



**Universitat Autònoma de Barcelona**

MODELADO Y DESARROLLO DE  
MICROCANTILEVERS RESONANTES  
PARA SENSORES

MEMORIA PRESENTADA POR  
MARGARITA SOFÍA NARDUCCI MARÍN

PARA OPTAR AL GRADO DE  
DOCTORA EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA

BELLATERRA, 10 DE SEPTIEMBRE 2010





**Universitat Autònoma de Barcelona**  
**Departament D'Enginyeria Electrónica**

El Dr. Eduard Figueras Costa, científico titular del Centro Nacional de Microelectrónica del CSIC,

CERTIFICA:

Que el trabajo “*Modelado y desarrollo de microcantilevers resonantes para sensores*” que presenta Margarita Sofía Narducci Marín para optar al grado de Doctora en Ingeniería Electrónica ha sido realizado bajo su dirección.

Bellaterra, 10 de Septiembre 2010

Dr. Eduard Figueras Costa



A mi familia y a Carlos por su amor, sacrificio y apoyo



*The knack of flying is learning how to throw yourself to the ground and miss.*

*Douglas Adams, Hitchhiker's Guide to the Galaxy, 1979.*





# AGRADECIMIENTOS

Parecía que no iba a acabar nunca, pero pasados los días de incertidumbre esta tesis culmina el trabajo realizado durante estos cinco años. Muchas personas han contribuido de una u otra manera en la realización de esta tesis. En primer lugar quiero agradecer a mi director, el Dr. Eduard Figueras Costa, por el continuo seguimiento, por toda la ayuda prestada, los consejos dados y por todas las correcciones hechas. Gracias también por haberme dado la oportunidad de incorporarme al grupo de sensores de gases, me considero muy afortunada al haber tenido la oportunidad de trabajar con sus miembros. Gracias a todo el personal de sala blanca, de microsistemas, del laboratorio de placas, del laboratorio de encapsulado y al personal de servicios informáticos, porque sin su conocimiento y tiempo este trabajo no habría sido posible. A todo el personal del IMB-CNM mil gracias.

Gracias a mis compañeros de despacho, por ayudarme con las preguntas sin respuesta, por las bromas y por intentar siempre buscar el mejor ambiente de trabajo. A toda la gente con la que he compartido grandes momentos dentro y fuera de este despacho, a ustedes gracias por las conversaciones absurdas, irreverentes e incoherentes han conseguido de forma inconsciente que me sienta en casa. A mis amigos, gracias por su interés en el avance de este trabajo (por el que siempre preguntaban, sin acabar de entender qué son los cantilevers y para qué sirven), por sus ánimos y por sus consejos en el trozo de vida que nos deja fuera de lo profesional; en definitiva gracias por su amistad.

A mi familia porque me lo han dado todo. Una gran parte de este trabajo se la debo a ustedes. Por estar siempre a mi lado, por apoyarme, por comprender que no estoy con ustedes todo el tiempo que me gustaría y por hacer que mis viajes de ida y vuelta no sean tan amargos. Finalmente, a Carlos mi compañero en la vida, a quien no tengo palabras para agradecerle que haya emprendido este camino conmigo.



# RESUMEN

Esta tesis está enfocada en el diseño, simulación, fabricación y caracterización de sensores de masa basados en microcantilevers de silicio. Los cantilevers con forma de T son diseñados como estructuras formadas por 3 vigas unidas en su extremo por medio de una masa rectangular extra. Los cantilevers son excitados para alcanzar su resonancia mecánica, en modo flexión perpendicular al sustrato, con un piezoactuador PZT pegado en la parte posterior del sustrato y la frecuencia de resonancia es monitoreada por cuatro piezoresistencias configuradas en un puente de Wheastone. Diversos cantilever son fabricados variando su proceso de fabricación, dimensiones y geometrías, su operación es verificada y su desempeño mecánico y eléctrico evaluado. El desempeño del dispositivo es comparado con los valores obtenidos del modelo analítico y de las simulaciones con ANSYS, obteniendo buena concordancia.

Se seleccionan las dos estructuras con los mayores valores de frecuencia de resonancia y factor de calidad. Para el primer cantilever, de 400 $\mu\text{m}$  de largo, 300 $\mu\text{m}$  ancho y 15 $\mu\text{m}$  de espesor, la frecuencia de resonancia, del primer y segundo modo de vibración, se encuentra en 97kHz y 690kHz respectivamente, ambos con un factor de calidad de  $\sim 800$ . Para el segundo cantilever, de 200 $\mu\text{m}$  de largo, 150 $\mu\text{m}$  ancho y 15 $\mu\text{m}$  de espesor, la frecuencia de resonancia fundamental se encuentra en 400kHz con un factor de calidad de  $\sim 900$ . Los dispositivos son caracterizados como sensores de masa al adherir microesferas de poliestireno a la superficie del cantilever y medir los cambios en la frecuencia. Para el primer cantilever, los valores de sensibilidad de masa son: 12,4pg/Hz y 3,1pg/Hz para el primer y el segundo modo respectivamente y 0,8pg/Hz para el segundo cantilever. Además, los cantilevers son caracterizados como sensores de gas al recubrir su superficie con PDMS, exponerlos a vapor de etanol y medir los cambios en la frecuencia. Para la primera y segunda estructura, el valor de sensibilidad al etanol es de 13,2ppm/Hz y 0,6ppm/Hz respectivamente. Estos resultados ilustran el alto potencial para utilizar estas sencillas estructuras como plataforma en aplicaciones sensitivas.

## SUMMARY

*This work has been focused on the design, simulation, fabrication and characterization of silicon microcantilevers based mass sensors. The T-shape cantilever was designed as a structure formed by 3 cantilevers that are hold together by means of an extra rectangular mass. Cantilevers were driven at their mechanical resonance in flexural mode perpendicular to the substrate by a ceramic-insulated multilayer piezoactuator PZT glued at the backside and the resonance frequency was monitored by reading the signal generated by four piezoresistors in a Wheatstone bridge configuration. Several cantilevers structures have been fabricated with different process, dimensions and geometries, its operation verified and their mechanical and electrical performance evaluated. Device performance was compared with analytical model and simulation predictions obtained using ANSYS achieving good agreement.*

*Two different structures were selected based on the high resonance frequency and quality factor values. For the first cantilever of 400 $\mu$ m long, 300 $\mu$ m wide and 15 $\mu$ m thick, the fundamental and second resonance frequency in air were 97kHz and 690kHz respectively, both with a quality factor of  $\sim$ 800. And for the second cantilever of 200 $\mu$ m long, 150 $\mu$ m wide, 15 $\mu$ m thick the fundamental resonance frequency in air was 400kHz with a quality factor of  $\sim$ 900. The devices were characterized as mass sensor attaching microspheres of polystyrene to the cantilever's surface tip and measuring resonance frequency changes. For the first cantilever mass sensitivity values of 12,4pg/Hz and 3,1pg/Hz for the fundamental and second mode respectively were achieved and 0,8pg/Hz for the second cantilever. Also the cantilevers were characterized as gas sensor, covering the cantilever's surface tip with PDMS, exposing it to ethanol vapor and measuring resonance frequency changes. For the first cantilever ethanol sensitivity values of 13,2ppm/Hz were achieved and 0,6ppm/Hz for the second cantilever. These results show the great potential for high sensitive sensor of this simple device*

# TABLA DE CONTENIDO

Capítulo 1.	Introducción	1
1.1.	Evolución histórica de los sensores de masa	1
1.2.	Motivación	3
1.3.	Objetivo, alcances y metodología de trabajo	6
1.4.	Estructura de la memoria	8
Capítulo 2.	Marco teórico	11
2.1.	Fabricación de MEMS	11
2.1.1.	Procesos aditivos	12
2.1.2.	Litografía	15
2.1.3.	Procesos sustractivos	16
2.1.4.	Silicio	18
2.2.	Teoría de resonadores	19
2.2.1.	Conceptos	19
2.2.2.	Resonadores mecánicos tipo viga o cantilever	26
2.2.3.	Modos de vibración	31
2.2.4.	Mecanismos de disipación de energía	34
2.2.5.	Efecto de la temperatura en la frecuencia	41
2.3.	Resonadores como sensores	42
2.3.1.	Introducción	42
2.3.2.	Modelado del sensor	43
2.3.3.	Estado del arte	46
2.4.	Mecanismos de actuación/detección en chip	47
2.5.	Herramientas de simulación	50
2.5.1.	Ansys	50
2.5.2.	Icecrem	50
Capítulo 3.	Diseño y modelado	51
3.1.	Definición de la geometría	51
3.2.	Modelo analítico del cantilever en forma de T	63

3.3.	Actuación térmica	69
3.4.	Actuación piezoeléctrica	79
3.5.	Detección piezoresistiva	81
3.6.	Circuitería	91
3.7.	Encapsulado	92
Capítulo 4.	Fabricación	95
4.1.	Proceso de fabricación	95
4.2.	RUN3485	104
4.2.1.	Descripción de las estructuras	104
4.2.2.	Modificaciones e incidencias	108
4.3.	RUN3823	108
4.3.1.	Descripción de las estructuras	108
4.3.2.	Modificaciones e incidencias	109
4.4.	RUN4198 y 4371	111
4.4.1.	Descripción de las estructuras	111
4.4.2.	Modificaciones e incidencias	112
4.5.	Encapsulado	113
Capítulo 5.	Pruebas y resultados	115
5.1.	Caracterización preliminar	115
5.2.	Caracterización estática	118
5.3.	Caracterización dinámica-mecánica	125
5.4.	Caracterización dinámica-eléctrica	127
5.5.	Dependencia de parámetros externos	146
5.6.	Sensor de masa	148
5.7.	Sensor de gases	154
Capítulo 6.	Conclusiones y propuesta de líneas de trabajo	161
Apéndice A:	Nomenclatura	167
Bibliografía		171

# Capítulo 1.

## INTRODUCCIÓN

Esta memoria es resultado del trabajo de investigación sobre estructuras micromecanizadas basadas en vigas resonantes y su aplicación como sensores de masa. Dicho proyecto fue formulado en el seno del grupo de sensores de gases del departamento de Micro y Nanosistemas del Instituto de Microelectrónica de Barcelona - Centro Nacional de Microelectrónica (IMB-CNM), perteneciente al Consejo Superior de Investigaciones Científicas, CSIC y ha sido supervisado por el Dr. Eduard Figueras Costa. Las actividades del grupo de sensores de gases están enfocadas al diseño y desarrollo de los componentes de un sistema de detección de gases. Esta tesis se ha podido llevar a cabo gracias al soporte económico de los proyectos CROMINA (*Development of a gas chromatographic system based on micro and nano technologies* MEC TEC-2004-6854-C03) e ISIS (*Integration of Intelligent Systems for Security* MEC TEC2007-67962-C04-01/MIC).

