

Monolithisch integrierter Drehratensensor mit zeitkontinuierlicher Auswerteschaltung

Dissertation

der Mathematisch-Naturwissenschaftlichen Fakultät
der Eberhard Karls Universität Tübingen
zur Erlangung des Grades eines
Doktors der Naturwissenschaften
(Dr. rer. nat.)

vorgelegt von
Andreas Scheurle
aus Mutlangen

Tübingen
2010

Tag der mündlichen Qualifikation:

04.11.2011

Dekan:

Prof. Dr. Wolfgang Rosenstiel

1. Berichterstatter:

Prof. Dr. D. Kern

2. Berichterstatter:

Prof. Dr. D. Wharam

1	Einleitung	3
2	Aufbau und Funktion von OMM-Drehratensensoren.....	7
2.1	Physikalische Grundlagen eines Drehratensensors	7
2.1.1	Zweiachsiger Oszillator in beliebig beschleunigtem Bezugssystem.....	7
2.1.2	Gedämpfter linearer Oszillator unter dem Einfluss einer äußeren Kraft	9
2.1.3	Berechnung der Drehrate	10
2.1.4	Vollresonantes- oder Teilresonantes-System.....	12
2.1.5	Physikalische Auflösungsgrenze.....	13
2.1.6	Vollresonantes System mit Krafrückkopplung.....	14
2.2	Drehratensensor in Oberflächemikromechanik	17
2.2.1	Herstellung kapazitiver Drehratensensoren	17
2.2.2	Umsetzung von Bewegung in kapazitive Änderung.....	19
2.2.3	Elektrostatische Kraft zwischen Kondensatorplatten	20
2.2.4	Gesamtstruktur eines ω_z -Drehratensensor	22
2.3	Elektronische Auswertung der Sensorbewegung	24
2.3.1	Kapazitäts-Spannungs-Wandlung	24
2.3.2	Rücksetzung des C/U-Wandlers	28
2.3.3	Zeitdiskreter Reset	28
2.3.4	Correlated Double Sampling.....	31
2.3.5	Rauschfaltung bei zeitdiskretem Reset	32
2.3.6	Zeitkontinuierlicher Reset.....	33
2.3.7	Gesamtkonzept.....	34
2.3.8	Erwartungen an ein monolithisch integrierte Sensorelement mit zeitkontinuierlicher Auswertung.....	37
3	Realisierungsmöglichkeiten eines monolithisch integrierten kapazitiven OMM-sensors	39
3.1	Back-End Integration	40
3.2	Front-End Integration.....	42
3.3	Gemischte Integration	43
4	Back-End-Integrierter Drehratensensor mit Silizium-Germanium- Funktionsschicht	45
4.1	Aufbau und Herstellung des Sensorelements	45
4.2	Signalbearbeitung und Signalauswertung.....	47
4.2.1	Signaloperationen zur Extraktion der Drehrate	50
4.2.2	Regelung der Antriebsamplitude	52
4.2.3	Automatischer Frequenzabgleich des Detektionsschwingers.....	52
4.2.4	Elektrische Dämpfung der Detektionsschwingung.....	53
4.3	Messaufbau und verwendete Messgeräte	54
4.4	Charakterisierung des Sensorelements	56
4.4.1	Übertragungsfunktionen Antriebs- und Detektionsschwinger	56
4.4.2	Ausgangssignal Sensorelement.....	60
4.4.3	Rauschanalyse	66

5	Monolithisch integrierter Drehratensensor mit Siliziumfunktionsschicht.....	73
5.1	Herstellungsprozess	74
5.1.1	Prozessaufsatz	75
5.1.2	Technologisches Neuland der Mixed Integration	77
5.1.3	Voruntersuchungen	79
5.2	Herstellung des Demonstrators	88
5.2.1	Sensorschichtstack	89
5.2.2	CMOS-Block.....	91
5.2.3	Mikromechanikprozesse	94
5.2.4	Aufbringen eines Kappenwafers	96
6	Zusammenfassung.....	99
	Literaturverzeichnis	102
	Eigene Veröffentlichungen und Patentanmeldungen	112

1 EINLEITUNG

Inhalt dieser Arbeit sind Drehratensensoren (DRS), hergestellt in MEMS-Technologie. MEMS steht als Abkürzung für Mikro-Elektro-Mechanische-Systeme. Wafertechnologien bilden die Grundlage bei der Herstellung der elektrischen und mechanischen Teile der MEMS. Prozesse aus der Halbleiterwelt werden dabei durch spezifische Mikromechanikprozesse ergänzt [1][2]. Bauteile, die in MEMS-Technologie gefertigt werden, sind meist Sensoren (Beschleunigungs-, Drucksensoren, ...) oder Aktoren (Piezodruckköpfe, Mikrospiegeln,...) mit beweglichen Strukturen, die elektrisch ausgewertet oder angeregt werden. In dieser Arbeit werden speziell kapazitiv betriebene Drehratensensoren betrachtet. Drehratensensoren wandeln die Winkelgeschwindigkeit eines rotierenden Systems in ein definiertes analoges oder digitales Ausgangssignal. Dabei induzieren Coriolis-Kräfte, verursacht durch die Rotation des Systems, mechanische Schwingungen, welche kapazitiv detektiert werden.

Bei der Herstellung solcher Sensoren unterscheidet man zwischen zwei grundlegenden Ansätzen. Ein Ansatz, der als Hybrid-Ansatz bezeichnet wird, beruht darauf, dass zwei Chips zu einem Sensorelement zusammengefügt werden. Der Mikromechanikchip beinhaltet dabei die beweglichen Strukturen und wandelt die zu sensierende Größe in eine elektrisch messbare, kapazitive Änderung. Der zweite Chip, der ASIC (Application-Specific-Integrated-Circuit), ist für die Auswertung der kapazitiven Änderung und falls nötig, für eine elektrische Rückkopplung zum Mikromechanikchip zuständig. Der ASIC wandelt die kapazitive Änderung in ein belastbares Spannungssignal und liefert so einen geeichten Messwert. Beide Chips bilden zusammen in einem Gehäuse das Sensorelement. Als Gehäuseformen kommen Metallgehäuse aber auch aus der Halbleitertechnik übernommene Spritzgusstechniken (Mold) zum Einsatz.

Nur einen Chip zu fertigen, der die elektrischen und mechanischen Funktionen vereint, ist der zweite Ansatz zur Herstellung eines solchen Sensorelements. Dabei wird die Mikromechanik monolithisch in den Auswerteschaltkreis (IC) integriert. Die Komplexität des Waferprozesses steigt dabei mit den Anforderungen an die mechanischen Strukturen. Dieser Ansatz wird bisher am häufigsten bei Drucksensoren eingesetzt [3]. Grund ist die relativ einfache, als Membran ausgeführte mechanische Struktur des Sensors.

Vorteil des hybriden Ansatzes ist insbesondere die erhöhte Flexibilität. Der ASIC- und der Mikromechanikchip können getrennt voneinander und somit zeitlich parallel entwickelt werden. Darüber hinaus ist es möglich innerhalb eines Sensorelements nur einen Chip auszutauschen und so zeitnah immer die neueste Generation des jeweiligen Herstellungsprozesses im Einsatz zu haben. Reine Mikromechanikerhersteller haben den Vorteil, dass sie den ASIC-Chip fremd beziehen können. Weiterhin sind unterschiedliche ASIC-Prozesse wie

CMOS, BCD (Bipolar-CMOS-DMOS) oder BiCMOS (Bipolar-CMOS) möglich. Bipolartransistoren können je nach Anwendung die Qualität des Auswerteschaltkreises deutlich steigern [4][5].

Beim monolithischen Ansatz hingegen muss man sich relativ früh auf eine Prozessfolge festlegen und der Wechsel zur nächsten ASIC-Generation ist wesentlich komplexer. Der Einfluss der Mikromechanikprozesse muss immer mit berücksichtigt werden. Im Gegenzug besitzt der monolithisch integrierte Sensor weit reichende Systemvorteile. Da nur ein Chip in ein Gehäuse verpackt werden muss, ist es einfacher der fortschreitenden Miniaturisierung Rechnung zu tragen. Es ist sogar denkbar den aus dem Wafer gesägten Siliziumchip direkt, ohne Gehäuse, auf eine Leiterplatte zu löten. Die Kosten und der benötigte Raum des Gehäuses würden entfallen. Dies ist mit einem reinen Mikromechanikchip nicht möglich. Die mit einer sehr hohen Impedanz versehenen Anschlüsse des Sensorchips sind viel zu empfindlich um sie der Umgebung auszusetzen [6]. Die Ausführung der elektrischen Verbindung zwischen den beweglichen Strukturen und dem Auswerteschaltkreis ist auch mit Gehäuse ein erheblicher Vorteil des monolithischen Ansatzes. Im Gegensatz zum hybriden Ansatz, bei dem die Kontaktierung mit relativ langen und weitgehend undefinierten Bonddrähten realisiert wird, können die elektrischen Verbindungen beim monolithischen Ansatz innerhalb des Chips sehr kurz und zusätzlich geschirmt ausgeführt werden. Damit reagiert der Chip wesentlich unempfindlicher auf elektromagnetische Störungen von außen.

Welches von den beiden Konzepten das kostengünstigere ist, lässt sich nicht generell sagen. Die Herstellungskosten der Chips steigen linear mit der benötigten Chipfläche und der Anzahl der Herstellungsschritte. Beim hybriden Ansatz addieren sich die Chipflächen der zwei Chips, wobei pro Chip vergleichsweise wenige Prozessschritte benötigt werden. Beim monolithischen Ansatz hingegen gibt es nur einen Chip, es ist aber notwendig auf dieser kleineren Fläche die Prozessschritte durchzuführen, welche für den ASIC und die Mikromechanik nötig sind.

Die minimale Auflösung bei vorgegebenem Messbereich und notwendiger Bandbreite ist eine weitere wichtige Eigenschaft des Sensorelements. Die minimale Auflösung entspricht dem Signal zu Rausch Verhältnis (SNR: Signal-to-Noise-Ratio) des Systems bei definierter Drehrate. Ein höheres Signal lässt sich nur über eine größere Mikromechanik realisieren. Dies verursacht sofort höhere Stückkosten und kann folglich nicht das Ziel sein. Das Rauschen hingegen hängt von mehreren Parametern ab. Einen wesentlichen Einfluss besitzen dabei die so genannten parasitären Kapazitäten. Diese Kapazitäten belasten die Auswerteschaltung zusätzlich und sollten so minimal als möglich gehalten werden. Ein Großteil dieses parasitären Anteils kommt aus den Bonddrähten und Bondpads welche die Chips im hybriden Aufbau miteinander verbinden. Bei einem monolithischen Ansatz sind diese parasitären Kapazitäten erheblich reduziert. Unabhängig von dem Auswerteschaltkreis sollte dies zu einem höheren SNR des monolithischen Sensorelements führen.

Das Konzept des elektrischen Auswerteschaltkreises lässt sich ebenfalls in zwei Ansätze unterteilen. Man kann zwischen einem zeitkontinuierlichen und einem zeitdiskreten Ansatz wählen. Der zeitdiskrete Ansatz führt unterschiedliche Operationen zeitversetzt nacheinander aus. Beim DRS wird so z. B. zuerst eine Kapazität gemessen, bevor eine andere nachgeregelt wird. Dieser Ansatz hat den Vorteil, dass die Signale nicht übersprechen können und damit verfälscht werden. Nachteilig wirkt sich aber die prinzipbedingte Rauschfaltung eines solchen Vorgehens aus. Das vorhandene Rauschen wird während mehrerer Phasen gesammelt und auf einmal ins System eingebracht. Diesen Nachteil besitzt die zeitkontinuierliche Auswertung nicht. Hierbei werden alle Operationen gleichzeitig durchgeführt. Allerdings ist das System offen für ein Übersprechen unterschiedlicher Signale (Crosstalk), welches wieder die Auflösung beeinträchtigen kann.

Bei einem hybrid aufgebauten Sensor ist das robustere zeitdiskrete Verfahren die bessere Lösung. Der Übergang von Mikromechanik zu ASIC bietet derart viel parasitäre Kapazität, dass ein Signalübersprechen nicht zu verhindern ist. Die Performance eines solchen Systems ist durch die Begrenzung auf das zeitdiskrete Verfahren weitgehend ausgereizt.

Bei einem monolithischen Sensorelement hingegen sollte es möglich sein die Signalleitungen so gut zu schirmen, dass es nicht zu einem nennenswerten Übersprechen kommt.

Die wesentliche Aufgabe dieser Arbeit besteht nun auch darin, das Potenzial einer solchen zeitkontinuierlichen Auswertung in Verbindung mit einem monolithischen Sensorelement anhand eines Drehratensensors aufzuzeigen. Hierzu ist es notwendig die prozesstechnischen Herausforderungen einer monolithischen Integration zu lösen, monolithisch integrierte Demonstratoren herzustellen und zu charakterisieren.

Kapitel zwei dieser Arbeit gibt einen Überblick über die Funktion der mechanischen Drehratensensorstruktur und den Aufbau der Auswerteschaltung. Auf auflösungsbegrenzende Faktoren wird dabei besonders eingegangen. Anschließend werden unterschiedliche Herstellungsansätze diskutiert, ehe in Kapitel 4 und 5 zwei auf unterschiedliche Art und Weise hergestellte monolithisch integrierte Sensoren vorgestellt werden.

Kapitel 4 konzentriert sich auf die Charakterisierung eines innerhalb eines öffentlich geförderten Projekts hergestellten Back-End-Integrierten Sensors. Die beweglichen Strukturen wurden dabei aus einer Silizium-Germanium Schicht herausgearbeitet, die nach Abschluss des ASIC-Prozesses aufgebracht wurde. Dieses Konzept zeichnet sich dadurch aus, dass die Mikromechanik direkt über aktiver Elektronik angeordnet ist und damit extrem kleine Baugrößen möglich werden.

Kapitel 5 zeigt einen neuartigen Prozessentwurf mit dem es möglich ist einen monolithisch integrierten Sensor mit bewährter Siliziumfunktionsschicht herzustellen. Epitaktisch verstärktes Silizium ist ein weit erprobtes und sehr zuverlässiges Material für Sensorstrukturen und daher auch die erste Wahl für

monolithisch integrierte Sensoren [7][8]. Zusätzlich beinhaltet dieser Prozess eine Siliziumopferschichttechnologie. Dieser Opferschichtprozess ermöglicht ein Freistellen der Sensorstrukturen in einem kostengünstigen Prozess ohne aufwendigen Schutz des ASICs. Mit diesem Prozessentwurf wurden bei der Robert Bosch GmbH Demonstratoren hergestellt. Diese werden am Ende von Kapitel 5 vorgestellt.

Beide Demonstratoren, obwohl in unterschiedlichen Technologien gefertigt, sind in ihrer mechanischen und elektrischen Auslegung identisch. Die erzielten elektrischen Ergebnisse und Einschätzungen sind somit von einem Sensor auf den anderen übertragbar.

2 AUFBAU UND FUNKTION VON OMM-DREHRATENSOREN

Das folgende Kapitel dient der Einführung in den mechanischen Aufbau, die Funktionsweise und die elektrische Auswertung eines für die Mikromechanik typischen Drehratensensors. Zu Beginn des Kapitels wird anhand eines einfachen Massemodells erklärt, welche Kräfte in einem bewegten Koordinatensystem wirken und wie sich diese nutzen lassen, um die Drehrate eines Nicht-Inertialsystems zu bestimmen. Zusätzlich werden Besonderheiten der OMM (Oberflächenmikromechanik) erläutert und deren Einfluss auf die Umsetzung eines Drehratensensors in dieser Technologie. Anschließend wird erklärt, wie Bewegungen des Masselements elektrisch ausgewertet und beeinflusst werden können. Im dritten Teil wird detaillierter aufgezeigt wie die elektrische Auswertung als integrierter Schaltkreis realisiert wird und sich in Hinblick auf ein monolithisch integriertes Sensorelement optimieren lässt. Die Einführung, speziell der letzte Teil, dient auch dazu, die Motivation dieser Arbeit zu verdeutlichen. Die für die angestrebte Einchip-Lösung optimale elektrische Auswertung wird vorgestellt und die Vor- bzw. Nachteile zu einer hybriden Lösung werden aufgezeigt.

2.1 Physikalische Grundlagen eines Drehratensensors

2.1.1 Zweiachsiger Oszillator in beliebig beschleunigtem Bezugssystem

Die Aufgabe eines Drehratensensors ist es, möglichst präzise und unabhängig von sonstigen physikalischen Einflussgrößen, die Drehrate, genauer die Rotationsgeschwindigkeit, um eine definierte Achse in Grad pro Sekunde in einem beliebig bewegten Koordinatensystem zu bestimmen.

Um zu erkennen welche Messmöglichkeiten bestehen, empfiehlt es sich die Ableitung der Bewegungsgleichungen in einem beliebig beschleunigten Bezugssystem zu betrachten. Als Ergebnis (z.B. von Nolting [9]) findet man

$$m\ddot{\vec{r}} = \vec{F} - m\ddot{\vec{r}}_0 - m\vec{\omega} \times (\vec{\omega} \times \vec{r}) - m(\dot{\vec{\omega}} \times \vec{r}) - 2m(\vec{\omega} \times \dot{\vec{r}}). \quad (1)$$

Der Beobachter in einem rotierendem System erfährt zusätzlich zu den im Inertialsystem ausgeübten Kräften, sogenannte durch die Beschleunigung des Systems verursachte Scheinkräfte. Man kann aus (1) ablesen, dass bei gleichmäßig rotierendem Bezugssystem zwei Scheinkräfte auftreten – die Zentripetalkraft $\vec{F}_z = m\vec{\omega} \times (\vec{\omega} \times \vec{r})$ und die Corioliskraft $\vec{F}_c = 2m(\vec{\omega} \times \dot{\vec{r}})$. Beide Scheinkräfte sind proportional zu der Rotationsgeschwindigkeit (Drehrate) $\vec{\omega}$. Zur Bestimmung der Drehrate ist die Corioliskraft besser geeignet als die

Zentripetalkraft, da diese Scheinkraft, unabhängig vom Ort \vec{r} der eigentlichen Messung, im bewegten Bezugssystem mit derselben Stärke wirkt und somit unabhängig vom Zentrum der Rotation ist.

Abbildung 1 zeigt ein Modell eines in zwei Raumrichtungen gedämpften harmonischen Oszillators, aufgehängt im bewegten Bezugssystem. k_x bzw. k_y beschreiben die Federkonstanten und d_x bzw. d_y die Dämpfungskonstanten der jeweiligen Raumrichtung. Zusätzlich besteht im Modell die Möglichkeit vom bewegten System aus Kräfte in x- und y-Richtung an die beweglichen Massen anzulegen (F_x/F_y). Der zu bestimmende Drehvektor steht mit der Länge Ω senkrecht zur betrachteten Ebene. Der Einfluss abweichender Drehvektoren wird dadurch unterdrückt, dass allein Bewegungen in x- und y-Richtung möglich sind.

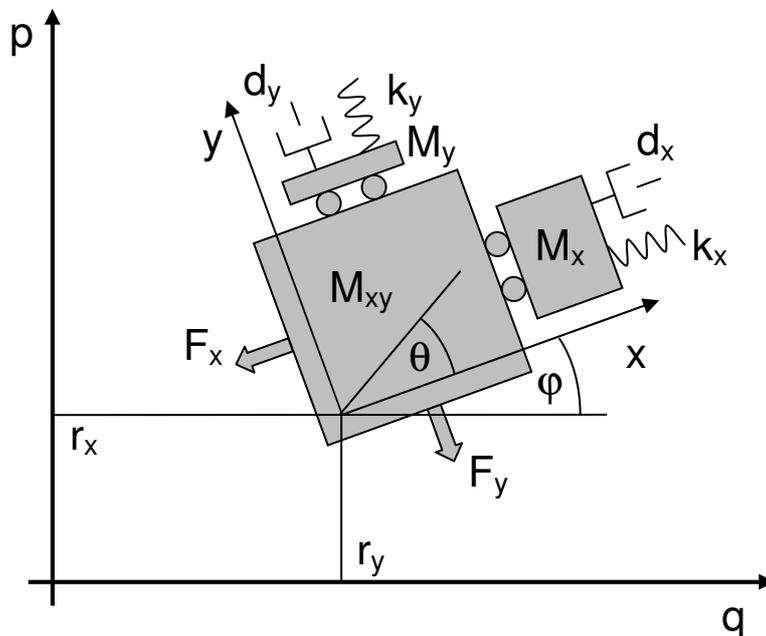


Abbildung 1: Modell eines zweiachsigen gedämpften harmonischen Oszillators in einem Nicht-Inertialsystem.

Im Folgenden sind die Bewegungsgleichungen für das beschriebene Massemodell im bewegten Bezugssystem aufgeführt ($m_y = M_{xy} + M_y$; $m_x = M_{xy} + M_x$).

$$m_y \ddot{y} = -k_y y - d_y \dot{y} - 2\Omega m_y \dot{x} + F_y + y m_y \Omega^2 - x m_y \dot{\Omega} + F_q \sin \varphi - F_p \cos \varphi$$

$$m_x \ddot{x} = -k_x x - d_x \dot{x} + 2\Omega m_x \dot{y} + F_x + x m_x \Omega^2 - y m_x \dot{\Omega} + F_q \cos \varphi - F_p \sin \varphi$$

Werden im Modell (Abbildung 1) die Massen M_{xy} und M_x in x-Richtung zum Schwingen angeregt, wird bei vorhandener Drehrate die Corioliskraft an der Masse M_{xy} angreifen und diese mit M_y in y-Richtung in Schwingung versetzen. Gelingt es nun die durch die Corioliskraft verursachte Schwingung zu

detektieren, kann man mit einem derartigen Aufbau auf die Drehrate senkrecht zur Schwingungsebene rückschließen. Die erzwungene Bewegung in x-Richtung wird im Folgenden als Antriebsschwingung bzw. Antrieb bezeichnet. Die durch die Corioliskraft angeregte Schwingung senkrecht zum Antrieb wird Detektionsschwingung bzw. nur Detektion genannt.

2.1.2 Gedämpfter linearer Oszillator unter dem Einfluss einer äußeren Kraft

Bevor mit der Funktionsbeschreibung fortgefahren wird, sollen an dieser Stelle für ein besseres Verständnis der folgenden Ausführungen allgemeine Gleichungen und Definitionen eines angetriebenen harmonischen Oszillators gezeigt werden.

Mit der allgemeinen Bewegungsgleichung

$$m\ddot{y} = -m\omega_0^2 y - d\dot{y} - F; \quad \left(\omega_0 = \sqrt{k/m}; d = 2\beta m \right)$$

und der Beschränkung auf eine periodische Antriebskraft $F = f \cos(\omega t)$ folgt für einen eingeschwungenen Zustand $y = A e^{i(\omega t + \varphi)}$ für die Amplitude A und Phasenverschiebung φ der Schwingung:

$$|A| = \frac{f/m}{\sqrt{(\omega^2 - \omega_0^2)^2 + 4\beta^2 \omega^2}} \quad \text{und} \quad \tan \varphi = \frac{2\beta\omega}{\omega^2 - \omega_0^2}.$$

Die Resonanzfrequenz (maximale Auslenkung) ist gegeben durch $\hat{\omega} = \sqrt{\omega_0^2 - 2\beta^2}$. In Abbildung 2 sind Amplituden- und Phasengänge für unterschiedliche Dämpfungskonstanten aufgetragen.

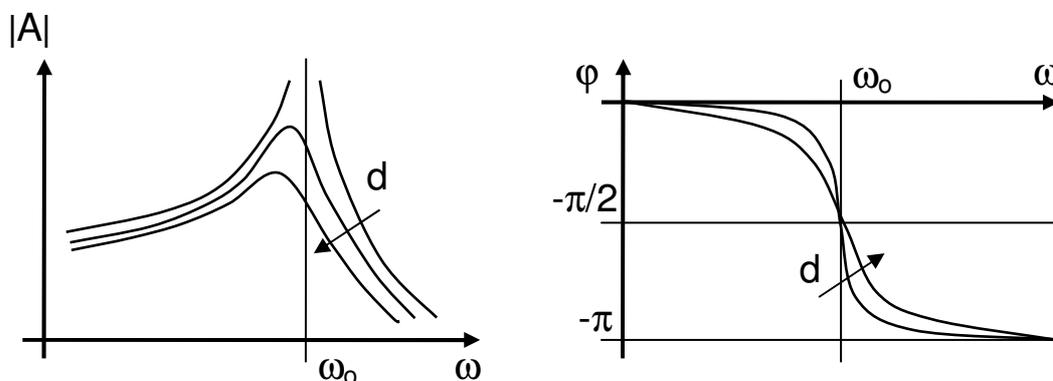


Abbildung 2: Amplituden- und Phasengänge eines linearen harmonischen Oszillators unter dem Einfluss einer äußeren Kraft für unterschiedliche Dämpfungskonstanten d .

Mit Hilfe der Güte, welche als $Q = \omega_0 m / d$ definiert ist, lässt sich die Darstellung der Amplitude zu einer in der Regelungstechnik üblicherweise verwendeten Übertragungsfunktion G umschreiben [10][11].

$$G = \frac{|A|}{f} = \frac{1/m\omega_0^2}{\sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)^2 + \frac{\omega^2}{\omega_0^2 Q^2}}}$$

Für $\omega = \omega_0$ ist $G = Q/m\omega_0^2$ und für $\omega \ll \omega_0$ gilt $G = 1/m\omega_0^2$. Die Güte beschreibt demnach einen Faktor, um den die Amplitude im Resonanzfall höher ist als die Auslenkung $x = f/k$ im statischen Fall mit derselben Kraft. Da in der Fachliteratur üblich, wird im Folgenden der Zustand $\omega = \omega_0$ als Resonanz oder auch Resonanzfall bezeichnet, auch wenn dies bei Berücksichtigung von Dämpfung einer Näherung entspricht und im Sinne des mathematischen Begriffs nicht korrekt ist. ω_0 bezeichnet die Eigenfrequenz, nicht die Resonanzfrequenz. Ein resonanter Zustand ist nach dieser Definition erreicht, wenn die Phasenverschiebung zwischen äußerer Kraft und Auslenkung der Sensorstruktur 90° oder $\pi/2$ beträgt.

2.1.3 Berechnung der Drehrate

Mit Kenntnis der Antriebs- und Detektionsschwingung kann unter Zuhilfenahme der Corioliskraft auf die Drehrate rückgerechnet werden. Die Corioliskraft ist proportional zur Drehrate und proportional zur Geschwindigkeit der Masse an die sie angreift. Um die Drehrate möglichst effektiv und mit großer Detektionsschwingung detektieren zu können, ist es daher sinnvoll, die Amplitude und somit auch die Geschwindigkeit des Antriebs zu maximieren. Eine Anregung in Resonanz ist hierfür die einfachste und energiesparendste Lösung. Ein einfach zu kontrollierender Antrieb kann dadurch realisiert werden, dass die Antriebsschwingung detektiert und das Signal um 90° phasenverschoben als Antriebskraft an die Masse zurückgeführt wird. Zur genauen Bestimmung der Drehrate ist es nötig, die Geschwindigkeit des Antriebs zu kennen und auf einen konstanten Wert zu regeln. Dies lässt sich durch stetiges Anpassen der Amplitude der rückgeführten Kraft f realisieren. Für die Antriebsschwingung x soll im Folgenden $x(t) = Q_x \frac{f}{k_x} \cos(\omega_x t)$ gelten.

Da es sich um ein lineares System handelt und die Signale sich demnach linear überlagern, kann beispielhaft für eine beliebige Rotation des Nicht-Inertialsystems eine harmonisch oszillierende Rotation $\Omega = \hat{\Omega} \cos(\omega_\phi t + \phi)$ herangezogen werden. Hiermit resultiert für die auf die Detektion einwirkende Corioliskraft:

$$F_C = \frac{2m\hat{\Omega}Q_x\omega_x f}{k_x} \sin(\omega_x t) \cos(\omega_\omega t + \phi)$$

$$= m \frac{\hat{\Omega}Q_x\omega_x f}{k_x} (\sin((\omega_x - \omega_\omega)t - \phi) + \sin((\omega_x + \omega_\omega)t + \phi))$$

Man kann ablesen, dass der Detektionsschwinger mit den Frequenzen $(\omega_\omega + \omega_x)$ und $(\omega_\omega - \omega_x)$ angeregt wird. Daraus resultiert je nach Resonanzfrequenz des Detektionsschwingers eine Detektionsschwingung mit Amplitude y und einer Phasenverschiebung ϕ zur Antriebsschwingung.

$$y = \frac{m\hat{\Omega}Q_x\omega_x f}{k_x} (G_{\omega_x - \omega_\omega} \sin((\omega_x - \omega_\omega)t - \phi + \varphi_{\omega_x - \omega_\omega})$$

$$+ G_{\omega_x + \omega_\omega} \sin((\omega_x + \omega_\omega)t + \phi + \varphi_{\omega_x + \omega_\omega}))$$

Kennt man diese Bewegung und multipliziert sie mit der Antriebsschwingung $x(t)$ ergibt sich folgende Gleichung [12]:

$$s = \frac{m\hat{\Omega}Q_x^2\omega_x f^2}{2k_x^2} (G_{\omega_x - \omega_\omega} \sin((2\omega_x - \omega_\omega)t - \phi + \varphi_{\omega_x - \omega_\omega})$$

$$+ G_{\omega_x + \omega_\omega} \sin((2\omega_x + \omega_\omega)t + \phi + \varphi_{\omega_x + \omega_\omega}))$$

$$+ G_{\omega_x - \omega_\omega} \sin(-\omega_\omega t - \phi + \varphi_{\omega_x - \omega_\omega})$$

$$+ G_{\omega_x + \omega_\omega} \sin(\omega_\omega t + \phi + \varphi_{\omega_x + \omega_\omega}))$$

Eine Tiefpassfilterung dieses Signals mit einer Eckfrequenz deutlich unter dem doppelten der Resonanzfrequenz des Antriebs liefert ein Signal, welches die ursprünglich angenommene Drehrate $\Omega = \hat{\Omega} \cos(\omega_\omega t + \phi)$ enthält.

$$s = \frac{m\hat{\Omega}Q_x^2\omega_x f^2}{2k_x^2} (G_{\omega_x - \omega_\omega} \sin(-\omega_\omega t - \phi + \varphi_{\omega_x + \omega_\omega}) + G_{\omega_x + \omega_\omega} \sin(\omega_\omega t + \phi + \varphi_{\omega_x + \omega_\omega})) \quad (2)$$

Alle anderen Größen sind durch die Übertragungsfunktionen von Antriebs- und Detektionsbewegung gegeben. Diese Art der Extraktion der Drehrate durch erneute Multiplikation mit dem Träger (Antriebsschwingung) und anschließende Tiefpassfilterung wird als synchrone Demodulation bezeichnet [13]. Eine derart

ausgeführte Demodulation ist phasenselektiv. Es ist nötig Phasenverschiebungen zwischen Träger- und Demodulationssignal als ganzzahlige Vielfache von $\pi/2$ zu realisieren. Abweichungen von $\pi/2$ reduzieren die Amplitude des Ausgangssignals und eröffnen die Möglichkeit einer Überkopplung von Antriebsschwingung zur Detektionsschwingung. Diesen Sachverhalt erkennt man, wenn man eine zeitlich konstante Rotation betrachtet ($\omega_\omega=0$ und $\phi=0$). Dann wird Gleichung (2) zu

$$s_{konst} = \frac{\hat{\Omega} Q_x^2 \omega_x f^2}{k_x^2} (G_{\omega_x} \sin(\varphi_{\omega_x})). \quad (3)$$

Signale, die nicht proportional der Geschwindigkeit des Antriebs einkoppeln ($\varphi_{\omega_x} \neq 90^\circ$), werden abgeschwächt. Signale, die 0° phasenverschoben sind, also proportional zur Auslenkung in x-Richtung, werden komplett unterdrückt. Dies ist eine sehr nützliche Eigenschaft, da somit Signale welche direkt durch den Antrieb und nicht über die Corioliskraft in die Detektionsbewegung einkoppeln, nicht die Drehratenmessung verfälschen.

2.1.4 Vollresonantes- oder Teilresonantes-System

Eine Möglichkeit Phasenverschiebungen von ganzzahligen Vielfachen von $\pi/2$ zu erhalten ist, das System mit hoher Antriebsgüte auszulegen und die Detektionsresonanzfrequenz deutlich über die Antriebsresonanzfrequenz zu legen ($\omega_x \ll \omega_{\phi 0}$). Dieses System wird als teilresonant bezeichnet. Angetrieben wird in Resonanz, detektiert hingegen quasistatisch außerhalb der Resonanz in einem Bereich, in dem $G \approx 1/m\omega_0^2$ und $\varphi \approx 0$ ist. Hier muss, um die für die Demodulation benötigte Phasenverschiebung wieder herzustellen, mit einem Signal proportional der Geschwindigkeit des Antriebschwingers demoduliert werden. Das aus dem Antrieb gewonnene Signal x wird vor der Demodulation um $\pi/2$ gedreht. Mit diesem Ansatz ist die Übertragungsfunktion G im interessanten Frequenzband nahezu unabhängig von ω_ω .

Eine zweite Möglichkeit eine Phasenverschiebung von ganzzahligen Vielfachen von $\pi/2$ zu realisieren ist, das System derart auszulegen, dass die Resonanzfrequenz des Antriebs gleich der Resonanzfrequenz der Detektion ist. Damit folgt $\varphi_{\omega_x+\omega_\omega} = \varphi_{\omega_x-\omega_\omega}$. Die Gleichung für harmonisch oszillierende Rotationssignale vereinfacht sich damit zu

$$s = \frac{\hat{\Omega} Q_x^2 \omega_x f^2}{k_x^2} 2G_{\omega_\omega} \cos(\omega_\omega t + \varphi).$$

Nachteil dieses so genannten vollresonanten Betriebes ist, dass die Amplitude des erhaltenen Signals von der Übertragungsfunktion G und somit von ω_ω

abhängig ist. Die Übertragungsfunktion ändert sich für ein System mit hoher Güte nahe der Resonanz besonders stark (siehe Kapitel 2.1.2). Das Sensorsignal ist somit nicht linear proportional der Drehrate. Ziel muss es aber sein, die Verstärkung des Signals ω_x über eine gewisse Bandbreite hinweg konstant zu halten.

Im Anschluss an das nächste Unterkapitel wird gezeigt, wie bei einem solchen System die Verstärkung kontrolliert werden kann und sich die vollresonante Auslegung vorteilhaft nutzen lässt. Hierzu ist es jedoch nötig, die auflösungsbegrenzenden Faktoren eines derartigen Systems zu kennen.

2.1.5 Physikalische Auflösungsgrenze

Das Brownsche Rauschen, oftmals auch als thermomechanisches Rauschen bezeichnet, ist eine statistische Bewegung der Sensorstrukturen, verursacht durch die thermische Energie, gespeichert in der beweglichen Masse. Es handelt sich hierbei nicht um Rauschen, welches durch Messung der Auslenkung oder Geschwindigkeit verursacht wird. Dieses Rauschen stammt von dem Sensorelement selbst und ist das physikalische Auflösungslimit eines Drehratensensors des oben erwähnten Prinzips. Nach [14] lässt sich das Brownsche Rauschen als ein weißes Krauschen betrachten. Der Mittelwert der spektralen Beschleunigungsdichte beträgt

$$\frac{a_r}{\sqrt{\Delta f}} = \sqrt{\frac{4k_B T \omega_0}{mQ}} \cdot$$

Im Resonanzfall (Fall 1) führt diese Beschleunigung bei einer Temperatur T zu einer gemittelten Auslenkung der beweglichen Masse m von

$$\frac{\bar{y}}{\sqrt{\Delta f}} = \sqrt{\frac{4k_B T Q}{m\omega_0^3}} \cdot$$

Im Fall $\omega_x \ll \omega_0$ (Fall 2) ist die Amplitude um den Faktor Q kleiner

$$\frac{\bar{y}}{\sqrt{\Delta f}} = \sqrt{\frac{4k_B T}{m\omega_0^3 Q}} \cdot$$

Mit Hilfe dieser Gleichungen lässt sich nun die physikalische Auflösungsgrenze berechnen, die ein Drehratensensor mit der Masse m bei einer gegebenen Güte Q erreichen kann. Da in der Resonanz sowohl das Brownsche Rauschen als auch das zu detektierende Signal mit der Güte überhöht werden, ist das theoretisch zu erreichende Signal zu Rausch (SNR) Verhältnis für den vollresonanten Betrieb

gleich dem SNR für den teilresonanten Betrieb mit $\omega_x \ll \omega_{y0}$. Die minimal mögliche Auflösung ist jeweils

$$\Omega_{\min} = \frac{k_x}{fQ_x \omega_x} \sqrt{\frac{k_b T \omega_y}{Q_y m_y}}. \quad (4)$$

2.1.6 Vollresonantes System mit Krafrückkopplung

In der Regel ist es schwierig die Bewegung der Detektion derart genau zu bestimmen, dass die minimale Auflösung durch das Brownsche Rauschen begrenzt wird. Hierzu müsste die Elektronik, welche die Bewegung in ein Ausgangssignal überführt, in der Lage sein die Amplituden der Brownschen Bewegung aufzulösen. Speziell wenn die Resonanzüberhöhung in der Detektion aufgrund der mangelnden Bandbreite des Systems nicht genutzt wird, ist das elektrische Rauschen des Signalwandlers größer als die thermomechanische Bewegung der Sensorstrukturen.

Eine zusätzliche Dämpfung der Detektionsbewegung bietet jedoch die Möglichkeit die Resonanzüberhöhung des Detektionsschwingers vorteilhaft zu nutzen ohne in der Bandbreite beschränkt zu sein. Ähnlich wie im Antriebsregelkreis wird hierbei ein Signal proportional zur Auslenkung phasenverschoben an die Struktur zurück geleitet. Im Fall der Detektion als dämpfende Kraft [15][16]. Die Güte der Übertragungsfunktion und somit auch die Abhängigkeit der Signalverstärkung von der Frequenz der Drehrate, werden hierbei erheblich reduziert. Im ersten Augenblick erscheint es wenig sinnvoll erst das System gezielt mit hoher Güte resonant auszulegen, um hinterher die Resonanzüberhöhung ebenfalls gezielt zu dämpfen. Der Vorteil wird jedoch erkennbar wenn wir folgendes Regelverhalten betrachten.

Aus Gründen der Vereinfachung und weil für das Verständnis ausreichend, wird lediglich der Detektionskreis mit der Übertragungsfunktion G des Detektionsschwinger und das Rückkoppelglied mit der Übertragungsfunktion K betrachtet. An dem Detektionsschwinger wirkt die Corioliskraft r und das Brownsche Rauschen b . Die Ortsbestimmung des Detektionsschwingers (Elektronik) bringt einen weißen Rauschanteil n in den Regelkreis ein (Abbildung 3). Die Rückkopplung u gibt das uns interessierende Signal wieder. Zuerst wird der offene Regelkreis berechnet $u = Kn + GK(b + r)$, danach der geschlossene $u = Kn + GK(b + r - u)$. Anschließendes umstellen nach u liefert die Übertragungsfunktion des geschlossenen Regelkreises.

$$u = (b + r) \frac{GK}{1 + GK} + n \frac{K}{1 + GK}$$

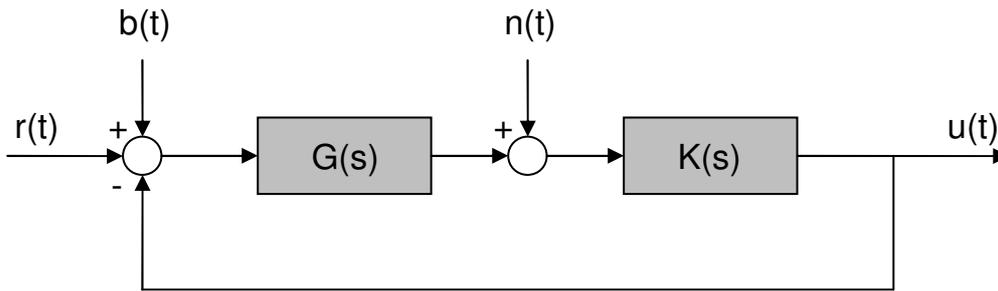


Abbildung 3: Detektionsregelkreis mit Krafrückkopplung

Geht man nun von einem vollresonanten Betrieb aus, setzt für G die Güte Q des Detektionsschwingers ein und nimmt vereinfacht an, dass $K=-1$ und $Q \gg 1$, ergibt sich für das Ausgangssignal

$$u = b + r + \frac{n}{Q}.$$

Ähnlich wie im teilresonanten Fall $\omega_x \ll \omega_{y0}$ wird weder das Signal r , verursacht durch die Corioliskraft, noch das Brownsche Rauschen b überhöht wiedergegeben. Das bedeutet vor allem, dass die Frequenzabhängigkeit der Übertragung des Drehratensignals aufgehoben ist und die benötigte Bandbreite realisiert werden kann. Vorteil gegenüber der nicht rückgekoppelten Lösung ist jedoch, dass das Rauschen der Elektronik durch die Resonanzüberhöhung gedämpft (geformt) wird. Dies kann einen erheblichen Gewinn an Auflösung bedeuten, da in den meisten Fällen dieser Rauschanteil der auflösungsbegrenzende Faktor ist [17].

Sinnvolle Optionen zur Realisierung eines Drehratensensors sind somit ein teilresonantes System ohne Krafrückkopplung oder ein vollresonantes System mit Krafrückkopplung. Wobei das vollresonante System aufgrund der Rauschformung das höhere Potenzial aufweist, jedoch aufwendiger zu realisieren ist.

Für theoretische Betrachtungen des SNR oder der Auflösung ist es jedoch nicht notwendig die Krafrückkopplung mitzubetrachten. Die Krafrückkopplung selber ändert an der Auflösung des Sensors nichts. Vielmehr wird ein System mit hoher Güte erst durch die Krafrückkopplung ermöglicht. Ohne Krafrückkopplung wären diese Systeme aufgrund ihrer geringen nutzbaren Bandbreite nicht brauchbar.

Abbildung 4 zeigt am Beispiel eines vollresonanten open-loop¹ Systems, wie sich das Signal zu Rausch Verhältnis (SNR) mit der Güte ändert. Das Signal r , resultierend aus der Corioliskraft, steigt proportional zu Q . Das

¹ Wie gezeigt ändert sich das SNR beim Übergang open-loop zu closed loop nicht. Daher ist es zulässig in dieser Betrachtung ein vollresonantes open-loop system anzuführen.

thermomechanische Rauschen b mit \sqrt{Q} . Das Rauschen, eingebracht durch die Messung n , ist unabhängig von Q . Im linken Bereich ist das resonanzüberhöhte Brownsche Rauschen kleiner als das Messrauschen. In diesem Bereich steigt das SNR mit Q (SNR₁). Steigt die Güte weiter an, wird das Brownsche Rauschen der dominante Rauschanteil. Daraus folgt, dass mit steigender Güte das SNR zwar immer weiter ansteigt, ab einem gewissen Q jedoch nur noch proportional zu \sqrt{Q} . In diesem Bereich ist dann auch das physikalische Auflösungslimit des Sensors erreicht. Der Sensor ist optimal ausgelegt.

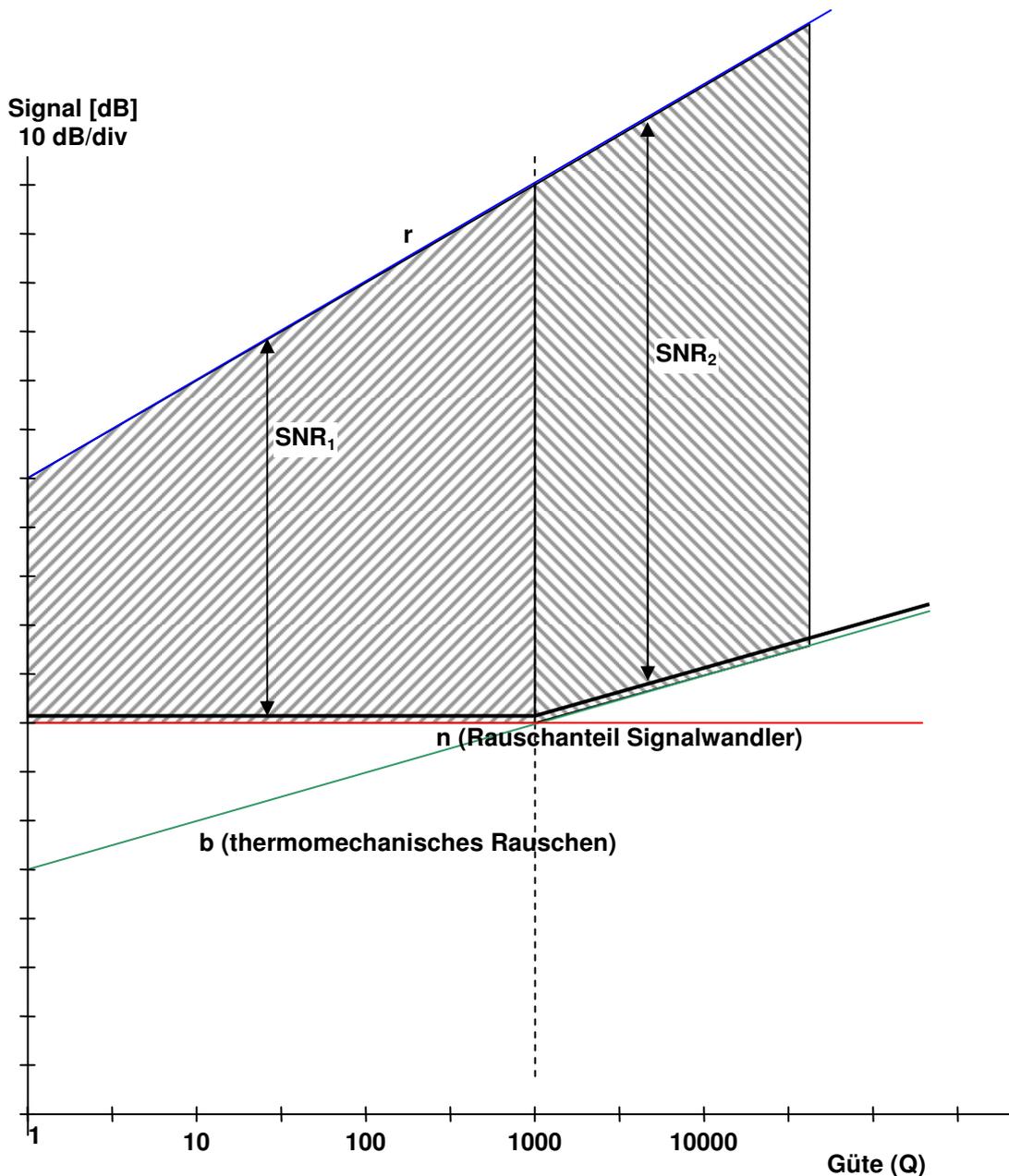


Abbildung 4: Rausch- und Signalstärken aufgetragen über Systemgüte. Linker Bereich SNR₁ steigt proportional der Güte. Elektronischer Rauschanteil dominiert ($n > b$) Rechter Bereich SNR₂ steigt mit Quadratwurzel der Güte. Brownsches Rauschen dominiert ($b > n$). Physikalisches Auflösungslimit ist erreicht.

2.2 Drehratensensor in Oberflächemikromechanik

2.2.1 Herstellung kapazitiver Drehratensensoren

In der Oberflächenmikromechanik werden, wie in der Halbleitertechnologie, auf Siliziumwafern Schichten mit unterschiedlicher Leitfähigkeit abgeschieden [18][19]. Nach dem ganzflächigen Aufbringen der Schicht wird diese mit einem temporären Resist (Photolack) versehen, welcher durch Lithographieprozesse strukturiert wird. Die Struktur des Resist wird mit Hilfe von Ätzprozessen in die darunter liegende Schicht übertragen. Anschließend wird der Resist entfernt und der Vorgang kann wiederholt werden bis der gewünschte Schichtstapel vollständig ist.

Um im Folgenden einfacher zwischen den mechanisch beweglichen Sensorstrukturen und der zur Auswertung nötigen elektronischen Wandlung unterscheiden zu können, werden alle elektronisch aktiven Elemente als ASIC und alle mechanisch aktiven Elemente als Sensor bezeichnet. Das gesamte im Gehäuse verpackte Element (gleich ob aus einem Chip oder zwei Chips bestehend) wird im Folgenden Sensorelement genannt.

Die in dieser Arbeit betrachteten Sensoren bestehen im Wesentlichen aus dem Siliziumsubstrat, einer Opferschicht und einer Funktionsschicht (Abbildung 5a) [20][21]. Nach Fertigstellung des Schichtstapels wird die Opferschicht selektiv zur Funktionsschicht geätzt. Führt man die isotrope Ätzung gezielt aus, können durch unterschiedliche Strukturgeometrien am Substrat fixierte Bereiche und vom Substrat entkoppelte Bereiche der Funktionsschicht realisiert werden (Abbildung 5b). Dieser abschließende Opferschichtätzprozess ist typisch für Inertialsensoren gefertigt in OMM und ermöglicht erst die Herstellung beweglicher Strukturen [22].

