer halben Schwingungsperiode ließe sich damit theoretisch jede Schwingungsamplitude kompensieren.

Der 1-Bit-Wandler lässt sich ohne großen Aufwand auf den zweiten Spannungswert erweitern, wenn das Verhältnis beider Werte, wie in diesem Beispiel, eine Zweierpotenz ist. Der Entscheider wird zu einem vierstufigen Entscheider erweitert und der zum Integrator zurückgeführte Wert wird einfach um die entsprechende Anzahl Binärstellen verschoben. Die Dimensionierung des Sigma-Delta-Modulators orientiert sich am höheren Spannungswert.

Allerdings stellt sich noch ein anderes Problem: jeder Rückkopplungsimpuls liefert einen unterschiedlichen Beitrag zur In-Phase-Schwingung des Nutzsignals, je nachdem, in welcher Phase er stattfindet. Man würde diese Abhängigkeit durch einen Faktor $\sin^{-1} \varphi$ ausgleichen, der sich aber nicht mit befriedigendem Ergebnis realisieren ließe. Das gleiche Verhalten erzielt man aber, indem man stattdessen einen Faktor $\sin \varphi$ in der inneren Rückführung vorsieht.

Der (nunmehr 2-Bit³-)Wandler wird damit dahingehend modifiziert werden, daß die Impulse in der Rückführung entsprechend ihrem Beitrag zum In-Phase-Signal gewichtet werden. Anstatt also den jeweiligen Wert direkt zum Integrator zu addieren, wird

³Bei der Bezeichnung „2-Bit-Wandler“ darf man allerdings nicht an einen klassischen 2-Bit-Wert mit aufeinanderfolgenden Binärstellen denken. Die darstellbaren Werte lauten ja $-64, -1, 1, 64$.

er erst mit einem Faktor multipliziert, der dem Sinuswert der Phase zum jeweiligen Zeitpunkt entspricht.

Dafür wird ein digital nachgebildetes Sinussignal benötigt, das allerdings möglichst einfach realisierbar sein muß, um den Flächenverbrauch für die digitale Schaltungstechnik gering zu halten. Es bietet sich eine Näherung an, die den Sinusbogen in mehrere Abschnitte möglichst glattzahligster Steigung aufteilt. Eine Tabelle speichert dann diese Steigung und einen dazugehörigen Offset. Der interne Zähler des NCO bestimmt mit seinen höchstwertigen Bits den aktuellen Tabelleneintrag, die niederwertigen werden mit dem Steigungswert aus der Tabelle multipliziert, der Offset wird dann dazuaddiert und das Ergebnis schließlich zum Wandler der Rückkopplung geführt. Wenn die beiden Spannungswerte dort eine Zweierpotenz als Teilungsverhältnis besitzen, stellt die Multiplikation einfach eine Bitverschiebung dar.

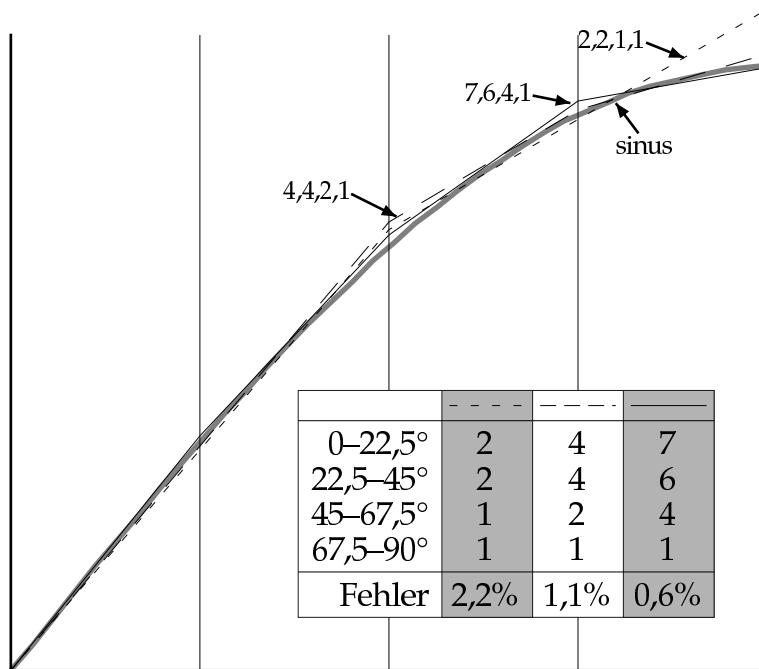


Abbildung 5.10: Abschnittsweise lineare Näherungen an einen Sinusbogen. Die Tabelle zeigt die Steigung dreier möglicher Näherungen in vier Abschnitten des Bereichs zwischen 0° und 90° sowie den jeweiligen (absoluten) Fehler der Näherung. Kürzere Abschnitte und eine feinere Quantisierung der Werte kann den Fehler zwar reduzieren, erhöht aber erheblich den Schaltungsaufwand.

Im einfachsten Fall unterteilt man den Sinusbogen in acht Abschnitte mit den Steigungen 2 (zwischen 0 und $\pi/4$), 1 (zwischen $\pi/4$ und $\pi/2$), -1, -2, -2, -1, 1 und 2 (linke grau

hinterlegte Spalte der Tabelle von Abb. 5.10). Normiert man die so entstehende Kurve mit einem Faktor N , daß kein systematischer Fehler vorliegt⁴

$$N = \frac{\int_0^{\pi/2} \sin x \, dx}{\int_0^{\pi/4} 2x \, dx + \int_{\pi/4}^{\pi/2} ((x - \frac{\pi}{4}) + 2\frac{\pi}{4}) \, dx} = \frac{1}{\frac{7}{32}\pi^2},$$

ergibt sich ein auf den Maximalwert bezogener mittlerer Fehler von 2,2 %.

Die weiteren beiden Näherungen in Abb. 5.10 senken den Fehler weiter, indem sie kürzere Abschnitte einteilen (Mitte) und eine feinere Quantisierung der Steigungen zulassen (rechte Spalte). Dabei steigt der Aufwand für die Realisierung der Tabelle und der Multiplikation von Steigung und Zähler: solange man sich auf glatte Zweierpotenzen beschränkt, kommt man mit einer einfachen Verschiebung aus.