### 1.1. EVOLUCIÓN HISTÓRICA DE LOS SENSORES DE MASA

---

En el contexto de los sistemas microelectromecánicos (MEMS por su nombre en inglés: *MicroElectroMechanical System*), un sensor es un dispositivo que convierte un fenómeno físico o químico a una magnitud eléctrica. De acuerdo a la naturaleza de dicho fenómeno o señal de entrada los sensores pueden clasificarse en: térmicos, radiativos, eléctricos, magnéticos, químicos y mecánicos. Esta diversidad de tipologías permite el uso de estos dispositivos en numerosas aplicaciones, como por ejemplo: la medida de variables mecánicas (aceleración, inclinación, presión, etc.), en la medida de variables termodinámicas (temperatura, humedad, presión barométrica, etc.), en la detección de masa o detección de sustancias, entre otras. Este trabajo está enfocado en el desarrollo de dispositivos basados en vigas resonantes de silicio para la detección de masa y por lo tanto se procederá a explicar éstos más en detalle [1][2][3].

Los primeros sistemas de detección de masa desarrollados, basan su funcionamiento en el efecto piezoeléctrico. En 1880 Pierre y Marie Curie demuestran que los cristales de sal Rochelle o de cuarzo pueden producir electricidad al aplicar presión en ciertas direcciones, y deformación aplicando electricidad. Este fenómeno es el ahora conocido como efecto piezoeléctrico. En 1921 se introducen los osciladores de cristal de cuarzo y en 1934 empieza el dominio de dichos cristales para todo tipo de aplicaciones de control de frecuencia. Desde los inicios del uso de los resonadores de cristal de cuarzo, era común modificar la frecuencia del resonador con un lápiz, haciendo marcas (añadiendo masa) o pasando el borrador (eliminando masa), en la superficie de los electrodos. En 1959, Günter Sauerbrey demuestra que los cambios de frecuencia en el resonador de cuarzo son directamente proporcionales a la cantidad de masa añadida. El trabajo de Sauerbrey es generalmente tomado como el punto de partida hacia las microbalanzas de cuarzo (QMB por su nombre en inglés: *Quartz Micro Balances*) [4][5].

Una QMB es un tipo de sensor de onda acústica de modo volumen (BAW por su nombre en inglés: *Bulk Acoustic Wave*), que consiste en un resonador piezoeléctrico con una frecuencia de resonancia sensible a la masa. El cuarzo cristalino tiene excelentes propiedades piezoeléctricas y al mismo tiempo propiedades eléctricas estables. Un QMB típico está formado por un disco delgado de cuarzo cristalino con un electrodo fijado en cada extremo. El resonador es excitado aplicando un voltaje AC a través de los electrodos, cuando la frecuencia de dicha señal AC se acerca a la frecuencia de resonancia del cristal, la amplitud de vibración del disco de cuarzo se incrementa debido a la onda acústica que se propaga con un mínimo de impedancia a través de él. Los QMB operan a frecuencias menores de los 100MHz, con factores de calidad de varios miles en aire, son capaces de detectar pequeñas cantidades de masa, en el orden de los nanogramos y poseen tamaños en la escala milimétrica y micrométrica [6][7][8].

Los QMB también pueden ser utilizados para la detección de sustancias químicas y biológicas (por ejemplo: dióxido de nitrógeno NO<sub>2</sub>, amoníaco NH<sub>3</sub>, ADN, bacterias, etc.). Para esto, es necesario depositar una capa activa en el resonador de cuarzo. La capa activa es seleccionada para reaccionar específicamente con ciertos agentes químicos o biológicos. Una vez ligados dichos agentes a la capa activa del resonador, la



masa del QMB cambia y con esto la frecuencia de resonancia permitiendo de esta manera la detección. A pesar que los detectores de masa QMB son muy buenos, la sensibilidad alcanzada ha llegado más o menos a su límite debido a las dificultades de fabricar dispositivos de cuarzo por debajo de la escala milimétrica [6].

Durante las últimas tres décadas la investigación para desarrollar nuevos sensores de masa en miniatura ha girado en torno a los resonadores piezoeléctricos de película delgada de modo volumen (FBAR por su nombre en inglés: *Thin Film Bulk Wave Acoustic Resonators*) y a las estructuras MEMS resonantes en forma de vigas en voladizo o cantilevers por su nombre en inglés. Los FBAR son unas de las actuales tecnologías de fabricación de resonador BAW. Un FBAR consta básicamente de un piezoeléctrico (nitruro de aluminio AlN en lugar de cuarzo) con un electrodo fijado a cada extremo, en donde el resonador está aislado acústicamente del sustrato para reducir el acople electromecánico y aumentar el factor de calidad. Los FBAR alcanzan frecuencias de resonancia entre 1 y 100GHz, con factores de calidad menores de 2000 en aire, son capaces de detectar masas hasta en el rango de los femtogramos y sus dimensiones son considerablemente más pequeñas que el QMB. Los cantilevers son estructuras micromecanizadas, comúnmente fabricadas en silicio, con forma de viga ancladas únicamente por un extremo. Los cantilevers micromecanizados alcanzan frecuencias de resonancia entre unos pocos kHz hasta unos pocos MHz, con factores de calidad menores de 1200 en aire y son capaces de detectar masas en el rango de los picogramos. Utilizando técnicas de nanofabricación, se han construido nanoresonadores mecánicos con forma de cantilevers capaces de detectar en el rango de los zeptogramos. Ambos dispositivos han probado ser aptos candidatos para reemplazar a los QMB [6][7][9][10][11].

## 1.2. MOTIVACIÓN

---

La investigación sobre dispositivos detectores de sustancias se encuentra en plena expansión debido a la creciente necesidad en diversos sectores tales como: la seguridad industrial y defensa, el control ambiental, calidad de alimentos, etc., de encontrar nuevos dispositivos que mejoren las prestaciones de los existentes y amplíen el rango de

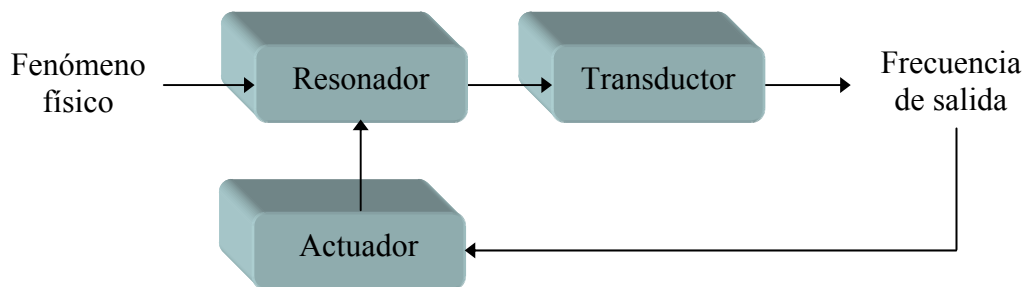
sustancias que puedan ser detectadas. Así por ejemplo, el análisis en continuo del aire con el objetivo de detectar niveles peligrosos de monóxido de carbono CO u otros gases, partículas, o microorganismos, en tiempo real requiere el desarrollo de nuevos dispositivos. La mejora en la seguridad industrial, el control de calidad de procesos y/o producto y la calidad de vida de las personas, son demandas que crecen en la sociedad actual. Estas demandas propician nuevas regulaciones y leyes que implican una mayor necesidad de mejora en el monitoreo de sustancias tóxicas en el medio ambiente [1][2][12][13].

Los métodos comerciales utilizados para la detección cualitativa y cuantitativa de sustancias dependen altamente del analito a detectar y la sensibilidad deseada. Por ejemplo para la detección de dióxido de carbono CO<sub>2</sub>, dióxido de azufre SO<sub>2</sub>, amoníaco NH<sub>3</sub>, etc., en aplicaciones medioambientales, principalmente se utilizan métodos químicos y electroquímicos, cromatografía de gases y espectrometría los cuales son sistemas de detección altamente sofisticados con muy alta resolución y precisión, pero voluminosos, costosos y de complejo servicio. Los nuevos campos de operación requieren sensores miniatura, baratos, moderadamente precisos con bajo consumo de potencia para utilizarlos en dispositivos portátiles con un tiempo de vida razonablemente largo y que cubran el mayor número de campos de aplicación posible [1][2][12][13].

Los sensores micromecanizados están siendo estudiados como una posible opción para estos nuevos campos de operación. Beneficios claves de los MEMS incluyen dimensiones miniatura, peso ligero, bajo consumo de potencia y la capacidad de integrarse con tecnología IC (*Integrated Circuit*). El principal reto recae en la selectividad, la insuficiente estabilidad a largo plazo y su limitación para aplicaciones específicas. Los tipos de sensores MEMS más estudiados para aplicaciones en la detección de sustancias son los: tipo semiconductor, electroquímico, térmico y resonante. Los primeros están basados en el cambio de conductividad en la superficie del material sensor, debido a la concentración de cargas móviles en el proceso de absorción. Los segundos responden selectivamente a un compuesto químico o ión mediante mecanismos de oxidación-reducción produciendo una señal de voltaje,

corriente o conductividad proporcional a su concentración. Los sensores de conductividad térmica (TCD por su nombre en inglés: *Thermal Conductivity Detector*) basan su funcionamiento en los cambios de conductividad térmica de la corriente de gas ocasionados por la presencia del analito. Finalmente, el principio de detección de los sensores resonantes se basa en que la frecuencia es sensible a la masa del resonador, que incluye su masa y la masa adherida a él. Por lo tanto si se adhiere masa de cierta sustancia al resonador, su frecuencia sufrirá un cambio y con esto permitirá la detección de dicha sustancia. Existe gran cantidad de literatura acerca de dispositivos resonantes y su aplicación como sensores, y esto es gracias a que han demostrado ser altamente sensibles y capaces de detectar muy pequeñas concentraciones de una sustancia. A continuación se profundizará más sobre este último tipo de sensores [12][14][15][16][17].