Ist das Layout so gewählt, dass die unterätzten Bereiche der Funktionsschicht an dehnbaren Strukturen aufgehängt sind (z.B. an dünnen, langen U-förmigen Federn) kann eine Kraft an diese bewegliche Masse angreifen und diese zu einer Auslenkung bzw. Schwingung anregen. Über die Auslegung der Federn und Massen lassen sich schwingende Strukturen mit definierter Eigenfrequenz realisieren.

Um den Sensor-Chip sowohl vor Umwelteinflüssen als auch bei den Aufbau- und Verpackungsprozessen zu schützen, werden die filigranen beweglichen Strukturen durch eine Kappe geschirmt. Diese Kappe kann ebenfalls aus einem strukturierten Siliziumsubstrat (Kappenwafer) bestehen, welches z.B. durch einen Sealglasbondprozess noch vor dem Vereinzeln, auf den Sensorwafer aufgebracht wird (Abbildung 5c). Da die Kappe die Sensorstruktur dauerhaft hermetisch verschließt, kann ein definierter Arbeitsdruck des Sensors von wenigen Millibar beim Verkappen eingestellt werden [23][24]. Dies führt durch

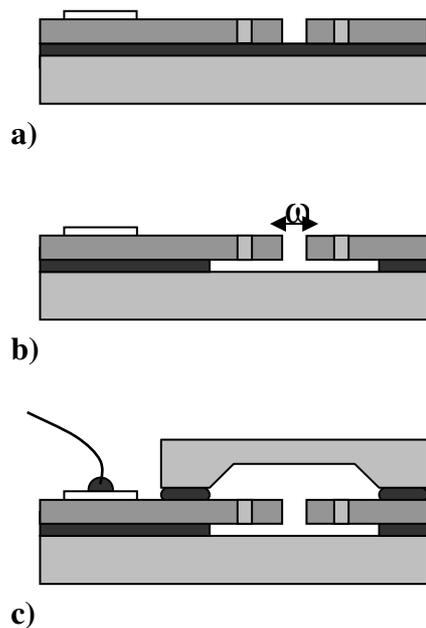


Abbildung 5: Prinzipieller Aufbau eines Inertialsensors hergestellt in Oberflächenmikromechanik. a) Schichtstapel fertig gestellt, Funktionsschicht strukturiert; b) Opferschicht geätzt, Elemente der Funktionsschicht teilweise vom Substrat entkoppelt; c) Fertiger Sensor in verkapptem Zustand.

niedrige Gasdämpfung zu hohen Güten in Antrieb und Detektion. Die Funktionsschicht besteht in der Regel aus hoch dotiertem Silizium. Dadurch entsteht eine ausreichende Leitfähigkeit für die kapazitive Auswertung der Bewegung. Bei einer Zweichiplösung wird der Sensorchip mittels Bonddrähten an einen ASIC-Chip (application-specific-integrated-circuit) angeschlossen, der die elektrische Auswertung und Regelung der Bewegungen vornimmt.

Besonderheit der verwendeten Technologie ist, dass die Strukturen aus dem Resist durch einen stark anisotropen Trenchprozess (Bosch-Prozess) [25][26] in die vergleichsweise dicke Funktionsschicht ($> 10 \mu\text{m}$) übertragen werden, so dass Strukturen mit hohem Aspektverhältnis und nahezu senkrechten Seitenwänden entstehen. Diese Geometrie lädt dazu ein, die Auswertung der Bewegung durch Messen der kapazitiven Änderung zwischen einer feststehenden und einer lateral beweglichen Elektrode zu realisieren. Aus der Literatur sind neben der normalerweise vorkommenden kapazitiven Auswertung auch noch induktive Antriebs- und Auswertekonzepte [27] oder auf dem Piezoeffekt beruhende Auswertungen [28] bekannt. In dieser Arbeit wird jedoch ausschließlich die kapazitive Auswertung verfolgt.

Mit dem Schichtaufbau gezeigt in Abbildung 5, ist prinzipbedingt nur ein Drehvektor detektierbar, welcher senkrecht zur Funktionsschicht steht. Möchte man Drehraten parallel zur Ebene detektieren, werden Gegenelektroden unter oder über der Funktionsschicht benötigt, da eine Schwingung aus der Ebene heraus kapazitiv gemessen werden muss. Die Drehratensensoren in dieser Arbeit

besitzen zwar eine leitfähige Schicht unter der Funktionsschicht, diese wird aber nur als Verdrahtungsebene und nicht als Gegenelektrode genutzt.

2.2.2 Umsetzung von Bewegung in kapazitive Änderung

Für einen Parallelplattenkondensator mit einer festen und einer beweglichen Elektrode (Abbildung 6a) lässt sich die Kapazität als $C = \epsilon A / (x_0 \pm \Delta x)$ angeben. A ist die Fläche, $x_0 \pm \Delta x$ der Grundabstand plus die aktuelle Auslenkung und ϵ die Dielektrizitätskonstante. Bevorzugt wird bei signalwandelnden Elementen jedoch immer ein linearer Zusammenhang. C sollte sich möglichst proportional zu Δx ändern.

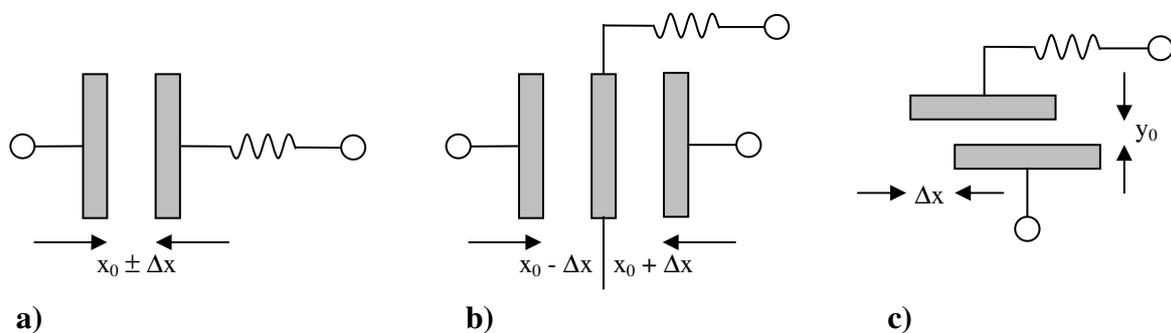


Abbildung 6: Weg-Kapazitätswandlung für unterschiedliche Geometrien und Auslegungen. a) Parallelplattenkondensator; b) differentieller Parallelplattenkondensator c) kapazitive Interdigitalstruktur.

Eine Möglichkeit diesem Ziel näher zu kommen ist eine differentielle Auswertung zweier Kapazitäten (Abbildung 6b). Hierbei ist die mittlere Elektrode beweglich und die zwei Gegenelektroden sind fest. Die Differenzkapazität ist gegeben durch

$$C = C_1 - C_2 = -\frac{2\epsilon A}{x_0^2} \Delta x + \frac{2\epsilon A}{x_0^4} \Delta x^3 + O(\Delta x^5).$$

Diese Art der Wandlung kommt einer linearen Wandlung näher als ein einfacher Parallelplattenkondensator. Alle quadratischen Terme verschwinden. Bei kleinen Auslenkungen $\Delta x \ll x_0$ kann die Differenzkapazität als linear angesehen werden. Für Auslenkungen wie sie bei der Detektionsbewegung eines Drehratensensors zu erwarten sind, ist dieser Aufbau vollkommen ausreichend. Will man einen vollkommen linearen Zusammenhang mit einem Parallelplattenkondensator realisieren, muss man eine „kräftefreie“ Auswertung wählen. Dies bedingt aber, dass mindestens eine Elektrodenspannung auslenkungsabhängig durch eine geeignete Rückkopplung nachgeführt wird [29]. Dann gilt:

$$C = \frac{C_1 - C_2}{C_1 + C_2} = -\frac{x}{x_0}.$$

Eine andere Möglichkeit Bewegungen kapazitiv mit linearer Abhängigkeit zur Auslenkung zu detektieren ist das parallele Verschieben zweier Platten (Abbildung 6c). Damit ist C proportional der überlappenden Fläche A und A wiederum ist proportional zu Δx . Diese Art der Detektion macht allerdings nur Sinn bei relativ großen Auslenkungen, da der Flächenbedarf dieses Layouts sehr groß ist und damit, relativ betrachtet, die Empfindlichkeit klein ist. Diese Geometrie findet z.B. Verwendung bei der Messung der Antriebsbewegung.

2.2.3 Elektrostatische Kraft zwischen Kondensatorplatten

Legt man an einen Parallelplattenkondensator eine Spannungsdifferenz an, induziert man immer eine anziehende Kraft zwischen den Elektroden. Diese Kraft ändert sich je nach Position der beiden Elektroden. Man kann für gleiche Strukturhöhen und eine Beschränkung der Bewegung in der xy -Ebene zwei Fälle unterscheiden [30].

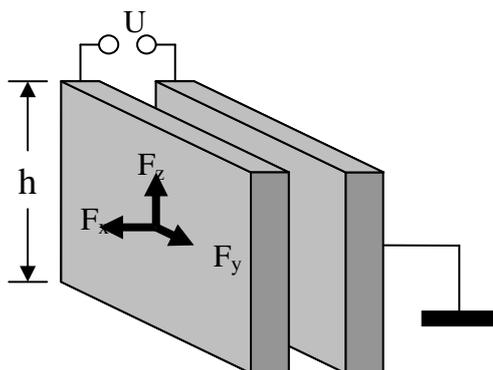


Abbildung 7: Parallelplattenkondensator mit Bewegungsfreiheit in der xy -Ebene.

1. Die Fläche ist konstant und der Abstand zwischen den Platten ändert sich. Dann folgt für die Kraft in x -Richtung

$$F_x = \frac{1}{2} U^2 \epsilon \frac{hy}{(\Delta x - x_0)^2}$$

2. Der Abstand ist konstant, die Platten werden parallel verschoben. Hier folgt für die Kraft in y -Richtung

$$F_y = \frac{1}{2} U^2 \epsilon \frac{h}{x_0}$$

Ein wesentlicher Unterschied zwischen den Kräften in Fall 1 und Fall 2 ist, dass in Fall 1 die Kraft wegabhängig ist und in Fall 2 nicht. Dieser Unterschied wird interessant, wenn man betrachtet wozu induzierte Kräfte im Sensor benötigt werden.

2.2.3.1 Induzierte Kräfte auf Antriebsstruktur

Der Antriebschwinger soll eine konstante Schwingung mit möglichst großer Amplitude ausführen. Hierfür sind so genannte parallelverschiebende Interdigitalstrukturen (Fall 2) bestens geeignet. Die antreibende Kraft ist in diesem Fall unabhängig von der Auslenkung und proportional dem Quadrat der vorhandenen Spannungsdifferenz. Um dennoch oszillierende Kräfte mit der gewünschten Eigenfrequenz zu erzielen, lassen sich folgende Verfahren anwenden [31][32]:

1. Die angelegte Wechselspannung wird mit einem Offset versehen $U = U_- + \hat{U} \sin(\omega t)$. Dann gilt für die induzierte Kraft $F \sim U_-^2 + \frac{1}{2} \hat{U}^2 + 2U_- \hat{U} \sin(\omega t) - \frac{1}{2} \hat{U}^2 \cos(2\omega t)$. Trifft ω die Eigenfrequenz des Systems, werden durch die Resonanzüberhöhung alle Terme bis auf den Term $2U_- \hat{U} \sin(\omega t)$ ausgefiltert.
2. Die Spannung wird mit einer Frequenz, die der Hälfte der Resonanzfrequenz entspricht versehen $U = \hat{U} \sin(\frac{1}{2} \omega t)$. Dies ruft eine elektrostatische Kraft $F \sim \frac{1}{2} \hat{U}^2 \cos(\omega t)$ hervor.
3. Die Spannung wird mit Hilfe unterschiedlicher Spannungslevel und einer relativ aufwendigen Elektronik zur Quadratwurzel eines Sinus geformt $U = \sqrt{|\hat{U} \sin(\omega t)|}$.

2.2.3.2 Induzierte Kräfte auf Detektionsstruktur

Durch die toleranzbehaftete Fertigung der Siliziumstrukturen wird es nicht möglich sein, Sensorelemente herzustellen bei denen die Resonanzfrequenz des Detektionsschwingers exakt gleich der Resonanzfrequenz des Antriebschwingers ist. Es ist daher von Vorteil, die Sensorstruktur so auszulegen, dass inklusive möglicher Fertigungsschwankungen die Detektionsresonanz immer über der Antriebsresonanz zu liegen kommt. Führt man zusätzlich Elektroden ausgeführt als Parallelplattenkondensatoren ein, lässt sich mit Hilfe einer konstanten Spannung (Offset in der Rückkopplung) an diesen Elektroden die Resonanzfrequenz der Detektion gezielt reduzieren. Damit lässt sich trotz Fertigungstoleranzen ein exakt vollresonantes System realisieren.

Diese Möglichkeit entsteht durch die Wegabhängigkeit der elektrostatischen Anziehungskraft bei Parallellplattenkondensatoranordnung. Dieselbe Abhängigkeit findet sich im Federgesetz $F=kx$. Damit lässt sich erklären wie die Eigenfrequenz durch eine Offsetspannung beeinflusst werden kann. Mit Hilfe einer konstanten Spannung U entsteht eine effektive Federsteifigkeit von:

$$k_{\text{eff}} = \frac{d(F_{\text{Feder}} - F_{\text{elektrisch}})}{dx} = k - U^2 \frac{\epsilon h y}{(\Delta x - x_0)^3} \approx k + U^2 \frac{\epsilon h y}{(x_0)^3}$$

und damit eine elektrisch veränderbare Resonanzfrequenz $\omega_o = \sqrt{k_{\text{eff}}/M}$. Durch die quadratische Abhängigkeit $\sim U^2$ lassen sich die Resonanzfrequenzen allerdings nur zu niedrigeren Werten hin verschieben.

Gleichzeitig lassen sich die zusätzlichen Elektroden nutzen, um die elektrische Dämpfung der Detektionsbewegung zu realisieren. Induziert man eine Spannung $U = U_- + \hat{U} \sin(\omega t)$ lässt sich mit nur einem zusätzlichen Elektrodenpaar über U_- die Resonanzfrequenz und über \hat{U} die elektrische Dämpfung regeln.

Es wurde gezeigt wie sich eine Bewegung in eine Kapazitätsänderung umsetzen lässt. Der nächste Schritt besteht darin die Kapazitätsänderung zu messen. Der Sensor soll elektrisch kontrolliert werden und als Ausgangssignal eine Spannung proportional der angreifenden Drehrate liefern. Es ist also nötig, die Kapazitätsänderung in ein belastbares Spannungssignal zu konvertieren (C/U-Wandlung). Hierzu wird ein Differenzverstärker mit einer Rückkopplung versehen. Die Rückkopplung muss aus Elementen bestehen, die sehr präzise und reproduzierbar gefertigt werden können. Außerdem ist es wichtig, dass die Rückkoppelglieder eine geringere Temperatur- und Spannungs-abhängigkeit aufweisen, da diese das Übertragungsverhalten des Verstärkers nahezu unabhängig von den Toleranzen des eigentlichen Verstärkungsblocks definieren [13]. Weil diese Schaltung die Empfindlichkeit und Auflösung des Sensorelements entscheidend beeinflusst, wird die genaue Realisierung dieser Integratorschaltung im nächsten Unterkapitel detailliert untersucht. Im Folgenden wird noch das komplette Layout der Funktionsstruktur eines in dieser Arbeit verwendeten Drehratensensors beschrieben.

2.2.4 Gesamtstruktur eines ω_z -Drehratensensor

Zur Kompensation von Linear- und Drehbeschleunigungen besteht die Sensorstruktur aus zwei symmetrischen Flügeln die antiparallel (gegenphasig) arbeiten und über eine Koppelfeder miteinander verbunden sind (Abbildung 8). In ihrer Funktion sind diese Flügel identisch.

Jeder dieser Flügel besteht aus drei Rahmen: dem Antriebsrahmen, dem Coriolisrahmen und dem Detektionsrahmen. Der Antriebsrahmen und der Detektionsrahmen sind über U-förmige Federn mit dem Substrat verbunden. Das

Substrat stellt das bewegte (rotierende) Inertialsystem dar. Der Coriolisrahmen hängt, ebenfalls an U-förmigen Federn, zwischen Antriebs- und Detektionsrahmen, ist aber nicht direkt mit dem Substrat verbunden. Durch die Geometrie der Federn bedingt führt der Antriebsrahmen, angeregt durch Interdigitalstrukturen, zusammen mit dem Coriolisrahmen die Antriebsschwingung aus (im Bild in x-Richtung). Kommt es zu einer Drehung des Sensors, greift die Corioliskraft sowohl an den Antriebsrahmen als auch an den Coriolisrahmen an. Geometriebedingt kann aber nur der Coriolisrahmen zusammen mit dem Detektionsrahmen in senkrechter Richtung (y-Richtung Abbildung 7) schwingen. Durch diese 3-Rahmenstruktur wird der Detektionsrahmen beim Vorhandensein einer Rotation entkoppelt vom Antrieb in Schwingung versetzt. Aufgrund nicht perfekter Fertigungsprozesse kommt es jedoch trotzdem zu einer Überkopplung der Antriebsschwingung auf die Detektionsstruktur. Diese als Quadratur bezeichnete Anregung, welche nicht über die Corioliskraft einkoppelt und somit zum eigentlichen Detektionssignal $\pi/2$ phasenverschoben ist, wird wie in Kapitel 2.1.3 gezeigt prinzipiell bei der Demodulation entfernt. Der Demodulationsträger ist allerdings nicht rauschfrei. Dies bedeutet, dass ein kleiner Teil dieses Quadratursignals als Rauschbeitrag im Sensorausgangssignal erscheint [33].

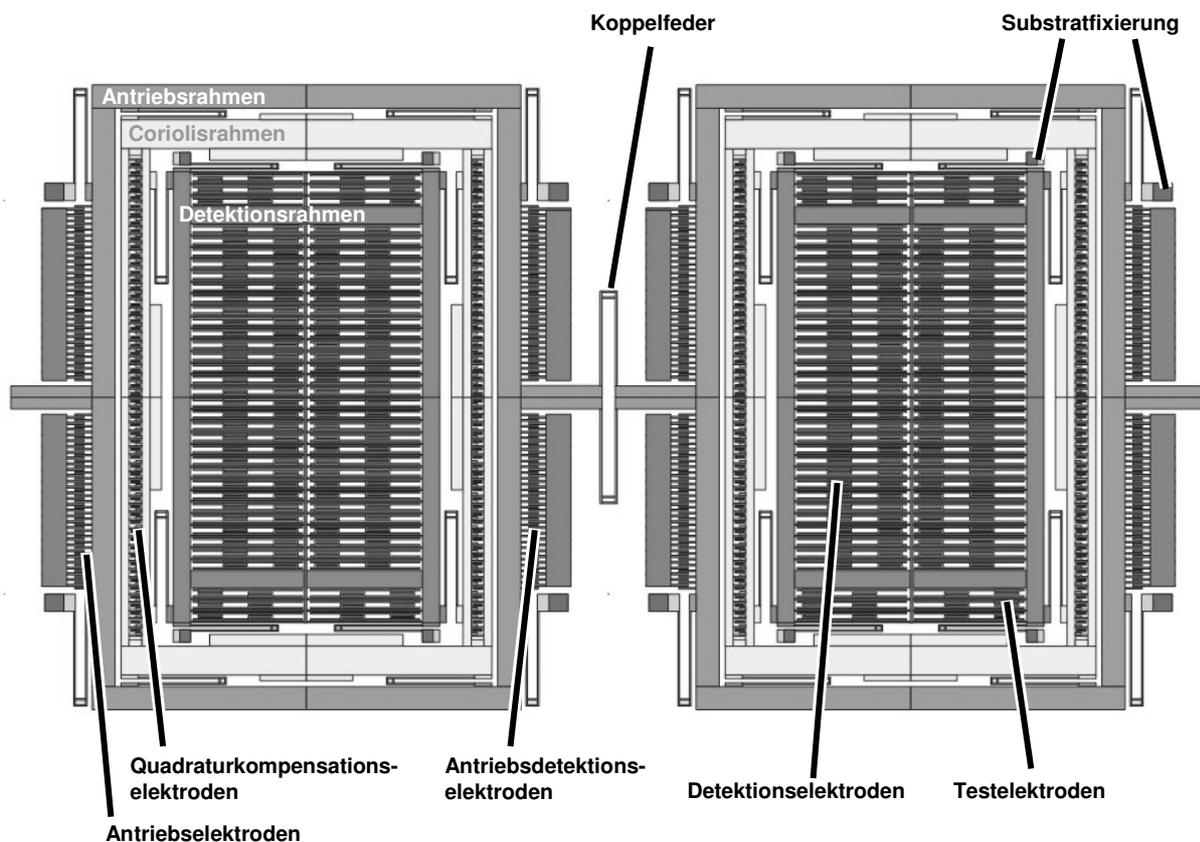


Abbildung 8: Vollständiges Layout der Funktionsstruktur eines Drehratensensors.

Zusätzlich zu den Antriebs- und Detektionselektroden gibt es noch die Rückkoppelroden, über welche die Rückkoppelkraft und die Offset-Spannung für das Frequenz tuning eingebracht werden (in Abbildung 8 und im Folgenden als Testelektroden bezeichnet). Alle Elektroden in der Detektion sind als Differenzialkapazitäten, die im Antrieb als Interdigitalstrukturen, realisiert. Die gesamte Sensorstruktur ist ca. 1,5mm x 2mm groß. Die Antriebsresonanzfrequenz liegt bei 15 kHz die Detektionseigenfrequenz entsprechend etwas höher. Eine Schichtdicke von mindestens 10 µm führt dazu, dass das Sensorelement eine ausreichende Empfindlichkeit besitzt und dass höhere („out of plane“) Schwingungsmoden deutlich überhalb 15 kHz liegen und somit nicht resonant angeregt werden können. Die maximale Amplitude des Antriebs beträgt 12 µm. Damit wird eine Maximalgeschwindigkeit von ca. 1 m/s ermöglicht. Der Ruheabstand der Detektionselektroden ist 2 µm. Die Grundkapazitäten liegen damit für den Antrieb und die Detektion bei ca. 1 pF. Die eigentlich messbaren Kapazitätsänderungen durch Änderung des Ruheabstands noch weit darunter.

2.3 Elektronische Auswertung der Sensorbewegung

Bevor die zur Extraktion des Drehratensignals notwendigen Signaloperationen durchgeführt werden können, müssen die Sensorbewegungen als Spannungssignale zur Verfügung stehen. Für kapazitive Sensorelemente bedeutet dies, dass aktiv die Kapazitätsänderungen in Spannungsänderungen umgewandelt werden müssen.

2.3.1 Kapazitäts-Spannungs-Wandlung

Die Ausführung eines Kapazitäts/Spannungs-Wandlers (C/U-Wandler) sollte derart gewählt werden, dass das Ausgangssignal, genauer der Offset und der Verstärkungsfaktor, unabhängig von Fertigungs- und Temperaturschwankungen möglichst konstant ist. Eine gängige Ausführung hierfür ist ein Operationsverstärker in Integratorschaltung. Konkret wird hierbei ein Differenzverstärker mit sehr hohem Verstärkungsfaktor (Operationsverstärker OP) über eine Kapazität C_I zwischen Ausgang und negativem Eingang rückgekoppelt. Der positive Eingang wird auf konstantem Potential gehalten. Ein so aufgebauter Verstärker versucht durch Anpassen der Ausgangsspannung die Differenz der Eingangsspannungen am positiven und negativen Eingang zu minimieren [34].

Prinzipiell würde auch ein Operationsverstärker mit einem Widerstand im Rückkoppelzweig als C/U-Wandler arbeiten. Widerstände sind im Vergleich zu Kapazitäten aber teurer und mit einer wesentlich höheren Ungenauigkeit versehen. Speziell für integrierte Bauelemente sind sowohl die Toleranzen bezüglich Fertigung als auch Temperatur- und Spannungskoeffizient bei Widerständen deutlich höher als bei Kapazitäten. Tabelle 1 zeigt die

Unterschiede für integrierte analoge Schaltungselemente für einen beispielhaften 0,8 μm CMOS Prozess [35]. Wie bei jedem rückgekoppelten System wird auch bei einem rückgekoppelten Operationsverstärker das Übertragungsverhalten maßgeblich durch das Rückkoppelglied bestimmt. Die Toleranzen des Rückkoppelgliedes geben die Toleranzen des gesamten Systems wieder. Dieses lässt sich vorteilhaft nutzen, wenn die Spannungs- und Temperaturkoeffizienten des Rückkoppelgliedes kleiner sind als die des verstärkenden Elementes. Es könnte aber auch wie im Falle eines Widerstandes in der Rückkopplung zu einem sehr driftnächtigen Aufbau führen. Deshalb basieren Verstärker, die in dieser Arbeit verwendet werden alle auf einer Kapazität als wesentliches Rückkoppelglied.

Tabelle 1: Eigenschaften von unterschiedlichen kapazitiven Bauelementen und Widerständen in einem typischen 0,8 μm CMOS Schaltkreis. Tabelle aus [35].

Component Type	Range of Values	Matching Accuracy	Temperature Coefficient	Voltage Coefficient
Poly/poly capacitor	0.8-1.0 fF/ μm^2	0.05%	50 ppm/ $^{\circ}\text{C}$	50ppm/V
MOS capacitor	2.2-2.7 fF/ μm^2	0.05%	50 ppm/ $^{\circ}\text{C}$	50ppm/V
M1-Poly capacitor	0.021-0.025 fF/ μm^2	1.5%		
M2-M1 capacitor	0.021-0.025 fF/ μm^2	1.5%		
M3-M2 capacitor	0.021-0.025 fF/ μm^2	1.5%		
P+ Diffused resistor	80-150 Ω/\square	0.4%	1500 ppm/ $^{\circ}\text{C}$	200ppm/V
N+ Diffused resistor	50-80 Ω/\square	0.4%	1500 ppm/ $^{\circ}\text{C}$	200ppm/V
Poly resistor	20-40 Ω/\square	0.4%	1500 ppm/ $^{\circ}\text{C}$	100ppm/V
N-well resistor	1-2 k Ω/\square		8000 ppm/ $^{\circ}\text{C}$	10k ppm/V

Neben der zu messenden, sich ändernden Sensorkapazität C_o , gibt es immer auch so genannte Parasitärkapazitäten C_p , die den Eingang des Verstärkers mitbelasten aber keine eigentliche Funktion besitzen. Für ein Sensorelement in Hybridbau sind hier vor allem die Kapazitäten der großflächigen Bondpads gegenüber dem Substrat sowie die Wechselwirkung der ungeschirmten Bonddrähte zu nennen. Auch der geringe Abstand von Signalleitungen zum Sensorsubstrat bringt einen nennenswerten Einfluss. Zusätzlich besitzen die Eingangstristoren der Verstärker und benötigte ESD- (Electrostatic Discharge) Strukturen gewisse Kapazitätswerte $C_{GS}+C_{ESD}$. ESD-Strukturen werden dort eingesetzt wo empfindliche Anschlüsse, z.B Transistorgates, direkt kontaktiert werden müssen. Diese Strukturen wirken strombegrenzend und geben so Schutz vor Aufladungen und elektrischen Überschlügen beim Drahtbondprozess [5]. Sind die Kapazitätswerte bekannt, lässt sich mit Hilfe

eines Ersatzschaltbildes die Verstärkung und das Signal zu Rausch Verhältnis des C/U-Wandlers berechnen (Abbildung 9).

Beaufschlagt man die sich ändernde Sensorkapazität mit einer Spannung V , wird eine Ladung $Q = (C_0 + \Delta C) \cdot V$ induziert. Diese Ladung wird mit Hilfe der Ausgangsspannung V_{out} und C_I kompensiert $V_{out} = Q/C_I$. Daraus folgt für die Signalverstärkung $V_{out} = (C_0 + \Delta C) \cdot V / C_I$. Dieses Ergebnis zeigt, dass die Signalverstärkung höher ausfällt wenn C_I reduziert wird. Es ist jedoch nicht möglich die Verstärkung des C/U-Wandlers durch beliebiges Reduzieren der Rückkoppelkapazität C_I immer weiter zu erhöhen. Durch Reduktion von C_I wird zwar die Ausgangsspannung im eingeschwungenen Zustand größer, die Einschwingzeit wird allerdings auch deutlich erhöht. Folge ist, dass im interessanten Frequenzbereich das Signal nicht mehr korrekt detektiert werden kann. Das Verhältnis C_I/C_0 sollte daher 0,5 nicht unterschreiten [29][36].

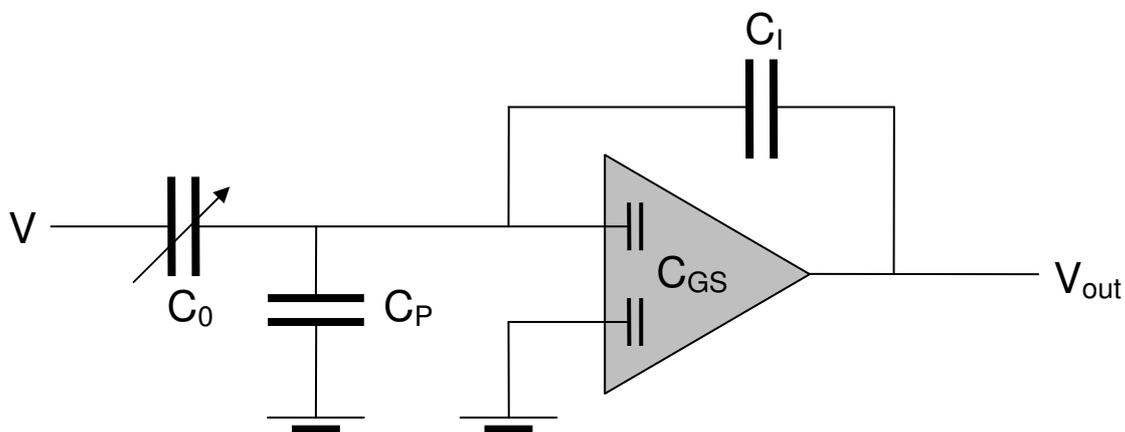


Abbildung 9: Kapazitives Ersatzschaltbild eines C/U-Wandlers. C_0 wird mit Hilfe des über C_I rückgekoppelten Operationsverstärkers in die Ausgangsspannung V_{out} gewandelt. $C_P + C_0$ bezeichnet die am OP-Eingang anliegenden kapazitive Last.

Ein reeller Operationsverstärker liefert immer ein Ausgangssignal mit einem Rauschanteil. Dieser Rauschanteil wird, bei richtig dimensionierter Schaltung, durch das Rauschen der ersten Verstärkerstufe, im betrachteten Fall durch den Eingangstransistors des Operationsverstärkers, bestimmt. Das Rauschen aller folgenden Verstärkerstufen fällt nur untergeordnet ins Gewicht [37][38]. Bezeichnen wir dieses Rauschen der Eingangstransistoren mit V_{Rausch} und nehmen an, dass es unkorreliert an den zwei Verstärkereingängen vorliegt, versucht der Ausgang des Verstärkers auch diese Spannungsschwankungen auszuregulieren. Dieser Regelvorgang wird desto intensiver ausfallen, je größer die kapazitive Last ist, welche am Eingang des Verstärkers anliegt. Für das gesamte Ausgangssignal folgt dann

$$V_{out} = V \frac{\Delta C}{C_I} + V_{Rausch} \frac{(C_0 + C_P + C_I + C_{GS})}{C_I} .$$

C_{GS} gibt die Gate-Source Kapazität des Eingangstransistors an und ist gegeben durch die Gatelänge L , die Gatebreite W , der Gateoxidkapazität C_{OX} sowie einem Korrekturfaktor [35][39].

$$C_{GS} = \frac{2}{3}WL \cdot C_{OX} .$$

Der Rauschbeitrag V_{Rausch} des Eingangstransistors besteht im Wesentlichen aus zwei Anteilen. Dem frequenzunabhängigen weißen thermischen Rauschen und dem 1/f-Rauschen (flicker noise). Aus der Literatur für integrierte analoge Schaltungstechnik [35] findet man für das uns interessierende Stromrauschen eines Feldeffekttransistors im Sättigungsbetrieb:

$$\bar{i}_N^2 = [\text{thermal noise} + \text{flicker noise}] \Delta f$$

$$\bar{i}_N^2 = \left[\frac{8k_B T g_m (1+\eta)}{3} + \frac{KF \cdot I_D}{f \cdot C_{OX} \cdot L^2} \right] \Delta f$$

Mit Hilfe der Steilheit $g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} = \sqrt{\frac{2K'W}{L}} |I_D|$ aus dem Kleinsignal-Analyse-Ersatzschaltbild kann dieses Stromrauschen in ein äquivalentes Spannungsrauschen am Transistoreingang umgerechnet werden. Es folgt für den Thermischen- und Flickerrauschanteil:

$$\bar{v}_N^2 = \frac{\bar{i}_N^2}{g_m^2} = \left[\frac{8k_B T (1+\eta)}{3g_m} + \frac{KF}{2f \cdot C_{OX} WL \cdot K'} \right] \Delta f .$$

Bei der Auslegung der Operationsverstärker lässt sich durch geeignete Wahl der Gatelänge L und Gatebreite W sowie dem Verhältnis W/L ein für die Anwendung optimaler Eingangstransistor finden. Es ist hierbei zu beachten, dass eine Vergrößerung von g_m zwar das thermische Rauschen reduziert, C_{GS} und somit die Verstärkung des thermischen Rauschens aber erhöht.

Vernachlässigt man das 1/f-Rauschen, was bei Arbeitsfrequenzen größer 10 kHz durchaus vertretbar ist, können W und L analytisch optimiert werden und man bekommt als Ergebnis der Optimierung $C_{GS} = C_0 + C_I + C_P$ [40]. Daraus folgt ein Rauschanteil von:

$$\frac{\bar{v}_{therm}^2}{\Delta f} = \left(\frac{C_0 + C_I + C_P}{C_I^2} \right) \cdot \frac{32kT}{3\pi f_T} .$$

f_T ist die Eckfrequenz der Verstärkerschaltung $f_T = \frac{g_m}{2\pi C_{GS}}$.

2.3.2 Rücksetzung des C/U-Wandlers

Ein Operationsverstärker, gleich ob die Verstärkereingänge über Feld-Effekt-Transistoren oder Bipolartransistoren realisiert sind, wird im Betrieb immer Leckströme durch seine Ein- und Ausgänge aufweisen. Auch wenn die Leckströme sehr gering sind, führen sie bei einer Schaltung wie in Abbildung 9 gezeigt, zu einem Drift und in relativ kurzer Zeit zum Kollaps der Ausgangsspannung. Über die Mess- oder Rückkoppelkapazität kann nicht genug Ladung zurück zu den Eingängen fließen um den Verlust an Ladung durch Leckströme auszugleichen. Es wird ein zusätzlicher Pfad benötigt, welcher die Ladung am Verstärkereingang zumindest von Zeit zu Zeit kompensiert.

Eine relativ einfache Lösung, bei diskretem Schaltungsaufbau auch realisierbar, ist die Parallelschaltung eines Widerstandes zu der Rückkoppelkapazität. Da der Widerstand in Verbindung mit der Rückkoppelkapazität eine Hochpasscharakteristik schafft, sollte der Widerstand so hochohmig wie möglich gewählt werden. Ein zu kleiner Widerstand würde eine Phasenverschiebung in die Übertragungsfunktion des C/U-Wandlers einbringen und somit Probleme hinsichtlich der phasenselektiven Demodulation verursachen. Soll eine Kapazität von 100 fF bei 16 kHz ohne Phasenverschiebung gemessen werden, muss die Eckfrequenz bei ungefähr 1,6 kHz liegen. Dies bedeutet mit $f_{Hochpass} = (2\pi RC)^{-1}$, dass $R=1G\Omega$ sein muss. Als diskrete Bauelemente lassen sich solche Widerstände größer 1G Ω , wenn auch sehr teuer, beschaffen. Will man jedoch den Verstärker als integrierten Schaltkreis realisieren, steht keine Technologie zur Verfügung, die Widerstände reproduzierbar und mit realistischem Flächenaufwand in dieser Größenordnung herstellen kann (aus Tabelle 1 folgt, dass dafür ein 1 „Megasquare“ großer n-Well Widerstand benötigt würde. Dies würde bei einer Strukturweite von 1 μm einer Länge von 1 m gleichkommen). Aus diesem Grund werden die meisten C/U-Wandler in so genannter Switched-Capacitor-Technik [42] gefertigt.

2.3.3 Zeitdiskreter Reset

Im Switched-Capacitor-Aufbau (SC-Technik) wird die Schaltung in unterschiedlichen Phasen betrieben. Innerhalb einer Phase wird die eigentliche Messung durchgeführt; innerhalb einer anderen werden ausgesuchte Potentiale auf Masse gelegt und somit die gesamte Schaltung, einschließlich der Aufladungen am Eingang des Operationsverstärkers, rückgestellt. Der Wechsel zwischen den Phasen wird durch integrierte Schalter ermöglicht. Die Taktung muss natürlich so durchgeführt werden, dass die Spannungssprünge die Bewegung des Sensorelements nicht beeinflussen. Führt man den Takt f_{Takt} weit

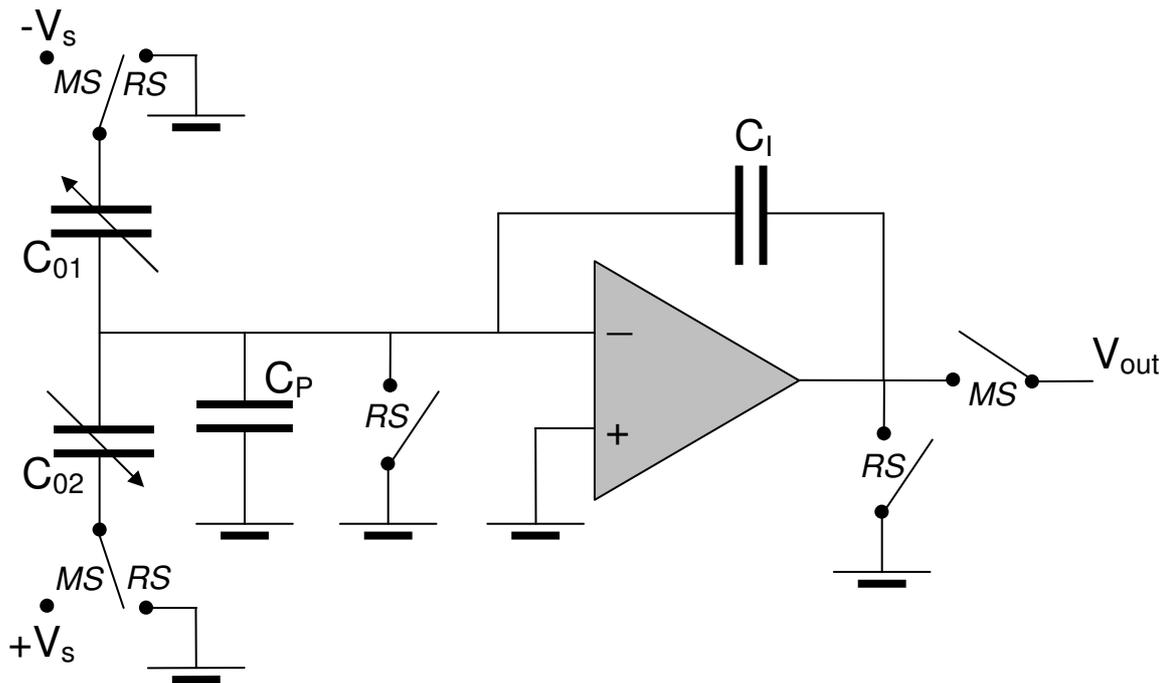


Abbildung 10: C/U-Wandler in Switched-Capacitor Technik; Schalter auf MS bedeutet Messphase, Schalter auf RS führt zu einem Reset (Ladungsneutralisation) der Schaltung.

oberhalb der Resonanzfrequenz aus, besteht hier jedoch keine Gefahr, da durch die hohe Güte Schwingungen oberhalb der Resonanzfrequenz mechanisch sehr stark gedämpft werden. Gleichzeitig wirkt die Taktung wie ein hochfrequenter Träger für die Ladungssensierung. Die gemessene Bewegung steht zunächst nicht mit ihrer tatsächlichen Frequenz zur Verfügung sondern bei den Frequenzen $(f_{Takt} \pm f_{Signal})$. Eine Demodulation des Trägers nach der C/U-Wandlung ist erforderlich. Abbildung 10 zeigt als Blockschaltbild eine einfache Realisierung eines solchen zeitdiskreten Ansatzes. In der ersten Phase (RS) werden die zu messende Differentialkapazität, der negative Verstärkereingang und der Ausgang des Operationsverstärkers auf Masse gelegt.

In der zweiten Phase (MS) wird die eigentliche Messung durchgeführt. Die festen Elektroden der Differentialkapazität werden jeweils mit einer gleichgroßen positiven und negativen Spannung V_S belegt, so dass der Verstärkereingang nur geladen wird, wenn die Mittelmasse tatsächlich in Bewegung ist. Dieses ist nötig, da bei den gegebenen Strukturen und Kräften ΔC_{max} wesentlich kleiner ist als C_0 . Andernfalls würde der Dynamikbereich des Verstärkers sehr schnell durch den Ladungssprung beim Einsetzen der Spannung begrenzt.

Diese Art der differentiellen Auswertung ist allerdings nur möglich wenn ausschließlich eine Differenzkapazität ausgewertet wird [43]. Sollen, wie im Fall eines Drehratensensors, zwei Differenzkapazitäten (Antriebsdetektion und Detektion) ausgewertet werden, muss die Mittelmasse der Trägerspannung ausgesetzt werden. Jede zu messende Kapazität wird dann mit einem eigenen

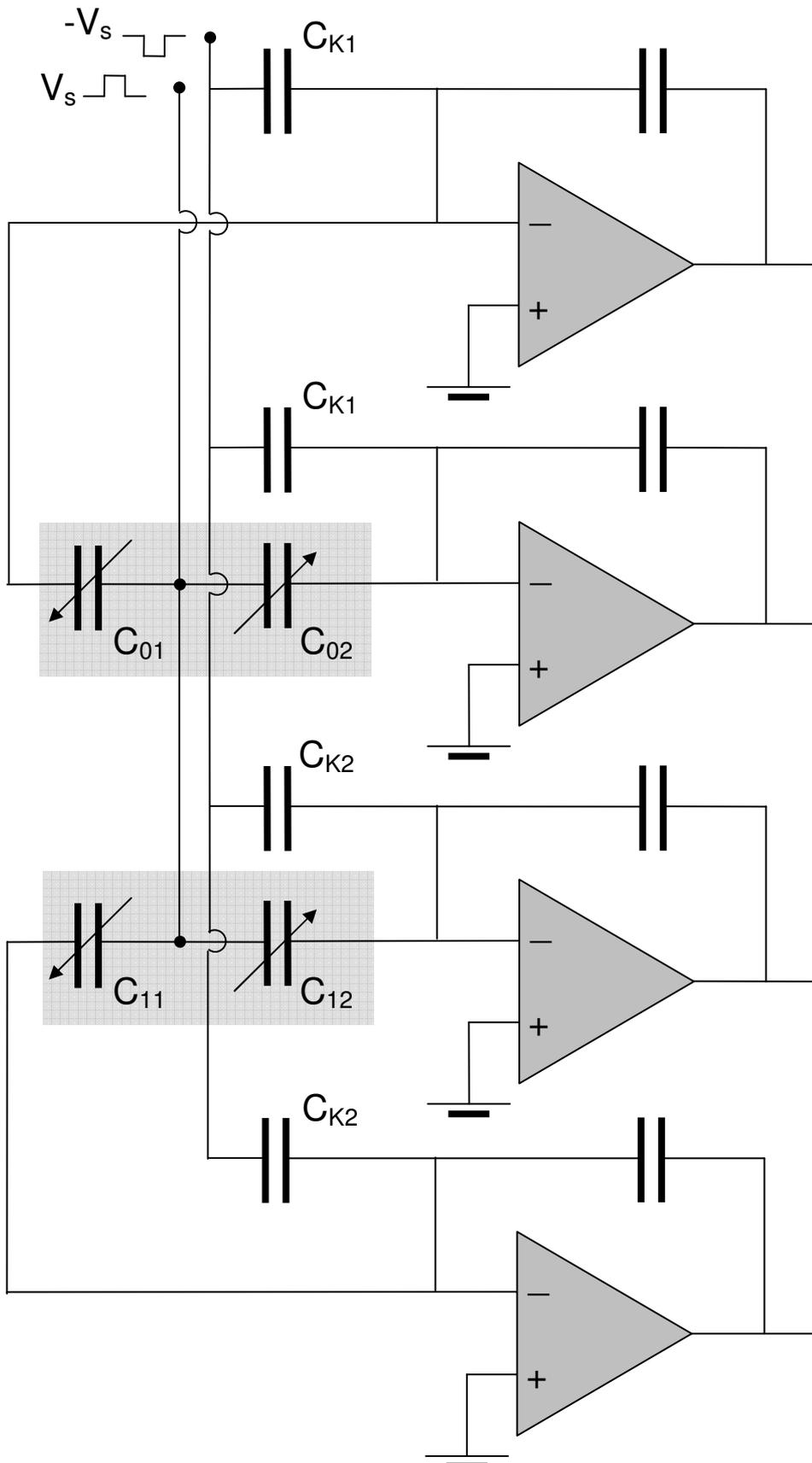


Abbildung 11: Detektion der Bewegungen bei Drehratensensoren mit Differentialauswertung. C_{01} und C_{02} stehen beispielhaft für die Detektionskapazitäten und C_{11} bzw. C_{12} für die Antriebskapazitäten.

C/U-Wandler versehen (Abbildung 11 zeigt diesen Aufbau, gezeichnet ist nur die Messphase, der Reset kann ähnlich wie in Abbildung 10 realisiert werden). Um den Dynamikbereich der Verstärker nicht durch den Spannungssprung beim Einsetzen der Messphase zu begrenzen, müssen hier zusätzliche Kapazitäten C_{Kx} eingefügt werden, welche die Ladung $Q_0=V_S C_0$ kompensieren. Aufgrund des Flächenbedarfs werden die Kompensationselektroden im ASIC und nicht im Sensor, also in einer anderen Technologie, angelegt. Dies hat zur Folge, dass Prozessschwankungen sich nicht zu gleichen Teilen auf C_0 und C_K auswirken. Es ist nötig durch eine Kaskadenanordnung die Kompensationselektroden erst nach Fertigstellung der Chips an die Sensorelektroden anzupassen. Dies geschieht entweder dynamisch durch eine so genannte Common-Mode-Regelung oder statisch durch einmaliges Anpassen bei der Funktionsprüfung des Sensors [44].

Ein weiterer Nachteil dieses SC-Konzeptes entsteht durch die Schalter selbst. Jeder dieser Schalter verursacht in Verbindung mit den Kapazitäten die geschaltet werden einen eigenen Rauschbeitrag zum Messsignal. Dieses so genannte kT/C -Rauschen entsteht durch die tiefpassfilternde Wirkung der geschalteten Kapazitäten [45] und ist für einen Aufbau wie in Abbildung 10 gezeigt gegeben durch:

$$\frac{\bar{v}_{kT/C}^2}{\Delta f} = \frac{1}{f_s} \cdot \left(\frac{kT}{C_S + C_I + C_P + C_{GS}} \right) \cdot \left(\frac{C_S + C_I + C_P + C_{GS}}{C_I} \right)^2.$$

Der Rauschbeitrag geht, wie das thermische Rauschen, durch das Regelverhalten des C/U-Wandlers verstärkt in das Messsignal ein.

2.3.4 Correlated Double Sampling

Durch Einbringen einer zusätzlichen Sequenz in die C/U-Wandlung lässt sich ein Großteil des kT/C -Rauschen wieder aus dem Signal entfernen. Das so genannte Correlated double Sampling funktioniert desto besser, je niederfrequenter die Rauschanteile sind [46]. Nach der Resetphase wird in einer eigenen Phase, realisiert über zusätzliche Schalter, das Rauschsignal in einer Kapazität zwischengespeichert. Danach folgt die Messung des Nutzsignals (Messphase). Von dem Nutzsignal, welches zum uns interessierenden Signal natürlich auch noch einen Rauschanteil enthält, wird direkt die Ladung, gespeichert in der Fehlerkapazität, wieder abgezogen. Dies hat den Effekt, dass sich Rauschanteile, generiert außerhalb des Operationsverstärkers, teilweise ausmitteln und dadurch ein höheres SNR erzielt werden kann.

2.3.5 Rauschfaltung bei zeitdiskretem Reset

Der oben erläuterte Reset bedingt eine Abtastung des zu messenden Signals. Gemessen wird in festen zeitlichen Abständen. Dadurch werden alle Rauschbeiträge des Systems weiter verstärkt. Bei der gegebenen Taktung kommt es zu einer Unterabtastung des Rauschens. Dies führt dazu, dass Rauschsignale höherfrequenter als die Abtastfrequenz in das Basisband zurück gefaltet werden und im benutzten Frequenzbereich den Rauschteppich erhöhen. Dieser prinzipbedingte Nachteil ist typisch für zeitdiskrete Verfahren und lässt sich folgendermaßen erklären.