Abb. 5.11 zeigt die Realisierung der mittleren Näherung (4-4-2-1) in digitaler Schaltungstechnik und veranschaulicht, daß mit relativ wenig schaltungstechnischem Aufwand bereits eine brauchbare Näherung erzeugt werden kann, wenn man sich bei den Steigungen auf glatte Zweierexponenten beschränkt.

Ein verbleibendes Problem besteht darin, daß im Bereich des Nulldurchgangs die Rückführung fast keinen Einfluß auf das In-Phase-Signal hat, wodurch häufig in diesem Bereich sehr viele Impulse in gleicher Richtung aufeinanderfolgen, die zwar zunächst das Nutzsignal nicht verfälschen, aber ein großes, zufälliges Quadratursignal erzeugen, das auch die Eingangsstufe des In-Phase-Signals in die Übersteuerung treiben kann.

Das Problem läßt sich reduzieren, indem die Rückkopplung im Bereich des Nulldurchgangs ausgesetzt wird. Der Anteil am gesamten Rückkopplungsbeitrag zum Nutzsignal ist in dem Bereich ohnehin gering und die Übersteuerungen im Quadratursignal können so vermieden werden. Allerdings macht sich ein anderer Effekt bemerkbar: ein gleichmäßiges Eingangssignal, also auch das Referenzsignal für die Sensefrequenzregelung, produziert neben dem beabsichtigten In-Phase-Signal auch ein regelmäßiges Quadratursignal. Da dieses auch der Modulation des Referenzsignals folgt, täuscht es eine Phasenverschiebung vor, so daß der Sensefrequenzregler einen falschen Wert annimmt.

⁴Diese Normierung ergibt sich im modifizierten Sigma-Delta-Modulator von selbst; lediglich der Aussteuerungsbereich verschiebt sich durch den Faktor, ebenso wie es beim Rückführungsfaktor eines gewöhnlichen Sigma-Delta-Modulators der Fall ist. Da die zweistufige Rückführung für den Aussteuerungsbereich einen Spielraum läßt, kann der Faktor einfach durch die nächste glatte Zweierpotenz berücksichtigt werden, wodurch kein zusätzlicher schaltungstechnischer Aufwand entsteht.

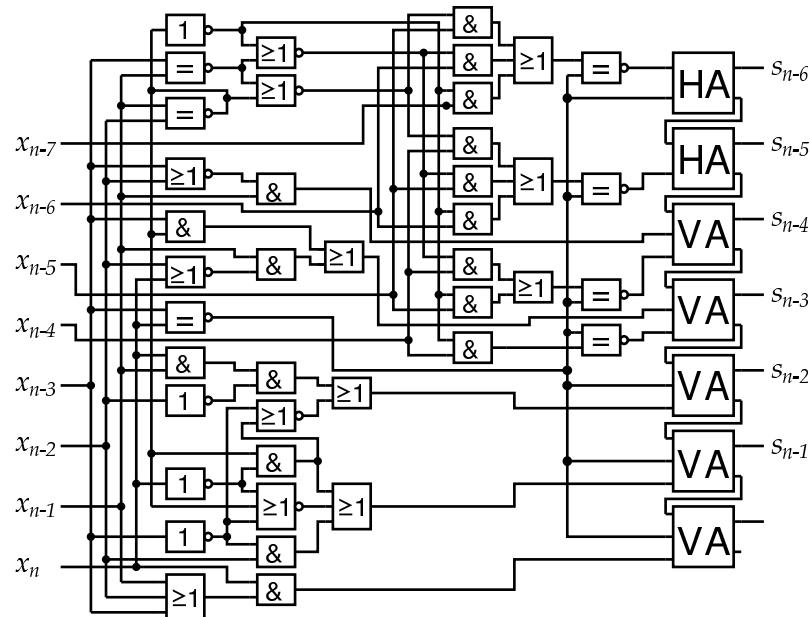


Abbildung 5.11: Realisierung eines digitalen Sinusgenerators: oben links werden mit nur fünf Gattern die drei möglichen Steigungen identifiziert; rechts daneben findet die Multiplikation von Steigung und Zähler statt, indem die Wertigkeit der Zählerbits x_{n-4} bis x_{n-7} entsprechend der Steigung verschoben wird. Anschließend wird der so gewonnene Vier-Bit-Wert für Abschnitte mit negativer Steigung negiert (Zweierkomplement). Unten links werden die fünf Bit für den Offset aus den höherwertigen Bits gewonnen und mit den Addierern rechts zu dem Steigungswert oben addiert.

Um auch dieses Problem zu vermeiden, wird eine separate Regelung benötigt, die auch das Quadratursignal unterdrückt. Jeder der Zweige bestimmt das Rückführungssignal, während das gewichtende Signal des anderen gerade den Nulldurchgang hat; so ist gewährleistet, daß der Einfluß auf das jeweils andere Signal gering bleibt und das System stabil ist. Abb. 5.12 zeigt diese doppelte Rückführung.