El funcionamiento típico de un sistema basado en sensores resonantes es el siguiente: primero, el resonador es excitado a través del actuador que se encarga de convertir energía eléctrica en energía mecánica, para inducir una vibración del resonador hasta alcanzar el estado de resonancia. Una vez en resonancia y debido a la acción de un fenómeno físico (depósito o absorción de masa), el valor de la frecuencia de resonancia varía y dicha variación es detectada a través del transductor que se encarga de convertir la vibración en una señal adecuada para medir, en este caso en frecuencia. A continuación la Figura 1 ilustra el diagrama de bloques básico de un sensor resonante con lazo de retroalimentación [18][19].



**Figura 1. Diagrama de bloques de un sensor resonante.**

Existen diversos tipos de microsensores resonantes, una de las estructuras MEMS más destacadas y ampliamente estudiadas debido a la simplicidad de su estructura son las vigas en voladizo o cantilevers. Los sensores basados en cantilevers de silicio han probado ser altamente precisos, estables y sensibles, algunos estudios han demostrado que un voladizo es capaz de detectar hasta una única célula bacteriana [15][20].

Este notable desempeño es en gran parte debido a las excelentes propiedades mecánicas del silicio (baja densidad, alto módulo de Young, buen comportamiento elástico y dúctil), que hacen de este material capa estructural óptima para un sensor resonante. Además, al ser de silicio abre la puerta a la integración con circuitos electrónicos convencionales, se reducen costos, dimensiones y se facilita su proceso de diseño y fabricación debido al estado de desarrollo de las tecnologías disponibles para el tratamiento del mismo. Por otra parte, una de las desventajas de las estructuras MEMS basadas en silicio, es que presentan un desempeño inestable en condiciones extremas tales como: altas temperaturas y ambientes corrosivos, puesto que las propiedades mecánicas y eléctricas son degradadas [21][22][23][24].

Este trabajo de investigación está motivado por la demanda de sensores MEMS moderadamente precisos con bajo consumo de potencia para aplicaciones de detección de sustancias. La profundización en esta línea de trabajo conlleva potencialmente a la optimización del rendimiento de las estructuras estudiadas, así como el establecimiento de una base sólida para el desarrollo de nuevas aplicaciones.

### **1.3. OBJETIVO, ALCANCES Y METODOLOGÍA DE TRABAJO**

---

En este contexto, la línea de trabajo en la que se enmarca el presente proyecto se ha concebido con el objetivo general de diseñar y fabricar dispositivos basados en vigas resonantes de silicio que integren los elementos actuadores y transductores para la detección de variaciones de masa del dispositivo. De esta forma, por ejemplo, se tendrá una plataforma para generar nuevos sensores de sustancias al combinarlos con capas activas específicas.

Dentro de los objetivos específicos que se pretenden alcanzar, se encuentran:

- Estudiar los procesos tecnológicos e implicaciones del proceso de fabricación, y como limitan e inciden éstos en las características y rendimiento del sistema. En base a esto proponer mejoras que lleven a un mejor rendimiento y a una simplificación del proceso de fabricación.
- Comprender la influencia de la geometría de la estructura en el desempeño del sensor. En base a esto proponer modificaciones en el diseño del cantilever para obtener frecuencias de resonancia y factores de calidad más altos.
- Estudiar los límites de la sensibilidad y umbral de detección de este tipo de sensores integrados.

Al plantearse este proyecto, se propusieron los siguientes alcances para el desarrollo del prototipo:

- Desarrollar un modelo matemático del dispositivo avalado con simulaciones FEM.
- Diseñar, construir y optimizar un sistema de detección de sustancias basado en sensores resonantes micromecanizados de silicio.
- Construir una etapa de adaptación y postprocesamiento de la señal sensada (circuitaría electrónica).

Las limitaciones que enmarcan el proyecto giran entorno al proceso de fabricación de los dispositivos. Hay que tener en cuenta que el principal objetivo del trabajo no es demostrar que el dispositivo funciona ya que sobre esto existe extensa literatura que lo prueba, sino que se trata de analizar y comprender como influyen los diferentes parámetros, tanto de diseño como de fabricación. Así, si bien en el caso de los parámetros de diseño es posible realizar estructuras con diferentes geometrías que se fabricarán en paralelo y por tanto es posible en un solo proceso de fabricación estudiar esta dependencia, para el caso de parámetros tecnológicos será necesario diferentes procesos de fabricación para poder estudiar su influencia. Esto último supone un primer inconveniente por lo que supone de gasto presupuestario y tiempo.

Un segundo inconveniente, también relacionado con la fabricación es el referente a la dispersión de los parámetros tecnológicos. Dicha dispersión es lo que en el fondo acaba por determinar las dimensiones mínimas de la tecnología. En el caso de la sala blanca del IMB-CNM, ésta dispone de una tecnología para CMOS (*Complementary Metal-Oxide Semiconductor*) de  $2,5\mu\text{m}$ . En el presente proyecto y con el fin de no apurar la capacidad de la sala blanca y aumentar el rendimiento de fabricación se consideró trabajar con una tecnología de  $4\mu\text{m}$ , que no marcará las dimensiones mínimas a la hora de diseñar dispositivos presentados en este trabajo.

Para la consecución de los objetivos y los alcances planteados, se ha propuesto dividir el trabajo en 4 etapas:

- Consulta bibliográfica. Búsqueda, selección y lectura de material bibliográfico relacionado con: tecnologías en uso del IMB-CNM y sensores basados en estructuras resonantes tipo cantilever.
- Simulación y análisis. Partiendo de estructuras previamente fabricadas se realizarán simulaciones y se formulará un modelo mecánico del resonador.
- Caracterización y optimización del diseño. Se realizará la caracterización eléctrica y mecánica de las estructuras previamente fabricadas y en base a estos resultados, proponer alternativas que lleven a mejoras en el rendimiento y a una simplificación del proceso de fabricación.
- Funcionalización, caracterización y análisis del sensor. Esta etapa consiste de: estudio de opciones de capa sensible y su depósito, caracterizar los sensores y analizar resultados.

## **1.4. ESTRUCTURA DE LA MEMORIA**

---

A continuación en el capítulo 2, se comienza con un resumen de los conceptos más importantes en lo que respecta a la fabricación de MEMS, teoría de resonadores y sensores resonantes, mecanismos de actuación/detección y finalmente se realiza una breve introducción a las herramientas de simulación utilizadas. Seguidamente, el capítulo 3, contiene el diseño, la simulación y el modelado del dispositivo. El capítulo 4

explica el proceso de fabricación, los RUNES realizados y las modificaciones e incidencias que tuvieron lugar durante dichos procesos. El capítulo 5 describe la caracterización del resonador y resume los resultados obtenidos. Finalmente en el capítulo 6 se encuentran las conclusiones y líneas de trabajo futuras.





## Capítulo 2.

### MARCO TEÓRICO

Con el objetivo de unificar y entender las ideas referentes al contenido de la tesis, el presente capítulo contiene una explicación de los conceptos que serán empleados en su desarrollo. En general trata la terminología y las distintas definiciones necesarias para el tema. Primero se hace una breve introducción a los procesos de fabricación relacionados con los sistemas microelectromecánicos MEMS. Luego se describe el funcionamiento general de un sistema resonante, posteriormente los resonadores mecánicos tipo viga, sus modos de vibración, diferentes mecanismos de disipación de energía, el efecto de la temperatura sobre su desempeño y su aplicación como sensores. A continuación se presentan los diferentes tipos de mecanismos de actuación y detección para sistemas integrados. Y finalmente se realiza una breve introducción a las herramientas de simulación utilizadas en el diseño y modelado del resonador.

#### 2.1. FABRICACIÓN DE MEMS

---

El término MEMS se refiere a sistemas que integran elementos sensores y/o actuadores, electrónica y cuyas partes tienen unas dimensiones que están dentro del rango de 1mm a 1 $\mu$ m. Los dispositivos MEMS poseen una serie de cualidades destacables: tamaño, peso y consumo de energía pequeños, alta funcionalidad, resolución y robustez. Por todas estas características se tratan de productos de gran interés para la industria. Estructuras MEMS, que integran entre otros: capacitores, microespejos, microcanales, cantilever y diafragmas se han fabricado exitosamente y han sido usadas en la industria en giroscopios, acelerómetros, cabezales de inyección de tinta, sensores de presión, suiches ópticos, *displays*, plataformas *lab-on-chip*, etc. [3][6][19][21][25].

La fabricación de los dispositivos y estructuras MEMS ha adoptado técnicas de la tecnología IC, tales como: los procesos aditivos, la litografía y los procesos sustractivos, que junto con algunas técnicas específicas de micromecanizado tales como: *wafers bonding*, LIGA (*Lithographie Galvanische Abformung*), DRIE (*Deep Reactive Ion Etching*), etc., permiten crear estructuras tridimensionales. Es aquí donde radica la principal diferencia entre la tecnología IC y los MEMS, mientras que los IC tienden a extenderse en el plano  $xy$  y disminuir en el  $z$ , en los MEMS las tres dimensiones son comparables. Los procesos aditivos (depósito), litografía y sustractivos (grabado) se ilustran en la Figura 2 [3][26][27][28].