Die Abtastfrequenz wird durch die Arbeitsfrequenzen des Sensors vorgegeben. Jede Schwingung muss mit einer bestimmten Zahl von Abtastungen versehen werden. Innerhalb jeder Abtastung wird die Auslenkung der Sensorelektrode bestimmt. Um dies zu gewährleisten, muss der C/U-Wandler Signale verarbeiten können, die deutlich höherfrequenter sind als die Taktung selbst ($f_{3dB} \gg f_{Takt}$). Es muss auf jeden Fall sichergestellt werden, dass sich der Verstärker vor dem erneuten Taktwechsel in einem eingeschwungenen Zustand befindet. Wäre dies nicht der Fall, würde nicht der tatsächliche Signalhub aufgenommen. Diese Einschränkung führt dazu, dass Rauschteile erst oberhalb der Eckfrequenz f_{3dB} des Verstärkers und nicht schon oberhalb der Abtastfrequenz gedämpft werden. Auf der anderen Seite besagt das Abtasttheorem [47], dass ein kontinuierliches, bandbegrenzttes Signal mit einer Minimalfrequenz von 0 Hz und einer Maximalfrequenz f_{max} , mit einer Frequenz größer $2f_{max}$ abgetastet werden muss, damit aus dem so erhaltenen zeitdiskreten Signal das Ursprungssignal rekonstruiert werden kann. Ist dies nicht gegeben, werden Frequenzen f größer als die Taktfrequenz im Basisband mit der Frequenz $f_{Takt}-f$ wiedergegeben. Diese Faltung ins Basisband ist im vorliegenden Fall für höherfrequentes Rauschen gegeben. Gehen wir von weißen Rauschquellen aus, wird der Rauschteppich im Basisband (0 Hz bis $f_{Takt}/2$) um den Faktor $f_{Takt}/2f_{3dB}$ erhöht, was im Gegenzug das SNR und somit die minimal mögliche Auflösung des Sensors um diesen Faktor reduziert.

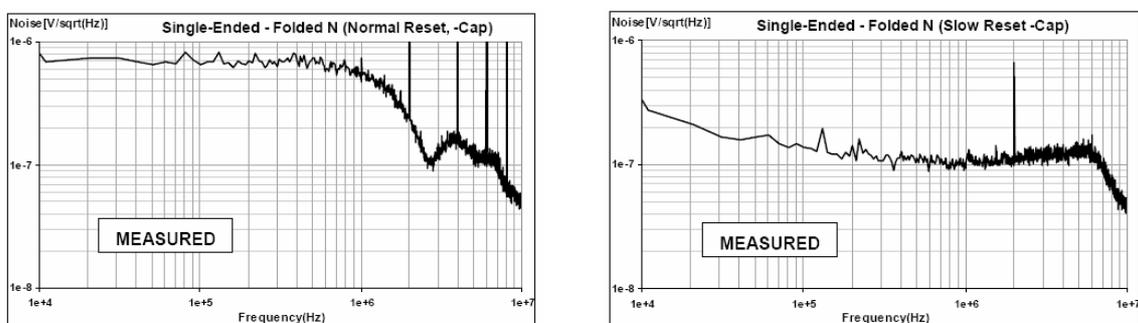


Abbildung 12: Rauschspektren eines C/U-Wandlers in SC-Technik. Links: schneller Reset; Rechts: langsamer Reset. Deutlich zu sehen ist, dass die Rauschfaltung bei schnellem Reset stärker ausgeprägt ist als bei langsamem Reset.

Ein Versuch im Vorfeld dieser Arbeit [48] hat die Abhängigkeit des Rauschteppichs von der Abtastfrequenz deutlich demonstriert. Ein C/U-Wandler, aufgebaut in Switched-Capacitor-Technik, wurde einmal mit einer hohen Resetfrequenz und einmal mit einer niedrigeren Resetfrequenz betrieben (Abbildung 12).

Im Versuch waren die kapazitive Last sowie sämtliche Spannungsamplituden identisch. Die Analyse des Rauschspektrums zeigt für den schnellen Reset einen um einen Faktor 8 höheren Rauschteppich als für den langsamen. Die Resetfrequenz kann zwar für diesen Versuch beliebig gewählt werden, in der Umsetzung als C/U-Wandler muss sie natürlich über dem interessierenden Frequenzband liegen. Eine Reduzierung der Abtastfrequenz stellt somit keine Lösung dar.

2.3.6 Zeitkontinuierlicher Reset

Eine moderne Methode den Verstärkerreset zu realisieren, ist ein zur Rückkoppelkapazität paralleler hochohmiger Pfad verwirklicht durch einen Transistor, betrieben im Subverarmungsregime. Dieser Ansatz wurde zum ersten Mal 2002 von J. A. Geen auf kapazitive Sensorauswertungen angewendet [49].

Hierbei handelt es sich um eine zeitkontinuierliche Lösung. Dies bedeutet, dass der Ladungsverlust durch Leckströme während und nicht nach oder vor der Messung ausgeglichen wird. Eine Unterteilung in Phasen ist nicht mehr gegeben. Zusätzlich kann auf die hochfrequente Trägerspannung (im Falle der SC-Technik Rechteckspannung) verzichtet werden. Bei Drehratensensoren herrscht bedingt durch den Antrieb eine permanente Bewegung, welche die Funktion der Trägerspannung übernehmen kann. Ein Verzicht auf die Trägerspannung hat nicht nur den Vorteil, dass die gesamte Schaltung bei niedrigeren Frequenzen betrieben wird und dadurch einfacher zu realisieren sowie stromsparender ist, es können außerdem die flächenintensiven Kompensationselektroden (C_{Kx} in Abbildung 11) und die mit der Demodulation der Trägerspannung verbundenen Schaltungsblöcke eingespart werden.

Zusätzlich kommen die oben genannten Nachteile einer zeitdiskreten Lösung wie Rauschfaltung ins Basisband oder kT/C -Rauschen nicht mehr zum Tragen. Allerdings kann sich das $1/f$ -Rauschen des Operationsverstärkers zum Nachteil dieses Ansatzes entwickeln. Misst man im Basisband ohne Trägersignal, kommt man der Eckfrequenz des $1/f$ -Rauschens deutlich näher. Durch geeignete Auslegung der Operationsverstärker kann diese Eckfrequenz aber unter die Arbeitsfrequenz von 15 kHz gesenkt werden.

Auch hierzu wurden im Vorfeld dieser Arbeit Rauschspektren von zeitdiskreten und zeitkontinuierlichen C/U-Wandlern verglichen (Abbildung 13). Die Ausführung des zeitkontinuierlichen Verstärkers wurde so gewählt, dass verschiedenohmige Resetpfade eingestellt werden konnten. Der niederohmigste Resetpfad zeigt hierbei das höchste Rauschen. Dies ist verständlich, da in

diesem Fall auch der höchste Strom durch den Pfad fließt und sich dieser Rauschanteil dem thermischen Rauschen des Operationsverstärkers überlagert. Es ist erkennbar, dass der zeitkontinuierliche Verstärker bei seiner Arbeitsfrequenz (15 kHz) ein um einen Faktor drei niedrigeren Rauschteppich aufweist als der zeitdiskrete Verstärker (1 MHz Arbeitsfrequenz). Berücksichtigt man, dass für den Antrieb und die Detektion jeweils zwei Verstärker benötigt werden, und deren Rauschen sich unkorreliert addiert, wird sich dieser Faktor vervielfacht im SNR des Sensors niederschlagen.

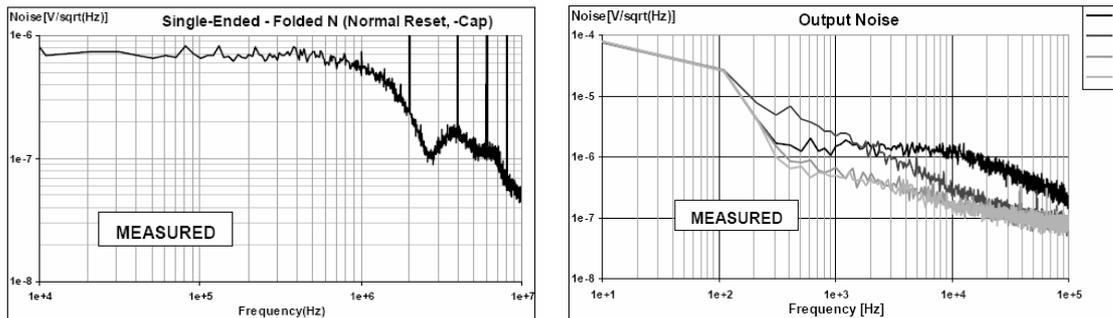


Abbildung 13: Vergleich von zeitdiskretem und zeitkontinuierlichem C/U-Wandler. Links: Rauschspektrum zeitdiskreter C/U-Wandler in SC-Technik (Arbeitsfrequenz 1MHz); Rechts zeitkontinuierlicher C/U-Wandler (Arbeitsfrequenz 15kHz).

2.3.7 Gesamtkonzept

Wie aus der obigen Funktionsbeschreibung (Kapitel 2.1) ersichtlich, sind für eine komplette Drehratensensorauswertung weit mehr Schaltungsblöcke notwendig als nur C/U-Wandler. Für die Detektion müssen Regelschleifen zur elektrischen Dämpfung und zum vollresonanten Frequenzabgleich realisiert werden. Für den Antrieb sind die Generierung der Antriebsspannung sowie die Regelung der Antriebsamplitude notwendig. Zusätzlich muss das Drehratensignal phasenselektiv von dem Detektionssignal demoduliert und gefiltert werden.

Auch die Signalverstärkung ist in der Regel mehrstufig aufgebaut. Die in dieser Arbeit untersuchten Sensoren besitzen eine dreistufig aufgebaute C/U-Wandlung. Die erste Stufe der Wandlung ist die oben beschriebene zeitkontinuierliche Integratorschaltung. Die zweite Stufe ist ein ebenfalls zeitkontinuierlich aufgebauter Differenzverstärker, damit wird eine lineare differentielle Auswertung der Kapazitätsänderungen realisiert. Die dritte Stufe ist als $\Sigma\Delta$ -Wandler implementiert und bildet den Übergang von analoger zu digitaler Signalverarbeitung. Ausgangssignal dieses $\Sigma\Delta$ -Wandler ist ein digitales puls-weiten moduliertes 1-bit Signal. Der Signalfluss und die jeweiligen Signale sind in Abbildung 14 zu sehen.

Alle Signaloperationen anschließend an die C/U-Wandlung werden digital ausgeführt. Die frühe Analog-Digital-Wandlung hat ihren Grund darin, dass mit

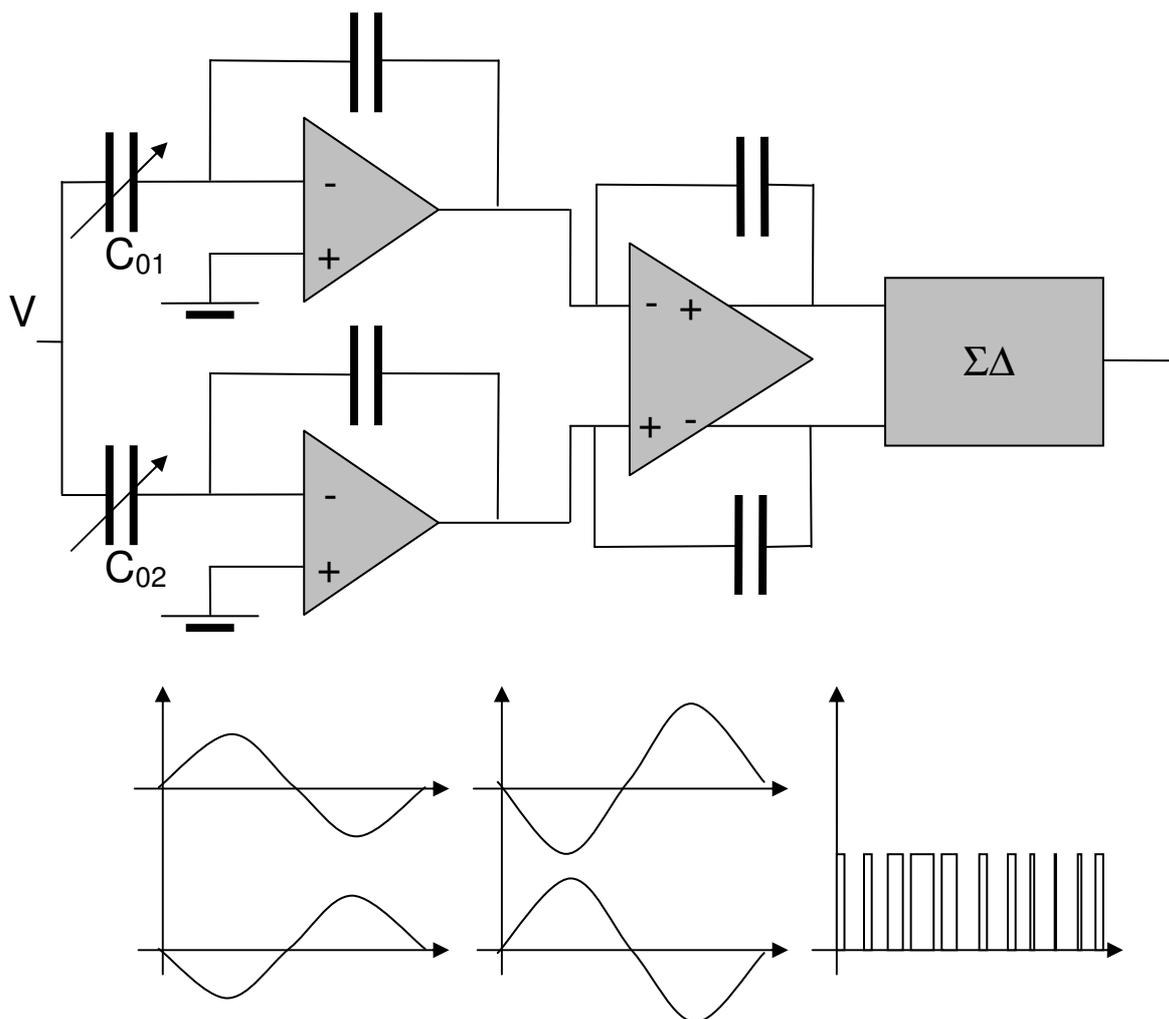


Abbildung 14: 3-Stufige C/U-Wandlung:

Erste Stufe ist ein Single-Ended-Verstärker, zweite Stufe ein Differenzverstärker und die dritte Stufe ein $\Sigma\Delta$ -Wandler. Das Ausgangssignal besitzt eine Breite von 1-Bit und ist pulswidenmoduliert. Die Länge der Pulse entspricht dem aktuellen Signalhub.

digitalen Signalen beliebig gerechnet werden kann und sich verschliffene Signalfanken jederzeit wiederherstellen lassen. Ein Verlust an Information und Signalaufösung ist bei korrekter Signalbehandlung im Digitalteil nicht mehr möglich.

Bindeglied zwischen analogen- und digitalen Schaltungsblöcken ist der Phase-Locked-Loop (PLL) im Antriebskreis. Hierbei wird ein spannungskontrollierter Oszillator (VCO) phasengleich mit der Antriebsschwingung geschaltet. Der PLL kann sich mit seinem Dynamikbereich über Anpassen der VCO-Frequenz in die Phase der Bewegung „einloggen“, dies ist speziell für eine exakte Demodulation wichtig [50]. Die eigentliche Oszillatorfrequenz des VCO beträgt dabei ein Vielfaches der Antriebsschwingung und wird zum Phasenabgleich heruntergeteilt.

Wird die angepasste VCO-Frequenz als Taktgeber (Clock) der digitalen Schaltungsblöcke verwendet, ist bei digitalen Regelungen, Filterungen oder

Rechenoperationen, jede mechanische Schwingung mit einer definierten Anzahl von Takten unterlegt. Zusätzlich ist der Beginn eines Taktes, und damit der digitalen Signalverarbeitung, wohl definiert. Die Schwingung wird nicht während eines Nulldurchgangs sondern zeitlich direkt vor und direkt danach digitalisiert. Dies ist für eine saubere und informationsverlustfreie Auswertung sehr nützlich. Durch das permanente Regelverhalten des PLL verändert sich dieses Verhalten auch nicht, wenn sich durch Temperaturänderung die Eigenfrequenz der Schwinger oder charakteristische Frequenzen der Schaltung ändern. Weiterhin werden damit Fertigungstoleranzen, sowohl bei der Herstellung der beweglichen Strukturen als auch bei der Herstellung des integrierten Schaltkreises die Funktion des Sensorelements nicht beeinflussen. Eine Unterteilung in zeitdiskrete und zeitkontinuierliche Auswertungen lässt sich über den C/U-Wandler hinaus fortsetzen. Mit einer hohen VCO-Frequenz (Clock) ist es möglich den Detektionskreis sequentiell zu regeln. Unterteilt man den Detektionsvorgang in die vier Phasen Verstärkerreset, Positionsmessung, elektrische Dämpfung bzw. Rückkopplung der Detektion und vollresonanter Frequenzabgleich, ist es möglich diese Phase mit einer definierten Anzahl von Takten zu unterlegen und zeitlich nacheinander auszuführen. Mit einem hohen Grundtakt lässt sich dies in digitaler Schaltungstechnik ohne weiteres realisieren. Geht man von einer zeitdiskreten C/U-Wandlung aus, ist dies auch nur die logische Fortführung des begonnenen Ansatzes. Vorteilhaft wirkt sich bei diesem Ansatz aus, dass immer nur ein Elektrodenpaar zum Einsatz kommt. Ein Überkoppeln von Signalen durch Parasitärkapazitäten, z.B. die Kraftrückkopplung auf die Positionsmessung, wird durch die zeitliche Trennung vermieden. Diese Eigenschaft erleichtert das Layout des Sensorelements, da Signalleitungen ungeschirmt und parallel laufen dürfen ohne sich gegenseitig zu beeinflussen. Dieser Vorteil kommt besonders stark zum Tragen, wenn es sich um ein hybrides Sensorelement handelt, da hier die Verbindungen zwischen Sensorchip und ASIC durch ungeschirmte, relativ lange und weitgehend undefinierte Bonddrähte ausgeführt ist.

Nachteil dieses Konzeptes ist, dass für jede Schaltungsoperation nur endlich viel Zeit zur Verfügung steht und deshalb mit hohen Signalamplituden gearbeitet werden muss. Gleichzeitig kann mit einer kürzeren Messzeit natürlich nicht dieselbe Auflösung erreicht werden wie mit einer längeren Messzeit.

Diese sequentielle Unterteilung in Messen und Regeln kann prinzipiell auch mit einem zeitkontinuierlichen C/U-Wandler ausgeführt werden. Sinnvoller ist es jedoch, mit einer zeitkontinuierlichen C/U-Wandlung das gesamte Konzept zeitkontinuierlich auszuführen. Damit entfällt die Messzeitbegrenzung und die gesamte Schaltung kann bei niedrigeren Frequenzen arbeiten. Dies hat stets einen rauschärmeren Schaltkreis zur Folge [37]. Zusätzlich verringert sich dadurch der Energieverbrauch des Sensors. Der Übergang zur digitalen Signalverarbeitung ändert an dem zeitkontinuierlichen Charakter der Auswertung nichts. Führt man die Auswertung zeitkontinuierlich aus, muss allerdings eine höhere Aufmerksamkeit auf das jetzt mögliche Übersprechen

von Signalen gelegt werden. Speziell die Elektroden und zugehörigen Leiterbahnen von Antrieb und Krafrückkopplung in der Detektion sind hier von Interesse. Diese Signale ändern sich mit derselben Frequenz wie die Auslenkung der zu messenden Schwingungen. Der vollresonante Abgleich und die Quadraturkompensation sind hier wesentlich unkritischer, da es sich um konstante Spannungen handelt².

Im Sensorelement selbst gibt es zwei Ansätze um ein Signalübersprechen zu mindern: Erstens die Leiterbahnen und Elektroden von Antrieb, Krafrückkopplung und Detektion werden räumlich möglichst weit getrennt. Zweitens die Leiterbahnen, die zu gegenpoligen Elektrodenpaaren gehören (z.B. die beiden Elektroden der differentiellen Positionsmessung), werden möglichst eng und parallel geführt. Dies hat bei Leitungen mit Steuersignalen den Effekt, dass sich die durch die Signale verursachten elektrischen Felder gegenseitig kompensieren. Bei Leitungen mit zu messenden Signalen besteht der Vorteil darin, dass sich der Einfluss äußerer Felder auf beide Leiterbahnen gleichmäßig auswirkt und bei der differentiellen Auswertung dann wieder vom Signal entfernt wird. Darüber hinaus ist man bemüht, das Layout immer so symmetrisch wie möglich zu gestalten.

Das Übersprechen von Signalen die außerhalb des Sensorkerns geführt werden, lässt sich nur reduzieren indem man die Signale schirmt und möglichst kurz ausführt. Hier kommt ein wesentlicher Vorteil einer monolithischen Integration zum tragen. Nicht nur, dass die ungeschirmten meistens irgendwie parallel angeordneten Bonddrähte entfallen, es können zusätzlich die Verbindungen zwischen Sensor und Eingangstransistor mit Masseleitungen umgeben (geschirmt) ausgeführt werden.

2.3.8 Erwartungen an ein monolithisch integrierte Sensorelement mit zeitkontinuierlicher Auswertung

Vergleicht man den Ansatz eines hybrid aufgebauten Sensorelements mit einem monolithischen Ansatz fällt sofort auf, dass der monolithisch integrierte Sensor eine geringere Baugröße besitzt. Es handelt sich um einen Chip, nicht um zwei. Dies ist von Vorteil, wenn es um Anwendungen in platzarmen Bereichen geht. Kostengünstiger ist der Sensor allein deshalb noch nicht. Prinzipiell werden beim monolithisch integrierten Sensor die Fertigungsschritte, die beim hybriden Ansatz auf zwei Chips verteilt sind, auf einem ausgeführt. Ein Ansatz für Kosteneinsparung ist aber, dass sich beim monolithischen Ansatz die Substratkosten reduzieren und die flächenintensiven Bondpads und der zugehörige ESD-Schutz in doppelter Zahl (einmal auf Sensorseite und einmal auf ASIC-Seite) entfallen. Allerdings zeigt sich bei Prozessüberlegungen, dass

² In den meisten Sensorausführungen werden auch diese Signale geregelt, können sich zeitlich also ändern. Diese Änderungen laufen im Normalfall zeitlich aber sehr langsam ab, da sich diese Messgrößen mit der Temperatur oder über die Lebensdauer ändern.

bei einem monolithisch integrierten Sensor eher mehr Prozessschritte hinzukommen, als dass Prozessschritte durch Synergieeffekte beim Zusammenführen der Prozesse entfallen. Dies wirkt sich wiederum negativ auf der Kostenseite aus. Eine Aussage, welcher Ansatz der kostengünstigere ist, lässt sich somit nicht pauschal machen. Es ist notwendig beide Ansätze detailliert zu betrachten.

Der Wegfall der Bondpads und Bonddrähte hat, wie oben erwähnt, jedoch wesentliche elektrische Vorteile. Parasitäre Kapazitäten zum Substrat und zwischen den einzelnen Signalleitungen verringern sich stark. Dies hat zur Folge, dass sich grundsätzlich für alle Auswertekonzepte das thermische Rauschen des C/U-Wandlers verringert und sich somit das Signal zu Rausch Verhältnis des Sensorsignals verbessert. Dieser Rauschanteil ist durch das Regelverhalten des rückgekoppelten Operationsverstärkers verursacht. Der Gewinn durch monolithische Integration alleine sollte den Rauschteppich spürbar, jedoch im Bereich kleiner 3dB, senken.

Der größere Sprung in der Rauschperformance ist zu erwarten, wenn man den Übergang von einer zeitdiskreten zu einer zeitkontinuierlichen Auswertung vollzieht. Hier fällt neben dem Wegfall des kT/C -Rauschen vor allem die nicht mehr stattfindende Unterabtastung der diversen Rauschquellen ins Gewicht. Eine Verbesserung des Rauschteppichs bis zu einer Größenordnung kann erreicht werden, wenn gleichzeitig der Übergang von einem hybriden Aufbau zu einer monolithischen Integration realisiert wird. Ohne die reduzierten parasitären Kapazitäten einer monolithischen Integration wird aber auch die zeitkontinuierliche Lösung ihre Vorteile nicht ausspielen können, da Signalübersprechen (Crosstalk) das Potential der Auswertung überdecken wird. Es ist zu erwarten, dass ein monolithisch integriertes Sensorelement in Verbindung mit einer zeitkontinuierlichen Auswertung, bei gleicher Sensorstruktur, die bestmögliche Signalauflösung liefert.

3 REALISIERUNGSMÖGLICHKEITEN EINES MONOLITHISCH INTEGRIERTEN KAPAZITIVEN OMM-SENSORS

In diesem Kapitel sollen technologische Realisierungsmöglichkeiten eines monolithisch integrierten Sensorelements unter gewissen Randbedingungen diskutiert werden. Zu den Randbedingungen gehört, dass nur sogenannte CMOS-Kompatible Fertigungsschritte Verwendung finden. Dies bedeutet; die Prozessabfolge darf sich lediglich auf aus der Halbleiter- oder Mikromechaniktechnologie bekannte Verfahren stützen.

Der verwendete ASIC soll in CMOS-Technologie hergestellt werden. Moderne CMOS-Prozesse besitzen Analog- und Hochvolteigenschaften, die für einen integrierten Schaltkreis zur Auswertung eines Drehratensensors ausreichend sind. ASIC-Prozesse, in denen zusätzlich Bipolartransistoren zur Verfügung stehen, beinhalten oftmals eine epitaktisch gewachsene Silizium-Schicht, welche den Herstellungsprozess eines integrierten Sensorelements komplizierter gestaltet. Schwierigkeiten, die sich mit der Integration von BCD- oder BiCMOS-ASICs ergeben könnten, werden in dieser Arbeit nicht diskutiert.

Die Realisierung der Drehratensensorstruktur aus einer vergleichsweise dicken, zusammenhängenden, leitfähigen Schicht ist eine weitere Randbedingung. Es sollen erprobte Designs der Sensorstruktur (Rahmenanordnung) Verwendung finden. Eine zu dünne Schicht würde resonante out-of-plane Störmoden nicht genügend unterdrücken [51]. Zusätzlich muss die Sensorstruktur eine gewisse Masse aufweisen, andernfalls wird das Brownsche Rauschen die Auflösungsgrenze nach oben verschieben und die elektrischen Vorteile durch monolithische Integration können nicht demonstriert werden. Darüber hinaus ist für einen Drehratensensor eine gewisse „Bewegungsfreiheit“ des Antriebschwingers wichtig. Die maximal mögliche laterale Auslenkung sollte einige Mikrometer betragen. Die Amplitude dieser Schwingung geht direkt in die Signalstärke des Sensorelements ein.

Will man die Herstellungsprozesse der Auswerteschaltung und des Sensors komplett trennen und dennoch monolithisch integrieren, bleiben zwei Möglichkeiten: entweder man fertigt erst den CMOS und dann die Sensorstrukturen (Back-End Integration) oder man fertigt zuerst den Sensor und anschließend den ASIC (Front-End Integration). Zusätzlich besteht die Möglichkeit die Prozessflüsse zu unterbrechen und zu mischen (Mixed Integration). Vor- und Nachteile sowie prozesstechnische Herausforderungen dieser Ansätze sind nachfolgend zusammengefasst.

3.1 Back-End Integration

Bei einer Back-End Integration (Abbildung 15a) wird als erstes die Auswerteschaltung angelegt. Hierbei muss nichts Integrationspezifisches berücksichtigt werden. Auf Siliziumsubstrat wird ohne Prozesseingriffe und Einschränkung der Design- oder Layoutregeln der CMOS-IC hergestellt. Es müssen lediglich in der CMOS-Metallisierung Punkte definiert werden an denen die im zweiten Schritt hergestellte Sensorstruktur elektrische Kontakte zum ASIC vorfindet.

Die Herausforderungen beginnen bei diesem Ansatz mit dem Anlegen der Sensorstruktur. Wie in Kapitel 2 erwähnt, besteht ein Sensorelement im Wesentlichen aus zwei Schichten, der Opferschicht und der Funktionsschicht. Für beide Schichten muss ein Abscheideverfahren gewählt werden, welches die Funktion des ASICs nicht beeinträchtigt. Kritisch ist vor allem die Temperatur, die bei der Abscheidung benötigt wird. Ist diese zu hoch, wird die Metallisierung des CMOS zerstört. Des Weiteren muss das Material der Opferschicht so gewählt werden, dass es sich am Prozessende selektiv zur CMOS-Passivierung und zur Funktionsschicht entfernen lässt. Während sich Siliziumoxid als gängiges Opferschichtmaterial plasmaunterstützt bei relativ niedrigen Temperaturen abscheiden lässt, muss bei diesem Ansatz auf Silizium als erprobtes Funktionsmaterial verzichtet werden. Silizium lässt sich in ausreichender Qualität nur bei Temperaturen höher als 700° C abscheiden (LPCVD-Prozess) [52]. Soll auf eine kostengünstigere, epitaktisch gewachsene, Schicht mit höherer Abscheiderate zurückgegriffen werden, sind die Temperaturen noch größer (ca. 1100° C [53]).

Siliziumoxid als Opferschichtmaterial ist zwar möglich, stellt aber auch keine ideale Lösung dar. Der bevorzugte Prozess wäre eine Oxid-Opferschichtätzung mittels Fluorwasserstoffsäure aus der Gasphase. Hierbei tritt jedoch speziell bei einer Back-End Integration das Problem auf, dass der aggressive HF-Dampf die CMOS-Passivierung beschädigt. Es müsste eine alternative, besser beständige CMOS-Passivierung gefunden werden.

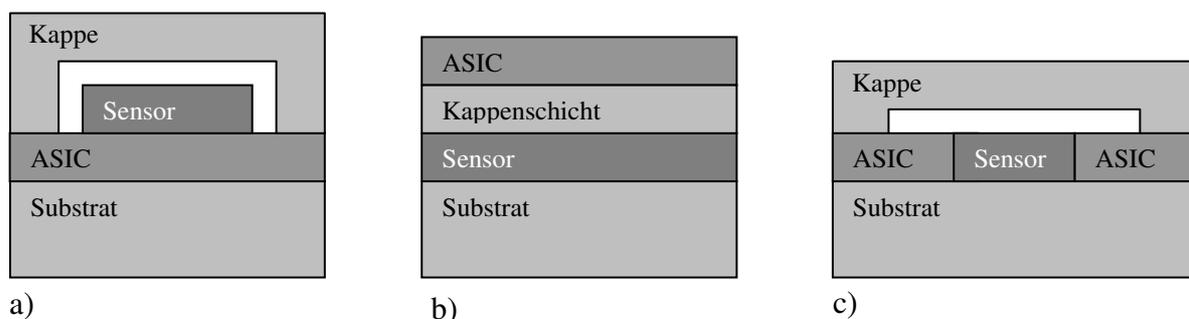


Abbildung 15: Vergleich der konzeptionellen Ansätze zur Herstellung eines monolithisch integrierten Sensorelements: a) Back-End Integration, b) Front-End Integration, c) Gemischte Integration.

Ein Nassätzprozess hat den Nachteil, dass sich beim Trocknen Kapillarkräfte bilden, die zu einem irreversiblen Aneinanderhaften von Sensorstruktur führen [54]. Um dies zu verhindern, kann ein zusätzlicher Trocknungsprozess in superkritischem CO₂ eingeführt werden. Dieser Prozessschritt verursacht natürlich zusätzlich Kosten. Außerdem muss aufwendig die Ätzchemie getauscht werden [55].

Aus Mangel an Alternativen wird bei dem in dieser Arbeit vorgestellten Demonstrator trotzdem plasmaunterstütztes Silizium-Oxid als Opferschicht verwendet und auf den teureren Opferschichtätzprozess mit superkritischem CO₂ Trocknen zurückgegriffen.

Für die weit kritischere Funktionsschicht muss allerdings eine Alternative zum Silizium gefunden werden. Die Funktionsschicht sollte, wie oben bereits erwähnt, in ausreichender Dicke (ca. 10 µm) verfügbar sein. Dies bedingt auch, dass die Schicht sehr stressarm und zusätzlich frei von Stressgradienten sein muss. Ein Stressgradient innerhalb der Schicht führt dazu, dass sich einseitig aufgehängte Strukturen nach oben oder unten biegen und sich mehrfach aufgehängte Strukturen wölben [56][57]. Mit dem Schichtmaterial einher geht auch immer der Strukturierungsprozess. Ist es nicht möglich die Schicht präzise und anisotrop zu strukturieren, sind die besten Schichteigenschaften nutzlos.

Ein Ansatz ist daher Silizium-Germanium (SiGe) als Funktionsmaterial zu wählen. SiGe kommt in seinem chemischen Verhalten Silizium sehr nahe. Der Trench-Ätzprozess zur Strukturierung der Funktionsschicht kann aus der Siliziumtechnologie übernommen werden. Germanium ist ebenso wie Silizium ein Halbleiter und ebenso ein vierwertig chemisches Element, besitzt aber einen niedrigeren Schmelzpunkt als Silizium. Daher kann je nach prozentualer Zusammensetzung von Silizium-Germanium die Abscheidetemperatur unter einem für die CMOS-Metallisierung kritischen Wert (< 450 ° C) gehalten werden [58].

In Kapitel 4 dieser Arbeit wird der erste funktionsfähige Back-End integrierte Drehratensensor mit Silizium-Germanium Funktionsschicht und dessen Charakterisierung vorgestellt.

Prinzipiell (an dem vorgestellten Sensor jedoch nicht durchgeführt) kann ein solches Sensorelement genau wie ein Sensorchip für Hybridbau mit einer Siliziumkappe und Seal-Glas-Bondverbindung zuverlässig und hermetisch dicht verschlossen werden. Ein hermetischer Verschluss der Sensorstruktur durch eine stabile Kappe ist Voraussetzung für eine spätere Verpackbarkeit in Standard IC-Gehäusen.

In der Literatur findet man neben Funktionsschichten aus Halbleitermaterialien auch Funktionsschichten aus galvanisch verstärktem Metall oder photostrukturierten leitfähigen Polymeren [59][60]. Wie sich allerdings gezeigt hat, besitzen beide Ansätze Schichteigenschaften, die mit kristallinen Halbleitermaterialien aufgrund Hysterese und Stabilität nicht konkurrieren können.

Der größte Vorteil eines Back-End Integrierten Sensors ist das Anlegen der Sensorstruktur direkt über dem ASIC, wodurch keine zusätzliche Chipfläche benötigt wird. Dies kann kostenseitig sehr interessant sein. Zusätzlich entstehen Synergieeffekte dadurch, dass die Verdrahtung (Metallisierung) des CMOS gleichzeitig als Verdrahtung für die Sensorelektroden verwendet werden kann. Da der CMOS zuerst und vollkommen unabhängig vom Sensor gefertigt wird zeigt sich als weiterer wichtiger Vorteil die Fertigungsflexibilität. Es ist nicht notwendig beide Prozessteile in derselben Fertigungslinie herzustellen oder spezielle Rücksicht auf die Generation bzw. Strukturgrößen des CMOS-Prozesses zu nehmen.

3.2 Front-End Integration

Der zweite nahe liegende Ansatz ist, den Sensor vor dem ASIC zu prozessieren (Abbildung 15b). Folgt man diesem Ansatz, ist man bei der Abscheidung der Funktionsschicht im thermischen Budget nicht mehr durch den ASIC begrenzt. Eine Funktionsschicht aus epitaktisch verstärktem Polysilizium, dem bislang am weitesten entwickelten Material hinsichtlich Schichteigenschaften und Strukturierungsmöglichkeiten, ist möglich [61]. Es ist jedoch nicht möglich direkt nach der Strukturierung und dem Release der Funktionsschicht einen ASIC zu prozessieren. Grund hierfür ist insbesondere, dass keine Technologie zur Verfügung steht, welche die ASIC-Lithographieschritte mit der durch die Strukturierung der Funktionsschicht entstandenen Topographie ermöglicht. Darüber hinaus wäre es auch nicht möglich, die im CMOS abgeschiedenen Schichten wieder selektiv, ohne Zerstörung der Funktionsschicht, vom Sensor zu entfernen. Abhilfe für das Topographieproblem bei der ASIC-Prozessierung würde eine so genannte Dünnschichtkappe schaffen. Eine Dünnschichtkappe ist im Wesentlichen eine Schicht mit ausreichender Dicke und Stabilität, die zusätzlich auf dem Sensorwafer abgeschieden wird und die Sensorstrukturen nach Fertigstellung schützt. Eine Verkappung durch einen zweiten Wafer ist nicht mehr nötig. Für eine monolithische Integration kann die Kappenschicht der dünnschichtverkappten Sensorstrukturen, falls aus Silizium gefertigt, als Substrat für den CMOS-Prozess dienen. Die Prozessierung einer Dünnschichtkappe ist jedoch um einiges komplexer als die Verkappung mittels eines zweiten Wafers. Will man eine Dünnschichtkappe realisieren, müssen die durch die Strukturierung der Funktionsschicht entstandenen Lücken (Gaps) wieder mit einer (zweiten) ausreichend dicken und konform abgeschiedenen Opferschicht gefüllt werden. Andernfalls kommt die anschließend aufgebraachte Kappenschicht nicht über, sondern zwischen den beweglichen Strukturen zu liegen. Eine Kappe zwischen den Strukturen würde natürlich die Bewegung und Funktion der Strukturen stark einschränken. Hier liegt auch die Schwierigkeit bei der Herstellung eines dünnschichtverkappten Drehratensensors. Ein Drehratensensor benötigt für die Antriebsamplitude Lücken in der Funktionsschicht von mehr als 10 μm . Diese Lücken wieder in der Weise zu

füllen, dass anschließend eine planare Oberfläche für die Kappenschicht entsteht, ist sehr schwierig und wurde bisher noch nie demonstriert. Dünnschichtverkappte Oszillatoren [62] und Beschleunigungssensoren [63][64] mit schmalen Lücken hingegen sind aus der Literatur bekannt und können folglich als Ausgangspunkt für monolithisch integrierte Systeme dienen. Aufgrund der Komplexität dieses Ansatzes und der Menge an technologisch ungeklärten Fragen wurde der Ansatz eines Front-End integrierten Drehratensensors in dieser Arbeit nicht weiter verfolgt.

3.3 Gemischte Integration

Gibt man die strikte Trennung von Sensor- und ASIC-Prozess auf und unterteilt die Prozesse in mehrere Blöcke oder gar Einzelprozesse, wird es möglich die Vorteile des Front-End- und Back-End-Ansatzes zu kombinieren (Abbildung 15c). Durch geschickte Kombination ergeben sich Synergieeffekte und Einzelprozesse lassen sich sowohl für den Sensor als auch für den ASIC nutzen. Durch Anlegen des gesamten Schichtstapels zu Prozessbeginn muss auf epitaktisch verstärktes Polysilizium als Funktionsschicht nicht verzichtet werden. Der sinnvollste Ansatz ist, die Funktionsschicht zwar anzulegen aber nicht direkt zu strukturieren. Anschließend an die Schichtabscheidungen können dann ohne Topographieproblem, lateral versetzt, die elektronisch aktiven Bauteile des ASICs hergestellt werden. Darauf folgt die Metallisierung des ASICs, welche auch den Kontakt zum Sensor herstellt. Werden die Metallisierungen und die Zwischendielektrikas im Sensorbereich wieder entfernt, können dort am Prozessende die Strukturierung der Funktionsschicht und die Opferschichtätzung erfolgen. Dieser Ansatz wurde bereits von verschiedenen Gruppen veröffentlicht [65] oder [66][67][68].

Der Nachteil aller Veröffentlichungen ist derselbe wie bereits bei der Back-End Integration beschrieben. Die Opferschicht besteht aus Siliziumoxid und wird mittels aufwendiger nasschemischer Ätz- und Trockenprozesse entfernt. Eine Opferschichtätzung des Siliziumoxids aus der Gasphase ist nicht möglich, da diese Ätzung die Passivierung und Metallisierung des ASICs schädigt.

Bei einer gemischten Integration besteht, im Gegensatz zur Back-End Integration, jedoch die Möglichkeit auf Silizium als alternatives Opferschichtmaterial zurückzugreifen. Silizium kann in trockener Chemie mit ClF_3 als Ätzgas isotrop entfernt werden, ohne die Passivierung des ASICs zu beschädigen [69]. Wenn Funktionsschicht und Opferschicht aus Silizium bestehen, ist bei der ClF_3 -Ätzung natürlich keine Ätzselektivität zwischen den beiden Schichten gegeben. Man muss für die Opferschichtätzung die Funktionsschicht „einpacken“ (passivieren) [70]. Hierzu bietet sich Siliziumdioxid in seinen vielfältigen Abscheideformen an. Der ClF_3 -Siliziumopferschicht-ätzprozess besitzt eine sehr hohe Selektivität gegen jegliche Form von Siliziumoxid.

Auch hier müssen dann die Passivierungsoxide am Prozessende wieder mit einer flusssäurehaltigen Ätzung entfernt werden. Da jedoch die Siliziumoxid-Passivierung der Funktionsschicht im Vergleich zur Siliziumoxid-Opferschicht wesentlich dünner gewählt werden kann, ist durch die kürzere Ätzzeit die Gefahr die ASIC-Passivierung anzugreifen wesentlich geringer. HF aus der Gasphase kann für diesen kurzen Ätzprozess Verwendung finden.

In Kapitel 5 dieser Arbeit wird ein Prozess vorgestellt mit dem monolithisch integrierte OMM-Sensoren mit Siliziumfunktions- und Siliziumopferschicht gefertigt werden können.

Nach Fertigstellung des Sensorchips kann dieser wie ein Sensor in Hybrid Aufbau mit einer Kappe durch SealGlas-Bondverbindung verschlossen werden. Dieser Prozess kombiniert somit die Vorteile einer monolithischen Integration mit den Vorteilen einer Siliziumfunktionsschicht auf einem technologisch beherrschbaren Komplexitätsniveau.

Im Vergleich zum Back-End Ansatz hat dieser Ansatz jedoch auch prinzipbedingte Nachteile. Das Vermischen und Kombinieren der Prozessblöcke bedingt, dass sich gegenseitige Prozessbeeinflussungen wesentlich stärker auswirken als bei einer strikten Trennung der Gesamtprozesse. Die Wechselwirkungen werden im Einzelnen zu bewerten sein und sich je nach ASIC- und Sensorprozess auch ändern. Es wird nicht mehr ohne weiteres möglich sein die ASIC-Generation zu wechseln oder auch den Wechsel von einer ASIC-Fab in eine Mikromechanik-Linie zu vollziehen. Ein weiterer Nachteil ist, dass der Sensor und der ASIC lateral versetzt und nicht wie bei einer Back-End Integration übereinander liegen können. Dies verursacht durch den höheren Flächenbedarf auch höhere Stückkosten.

Bevor nun die angekündigten Sensoren und Prozesse im Detail beschrieben werden, sei hier noch erwähnt, dass es auch Integrationsansätze gibt, bei denen im ASIC vorhandene Schichten oder das Substrat selbst als Funktionsschicht verwendet werden. Es werden lediglich zusätzliche Strukturierungen in den Prozess eingefügt.

Ein Ansatz, in [71][72][73] realisiert, ist die Sensorstruktur aus der Metallisierung des CMOS Prozess zu gewinnen. Ein weiterer, in [74][75][76] beschriebener Ansatz, verwendet Metallisierung plus Substrat als Funktionsschicht oder, wie in [77][78], nur das Substrat. Bei diesen Ansätzen verliert man allerdings jeglichen Einfluss auf die Parameter der Funktionsschicht und muss erhebliche Einschränkungen hinsichtlich Design- und Layoutfreiheit hinnehmen. Es wird schwierig sein, eine Funktionsschicht mit den gewünschten mechanischen Eigenschaften zu finden.

4 BACK-END-INTEGRIERTER DREHRATENSSENSOR MIT SILIZIUM-GERMANIUM-FUNKTIONSSCHICHT

In diesem Kapitel wird der Aufbau und die Charakterisierung des ersten Back-End integrierten Drehratensensors mit Silizium-Germanium als Funktionsschicht vorgestellt. Hergestellt wurde der Sensor innerhalb des öffentlich geförderten Projekt SiGeM mit den Projektpartnern: IMEC, Philips, IMSE-CNM und Bosch. Oberstes Ziel des Projekts war es, einen Drehratensensor mit gesteigerter Performance zu entwickeln. Insbesondere sollte die Auflösungsgrenze des Sensorelements unter $0,1^\circ/s$ sinken. Überlegungen, aufgeführt in Kapitel 2, führten zu dem Schluss, dass dieses Vorhaben nur mit einer zeitkontinuierlichen Auswertung in Verbindung mit einem monolithisch integrierten Sensorelement möglich ist. Die Wahl der Technologie fiel auf den Ansatz der Back-End-Integration. Silizium-Germanium als MEMS-Material war verfügbar, ebenso die benötigten Strukturierungsprozesse. Es blieben die Herausforderungen, dieses Material mit einer Opferschicht zu kombinieren und an die Anforderungen bzw. Einschränkungen eines CMOS-Prozesses anzupassen.

Im Folgenden wird zunächst die Herstellung des Sensors mit einigen Prozessdetails beschrieben. Anschließend werden die erzielten Messergebnisse dargestellt und diskutiert. Schlussendlich können dann Vor- und Nachteile dieses Sensorelements mit zeitkontinuierlicher Auswertung erörtert werden.

4.1 Aufbau und Herstellung des Sensorelements

Hergestellt wurden die Sensoren in einer für MEMS-Verhältnisse fortschrittlichen $8''$ -Technologie mit 200 mm p-Wafern als Ausgangsmaterial. Auf dem Substrat wurde ein Standard Philips CMOS-Prozess mit $0,35\ \mu\text{m}$ minimaler Strukturbreite durchgeführt. Dieser Prozess wird als Foundrygeschäft angeboten und beinhaltet für besseres Analogverhalten zwei Polysilizium Layer zur Herstellung von Kondensatoren mit hohen Kapazitätswerten pro Fläche bei guter Reproduzierbarkeit. Zusätzlich besitzt dieser Prozess eine Hochvoltoption. Es besteht die Möglichkeit Feld-Effekt-Transistoren zu verwenden, die eine maximale Spannung von 20 V sowohl von Source nach Drain als auch von Gate nach Source verarbeiten können. Dies ist wichtig, da für die Antriebsspannungen Amplituden im Bereich von 10-15 V benötigt werden. Die Digitalteile hingegen sind in energiesparender 3,3 V Technik ausgeführt. Für die Leiterbahnführung stehen fünf Metallebenen aus einer Aluminium-Kupfer Legierung ($\text{AlCu}_{6\%}$) zur Verfügung. Die den CMOS-Prozess abschließende Passivierung besteht aus zwei Schichten, 600 nm Si-Nitrid auf 500 nm Si-Oxid. Nach dem CMOS-Prozess wird die Opferschicht aus undotiertem PECVD-Siliziumoxid angelegt.

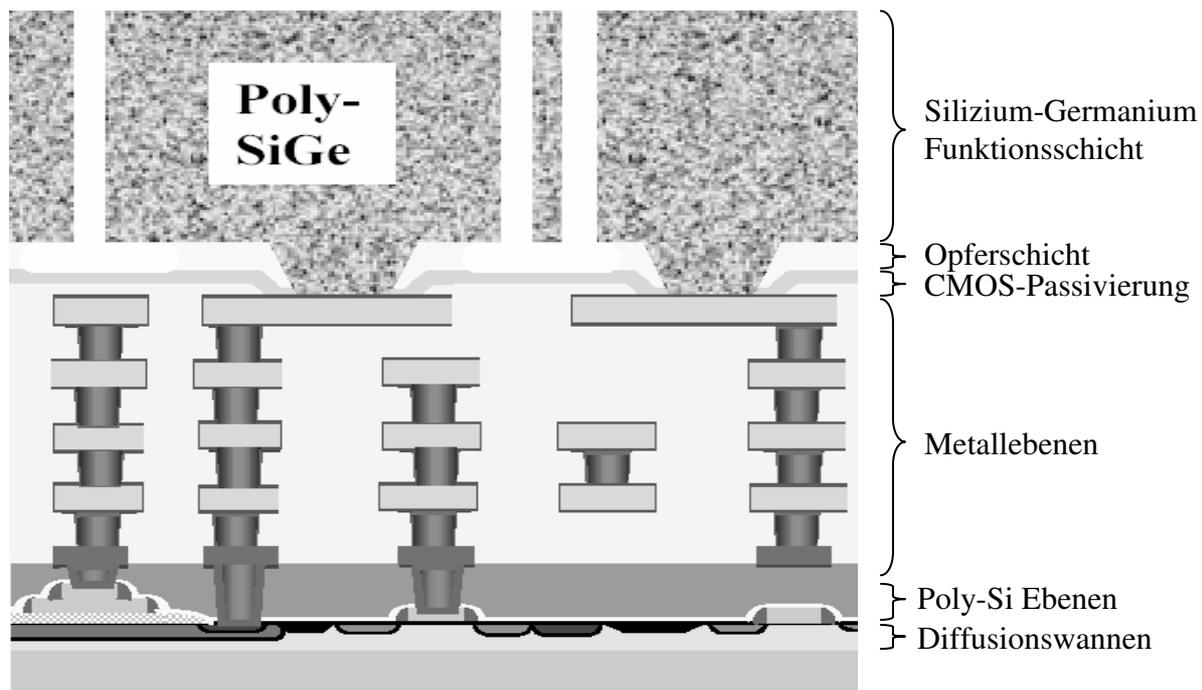


Abbildung 16: Querschnitt eines Back-End integrierten Drehratensensors mit SiGe-Funktionsschicht über Standard-CMOS-ASIC.