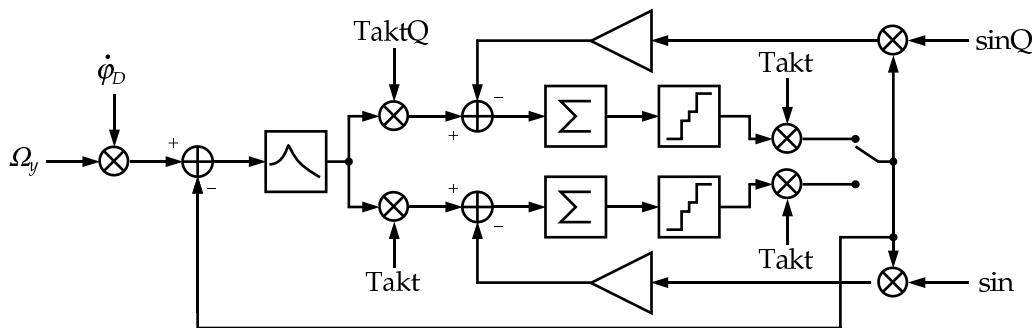


Abbildung 5.12: Kombinierte Rückkopplung für InPhase- und Quadratursignal mit phasengewichtetem 2-Bit-Quantisierer. Der Entscheider aus Abb. 5.9 ist einem vierstufigen Quantisierer gewichen, InPhase- und Quadratursignal werden getrennt verarbeitet. Um die Phase des rückgekoppelten Signales zu gewichten, wird für die innere Rückführung jeweils mit einem digital erzeugten Sinussignal multipliziert. Der Schalter wird von einem NCO-generierten Takt mit doppelter Arbeitsfrequenz gesteuert und schaltet jeweils das Signal für die Rückkopplung durch, dessen Gewichtung gerade höher ist, also z. B. die Quadraturrückkopplung während des Nutzsignalnulldurchgangs.

Damit ergibt sich ein Gesamtkonzept, daß in der Simulation mit ungünstigen Parametern (Sensegüte 5 und Drivegüte 30) eine minimale Drehung noch mit einem Rauschabstand von 6 dB messen kann; das maximale Signal erreicht ein SNR von 48 dB, erreicht also ebenfalls die geforderte Empfindlichkeit. Bei höherer mechanischer Resonanzgüte steigt das SNR zunächst an, fällt dann aber übersteuerungsbedingt wieder ab. Für eine endgültige Auslegung der Schaltung wäre es damit nötig, den Schwankungsbereich der Schwingungsgüten genauer zu kennen.

Abb. 5.13 zeigt das soweit entwickelte Gesamtschaltbild.

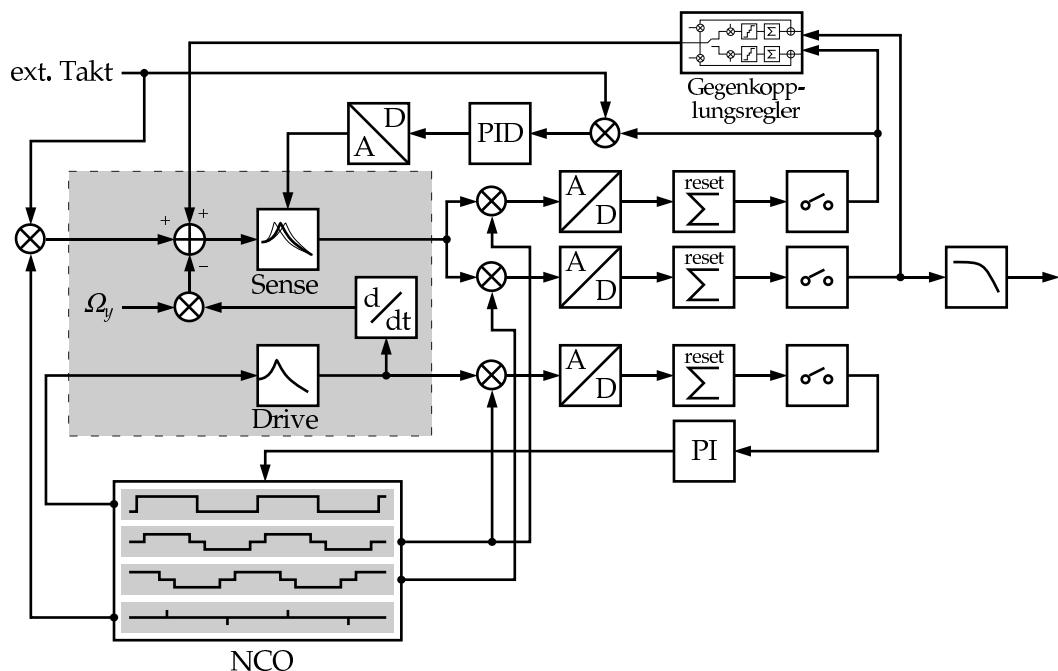


Abbildung 5.13: Das Gesamtschaltbild gemäß den vorgestellten Überlegungen: links in der Mitte grau unterlegt ist die vorgegebene mechanische Regelstrecke; die einzelnen Elemente wie A/D- und D/A-Wandler, NCO und der kombinierte Gegenkopplungsregler aus Abb. 5.12 sind zugunsten der Übersicht nicht detailliert aufgeführt; im NCO sind zur Ver- deutlichung die wichtigsten Signale dargestellt, die darin generiert werden. Alle Meßsignale werden nach der Demodulation sofort in 1-Bitströme umgewandelt, die in einem zurück- setzbaren Summierer über eine halbe Periode aufsummiert werden. Dieses abgetastete Sum- mensignal wird dann jeweils weiterverarbeitet. Der externe Takt liefert ein Vielfaches der Ausgangsabtastfrequenz sowie ein versetztes Demodulationssignal gemäß Abb. 5.6.

6 Zusammenfassung

Ein Konzept für einen Rotationssensor auf Grundlage einer neuartigen, dreischichtigen mikromechanischen Prozeßtechnologie wurde vorgestellt. Das Konzept konzentriert sich nach prinzipiellen Vorüberlegungen im zweiten Kapitel auf den vielversprechenden Ansatz eines Rotationsschwingers, der kapazitiv zu einer Schwingung in der Chipebene angeregt wird, die unter Einwirkung der zu messenden Rotation durch Coriolisbeschleunigung eine Schwingung aus der Chipebene heraus induziert, die sich wiederum kapazitiv messen lässt.