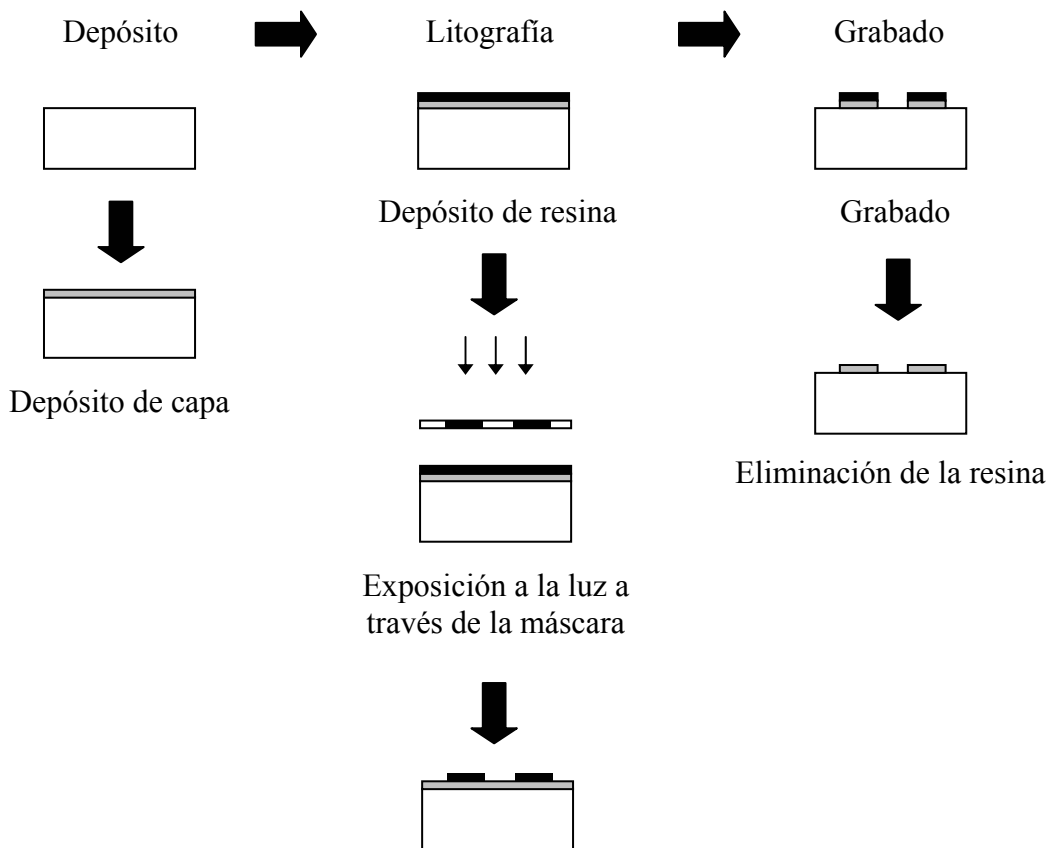


Figura 2. Proceso de depósito, litografía y grabado. Adaptado de [3].

### 2.1.1. Procesos aditivos

Se denominan procesos aditivos aquellos procesos que añaden material (dióxido de silicio  $\text{SiO}_2$ , nitruro de silicio  $\text{Si}_3\text{N}_4$ , aluminio, etc.) a la oblea, bien sea de forma

temporal, como capa sacrificial o definitiva, como capa estructural. Dentro de los procesos aditivos utilizados en este proyecto, se encuentran: la oxidación térmica, el depósito químico en fase de vapor (CVD por su nombre en inglés: *Chemical Vapor Deposition*), el depósito físico en fase de vapor (PVD por su nombre en inglés: *Physical Vapor Deposition*) y la implantación iónica [3][27][28][29].

La oxidación térmica, se refiere al crecimiento del dióxido de silicio en obleas de silicio en ambientes húmedos o secos de oxígeno. Se prefiere la oxidación húmeda a la seca para el crecimiento de óxidos gruesos por su tasa de crecimiento mayor, sin embargo ésta produce mayor número de imperfecciones en la interfase del silicio que pueden producir corrientes de fuga. La oxidación térmica es realizada en hornos a temperaturas en el rango de 750°C a 1200°C. Esta técnica de depósito presenta una característica, por cada 1µm de óxido crecido, 0,45µm de silicio son consumidos y esto genera un estrés compresivo en la interfase. Además, existe una diferencia entre los valores de los coeficientes de expansión térmica del silicio y el óxido lo que conlleva a añadir más estrés a la interfase una vez ésta regresa a la temperatura ambiente. En la fabricación de cantilevers de silicio, los óxidos delgados hacen que éstos se curven [3][28][30].

Aparte de la oxidación térmica, dos de los métodos más comunes en la formación de capas delgadas en microfabricación son el CVD y el PVD. En un proceso CVD se parte de diferentes gases que al reaccionar entre ellos forman moléculas de la capa que deseamos. En un proceso PVD por lo general se parte de un blanco del material que se quiere depositar y mediante diferentes métodos se consigue evaporar dicho material y depositarlo sobre el sustrato. Existen varias clases de CVD, entre éstos el CVD a baja presión (LPCVD), a presión atmosférica (APCVD) y el activado por plasma (PECVD) [3][28][29].

En este proyecto, se ha utilizado el LPCVD para depositar nitruro de silicio y el óxido internivel. En microfabricación, el nitruro de silicio es comúnmente utilizado como máscara para agentes químicos de grabado tales como el ácido fluorhídrico HF. Un factor limitante es la alta tensión intrínseca el cual está en el orden de 1GPa. Capas con grosores de más de 200nm son propensas a delaminarse o agrietarse. El óxido internivel

es utilizado como aislante entre capas conductoras, es depositado con LPCVD con BPTEOS (*Boron-Phosphorous-Tetra-Ethyl-Ortho-Silicate*). El TEOS es un compuesto que a temperatura ambiente se encuentra en fase líquida y su uso está muy generalizado para el depósito del dióxido de silicio, la adición del boro y el fósforo en fase gaseosa mejora significativamente la uniformidad sobre escalones de la capa depositada. Para el LPCVD, la uniformidad, la composición y el estrés de la capa depositada están determinadas por los gases usados, la temperatura de operación y la presión [3][28][30][31].

El dióxido y el nitruro de silicio depositados mediante PECVD son usados como materiales de encapsulado, para la pasivación de dispositivos. El óxido y el nitruro PECVD actúan ambos como aislantes entre capas metalizadas. El nitruro PECVD provee una excelente protección contra los rasguños, sirve como barrera para la humedad y previene difusiones de sodio. Debido a su baja temperatura de depósito, de 300°C a 350°C, el nitruro PECVD se puede depositar sin problema sobre la metalización. El nitruro PECVD contiene grandes cantidades de hidrógeno (comparado con el nitruro LPCVD), que se pueden ligar con silicio (Si-H) o nitrógeno (Si-NH). El hidrógeno tiene una importante influencia en la absorción ultravioleta UV, la estabilidad, el estrés mecánico y la conductividad eléctrica. El estrés en las capas de nitruro PECVD es función de la presión, la temperatura, la frecuencia, la potencia y la composición del gas, de esta manera se obtienen rangos de -600MPa (estrés compresivo) a +600MPa (estrés de tensión), si el estrés es compresivo y muy alto puede causar que la oblea se deforme, ahueque y agriete las líneas de aluminio subyacentes. A menudo el estrés cambia dinámicamente cuando la capa es expuesta a la atmósfera, a ciclos de temperatura y a la humedad [3][30].

La técnica PVD más usada para el depósito de capas de metal es el *sputtering*, y el metal predominantemente usado para las conexiones eléctricas es el aluminio, generalmente se utilizan aleaciones con un pequeño porcentaje de silicio para evitar problemas de formación de picos (*spikes*) en las tecnologías que no usan siliciuros en los contactos o aleaciones con pequeñas cantidades de cobre que mejoran la resistencia a la electromigración del aluminio. El estrés en las capas de metal es generalmente de

tensión, su valor depende de la presión en la cámara de *sputtering* y de la temperatura del sustrato [3][29].

La implantación iónica se encarga de introducir dopantes en el silicio con el objetivo de modificar la conductividad eléctrica del semiconductor. El material sustrato, la oblea de silicio, es bombardeado con un haz de iones cargados y acelerados. Luego de la implantación las obleas de silicio tienen que someterse a un tratamiento térmico, primero para recocer los daños en el cristal causados por el impacto de los iones cargados y segundo para mover los átomos dopantes a espacios sustitutos en el cristal del silicio donde se convertirán en eléctricamente activos. Hay que tener especial cuidado con el daño que se pueda inducir en las superficies de las zonas dopadas especialmente en las zonas que se va a realizar soldadura anódica ya que podrían producirse problemas en la calidad de la soldadura o incluso no llevarse a cabo. La energía y la dosis de implantación determinarán el perfil de dopantes, su concentración y penetración. Una etapa complementaria de algunos procesos aditivos, es el recocido. El recocido se utiliza para mejorar la distribución de las capas y en el caso de las implantaciones, como ya se había mencionado, para activar las impurezas [3][17][28][29].

### **2.1.2. Litografía**

La litografía es la técnica básica para definir la forma de estructuras. Existen varios tipos de litografías: fotolitografía, litografía por microscopio de fuerzas atómicas (AFM por su nombre en inglés: *Atomic Force Microscopy*), litografía por haz de electrones (EBL por su nombre en inglés: *Electron Beam Lithography*), litografía por haz focalizado de iones (FIB por su nombre en inglés: *Focused Ion Beam*), etc. A continuación se detallará la fotolitografía, por ser la utilizada en este trabajo. La fotolitografía utiliza la luz, ultravioleta en este caso, como medio de transparencia. El proceso para definir la geometría es el siguiente: la superficie de la oblea se cubre con una capa fotosensible llamada fotorresina, que al ser expuesta a la luz a través de una máscara patrón en un sistema fotográfico, cambia sus propiedades químicas de forma que se puede eliminar mediante un revelador químico o un reactivo, de modo que el

patrón de la máscara se transfiera a la superficie de la oblea. Los motivos resultantes son usados como máscara para el grabado de la capa que hay debajo, o para el depósito selectivo de determinadas capas. Actualmente se utilizan dos tipos de fotorresina: positiva y negativa; en la positiva la zona expuesta a la luz es eliminada durante el revelado; por el contrario en la negativa la parte no insolada se elimina con el revelado. Con este tipo de litografía se pueden obtener resoluciones de alrededor de 1µm. Algunos de los aspectos importantes a tener en cuenta en los procesos litográficos son: el diseño de los motivos de alineamiento de las máscaras para realizar la correcta transferencia de patrones y los posibles daños que se pudieran dar en las máscaras durante el proceso de exposición. [3][21][28][29].

### **2.1.3. Procesos sustractivos**

Por proceso sustractivo se entiende la eliminación total o parcial de una capa de forma selectiva con el objetivo de imprimir un diseño dado en dicha capa. El proceso se compone del reactivo: sustancia capaz de atacar la capa, y producto: sustancia obtenida después del proceso. La interacción entre el reactivo y la capa que da lugar al proceso sustractivo se llama reacción de ataque. Existen dos tipos procesos sustractivos: el grabado húmedo y el grabado seco. Ambos métodos pueden ser isótropos, es decir que proveen la misma tasa de grabado en todas las direcciones, o anisótropos, que proveen diferentes tasas de grabado en diferentes direcciones. El criterio de selección de un método u otro depende de: la tasa de grabado del material, la selectividad al material a ser grabado que se refiera a como una capa se graba más rápido que otra bajo las mismas condiciones de grabado y la isotropía/anisotropía del proceso de grabado [3][21][27][29].