Um die Topographie zu glätten, welche sich aus den CMOS-Ebenen auf die Opferschicht überträgt, wird direkt im Anschluss an die Abscheidung der Opferschicht ein Oxid-CMP (Chemisch-Mechanisches-Polieren von Siliziumoxid) Schritt durchgeführt. Für die elektrischen Kontakte zwischen Funktionsschicht und ASIC werden an dieser Stelle Kontaktlöcher zu den Aluminiumleiterbahnen eingebracht. Dieser Strukturierungsprozess öffnet sowohl die Oxid-Opferschicht als auch die CMOS-Passivierung. Die Opferschicht über den Bondpads bleibt unberührt. Nach Strukturierung der Kontaktlöcher wird in einem mehrstufigen Prozess die Silizium-Germanium Funktionsschicht aufgebracht. Um den Stressgradienten der Schicht gering zu halten, werden während der Abscheidung Drücke, Gasflüsse sowie Abscheidetemperaturen verändert. Dadurch ist es möglich, mit weitreichenden Prozesskenntnissen eine nahezu stress- und stressgradientfreie Funktionsschicht herzustellen, die den Anforderungen eines Drehratensensors genügt [79][80]. Die zur elektrischen Auswertung notwendige Leitfähigkeit der Schicht wird durch in-situ eingebrachte Dotierstoffe realisiert.

Die Strukturierung der Funktionsschicht findet wie bei einer Siliziumfunktionsschicht mittels eines Trenchprozesses statt. Dieser Trenchprozess besitzt neben einer hohen Anisotropie eine sehr hohe Selektivität gegenüber der Opferschicht, so dass der Ätzprozess nach Durchbruch der Funktionsschicht auf der Opferschicht stoppt. Abschließend wird das Freistellen der SiGe-Strukturen durch nasschemisches, isotropes Ätzen der Oxidopferschicht erreicht. Dieser Prozess ist mit der kritischste im gesamten Prozessfluss. Ätzt man zu lange, wird die Passivierung zu stark geschädigt.

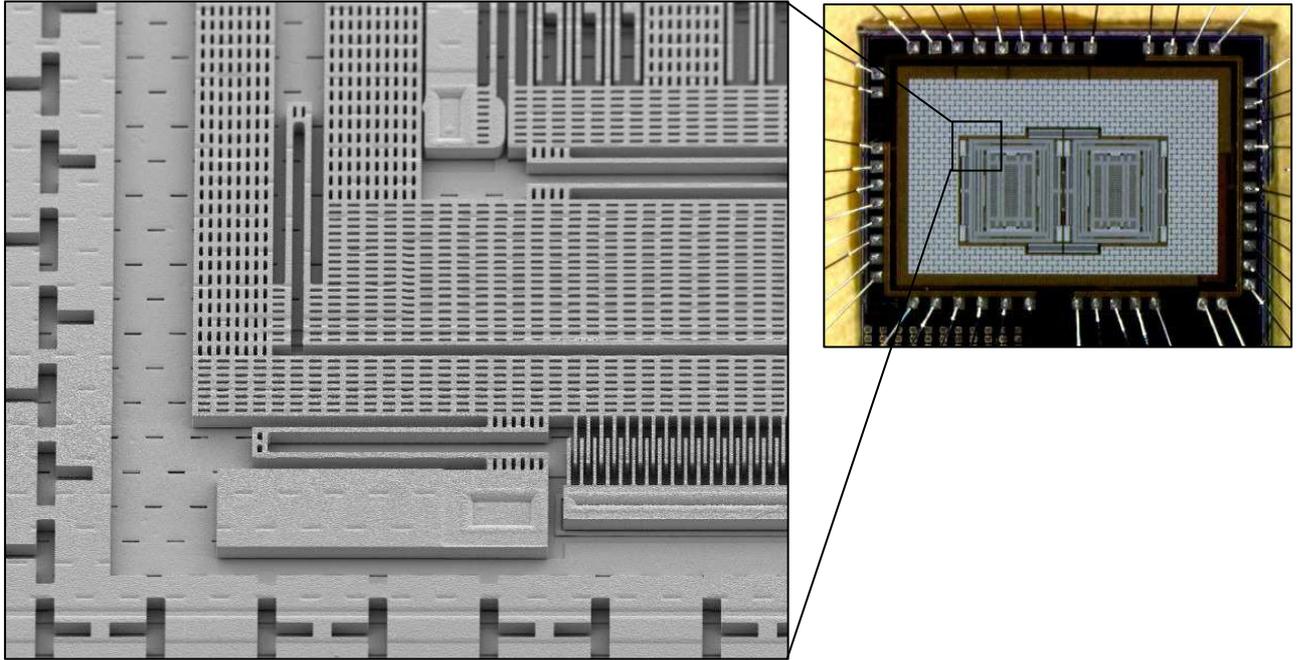


Abbildung 17: Rechts oben: Übersichtsaufnahme des Back-End integrierten Drehratensensors aufgenommen am Lichtmikroskop. Links: REM Detailaufnahme der 10 µm dicken SiGe-Funktionsstruktur.

Ätzt man zu kurz, sind die Strukturen nicht beweglich. Zusätzlich muss innerhalb des Prozesses das Ätzmedium durch Isopropanol ersetzt werden, welches sich anschließend in einem superkritischen Trockner durch CO₂ rückstandsfrei und ohne die Entstehung von Kapillarkräften entfernen lässt [81]. Abbildung 17 zeigt ein REM-Bild von freigestellten Strukturen einer SiGe-Funktionsschicht.

Eine Verkappung auf Waferlevel wurde bei diesen Chips nicht durchgeführt. Stattdessen wurden die Chips, um eine Charakterisierung im Vakuum dennoch zu ermöglichen, auf speziellen Metallsockeln aufgebaut (Abbildung 18). Auf diese Metallsockel konnte ein Deckel mit angelötetem Absaugstutzen aufgeklebt werden um so mit angeschlossener Pumpe Unterdruck zu erzeugen.

4.2 Signalbearbeitung und Signalauswertung

Zur Gewährleistung einer hohen Zahl von Charakterisierungsmöglichkeiten und um die Fehleranfälligkeit des ASIC-Layouts gering zu halten, wurden bei den hergestellten Demonstratorchips nicht alle zur Auswertung nötigen elektronischen Schaltungsblöcke monolithisch integriert. Es wurden vielmehr nur die Blöcke auf dem Chip untergebracht, welche einen Einfluss auf die Qualität des Sensorausgangsignals haben. Hier sind vor allem die analogen Schaltungsblöcke in der Detektion (C/U-Wandler, Differenzverstärker und $\Sigma\Delta$ -Wandler) zu nennen, deren Rauschen wesentlich die Auflösung des

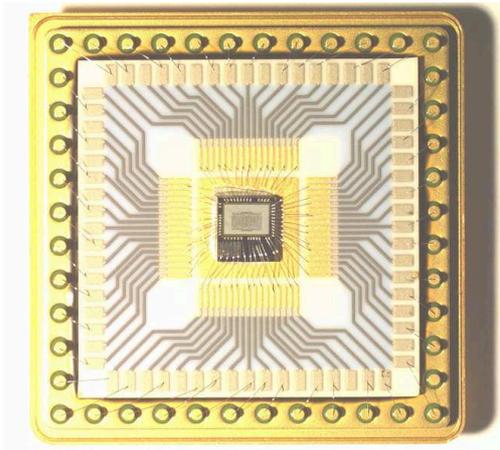


Abbildung 18: Back-End integrierter Drehratensensorchip aufgebaut auf Metallsockel.

Sensorelements begrenzen können. Aber auch die interne Taktgebung und das daraus abgeleitete Antriebsignal werden direkt auf dem Chip generiert. Damit wird eine verlustfreie Zusammenarbeit von analogen und digitalen Schaltungsblöcken garantiert. Zusätzlich besitzt der Chip eine integrierte digitale Einheit, welche von extern über die parallele Schnittstelle eines PCs gesteuert werden kann. Diese Einheit ermöglicht es, Sensorsignale an interessanten Stationen der Signalverarbeitung umzuleiten und für Charakterisierungszwecke nach außen zu führen. Für eine verfälschungs- und belastungsfreie Analyse werden die Signale zusätzlich über integrierte Impedanzwandler nach außen geführt. Um eine Fehlersuche in der mechanischen Struktur zu ermöglichen, können einzelne Sensorelektroden zu- und abgeschaltet werden. Mit dem realisierten Aufbau lassen sich die Sensorbewegungen direkt an verschiedenen Stufen der Signalbearbeitung abgreifen und einzeln bewerten. Ohne diese, für die eigentliche Funktion nicht notwendige Elektronik, wäre eine Fehlersuche oder Charakterisierung einzelner Schaltungsblöcke bei einem monolithisch integrierten Sensorelement nur schwer möglich. Eigenschaften der mechanischen Sensorstruktur wären immer überlagert durch Eigenschaften der Auswertelektronik.

Neben dem Herausführen von Signalen besteht auch die Möglichkeit externe Signale auf einzelne Elektroden durchzuschleusen, um so das Übertragungsverhalten einzelner Strukturen analysieren zu können.

Alle über die oben genannten hinausgehenden digitalen Rechnungen und Filterungen werden mit Hilfe einer diskret aufgebauten Auswertplatine durchgeführt (Abbildung 19). Diese Platine besteht im Wesentlichen aus einem FPGA (Field Programming Gate Array), welcher sich über einen PC programmieren lässt und in Echtzeit die digitalen Signaloperationen durchführen kann.

Vorteil der Lösung mit FPGA ist, dass eine Änderung oder Fehlerbehebung der digitalen Logik nicht durch einen Hardwareeingriff oder im Falle eines integrierten Schaltkreises sogar durch eine neue Herstellung des Chips, sondern

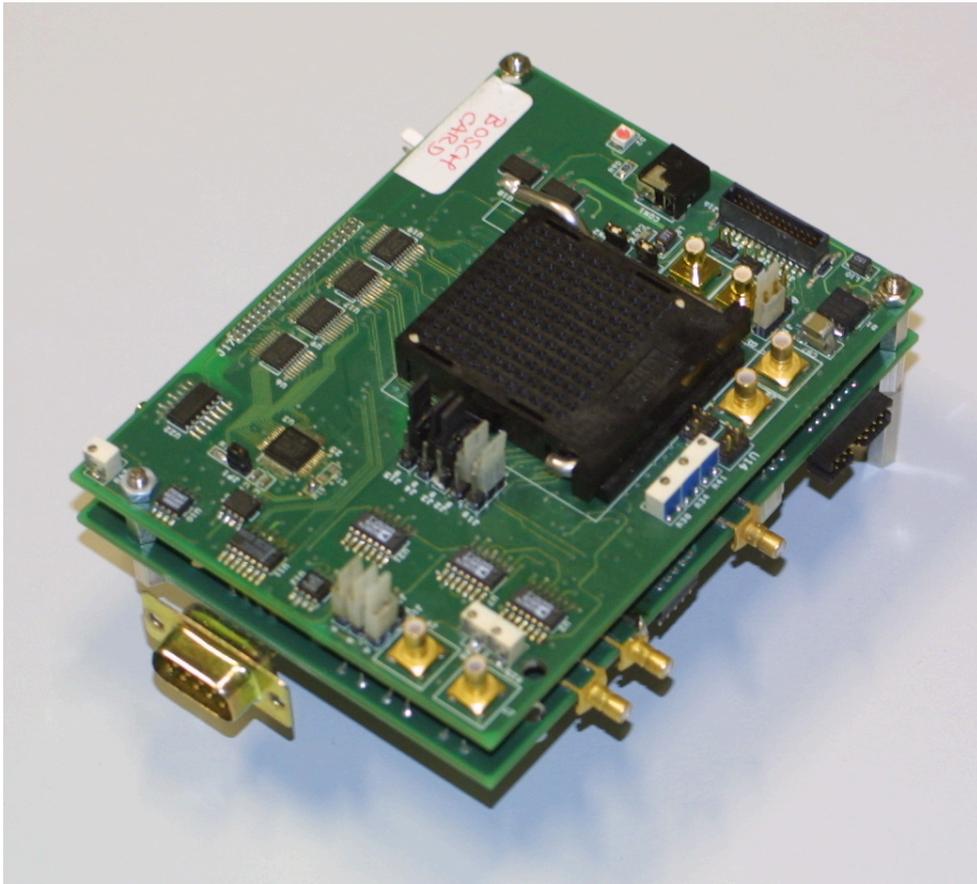


Abbildung 19: Externe Auswerteplatine mit Aufnahmesockel für Sensorelement und programmierbarer digitaler Einheit (FPGA).

relativ einfach mit dem Aufspielen eines neuen Programmcodes durchgeführt werden kann. Gleichzeitig wird die Entwicklungszeit des ASICs durch diesen Ansatz wesentlich reduziert, ohne Einbußen in der Qualität der Auswertung hinnehmen zu müssen.

Die Signalverarbeitung sowie die Regelschleifen des Antriebs- und Detektionskreises sind in Abbildung 20 als Blockschaltbild dargestellt. Es ist zusätzlich gekennzeichnet welche Blöcke monolithisch integriert und welche über den FPGA realisiert sind. Alle rund eingefassten Blöcke sind integriert, die eckigen sind extern im FPGA untergebracht.

Neben dem eigentlichen Signalpfad, der Demodulation des Drehratensignals von der Bewegung des Detektionsschwingers, sind weitere Regelschleifen vorhanden. Zwei davon in der Antriebselektronik: Eine generiert mit Hilfe des PLL den Systemtakt aus der Resonanzfrequenz des Antriebsresonators. Ermöglicht somit aufgrund des sehr geringen Phasenrauschens eine exakte Demodulation der Signale. Die zweite Schleife regelt die Antriebsamplitude auf einen konstanten Wert.

Für den Detektionsschwinger werden ebenfalls zwei Regelschleifen benötigt. Einmal wird der vollresonante Abgleich realisiert, welcher für eine exakte Phasenverschiebung zwischen Antrieb und Detektion nötig ist. Die zweite

Regelschleife dämpft elektronisch die Resonanzüberhöhung des Detektionsschwingers und ermöglicht damit eine Signalverarbeitung über die benötigte Bandbreite hinweg. Für eine klarere Darstellung der durchgeführten Messung werden alle diese Regelschleifen im Folgenden noch genauer erläutert.

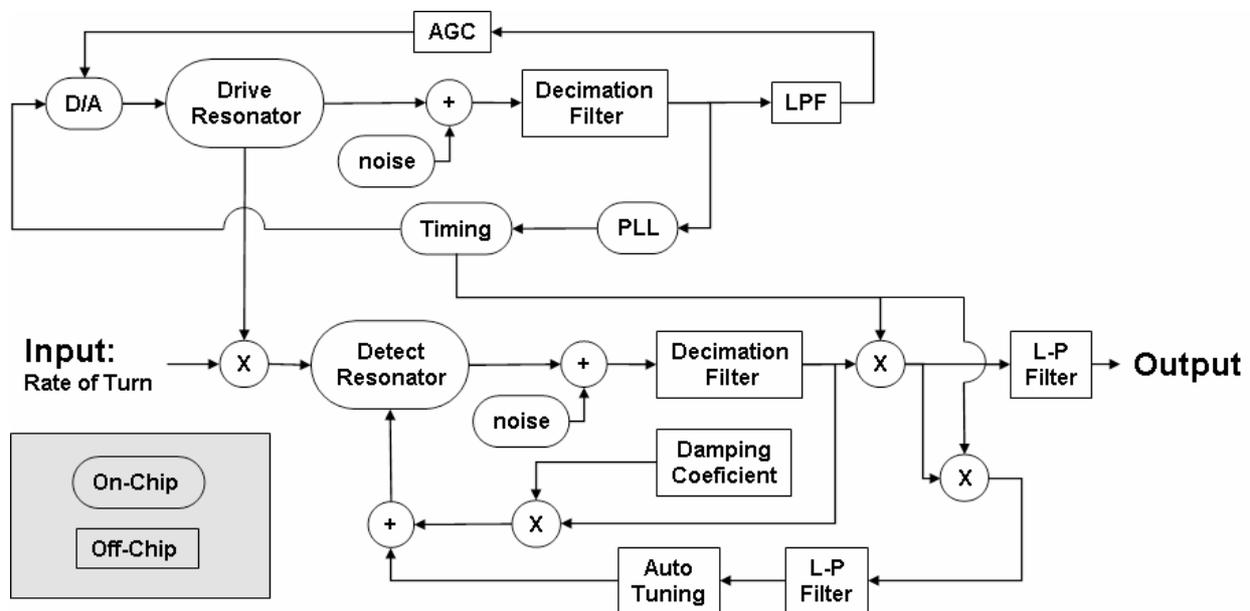


Abbildung 20: Blockschaltbild des untersuchten Drehratensensors. Monolithisch integrierte und externe Schaltungsblöcke sind getrennt gekennzeichnet (on-Chip runde Einfassung/ off-Chip eckige Einfassung).

4.2.1 Signaloperationen zur Extraktion der Drehrate

In Abbildung 21 sind alle für die Demodulation der Drehrate nicht zwingend nötigen Systemblöcke aus dem Schaltbild entfernt. Es ist dargestellt, wie mit Hilfe zweier senkrecht zueinander schwingenden Strukturen auf das Vorhandensein einer Rotation in einem Nicht-Inertialsystem rückgeschlossen werden kann.

Im Antriebskreis formt ein Digital/Analogwandler [D/A] eine Spannung, deren zeitlicher Verlauf der Quadratwurzel eines Sinus entspricht. Die Frequenz des Antriebsignals wird durch eine interne Systemuhr [Timing] vorgegeben. Diese Spannung führt wegen $F \sim U^2$ zu einer oszillierenden Kraft, welche den Antriebschwinger [Drive Resonator] in Bewegung versetzt. Diese Bewegung wird anschließend mit Hilfe eines C/U- und $\Sigma\Delta$ -Wandlers zurück in ein 1-bit breites Spannungssignal gewandelt (siehe Kapitel 2.3). Auf das Amplituden- und Phasenverhalten des Signals hat diese C/U-Wandlung keinen Einfluss. Daher wird in den Abbildungen auf die Darstellung von C/U-Wandlern verzichtet. Die bei der Wandlung eingesetzten Operationsverstärker bringen jedoch an dieser Stelle des Signalpfades den Hauptanteil des Rauschens ein und

nehmen somit ungewollt Einfluss auf das Signal. Im Schaubild ist dieses Einflussnehmen als Rauschen [noise] gekennzeichnet. Liegt das Antriebsignal digital in 1-bit Breite vor, wird es für weitere digitale Operationen mit Hilfe eines Dezimierungsfilters [Decimation Filter] in ein Signal mit 16-Bit Breite gewandelt. Dieses Signal wird von dem Phase-Locked-Loop [PLL] bewertet. Je nach Phasenverschiebung zum Antriebssignal wird der interne Systemtakt erhöht oder reduziert. Durch dieses Regelverfahren wird sichergestellt, dass der Antriebsschwinger nach Einschalten des Systems selbständig in seiner Resonanzfrequenz schwingt und dabei gleichzeitig einen Systemtakt liefert, der genau einem vielfachen der Antriebsresonanzfrequenz entspricht.

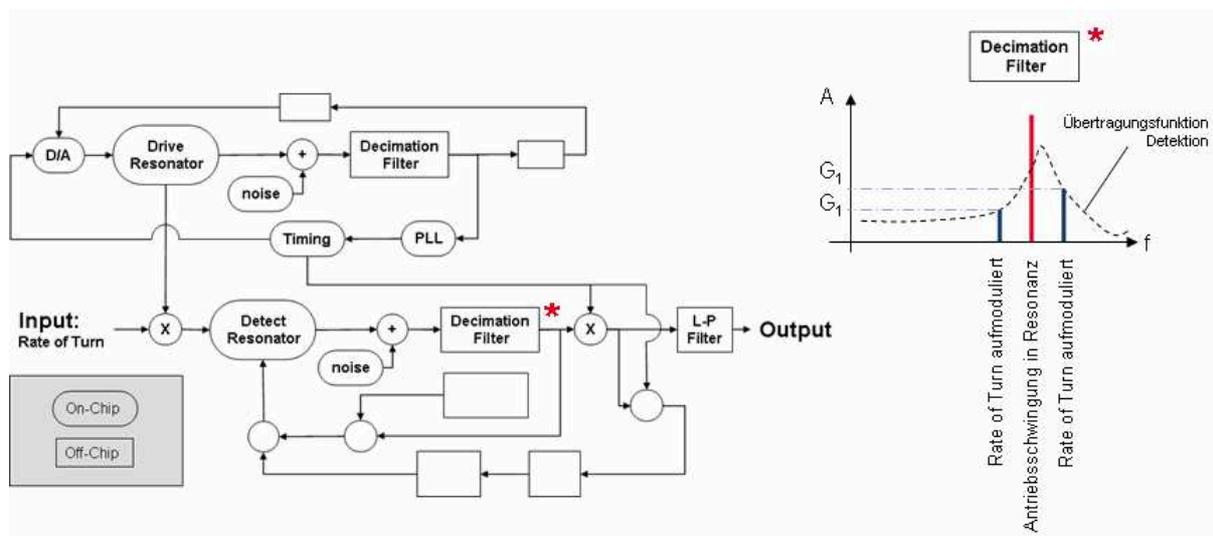


Abbildung 21: Links: Blockschaltbild reduziert auf die zur Extraktion des Drehratensignals zwingend benötigten Schaltungsblöcke. Rechts: Gegenüberstellung von Signalen im Frequenzbereich mit dem Aufbau von links. Der Antrieb schwingt in Resonanz. Die Detektion schwingt wegen vorhandener Rotation mit $f_{\text{Antrieb}} - f_{\omega}$ und $f_{\text{Antrieb}} + f_{\omega}$ (f_{ω} =zeitliche Änderung der Amplitude der Rotation). Aufgrund Phasenverschiebung und nicht vorhandener Dämpfung sind die Amplituden der Detektionsbewegung ungleich und abhängig von f_{ω} .

Ist bei schwingendem Antrieb eine Rotation des Systems vorhanden, wirkt die Corioliskraft über die Geschwindigkeit des Antriebsschwingers auf den Detektionsschwinger [Detect Resonator] ein. Die beliebig zeitlich veränderliche Winkelgeschwindigkeit (Drehrate bzw. Rate of Turn) wird auf die Antriebsschwingung aufmoduliert [X]. Wie im Antrieb wird nun die Schwingung durch C/U-Wandlung und Dezimierungsfiler in ein 16-Bit breites Digitalsignal gewandelt. Auch hierbei ist die Hauptursache die erste Stufe der C/U-Wandlung. Liegt das Signal digital vor, wird es mit einem dem Antriebsschwinger äquivalenten Signal multipliziert [X] und anschließend tiefpassgefiltert [L-P Filter]. Das Drehratensignal wird vom Antrieb demoduliert und steht als Sensorausgangssignal zur Verfügung.

Dieses so gewonnene Ausgangssignal hat mehrere Einschränkungen. Erstens ist es proportional der Amplitude des Antriebs und diese Amplitude wird abhängig

von der Temperatur und/oder des Arbeitsdruckes schwanken. Zweitens ist die Phasenverschiebung zwischen Antrieb und Detektion unbekannt, wodurch bei der Demodulation ein unbekannter Verstärkungsfaktor und ein Offset ins Spiel kommen. Drittens ist aufgrund der Resonanzüberhöhung des Detektionsschwingers das Ausgangssignal nicht über eine gewisse Bandbreite hinweg konstant. Um diesen Einschränkungen zu entgehen, werden die Schwingungen im Antrieb und in der Detektion während des Sensorbetriebes nachgeregelt.

4.2.2 Regelung der Antriebsamplitude

In Abbildung 22 ist der Regelkreis für die Amplitude der Antriebsbewegung hervorgehoben dargestellt.

Diese Regelschleife liefert dem für den Antrieb verantwortlichen D/A-Wandler einen Wert, der die Amplitude der antreibenden Spannung bestimmt. Dieser Wert wird über eine Tiefpassfilterung [LPF] der Schwingung selbst bestimmt. Ein digitaler PID-Regler [11] vergleicht die mittlere Auslenkung mit einem Zielwert und versucht die Differenz zu minimieren [AGC]. Bei dem vorgestellten Demonstrator besteht die Möglichkeit den Amplitudenzielwert zu ändern, um dadurch stets eine maximale Auslenkung zu erzielen.

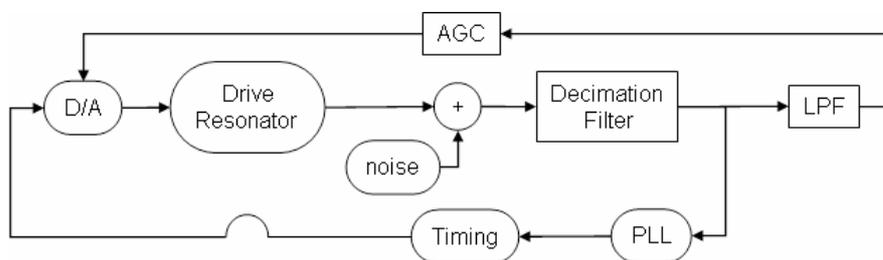


Abbildung 22: Schaltungsblöcke zur Regelung der Antriebsamplitude.

4.2.3 Automatischer Frequenzabgleich des Detektionsschwingers

In Kapitel 2.1.3 wurde beschrieben, dass eine definierte Phasenlage des Detektionssignals zum Antriebssignal für eine saubere Demodulation der Drehrate unabdingbar ist. Der Phasenversatz muss ein ganzzahliges Vielfaches von $\pi/2$ betragen. Um dem Ziel einer höheren Auflösung gerecht zu werden, fiel bei diesem Sensorelement die Entscheidung für ein vollresonantes System mit einer resultierenden Phasenlage von einmal $\pi/2$. Aufgrund von Toleranzen bei der Fertigung ist es jedoch nicht möglich die schwingenden Strukturen so genau herzustellen, dass alle Resonanzfrequenzen ohne elektrische Beeinflussung exakt den gleichen Wert besitzen. Es wird eine elektrische Regelschleife benötigt, welche die mechanisch höher liegende Resonanzfrequenz des Detektionsschwingers auf die Antriebsresoanzfrequenz reduziert. In Abbildung

23 ist diese Regelschleife hervorgehoben gezeichnet. Nach zweimaliger Multiplikation des Detektionssignals mit dem Antrieb und anschließender Tiefpassfilterung [L-P Filter] wird das Signal verstärkt [Auto Tuning] und als DC-Spannung auf die Testelektroden (siehe Abbildung 8: Layout) gegeben. Diese konstante Spannung bewirkt, dass die tatsächliche Resonanzfrequenz niedriger ist als die rein mechanische Resonanzfrequenz. Der Vorgang der Demodulation wird dadurch offsetfrei und es entsteht ein konstanter Übertragungsfaktor von dem Eingangssignal Drehrate zur Sensorausgangsspannung. Die Phasenlage wird wie der Systemtakt dauerhaft während des laufenden Betriebs nachgeregelt, um eine temperaturunabhängige Funktion zu garantieren.

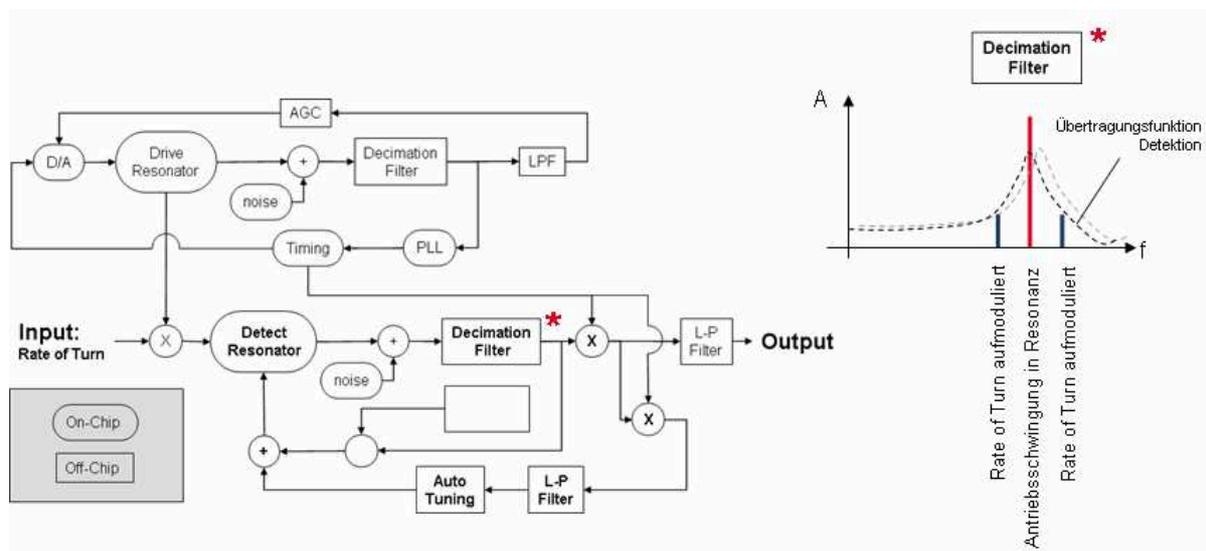


Abbildung 23: Links: Blockschaltbild aus Abbildung 21 inklusive Regelschleife für vollresonanten Abgleich. Rechts: Gegenüberstellung von Signalen im Zeitbereich mit dem Aufbau von links. Im Gegensatz zu Abbildung 21 sind Detektion und Antrieb in Phase. Die Abhängigkeit von f_0 ist noch gegeben.

4.2.4 Elektrische Dämpfung der Detektionsschwingung

Die zweite Regelschleife, welche sich im Detektionskreis befindet, dämpft die Resonanzüberhöhung der Übertragungsfunktion. Notwendig ist die Dämpfung, damit eine ausreichende Signalbandbreite bei gleich bleibender Empfindlichkeit gewährleistet wird. Realisiert wird die elektrische Dämpfung indem das verstärkte Detektionssignal um π phasenverschoben über die Testelektroden an den Detektionsschwinger zurückgegeben wird (Abbildung 24).

Es ist zu beachten, dass wegen $F \sim U^2$ die Dämpfung nur wirksam wird, wenn die ebenfalls an den Testelektroden anliegende konstante Spannung des Frequenzabgleichs größer als $U/2$ ist (siehe Kapitel 2.2.3).

Mit diesem Sensorkonzept, welches sich sowohl in analoge- und digitale Schaltungsteile als auch in integrierte und externe Blöcke unterteilen lässt, ist es folglich möglich, mit geringster Fehleranfälligkeit und höchster Flexibilität die

volle Funktion eines Drehratensensorelements abzubilden. Gleichzeitig besteht die Möglichkeit, die Vor- bzw. Nachteile einer monolithisch integrierten Lösung an einem voll funktionsfähigen Sensorelement detailliert analysieren zu können.

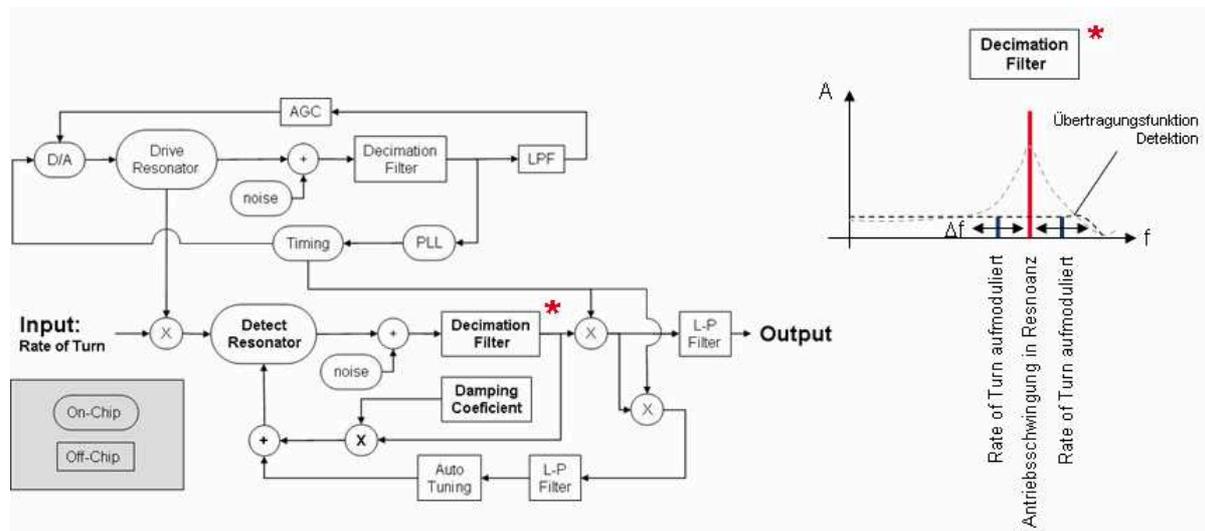


Abbildung 24: Links: Blockschaltbild aus Abbildung 23 inklusive Regelschleife für elektrische Dämpfung. Rechts: Sowohl die Phasenlagen zwischen Antrieb und Detektion als auch die Amplituden der Detektionsschwingungen sind kontrolliert. Die Abhängigkeit der Amplitude von f_0 ist aufgehoben (verg. Abbildung 23).

4.3 Messaufbau und verwendete Messgeräte

Für die Analyse des Sensorelements werden mehrere elektrische Geräte benötigt. Für den Betrieb des Sensorchips wird, wie oben erwähnt, der Sensorchip in einem Metallgehäuse aufgebaut und auf ein Auswerteboard gesteckt, welches die externen digitalen Rechenoperationen sowie die Spannungsversorgung übernimmt. Dieses Auswerteboard wiederum wird über eine 5 V Konstantspannungsquelle versorgt und über die parallele Schnittstelle eines PC gesteuert. Für die Steuerung steht ein Visual-Basic-Programm zur Verfügung, welches die Ein- und Ausgänge den jeweiligen Elektroden bzw. Verstärkern zuweist. Zusätzlich ist es möglich, mit diesem Programm Bandbreiten sowie Verstärkungsfaktoren der C/U-Wandler anzupassen.

Eine regelbare Vakuumpumpe, welche über einen Absaugstutzen mit dem Sensorgehäuse verbunden ist, sorgt für den gewünschten Arbeitsdruck von 3 mbar und somit für die benötigten Güten der schwingenden Strukturen.

Zur Charakterisierung der Sensorelemente sind Messgeräte nötig, die es ermöglichen die elektrischen Signale sowohl im Zeitbereich als auch im Frequenzbereich zu analysieren. Für die Funktionsüberprüfung der mechanischen Strukturen wurde deshalb ein Netzwerkanalysator verwendet, welcher die Übertragungsfunktionen der einzelnen Schwinger im Amplituden- und Phasengang darstellen kann (bei einem monolithisch integrierten Sensor kann einschränkend immer nur die Übertragungsfunktion der mechanischen Struktur überlagert mit der Übertragungsfunktion der Front-End-Verstärker

analysiert werden). Gleichzeitig besitzt dieser Netzwerkanalysator eine Funktion als Spektrumanalysator mit dem es möglich wird hochauflösende Signal-zu-Rausch Untersuchungen, sowohl an den C/U-Wandlern als auch am Sensorausgangssignal durchzuführen. Für eine Bewertung der Signale im Zeitbereich wurde zusätzlich zu diesen im Frequenzbereich arbeitenden Messgeräten noch ein Oszilloskop zugeschaltet.

Abschließend darf bei einer Charakterisierung eines Drehratensensorelements natürlich die Messung eines definierten Drehratensignals nicht fehlen. Durch die benötigte Versorgung und Ansteuerung der Messplatine ist es nicht möglich das Sensorelement beliebig vielen Drehungen mit konstanter Rotationsgeschwindigkeit auszusetzen. In Kapitel 2.3 wurde jedoch gezeigt, dass sich ein oszillierendes Drehratensignal als Vereinfachung eines beliebigen Drehratensignals heranziehen lässt. Genau so eine oszillierende Drehrate mit einstellbarer Frequenz und Amplitude liefert der zur Charakterisierung herangezogene Drehtisch. Die tatsächlich vorhandene Rotation wird über eine eingebaute Elektronik gemessen und über eine externe Regeleinheit auf dem gewünschten Wert gehalten. Damit wird ein Vergleich von tatsächlicher und gemessener Drehrate möglich. Der zur Charakterisierung verwendete Messaufbau ist in Abbildung 25 skizziert.

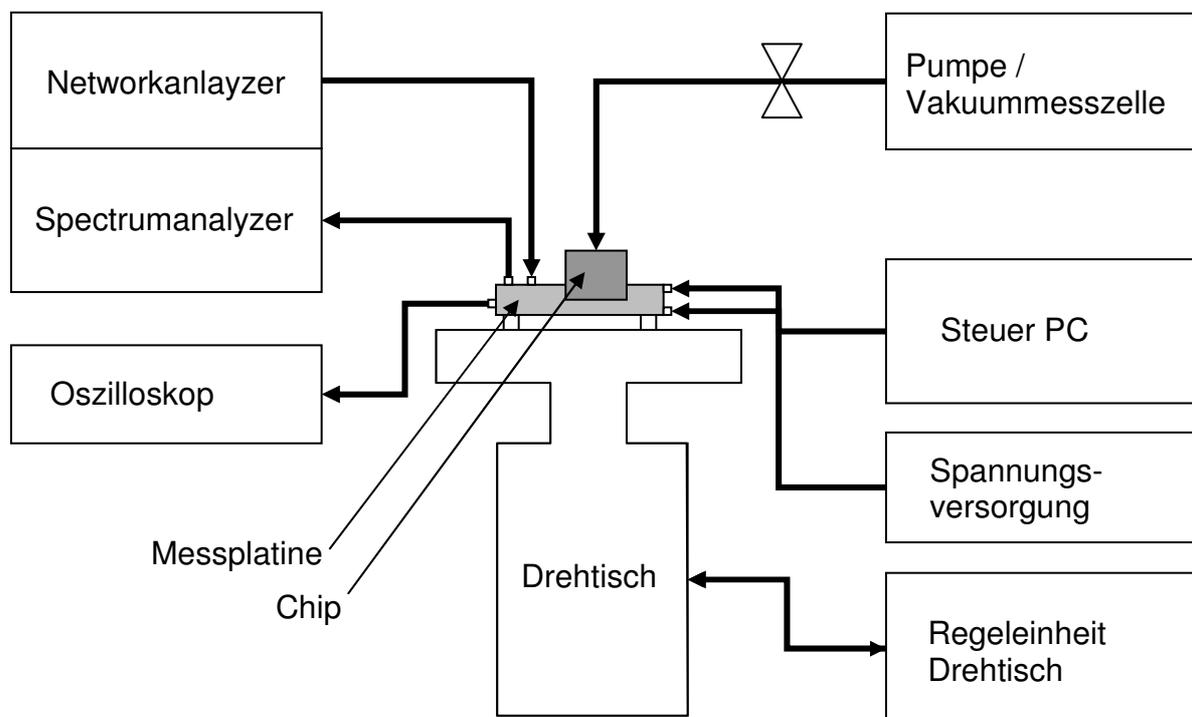


Abbildung 25: Messaufbau zur Charakterisierung des Sensorelements

4.4 Charakterisierung des Sensorelements

Nach Fertigstellung der Sensorchips wurde mit obigem Aufbau (Abbildung 25) begonnen, die Sensorelemente zu charakterisieren.

Vor Inbetriebnahme wurde der Arbeitsdruck mittels einer Vakuumpumpe, Ventil und Vakuummesszelle eingestellt. Theoretische Rechnungen zeigen, dass die Empfindlichkeit des Sensorelements desto größer wird, je kleiner der Arbeitsdruck ist. Bei Serienprodukten ist man jedoch durch die Verkappungstechnologie mit Sealglasbonden auf einen Arbeitsdruck von 3 mbar beschränkt [23]. Deshalb wird auch dieser Demonstrator, um vergleichbar zu bleiben, bei einem Arbeitsdruck von 3 mbar charakterisiert.

Bei hybrid aufgebauten Drehratensensoren werden in der Regel erst beide Elemente, der Sensorchip und der ASIC, für sich getestet, bevor dann die Teile zusammengefügt und elektrisch verbunden werden. Danach wird das komplette Sensorelement nochmals einem Funktionstest unterzogen. Erst bei diesem Test kann ein Empfindlichkeitsabgleich durchgeführt werden. Bei einem monolithisch integrierten Element könnte auf die Vortests verzichtet und das Element direkt einer Funktionsprüfung auf dem Drehtisch ausgesetzt werden. Für eine Interpretation der Ergebnisse ist es jedoch nötig, schrittweise vorzugehen.

Im Folgenden wird zuerst die vollständige Funktion der mechanischen Struktur getestet und analysiert. Anschließend werden die einzelnen elektrischen Regelschleifen in Detektion und Antrieb verifiziert, bevor schließlich der Chip einer Drehrate ausgesetzt und diese gemessen wird. Abschließend, nachdem sichergestellt ist, dass der Chip voll funktional ist, wird untersucht, welche Faktoren sich einschränkend auf die Performance auswirken.

4.4.1 Übertragungsfunktionen Antriebs- und Detektionsschwinger

Zur Aufnahme der Übertragungsfunktion des Antriebsschwingers wurde der Netzwerkanalysator an den Aufbau angeschlossen und der Sensorchip derart programmiert, dass das sinusförmige Ausgangssignal des Netzwerkanalysators direkt an die Antriebselektroden des Antriebsschwingers angreifen kann. Die analogen Ausgangssignale der Antriebs-C/U-Wandler wurden als Vergleichssignal zur Netzwerkanalyse verwendet. Anschließend wurde der Chip umprogrammiert, um mit selbigem Aufbau die Übertragungsfunktion des Detektionsschwingers aufnehmen zu können. Bei der Analyse des Detektionsschwingers wurde die Anregung über die Testelektroden realisiert. Wieder lieferten die C/U-Wandler das Vergleichssignal. Abbildung 26 zeigt die gemessenen Übertragungsfunktionen im interessanten Frequenzbereich von 10 bis 20 kHz.

Ein wichtiger Anhaltspunkt sind die Güten Q der Resonatoren. Diese lassen sich mit Hilfe der Formel $Q = f_{res} / 2 \cdot \Delta f_{-3dB}$ aus den Übertragungsfunktionen

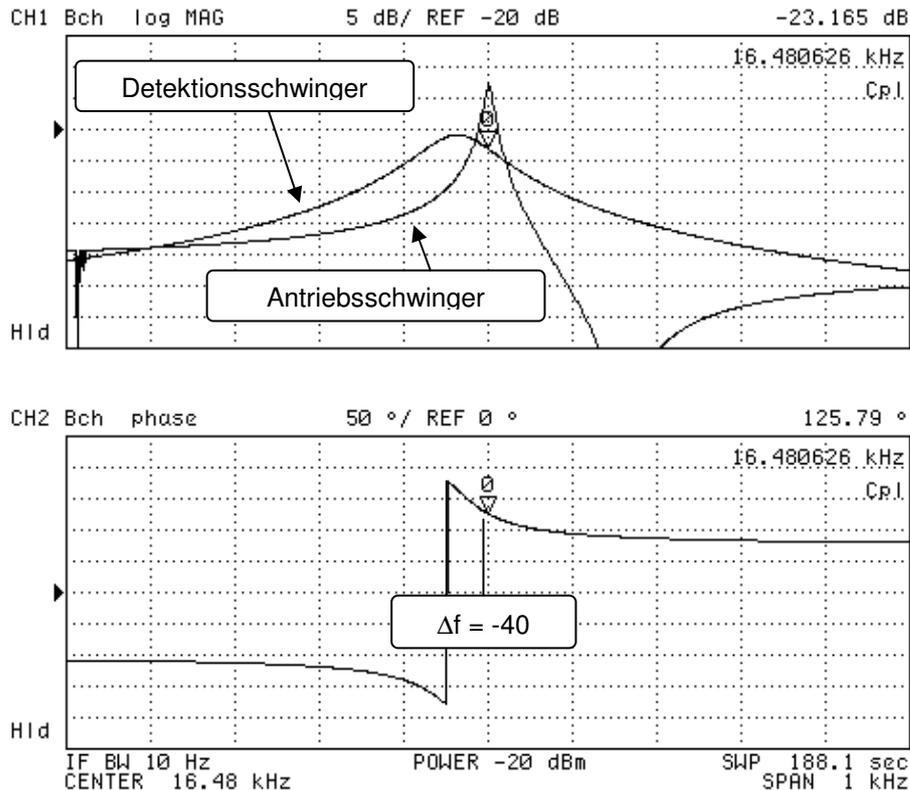


Abbildung 26: Oben: Übertragungsfunktionen Antriebs- und Detektionsschwinger bei 3 mbar Arbeitsdruck. Unten: Phasengang des Detektionssignals. Detektionssignal ist um 40 ° Phasenverschoben zum Antriebsignal

bestimmen. Aus Abbildung 26 erhält man für die Antriebsstruktur $Q=2700$ und für die Detektion $Q=390$. Werte dieser Größenordnung sind vergleichbar den Güten gängiger Siliziumstrukturen und bestätigen, dass SiGe als Funktionsschicht eine ähnlich geringe intrinsische Dämpfung wie Silizium aufweist [83]. Die noch vorhandene Dämpfung der Strukturen wird durch die restlichen Luftmoleküle dominiert.

Eine weitere wichtige Größe sind die Resonanzfrequenzen der Resonatoren. Im gegebenen Chip liegt der Antriebsschwinger bei 16,480 kHz und der Detektionsschwinger bei 16,440 kHz. Durch die Eigenschaft des PLL, der das ganze System auf die Antriebsresonanzfrequenz ausrichtet, ist der Absolutwert der Resonanzfrequenzen weniger relevant. Für einen vollresonanten elektrischen Abgleich der Schwinger ist es jedoch erforderlich, dass die Detektionsresonanz höherfrequent liegt als die Antriebsresonanz. Nur in der Detektion gibt es die Möglichkeit die Resonanzfrequenz elektrisch zu verschieben, bedingt durch den Kraft-Spannungszusammenhang $F \sim U^2$, aber nur zu einem niedrigeren Wert hin. Bei den untersuchten Chips ist die Detektionsresonanzfrequenz nicht höher als die Antriebsresonanz. Die Ursache liegt darin, dass der zyklische Trench-Strukturierungsprozess bei einer Silizium-Germanium-Funktionsschicht leicht anders reagiert als bei einer Siliziumfunktionsschicht. Bilden sich durch den Trenchprozess bedingt die Stegbreiten real breiter ab als über die Simulationen

erwartet, spricht man von einem Kantenverlust. Dieser, im gegebenen Fall weniger ausgeprägte Kantenverlust, führt hier zu breiteren und somit steiferen U-Federn. Die erhöhte Steifigkeit wirkt sich auf den Antrieb stärker aus als auf die Detektion. Dadurch kommt es zu einem Vorzeichenwechsel von $(f_{res_{Antrieb}} - f_{res_{Detektion}})$. Die im Vergleich zum simulierten Zielwert von ~ 15 kHz etwas höheren Resonanzfrequenzen deuten ebenfalls auf verbreiterte Stegbreiten hin.

Ehe die Konsequenzen des verdrehten Frequenzsplittings weiter betrachtet werden, soll zunächst noch der Detektionskreis isoliert untersucht werden. Der Regelkreis für den vollresonanten Abgleich kann nun nicht mehr funktionieren, es ist aber dennoch möglich die Resonanzfrequenz durch eine manuelle Erhöhung³ der Gleichspannung an den Testelektroden zu verändern. Dieses Verhalten ist in Abbildung 27 für Offsetspannungen von 3 V, 6 V und 9 V zu sehen. Die mechanische Struktur verhält sich wie erwartet. Die effektive Federsteifigkeit des Detektionsschwingers lässt sich einstellen.