Gegenüber früheren Arbeiten besteht eine grundsätzliche Besonderheit in dem dreischichtigen Aufbau, der es ermöglicht, neben Bodenelektroden auch Deckelelektroden für die Detektion der Schwingung aus der Chipebene heraus zu nutzen. Dieses neue Design bietet gleich mehrere Vorteile:

- lineare Beschleunigungen, die auf den Rotationsschwinger wirken, werden durch Symmetrien kompensiert;
- bereits als Ergebnis des Ätzprozesses erhält man eine gekapselte Struktur und erspart sich einen separaten Deckelungsvorgang;
- die Meßspannung an den Elektroden über und unter dem Drehschwinger erzeugt ein symmetrisches elektrisches Feld, das die mechanische Federaufhängung aufweicht und damit die Resonanzfrequenz regeln kann, während die einseitige Kraftwirkung bei fehlender Deckelelektrode den Drehschwinger aus der Ebene mit den Statoren zieht und damit den Antrieb beeinträchtigt;
- die Detektionsschwingung sowie Störschwingungen können durch ein angepaßtes Feld kompensiert werden, so daß die Messung in einem geschlossenen Regelkreis erfolgen kann. Damit können die Kennlinie des Systems linearisiert und

unbekannte Skalarfaktoren unterdrückt werden, wodurch auf einen individuellen Abgleich jedes Chips verzichtet werden kann;

- wenn die Schichtdicke der beweglichen Struktur größer ist als die Opferschichtdicke darüber und darunter, kann die Hauptursache von erschütterungsbedingten Sensordefekten ausgeschlossen werden, nämlich das Festklemmen der beweglichen Struktur, wenn sie sich unter der Aufprallbeschleunigung über die statische Struktur geschoben hat.

Gleichzeitig bringt dieses Design aber auch Nachteile mit sich, die besondere Anforderungen an das Konzept stellen. Vor allem kann die Kapselung durch Abscheiden einer Deckelschicht Gasdiffusion nur in geringerem Umfang verhindern als bei einer externen Kapselung. Damit läßt sich nicht das sonst in der Oberflächenmikromechanik übliche Hochvakuum erzeugen. Die höhere Dämpfung der Schwingungen resultiert in geringeren Resonanzgüten, reduziert also die erreichbaren mechanischen Auslenkungen und erhöht gleichzeitig die störende Wärmebewegung des Sensorelementes.

Zu den Maßnahmen, trotz dieser Einschränkung eine gute Sensorempfindlichkeit zu erreichen, gehören

- eine optimierte Antriebsgeometrie und eine Spannungsvervielfacherschaltung, um das Antriebsmoment zu erhöhen,
- eine Regelung sowohl für die Antriebsfrequenz als auch für die Resonanzfrequenz der Senseschwingung, so daß beide Schwingungen resonant sind,
- ein fehlertolerantes Konzept, das es erlaubt, ungünstige Parameter in Teilbereichen durch überdurchschnittliche Parameter anderer Teilbereiche zu kompensieren.

Eine weitere wichtige Beschränkung durch die Prozeßtechnologie stellt die Begrenzung der Schichtdicke des Sensorelementes dar. Dadurch bleibt das Aspektverhältnis der Balkenfedern, an denen das Sensorelement aufgehängt ist, geringer als es wünschenswert wäre, um die Mechanik für Bewegungen aus der Chipebene heraus steif zu machen.

Insbesondere das neuartige, patentierte Federdesign mit Doppelgelenkfedern hilft, trotz der dünnen Schichten ein attraktives Verhältnis von Federsteifigkeiten zu erhalten. Bei diesem Federdesign können die Federn in der Senseachse liegen, so daß sich

das Störsignal einer Schwingung, die durch asymmetrische Ätzflanken in den Balkenfedern hervorgerufen werden kann, durch Symmetrie fast vollständig unterdrücken lässt. Damit wird ein individueller Abgleich dieses Störsignals eingespart, das sich als konstanter Offset im Meßsignal bemerkbar macht.

Der Abgleich weiterer exemplarspezifischer Parameter wird durch den Betrieb in einem geschlossenen Regelkreis eingespart; gleichzeitig kann dadurch die Nichtlinearität der kapazitiven Detektion reduziert werden. Die Rückkopplung findet ebenfalls kapazitiv, über separate Elektroden statt. Mit einer Kombination von Zeitmultiplex und zwei Spannungsstufen lässt sich mit relativ geringem Schaltungsaufwand eine feinstufige Rückkopplung realisieren. Um die Phasenabhängigkeit der Rückkopplung im Zeitmultiplex zu berücksichtigen, wird ein Sigma-Delta-Modulator um eine Gewichtung mit einer digital erzeugten Sinusnäherung der Rückführung erweitert.

Bei der Schaltungstechnik wurde auf platzsparende Realisierbarkeit geachtet; so wurden durch frühzeitigen Analog-Digital-Übergang großflächige Glättungskondensatoren vermieden und die digitale Signalverarbeitung wurde unter Ausnutzung von Vereinfachungen in ihrem Umfang beschränkt, wie am Beispiel des Sinusgenerators vorgeführt wurde.

Während der Entwurf mikromechanischer Sensoren üblicherweise in vielen Entwicklungszyklen verläuft, die jeweils die Messung an Prototypen beinhalten (vgl. [TLN98, S. 67]), stützte sich diese Arbeit ausschließlich auf Berechnungen und Simulationen. Die dafür entwickelten Methoden könnten sich dafür eignen, die Entwicklungszeit zukünftiger Projekte durch Einsparung einzelner Entwicklungszyklen mit zeitaufwendiger Prozessierung und Messung zu verkürzen.

Gemäß den Berechnungen und Simulationen dieser Arbeit ermöglicht dieses Konzept eine Meßgenauigkeit von $0,1^\circ/\text{s}$ (zum Vergleich: das entspricht gerade der Rotationsgeschwindigkeit des Minutenzeigers einer Uhr) bei einer Bandbreite von 10 Hz und einem Meßbereich von $\pm 100^\circ/\text{s}$; würde also die typischen Anforderungen an Rotationssensoren für die Automobil- und Unterhaltungsindustrie erfüllen.

7 Ausblick

Für eine Fortführung des Projektes müssen zunächst die Probleme der Prozeßtechnologie überwunden werden. In einem ersten Schritt hieße das, eine bewegliche Struktur herzustellen, mit deren Hilfe man verlässlichere Aussagen vor allem für die Dämpfung der Schwingungen in Drive- und Senserichtung gewinnen kann.