En los grabados húmedos el reactivo es líquido y el producto será soluble en medio líquido y el grabado se realiza mediante una reacción química del reactivo con la capa a atacar. El ataque se puede parar por tiempo o al llegar a una capa que se graba a una velocidad mucho más baja que la de la capa a grabar (ataque selectivo). El grabado húmedo es intrínsecamente isótropo, salvo que el material a grabar presentes distintas velocidades de grabado según la dirección, como es el caso del grabado del silicio en el

hidróxido de potasio KOH. El control vertical del grabado es generalmente más difícil en los grabados húmedos que en los secos. Esto se debe a que muchos reactivos químicos cambian sus propiedades tras las reacciones de ataque, el paso del tiempo o con variaciones de temperatura. Así en algunas ocasiones no es demasiado exacto controlar la profundidad de grabado con el tiempo de ataque. Por esta razón es frecuente utilizar una capa de una sustancia a la que el ataque sea selectivo para que pare el ataque. Por ejemplo al atacar el silicio, puede utilizarse dióxido de silicio o nitruro de silicio como capas para detener el ataque. Dentro de las dificultades del grabado isótropo se encuentran que la solución grabante es sensible a la agitación y a la temperatura [3][21].

Para el grabado húmedo anisotrópico del silicio, se utiliza regularmente hidróxido de potasio KOH e hidróxido de tetramethylammonium TMAH. Estos grabantes comparten propiedades: la tasa de grabado depende del plano cristalino y selectivamente graban silicio tipo n y ligeramente dopado tipo p en comparación con el silicio altamente dopado tipo p. Esta propiedad se utiliza para crear capas para detener el grabado. La disolución de KOH en agua provoca un grabado del silicio selectivo a los planos cristalinos, en particular en una oblea (100) de silicio, graba más rápido los planos  $\langle 100 \rangle$  y  $\langle 110 \rangle$ , en cambio graba más lento los planos  $\langle 111 \rangle$ . Las condiciones de grabado estándar del IMB-CNM presentan un alto valor de anisotropía  $\langle 100 \rangle : \langle 111 \rangle = 400:1$  para una solución al 40% en KOH a 75°C. Por lo tanto, este grabado es un buen candidato en la formación de membranas y voladizos. Esta propiedad es la que determina las paredes inclinadas características con pendientes próximas a los 55°. Para el KOH se puede usar de máscara nitruro de silicio o carburo de silicio. Otra consideración práctica es que el KOH es corrosivo y por lo tanto produce daños en metales tales como el aluminio. La rugosidad de la superficie también dependerá del grabante utilizado, por ejemplo para una solución al 30% en KOH a 70°C, la rugosidad media de la superficie en el plano  $\langle 100 \rangle$  es en el orden de los pocos nanómetros después de grabar  $\sim 200 \mu\text{m}$  [3][17][21].

Los grabados secos, son los que no tienen lugar en medio líquido. El grabado seco permite obtener un mayor control de las dimensiones y la anisotropía que las técnicas de grabado húmedo, aunque estas técnicas pueden dañar la superficie: modificando las

características eléctricas o modificando la estructura cristalina. Las principales técnicas de grabado en seco son el grabado por plasma y el grabado por haz de iones. En este trabajo se detallará únicamente el grabado por plasma [21].

En el grabado por plasma, se produce una descarga del plasma en un gas a baja presión, el cual genera iones libres que reaccionan con el sustrato. La mayoría de grabados secos son una combinación de grabado químico y físico. Los procesos químicos proveen una buena selectividad y perfiles isótropos, pero los físicos tienen baja selectividad e inducen daños debido al bombardeo de iones. Sin embargo los procesos físicos proveen perfiles anisótropos que son extremadamente importantes. Un ejemplo de ataque por plasma es el ataque por iones reactivos (RIE por su nombre en inglés: *Reactive Ion Etching*) [3][21].

El grabado por iones reactivos RIE, es el grabado por plasma más usado, dicho grabado permite la utilización de gases reactivos y no reactivos. En un RIE, los iones reactivos son generados en un plasma y acelerados hacia la superficie a ser grabada. Iones con energías más altas resultan en un grabado más anisotrópico, pero también conlleva a reducir la selectividad del grabado. Tras el ataque en general no es necesario ningún tipo de postproceso, salvo la eliminación de las capas utilizadas como máscaras [21][29].

Las variaciones en el proceso de grabado son la diferencia entre el grabado nominal y el grabado actual y puede ser positivo (*over-etch*) o negativo (*under-etch*). Estas variaciones producen cambios en las dimensiones de los componentes a fabricar. Algunas de las razones que pueden causar estas variaciones son: fluctuaciones en la temperatura y la concentración de los reactivos [3][21][29].

#### **2.1.4. Silicio**

Existen diversos materiales estructurales utilizados en la fabricación de MEMS, entre éstos se encuentran: silicio, vidrio, cerámicos, polímeros, etc. Sin embargo el material más utilizado es el silicio, esto se debe a que dicho material es económico, está ampliamente caracterizado, es altamente disponible y existen una gran variedad de



técnicas y herramientas de procesamiento. Dado que todos los sensores tienen como objetivo convertir una señal física en una señal eléctrica, el silicio por sus propiedades eléctricas permite la integración de toda o parte de la circuitería. Todo esto, junto con sus excelentes propiedades mecánicas, hace del silicio un candidato aventajado como material estructural en la fabricación de dispositivos sensores. La Tabla 1 contiene algunas de las principales propiedades del silicio con respecto a otros materiales, se utiliza el acero inoxidable como referencia, debido a su amplio uso en la fabricación de transductores mecánicos tradicionales [3][19][27].

**Tabla 1. Propiedades del silicio y otros materiales [3].**

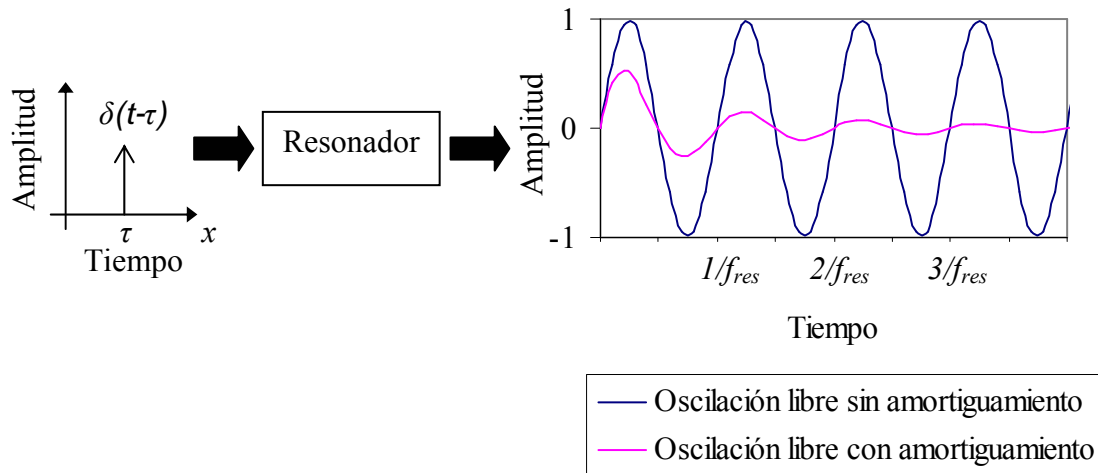
Propiedad	Si	Acero inoxidable	Al	Cuarzo
Modulo de Young (GPa)	160	200	70	107
Coefficiente de Poisson	0,22	0,3	0,33	0,16
Densidad (g/cm <sup>3</sup> )	2330	8000	2700	2600
Resistencia del material (GPa)	7	3	0,17	9
Conductividad térmica a 300°K (W/m×°K)	148	20	237	1,5
Punto de fusión (°K)	1687	1773	933	1873

## 2.2. TEORÍA DE RESONADORES

### 2.2.1. Conceptos

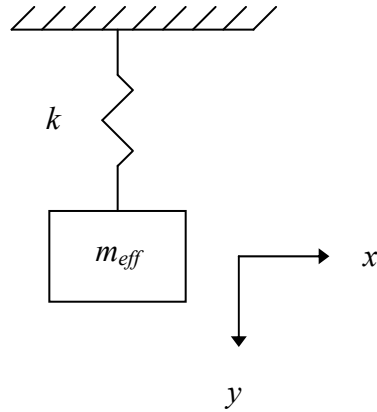
Un resonador se puede definir como un sistema que al ser excitado por un impulso de señal  $\delta_\tau = \delta(t - \tau)$ , responde con una señal sinusoidal  $y(t)$  cuya amplitud de vibración es mayor a ciertas frecuencias. Dichas frecuencias son conocidas como frecuencias de resonancia  $f_{res}$ . En el caso en que un sistema reciba un único impulso y oscile libremente, recibe el nombre de oscilación libre, de lo contrario cuando el sistema se le aplica una fuerza periódica y de magnitud constante recibe el nombre de oscilación forzada. Si la oscilación libre no es perturbada y no existe disipación de energía, el sistema seguirá vibrando indefinidamente, esto es lo que se conoce como oscilación libre sin amortiguamiento. Sin embargo, la naturaleza está llena de fuentes de amortiguamiento, las cuales restan cada vez más energía al movimiento del sistema

oscilante, produciendo finalmente que el movimiento se detenga. Esto es lo que se conoce como oscilación libre amortiguada [22][31][32][33][34].



**Figura 3. Respuesta del resonador a un impulso unitario.**

El sistema físico ideal que mejor describe un sistema de oscilación libre sin amortiguamiento es el modelo masa-muelle, como el de la Figura 4. Este sistema está definido por una masa efectiva  $m_{eff}$ , que se refiere a la fracción de la masa total del resonador que está involucrada en su movimiento, que se mueve en la dirección  $y$  con pequeñas deflexiones y que está sujeta a un muelle de constante elástica  $k$  que genera una fuerza de recuperación proporcional a su elongación. Este modelo sirve para identificar, las dos características esenciales de los movimientos oscilantes:  $m_{eff}$  una componente inercial, capaz de almacenar energía cinética y  $k$  una componente elástica, capaz de almacenar energía potencial elástica. Así el muelle no tiene masa y por tanto no puede contribuir a la energía cinética y la masa no se flexiona ni deforma de modo que no puede contribuir a la energía potencial. Esta es la aproximación que será considerada más adelante para analizar el comportamiento de los cantilevers, que existe una masa efectiva concentrada en el extremo libre de la viga que almacena energía cinética mientras que parte de la estructura actúa de muelle almacenando energía potencial [6][14][19][20][33].