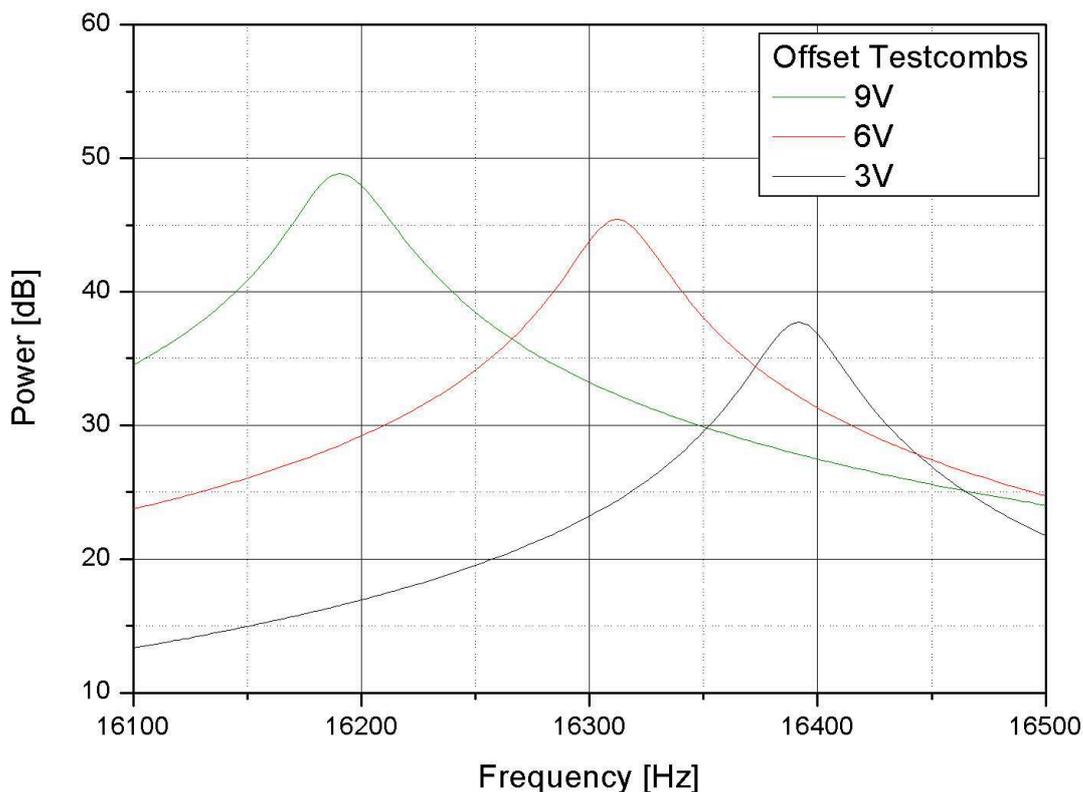


Abbildung 27: Veränderung der Resonanzfrequenz in der Detektion durch Erhöhung der Offsetspannung an den Testelektroden.

³ Das Anregungssignal des Netzwerkanalysators ist sinusförmig. Um überhaupt eine Anregung erzielen zu können, muss dieses Signal immer mit einer Offsetspannung versehen werden (siehe Kapitel 2.2.3). Die effektive Federsteifigkeit verändert sich mit der angelegten Offsetspannung.

Neben der Regelschleife für den vollresonanten Abgleich, gibt es in der Detektion eine zweite Regelschleife, die ebenfalls die Testelektroden nutzt um Einfluss auf die Übertragungsfunktion zu nehmen. Durch 180° phasenverschobene Rückkopplung wird die Detektionsschwingung elektrisch gedämpft. Dieses Verhalten lässt sich durch aufzeichnen der Übertragungsfunktionen des offenen und geschlossenen Detektionskreises überprüfen. Hierzu wird der Detektionsschwinger mit einem externen, vom Netzwerkanalysator kommenden Signal, zu Schwingungen angeregt. Der Netzwerkanalysator vergleicht dann sein Ausgangssignal mit dem C/U gewandelten Detektionssignal. Abbildung 28 zeigt den Unterschied zwischen einer „offenen“, nur luftgedämpften, Schwingung und einer rückgekoppelten, zusätzlich elektrisch gedämpften, Schwingung. Wie bei allen Dämpfungsarten verschiebt sich auch hier die Resonanzfrequenz hin zu niedrigeren Werten. Entscheidender ist jedoch, dass die Resonanzüberhöhung jetzt wesentlich weniger ausgeprägt ist und die Güte, jetzt als effektive Güte bezeichnet, auf einen Wert von 23 abnimmt. Die nutzbare Bandbreite der Detektion vergrößert sich um ein Vielfaches.

Zusammenfassend ist zu sagen, dass die mechanischen Strukturen im Antrieb und in der Detektion, jede für sich, arbeiten wie erhofft, und dass die monolithisch integrierte C/U-Wandlung funktioniert und keine zusätzliche

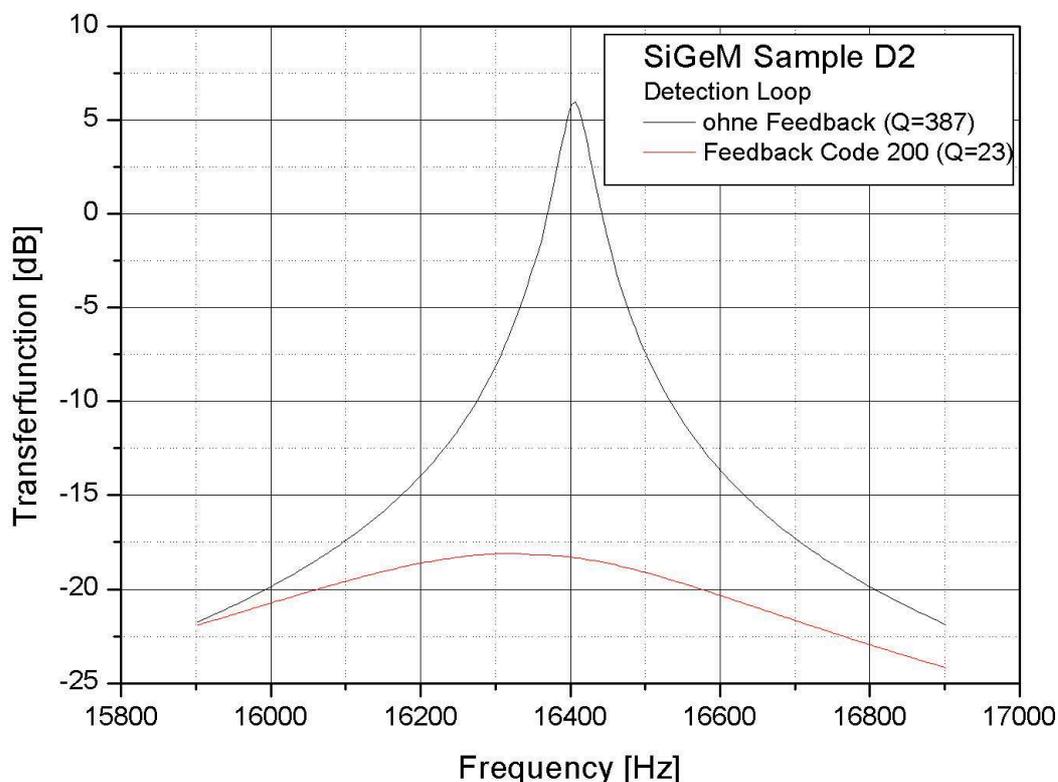


Abbildung 28: Vergleich Detektionsschwinger luftgedämpft und Detektionsschwinger zusätzlich elektrisch gedämpft. Elektrische Dämpfung wird über Rückkopplung (Feedback) des Ausgangssignals erreicht.

Phasenverschiebung in das System einbringt. Lediglich das Frequenzsplitting ist nicht ausgefallen wie geplant. Ein vollresonanter Abgleich ist bei diesen Elementen nicht möglich. Dennoch wird es interessant sein, die Sensorfunktion sowie das Zusammenspiel von Antrieb und Detektion genauer zu analysieren.

4.4.2 Ausgangssignal Sensorelement

Nach Analyse der Übertragungsfunktionen wurde der Chip umprogrammiert. Der interne Antrieb, einschließlich des Phase-Locked-Loop und der Anlaufschaltung, wurden zugeschaltet. Dies bedeutet, dass kein externes Antriebssignal mehr anliegt. Die Bewegung des Antriebs kann aber nach wie vor über die C/U-Wandler in der Antriebsdetection aufgezeichnet werden. Abbildung 29 zeigt das Antriebssignal generiert durch den Antriebsregelkreis. Es handelt sich um ein durch 9 Punkte approximiertes Quadratwurzelsignal eines Sinus mit einer Amplitude von 13 V. Die durch dieses Antriebssignal erregte Bewegung ist in Abbildung 30 im Frequenzbereich zu sehen. Aufgenommen wurde das Signal an den C/U-Wandlern der Antriebsdetection mit Hilfe eines Spektrumanalysators. Zu sehen ist die Grundschiwingung bei 16480 Hz und weitere harmonische Schwingungen bei Vielfachen der Grundschiwingung. Die Ursache der harmonischen Schwingungen liegt

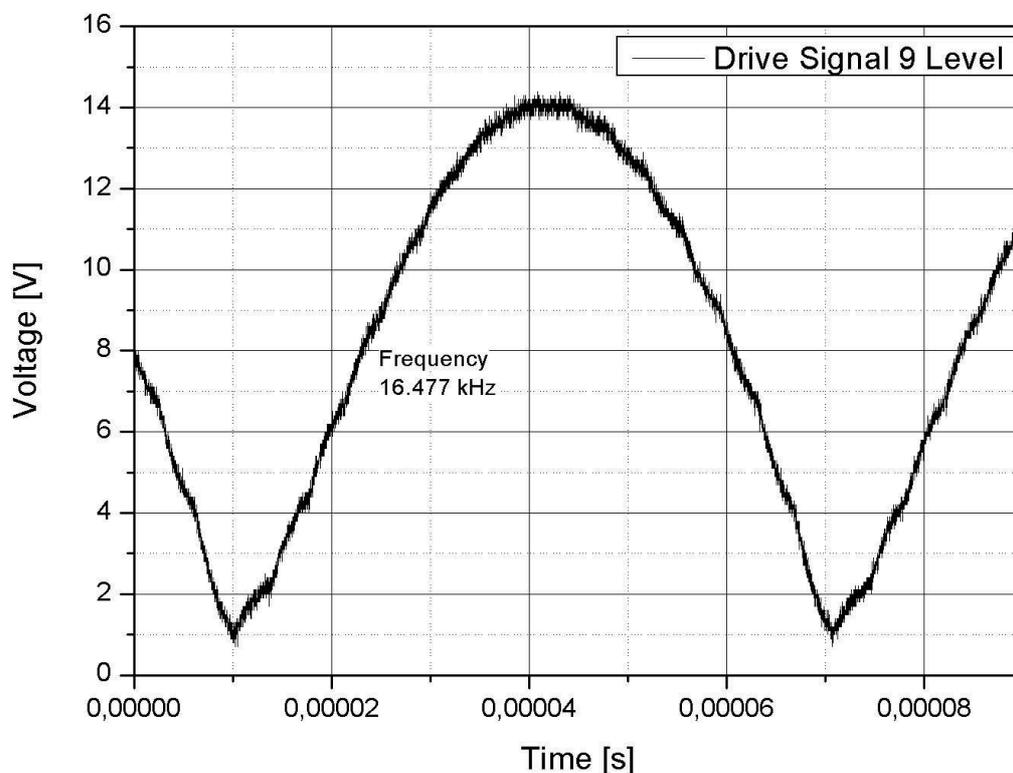


Abbildung 29: On-Chip, durch PLL und Antriebsregelkreis, generiertes Antriebssignal. Die Form entspricht der Quadratwurzel eines Sinus, erzeugt durch einen eigens für diese Signalfom entworfenen 9 stufigen D/A-Wandler.

hauptsächlich darin, dass das Quadratwurzel-Signal nur linear approximiert wiedergegeben werden kann. Durch die Approximierung kommen nichtlineare Antriebskräfte zum Tragen und es entstehen harmonische Oberschwingungen. Die Oberschwingungen werden aufgrund der hohen Güte des Antriebschwingers jedoch stark gedämpft.

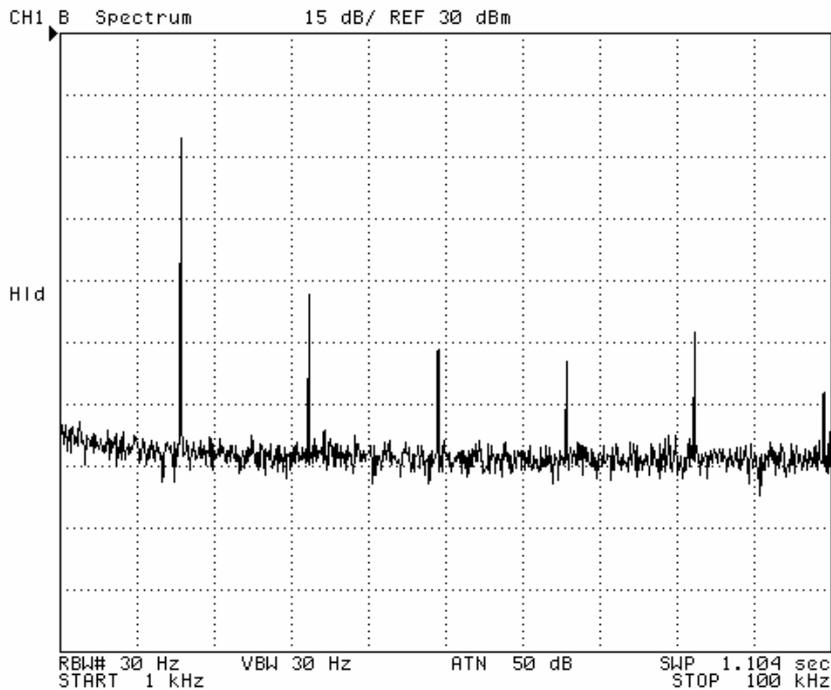


Abbildung 30: Frequenzspektrum der Antriebsbewegung. Grundschiwingung bei 16,48 kHz und Oberschwingungen bei vielfachen dieser Frequenz.

Nachdem verifiziert wurde, dass das Sensorelement nach dem Einschalten selbständig mit der Resonanzfrequenz zu schwingen beginnt, kann das Element einer Drehrate ausgesetzt werden. Das Sensorausgangssignal soll innerhalb der gewünschten Bandbreite von 50 Hz möglichst exakt, mit konstanter Empfindlichkeit, den Verlauf der Drehrate wiedergeben.

Bei einem ersten Versuch wurde die Auswerteplatine inklusive Chip zusammen mit einem kommerziellen hochauflösenden Drehratensensor mechanisch verbunden und einer willkürlichen Drehrate ausgesetzt (die Sensoren wurden von Hand bewegt). Beide Sensorausgangssignale wurden mit Hilfe eines Oszilloskops aufgezeichnet. Anschließend wurde, um eine Überlagerung der Signale zu ermöglichen, das gespeicherte Ausgangssignal des Back-End integrierten Chips offset- und empfindlichkeitskorrigiert. Die korrigierten Signale sind in Abbildung 31 dargestellt. Man erkennt sofort die große Übereinstimmung beider Kurven. Hieraus lässt sich schließen, dass der Chip korrekt funktioniert. Der missglückte Frequenzsplitt zwischen Antrieb und

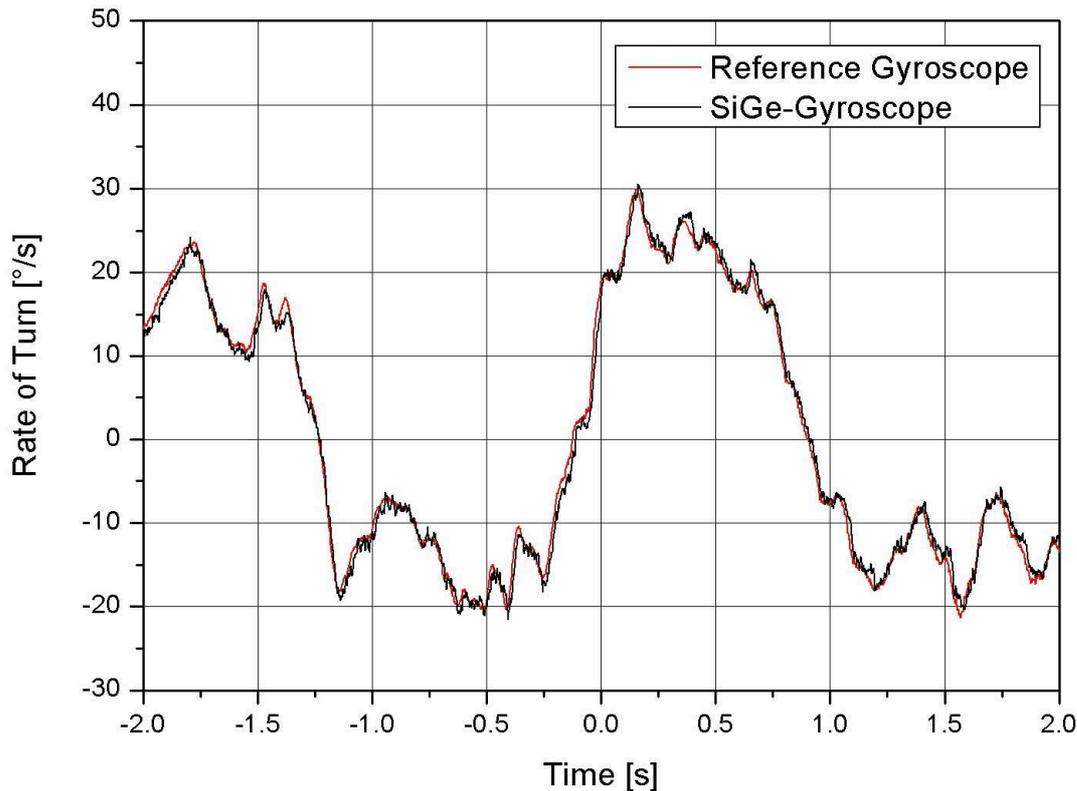


Abbildung 31: Vergleich der Ausgangssignale von Back-End integriertem SiGe-Drehratensensor und Referenz Drehratensensor. Die Sensoren wurden mechanisch gegeneinander fixiert und einer willkürlichen Drehung ausgesetzt. (Messsignale des SiGe-Demonstrators sind für die Darstellung offset- und empfindlichkeitskorrigiert).

Detektion wirkt sich lediglich in einer Nullpunktverschiebung (Signaloffset) und in der Empfindlichkeit aus. Diesen Zusammenhang bestätigen die in Kapitel 2.1.3 abgeleiteten Gleichungen (2) und (3). Hieraus lässt sich ablesen, dass durch die Phasenbeziehung ungleich 90° die Quadratursignale nicht vollständig unterdrückt werden und somit, zumindest während eines Betriebszyklus, für einen konstanten Offset verantwortlich sind. Drehratensignale hingegen werden mit einem Faktor $\cos(\Delta f)$ abgeschwächt demoduliert. Dadurch kommt es zu einem Verlust von Auflösungsgenauigkeit. Betrachtet man Abbildung 31 genauer, erkennt man die höhere Bandbreite des Back-End integrierten Sensors. Bei diesem Sensor wird das Ausgangssignal nur soweit tiefpassgefiltert, dass Anteile im Bereich der Antriebsschwingung ausgefiltert werden ($f_{3dB} \sim 10 \text{ kHz}$). Der Referenzsensor hingegen besitzt einen zusätzlich 50 Hz Tiefpassfilter am Signalausgang. Beide Sensoren sind bei den hier unkontrolliert aufgezwungenen Drehungen weit von ihrer Auflösungsgrenze entfernt.

Für genauere Untersuchungen des Sensorausgangssignals wird der oben erwähnte Drehtisch benötigt. Nur bei einem sich zyklisch wiederholenden Drehratensignal sind Aussagen zur Bandbreite und zur Auflösungsgrenze bzw. zum Signal zu Rausch Verhältnis sinnvoll und möglich. Der Drehtisch ist in der Lage mit definierter Frequenz und Amplitude oszillierend zu rotieren. Über die Steuerelektronik kann die Amplitude der Rotation direkt in Grad pro Sekunde

eingetragen werden. Somit lässt sich auch auf eine Auflösungsgrenze in Grad pro Sekunde rückschließen.

Abbildung 32 zeigt die Ausgangssignale einer Drehtischmessung im Zeitbereich. Aufgezeichnet wurde eine mit 20 Hz oszillierende Rotation des Drehtisches, einmal mit einer Amplitude von 10 °/s und einmal mit 20 °/s. Bei beiden Messungen wurde nur der Wechselspannungsanteil des Signals betrachtet, die Nullpunktverschiebung somit ausgeblendet. Es lässt sich eine Empfindlichkeit von 45 mV/°/s ablesen. Die Empfindlichkeit selber hängt jedoch von mehreren Faktoren ab und kann sich je nach Betriebsweise ändern. Zu nennen sind hier vor allem die Amplitude der Antriebsschwingung und die Verstärkungsfaktoren der C/U-Wandler, wobei Erstere Einfluss auf die Auflösungsgrenze hat (siehe Gleichung (4) Kapitel 2.1.5) und maximal gewählt werden sollte. Die Anschläge der Antriebstrukturen sind 12 µm von den beweglichen Strukturen entfernt. Dieser Raum lässt sich für die Schwingung jedoch nicht komplett nutzen. Für einen, auch in der Bewegung des Chips, stabilen Betrieb musste ein Zielwert der Antriebsamplitude von ca. 10 µm gewählt werden⁴. Die für die Empfindlichkeit mitverantwortlichen

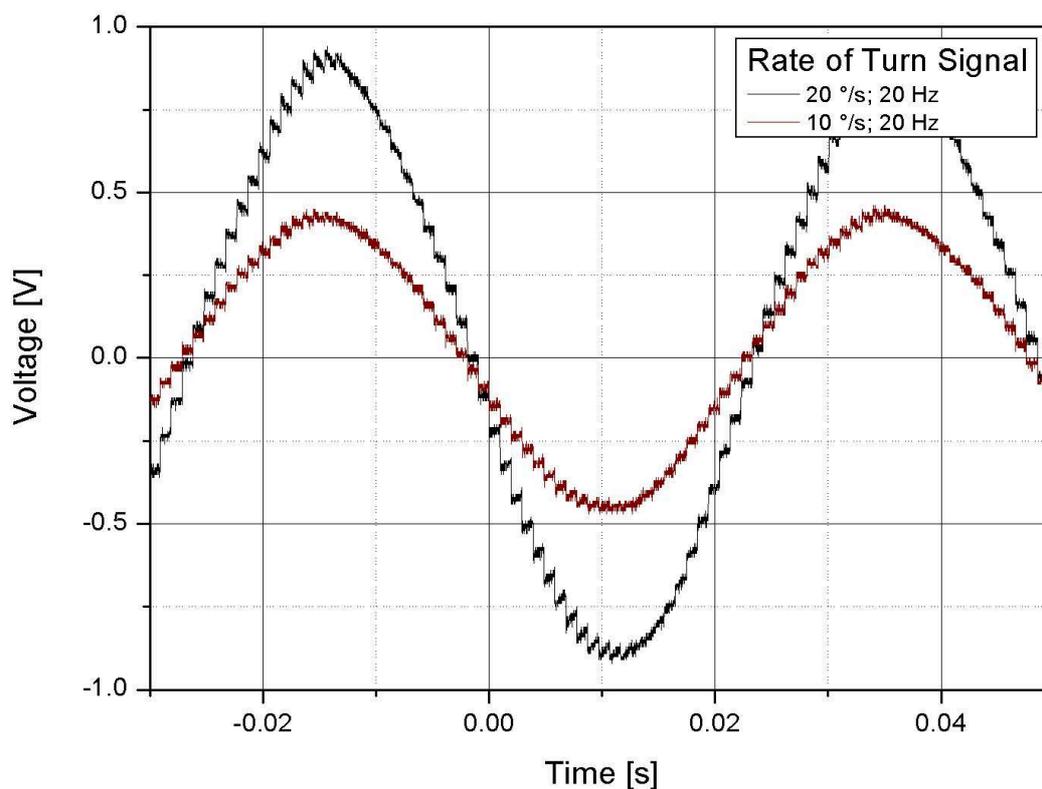


Abbildung 32: Sensorausgangssignal bei oszillierender Drehrate im Zeitbereich. (Back-End integrierter Sensor)

⁴ Bei einer Spannungsamplitude des Antriebssignals von 15,4 V kollidiert die Antriebsstruktur des ruhenden Chips mit den Anschlägen. Die Amplitude beträgt bei diesem Wert demnach 12 µm. Erst bei einer Anregungsamplitude von knapp unter 13 V war ein stabiler Betrieb des Sensorelements möglich

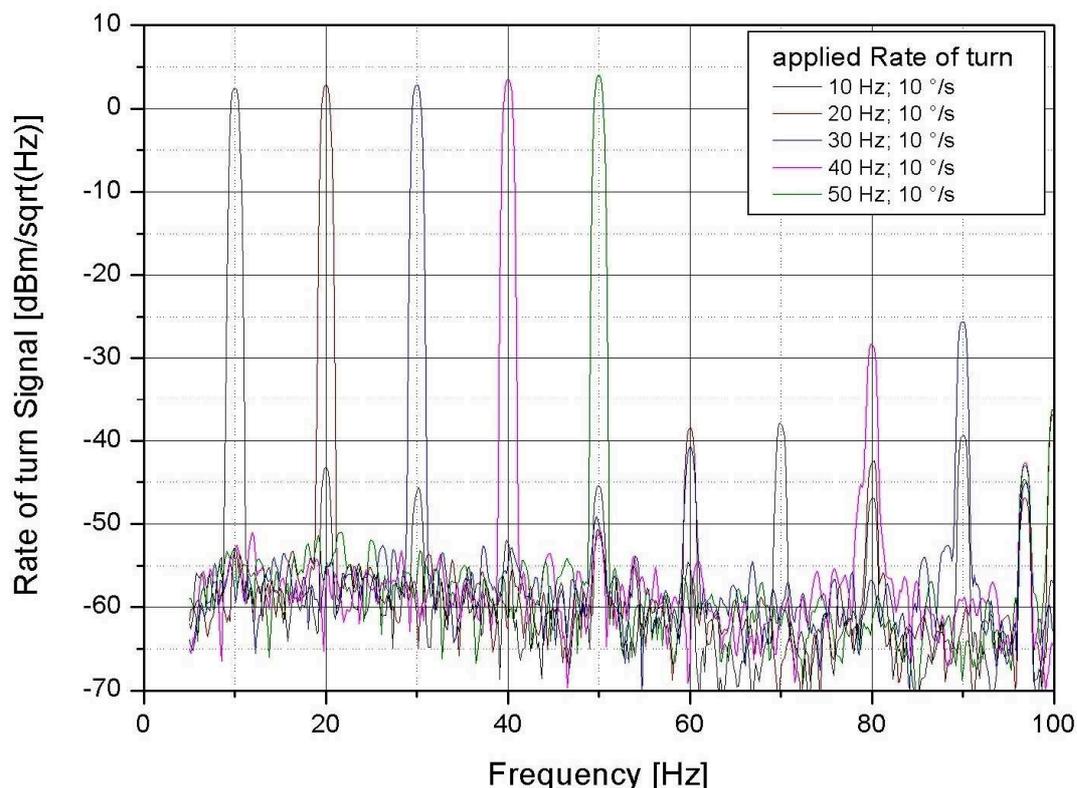


Abbildung 33: Sensorausgangssignal bei oszillierender Drehrate im Frequenzbereich.

Verstärkungsfaktoren vergrößern lediglich die numerischen Werte⁵ und können je nach Aussteuerung nachfolgender Schaltungsblöcke und Messgeräte angepasst werden.

Das Signal aus Abbildung 32 mit einer Frequenz von 20 Hz und 10 °/s Amplitude ist ebenfalls in Abbildung 33 zu sehen (zweiter Peak von links). Hier allerdings aufgenommen im Frequenzbereich mit einem Spektrumanalysator. Der Wert von 3 dBm absolut entspricht bei 50 Ohm $320 \text{ mV}_{\text{rms}}$. Umgerechnet in einen Amplitudenwert ergibt sich daraus 448 mV. Dasselbe ist auch in Abbildung 32 für die Amplitude abzulesen. Gleichzeitig sind weitere Messungen selber Rotationsamplitude jedoch mit Frequenzen von 10 Hz bis 50 Hz abgebildet. Die Messungen zeigen, dass das Element in der Lage ist, eine Bandbreite von mindestens 50 Hz abzudecken. Zusätzlich lässt sich aus diesen Messungen die Auflösungsgrenze des Sensorelements bestimmen. 60 dB Abstand zwischen Rauschteppich und Signal entsprechen einem Faktor 1000. 10 °/s geteilt durch diesen Faktor ergeben eine Auflösungsgrenze von $0,01 \text{ }^\circ/\text{s}/\sqrt{\text{Hz}}$. Dies wiederum entspricht einer Auflösung von 0,07 °/s bei einer Bandbreite von 50 Hz. Verglichen mit hoch auflösenden, in Serie gefertigten ESP Drehratensensoren, die in etwa bei einer Auflösung von 0,035 °/s liegen [84], ist dies ein ausgezeichnetes Ergebnis, wenn bei diesem Vergleich berücksichtigt wird, dass das Element nicht vollresonant abgeglichen ist. Nach Gleichung (2) geht durch die Demodulation außerhalb Phase ein Faktor von $\cos(\Delta\omega)$

⁵ Rauschsignal und Bewegungssignal werden mit gleichem Faktor verstärkt

Signalstärke verloren. Mit Hilfe von Abbildung 26 lässt sich dieser zu $\cos(180^\circ-126^\circ) = 0,57$ berechnen. Dies bedeutet, dass allein durch eine Anpassung der Federkonstanten in Antrieb und Detektion eine Auflösung von 0,04 %/s bei 50 Hz Bandbreite möglich sein sollte.

Um dies zu verifizieren sind Messungen innerhalb des Signalpfads nötig. Die für diesen Demonstrator entworfene Auswerteschaltung bietet diese Möglichkeiten. Abbildung 34 zeigt Signale analog abgegriffen direkt nach der C/U-Wandler Stufe in der Detektion. Die an den Chip angreifende Drehung entspricht den Signalen von Abbildung 32. Gezeigt ist das Rohsignal der Detektion vor Demodulation mit dem Antriebssignal.

Bei 16480 Hz ist der Quadraturpeak zu sehen. Diese Bewegung koppelt aufgrund imperfekter Geometrien direkt von der Antriebsbewegung auf die Detektionsbewegung über ($F_{Quad} \sim x$). Im Gegensatz zu den Bewegungen verursacht durch die Corioliskraft ($F_{Cor} \sim v$) sollte dieses Signal keine Phasenverschiebung zum Antriebssignal aufweisen und bei der Demodulation des Ausgangssignals komplett unterdrückt werden. Im gegebenen Fall, ohne den vollresonanten Abgleich, resultiert dieses Quadratursignal als Offset im Ausgangssignal. Wichtig ist, dass sich die Höhe des Quadraturpeaks nicht mit der Rotation oder Bewegung des Chips ändert. Im gegebenen Fall entspricht die Quadratur einem Drehratensignal mit 160 %/s Stärke. Circa 81% verschwinden nach Demodulation ($\sin(180^\circ-126^\circ)$). Es bleibt am Sensorausgang ein Offset von 30 %/s.

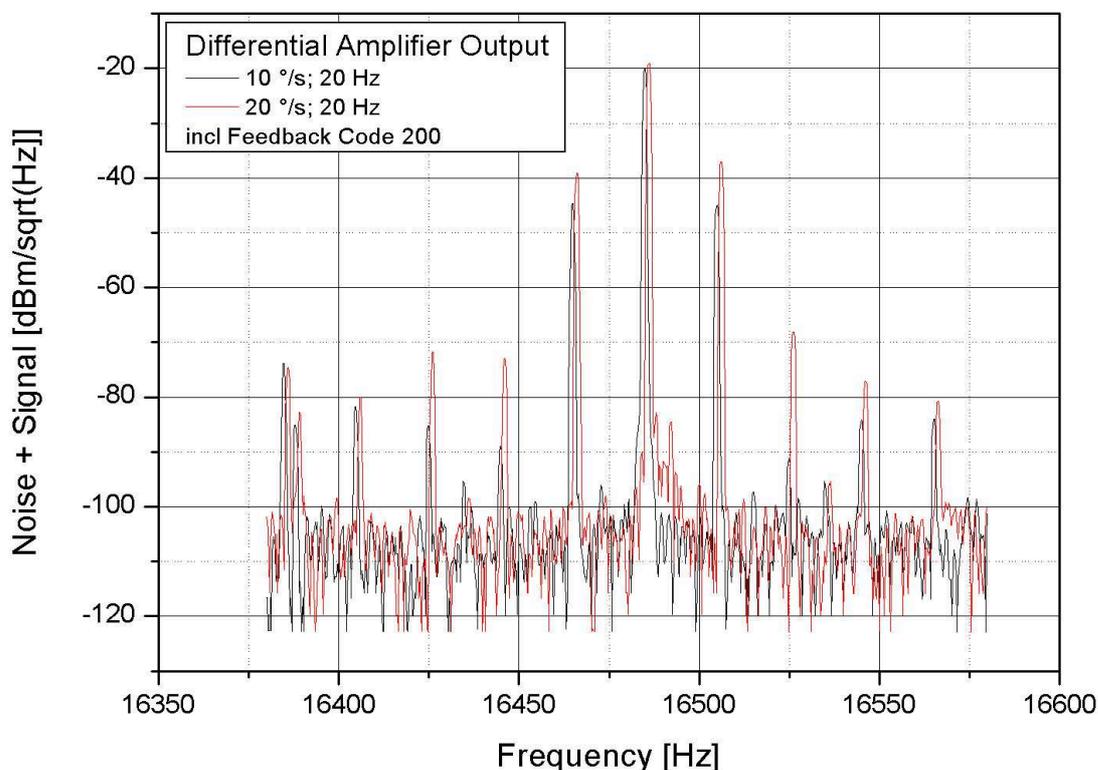


Abbildung 34: Signal von Drehtischmessungen aufgenommen direkt am C/U-Wandler der Detektion im Frequenzbereich.

Interessanter sind die Peaks 20 Hz links und 20 Hz rechts des Quadraturpeaks. Diese spiegeln die Oszillation der Drehrate und deren Amplitude wieder. In diesem Stadium der Signalprozessierung aufmoduliert auf die Antriebsschwingung (siehe Kapitel 2.1.3) und zu sehen bei 16460 und 16500 Hz. Ebenfalls zu sehen ist, dass der Drehtisch keine exakt sinusförmige Schwingung ausführt. Hieraus entstehen die harmonischen Schwingungen mit Abständen von 20 Hz zur Grundschwingung. Wie bei den Messungen am Sensorausgang lässt sich auch hier das Signal zu Rausch Verhältnis bestimmen. Für das Signal mit $10 \text{ }^\circ/\text{s}$ lässt sich ein SNR von 66 dB ablesen – 6 dB (Faktor 2) mehr als am Sensorausgang. Dies entspricht in etwa dem Faktor 0,57, welcher theoretisch durch die Phasenverschiebung zwischen Antrieb und Detektion vorhergesagt wurde. Hiermit wurde nochmals messtechnisch untermauert, dass eine minimale Auflösung von $0,005 \text{ }^\circ/\text{s}/\sqrt{\text{Hz}}$ mit diesem Sensorelement möglich wäre.

Auch bei guter Empfindlichkeit und Auflösung ist es wichtig zu wissen, wo die begrenzenden Faktoren der Auflösung liegen. Im nächsten Unterkapitel wird hierzu der Rauschteppich genauer analysiert.

4.4.3 Rauschanalyse

Die gute Übereinstimmung von theoretischem und gemessenem Signalverlust durch Demodulation und das SNR von $> 75 \text{ dB}$ bei der C/U-Wandlung der Antriebsschwingung (abgelesen aus Abbildung 30) zeigen, dass die Auflösungsgrenze wesentlich durch den Detektionskreis bestimmt wird.

Wie in Kapitel 2.1.5 beschrieben ist die physikalische Auflösungsgrenze durch das Brownsche Rauschen gegeben. Theoretisch lässt sich diese Grenze mit folgender Formel berechnen:

$$\frac{\hat{\Omega}}{\sqrt{\Delta f}} = \sqrt{\frac{k_b T \cdot \omega_y}{\hat{x}^2 \cdot \omega_x^2 \cdot M_y \cdot Q_y}} = 0.0036 \text{ }^\circ/\text{s}/\sqrt{\text{Hz}}$$

$$(T = 293 \text{ K}; \omega_x = 16480 \text{ Hz}; \omega_y = 16440 \text{ Hz}; \hat{x} = 10 \text{ } \mu\text{m}; M_y = 10 \text{ nKg}; Q_y = 390)$$

Dieser berechnete Wert von $0,0036 \text{ }^\circ/\text{s}/\sqrt{\text{Hz}}$ liegt nochmals deutlich unter der gemessenen Auflösungsgrenze von $0,005 \text{ }^\circ/\text{s}/\sqrt{\text{Hz}}$. Ist die theoretische Abschätzung richtig, bedeutet dies, dass im Detektionsregelkreis ein nicht zu vernachlässigender Rauschanteil eingebracht wird. Folgt man weiter der Annahme, dass die ersten Stufen der C/U-Wandler immer den höchsten Rauschanteil liefern, würde diese Schlussfolgerung die Annahmen in Frage stellen, welche zu Beginn dieser Arbeit getroffen wurden. Dort wurde das Konzept der monolithischen Integration von Sensor und ASIC damit begründet, dass aufgrund wesentlich reduzierter Parasiten, eine im Basisband stattfindende

zeitkontinuierliche C/U-Wandlung möglich wird. Mit Hilfe dieser zeitkontinuierlichen C/U-Wandlung sollte ein System erstellt werden, dessen Auflösung durch das Brownsche Rauschen bestimmt wird.

Analysieren lässt sich das Rauschen der C/U-Wandler am einfachsten, wenn nur der Detektionskreis betrachtet wird. Hierzu wurde die Auswerteplatine vom Drehtisch genommen und die Antriebsschwingung wieder abgeschaltet. Von extern sollte kein Signal an den Detektionsschwinger angreifen. Lediglich die konstante Offsetspannung an den Testelektroden muss, um den Regelkreis betreiben zu können, bestehen bleiben. Abbildung 35 zeigt Spektrumanalysen des „ruhenden“ Detektionsschwingers. Gemessen am offenen Regelkreis und am geschlossenen, elektrisch gedämpften, Regelkreis. Wobei offener Regelkreis in diesem Fall bedeutet, dass eine konstante Null am D/A-Wandler der Rückkopplung anliegt und somit keine Spannungsänderung ausgegeben wird. Zumindest bei der Messung am offenen Regelkreis ist zu erkennen, dass der Schwinger nicht ruht, eine deutliche Überhöhung, ähnlich dem Verlauf der Übertragungsfunktion ist zu sehen. Die Detektion wird auf irgendeine Art und Weise auf allen Frequenzen angeregt (weißes Rauschen) und bewegt sich dann entsprechend ihrer Resonanzüberhöhung. Genau wie die Übertragungsfunktion lässt sich auch dieses Verhalten durch Schließen des Regelkreises dämpfen. Dasselbe Verhalten würde man auch bei thermischer Bewegung des Detektionsschwingers, verursacht durch Brownsches Rauschen, erwarten. Nur

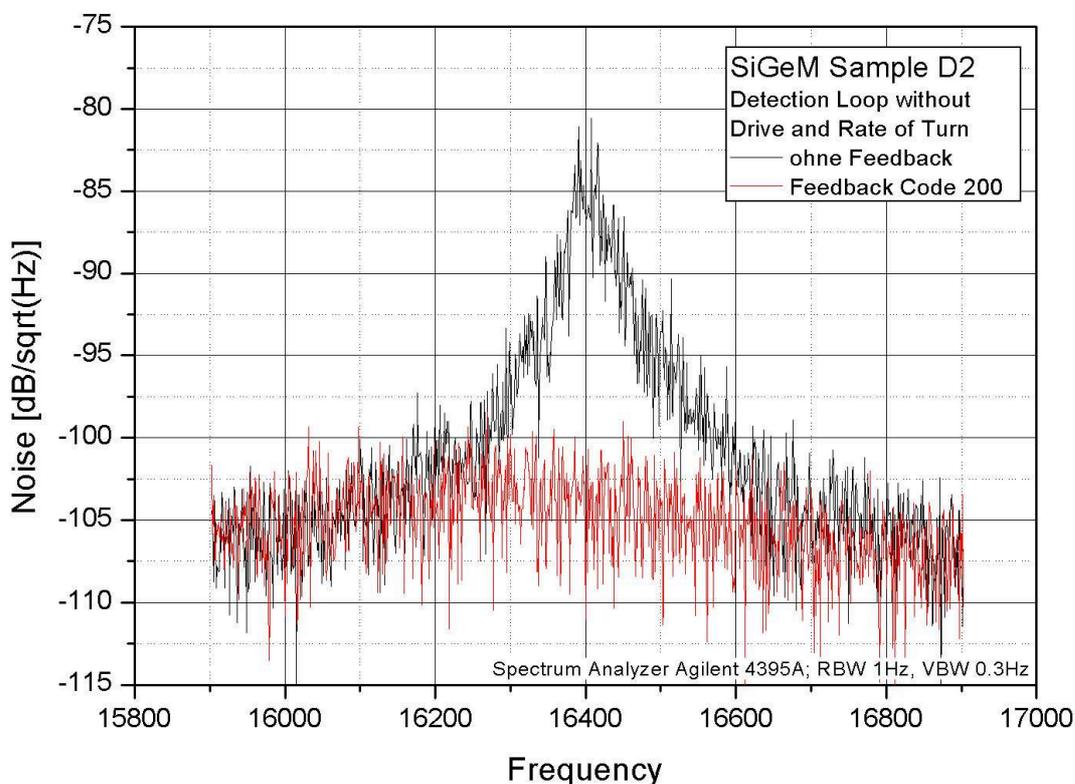


Abbildung 35: Spektralanalyse eines nicht gezielt angeregten Detektionsschwingers (ruhender Sensor). Schwarz: luftgedämpft; Rot: zusätzlich elektrisch gedämpft.

sollte dann die Amplitude kleiner und die Auflösung des Sensorelements, zumindest theoretisch, eine bessere sein.

Das elektrische Rauschen der C/U-Wandler kann als Ursache ausgeschlossen werden. In diesem Frequenzband besitzen die C/U-Wandler weißes Rauschen, eventuell mit leichtem $1/f$ -Anteil (siehe Kapitel 2.3.1). Sicherlich wird dieser Rauschanteil aber nicht in dieser Form resonanzüberhört wiedergegeben.

Angenommen die Kurve ist verursacht durch Brownsches Rauschen, dann würde dies bedeuten, dass das elektrische Rauschen des Detektionskreis um 20 dB niedriger liegt als das mechanische. Die Elektronik wäre viel zu aufwendig ausgelegt und es wäre prinzipiell nicht möglich mit diesem Sensordesign eine Auflösung besser $0,005^\circ/s/\sqrt{\text{Hz}}$ zu erzielen. Dasselbe gilt auch für den geschlossenen Regelkreis. Rufen wir uns Kapitel 2.1.6 in Erinnerung wird klar, dass sich am SNR durch die Rückkopplung nichts ändert. Wird die Bewegung gedämpft, verringern sich Signal und Rauschen gleichermaßen.

Für weitere Analysen wurde der Regelkreis physikalisch geöffnet, indem der Ausgang des D/A-Wandlers mechanisch vom Signalpfad getrennt wurde. Eine elektrische Dämpfung der Bewegung ist mit diesem Chip nicht mehr möglich. Weiterhin möglich ist jedoch eine Veränderung der Offsetspannung an den Testelektroden. Abbildung 36 zeigt das Verhalten der Rauschüberhöhung bei physikalisch geöffnetem Regelkreis und bei Variation der Offsetspannung. Es ist zu erkennen, dass durch Entfernen des D/A-Wandlers die Höhe des Peaks auf

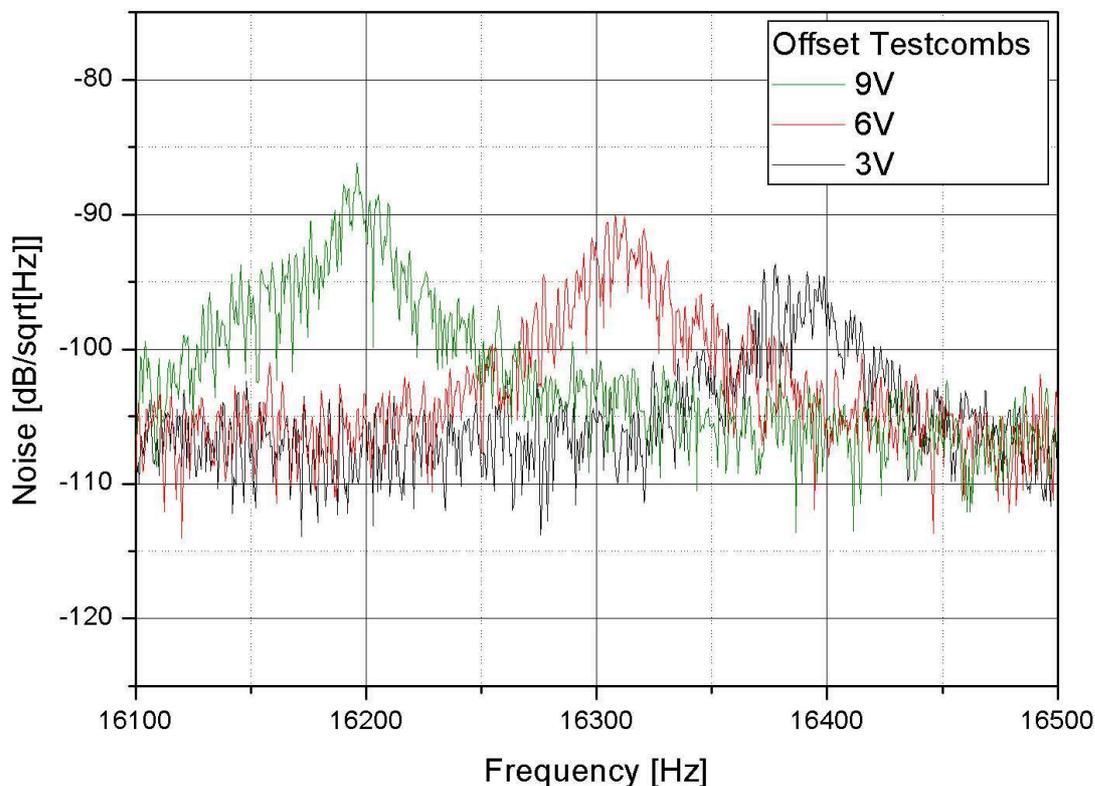


Abbildung 36: Spektralanalyse eines nicht angeregten Detektionsschwingers (ruhender Sensor) mit 3V, 6V und 9V Offsetspannung an den Testelektroden.

ca. 10 dB abnimmt. Damit ist sofort klar, die Rückkopplung ist mitverantwortlich für den Rauschpeak und damit auflösungsbegrenzend im Detektionskreis. Das über den D/A-Wandler rückgekoppelte Signal besitzt nicht nur eine dämpfende sondern auch eine treibende Komponente. Dass die dämpfende Komponente vorhanden ist, zeigt die reduzierte Güte bei eingeschalteter Rückkopplung sowohl bei der Übertragungsfunktion als auch in der Rauschüberhöhung. Die treibende Komponente kann nicht vom Antrieb ausgehen, da dieser abgeschaltet ist. Jedoch ist das Rückkoppelsignal von einem weißen Rauschsignal überlagert. Dieser Anteil ist betragsmäßig so groß, dass er die Detektionsstruktur merklich bewegen kann.

Es stellt sich die Frage, ob die jetzt noch vorhandene Signalüberhöhung dem Brownschen Rauschen geschuldet ist und die C/U-Wandler doch in der Lage sind die thermomechanische Bewegung aufzulösen. Dass sich die Höhe des Peaks mit der Offsetspannung ändert, ist möglich. Schließlich ist die Amplitude des Brownschen Rauschens frequenzabhängig. Eine einfache Rechnung zeigt jedoch, dass sich das Brownsche Rauschen wesentlich weniger in der Amplitude ändern sollte. Bei einer Änderung der Resonanzfrequenz von 100 Hz nur um 1%:

$$\frac{\bar{y}}{\sqrt{\Delta f}} = \sqrt{\frac{4k_B T Q}{m \omega_0^3}} \Rightarrow \frac{y_1}{y_2} = \sqrt{\frac{\omega_{0_2}^3}{\omega_{0_1}^3}} \approx 1,01$$

Da sich die Höhe des Signals in Abbildung 36 jedoch wesentlich stärker ändert, kann das Brownsche Rauschen wiederum nicht allein ursächlich für das Rauschen sein. Andererseits bedeutet es aber auch, dass das Brownsche Rauschen geringer ausfällt als ursprünglich berechnet und theoretisch, wenn auch nicht mit der vorhandenen Elektronik, eine Auflösung kleiner $0,0036^\circ / s / \sqrt{Hz}$ möglich sein sollte.

Die einzige Ursache für den Peak kann jetzt noch die an den Testelektroden anliegende Offsetspannung sein. Nimmt man für die Offsetspannung eine konstante Spannung mit überlagertem weißem Rauschanteil an und betrachtet, da es sich um ein lineares System handelt in welchem Schwingungen beliebig überlagert werden, vereinfacht für die Analyse nur eine Rauschfrequenz der Form $U_{Vollress} = U_- + \hat{U}_{Rausch} \sin(\omega t)$. Dann kann mit Hilfe des Kraft-Spannungs-Zusammenhang $F \sim U^2$ das Verhalten dargestellt in Abbildung 36 erklärt werden. Es gilt:

$$F \sim U_-^2 + \frac{1}{2} \hat{U}^2 + 2U_- \hat{U} \sin(\omega t) - \frac{1}{2} \hat{U}^2 \cos(2\omega t).$$

Der dritte Term $2U_- \hat{U} \sin(\omega t)$ besitzt als einziger eine Komponente proportional der Offsetspannung U_- und muss daher verantwortlich für den linearen Anstieg der Peakhöhe sein.