Für diese ersten Pilotmessungen ist es noch nicht zwingend notwendig, Mechanik und Schaltungstechnik auf demselben Chip integrieren zu können, da die Reduzierung der Meßgenauigkeit durch die parasitären Kapazitäten an den Leitungen zu einer externen Auswertungsschaltung durch eine entsprechend lange Meßdauer ausgeglichen werden können.

Dabei hat man den Vorteil, höhere Spannungen für den Antrieb verwenden zu können, als dies auf einem Chip mit Prozessierter Schaltungstechnik möglich wäre. So ließe sich bei der Charakterisierung der Driveresonanz der Drehschwinger über die wenigen, eigentlich für die Detektion vorgesehenen Kammzinken antreiben, so daß der Großteil der Zinken für die Detektion zur Verfügung stünde. Ebenso ließe sich über die zur Rückkopplung vorgesehenen „kleinen“ Senseelektroden eine Senseschwingung kapazitiv anregen, die eine deutlich höhere Schwingungsamplitude ermöglicht, als es durch das Coriolismoment möglich wäre.

Es ließe sich also für beide Hauptachsen die Schwingungsamplitude für verschiedene Anregungsamplituden und -frequenzen aufnehmen, um für den nächsten Entwicklungsschritt Daten für die Exemplarstreuung der Resonanzfrequenzen, der Dämpfung und der Nichtlinearität zu gewinnen.

Das schaltungstechnische Konzept für das endgültige Sensorsystem mit geschlossenem Regelkreis beruht zwingend auf einer auf demselben Chip mit dem Sensorsystem integrierten Auswertungsschaltung. Hauptproblem bei der Realisierung wird die Topologiestufe durch die mittlere mikromechanische Schicht sein. Falls die bei den Pilotmes-

sungen ermittelten Parameter günstiger als angenommen liegen, wäre es möglich und sinnvoll, das Konzept auf eine geringere Schichtdicke anzupassen, um Technologieprobleme zu reduzieren.

Erst anhand eines solchen Chips mit integrierter Schaltungstechnik werden sich dann auch Probleme identifizieren lassen, die in den durchgeführten Simulationen möglicherweise nicht aufgefallen sind und anhand derer das Konzept modifiziert werden kann. Diese Unsicherheit verhindert zum gegenwärtigen Zeitpunkt noch einen verlässlichen Zeitplan für die weitere Entwicklung bis zur Marktreife.

Auf der anderen Seite ist auch keine Konkurrenzentwicklung bekannt, die eine vergleichbar günstige Fertigung ermöglichen würde. Der Markt dafür wäre angesichts der prognostizierten Wachstumszahlen für Rotationssensoren im angepeilten Anwendungsbereich aber zweifellos vorhanden.

Die erfolgversprechenden Simulationen sprechen damit dafür, die Anstrengungen fortzuführen und zu intensivieren, um rechtzeitig auf dem Markt präsent zu sein.

A Anhang

A.1 Verwendete Formelzeichen

- b_Z durchschnittlicher Zinkenabstand an den Antriebskämmen, der anteilig die Lücken durch Deckelstützen mitbetrachtet
- d_0 Zwischenraum zwischen der beweglichen und den unbeweglichen mechanischen Schichten; Opferschichtdicke
- d_A prozeßtechnischer Mindestabstand zwischen zwei Strukturen der beweglichen Mechanikschicht
- d_F Breite einer Balkenfeder
- d_Z prozeßtechnische Mindestbreite einer mechanischen Struktur
- D_D/D_S Dämpfungskonstante der Drive-/Senseschwingung
- E Elastizitätsmodul von Polysilizium
- G Schubmodul von Polysilizium
- h Höhe der beweglichen Mechanikschicht
- J_D/J_S Massenträgheitsmoment um die Drive-/Senseachse
- K_D/K_S Drehfedersteifigkeit der Drive-/Senseschwingung
- l_F Länge der Balkenfeder, an der der Rotationsschwinger aufgehängt ist
- M_C Coriolismoment um die Senseachse durch Ω_y
- n_Z Zahl der Zinken pro Antriebskamm
- Q_D/Q_S Resonanzgüte der Drive-/Senseschwingung
- R_b Radius des Drehschwingerbügels, wo Federn und Antriebskämme einander berühren
- U_D Antriebsspannung zwischen beweglichen und statischen Antriebskämmen
- U_S Sensemessspannung

- α relativer Anteil des inneren „weichen“ Federstücks an der Gesamtlänge der Doppelgelenkfeder
- γ relativer Anteil des mittleren „steifen“ Federstücks an der Gesamtlänge der Doppelgelenkfeder
- λ Dichtefaktor für gelochte Strukturen; für eine ungelochte Fläche ist $\lambda = 1$
- μ_D effektive Antriebsgeometrie
- μ_S effektive Detektionsgeometrie
- φ_D / φ_S Amplitude der Drive-/Senseschwingung
- ρ_{Si} spezifische Dichte von Polysilizium
- ω_D / ω_S Resonanzfrequenz der Drive-/Senseschwingung
- Ω_y Winkelgeschwindigkeit des Inertialsystems, also die zu messende Größe

A.2 Herleitung des Coriolismomentes

Allgemein wird die Coriolisbeschleunigung geschrieben als

$$\vec{a}_C = 2\vec{v} \times \vec{\Omega}_y .$$

Jeder infinitesimale Massenpunkt ∂m steuert darüber einen Beitrag $\partial \vec{M}_C$ zum Coriolismoment bei:

$$\partial \vec{M}_C = \partial \vec{m} r \times \vec{a}_C = 2\partial m \vec{r} \times (\vec{v} \times \vec{\Omega}_y) = 2\partial m \left(\vec{v} \left(\vec{r} \vec{\Omega}_y \right) - \vec{\Omega}_y \left(\vec{r} \vec{v} \right) \right)$$