**Figura 4. Diagrama del sistema masa-muelle.**

El sistema de oscilación libre sin amortiguamiento está descrito por la siguiente ecuación:

$$m_{eff} \frac{d^2 y(t)}{dt^2} \pm ky(t) = 0 \quad \text{Ecuación 1}$$

Donde:

$y(t)$  = El desplazamiento en el eje vertical en función del tiempo

$m_{eff}$  = La masa efectiva

$k$  = La constante del muelle

La solución general para la Ecuación 1 tiene la forma  $y(t) = y_0 \sin(2\pi ft + \theta)$ . Donde  $y_0$  es la amplitud y  $\theta$  es la fase. Resolviendo la Ecuación 1, se obtiene el valor de la frecuencia de resonancia:

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k}{m_{eff}}} \quad \text{Ecuación 2}$$

El oscilador libre supone que el sistema es capaz de convertir la energía cinética en energía potencial sin que haya pérdidas y esto no es real, pues parte de dicha energía se

pierde en cada ciclo en distintas formas que se detallarán más adelante (ítem 2.2.4). Todas estas pérdidas de energía, que constituyen el amortiguamiento, se traducen en una disminución de la amplitud de la señal a cada ciclo. En este sentido, ahora se considerará el efecto del amortiguamiento en un sistema que se ha sometido a una fuerza de excitación, para esto el diagrama de la Figura 4 es modificado para incluir los elementos de amortiguación y de excitación [6][20][31][35][36][37].

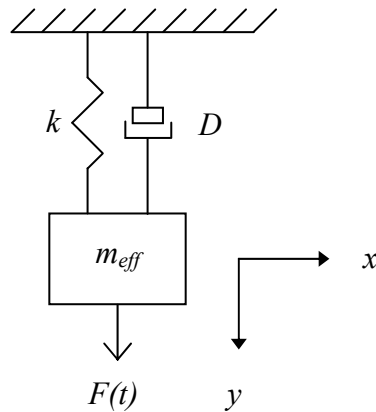


Figura 5. Diagrama del sistema masa-muelle incluyendo excitación y amortiguamiento.

En este caso el movimiento del sistema se puede describir con la siguiente ecuación:

$$m_{eff} \frac{d^2 y(t)}{dt^2} + D \frac{dy(t)}{dt} \pm ky(t) = F(t) \quad \text{Ecuación 3}$$

Donde:

$D$  = El coeficiente de la fuerza de amortiguamiento

$F(t)$  = La fuerza de excitación, que tiene la forma  $F(t) = F_0 \sin(2\pi ft)$

La solución general de estado estacionario para la Ecuación 3 tiene la forma  $y(t) = y_0 \sin(2\pi ft + \theta)$ , insertando ésta en la Ecuación 3, se obtienen expresiones para la amplitud y la fase respectivamente:

$$y_0 = \frac{\frac{F_0}{m_{eff}}}{\sqrt{\left(\frac{k}{m_{eff}} - 4\pi^2 f^2\right)^2 + 4\pi^2 \left(\frac{D}{m_{eff}}\right)^2 f^2}} \quad \text{Ecuación 4}$$

$$\theta = \tan^{-1} \frac{2\pi \left(\frac{D}{m_{eff}}\right) f}{\frac{k}{m_{eff}} - 4\pi^2 f^2} \quad \text{Ecuación 5}$$

La Ecuación 4 alcanza su máximo valor cuando la frecuencia de la fuerza de excitación se acerca a la frecuencia de resonancia de la estructura:

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k}{m_{eff}} - \frac{D^2}{2m_{eff}^2}} \quad \text{Ecuación 6}$$

Otro parámetro importante para los osciladores, es el factor de calidad. El factor de calidad  $Q$  es un parámetro que mide la relación entre la máxima energía de la vibración almacenada y la energía total disipada por ciclo de oscilación:

$$Q = 2\pi \frac{W_0}{\Delta W} \quad \text{Ecuación 7}$$

Donde:

$W_0$  = La máxima energía de la vibración almacenada

$\Delta W$  = Energía total disipada por ciclo de oscilación

La expresión para el factor de calidad para un sistema forzado con amortiguamiento está dada por:

$$Q = \frac{\sqrt{\frac{k}{m_{eff}}}}{D}$$

Ecuación 8

En la práctica, el factor de calidad se puede extraer de la respuesta en frecuencia. El factor de calidad total también se puede definir como la agudeza de la magnitud de la respuesta en frecuencia, más específicamente se calcula como la frecuencia de resonancia ( $f_{res}$ ) dividida por el ancho de banda de -3dB ( $\Delta f_{-3dB}$ ) o punto de media potencia o también se puede calcular de la variación de la fase [20][21][24][38].

$$Q = \frac{f_{res}}{\Delta f_{-3dB}} = \frac{f_0}{f_2 - f_1} = \frac{f_0}{2} \frac{d\theta}{df}$$

Ecuación 9

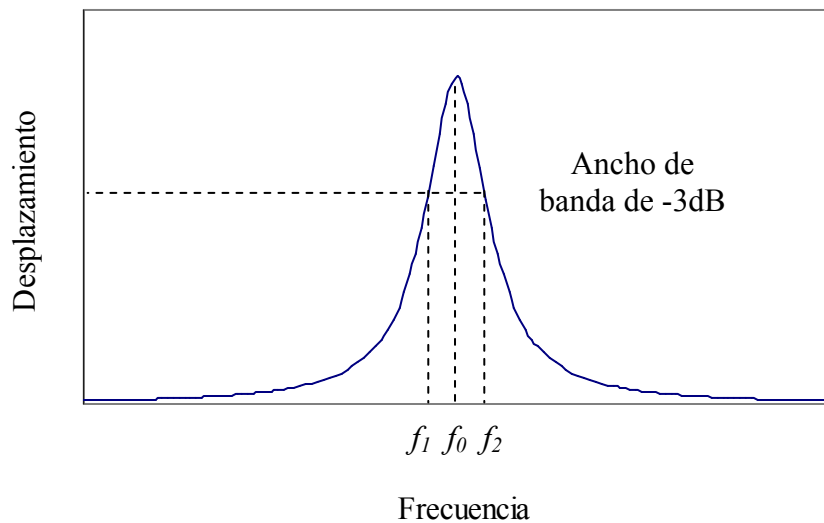
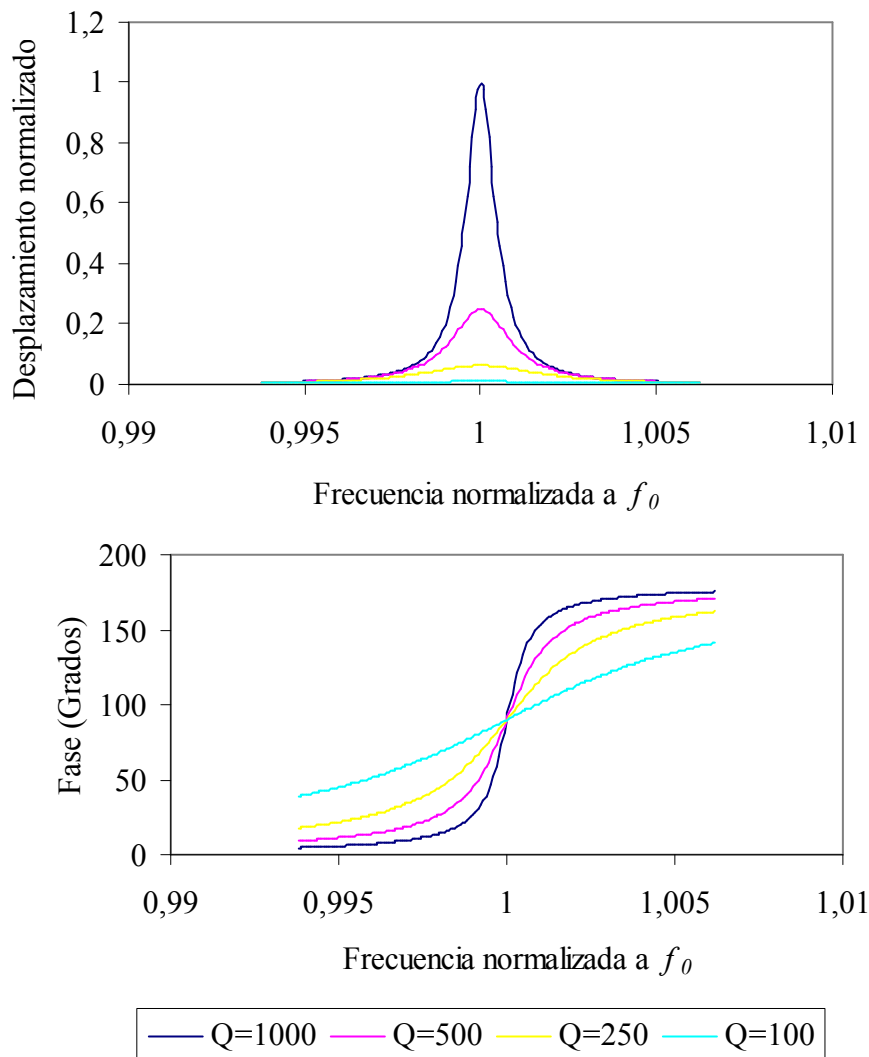


Figura 6. Curva de resonancia.

Como se puede observar en la Ecuación 8, el factor de calidad tiene una enorme dependencia con el factor de amortiguamiento. Los efectos del amortiguamiento en la frecuencia y fase se ilustran en la Figura 7.



**Figura 7. Efecto del amortiguamiento en la frecuencia de resonancia y fase.**

Un factor de calidad alto corresponde a un pico de resonancia alto y estrecho. Una curva de resonancia pronunciada, es distinguible fácilmente de la oscilación fuera de resonancia. Para aplicaciones de sensores, el cambio de la frecuencia de resonancia se puede determinar más precisamente si el resonador posee un factor de calidad alto permitiendo de esta manera una mayor sensibilidad [14].