Es wurde gezeigt, dass sowohl die Offsetspannung als auch die Rückkoppelspannung einen deutlichen Beitrag zum „Bewegungsrauschen“ liefern. In Abbildung 37 ist dargestellt wie die Signale für die jeweiligen Testelektroden erzeugt werden. Aus dem FPGA kommt ein digitales Signal, welches über einen D/A-Wandler in ein analoges Signal gewandelt wird. Parallel hierzu wird die Offsetspannung, erzeugt über eine Konstantstromquelle, eingespeist. Beide Spannungen werden in einem Addierer überlagert und anschließend nochmals verstärkt ehe sie auf die Testelektroden gelangen.

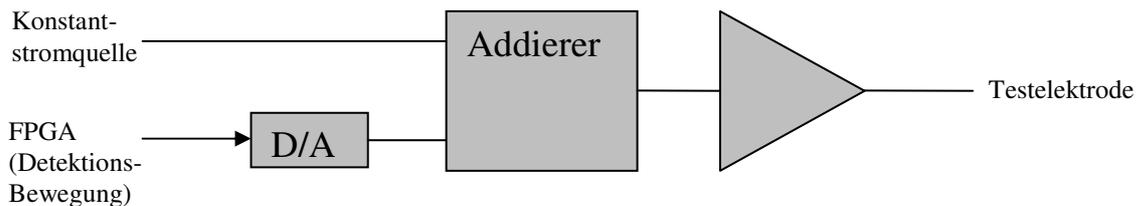


Abbildung 37: Erzeugung und Überlagerung von Rückkoppel- und Offsetspannung

Diese Form des Aufbaus bedingt, dass das Offsetsignal nicht nach dem Addierer tiefpassgefiltert werden kann. Ein Tiefpassfilter würde wesentlich die Rückkoppelspannung unterdrücken, was natürlich nicht gewollt sein kann.

Alle diese Schaltungsblöcke sind extern auf der Auswerteplatine untergebracht und können für das Rauschen verantwortlich sein. Für eine explizite Rauschmessung an diesen Stellen des Signalpfads wäre es nötig, die Auswerteplatine soweit umzubauen, dass ein Zugriff mit geschirmten Messkabeln möglich würde. Dies wurde nicht durchgeführt, um die Funktion des Sensors und die Reproduzierbarkeit durchgeführter Messungen nicht zu gefährden.

Für weitere Untersuchungen wurde ein Chip präpariert, welcher keine elektrische Verbindung mehr zu den Testelektroden besitzt. Die Drahtbondverbindungen, die zu den Testelektroden führen, wurden entfernt. Damit sind die Elektroden „floatend“ und können nicht mehr zur Bewegung des Detektionsschwingers beitragen. Sollte das elektrische Rauschen der C/U-Wandler geringer sein als das Brownsche Rauschen der mechanischen Struktur, sollte man dies an diesem Chip nachweisen können. Nach wie vor liegt eine Spannung zwischen Detektionsschwinger und Messelektrode an. Diese Spannungsdifferenz von 2,5 V wird für die Funktion der C/U-Wandler benötigt. Ohne diese Spannung sind generell keine Messungen möglich (vgl. Kapitel 2.3.1). Im Gegensatz zu den Signalen im Rückkoppelzweig wird diese Spannung jedoch tiefpassgefiltert. Es sollte kein nennenswerter Rauschanteil im interessanten Frequenzbereich vorhanden sein. Es muss erwähnt werden, dass sich dieser Rauschanteil, falls doch messbar wirksam, nie vom Anteil des Brownschen Rauschens trennen lässt [85]. Es kann jedoch versucht werden, über Variation bestimmter Parameter das Verhalten der Messung mit den

Zusammenhängen der Theorie zu vergleichen, um so die Ursache zu bestätigen. Dies wurde mit Hilfe des oben erwähnten Chips bestätigt. Es wurden am Detektionsschwinger sieben Spektrumanalysen bei unterschiedlichen Arbeitsdrücken durchgeführt. Abgesehen von der thermischen Energie des Systems sollte die Detektionsstruktur keiner Anregung ausgesetzt sein. Abbildung 38 zeigt die Messergebnisse. Für jeden Arbeitsdruck wurde mit Hilfe eines Lorentzfits die Güte Q des Systems bestimmt und in Abbildung 38 den jeweiligen Kurven zugewiesen. Bei Bewegungen verursacht durch Brownsches Rauschen ist die maximale Auslenkung proportional der Quadratwurzel der Güte (Kapitel 2.1.5). Diesen Zusammenhang findet man auch in den aus Abbildung 38 bestimmten Größen. Eine Vervierfachung der Güte entspricht einer Verdopplung der Amplitude.

Damit wurde gezeigt, dass es bis kleiner 7 mbar Arbeitsdruck möglich ist, mit den verwendeten monolithisch integrierten C/U-Wandlern das Brownsche Rauschen aufzulösen. Die physikalische Auflösungsgrenze für Sensorstrukturen dieser Art wurde erreicht.

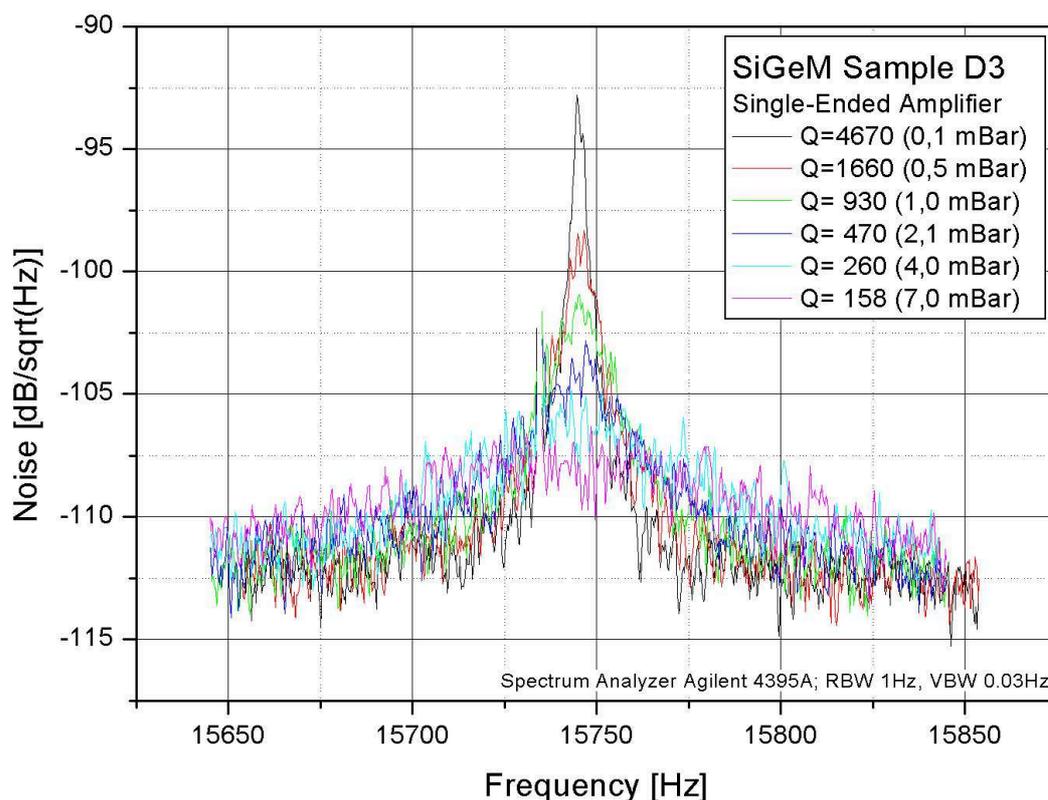


Abbildung 38: Spektrumanalysen eines Detektionsschwingers ohne äußere Beeinflussung bei unterschiedlichen Arbeitsdrücken. Die Anregung findet alleine über die in der Struktur gespeicherte thermische Energie statt (Brownsches Rauschen).

Zusammenfassend lässt sich über den Drehratensensor-Demonstrator mit Silizium-Germanium Funktionsschicht ein positives Fazit ziehen. Sowohl die Funktion der mechanischen Struktur als auch die Funktion der monolithisch integrierten Schaltungsblöcke zeigen, dass der Herstellungsprozess erfolgreich

verlief. Die hohen Güten der schwingenden Strukturen belegen erneut, dass Silizium-Germanium als Material für Funktionselemente genau so in Frage kommt wie reines Silizium. Sollte es in Zukunft möglich werden, die Opferschicht mit einem serientauglichen Prozess zu ätzen und SiGe mit einer höheren Rate abzuscheiden, wäre dieser Ansatz einer Back-End integrierten Funktionsstruktur eine echte Alternative zu den bekannten, in Serie angewandten, Fertigungsansätzen. Der Demonstrator ist der bisher einzig bekannte Drehratensensor, welcher die mechanisch beweglichen Strukturen komplett über aktiver IC-Fläche hat. Dies führt zu sehr flächensparenden und somit kostengünstigen Chips. Gleichzeitig ermöglicht die monolithische Integration eine Performancesteigerung gegenüber dem hybriden Ansatz. Die Empfindlichkeit der Sensorelemente ist, trotz missglücktem Frequenzsplitting, vergleichbar mit „state of the art“ Produkten. Mit angepasstem Layout wäre eine minimale Auflösung von $0,04 \text{ }^\circ/\text{s}$ bei 50 Hz Bandbreite möglich. Wie an speziell präparierten Chips gezeigt entspricht die zeitkontinuierliche C/U-Wandlung den Erwartungen und kann Signale bis hinab zum thermomechanischen Rauschen der verwendeten Strukturen auflösen. Bei den Demonstratorchips ist der auflösungsbegrenzende Faktor nicht die C/U-Wandlung, sondern mit Rauschen behaftete Regelspannungen, die auf die Detektionsstruktur Einfluss nehmen. Für weitere Verbesserungen wäre deshalb ein Anpassen der Schaltungsblöcke in der Detektionsregelschleife erforderlich. Damit sollte die in Kapitel 4.4.3 theoretisch berechnete Auflösungsgrenze von $0,0036 \text{ }^\circ/\text{s}/\sqrt{\text{Hz}}$ erreichbar sein.

5 MONOLITHISCH INTEGRIERTER DREHRATENSOR MIT SILIZIUMFUNKTIONSSCHICHT

Die Herstellung und Charakterisierung des in Kapitel 4 vorgestellten Back-End integrierten Drehratensensor hat gezeigt, dass eine monolithische Integration, insbesondere in Verbindung mit einer zeitkontinuierlichen Auswertung, deutliche Performancesteigerungen gegenüber einem herkömmlichen Sensor in Hybridbau ermöglicht.

Die Back-End-Integration erscheint konzeptionell überzeugend. Der Prozess ist beliebig flexibel, speziell ist die Technologie des Auswerteschaltkreises frei wählbar. Jeder eigen- oder fremdverfügbare ASIC-Prozess kann als Ausgangspunkt verwendet werden.

Es kommt zu Synergieeffekten im Herstellungsprozess. Die Metallisierung des ASIC kann gleichzeitig als Verdrahtung der Sensorelektroden verwendet werden. Weiterhin ist die Back-End-Integration der einzige Ansatz, in welchem die MEMS-Struktur direkt über aktiver IC-Fläche angelegt werden kann. Dies führt zu einer kleinst möglichen Chipfläche und damit zu einem erheblichen Kostenvorteil. Zur Fertigstellung eines Sensorwafers sind zusätzlich zum ASIC-Prozess nur zwei weitere Schichtabscheidungen und Strukturierungen erforderlich.

Das Anlegen der Opfer- und Funktionsschicht mit begrenztem thermischem Budget verursacht jedoch technologische Herausforderungen, welche die Vorteile der Back-End-Integration wieder mehr als kompensieren. Vor allem die plasmaunterstützte Abscheidung der SiGe-Funktionsschicht ist als Einzelwaferprozess mit derart niedriger Abscheiderate nicht konkurrenzfähig. Für einen Einzelwaferprozess mit einer Schichtdicke von 10 μm werden ca. 90 min Prozesszeit benötigt. Eine Siliziumoxid-Opferschicht lässt sich zwar günstig anlegen, der bevorzugte Opferschichtätzprozess mittels Flusssäure aus der Gasphase greift jedoch den ASIC so stark an, dass auch hier auf eine teurere Alternative zurückgegriffen werden müsste.

Aufgrund der technologischen Schwierigkeiten mit der Back-End-Integration wurde ein weiterer Ansatz zur monolithischen Integration verfolgt. Ziel ist nach wie vor die Herstellung eines Drehratensensors, welcher im Vergleich zu etablierter Technologie ein höheres Auflösungsvermögen besitzt. Daher wird auch bei diesem Sensor auf eine zeitkontinuierliche Auswertung gesetzt und das System vollresonant mit elektrischer Dämpfung in der Detektion ausgelegt.

In diesem Kapitel wird ein Prozessfluss zur monolithischen Integration von kapazitiven Sensoren vorgestellt, welcher auf eine Siliziumfunktionsschicht zurückgreift. Gleichzeitig verwendet der Prozessfluss eine alternative Opferschichttechnologie, die es ermöglicht die Opferschicht hochselektiv zum ASIC zu entfernen.

Der Prozessierungsansatz beruht auf dem Aneinanderreihen von Prozessblöcken (Modulen) in einer Form, dass die Abscheidung der Sensorschichten bei optimalen Prozesstemperaturen möglich wird. Die strikte Trennung zwischen Sensor- und ASIC-Prozess wird aufgegeben. Es handelt sich um eine gemischte Integration (Mixed Integration).

Die eigentliche Funktion, die Auslegung der mechanischen Struktur und der Auswerteschaltung sind identisch zu dem in Kapitel 4 gezeigten SiGe-Demonstrator. Aufgrund des Wechsels in eine andere Fertigungslinie mussten jedoch Anpassungen an der integrierten Schaltung durchgeführt werden.

Dieser Demonstrator wurde in einer 6“ Linie hergestellt. Für den ASIC stand ein CMOS-Prozess mit 0,65 μm minimaler Strukturweite zur Verfügung. Im Gegensatz zu dem 8“ CMOS des SiGe-Demonstrators besitzt dieser Prozess nur drei Metallebenen und eine eingeschränkte Hochvoltoption. Es ist zwar möglich Spannungen von bis zu 20 V an Drain und Source der Feldeffekttransistoren anzulegen, die Gatespannung ist jedoch auf 5 Volt begrenzt. Diese Tatsache führte dazu, dass sich das Antriebskonzept nicht übertragen lässt. Eine Antriebsspannung, die der Quadratwurzel eines Sinus nahe kommt, ist nicht realisierbar. Als Ausweg wurde eine Antriebsspannung gewählt, welche direkt der Form eines Sinus entspricht. Diese Änderung sollte jedoch keinen Einfluss auf die Funktion des Sensors haben. Lediglich das Rauschen im Antriebskreis könnte durch zusätzliche harmonische Schwingungen erhöht sein. Alle anderen Schaltungsblöcke sind vom Konzept und Aufbau identisch mit denen des SiGeM-Demonstrators.

5.1 Herstellungsprozess

Die Randbedingungen an den Herstellungsprozess werden im Folgenden nochmals zusammengefasst. Anschließend wird auf einzelne Blöcke des Prozessablaufs genauer eingegangen.

Der Prozessfluss soll derart verlaufen, dass er 10 μm dickes, epitaktisch verstärktes, Silizium als Funktionsschicht ermöglicht. Diese Funktionsschicht ist im Vergleich zu alternativen Schichtmaterialien kostengünstig herzustellen und über viele Jahre hinweg erprobt. Materialeigenschaften wie Bruchfestigkeit und Elastizität sind hervorragend und entsprechen nahezu denen von einkristallinem Silizium [87][88][89]. Als Material für mechanisch bewegliche und beanspruchte Elemente ist Polysilizium daher bestens geeignet. Zusätzlich stehen weit entwickelte Planarisierungs- und Strukturierungsprozesse sowie an dieses Schichtmaterial angepasste Opferschichtprozesse zur Verfügung.

Eine weitere wichtige Voraussetzung an den Prozess ist, dass sich die hinterlegten Modelle und Parameter der Schaltung nicht durch die monolithische Integration des CMOS-Prozesses verändern. Die aufeinander abgestimmten Softwaretools für Design, Layout und Verifikation des Schaltungsentwurfs müssen den tatsächlichen Prozess widerspiegeln. Ändert sich dies durch Eingriffe in den Prozessablauf, wird es bei einer Auswerteschaltung auf diesem

Komplexitätsniveau unmöglich, einen funktionierenden IC zu bekommen. Der Aufwand, welcher benötigt würde, die Modellparameter der Simulation anzupassen, wäre für eine Untersuchung dieser Art nicht vertretbar.

Diese Einschränkung bedeutet nicht, dass der Prozessfluss des CMOS nicht unterbrochen werden darf um MEMS-Prozessblöcke einzufügen. Solange die bereits vorhandenen Schichten nicht verändert werden und später der CMOS-Prozess an selber Stelle wieder ansetzen kann, ist dies möglich. Es ist auch möglich, CMOS-Schichten gleichzeitig für den ASIC und den Sensor zu verwenden, wenn dadurch der Schaltungsbereich unbeeinflusst bleibt. Dasselbe gilt natürlich auch umgekehrt. So kann z.B. die Metallisierung für CMOS- und MEMS-Teil parallel verwendet werden.

Sinnvoll ist eine Zerlegung der Layouts in CMOS- und MEMS-Ebenen. Definiert man im CMOS-Layout den MEMS-Bereich als strukturfreie Region, kann mit Hilfe des LVS-Tools (Layout versus Schematic) direkt vor dem Maskenschreiben noch eine Verifikation der Schaltung durchgeführt werden. Vermischt man die Ebenen kann diese abschließende Verifikation, welche das „gezeichnete“ mit dem „gewollten“ vergleicht, nicht mehr durchgeführt werden und das Layout wird sehr fehleranfällig.

5.1.1 Prozessaufsatz

Wie oben erwähnt, soll der Prozessfluss den jeweiligen Einzelprozessen ihr optimales Temperaturbudget ermöglichen. Für den CMOS bedeutet dies, dass die Diffusionsschritte nicht durch zusätzliches thermisches Budget des MEMS-Teil verändert werden dürfen. Nach Anlegen der CMOS-Metallisierung ist das zur Verfügung stehende Temperaturbudget noch stärker begrenzt. Sämtliche LPCVD Prozesse sind aufgrund ihrer benötigten Temperaturen nicht mehr möglich. Eine Aluminiumleiterbahn darf maximal 450° C ausgesetzt werden [58][90]. Diese Einschränkung führt dazu, dass die Silizium-Funktionsschicht vor den ersten CMOS-Schritten angelegt werden muss. Zu diesem Zeitpunkt lässt sich die Funktionsschicht aber noch nicht strukturieren, da nachfolgende Lithographieprozesse, egal welcher Art, mit einer durch die Strukturierung entstandenen Topographie nicht zu Recht kommen würden.

Der Prozessaufsatz sieht deshalb folgendermaßen aus: zu Beginn werden die für den MEMS-Teil benötigten Ebenen angelegt; bis auf die Funktionsschicht werden alle Schichten strukturiert (Abbildung 39 a/b). Die dadurch entstehende Topographie sollte für die CMOS-Lithographie vertretbar sein.

Der epitaktisch gewachsenen Siliziumschicht kommt bei diesem Ansatz eine doppelte Funktion zu. Zum einen ist sie polykristallin an Bereichen, in denen später die beweglichen Strukturen angelegt werden, zum anderen wächst sie um diese Bereiche herum, einkristallin und bildet dort äquivalentes neues Substrat für den CMOS-Prozess (Abbildung 39 b). Diese Art des selektiven Schichtwachstums ist nur mit einem Epitaxieprozess möglich [53].

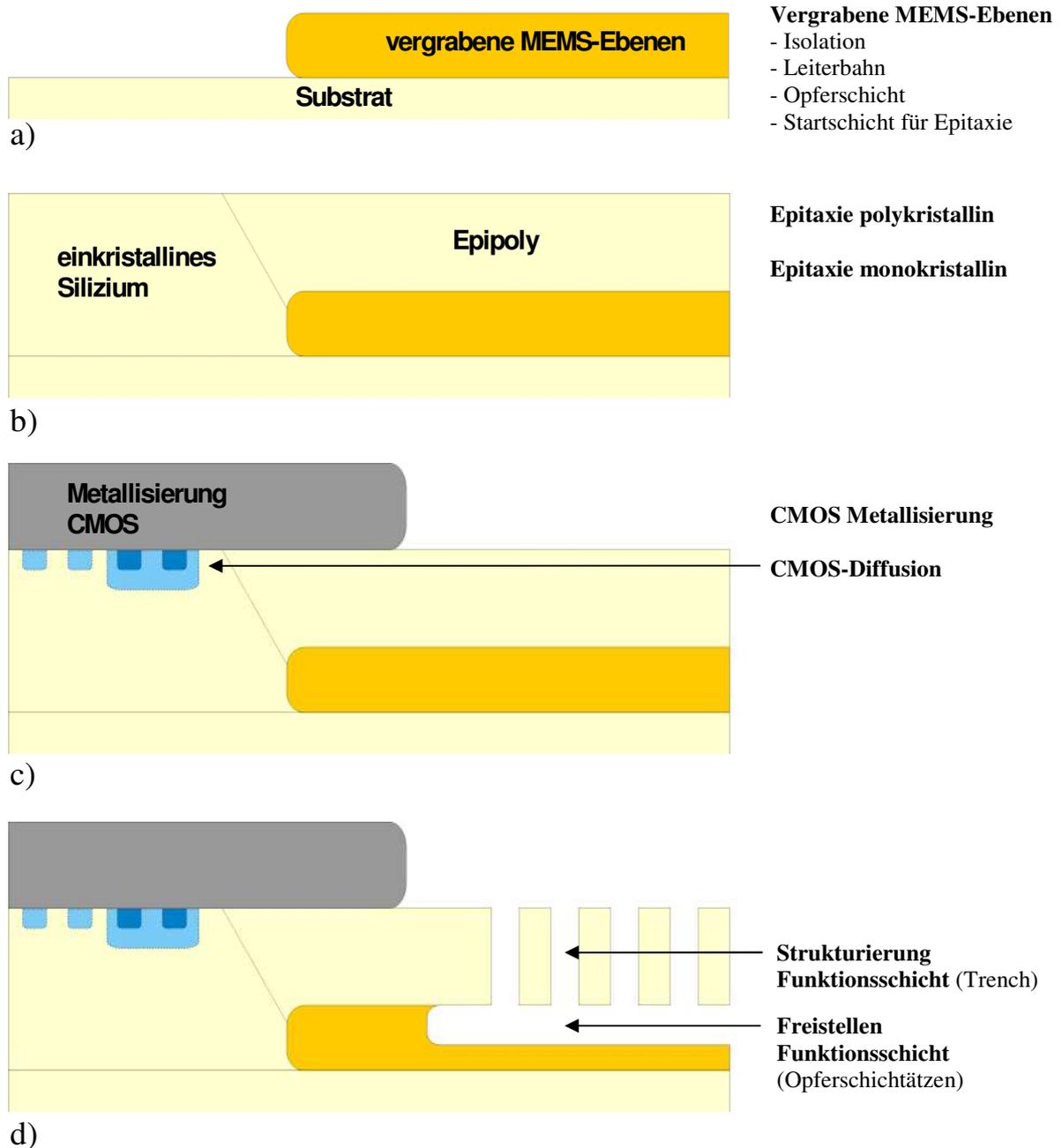


Abbildung 39: Prozessaufsatz "Mixed Integration". a) Anlegen und Strukturieren von vergrabenen Sensorschichten. b) Abscheidung der Funktionsschicht. Selektives Wachstum der Schicht durch Epitaxieprozess. Polykristalline MEMS-Bereiche sind umgeben von monokristallinen Bereichen, welche als CMOS-Substrat genutzt werden. c) Durchführen des CMOS-Prozess einschließlich Entfernen der CMOS-Schichten über dem MEMS-Bereich. d) Abschließende Mikromechanikprozesse. Strukturierung der Funktionsschicht mit Trench-Ätzer und Opferschicht Entfernen durch Gasphasenätzen.

Anschließend startet die Prozessierung des CMOS. Elektrisch aktive Bauelemente können nur in den einkristallinen Bereichen der Funktionsschicht abgelegt werden. Dadurch sind ASIC und MEMS zwingend lateral versetzt. Die Chipfläche kann nicht doppelt genutzt werden, einer der wenigen Nachteile dieses Ansatzes gegenüber einer Back-End Integration. Zusätzlich muss das

Layout so gestaltet werden, dass die CMOS-Schichten, in dem Bereich des MEMS-Teils wieder entfernt werden können (Abbildung 39 c).

Liegt das epitaktisch verstärkte Polysilizium wieder frei, kann zuletzt die Strukturierung und das Freistellen (durch Opferschichtätzen) der Funktionsschicht (Abbildung 39 d) erfolgen. Der Sensorwafer ist damit fertig gestellt.

5.1.2 Technologisches Neuland der Mixed Integration

Betrachtet man den in 5.1.1 grob umrissenen Prozessablauf genauer, stellen sich einige Fragen die geklärt werden sollten, ehe man mit der Herstellung eines solchen Demonstrators beginnt.

Zum einen stellt sich, wie bei der Back-End-Integration, die Frage nach der Widerstandsfähigkeit der CMOS-Passivierung beim abschließenden Opferschichtätzen. Verwendet man eine Oxidopferschicht und versucht diese mit HF aus der Gasphase zu entfernen, wird, falls nicht aufwendig geschützt, der CMOS sicher zerstört. Hier kommt einem bei diesem Prozessaufsatz zu gute, dass man in dem Prozessstadium der Opferschichtabscheidung nicht temperaturseitig begrenzt ist. Es besteht die Möglichkeit Silizium als Opferschichtmaterial zu verwenden und diese Schicht am Prozessende hochselektiv zum ASIC mit ClF_3 (Trichlorfluorid) zu entfernen [92]. Dazu müssen die ebenfalls aus Silizium bestehenden Funktionsstrukturen und alle anderen freien Siliziumflächen geschützt werden. Durch die hohe Selektivität genügt für diesen Schutz jedoch eine vergleichsweise dünne Siliziumoxidschicht, die ihrerseits wieder am Prozessende durch HF in der Gasphase entfernt werden kann. Da ein relativ dünnes Schutzoxid ausreicht, kann die Ätzzeit so kurz gehalten werden, dass die ASIC-Passivierung in dieser Zeit noch widersteht. Es wird möglich sein, die Opferschicht und die damit verbundenen Hilfsschichten mit Ätzmedien aus der Gasphase zu entfernen. Dadurch ist die bei Nassätzschritten immer vorhandene Gefahr von klebenden Strukturen nicht vorhanden.

Ein weitere Frage die sich stellt ist, in wie weit sich die Eigenschaften der Siliziumfunktionsschicht durch die nachfolgenden CMOS-Schritte verändern. Die kritischste Größe ist hierbei der Stressgradient der Schicht. Homogener Stress kann die mechanische Struktur durch ihre weit auseinander liegenden Aufhängepunkte gut ausgleichen. Eine Änderung des Stresses innerhalb der Schicht führt jedoch zu einer vertikalen Auslenkung der einzelnen Elektrodenfinger und zu einer Wölbung (Buckling) der gesamten Rahmenstruktur [91][93]. Im schlimmsten Fall streifen Elemente der Struktur an den darunter liegenden Schichten und die Funktion des Sensors ist zerstört. Ist der Stressgradient weniger groß aber immer noch merklich vorhanden, sind Elektrodenpaare vertikal versetzt. Die effektiven Flächen und damit die Mess- bzw. Antriebskapazitäten nehmen ab. Vertikal versetzte Antriebs Elektroden haben immer auch eine unerwünschte Kraftkomponente in z-Richtung, welche

sich in einem erhöhtem Quadratursignal bemerkbar macht [94]. Auch die Leitfähigkeit der Funktionsschicht kann sich durch die nachfolgenden CMOS-Schritte ändern. Für die elektrische Auswertung darf die Funktionsschicht einen gewissen Leitwert nicht unterschreiten. Ob die Schicht hierbei n- oder p-leitend ist, ist weniger relevant. Auf jeden Fall müssen aber p-n Übergänge innerhalb der Strukturen vermieden werden. Eine präzise Auswertung der Bewegung würde dadurch unmöglich.

Ein dritter Aspekt betrifft den Übergang von ASIC zu Sensor. Die einzelnen Sensorelektroden müssen elektrisch kontaktiert werden. Bei einem Drehratensensor mit durchgängiger Rahmenstruktur kann dies nur über Leiterbahnen erfolgen, welche unter der Rahmenstruktur des Drehratensensors hindurch führen. Dieses wird prozesstechnisch mit Hilfe einer dünnen Schicht von hochdotiertem Polysilizium realisiert, die vor der Opferschicht und nach einem Isolationsoxid abgeschieden wird. Die elektrischen Bauelemente des ASIC hingegen werden über Metallisierungsebenen miteinander kontaktiert. Offen ist wie die vergrabenen Polyleiterbahnen mit den Aluminiumleiterbahnen verbunden werden sollen. Es muss im Layout ein Bereich und im Prozess eine Sequenz definiert werden, die durch die Funktionsschicht hindurch den ASIC- und MEMS-Teil elektrisch miteinander verbindet. Diese Verbindung muss im Prozessfluss nach Abscheiden der Funktionsschicht und vor Abschluss der Metallisierung realisiert werden. Theoretisch ist es denkbar, diese Verbindung vor oder während des CMOS-Prozessblocks anzulegen. Da innerhalb dieser zusätzlichen Prozesssequenz Einzelprozesse benötigt werden, die eher dem Charakter der MEMS-Prozessierung entsprechen, ist es ratsam, diese Prozesssequenz erst nach den Hochtemperaturschritten des CMOS-Prozesses, genauer nach dem Gate-Poly Block, durchzuführen. MEMS-Prozesse wie z.B. der Trenchätzprozess sind in ASIC-Linien nicht etabliert und könnten über Crosskontaminationen, etwa der Verschleppung von Metallverunreinigungen von einer Anlage zur anderen, Ausbeuteverluste für parallel über die Anlagen laufende IC-Serienprodukte bedeuten.

Eine weitere Frage, welche die Prozessreihenfolge betrifft, ist die nach der Strukturierungsmaske für die Funktionsschicht. Die Stepperlithographie benötigt für genaues Fokussieren eine möglichst topographiearme Oberfläche. Dies ist nach Abschluss des CMOS-Prozesses und Freilegen der Funktionsschicht nicht mehr gegeben. Möglicherweise ist es sinnvoll eine Maske während des CMOS-Prozesses anzulegen. Eventuell kann diese Maske sogar direkt aus einer CMOS-Ebene generiert werden. Dann stellt sich die Frage, aus welchem Material die Maske sein darf, wann genau sie abgelegt wird, und wie sie geschützt bzw. wieder geöffnet werden kann.

Die Prozesssequenzen zur Trenchmaske sowie der elektrischen Verbindung zwischen Metallebene und vergrabener Siliziumleiterbahn sind Neuland und werden in den folgenden Unterkapiteln genauer diskutiert. Es werden die hierzu durchgeführten Versuche vorgestellt und bewertet.

Parameteränderungen der Siliziumfunktionsschicht durch den nachfolgenden CMOS-Prozess wurden ebenfalls untersucht. Hierzu wurden so genannte Stressbalken die zuvor einen simulierten CMOS-Prozess durchlebt hatten aus epitaktisch verstärktem Polysilizium herausgearbeitet und analysiert. Nur bei der Wahl der Siliziumopferschicht konnte auf bereits vorhandenes Wissen und eingefahrene Prozesse zurückgegriffen werden.

5.1.3 Voruntersuchungen

5.1.3.1 Zusätzlicher Stress in der Funktionsschicht durch CMOS-Prozesse

Nach dem Epitaxieschritt besteht die Waferoberfläche aus polykristallinen Inseln umgeben von einkristallinem Silizium. Das polykristalline Material steht für die Funktionsstrukturen zur Verfügung. Die einkristallinen Bereiche dienen dem CMOS-Prozess als Substrat. Für eine ausreichende Leitfähigkeit der Sensorstrukturen wird mit Hilfe einer Lackmaske Arsen in die polykristallinen Bereiche implantiert. Der Dotierstoff wird durch einen Temperschritt in die Schicht eingetrieben und aktiviert. An diesem Punkt der Prozessführung ist die epitaktisch verstärkte Siliziumschicht nahezu frei von absolutem Stress und Stressgradient [91].

Betrachtet man CMOS-Prozesse der Generationen von 2 μm bis herab zu 180 nm Gatebreite beginnen diese immer mit zwei so genannten LOCOS-Prozessblöcken (LOCAL Oxidation of Silicon). Ein LOCOS-Prozess startet mit einem dünnen thermischen Oxid (ca. 50 nm) worauf eine LPCVD-Nitridschicht (ca. 150 nm) aufgebracht wird. Anschließend wird das Nitrid mittels Lacklithographie und Plasmaätzprozess strukturiert. Das dünne Oxid dient hierbei als Stoppschicht des Nitridätzprozesses und der Stressentkopplung zwischen Nitrid und Silizium. Nach der Strukturierung erfolgt die thermische LOCOS-Oxidation mit einer Dicke je nach Anwendung von 300 bis 900 nm. Dadurch, dass der die Oxidation verursachende Sauerstoff nicht durch die Nitridschicht diffundieren kann, findet diese Oxidation nur lokal an den Stellen statt, an denen zuvor das Nitrid entfernt wurde. Zum Schluss wird die Nitridschicht nasschemisch mit heißer Phosphorsäure entfernt. Vorteil dieser LOCOS-Prozessierung ist, dass vor und nach der eigentlichen LOCOS-Oxidation selbstjustierend dotiert werden kann.

Der erste LOCOS-Block trennt die P-WELL von der N-WELL. Somit wird entweder die p-Dotierung der P-WELL oder die n-Dotierung der N-WELL zusätzlich in den MEMS-Bereich implantiert. Der zweite LOCOS-Block definiert die aktiven Gebiete der Schaltung und trennt diese zur lateralen Isolation mit Feldoxid. Abbildung 40 zeigt die ersten CMOS Schritte und die Auswirkung der Definition des CMOS-Layout auf den Schichtaufbau im MEMS-Bereich.

Selbst wenn über Layoutmaßnahmen die Schichtfolge aus Position 3 realisiert wird und beide Nitridschichten im Sensorbereich nicht geöffnet werden, wird

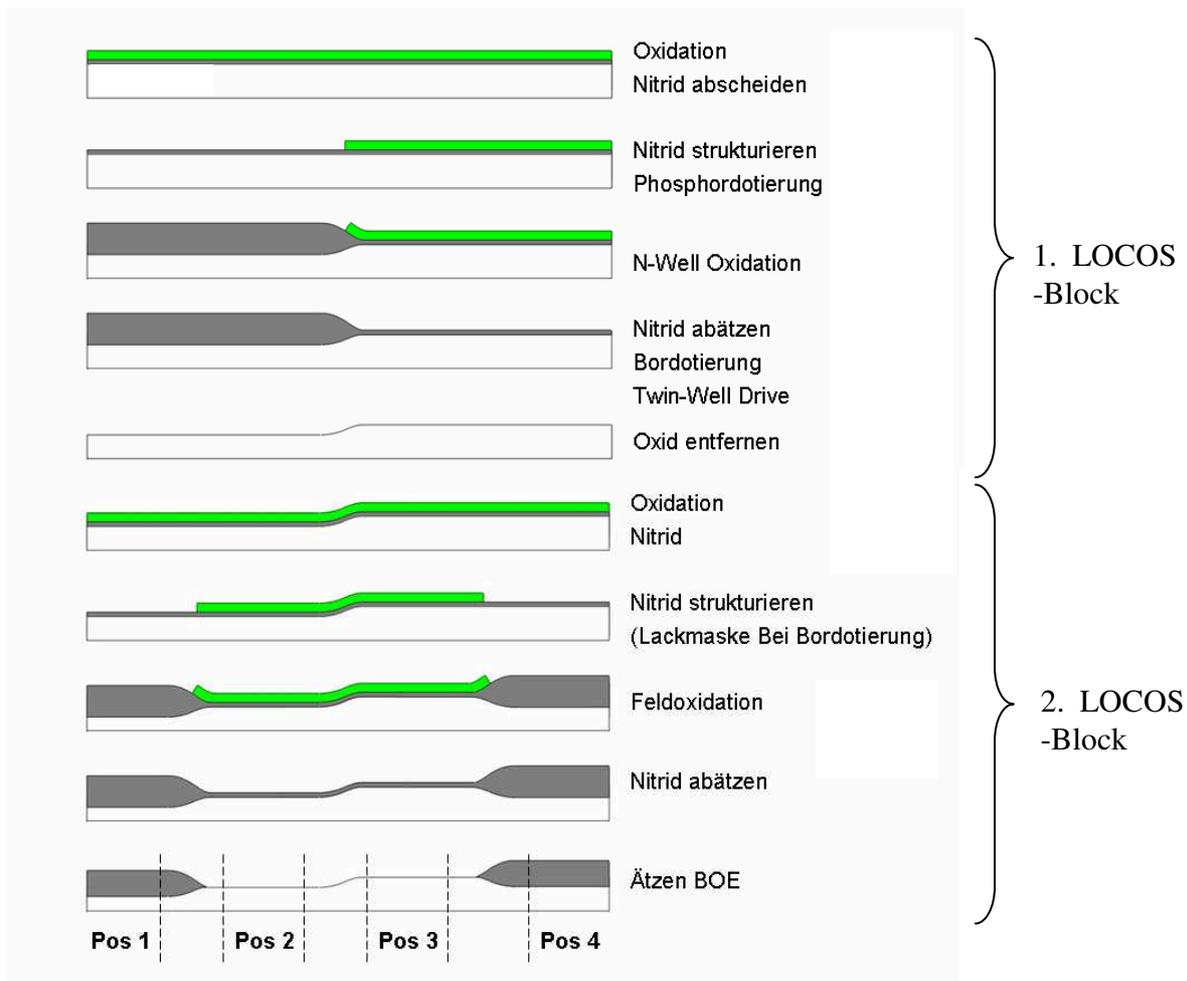


Abbildung 40: Zusätzliche Schichtfolge im Sensorbereich durch CMOS-Prozess. Mit Hilfe unterschiedlicher Layoutdefinitionen können die Ebenenfolgen von Position 1 bis Position 4 realisiert werden.

das abgelegte Silizium immer noch zweimal durch das unter dem Nitrid aufgewachsene Oxid thermisch beansprucht. Es ist unklar wie sich die Eigenschaften des epitaktisch verstärkten Polysiliziums durch diese Oxidationen ändern. Die Prozessoption 3 wurde auf Testwafern, beschichtet mit epitaktisch verstärktem Polysilizium, durchgeführt. Nach Abschluß der LOCOS-Blöcke wurden die Nitrid- und Oxidschichten wieder entfernt und aus dem freigelegten Silizium einseitig aufgehängte Balken (Stressgradienten-Teststrukturen) herausgearbeitet. Zusätzlich wurde ein Versuch durchgeführt, bei dem Wafer allen in Abbildung 40 aufgelisteten Oxidationsprozessen ausgesetzt waren, die Oxidation aber mit einer durchgängig vorhandenen Nitridschicht auf dem Wafer verhindert wurde. Aus diesem Wafer wurden ebenfalls Stressgradienten-Teststrukturen herausgearbeitet. Die Balkenkrümmung und der resultierende Stressgradient der Schicht sind in Abbildung 41 zu sehen. Die Bilder wurden mit Hilfe eines ortsauflösenden Weißlichtinterferometers aufgenommen.

Der Wafer ohne schützende Nitridschicht zeigt einen Stressgradienten von $-2.8 \text{ MPa}/\mu\text{m}$. Mit diesen hohen Stressgradienten ist keine mechanisch

bewegliche Struktur möglich. Die Elektrodenfinger biegen sich viel zu stark nach unten. Dagegen weist der Wafer mit durchgehender Nitridschicht einen vertretbar niedrigen Stressgradienten von $0.17 \text{ MPa}/\mu\text{m}$ auf.

Die Versuche zeigen, dass eine thermische Oxidation der polykristallinen Schicht zu einem negativen Stressgradienten führt. Der Betrag des Stressgradienten nimmt empfindlich mit der Oxidationszeit zu. Es muss so sein, dass die Sauerstoffatome, welche durch das bereits vorhandene Oxid diffundieren nicht generell an der Grenzschicht zwischen Oxid und Silizium zu weiterem Oxidwachstum führen, sondern teilweise auch weiter in die Tiefe diffundieren und dadurch den Stress innerhalb der Schicht ändern. Geht man davon aus, dass sich die Sauerstoffatome nicht homogen in der Schicht verteilen, sondern wie bei Diffusionsprofilen üblich, die Konzentration innerhalb der Schicht abnimmt, lässt sich auch der Gradient des Stresses innerhalb der Schicht erklären.

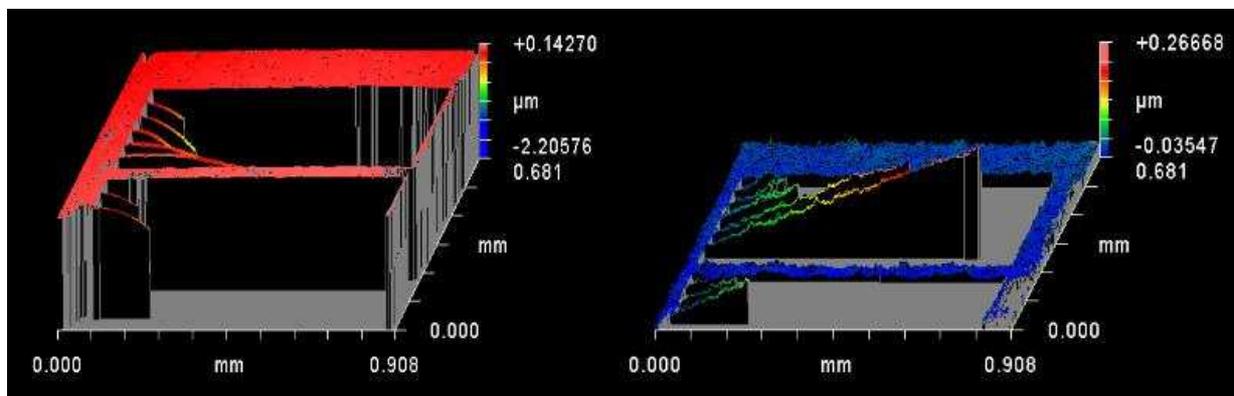


Abbildung 41: Stressgradient bzw. Stressgradientenänderung der Funktionsschicht durch CMOS-Prozesse. Links: Ohne schützende Nitridschicht zeigen Stressgradiententeststrukturen nach den CMOS Hochtemperaturschritten einen Stressgradienten von $-2.8 \text{ MPa}/\mu\text{m}$. Rechts: Mit schützender Nitridschicht ändert sich der Stressgradient nahezu nicht (Wert nach HT-Schritten: $0.17 \text{ MPa}/\mu\text{m}$).

Der zusätzliche Versuch mit durchgängiger Nitridschicht hat gezeigt: Solange die Möglichkeit besteht den Sensorbereich mit einer Nitridschicht zu schützen, sollte es also möglich sein die Funktionsschicht vor einem CMOS-Prozess anzulegen, ohne die Schichteigenschaften nachteilig zu verändern. Die Nitridschicht muss allerdings direkt nach Fertigstellung des Sensorschichtstacks angelegt werden und mindestens bis zum Abschluss aller Hochtemperaturprozesse erhalten bleiben. Nachteil ist natürlich ein erhöhter Prozessieraufwand. Es werden zwei zusätzliche Maskenebenen im Prozessfluss benötigt. Die Nitridschicht muss nicht nur vor dem CMOS-Prozess angelegt werden, sie muss zusätzlich innerhalb des CMOS-Prozesses oder wenigstens direkt vor der Strukturierung der Funktionsschicht wieder entfernt werden.

Blickt man nochmals auf den in Abbildung 40 skizzierten Prozessblock wird klar, dass eine Nitridschicht, aufgebracht vor dem CMOS-Prozess, direkt nach

dem ersten LOCOS-Prozessblock mit Entfernen des LOCOS-Nitrids auch entfernt würde. Die Frage wie die Nitridschicht eingebracht werden kann, damit sie den CMOS-Prozess übersteht wurde im Demonstrator mit einer zusätzlichen Siliziumschicht beantwortet, die dem CMOS-Prozess eine Substratoberfläche über den ganzen Wafer hinweg „vorspielt“. Zusätzlich nimmt die Siliziumschicht alle Dotierungen des CMOS-Prozess auf und macht sie im Sensorkern unschädlich. Eine oberflächliche Umdotierung wird somit verhindert. Der Schichtstack Nitrid/Silizium wird im Folgenden als Diffusionsbarriere (gegenüber Sauerstoff) bezeichnet. Es muss noch ausgeschlossen werden, dass die Siliziumschicht während des CMOS-Prozesses komplett aufoxidiert wird und dadurch die Diffusionsbarriere doch während des Prozesses verschwindet. Dies lässt sich allein durch Layoutmaßnahmen realisieren. Wählt man den Sensorbereich im CMOS-Layout als „Active“ (PWELL mit n++ Source/Drain Dotierung) ist dies gegeben. Diese „Active“-Region entspricht Position 3 in Abbildung 3.

5.1.3.2 Elektrische Verbindung ASIC zu Sensorelektroden

Der in diesem Kapitel beschriebene Prozessblock definiert Kontakte, die den ASIC durch die Funktionsschicht hindurch mit den Sensorelektroden verbinden. Es ist klar, dass der Kontaktbereich von unten über die vergrabenen Polysiliziumleiterbahnen und von oben über die Metallisierung angeschlossen werden muss. Gleichzeitig muss es möglich sein, mehrere Kontakte herzustellen, die elektrisch voneinander isoliert sind. Aufgrund der hohen Impedanz der Sensorelektroden und der sehr geringen Stromstärken kommt eine Isolation über p-n Übergänge oder generell unterschiedliche Dotierungen von Silizium nicht in Frage. Die Leckströme sowie das Temperatur- und Spannungsverhalten der Kontakte würden die Signale zu stark verfälschen. Die Isolation muss über eine galvanische Trennung des Kontakts von der umgebenden Funktionsschicht realisiert werden.

Aufgrund der vergleichsweise dicken Funktionsschicht und der bereits vorhandenen Leitfähigkeit ist es sinnvoll, die Verbindung von Polyleiterbahn und Metallbahn mit Hilfe eines Siliziumstempels zu realisieren, der über dünne Gräben von der Umgebung getrennt wird. Die Herstellung eines Siliziumstempels ist mit Hilfe eines Trenchprozesses problemlos möglich. Schwieriger ist es, die Trenchgräben in einer Form so wieder zu füllen, dass die Isolation bestehen bleibt und Metalleiterbahnen über die Gräben geführt werden können. Gleichzeitig muss nach der Prozessequenz der ursprüngliche Zustand des Wafers für die nachfolgenden CMOS-Schritte wiederhergestellt werden. Wie oben beschrieben ist der Zeitpunkt zum Einbringen der Isolationsgräben durch Fertigungsrichtlinien bereits vorgegeben. Sämtliche Hochtemperaturschritte müssen durchgeführt sein. Dies bedeutet, dass die Feldefeffekttransistoren und die passiven Bauelemente vollständig angelegt,

aber noch nicht mit Metall kontaktiert bzw. elektrisch verbunden sind. Der folgende BPSG-Reflow, obwohl bei ca. 800 °C durchgeführt, kann als Ausnahme von den Hoch-temperaturschritten betrachtet werden und auch mit bereits vorhandenen Isolationsgräben stattfinden. BPSG (Borphosphor-Silikatglas) ist ein mit Bor und Phosphor hochdotiertes TEOS-Oxid. Es dient als Dielektrikum zwischen Gatepoly und der ersten Metallebene. Vorteilhaft an BPSG als Dielektrikum ist, dass es durch einen Temperschnitt (~ 900 °C) zum Verfließen gebracht wird und damit die Waferoberfläche planarisiert. Nach Strukturierung der CMOS-Kontaktlöcher (Kontaktloch von Metall 1 zu Gatepoly) wird ein zweiter Temperschnitt bei einer etwas niedrigeren Temperatur durchgeführt. Dieser Hochtemperaturschritt dient der Abrundung der Kontaktlochkanten und wurde bei der Herstellung des Demonstrators als „Ausnahme“ erst nach Einbringen der Isolationsgräben durchgeführt. Damit wurde eine Trennung zwischen CMOS-Front-End, Isolationsgraben-Prozessblock und CMOS-Metallisierung erreicht.