Da bei einer Drehschwingung Geschwindigkeit und Radius immer senkrecht aufeinander stehen, ist $\vec{r} \vec{v} = 0$. In dem übrig bleibenden Term setzt man $\vec{v} = \vec{\phi}_D \times \vec{r}$ mit der momentanen Kreisfrequenz $\vec{\phi}_D$, die nicht mit $\vec{\omega}_D$, der Frequenz der Driveschwingung verwechselt werden darf:

$$\begin{aligned} \partial \vec{M}_C &= 2\partial m \left((\vec{\phi}_D \times \vec{r}) \left(\vec{r} \vec{\Omega}_y \right) \right) \\ &= 2\partial m ((\dot{\phi}_D \vec{e}_z \times r \vec{e}_r) (r \vec{e}_r \vec{\Omega}_y \vec{e}_y)) \\ &= 2\partial m r^2 \dot{\phi}_D \vec{\Omega}_y (\vec{e}_z \times \vec{e}_r) \sin \rho \\ &= 2\partial m r^2 \dot{\phi}_D \vec{\Omega}_y (\cos \rho \vec{e}_y - \sin \rho \vec{e}_x) \sin \rho \end{aligned}$$

Dabei ist ρ der Winkel von \vec{r} gegenüber der x-Achse. Integriert man nun über alle Massenpunkte des Drehschwingers, so werden sich aus Symmetriegründen die y -Anteile des Momentes gegenseitig auslöschen, und es bleibt:

$$\partial \vec{M}_C = -2\partial m (r \sin \rho)^2 \dot{\varphi}_D \Omega_y \vec{e}_x .$$

Für das gesamte Coriolismoment gilt damit mit dem Sense-Trägheitsmoment $J_S = \int_m (r \sin \rho)^2 dm$

$$\vec{M}_C = -2J_S \dot{\varphi}_D \Omega_y \vec{e}_x$$

und schließlich mit $\dot{\varphi}_D = j\omega \varphi_D$

$$M_C = -j2J_S \omega \varphi_D \Omega_y \quad (\text{A.1})$$

Literaturverzeichnis

- [AOP⁺99] S. AN, Y. S. OH, K. Y. PARK, S. S. LEE, C. M. SONG: *Dual-Axis Microgyroscope with Closed-loop Detection*. In: Sensors and Actuators A, Vol . 73, 1999, S. 1–6
- [BB98] O. BRAND, H. BALTES: *Micromachined Resonant Sensors – an Overview*. In: Sensors Update, Volume 4. WILEY-VCH Verlag, Weinheim, 1998, S. 3–51
- [BCK⁺93] J. BERNSTEIN, S. CHO, A. T. KING, A. KOUREPENIS, P. MACIEL, M. WEINBERG: *A Micromachined Comb-drive Tuning Fork Rate Gyroscope*. In: Proc. IEEE Micro Electro Mechanical Systems Workshop (MEMS '93), Fort Lauderdale, 1993, S. 143–148
- [BH95] B. E. Boser, R. T. Howe: *Surface Micromachined Accelerometers*. In: IEEE Custom Integrated Circuits Conference, Santa Clara (CA), 1995, S. 337–344
- [BOH⁺99] S. S. BAEK, Y. S. OH, B. J. HA, S. D. AN, B. H. AN, H. SONG, C. M. SONG: *A Symmetrical Z-Axis Gyroscope with a High Aspect Ratio Using Simple and New Process*. In: MEMS, 1999, S. 612–617
- [Bos97] B. E. BOSER: *Electronics for Micromachined Inertial Sensors*. In: Transducers'97, Chicago, 1997, S. 1169-1172
- [BHJ] S. C. BROMLEY, L. L. HOWELL, B. D. JENSEN: *Determination of Maximum Allowable Strain for Polysilicon Micro Devices*. In: Engineering Failure Analysis, Vol. 6, No. 1, 1999. S. 27–41
- [CHH96] W. A. CLARK, R. T. HOWE, R. HOROWITZ: *Surface Micromachined Z-Axis Vibratory Rate Gyroscope*. In: Technical Digest, Solid-State Sensor and Actuator Workshop, Hilton Head, 1996, S. 283–287

- [Cla97] W. A. CLARK: *Micromachined Vibratory Rate Gyrosopes*. Dissertation, University of California, Berkeley, 1997.
- [CTS93] T. A. CORE, W. K. TSANG; SHERMAN, S.: *Fabrication for an Integrated Surface-micromachined Sensor*. In: Solid State Technology, Okt. 1993, S. 39–47
- [DSS⁺98] O. DEGANI, D. J. SETER, E. SOCHER, S. KALDOR, Y. NEMIROVSKY: *Optimal Design and Noise Consideration of Micromachined Vibrating Rate Gyroscope with Modulated Integrative Differential Optical Sensing*. In: IEEE Journal of Microelectromechanical Systems, Vol. 7, No. 3, 1998, S. 329–338
- [Fey59] R. P. FEYNMAN: *There's Plenty of Room at the Bottom*. Beitrag zum Jahrestreffen der American Physical Society, 1959, zitiert nach: Journal of Microelectromechanical Systems, Vol. 1, Nr. 1, 1992
- [FMK⁺97] T. FUJITA, T. MIZUNO, R. KENNY, K. MAENAKA, M. MAEDA: *Two-Dimensional Micromachined Gyroscope*. In: Digest of Technical Papers, The 9th International Conference on Solid-State Sensors and Actuators, Chicago, USA, 1997, S. 887–890
- [Gab97] TH. B. GABRIELSON: *Mechanical-Thermal Noise in Micromachined Acoustic and Vibration Sensors*. In: IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 40, No. 5, 1993, S. 903–909
- [GDH⁺00] T. GESSNER, W. DÖTZEL, K. HILLER, C. KAUFMANN, S. KURTH: *Mikromechanische Sensoren und Aktoren – Funktionsprinzipien, Technologien und Applikationen*. In: VDI-Berichte 1530, *Sensoren und Meßsysteme 2000*, Düsseldorf, 2000
- [GGR99] F. GRÉTILLAT, M.-A. GRÉTILLAT, N. F. DE ROOIJ: *Improved Design of a Silicon Micromachined Gyroscope with Piezoresistive Detection and Electromagnetic Excitation*. In: IEEE Journal of Microelectromechanical Systems, Vol. 8, No. 3, 1999
- [Hag78] P. HAGEDORN: *Nichtlineare Schwingungen*. Akademische Verlagsgesellschaft, Wiesbaden, 1978
- [HG88] T. J. HOFLER, S. L. GARRETT: *Thermal Noise in a Fiber Optic Sensor*. In: Journal of the Acoustical Society of America, Vol. 84, Nr. 2, 1988, S. 471–475