### 2.2.2. Resonadores mecánicos tipo viga o cantilever

Para el presente trabajo se considerará una viga en voladizo como una estructura en forma de barra de largo  $l$ , ancho  $w$  y grosor  $h$ , sujeta por un solo extremo como la que ilustra la Figura 8.

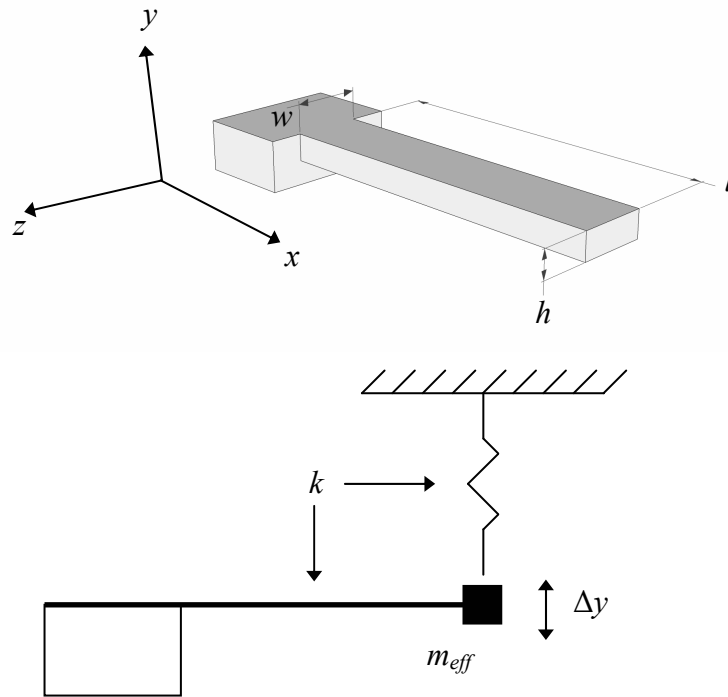


Figura 8. Diagrama de la estructura de un voladizo simple.

Como se había mencionado anteriormente, una viga resonando puede ser equiparada a una masa indeformable  $m_{eff}$  oscilando con amplitud  $\Delta y$  ligada a un muelle sin masa y constante de recuperación  $k$ . Dicha constante  $k$  es un valor que relaciona la transferencia de energía entre el muelle (energía potencial) y la masa efectiva  $m_{eff}$  (energía cinética), para una distancia conocida. Para un resonador tipo viga oscilando en modo flexión a lo largo del eje  $y$ , la constante del muelle se puede calcular empleando la ley de Hook (Ecuación 10), la cual establece que al aplicar una fuerza externa al muelle, éste se elonga generando una fuerza de reacción (recuperación) proporcional a dicha elongación, hasta que ambas fuerzas sean iguales [6][14][19][20][39]:



$$F_{ext} = F_{Hook} = k \cdot \Delta y \Rightarrow k = \frac{F_{ext}}{\Delta y} \quad \text{Ecuación 10}$$

Donde:

$F_{ext}$  = La fuerza de excitación aplicada a la masa efectiva

$\Delta y$  = El desplazamiento (elongación del muelle) en el eje vertical como resultado de la anterior fuerza.

Si, de forma equivalente, aplicamos una fuerza  $F_{ext}$  en el extremo de una simple viga en voladizo, se curvará. Teniendo en cuenta que la ecuación general de la curva elástica está dada por [6][14][19][20][39]:

$$\frac{d^2 y}{dx^2} = \frac{M_x}{EI} \quad \text{Ecuación 11}$$

Donde:

$M_x$  = El momento actuado a través del cantilever

$E$  = El modulo de elasticidad de Young del material

$I$  = El momento de inercial del área para una viga uniforme de sección transversal rectangular

El momento actuado a través del cantilever está expresado por:

$$M_x = F_{ext}(l - x) \quad \text{Ecuación 12}$$

El momento de inercial del área para una viga uniforme de sección transversal rectangular está dado por:

$$I = \frac{wh^3}{12} \quad \text{Ecuación 13}$$

Insertando la Ecuación 12 en la Ecuación 11 e integrando dos veces, se obtiene la Ecuación 14 y la Ecuación 15:

$$\frac{dy}{dx} = \frac{F_{ext}}{EI} \left( lx - \frac{x^2}{2} \right) + C_1 \quad \text{Ecuación 14}$$

$$y = \frac{F_{ext}}{EI} \left( l \frac{x^2}{2} - \frac{x^3}{6} \right) + C_1 x + C_2 \quad \text{Ecuación 15}$$

Las condiciones de contorno de una viga en voladizo:

$$y(0) = 0; \quad \frac{dy}{dx}(0) = 0 \quad \text{Ecuación 16}$$

Teniendo en cuenta las condiciones de la Ecuación 16 en la Ecuación 14 y la Ecuación 15, se obtienen los valores de las constantes  $C_1 = C_2 = 0$ , obteniendo:

$$\frac{dy}{dx} = \frac{F_{ext}}{2EI} (2lx - x^2) \quad \text{Ecuación 17}$$

$$y = \frac{F_{ext}}{6EI} (3lx^2 - x^3) \quad \text{Ecuación 18}$$

Ahora se resuelve la Ecuación 18 para  $x = l$ :

$$y_{\max} = \frac{F}{6EI} (3l^3 - l^3) = \frac{Fl^3}{3EI} \quad \text{Ecuación 19}$$

Reemplazando el momento de inercia de una viga en voladizo Ecuación 13 en la Ecuación 19, y a su vez este valor en la Ecuación 10 se obtiene la expresión para la constante del muelle de un cantilever simple  $k_C$ :

$$k_C = \frac{Ewh^3}{4l^3} \quad \text{Ecuación 20}$$

La masa efectiva, como se había mencionando en el apartado de conceptos del presente capitulo, se refiere a la fracción de masa del resonador que está involucrada en el movimiento, por lo tanto para calcularla se utiliza la ecuación básica de energía cinética [6][14][20][31][40][41][42]:

$$W_K = \frac{1}{2} m_{\text{eff}} v^2 \quad \text{Ecuación 21}$$

Donde:

$v$  = La velocidad del cuerpo

La Ecuación 21 también puede expresarse como:

$$W_K = \frac{1}{2} \int \left( \frac{dy}{dt} \right)^2 \rho A dx \quad \text{Ecuación 22}$$

Donde:

$\rho$  = La densidad del material

$A$  = El área de la sección transversal de la viga,  $w \times h$

Para determinar el valor de  $\frac{dy}{dt}$ , se empieza dividiendo la Ecuación 18 entre la Ecuación 19:

$$\frac{y}{y_{\max}} = \frac{3lx^2 - x^3}{2l^2} \quad \text{Ecuación 23}$$

Rescribiendo la Ecuación 23, se obtiene:

$$y = y_{\max} \frac{3lx^2 - x^3}{2l^2} \quad \text{Ecuación 24}$$

Derivando la Ecuación 24 con respecto al tiempo:

$$\frac{dy}{dt} = \frac{dy_{\max}}{dt} \frac{3lx^2 - x^3}{2l^2} \quad \text{Ecuación 25}$$

Reemplazando la Ecuación 25 en la Ecuación 22 y aplicando los límites de integración:

$$W_K = \int_0^l \frac{1}{2} \frac{dy_{\max}^2}{dt} \left( \frac{3lx^2 - x^3}{2l^2} \right)^2 \rho wh dx \quad \text{Ecuación 26}$$

Resolviendo la Ecuación 26:

$$W_K = \frac{1}{2} \left( \frac{33}{140} \rho wh l \right) \frac{dy_{\max}^2}{dt} \quad \text{Ecuación 27}$$

La Ecuación 27 tiene la misma forma que la ecuación general de energía cinética Ecuación 21, por lo tanto la masa efectiva de un cantilever simple es la cantidad contenida entre paréntesis:

$$m_{ceff} = \frac{33}{140} \rho whl = \frac{33}{140} m \quad \text{Ecuación 28}$$

Donde:

$m$  = La masa total de la viga,  $\rho whl$

Haciendo uso de la Ecuación 2, y reemplazando en ella la Ecuación 20 y la Ecuación 28, se obtiene la frecuencia de resonancia de un cantilever simple oscilando en el primer modo de flexión.

$$f_{res} = \frac{3,5}{2\pi l^2} \sqrt{\frac{EI}{\rho A}} \quad \text{Ecuación 29}$$

### 2.2.3. Modos de vibración

Para determinar los modos de vibración del cantilever, se hace uso de la teoría de Euler-Bernoulli. Para una estructura isotrópica, homogénea y uniforme, el desplazamiento vertical libre  $y(x, t)$  o ecuación de movimiento de la viga sin amortiguamiento, obedece a la siguiente ecuación diferencial Ecuación 30, que es formulada aplicando la segunda ley de Newton a cada sección transversal de la viga y asumiendo pequeños desplazamientos [6][14][20][31][39][43][44]:

$$\rho A \frac{\partial^2 y(x, t)}{\partial t^2} + \frac{\partial^2}{\partial x^2} EI \frac{\partial^2 y(x, t)}{\partial x^2} = 0 \quad \text{Ecuación 30}$$

Para hallar la solución a la ecuación de movimiento y determinar la frecuencia de resonancia de la viga, se aplica el método de las transformadas de Fourier a la Ecuación 30, obteniendo una solución del tipo:

$$Y(x, \omega) = C_1 \sin(x\zeta \sqrt{\omega}) + C_2 \cos(x\zeta \sqrt{\omega}) + C_3 \sinh(x\zeta \sqrt{\omega}) + C_4 \cosh(x\zeta \sqrt{\omega}) \quad \text{Ecuación 31}$$

Donde:

$$\omega = 2\pi f$$

$$\zeta = \sqrt[4]{\frac{\rho A}{EI}}$$

$C_1, C_2, C_3, C_4$ , son constantes reales, que se determinan con las condiciones de contorno

Para una viga en voladizo, cuyo lado anclado ( $x = 0$ ) no tiene ningún desplazamiento y cuyo lado libre ( $x = l$ ) no está sometido a ningún momento de flexión, las condiciones de contorno están dadas por las siguientes ecuaciones:

$$Y(0, \omega) = 0; \frac{dY}{dx}(0, \omega) = 0; \frac{d^2Y}{dx^2}(l, \omega) = 0; \frac{d^3Y}{dx^3}(l, \omega) = 0 \quad \text{Ecuación 32}$$

De las dos primeras condiciones de contorno, se obtiene:  $C_2 = C_4$  y  $C_1 = -C_3$ , reduciendo la Ecuación 31 a:

$$\frac{2 + 2 \cos(l\zeta\sqrt{\omega}) \cosh(l\zeta\sqrt{\omega})}{\sin(l\zeta\sqrt{\omega}) - \sinh(l\zeta\sqrt{\omega})} = 0 \quad \text{Ecuación 33}$$

Para encontrar una solución no trivial, se hace  $\cos(l\zeta\sqrt{\omega}) \cosh(l\zeta\sqrt{\omega}) = -1$ . Esta ecuación no tiene solución analítica, pero puede resolverse por método numéricos usando la siguiente substitución:

$$\beta = l\zeta\sqrt{\omega} \quad \text{Ecuación 34}$$

Denominando  $\beta_i$  a los valores que cumplen la condición  $\cos(\beta_i) \cosh(\beta_i) = -1$ , se obtiene:

$$\omega_i = \frac{\beta_i^2}{l^2} \sqrt{\frac{EI}{\rho A}}$$

**Ecuación 35**

Los valores de  $\beta_i^2$  para una viga en voladizo, se encuentran en la Tabla 2. Donde  $i$  se refiere a la  $i$ -ésima solución y  $\omega_i$  es la frecuencia de resonancia angular correspondiente al  $i$ -ésimo modo de vibración [14][20][45].