Ausgangspunkt für den zusätzlichen Prozessblock ist eine planarisierte mit BPSG bedeckte Waferoberfläche. In diesem Zustand sollte der Wafer nach Einbringen der Isolationsgräben auch wieder in den CMOS-Prozess überführt werden. Um dieses zu erreichen, wurde direkt nach dem BPSG-Flow eine PECVD-Nitridschicht aufgebracht. Diese Schicht dient ausschließlich als Pufferschicht zwischen den nachfolgenden Abscheidungen und der momentan vorliegenden Waferoberfläche und konserviert somit die bereits vorhandenen CMOS Bauteile. Zum Abschluss des Isograbens-Blocks kann diese Nitridschicht selektiv zum darunter liegenden BPSG entfernt werden.

Die ringförmigen Isolationsgräben werden durch eine zusätzliche Lithographieebene definiert. Bevor der Trenchprozess die Siliziumstempel herausarbeitet, wird mit einer Plasmaätzenanlage Nitrid und BPSG geöffnet. Für die Prozessierung ist es von Vorteil, die Gräben so schmal wie möglich zu wählen. Je schmaler die Gräben, desto dünner kann die Abscheidung für den Graben-Refill ausfallen. Elektrisch bilden die Gräben allerdings parasitäre Kapazitäten zum Umland, sollten aus elektrischer Sicht also möglichst breit ausfallen. Als Kompromiss wurde eine Grabenbreite von 1,2 µm gewählt. Für die Füllung wurde SACVD-TEOS-Oxid (TEOS-Ozon) wegen seines sehr konformen Abscheideverhaltens und wegen der relativ niedrigen Abscheidetemperatur von 400 °C gewählt. Abbildung 42 zeigt REM-Bilder von Testwafern, die eigens für die Untersuchung des Graben-Refills erstellt wurden. Auf Substratwafern wurde BPSG und Nitrid aufgebracht. Anschließend wurden die zwei Schichten auf 1,2 µm Breite geöffnet, die Gräben getrennt und wieder verschlossen. Es ist zu erkennen, dass die Gräben nicht komplett gefüllt sind und der Verschluss sehr hoch sitzt. Würde man bei diesem Wafer das Oxid rückätzen und die Nitridschicht entfernen, wären die Gräben nicht mehr geschlossen und der Siliziumstempel wäre nicht kontaktierbar. Der Grund für dieses Verhalten ist in dem vergrößertem Bild oben rechts zu erkennen.

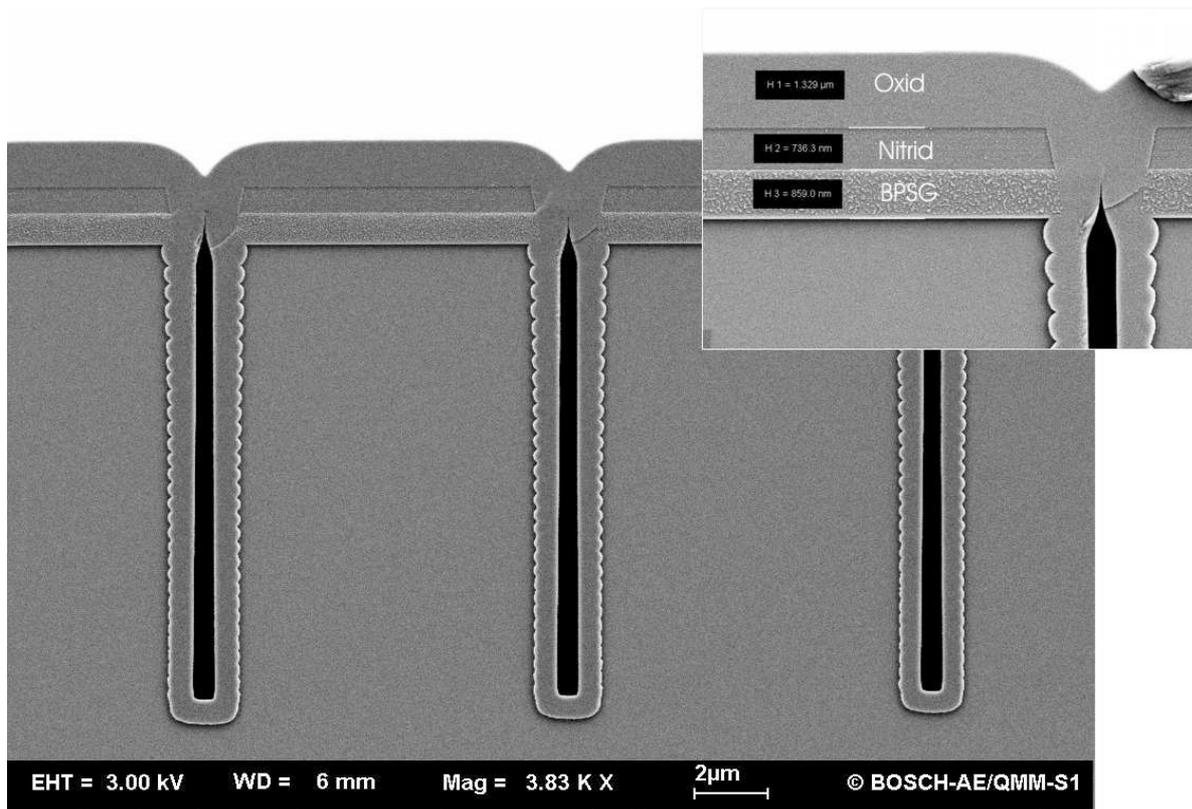


Abbildung 42: Testwafer mit gefüllten Isolationsgräben. Es kommt zu ungewollten Lufteinschlüssen. Durch Kantenverlust beim Trenchen entsteht eine Engstelle an der Oberkante der Gräben (kleines Bild oben rechts) an welcher der Graben beim Füllen zuerst verschließt.

Der Kantenverlust des Trenchprozesses führt zu einer Engstelle an der Oberkante des Trenches. Dort schließen sich bei einer konformen Abscheidung die Gräben zuerst. Dies muss vermieden werden. Es muss sichergestellt sein, dass die Gräben deutlich unterhalb der Siliziumkante schließen und nach dem Rückätzen bis BPSG immer noch verschlossen bleiben. Andernfalls kann die Metalleiterbahn nicht korrekt bis zum Siliziumstempel geführt werden.

Ein zusätzlicher Ätzschritt kann hier zuverlässig Abhilfe bringen. Mit einem teilweise gerichteten Ätzprozess welcher BPSG und Nitrid ähnlich schnell ätzt, wird die Verengung aufgeweitet. Der Ätzprozess kann vor oder nach Strippen sowie vor und nach Strippen der Lackmaske durchgeführt werden. Abbildung 43 zeigt Versuchswafer, die einen derartigen Ätzprozess mit C_4F_8 Ätzgas gesehen haben. Die Ätzung wurde auf einer Aviza-Plasmaätzenanlage (MORI) durchgeführt. In der Tabelle steht die Abkürzung MORI 1 für den Ätzprozess nach Strippen, MORI 2 für den Ätzprozess vor Strippen. Die Ätzzeiten sind angegeben. Durch den Ätzprozess nach Strippen wird natürlich nicht nur die Verengung aufgeweitet, sondern auch die Nitridschicht gedünnt. Für den Demonstrator wurde dennoch Variante 1, analog zu dem Testwafer MN254#11 gewählt. Die verbleibende Nitridschicht ist ausreichend dick für einen sauberen Ätzstop beim Rückätzen.

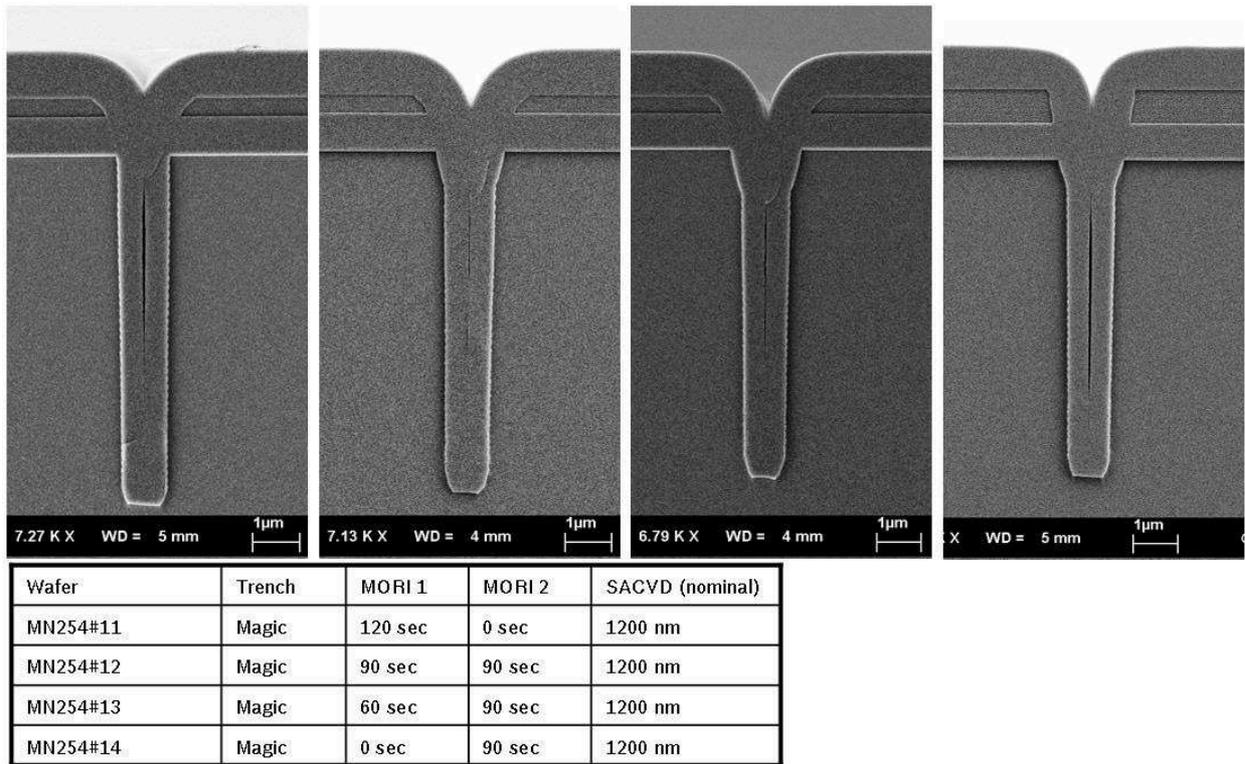


Abbildung 43: Isolationsgräben gefüllt mit TEOS-Ozon Oxid. Vor der Füllung wurde mit Hilfe von zusätzlichen Ätzprozessen (MORI x) die Engstelle an der Grabenoberseite aufgeweitet. Je nach dem ob der Ätzprozess vor und nach oder nur vor oder nur nach Entfernen der Lackmaske durchgeführt wurde, ergeben sich unterschiedliche Profile.

Für ein planes Rückätzen sollte der obere Verschluss des Grabens so nahe als möglich an der Waferoberfläche liegen. Eine möglichst dicke TEOS-Oxid-Schicht ist dabei vorteilhaft. TEOS-Oxid darf allerdings nicht zu dick abgeschieden werden. Oberhalb von 1200 nm Schichtdicke setzt Rissbildung ein [95]. Daher die Begrenzung bei allen Versuchen auf 1200 nm.

Wie bereits erwähnt, muss für eine Weiterprozessierung im CMOS-Prozess das TEOS-Oxid von der Waferoberfläche wieder entfernt werden. Um ein Öffnen der Lunker in den Trenchgräben beim Rückätzen zu vermeiden, wurde dieser Ätzprozess als Lackplanarisierungsprozess, der nur dazu dient den Verschluss des Grabens einzuebnen, durchgeführt. Lack und Oxid werden dabei mit identischer Ätzrate rückgeätzt. Das unter der Oxidschicht liegende Nitrid stoppt diesen Ätzprozess zwar nicht, zeigt aber ein deutliches Endpunktsignal im OES (optical emission spectroscopy), so dass der Ätzprozess rechtzeitig vor Erreichen des BPSG abgebrochen werden kann. Das restliche Nitrid lässt sich mit SF₆ als Ätzgas sehr selektiv zum BPSG entfernen und der Wafer kann wieder in den CMOS-Prozess übergeben werden. Der Schichtaufbau und die Prozesssequenz zur Erstellung der Isolationsgräben sind in Abbildung 44 zu sehen.

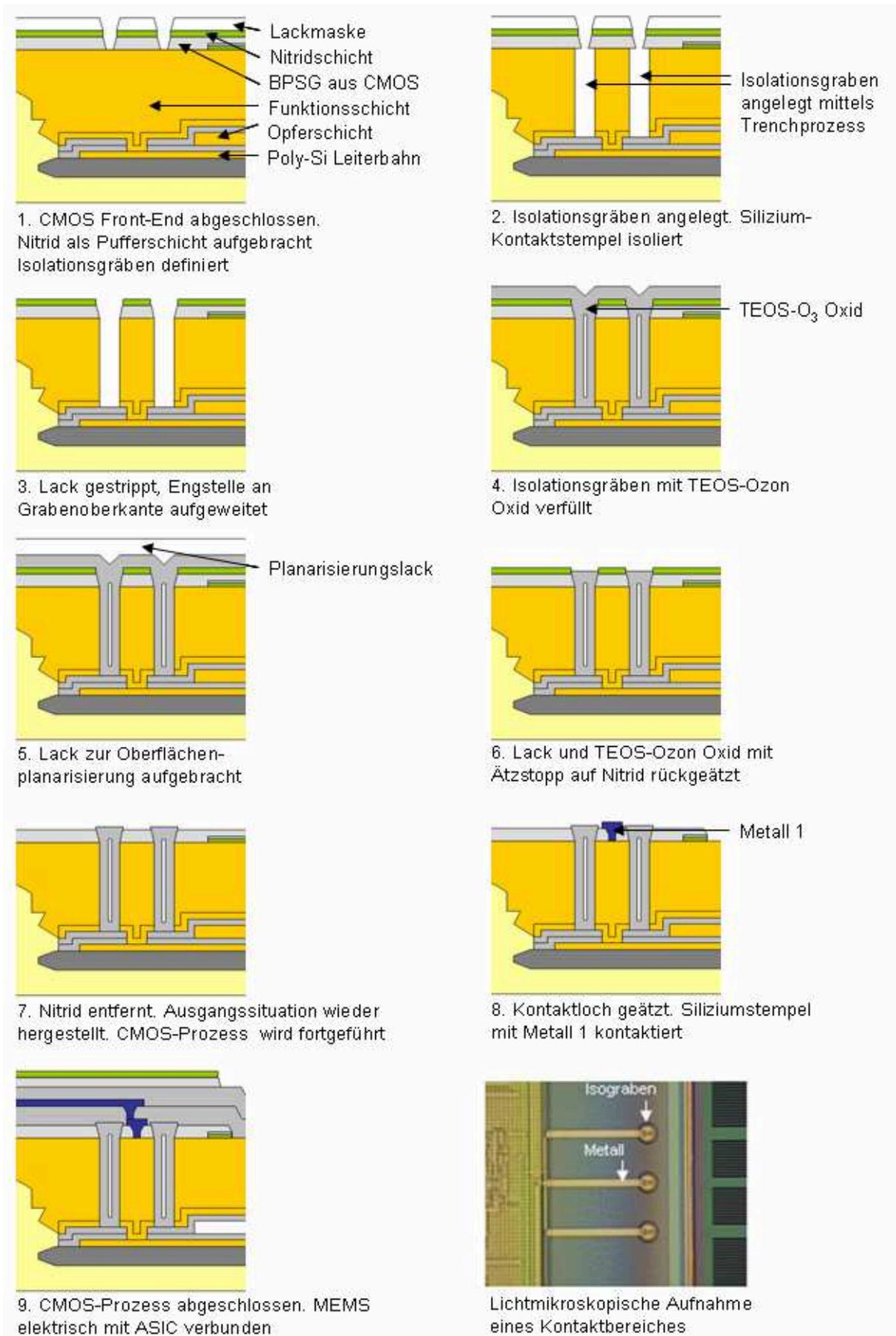


Abbildung 44: Prozesssequenz zum Anlegen von Isolationsgräben. Unten rechts ist eine Mikroskopaufnahme von Kontakten hergestellt mit dieser Prozesssequenz zu sehen.

5.1.3.3 Vergrabene Ätzmaske für Sensorfunktionsstrukturen

Idealerweise würde die Trenchmaske, welche die Sensorfunktionsstrukturen definiert, direkt vor dem Trenchprozess angelegt. Wie oben erwähnt, kann die Lithographie aufgrund der vorhandenen Topographie dies aber nicht leisten. Die gesamte CMOS-Metallisierung einschließlich Dielektrikas und Passivierung ist ca. 6 μm hoch. Auch wenn diese Stufe ohne Abrisse oder Verwürfe belackt werden könnte, würde man bei der Stepperbelichtung mit erheblichen Fokusproblemen und daraus resultierend mit unscharf abgebildeten Strukturen zu kämpfen haben. Gleichzeitig muss die Lackmaske in eine Hardmask aus Oxid übertragen werden. Dies ist aufgrund der verwendeten Silizium-Opferschichttechnologie zwingend nötig [53]. Alle offenen Siliziumflächen, also auch die Waferoberfläche, müssen beim Gasphasenätzen mit Oxid geschützt werden.

Aus diesen Gründen ist es sinnvoll, die Trenchmaske an einer Stelle im Prozessfluss einzubringen, an der die Topographie noch geringer ist. Allerdings muss dann die Maske über den restlichen Prozess hinweg geschützt werden und sich vor dem Funktionstrenchprozess wieder frei legen lassen.

Der im Demonstratorrun verfolgte Ansatz besteht darin eine Hardmask in einem der Zwischendielektrika des CMOS-Prozesses anzulegen. Prinzipiell ist es möglich, die Hardmask im selben Prozessschritt zu strukturieren, in dem auch die Vias der Schicht geätzt werden. Da Vias jedoch immer als Kelchprofil angelegt werden, wurde sicherheitshalber für die Trenchmaske ein separater Lithographie- und Ätzschritt eingeplant. Ist die Hardmask strukturiert, wird sie ganzflächig mit dem folgenden Metall bedeckt und so über den restlichen Prozess hinweg geschützt. Nach Abschluss des Metallisierungsblocks wird mit vergleichsweise grober Lackmaske der Sensorbereich geöffnet und die Dielektrika über dem Schutzmetal selektiv entfernt. Liegt die Metallisierung frei, kann dieses wiederum selektiv zur darunter liegenden Hardmask entfernt werden und der Wafer ist bereit zum Trenchen.

Die Entscheidung welches Zwischendielektrikum als Hardmask zu verwenden ist, wird durch die bereits festgelegten Dicken der Schichten erleichtert. BPSG, das erste Zwischendielektrikum, ist nur 900 nm dick und als Hardmask für den abschließenden Mikromechanikblock nicht ausreichend (Erklärung folgt im nächsten Kapitel). Die Notwendigkeit einer Diffusionsbarriere verhindert die Möglichkeit, das BPSG mit Feldoxid oder anderen thermischen Oxiden aus dem CMOS-Front-End zu verstärken. Das zweite Zwischendielektrikum dagegen ist 1600 nm dick und als Hardmask besser geeignet. Die Verwendung dieser Schicht bedingt aber, dass vor der Abscheidung die Diffusionsbarriere und das BPSG im Sensorkern großflächig entfernt werden müssen. Dies führt im Gegenzug wieder zu erhöhter Topographie für die abschließende Metallisierung. Es wurde bei der Herstellung des Demonstrators beobachtet, dass Metal 2 und Metal 3 zwar innerhalb der Spezifikation gefertigt wurden, aber nicht mit der für einen Standard-CMOS üblichen Präzision.

Mit den oben genannten Überlegungen und Vorversuchen sollten alle den Herstellungsprozess betreffenden offenen Punkte beantwortet sein. Es bleibt die Aufgabe, die Prozessblöcke aneinander zu reihen und einen monolithisch integrierten Demonstrator in diesem Prozess herzustellen.

5.2 Herstellung des Demonstrators

In diesem Unterkapitel wird der Herstellungsablauf des monolithisch integrierten Drehratensensors mit Siliziumfunktionsschicht beschrieben. Zum ersten Mal soll die Problematik der Unverträglichkeit des abschließenden Gasphasenätzens mit der fehlenden Beständigkeit der CMOS-Passivierung mit Hilfe einer Siliziumopferschichttechnologie gelöst werden. Eine Siliziumopferschicht kann mit ClF_3 geätzt werden, ohne dass dabei CMOS-Bauteile angegriffen werden.

Als Grundgerüst für den Herstellungsprozess des Drehratensensor Demonstrators diente für die Mikromechanik ein bei der Robert Bosch GmbH entwickelter Sensorprozess mit Siliziumopferschichttechnologie und für den ASIC ein ebenfalls bei Bosch vorhandener $0,65\ \mu\text{m}$ CMOS-Prozess. Dieses Grundgerüst wurde mehrmals unterbrochen und durch die in Kapitel 5.1 beschriebenen Prozessblöcke erweitert bzw. abgeändert.

Die Gestaltung der Chips wurde derart realisiert, dass die Mikromechanik in der Chipmitte als Insel platziert wurde und die aktiven ASIC-Bauelemente, die Insel umschließend, in einkristallinem Material angeordnet sind. Für eine einfachere Handhabung und getrennte Verifikationsmöglichkeiten wurde das Layout in Sensorebenen und ASIC-Ebenen getrennt. Abbildung 45 zeigt als Bild die beiden Layoutdatensätze des Drehratensensorchips. Ein Chip ist dabei $5,5\ \text{mm}$ breit und $6,6\ \text{mm}$ hoch.

In Summe wurden 31 Maskenebenen für den Sensorwafer benötigt, 20 für den ASIC, 7 für den MEMS-Block und 4 zusätzliche integrationsspezifische Ebenen, die sich aus der Zusammenführung der Prozesse ergeben. Je nach Anforderung an die Genauigkeit der Abbildung, beinhaltet das Waferlayout im MEMS-Bereich sowohl Stepperebenen als auch Projektionslithographie. Dies hat zur Folge, dass getrennte Justagemarken zur Verfügung gestellt werden müssen. Zusätzlich war es das Ziel, auch Teststrukturen im Demonstratorlayout unterzubringen. Wichtiger als die MEMS-Teststrukturen sind die Teststrukturen des CMOS-Prozesses. Mit diesen lässt sich ein erfolgreiches Erstellen des ASIC im Epi-Silizium verifizieren. Beide Testmustersätze werden normalerweise im Ritzgraben angelegt. Aufgrund des hoch komplexen und stark automatisierten Maskenfinish des CMOS-Prozess wurde der Ritzgraben jedoch für CMOS-Testmuster und CMOS-Justagestrukturen freigehalten. Auf die elektrischen Sensortestmuster wurde verzichtet. Im CMOS Chiplayout muss damit lediglich der MEMS-Bereich als „Active“ gekennzeichnet werden und die Design- und Layoutumgebung kann in vollem Umfang ohne Probleme genutzt werden. Sind

dann noch die Kontaktierungspunkte eindeutig gekennzeichnet, sollte einem Zusammenspiel der beiden Layoutteile nichts mehr im Wege stehen.

Ebene	Prozessblock	Aufgabe
1		Justagemarken
2		Isolationsoxid
3		Polyleiterbahn
4,5	Mikromechanik	Opferoxid
6	(vergrabene Ebenen)	Polysilizium (epitaktisch verstärkt)
7	Mikromechanik	Planarisierungsschutz
8	Integrationspezifisch	Sensorkern dotieren
9	Integrationspezifisch	Diffusionsbarriere
10-23	CMOS	CMOS Front-End
24	Integrationspezifisch	Isolationsgräben
25	CMOS	Kontaktloch
26	Integrationspezifisch	Diffusionsbarriere entfernen
27	Mikromechanik	Trenchmaske
28-31	CMOS	CMOS-Metallisierung

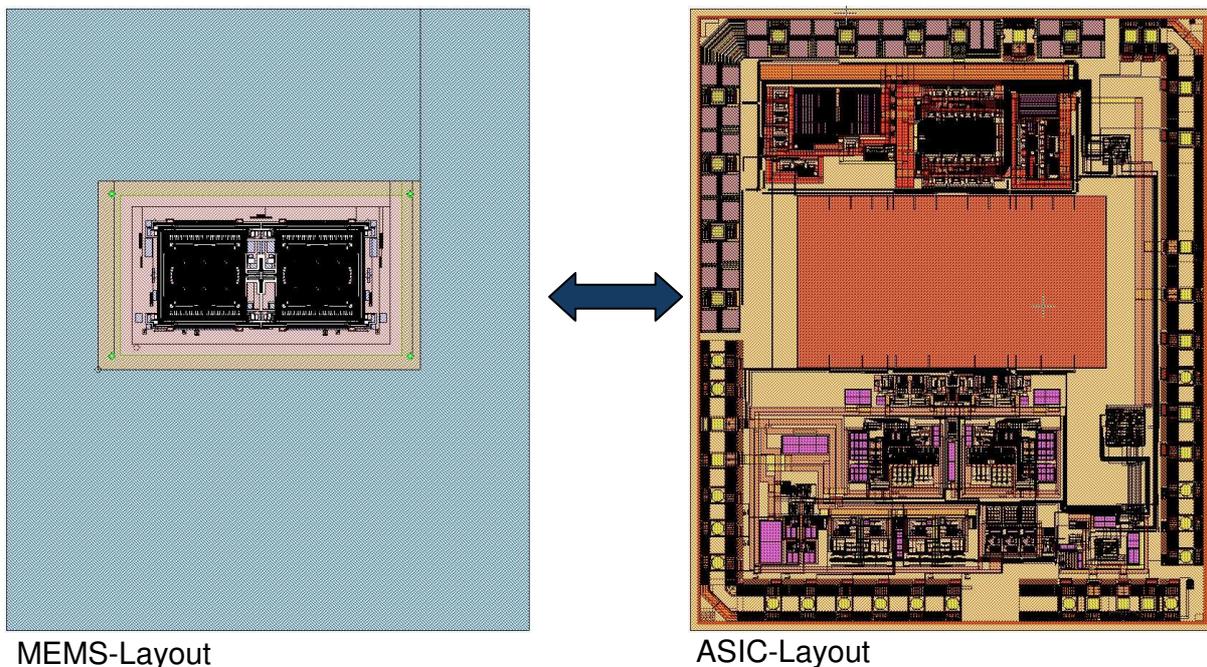


Abbildung 45: Für die Herstellung des Demonstrators wurden zwei getrennte Layoutdatensätze erstellt. Einer beinhaltet die MEMS- und integrationspezifischen Zusatzebenen der andere die ASIC-Ebenen. Dadurch kann das hoch automatisierte Maskenfinish des CMOS genutzt und Layoutverifikationen durchgeführt werden. Insgesamt wurden 31 Maskenebenen gezeichnet. 11 Für das MEMS-Layout und 20 für den ASIC. Der Chip ist 5,5 x 6,6 mm² groß.

5.2.1 Sensorschichtstack

Die Schichtfolge beginnt mit einer vergleichsweise dicken Oxidschicht (2,5µm). Dieses Oxid dient der Isolation der leitfähigen Sensorschichten vom Substrat und wird nur im MEMS-Bereich benötigt. Für eine Reduzierung der Topographie zwischen MEMS und ASIC wurde dieses Isolationsoxid nicht

einfach nach Abscheiden strukturiert, sondern mit Hilfe eines LOCOS-Prozesses angelegt. LOCOS-Oxide wachsen zu ca. 50% in das Substrat hinein und bilden einen glatten Übergang zur Umgebung. Anschließend an das Isolationsoxid wird die hochdotierte Polyleiterbahn, welche die Sensorelektroden miteinander verbindet, angelegt. Über den Leiterbahnen wird die Opferschicht benötigt. Da die Opferschicht in diesem Prozess aus Silizium besteht, ist es notwendig, diese Schicht in Oxid einzupacken. Aus diesem Grund werden direkt vor und direkt nach Anlegen der Opferschicht dünne Oxidschichten abgeschieden. Diese schützen beim späteren Gasphasenätzen die vergrabenen Leiterbahnen und die Funktionsschicht vor ClF_3 Ätzangriff. An die Opferschicht schließt sich eine polykristalline Siliziumschicht an, welche nach Strukturierung epitaktisch auf eine Dicke von $> 14 \mu\text{m}$ verstärkt wird. Die Strukturierung ist nötig, um der Epitaxie einkristallines Wachstum im ASIC-Bereich zu ermöglichen. Nach dem Epitaxieprozess wird die rau gewachsene Schicht poliert. Der CMP (chemisch-mechanisches Polieren) Prozess wird durch ein Schutzoxid derart begrenzt, dass nur im MEMS-Bereich Material abgetragen wird. Damit wird nicht nur eine glatte Waferoberfläche erzielt, es wird zusätzlich die Chiptopographie, verursacht durch die vergrabenen Schichten, größtenteils eingeebnet. Für eine saubere ASIC-Lithographie darf der Fokusoffset, und damit auch die Topographie innerhalb einer Stepperbelichtung, maximal 300 nm betragen. Dieses wurde durch Anpassen des CMP-Schritt auf einen Zielabtrag von $4 \mu\text{m}$ erreicht. Eine Messung der Resttopographie ist in Abbildung 46 zu finden. Nach der Politur wird die Funktionsschicht mit Hilfe einer zusätzlichen Maske im MEMS-Bereich n^{++} dotiert. Direkt nach der Implantation werden die Dotieratome eingetrieben und aktiviert. Wie durch den Versuch in Kapitel 5.1.1 gezeigt wurde, muss die Schichtfolge des Sensorprozesses durch eine Diffusionsbarriere ergänzt werden, welche die Eigenschaften der

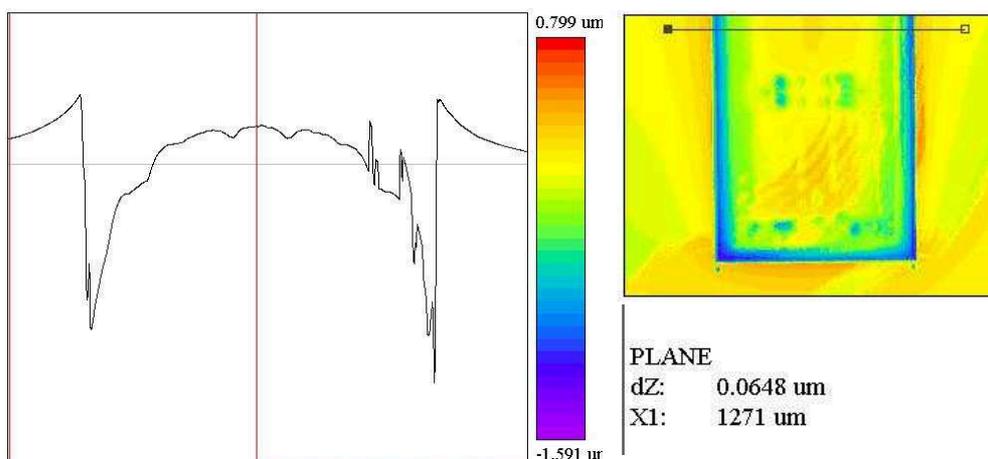


Abbildung 46: Chiptopographie nach CMP. Aufgenommen mit einem Weißlichtinterferometer. Der Höhenunterschied zwischen MEMS- und ASIC-Bereich beträgt 65 nm.

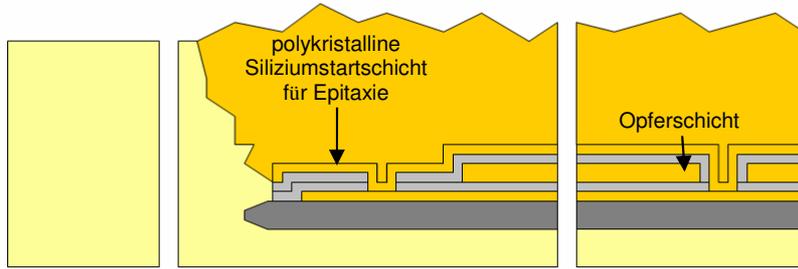
Siliziumfunktionsschicht konserviert. Abschließend für den Sensorschichtstack wird demnach die Diffusionsbarriere, bestehend aus Nitrid und polykristallinem Silizium, aufgebracht und strukturiert. Für die Strukturierung wurde ein Polyätzschritt mit Endpunktsignal verwendet. Zuerst wird im OES-Signal der Übergang von Nitrid auf Silizium beobachtet, bevor der Ätzprozess bei der zweiten Signaländerung abbricht. Die zweite Signaländerung kommt durch einen Ätzstopp auf der dünnen Oxidschicht aus dem Eintreibeschritt der Dotierung zustande. Das Stopppoxid wird automatisch durch die folgende erste CMOS-Reinigung entfernt. Abbildung 47 b) zeigt den Aufbau des Sensorschichtstacks einschließlich der Diffusionsbarriere.

5.2.2 CMOS-Block

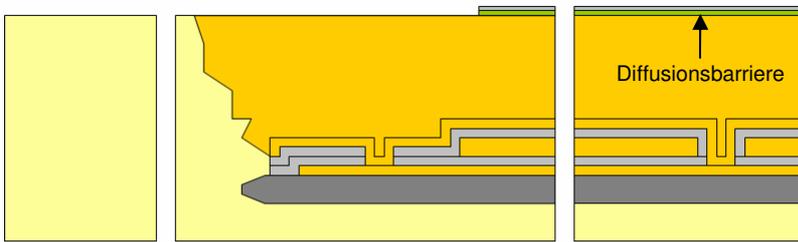
Nach Fertigstellung des Schichtstacks können ohne Unterbrechung oder Prozessanpassung die Hochtemperaturschritte des CMOS durchgeführt werden. Die erste Ebene des CMOS (N-WELL) ist dabei keine Erstbelichtung sondern justiert auf die, während der Epitaxie mitgewachsenen, Steppermarken des Schichtstacks und legt dabei neue Justagemarken für den restlichen Prozess an.

Vor Einbringen der Kontaktlöcher zum Gatepoly wird der CMOS zum ersten Mal unterbrochen und die Isolationsgräben als zusätzliche Stepperebene mit der in Kapitel 5.1.3.2. beschriebenen Prozesssequenz eingebracht. Als kritisch erwies sich hierbei der Lack/Plasma-Planarisierungsprozess. Im Gegensatz zu den Testwafern sind die Produktwafer vor dem Lackplanarisierungsprozess bereits zweimal planarisiert, zum Einen durch die Silizium-CMP und zum Anderen durch das Verfließen des BPSG. Dadurch, dass die CMP relativ großflächig planarisiert und das verfließende BPSG in engen Bereichen tendenziell nur die Spitzen einebnet, ist der Wafer zwar glatt aber nicht eben. Versucht man nun mit einem zusätzlichen, nicht selektiven, Planarisierungsprozess in einer Zwischenschicht zu stoppen, im gegebenen Fall in der Nitridschicht, findet man immer Stellen an denen man bereits über die Nitridschicht hinaus geätzt und das BPSG angegriffen hat. Dies ist unabhängig davon, wie homogen der Ätzprozess funktioniert. Folge ist, dass die BPSG Schicht teilweise außerhalb der spezifizierten Dicken liegt. Ein möglicher Ausweg wäre hier eine wesentlich dickere Nitridschicht oder alternativ ein Ätzprozess, welcher in Nitrid deutlich langsamer ätzt als in Oxid und Lack. Mit $O_2/CHF_3/CF_4$ als Ätzgas wurde allerdings kein Parametersatz gefunden, der dieses ermöglichte. Stattdessen wurde bei der Demonstratorprozessierung der nachfolgende Kontaktlochätzprozess angepasst und die geätzten Kontaktlöcher mit Hilfe eines In-Line CD-SEM verifiziert. Der Dickenverlust des Dielektrikums ließ sich im Testmuster messen des ASIC zwar nachweisen, alle Tests lagen diesbezüglich aber innerhalb der spezifizierten Grenzen.

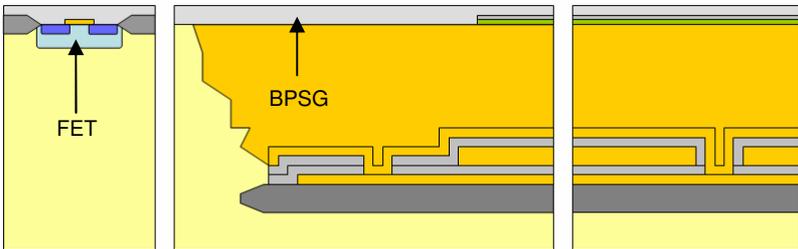
einkristallines Silizium
 polykristallines Silizium
 Siliziumnitrid
 thermisches Oxid
 CVD-Oxid
 Metallisierung (AlSiCu)



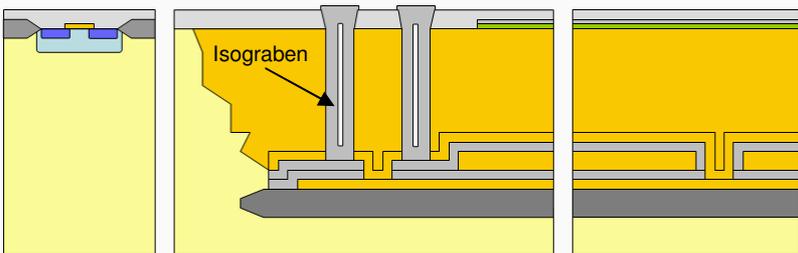
a) vergrabene Sensor-schichten angelegt. Selektive Epitaxie durchgeführt.



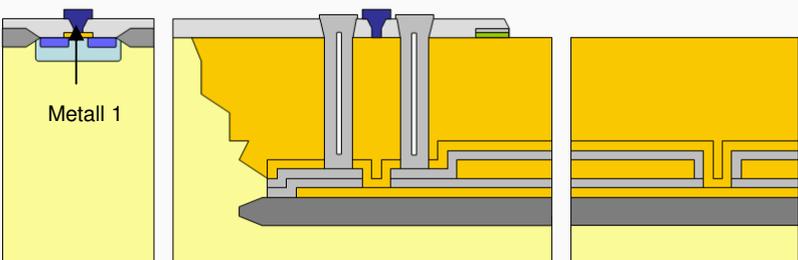
b) Sensorkern poliert. Diffusionsbarriere angelegt



c) CMOS HT-Schritte durchgeführt. Wafer wird an Isolationsgrabenblock übergeben



d) Isolationsgraben angelegt. CMOS-Prozess kann wieder aufsetzen



e) Sensorkern von BPSG und Diffusionsbarriere befreit

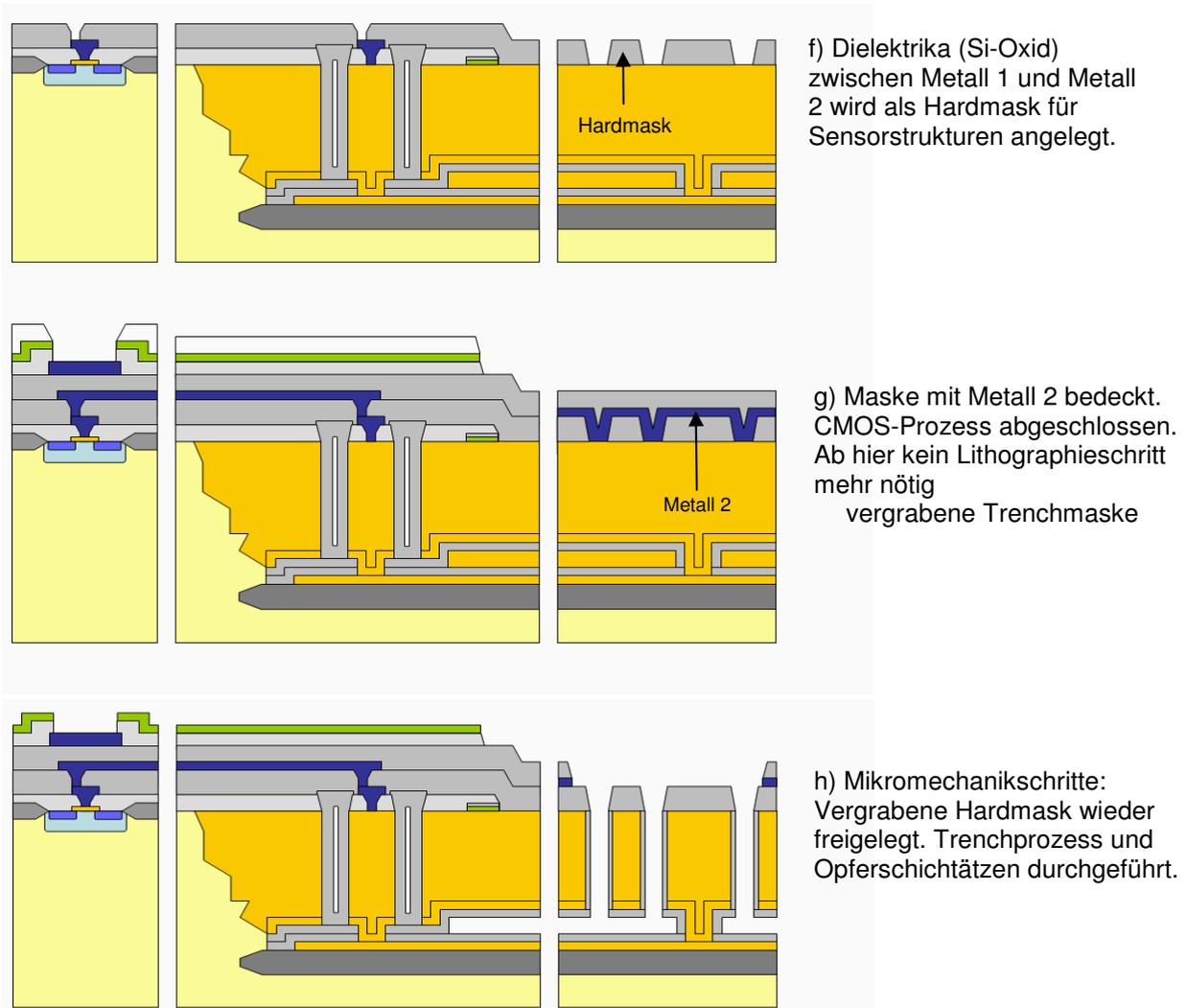


Abbildung 47: Gesamtprozessfluss und Schichtaufbau monolithisch integrierter DRS Demonstrator mit Siliziumfunktionsschicht und Siliziumopferschicht.

Direkt im Anschluss an den Kontaktlochprozess folgt die integrationspezifische Zusatzebene zum Entfernen der Diffusionsbarriere. Hier kann der identische Ätzprozess wie beim Anlegen der Barriere verwendet werden.

Weiterverfahren wird mit Standard CMOS-Prozessen ehe nach Metall₁, Dielektrikum₁ (1,6 µm TEOS-Oxid) und Via₁ die Maske für den Funktionstrench erstellt wird. Die Hardmask ist über eine zusätzliche Stepperebene und eine erneute Strukturierung des Dielektrika mit einem anisotropen Ätzprozess auf einer LAM-Plasmaätzenanlage realisiert (Abbildung 47 f).

Ab diesem Zeitpunkt sind keine weiteren Unterbrechungen im CMOS mehr vorgesehen. Der Prozess schließt mit Öffnen der Passivierung. Um die Oxiddicke im MEMS-Bereich zu reduzieren, wurde dieser Ätzprozess, welcher normalerweise nur die Bondpads öffnet, auf den MEMS-Bereich ausgedehnt. Abbildung 47 g) zeigt den Wafer zu diesem Prozessierungsstand.

Schwierigkeiten ergaben sich beim Freilegen der Hardmask. Die ursprüngliche Idee, mit einem Trockenätzprozess auf Metall 2 zurückzuätzen und gleichzeitig die TiN-ARC-Schicht⁶ (Anti Reflective Coating) zu entfernen, ließ sich nicht umsetzen. Mit den verfügbaren Trockenätzprozessen war es nicht möglich sauber durch 3,0 µm Oxid hindurch zu ätzen. Starke Polymerbildung bei der Ätzung verhinderte das nachfolgende nasschemische Entfernen der Aluminiumschicht. Als Ausweichprozess wurde die Oxidschicht nasschemisch mit AMS5 entfernt. Mit dem Ergebniss, dass die ARC-Schicht auf Aluminium nicht mit entfernt wurde und ein nasschemisches Ätzen des Aluminiums erst nach einem zusätzlich eingeführten Trockenätzschritt für TiN möglich war. Mit Chlor als Ätzgas ist die ARC-Schicht innerhalb sehr kurzer Zeit entfernt. Gegenüber allen alternativen Ätzgasen zeigt sich TiN als sehr resistent.

In diesem Zustand konnten die Testmuster des CMOS gemessen und bewertet werden. Alle funktionsrelevanten Parameter lagen innerhalb der Spezifikationen. Somit ist gezeigt, dass der ASIC Prozess funktioniert und die bis dahin erfolgten Anpassungen erfolgreich verliefen.

5.2.3 Mikromechanikprozesse

Abschließend für den Sensorwafer folgen die Mikromechanikschritte. Nach dem Trench wird eine Seitenwandpassivierung der Trenchgräben aufgebracht. Diese Passivierung wird mit Hilfe einer dünnen TEOS-Ozon Schicht realisiert und dient dem Schutz der Sensorstrukturen beim Gasphasenätzen mit ClF_3 . Nach der Abscheidung dieser Schicht wird der Zugang für das Opferschichtätzen gelegt. Die Trenchböden werden mit einem sehr gerichteten Ätzprozess so weit geöffnet, dass die Siliziumopferschicht freiliegt. Dieser gerichtete Ätzprozess trägt natürlich nicht nur am Trenchboden Material ab, sondern auch an der Oberfläche der Strukturen. Damit wird klar, warum für den Trench eine Hardmask mit einer Dicke $>1 \mu\text{m}$ benötigt wird. Nach dem Release der Strukturen mittels ClF_3 -Ätzen folgte ein kurzer HF-Schritt, um die Oxidpassivierungen sowie die Hardmask zu entfernen. Beide Prozesse verwenden Ätzmedien direkt aus der Gasphase und sind daher für das Opferschichtätzen bestens geeignet.

Sichtprüfungen und elektrische Messungen an Demonstratorchips zeigen, dass hierbei der ASIC nicht in seiner Funktion geschädigt wird. Abbildung 48 zeigt einen vollständig prozessierten, aber noch unverkappten Drehratensensorchip. An diesem Chip wurden Messungen am Detektionsschwinger des Sensors durchgeführt. Abbildung 49 zeigt die Übertragungsfunktionen des Detektionsschwingers bei atmosphärischem Druck, aufgenommen über die

⁶ Jede Aluminiumschicht wird mit einer dünnen ($< 50 \text{ nm}$) Titannitridschicht versehen. Diese TiN-Schicht verringert die hohe Reflexität des Aluminiums und unterdrückt Lichtreflexe beim folgenden Lithographieprozess. Nur mit dieser Schicht wird es möglich, Leiterbahnen mit einer Breite von $1\text{-}2 \mu\text{m}$ herzustellen.

monolithisch integrierten C/U-Wandler. Natürlich sind die Güten aufgrund des Umgebungsdruck von circa einem Bar relativ gering.