- [Hil95] U. HILLERINGMANN: *Mikrosystemtechnik auf Silizium*. Teubner, Stuttgart, 1995
- [Hof97] S. HOFFMANN: *Entwicklung einer Regelung für einen kapazitiv erregten Oszillator*. Diplomarbeit, Universität-GH Paderborn, 1997
- [Hof99] S. HOFFMANN: *Spannungsvervielfacherschaltung für einen kapazitiven mikromechanischen Antrieb*. Internes Dokument am Fachgebiet Optische Nachrichtentechnik und Hochfrequenztechnik der Universität Paderborn, 1999
- [HST98] CH. HIEROLD, TH. SCHEITER, H.-J. TIMME: *CMOS-kompatible Oberflächenmikromechanik: Schlüsseltechnologie für integrierte Mikrosysteme*. In: ITG-Fachbericht 148, 1998, S. 15–21
- [Jur94] R. K. JURGEN: *Automotive Electronics Handbook*. 1. Auflage. McGraw-Hill Inc. New York, 1994
- [KB96] J. G. KORVINK, H. BALTES: *Microsystem Modelling*. In: Sensors Update, Volume 2. WILEY-VCH Verlag, Weinheim, 1996, S. 182–209
- [KFTH98] M. KUROSAWA, Y. FUKUDA, M. TAKASAKI, T. HIGUCHI: A Surface Acoustic Wave Gyro Sensor. In: Sensors and actuators. Volume A66, 1998, S. 33–36
- [KVJS99] R. L. KUBENA, D. J. VICKERS-KIRBY, R. J. JOYCE, F. P. STRATTON: A New Tunneling-Based Sensor for Inertial Rotation Rate Measurements. In: Journal of Microelectromechanical Systems, Vol. 8, No. 4, 1999
- [Leh93] V. LEHMANN: *The Physics of macropore formation in low doped n-type silicon*. In: Journal of Electrochemical Society 140, Okt. 1993, S. 2836–2843
- [LB99] M. LEMKIN, B. E. BOSEN: A Three-Axis Micromachined Accelerometer with a CMOS Position-Sense Interface and Digital Offset-Trim Electronics. In: IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 34, Nr. 4, 1999, S. 456–468
- [LGG⁺97] M. LUTZ, W. GOLDERER, J. GERSTENMEIER, J. MAREK, B. MAIHOFER, S. MAHLER, H. MUNZEL, U. BISCHOF: A Precision Yaw Rate Sensor in Silicon Micromachining. In: Tech. Dig. 9th Int. Conf. on Solid-State Sensors and Actuators (Transducers '97), Chicago, 1997, S. 879–882
- [LS00] G. X. LI, F. A. SHEMANSKY JR.: Drop Test and Analysis on Micro-machined Structures. In : Sensors and actuators. Volume A85, 2000, S. 280–286

- [MFKM97] K. MAENAKA, T. FUJITA, Y. KONISHI, M. MAEDA: *Analysis of a Highly Sensitive Silicon Gyroscope with Cantilever Beam as Vibrating Mass*. In: Sensors and Actuators A, Vol. 54, 1996, S. 568–573
- [MTO00] Y. MOCHIDA, M. TAMURA, K. OHWADA: *A Micromachined Vibrating Rate Gyroscope with Independent Beams for the Drive and Detection Modes*. In: Sensors and Actuators A, Vol. 80, Nr. 2, 2000, S. 170–178
- [OLB⁺98] Y. S. OH, B. L. LEE, S. S. BAEK, H. S. KIM, J. G. KIM, S. J. KANG, C. M. SONG: *A Tunable Vibratory Microgyroscope*. In: Sensors and Actuators A, Vol. 64, 1998, S. 51–56
- [OMK00] K. OHWADA, Y. MOCHIDA, H. KAWAI: *Micromachined Silicon Gyroscope*. In: Sensors Update, Volume 6: Survey of Current Sensor Research in Japan, WILEY-VCH Verlag, Weinheim, 2000, S. 95–116
- [PLOC98] K. Y. PARK, CH. W. LEE, Y. S. OH, Y. H. CHO. *Laterally Oscillated and Force-balanced Micro Vibratory Rate Gyroscope Supported by Fish-hook-shaped Springs*. In: Sensors and Actuators A, Vol. 64, 1998, S. 69–76
- [Rum01] H. A. RUMP: *Untersuchung und Beschreibung physikalischer Mechanismen von Adhäsion in mikromechanischen Inertialsensoren*. Dissertation, Martin-Luther-Universität Halle-Wittenberg, 2001
- [SC92] R. L. SMITH, S. D. COLLINS: *Porous Silicon Formation Mechanismus*. In: Journal of Applied Physics 71, Aug. 1992, S. R1–R22
- [Sch98] A. SCHARF: *Sensoren überlisten Elche*. In: VDI Nachrichten vom 10.07.1998, S. 12, zitiert nach
http://www.bics.be.schule.de/son/verkehr/presse/1998_2/v1598_31.htm
- [SEQ⁺00] O. SCHWARZELBACH, J. EICHHOLZ, J. QUENZER, M. WEISS, B. WENK: *Nonlinear Resonance Behaviour of Tuning Fork Gyrosopes*. In: Eurosensors XIV, Copenhagen 2000, S. 391–394
- [SMP92] P. C. SEARSON, J. M. MACAULAY, S. M. PROKES: *The Formation, Morphology, and Optical Properties of Porous Silicon Structures*. In: Journal of Electrochemical Society 139, Nov. 1992, S. 3373–3378
- [Soc91] S. SOCLOF: *Design and Applications of Analog Integrated Circuits*. Prentice-Hall Inc.. Englewood Cliffs, New Jersey, 1991

- [SV98] H. STORCK, H. VROOMEN: *Resonant Vibrating Plates as Sensor Elements, Theoretical Results*. In: ITG-Fachbericht 148, 1998, S. 87–91
- [TLH92] W. C. TANG, M. G. LIM, R. T. HOWE: *Electrostatic Comb Drive Levitation and Control Method*. In: IEEE Journal of Microelectromechanical Systems, Vol. 1, No. 4, 1992
- [TN00] H.-P. TRAH, R. NEUL: *Physik und Design mikromechanischer Automobilsensoren*. In: VDI-Berichte 1530, *Sensoren und Meßsysteme 2000*, Düsseldorf, 2000
- [TKFS00] T. TSUCHIYA, Y. KAGEYAMA, H. FUNABASHI, J. SAKATA: *Vibrating Gyroscope Consiting of Three Layers of Polysilicon Thin Films*. In: Sensors and Actuators A, Vol. 82, Nr. 1–3, 2000, S. 114–119
- [TKFS01] T. TSUCHIYA, Y. KAGEYAMA, H. FUNABASHI, J. SAKATA: *Polysilicon Vibrating Gyroscope Vacuum-encapsulated in an On-Chip Micro Chamber*. In: Sensors and Actuators A, Vol. 90, Nr. 1–2, 2001, S. 49–55
- [TLN98] D. TEEGARDEN, G. LORENZ, R. NEUL: *How to Model and Simulate Microgyroscope Systems*. In: IEEE Spectrum, July 1998
- [VBF⁺97] R. VOSS, K. BAUER, W. FICKER, T. GLEISSNER, W. KUPKE, M. ROSE, S. SASSEN, J. SCHALK, H. SEIDEL, E. STENZEL: *Silicon Angular Rate Sensor for Automotive Applications with Riezoelectric Drive and Piezoresistive Read-out*. In: Proc. Intern. Conference on Solid-State Sensors and Actuators, Chicago, 1997, S. 879–882
- [VSH⁺99] P. VOIGT, R. SATTLER, S. HOFFMANN, P. SASSE, R. NOÉ, G. WACHUTKA: *Parameterextraktion für Mikrosysteme am Beispiel eines Gyroskopes*. In: *Mikrosystemtechnik'99*, Chemnitz, 1999, S. 156–159
- [Wei01] D. WEILER: *Selbsttest und Fehlertoleranz mit zugelassener milder Degradation in integrierten CMOS-Sensorsystemen*. Dissertation, Gerhard-Mercator-Universität Duisburg, 2001
- [YAN98] N. YAZDI, F. AYAZI, KH. NAJAFI: *Micromachined Inertial Sensors*. In: Proceedings of the IEEE, Vol. 86, 1998, S. 1640–1658
- [YMM98] W. YE, S. MUKHERJEE, N. C. MACDONALD: *Optimal Shape Design of an Electrostatic Comb Drive in Microelectromechanical Systems*. In: IEEE Journal of Microelectromechanical Systems, Vol. 7, No. 1, 1998, S. 16–26

- [YWSM96] R. YATES, C. WILLIAMS, CH. SHEARWOOD, PH. MELLOR: *A Micromachined Rotating Yaw Rate Sensor*. In: SPIE Vol. 2882, 1996, S. 161–168

Danksagungen

Mein Dank gilt vor allem Herrn Prof. Dr.-Ing. Reinhold Noé für die Betreuung dieser Arbeit, für die Freiheiten, die er meiner Forschung gewährt hat und dabei doch jederzeit für wichtige Ratschläge und Anregungen ansprechbar blieb.

Meinem Kollegen Sebastian Hoffmann danke ich für zahllose Fachgespräche, die neue Ideen und Ansätze für diese Arbeit angestoßen haben, sowie für seine schaltungstechnischen Beiträge zum Sensorkonzept. Auch meinen anderen wissenschaftlichen und nichtwissenschaftlichen Kollegen möchte ich für ihre fachliche und nichtfachliche Unterstützung herzlich danken.

Der Firma *Infineon Technologies*, vor allem Robert Aigner und seinem Team, danke ich für die Arbeit an der Prozeßtechnik und die Herstellung von Testchips. Insbesondere möchte ich mich bedanken bei

- Hergen Kapels, der mir stets für Fragen zu den Möglichkeiten und Grenzen des Prozesses zur Verfügung stand,
- Torsten Reimann, der viele Frustrationen und Rückschläge bei den Bemühungen um meßbare Strukturen auf sich genommen hat,
- Birgit Holzapfl für die Unterstützung bei technischen Problemen mit der *Cadence* Software,
- Holger Wende, Hans-Jörg Timme und Marc Chapuis für die Bemühungen um *ASCIA*,
- Uwe Feldmann, Marc Tiebout und Carsten Hammer für ihre Arbeit am Simulator *Titan* bzw. für die Unterstützung bei Problemen mit dessen Zusammenarbeit mit *Cadence*.

Peter Voigt von der TU München danke ich für die Zusammenarbeit bei der Mechanik-Modellierung in Cadence. Bei Bettina Prillwitz und Bernd Folkmer vom IMIT möchte ich mich für die FEM-Analysen des Mechaniklayouts bedanken.

Herrn Prof. Dr. Hilleringmann vom Fachgebiet Sensorik an der Universität Paderborn und seinem Mitarbeiter Heinz Funke bin ich zu Dank verpflichtet für die Benutzung des Nadelmeßplatzes und des Elektronenmikroskopes sowie für die Zeit, die die Einweisung in beides verschlungen hat.

Den Programmierern etlicher freier Software – insbesondere von *LyX* –, die mir beim Verfassen dieser Arbeit gute Dienste getan hat, danke ich für diese geschenkten, reibungslos funktionierenden Werkzeuge, die ihren Teil dazu beigetragen haben, daß ich mich ganz auf die Wissenschaft konzentrieren konnte.

Ein besonders herzlicher Dank gilt meinen Eltern, deren unschätzbare Unterstützung mir in solchen Momenten erst wieder richtig bewußt wird, und meiner Frau Michaela und meinen Kindern für all die Aufmunterung und moralische Unterstützung während quälender Phasen der Arbeit sowie für das Verständnis, das sie für meinen raren Anteil am Familienleben aufgebracht haben.