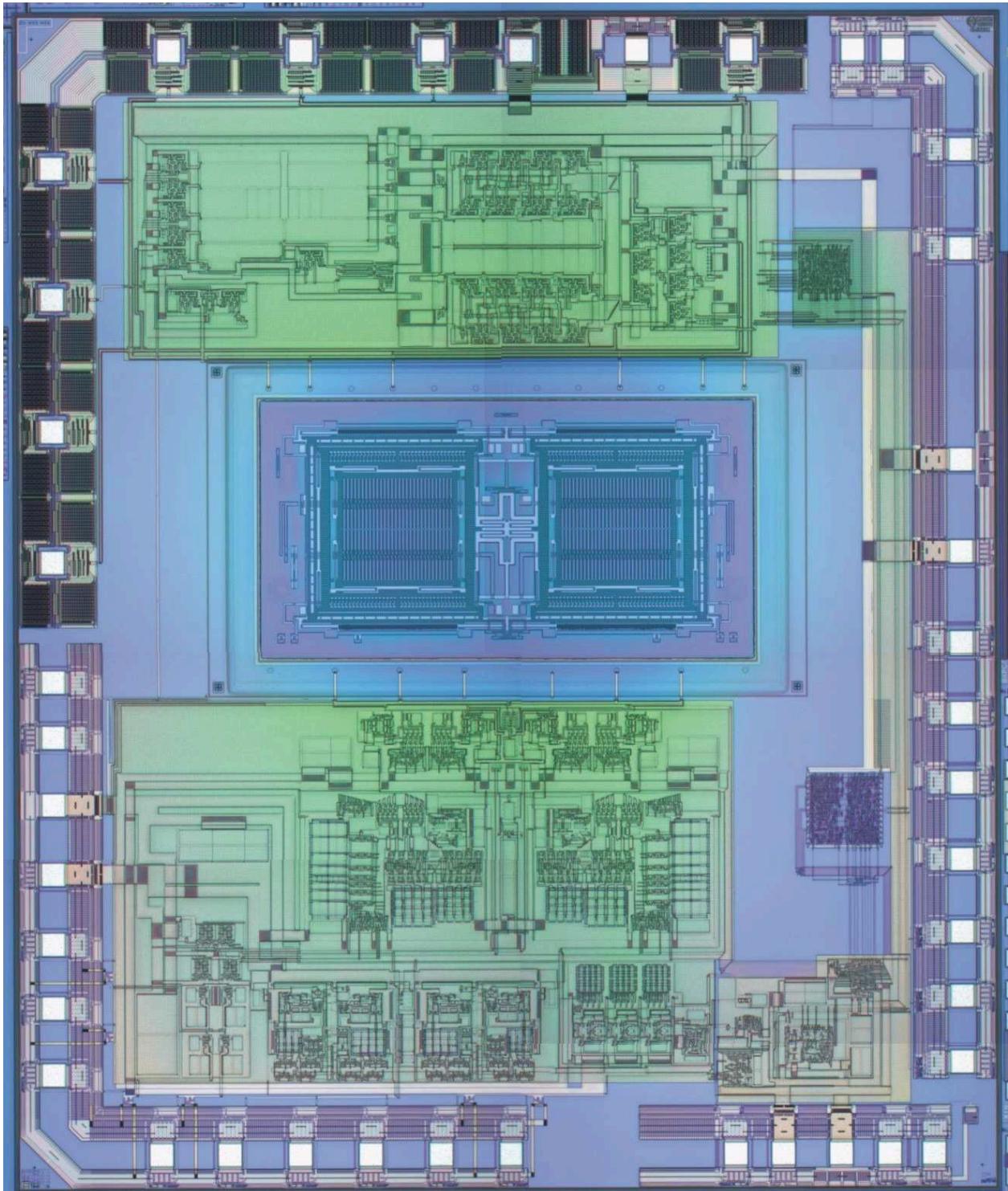


Abbildung 48: Mikroskopaufnahme eines fertig bearbeiteten und noch unverkapselten Drehratensensorchips. In der Chipmitte sind die mechanisch beweglichen und festen Sensorstrukturen zu sehen. Umgeben sind diese Strukturen von analoger und digitaler Mikroelektronik eines $0,65\ \mu\text{m}$ CMOS Prozesses mit drei Metalllagen. Im Bild über der MEMS-Struktur liegen die für den Antrieb nötigen Schaltungsblöcke, unter der MEMS-Struktur, die für die Detektion benötigten Blöcke.

Es ist jedoch eindeutig, dass die mechanischen Strukturen frei beweglich sind und die Eigenfrequenzen im erwarteten Bereich liegen. Implizit bedeutet dies, dass die MEMS-Schritte erfolgreich verliefen und die elektrische Verbindung der Sensorstruktur zum ASIC korrekt angelegt wurde. Insbesondere die neuen Prozessblöcke Diffusionsgraben, Isolationsgraben und vergrabene Hardmask, sind funktionell.

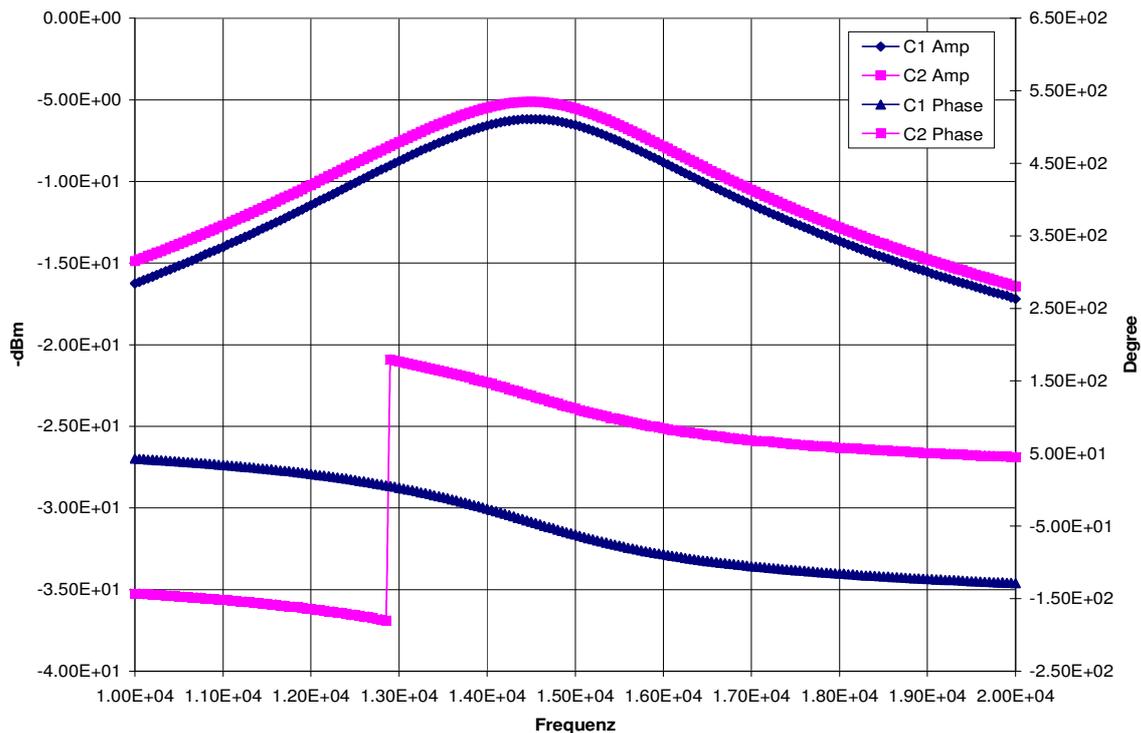


Abbildung 49: Mit Hilfe von monolithisch integrierten C/U-Wandlern aufgezeichnete Übertragungsfunktion des Detektionsschwingers; Messung wurde bei atmosphärischem Druck durchgeführt. Oben: Amplitudengang, Unten: Phasengang. Jeweils C1 und C2.

5.2.4 Aufbringen eines Kappenwafers

Für eine genaue Charakterisierung des Drehratensensors ist eine Verkapselung mit definiertem Innendruck nötig. Das gängige Konzept einen Kappenwafer mit bereits geöffneter Bondpadöffnung auf den Sensorwafer mit einem Sealglasbondprozess aufzubringen, scheitert an der Anforderung den Chip ringsum über Bonddrähte kontaktieren zu müssen. Es lässt sich keine mechanische Verbindung der eigentlichen Kappe zum umgebenden Wafermaterial herstellen. Somit lässt sich auch kein Bondprozess auf Waferlevel durchführen. Ändert man das Konzept jedoch leicht ab und führt zusätzliche Sägeschritte ein, wird es möglich mit einem 3-Masken-Prozess Kappenwafer zu erstellen, die mittels Sealglasverbindung auf den Sensorwafer gebondet werden können. Zunächst wurde auf die Öffnung im Kappenwafer verzichtet. Später, nach dem Bondprozess, wurden dann über zusätzliche

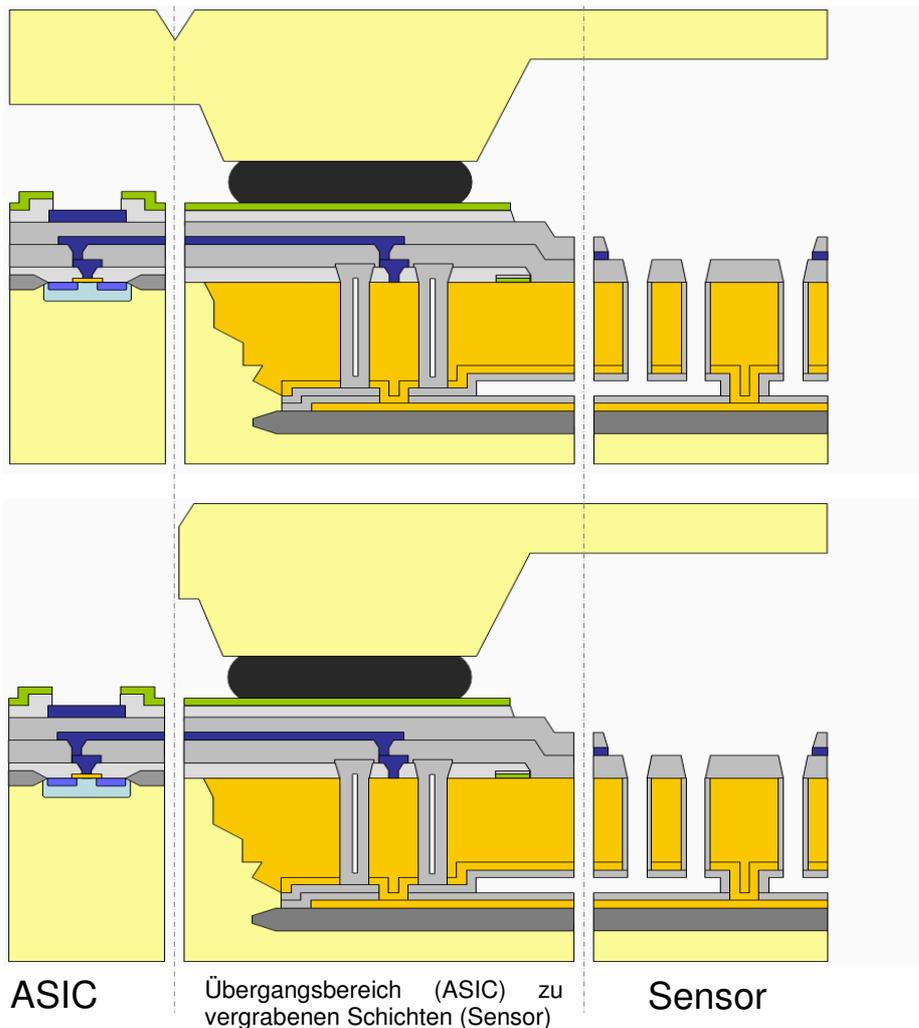


Abbildung 50: Verkopplungsprozess DRS-Demonstrator. Oben: Kappenwafer gebondet mit Sealglasbondverbindung. Eine Kaverne über dem Drahtbondpadbereich ermöglicht ein nachträgliches Freilegen des Bondpadbereichs mittels Sägeprozess.

Sägeschnitte die Drahtbondpads zugänglich gemacht. Möglich wird dies, indem im Bondpadbereich Kavernen in den Kappenwafer eingebracht werden und die Säge über dem Sensorwafer innerhalb dieser Kaverne läuft. Abbildung 50 zeigt den Waferstack nach Sealglasbonden und nach Sägen der Kappe. Die Strukturen des Kappenwafer wurden mit nasschemischen KOH-Ätzschritten herausgearbeitet. Als Ätzmaske dienten vorstrukturierte Oxidschichten.

Ist die Kappe in Form gesägt und sind die Drahtbondpads zugänglich können die Chips mit Orientierung am Ritzgraben wie gewohnt vereinzelt werden. Nach diesem Konzept gefertigte und vereinzelt Chips sind in Abbildung 51 zu sehen. Leider ließen sich die Messergebnisse erzielt an offenen Chips nicht an derart verkappten Teilen wiederholen. Alle Chips zeigten massive innere Kurzschlüsse. Messungen waren in keiner Form mehr möglich. Es ist eindeutig, dass der Verkopplungsprozess zu den Ausfällen führt. Entweder verursachen stark beschleunigte Partikel beim Sägeprozess der Kappe oder die nicht aufschmelzenden Elemente im Sealglasbondprozess Zerstörungen der ASIC-Metallisierung. Gegen ersteres spricht, dass die Chipoberfläche im

Lichtmikroskop völlig frei von Beschädigungen erscheint. Eine Untersuchung des Sealglasbondrahmens zeigt jedoch auch keine offensichtliche Beschädigung des CMOS. Allerdings ist es nicht möglich die Kappe und das Sealglas in einer Form zu entfernen, dass die komplette darunter liegende Oberfläche untersucht werden kann. Es bleiben immer Verunreinigungen zurück die Beschädigungen überdecken könnten. Abschließend konnte nicht genau geklärt werden welche Ursache zu den Kurzschlüssen führte.

Mit diesen Ergebnissen wird natürlich auch das Konzept des SiGe-Demonstrators in Frage gestellt. Auch bei diesen Chips wäre für eine Serienfertigung eine Verkappung mit Sealglasbondprozess nötig. Die Randbedingung für den Bondprozess sind jedoch andere. Beim Back-End-Integrierten Sensor käme das Sealglas nicht direkt auf der CMOS-Metallisierung zum liegen sondern auf der dazwischen liegenden Funktionsschicht. Im gegebenen Fall auf der SiGe-Schicht. Dieser Umstand könnte dazu führen, dass der CMOS beim Bondprozess weitaus weniger Stress erfährt. Eine Klärung ob der Chip verkappbar wäre würde schließlich nur ein Versuch liefern. Wie bereits erwähnt war dies jedoch aufgrund der verwendeten 8“ Wafern nicht möglich.

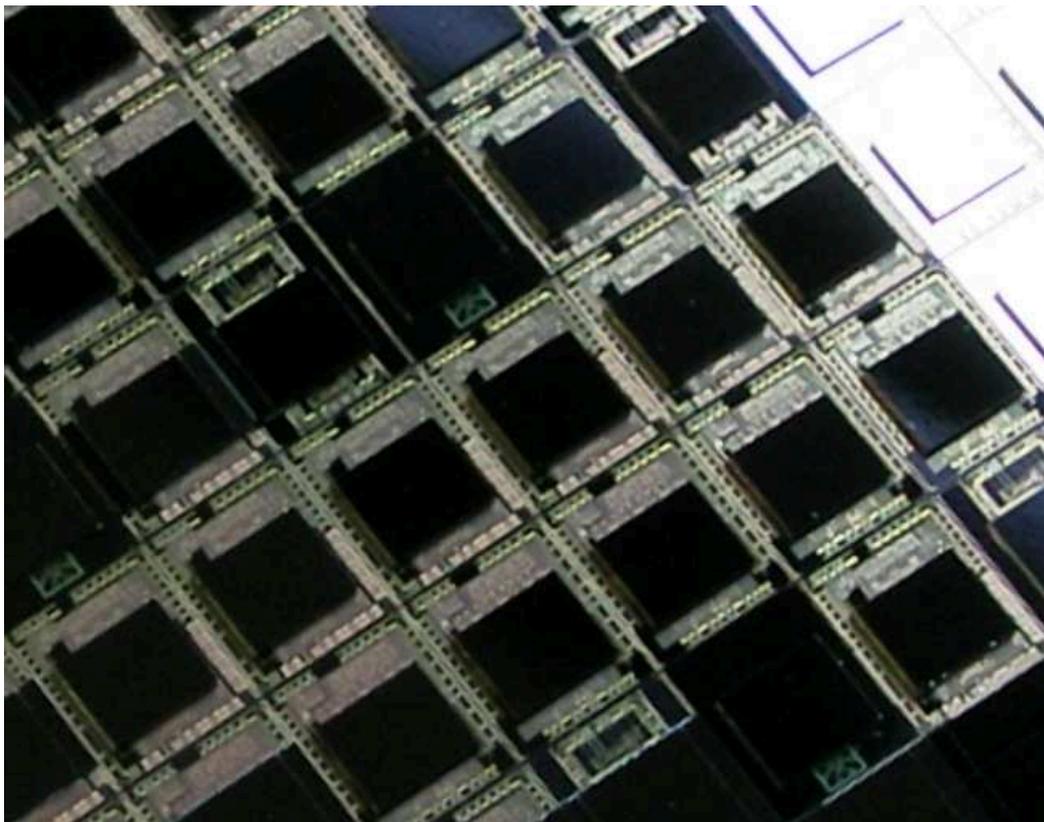


Abbildung 51: Verkaptetes und vereinzelt Waferstück. Die Chips sind noch auf der Sägefolie aufgeklebt.

6 ZUSAMMENFASSUNG

In dieser Arbeit wurden zwei monolithisch integrierte Drehratensensoren mit zeitkontinuierlicher Auswertung vorgestellt. Obwohl in zwei völlig unterschiedlichen Prozessabläufen hergestellt, unterscheiden sich die Sensoren in ihrer Auslegung und Funktion nicht.

Für den zuerst vorgestellten Demonstrator wurde der Ansatz einer Back-End-Integration gewählt. Dabei wurden auf Waferlevel im Anschluss an einen 0,35 μm CMOS-Prozess Sensorstrukturen aus einer zusätzlich aufgetragenen Silizium-Germanium-Schicht herausgearbeitet. Nach Abschluss des CMOS ist das zur Verfügung stehende thermische Budget begrenzt. Deshalb wurde polykristallines Silizium-Germanium (SiGe) als Funktionsmaterial verwendet. Im Gegensatz zu reinem Silizium, sind bei SiGe die benötigten Abscheidetemperaturen deutlich reduziert.

Das Lösen der Sensorstrukturen vom Untergrund wurde bei dem Back-End-Ansatz mit Hilfe einer Siliziumoxidopferschicht realisiert. Hierbei zeigte sich die größte Schwäche dieses Ansatzes. Der CMOS-ASIC hielt dem bevorzugten Ätzprozess mit Flusssäure aus der Gasphase nicht stand. Es musste auf eine alternative, wenig reproduzierbare, nasschemische Opferschichtätzung und auf einen aufwendigen Trocknungsprozess mit superkritischem CO_2 zurückgegriffen werden. Die SiGe Funktionsschicht selber lässt sich zwar in gewünschter Qualität und Dicke herstellen, allerdings besitzt die aus Temperaturgründen benötigte plasmaunterstützte Abscheidung als Einzelwaferprozess eine zu niedrige Abscheiderate, um diesen Prozess für kommerzielle Sensoren verwenden zu können.

Der Back-End integrierte SiGe-Demonstrator wurde in einer fortschrittlichen 8"-Waferfab hergestellt. Gleichzeitig war die Wafergröße aber auch das Hindernis für die Verkappung der Sensorstrukturen auf Waferlevel. Für 8"-Wafer standen keine Anlagen zur Verfügung, welche dies ermöglicht hätten. Die Chips wurden deshalb für Charakterisierungszwecke aufwendig auf einem Keramiksubstrat aufgebaut und in ein Metallgehäuse verpackt.

Die elektrische Charakterisierung zeigte, dass die Einzelblöcke der Chips funktionieren wie erwartet. Der PLL (Phase-Locked-Loop) führte eine resonante Anregung des Antriebsschwingers aus und generierte gleichzeitig den Systemtakt. In der Detektion arbeitete sowohl das Frequenztuning als auch die elektrische Dämpfung der Bewegung wie geplant.

Bei Tests zur Bestimmung von Güte und Übertragungsfunktion der Sensorstruktur stellte sich jedoch heraus, dass das Frequenzsplitting nicht wie gewünscht ausgefallen ist. Die Resonanzfrequenz des Detektionsschwingers lag niedriger als die Resonanzfrequenz des Antriebsschwingers. Mit diesem Frequenzsplitting war kein vollresonanter Betrieb des Sensors möglich.

Trotz des missglückten Frequenzsplittings ließ sich der Chip als Drehratensensor einsetzen. Der fehlende vollresonante Abgleich führte zu einem

Offset und einer Abschwächung des Ausgangssignals. Die Signale wurden ansonsten jedoch nicht weiter verfälscht. Der Sensor besaß eine gute Auflösung bei gewünschter Bandbreite. Mit Hilfe diverser Messungen im Signalfluss ließ sich zeigen, dass mit korrektem Frequenzsplitting eine sehr gute Auflösung von 0,035 °/s bei 50 Hz Bandbreite erreichbar gewesen wäre.

Zurückzuführen ist dies vor allem auf die hervorragende Qualität der C/U-Wandlung. Das zeitkontinuierliche Konzept der Signalwandlung und Verstärkung spielte hier seine Vorteile voll aus. Rauschanalysen zeigten, dass mit den verwendeten C/U-Wandlern eine Signalauflösung bis hinab zur thermischen Bewegungen des Sensorelements möglich ist und somit das System optimal ausgelegt war. Das elektrische Rauschen der ersten Stufe der Signalwandlung hatte keinen nennenswerten Einfluss mehr auf die Performance des Sensors.

Auflösungsbegrenzend zeigten sich die zur Kontrolle und Regelung des Systems notwendigen rückgekoppelten Spannungen. Es war nicht wie erst befürchtet ein Übersprechen der Signale ursächlich für das erhöhte Systemrauschen. Vielmehr kam es zu einer, durch den Rauschteppich der Regelspannungen, induzierten Bewegung des Detektionsschwingers. Dies wurde durch die Resonanzüberhöhung des Systemrauschens belegt. Verbesserung würde eine Tiefpassfilterung der rückgekoppelten Signale bringen. Wegen integrierter Schaltungsblöcke ließ sich dies am vorhandenen Demonstrator jedoch nicht praktisch nachweisen.

Aufgrund intrinsischer Nachteile in der Prozessierung und der teuren Funktionsschicht wurde nach einer alternativen Prozessführung gesucht, die es ermöglichte eine identische Sensorstruktur mit gleicher Auswertung in einem günstigeren und besser beherrschbaren Prozess herzustellen. Als wichtigste Voraussetzung soll diese neue Prozessführung vielfach bewährtes, epitaktisch verstärktes, Polysilizium als Material für die beweglichen Sensorstrukturen ermöglichen.

Dieses wurde an dem zweiten ebenfalls in dieser Arbeit vorgestellten Chip umgesetzt. Bei der neuen Prozessführung handelt es sich um eine gemischte Integration. Der Mikromechanikprozess wurde hierzu aufgesplittet. Nach Anlegen des Sensorschichtstack, aber noch vor dem Herausarbeiten der Sensorstrukturen, wurde der CMOS-ASIC eingebracht. Dies hatte den Vorteil, dass bei der Abscheidung der Funktionsschicht nicht Rücksicht auf bereits vorhandene CMOS-Strukturen genommen werden musste. Zusätzlich ermöglichte der Prozessfluss eine neue Opferschichttechnologie mit Silizium als Schichtmaterial. Ein Angriff des ASICs beim Gasphasenätzen ließ sich damit aufgrund der Selektivität des Ätzmediums ausschließen. Während bei dem Back-End-Integrierten Demonstrator viel Entwicklung bei den Einzelprozessen zur Funktions- und Opferschicht nötig war, musste bei dem Konzept der gemischten Integration viel Entwicklung in den Prozessfluss investiert werden. Es zeigte sich, dass zu dem Grundgerüst, bestehend aus etabliertem Mikromechanikprozess und 0,65 µm CMOS-Prozess, noch zusätzliche

Prozesssequenzen benötigt werden. Eine Diffusionsbarriere musste in den Prozessfluss eingebaut werden, welche die Eigenschaften der Funktionsschicht hinsichtlich intrinsischen Stress über den CMOS-Prozess hinweg bewahrte. Am aufwendigsten gestaltete sich die elektrische Verbindung zwischen dem ASIC und den Sensorstrukturen. Ein Kontaktbereich wurde definiert, in dem die Verbindungen von Metalleiterbahnen des ASIC zu den Polyleiterbahnen der Mikromechanik realisiert wurden.

In einem derartigen Prozessfluss wurden ebenfalls Demonstratoren hergestellt. Bis auf wenige Details verlief die Herstellung des Sensorwafer nach Plan. Dass die Prozessierung erfolgreich war, zeigt die Funktionalität der ASIC-Testmuster und der Rahmenstrukturen des Demonstrators. Die Detektionsstrukturen lassen sich in unverkapttem Zustand zu Schwingungen anregen und über die integrierten C/U-Wandler auslesen.

Die Sensorwafer mit den Demonstratorchips wurden nach Fertigstellung auf Waferlevel mit eigens angefertigten Kappenwafer und Sealglasbondverbindung verkapt. Leider zerstörte dieser Verkappungsprozess die Funktionalität des ASICs und verhinderte damit eine weitergehende Charakterisierung dieser Demonstratorchips. Die Weiterarbeit am Herstellungsprozess sollte sich daher hauptsächlich mit dem Verkappungsprozess beschäftigen. Es müsste geklärt werden welche tiefer liegende Ursache hinter den entdeckten Kurzschlüssen steckt und ob diese durch reine Layoutanpassungen oder Parameteränderungen im Bondprozess behoben werden könnten.

Die Kombination der Ergebnisse, eine hervorragende Performance des Sensors gezeigt mit einem Back-End integrierten Ansatz und ein funktionierender Prozessfluss in gemischter Integration, lassen den Schluss zu, dass es möglich ist, monolithisch integrierte Drehratensensoren herzustellen, die eine bessere Performance als heutige Sensoren aufweisen. Durch monolithische Integration ist es möglich Sensorelemente herzustellen die nicht mehr durch den ASIC in der Auflösung begrenzt sind, sondern durch die mechanische Struktur selbst. Die zur Verfügung stehenden Massen und Kapazitätsänderungen des Sensors werden optimal genutzt. Weitere Steigerungen der Auflösung sind dann nur noch durch Vergrößerung der mechanischen Struktur möglich.

LITERATURVERZEICHNIS

- [1] [BÜT91] S. Büttgenbach: „Mikromechanik – Einführung in Technologie und Anwendung“, 1. Auflage, B.G. Teubner, Stuttgart 1991.
- [2] [HEU51] A. Heuberger: „Mikromechanik“, 1. Auflage, Springer Verlag, 1989.
- [3] [DIM05] P.D. Dimitropoulos, C. Kachris, D.P. Karampatzakis, G.I. Stamoulis: „A new SOI monolithic capacitive sensor for absolute and differential pressure measurements“, Sensors and Actuators A 123–124 36–43, 2005.
- [4] [MAD02] M. Madou: „Fundamentals of Micorfabrication: The Science of Miniaturization“, Second Edition, CRC Press, 2002.
- [5] [SZE81] S. M. Sze: „Physics of Semiconductor Devices. 2nd. Ed.“ New Dehli: Wiley Eastern Limited, 1981.
- [6] [MEU99] A. Meuser “Elektrische Sicherheit und elektromagnetische Verträglichkeit. Normen verständlich”, Band 58, VDE Verlag GmbH , März 1999.
- [7] [BOR07] Robert Edward Borocho: „Mechanical Properties and Fatigue of Polycrystalline Silicon under Static and High Frequency Cyclic Loading“, Dissertation, Universität Karlsruhe (TH), 2007.
- [8] [VIL03] A. Villa, B. De Masi, A. Corigliano, A. Frangi, and C. Comi: „Mechanical characterization of epitaxial polysilicon in mems“, In Proceedings of the 2nd MIT Conference on Computational Fluid and Solid Mechanics, volume 1, pages 722–726, June 2003.
- [9] [NOL96] W. Nolting: “Grundkurs Theoretische Physik 1. Springer-Lehrbuch”, Springer-Lehrbuch, 1996.
- [10] [BRU04] P. Bruschi, A. Nannini, F. Pieri: “Electrical measurements of the quality factor of microresonators and its dependence on the pressure”, Sensors and Actuators A 114 (2004) 21–29.

- [11] [TAExx] S. Täschler: „Vorlesungsskript Regeltechnik“, Beuth-Hochschule.
- [12] [BRO95] I. N. Bronstein: „Taschenbuch der Mathematik“, Verlag Harri Deutsch (1995).
- [13] [HILL03] C. Hillermeier: „Vorlesungsskript Regelungstechnik“, UniBw München; 2003.
- [14] [GAB93] Thomas B. Gabrielson: „Mechanical-Thermal Noise in Micromachined Acoustic and Vibration Sensors“, IEEE Transactions on Electron Devices, VOL. 40, NO. 5, May 1993.
- [15] [BOS96] B. Boser: „Electrostatic Force-Feedback“ Vorlesungsscript, Berkeley Sensors & Actuator Center, University of California 1996.
- [16] [KRA98] M. Kraft, C. P. Lewis, T.G. Hesketh: „Closed-loop silicon accelerometers“, IEE Proc. Circuits Devices Systems, Vol. 145, No 5, October 1998.
- [17] [NOR93] Steven R. Norsworthy: „Optimal Nonrecursive Noise Shaping Filters For Oversampling Data Converters“, IEEE 1993.
- [18] [WIE96] D. Wiedmann, H. Mader, H. Friedrich: „Technologie hochintegrierter Schaltungen“, Springer Verlag (1996).
- [19] [HAK02] M. Gad-el Hak: „The MEMS Handbook“, CRC Press, 2002.
- [20] [GANxx] C. Gahn, S. Finkbeiner, M. Fürtsch, A. Kaschner, M. Offenbergl: „The Bosch Silicon Micromachining Foundry Service“.
- [21] [OFF96] M. Offenbergl, H. Münzel, D. Schubert, F. Lärmer, B. Maihöfer, E. Müller, O. Schatz, J. Marek: „Acceleration Sensor in Surface Micromachining for Airbag Applications with High Signal/Noise Ratio“, SAE International Congress and Exposition (Detroit Michigan), SAE Technical Paper Series 960758, 1996.
- [22] [OFF94] M. Offenbergl, B. Elsner, F. Lärmer: „Vaper HF Etching for Sacrificial Oxide Removal in Surface Mircromachining“, 186th Electrochemical Society Meeting, Miami Beach, USA, 1994.

- [23] [GLI06] K. Glien: „Dichtheit und Lebensdauer Glas-Frit gebondeter mikromechanischer Inertialsensoren“, Dissertation, Technischen Universität Karlsruhe, Stuttgart, November 2006.
- [24] [KNE04] R. Knechtel: „Halbleiterwaferbondverbindungen mittels strukturierter Glaszwischen-schichten zur Verkapselung oberflächenmikromechanischer Sensoren auf Wafer Ebene“, Dissertation, Technischen Universität Chemnitz Erfurt 2004.
- [25] [LÄR94] F. Lärmer, A. Schilp: „Verfahren zum anisotropen Ätzen von Silizium“, DE Patent Nr. 42 410 45 C1, 1994.
- [26] [LAE05] Franz Laermer , Andrea Urban: “Milestones In Deep Reactive Ion Etching”, The 13th International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems, Seoul, Korea, June 5-9, 2005.
- [27] [YAZ98] N. Yazdi, F. Ayazi, K. Najafi: „Micromachined Inertial Sensors“, Proceeding of the IEEE, VOL. 86, NO. 8, August 1998.
- [28] [PAR01] A. Partridge, A. E. Rice, T.W. Kenny, M. Lutz: „New thin film epitaxial polysilicon encapsulation for piezoresistive accelerometer“, 14th Int. MEMS Conf., Interlaken, (2001).
- [29] [BOS96] B. Boser: „Capacitive Position Sense Circuits“ Vorlesungsscript, Berkeley Sensors & Actuator Center, University of California 1996.
- [30] [FUN98] K. Funk: „Entwurf, Herstellung und Charakterisierung eines mikromechanischen Sensors zur Messung von Drehgeschwindigkeiten“, Dissertation TU München, 1998.
- [31] [FUN94] K. Funk, R. Neul, F. Lärmer: „Das elektrische Übertragungsverhalten eines kapazitiv betriebenen mechanischen Resonators“, Gründungsversammlung der GI-Fachgruppe 3.5.6 „Mirkosystemtechnik“, Prof. M. Gleßner, TH Darmstadt, 1994.
- [32] [FUN95] K. Funk, A. Schilp, M. Offenbergl, B. Elsner, F. Lärmer: „Surface Micromachining of Resonant Silicon Structures“ Transducers’95, Eurosensors IX, pp. 50-52, 1995.
- [33] [BEH05] Manas Behera, Volodymyr Kratyuk, Sudipto K. De, Narayan R. Aluru, Yutao Hu, Kartikeya Mayaram: ”Accurate Simulation of RF MEMS VCO Performance Including Phase Noise”,

Journal Of Microelectrochemical Systems, Vol. 14, No. 2, April 2005.

- [34] [TIE93] U. Tietze, C. Schenk: „Halbleiter-Schaltungstechnik“, 10. Auflage, Springer Verlag, 1993.
- [35] [ALL02] P. Allen, D. Holberg: “CMOS Analog Circuit Design”, second Edition Oxford University Press 2002.
- [36] [SAN90] W. M. C. Sansen, Z. Y. Chang: „Limits of Low Noise Performance of Detector Readout Front Ends in CMOS Technology“, IEEE Transactions on Circuits and Systems, VOL. 37, No. 11, S. 1375 – 1382, November 1990.
- [37] [MUE98] R. Müller: „Rauschen. Halbleiter-Elektronik, Band 15“, 2. Aufl., Springer Verlag 1998.
- [38] [BRA05] W. Bracke, P. Merken, R. Puers, C. Van Hoof: ”Design methods and algorithms for configurable capacitive sensor interfaces”, Sensors and Actuators A 125 (2005) 25–33.
- [39] [CUN98] Ana Isabela Araújo Cunha, M´arcio Cherem Schneider, Carlos Galup-Montoro: „An MOS Transistor Model for Analog Circuit Design”, IEEE Journal Of Solid-State Circuits, Vol. 33, No. 10, October 1998.
- [40] [LEM99] M. Lemkin, B. E. Boser: „A Three-Axis Micromachined Accelerometer with a CMOS Position-Sense Interface and Digital Offset-Trim Electronics“, IEEE Journal of Solid-State Circuits, VOL. 34, NO. 4, April 1999.
- [41] [JIA02] Xuesong Jiang, Sunil A. Bhave, Joseph I. Seeger, Roger T. Howe, Bernhard E. Boser: “Capacitive Interface for a Vertically-Driven X&Y-Axis Rate Gyroscope”, ESSCIRC 2002.
- [42] [QUI07] P.J. Quinn, A. H. M. van Roermund: “Switched-Capacitor Techniques for High-Accuracy Filter and ADC Design. Analog Circuits and Signal Processing”, Springer Verlag 2007.
- [43] [BOS97] B. Boser: „3-Axis Accelerometer with Differential Sense Electronics“ Vorlesungsscript, Berkeley Sensors & Actuator Center, University of California 1997.

- [44] [LAN00] Christoph Lang: „Modellbildung und Realisierung eines rauscharmen elektromechanischen $\Delta\Sigma$ -Modulators zur Beschleunigungsmessung nach dem Prinzip der Kraftkompensation“, Dissertation, Universität Kaiserslautern 2000.
- [45] [GOB83] Claude-Alain Gobet, Alexander Knob: „Noise Analysis of Switched Capacitor Networks“, IEEE Transactions On Circuits And Systems, Vol. CAS-30, No. 1, January 1983.
- [46] [NAI98] Naiyavudhi Wongkomet, Bernhard E. Boser: „Correlated Double Sampling in Capacitive Position Sensing Circuits for Micromachined Applications“, IEEE 1998.
- [47] [NYQ02] Harry Nyquist: „Certain Topics in Telegraph Transmission Theory“. Trans. Amer. Inst. Elect. Eng. 47, Nachdruck in: Proc. IEEE, Vol. 90, No. 2, 1928, S.617 bis 644, Nachdruck 2002.
- [48] [SIGED] DELIVERABLE 7.2: “Test results of the low-noise charge amplifier evaluation circuits”, Project SiGeM (Poly-SiGe for CMOS Backend Integration of MEMS) IST-2001-37681, 2004.
- [49] [GEE02] J. A. Geen, S. J. Sherman, J. F: Chang, S. R. Lewis: „Single-Chip Surface Micromachined Integrated Gyroscope With 50°/h Allan Deviation“, IEE Journal of Solid-State Circuits, Vol 37, No. 12, S. 1860-1866, 2002.
- [50] [BAN06] Dean Banerjee: “PLL Performance, Simulation and Design”, Fourth Edition, Verlag Dog Ear Publishing, LLC. 2006.
- [51] [GEE04] John A. Geen: “Progress in Integrated Gyroscopes”, IEEE 2004.
- [52] [NUNxx] K. Nunan, G. Ready, J. Sledziewski: „LPCVD and PECVD Operations Designed for iMEMS Sensor Devices“, Analog Devices Paper.
- [53] [MET03] L. Metzger: „Silizium-Opferschichttechnologie für die Herstellung von Sensoren in Oberflächenmikromechanik“, Dissertation, technische Hochschule Aachen (2003).
- [54] [CHA97] T. Chang, T. Yu-Chong: „A High-Yield Drying Process for Surface Microstructures Using Active Levitation“, 1997

International Conference on Solid-State Sensors and Actuators, pp. 241-244, 1997.

- [55] [WEI03] G. L. Weibel, Christopher J. Ober: „An overview of supercritical CO₂ applications in microelectronics processing“, *Microelectronic Engineering* 65 145-152, 2003.
- [56] [FÜR98] M. Fürtsch: „Mechanical Properties of Thick Polycrystalline Silicon Film Suitable for Surface Micromachining“, *Dissertation Gesamthochschule Duisburg*, 1998.
- [57] [KAH06] H. Kahn, L. Chen, R. Ballarini, and A.H. Heuer. „Mechanical fatigue of polysilicon: Effects of mean stress and stress amplitude“. *Acta Materialia*, 54:667–678, 2006.
- [58] [SED01] S. Sedky, et al.: „Experimental Determination of the Maximum Post Process Annealing Temperature for Standard CMOS Wafers“, *IEEE Transactions of Electron Devices*, Vol. 48, No.2, pp. 377-385, 2001.
- [59] [ALP04] Said Emre Alper, Tayfun Akin: „Symmetrical and decoupled nickel microgyroscope on insulating substrate“, *Sensors and Actuators A* 115 336–350, 2004.
- [60] [ELS99] B. Elsner: „Integration von Sensoren mittels additiver Mikroalvanik“, *Dissertation Universität Bremen*, 1999.
- [61] [BOE04] R. Boroch, W. Bernhard, K. Kehr, J. Hauer, and R. Müller-Fiedler: „Fracture strength and the fatigue of polycrystalline silicon under static and long term high frequency cyclicload“, In *Proceedings of the Conference on Design, Test, Integration and Packaging of MEMS/MOEMS (DTIP)*, May 2004.
- [62] [PET05] Kurt Petersen: “A New Age For Mems”, *The 13th International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems*, Seoul, Korea, June 5-9, 2005.
- [63] [STA03] H. Stahl et al: „Thin Film Encapsulations of Acceleration Sensors Using Polysilicon Sacrificial Layers“, *Transducers 2003*, *The 12th International Conference on Solid State Sensors, Actuators and Microsystems*, Boston, June 8-12, 2003.
- [64] [PAR03] W. T. Park, R. N. Candler, S. Kronmüller, M. Lutz, A. Partridge, F. Yama, T. W. Kenny: „Wafer-scale film encapsulation

of micromachined accelerometers, 12th Int. Conf. on Solid State Sensors, Actuators and Microsystems, Boston 2003.

- [65] [OFF95] M. Offenber, H. Münzel, B. Elsner, H. Münzel, W. Riethmüller: „Novell Process for a Monolithic Integrated Accelerometer“, Transducers 1995, S. 589-592.
- [66] [BOS96] B. E. Boser, R. T. Howe: „Surface Micromachined Accelerometers“, IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 31, No. 3, March 1996.
- [67] [GEE03] J. Geen, D. Krakauer: „New iMEMS® Angular-Rate-Sensing Gyroscope“, Analog Dialogue, Analog Devices Inc. Vol. 37, April 2003.
- [68] [YAS03] J. Yarasaitis, M. Judy, T. Brosnihan, P. Garone, N. Pokrovskiy, N. Sniderman, S. Limb, R. Howe, B. Boser, M. Palaniapan, X. Jiang, S. Bhave: „A Modular Process For Integrating Thick Polysilicon MEMS Devices With Sub-Micron CMOS“, Proceedings of SPIE, 4979, Micromachining and Microfabrication Process Technology VII, Bellingham WA 2003.
- [69] [HOE07] A. Höchst: „Plasmaloses Trockenätzen von Silizium mit Chlortrifluorid: Untersuchung des Ätzmechanismus und Anwendung in der Mikrosystemtechnik“, Dissertation, Universität Tübingen 2007.
- [70] [HOE04] A. Höchst, R. Scheurer, H. Stahl, F. Fischer et al.: „Stable thin film encapsulation of acceleration sensors using polycrystalline silicon as sacrificial and encapsulation layer“, Sensors and Actuators A 114, 355 (2004).
- [71] [FED05] Gary K. Fedder: ”CMOS-Based Sensors”, IEEE 2005.
- [72] [BHA03] S. Bhave, J. I. Seeger, X. Jiang, B. E. Boser, R. T. Howe, J. Yasaitis: „An Integrated, Vertical-Drive, In-Plane-Sense Microgyroscope“, IEEE Conference on Solid State Sensors, Actuators and Microsystems, June 2003.
- [73] [LUO02] H. Luo, G. Zhang, L. Carley, G. K. Fedder: „A Post-CMOS Micromachined Lateral Accelerometer“, Journal of Microelectromechanical Systems, VOL. 11, NO. 3, June 2002.

- [74] [XIE03] H. Xie, G. K. Fedder, Z. Pan, W. Frey: „Design and Fabrication of An Integrated CMOS-MEMS 3-Axis Accelerometer“, NanoTech, San Francisco 2003.
- [75] [XIE00] H. Xie, L. Erdmann, X. Zhu, K. Gabriel, G. Fedder: „Post-CMOS Processing for High-Aspect-Ratio Integrated Silicon Microstructures“ Solid-State Sensor, Actuator and Microsystems Workshop Hilton Head 2000, Hilton Head Island, June 2000.
- [76] [HUI03] X. Huikai, et al.: „Design and Fabrication of an Integrated CMOS-MEMS 3-Axis Accelerometer“, 2003 Nanotechnology Conference and Trade Show, Vol. 1, pp. 292-295, 2003.
- [77] [CHI03] J. Chiou, et al.: „A Novel Maskless Post-CMOS Bulk Mikromachining Process“, American Society of Mechanical Engineers, Micor-Electromechanical Systems Division Publication (MEMS), Vol. 5, pp. 97-100, 2003.
- [78] [GUI04] Y. Guizhen, et. al.: „Integrated Bulk-Micromachined Gyroscope Using Deep Trench Isolation Technology“, Proceedings of the 17th IEEE International Conference on Micro-Electro Mechanical Systems (MEMS): Masstricht MEMS 2004 Technical Digest, pp. 605-608, 2004.
- [79] [MEH05] A. Mehta, M. Gromova, P. Czarnecki, K. Baert, A. Witvrouw, “Optimisation of PECVD poly-SiGe layers for MEMS post-processing on top of CMOS”, Proc. Transducers 2005, Vol.2, pp. 1326-1329, 2005.
- [80] [DUE05] C. Duenn: „Ein Beitrag zur Herstellung integrierter Drehratensensoren in SiGe“, Dissertation, Shaker Verlag, 2005.
- [81] [MUL93] G. Mulhern, D. Soane, R. Howe: „Supercritical Caron Dioxide Drying of Microstructures“, 7 th International Conference on Solid-State Sensors and Actuators, Yokohama Japan, pp. 296-299, 1993.
- [82] [ACA03] Cenk Acar, Andrei M. Shkel;“Nonresonant Micromachined Gyroscopes With Structural Mode-Decoupling”, IEEE Sensors Journal, Vol. 3, No. 4, August 2003.

- [83] [FRA03] A. Franke, et al.: „Polycrystalline Silicon Germanium Films for Integrated Microsystems“, Journal of Microelectromechanical Systems, Vol. 12, No. 2, pp 160-171, 2003.
- [84] [NEU05] R. Neul, U. Gómez, K. Kehr, W. Bauer, J. Classen, C. Döring, E. Esch, S. Götz, J. Hauer, B. Kuhlmann, C. Lang, M. Veith, R. Willig: „Micromachined Gyros for Automotive Applications“, IEEE 2005.
- [85] [TSA05] J. M. Tsai, G. K. Fedder: „Mechanical Noise-Limited CMOS-MEMS Accelerometer“, IEEE, 2005.
- [86] [BOR07] R. Boroch, J. Wiaranowski, R. Müller-Fiedler, M. Ebert, and J. Bagdahn: „Characterization of strength properties of thin polycrystalline silicon films for mems applications“, Fatigue and Fracture of Engineering Materials and Structures, 30(1):2–12, 2007.
- [87] [GRE99] S. Greek, F. Ericson, S. Johansson, M. Fuertsch, and A. Rump: „Mechanical characterization of thick polysilicon films: Young’s modulus and fracture strength evaluated with microstructures“, Journal of Micromechanics and Microengineering, 9:245–251, 1999.
- [88] [KAH96] H. Kahn, S. Stemmer, K. Nandakumar, A.H. Heuer, R.L. Mullen, R. Ballarini, and M.A. Huff. „Mechanical properties of thick, surface micromachined polysilicon films“, In Proceedings of the 9th IEEE International Workshop on Microelectromechanical Systems, pages 343–348, February 1996.
- [89] [LAN96] P. Lange, M. Kirsten, J.A. Schweitz, F. Ericson J.R. Morante, W. Riethmuller, B. Wenk, and G. Zwicker: „Thick polycrystalline silicon for surface-micromechanical applications: Deposition, structuring and mechanical characterization“ Sensors and Actuators A: Physical, 54(1):674–678, June 1996.
- [90] [FRA99] A. Franke, et al.: „Post-CMOS Integration of Germanium Microstructures“, 12th IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical MEMS, MEMS’99, Orlando, pp. 630-637, 1999.
- [91] [FUE99] M. Fürtsch, M. Offenber, H. Munzel, and J.R. Morante: „Influence of anneals in oxygen ambient on stress of thick polysilicon layers“, Sensors and Actuators A: Physical, 76(1):335–342, August 1999.

- [92] [HOE05] A. Höchst, F. Fischer, G. Kirbach, A. Urban, V. Becker, M. Irmischer, H. Sailer, D. P. Kern: „Investigations on the mechanism of silicon etching with chlorine-trifluoride“, J. of Vac. Sci. & Techn. B. 23, 1936 (2005).
- [93] [LEE98] S. Lee, C. Cho, J. Kim, S. Park, S. Yi, J. Kim, and D.D. Cho: „The effect of post-deposition processes on polysilicon young’s modulus“, Journal of Micromechanics and Microengineering, 8:330–337, 1998.
- [94] [HUI02] X. Huikai, G. Fedder: „Vertical Comb-Finger Capacitive Actuation and Sensing for CMOS-MEMS“, Sensors and Actuators, A: Physical, Vol. 95, No. 2-3, pp 212-221, 2003.
- [95] [YON04] Yong Zhu, Guizhen Yan, Jie Fan, Jian Zhou, Xuesong Liu, Zhihong Li and Yangyuan Wang: “Fabrication of keyhole-free ultra-deep high-aspect-ratio isolation trench and its applications”, J. Micromech. Microeng. 15 (2005) 636–642, 2004.

EIGENE VERÖFFENTLICHUNGEN UND PATENTANMELDUNGEN

A. Scheurle, T. Fuchs, K. Kehr, C. Leinenbach, S. Kronmüller, et al :“A 10 μm Thick Poly-SiGe Gyroscope Processed Above 0.35 μm CMOS“, MEMS 2007.

A. Scheurle: „Verfahren zur Herstellung von MEMS-Strukturen“, DE 10 2006 032 195 A1, 2008.01.24.

A. Scheurle, F. Lärmer, S. Kronmüller, F. Reichenbach: „Verfahren zum Herstellen eines Kappenwafers für einen Sensor“, WO20009/007234 A2, 25.06.2009 und DE 10 2007 060 632 A1 2009.06.18.

A. Scheurle, F. Reichenbach, F. Lärmer, A. Franke, K. Kehr: „Mikromechanisches Bauelement mit monolithisch integrierter Schaltung und Verfahren zur Herstellung eines Bauelements“, DE 10 2006 052 630 A1 2008.04.24.

Danksagung

Die vorliegende Arbeit entstand im Zentralbereich Forschung und Vorausbildung der Robert Bosch GmbH in Stuttgart, Abteilung CR/ARY (ehemals FV/FLD).

Mein Dank gilt Herrn Prof. Dr. D. Kern für die Aufnahme als Doktorand am Institut für Angewandte Physik der Universität Tübingen und die Betreuung der Arbeit.

Ebenso möchte ich mich bei Herrn Dr. F. Lärmer, Robert Bosch GmbH, Abteilung CR/ARY, und Herrn Frank Reichenbach, Robert Bosch GmbH, Abteilung AE/EST, für die Betreuung der Arbeit, die ständige Unterstützung und die vielen fachlichen Diskussionen bedanken.

Bedanken möchte ich mich auch bei den Projektpartnern im Projekt SiGeM für die gute und fruchtbare Zusammenarbeit, insbesondere bei den Mitarbeitern des IMSE-CNM für die Simulation und Umsetzung des integrierten Schaltkreises.

Mein besonderer Dank gilt Herrn Dr. Helmut Baumann und Herrn Dr. Christoph Single, Robert Bosch GmbH, Abteilung RtP1/MFW, für die Unterstützung bei der Herstellung der Demonstratoren innerhalb der Waferfab.

Diese Arbeit wurde nicht zuletzt erst möglich durch die Unterstützung vieler Kollegen aus den Abteilungen CR/ARY, AE/EST, AE/EPT und RTP1/MFW der Robert Bosch GmbH. Stellvertretend möchte ich mich besonders bedanken bei: V. Becker, T. Fuchs, C. Leinenbach, S. Kronmüller, R. Bösendorfer, U. Bischof, H. Stahl, R. Hausner, F. Fischer, L. Metzger, C. Dünn, G. Rak, C. Gurok, O. Breitschädel, J. Birke, J. Pfister, R. Fischer.

Einen herzlichen Dank an meine Familie, die mich während der Anfertigung der Arbeit stets unterstützt und aufgemuntert hat.