**Tabla 2. Solución de la ecuación de movimiento para una viga en voladizo.**

$i$	0	1	2	$n$
$\beta_i^2$	3,516	22,034	61,701	$((2n-1)\pi/2)^2$ , para $n > 2$

Reemplazando el momento de inercia y despejando  $f_{res\_i}$ , se obtiene:

$$f_{res\_i} = \frac{\beta_i^2}{2\pi\sqrt{12}} \frac{h}{l^2} \sqrt{\frac{E}{\rho}}$$

**Ecuación 36**

Todo sistema mecánico posee los llamados modos de vibración. Cuando un modo normal de vibración es excitado, todas las partes del sistema oscilan a la misma frecuencia. La amplitud de vibración varía a través de la viga como se ilustra en la Figura 9 para cada uno de los tres primeros modos (Ecuación 31). En el modo 1, todos los puntos de la viga se mueven con excepción del anclaje. En el modo 2 hay un punto estacionario o nodo aparte del anclaje (en  $x/l = 0,784$ ). En el modo 3 hay dos nodos y así sucesivamente.

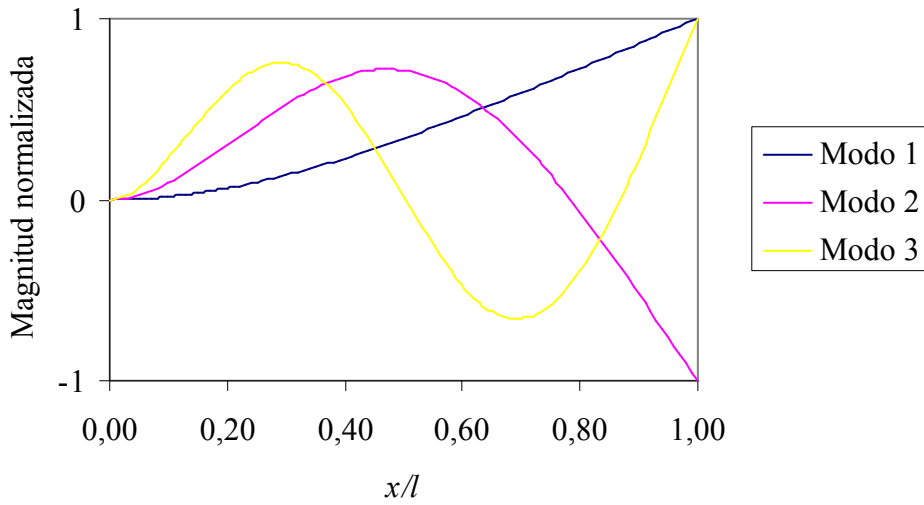


Figura 9. Modos de vibración normalizados para una viga simple en voladizo.

#### 2.2.4. Mecanismos de disipación de energía

En esta sección se describirán algunos de los principales mecanismos de disipación de energía para vigas en voladizo. El análisis de estos mecanismos es de suma importancia para dispositivos resonantes con alto  $Q$ . Por el principio de conservación de la energía, si la amplitud del desplazamiento del resonador disminuye, la energía está siendo disipada por dichos mecanismos. De esta manera el factor de calidad total se determina por la contribución individual de cada uno de los factores de calidad de los diferentes mecanismos de disipación de energía (Ecuación 37), por lo tanto el  $Q$  de un microresonador puede mejorarse minimizando las diferentes pérdidas de energía [14][20][24][46].

$$\frac{1}{Q} = \sum_n \frac{1}{Q_n}$$

Ecuación 37

Esta relación nos indica que el factor de calidad total estará limitado por el factor de calidad más bajo. Existen varios tipos de mecanismos de disipación de energía, este trabajo se explican los tres más relevantes: Amortiguamiento por radiación en el



anclaje, amortiguamiento del aire y amortiguamiento por disipación termoelástica [8][10][24][47][48][49][50].

#### 2.2.4.1 Amortiguamiento por radiación en el soporte

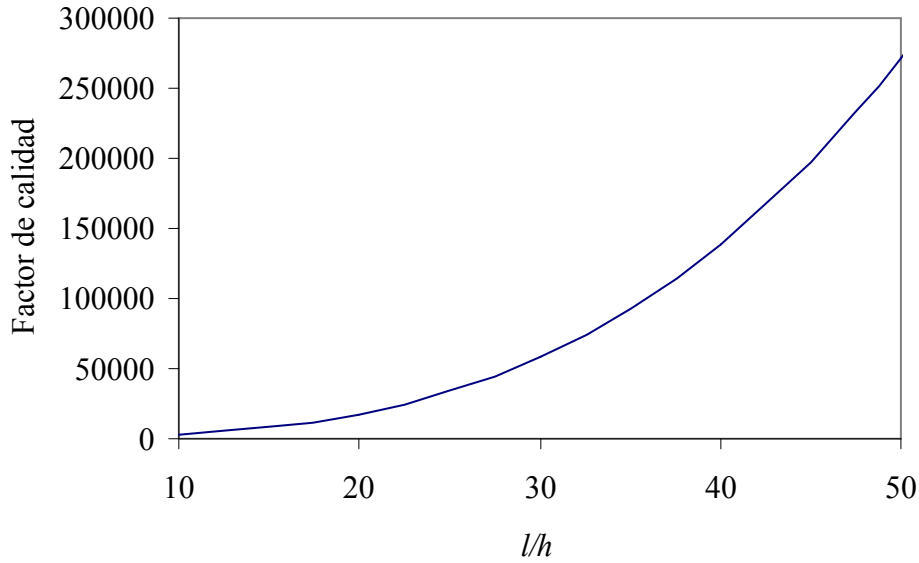
El amortiguamiento por radiación en el anclaje se origina por el hecho que la energía puede ser disipada por el resonador a la estructura de soporte a causa de posibles deformaciones locales y deslizamientos. Una aproximación para calcular el factor de calidad por amortiguamiento en el soporte en una viga resonando en el primer modo de vibración, es la siguiente [51][52]:

$$Q_{anclaje} \approx 2,17 \left( \frac{l}{h} \right)^3$$

**Ecuación 38**

Cuando la razón entre la longitud y al grosor de la viga es alrededor de  $l/h \approx 50$ , el factor de calidad debido a las pérdidas en el soporte será  $> 2,5 \times 10^5$ . Este valor es dos órdenes de magnitud mayor que los valores experimentalmente medidos. Por lo tanto se puede concluir que este tipo de pérdidas no limita el factor de calidad de los cantilever resonando en el primer modo de vibración. Las pérdidas por radiación en el soporte son dominantes para resonadores con una razón  $l/h < 10$  (ver Figura 10) [24][52].

Es posible incrementar la rigidez del soporte, pero las pérdidas de energía se reducen optimizando el diseño. Olkhovets et al [53] demostraron que una columna doble con un soporte flexible mejora el factor de calidad en aproximadamente 30% comparado con un cantilever simple.



**Figura 10. Amortiguamiento por radiación en el soporte: Factor de calidad vs.  $l/h$ .**

#### 2.2.4.2 Amortiguamiento del aire

El amortiguamiento por aire se da por la transferencia de energía mecánica entre la estructura en movimiento y el gas circundante. Las pérdidas por amortiguamiento del aire se pueden dividir en tres regiones: intrínseca, molecular y viscosa. En la región intrínseca la presión del aire es tan baja que el amortiguamiento debido a la fricción del aire no es una fuente significativa de pérdidas de energía. En esta región el factor de calidad y la frecuencia de resonancia son independientes de la presión del aire [11][14][47][49][53][54].

En la segunda región, la región molecular o la región Knudsen el amortiguamiento es causado por colisiones independientes de las moléculas de aire con la superficie del resonador y el factor de calidad está dado por la siguiente ecuación [11][14][47][49][54][55]:

$$Q_{\text{aire}} = \frac{\omega_0 h \rho}{P} \sqrt{\frac{9\pi T R_g}{32 M_m}} \quad \text{Ecuación 39}$$

Donde:

$P$  = La presión del gas

$R_g$  = La constante de los gases.  $R_g = 8,314 J / mol \times ^\circ K$

$T$  = La temperatura.  $T = 300^\circ K$

$M_m$  = El peso molecular del gas. Para  $M_{m\_aire} \approx 0,029 Kg / mol$

En la tercera región, que abarca la presiones cercanas a la atmosférica (101kPa) y superiores, el gas actúa como un fluido viscoso. Asumiendo que el aire es incomprensible (es decir que la velocidad de la viga vibrante es siempre mucho menor que la velocidad del sonido en el medio) y que el número de Reynolds es pequeño (es decir que no hay turbulencias), la fuerza en la superficie puede calcularse usando la ecuación de Navier-Stokes. El cantilever será aproximado a una columna de esferas vibrando independientemente que tendrán un factor de calidad igual a [11][14][47][49][54][55]:

$$Q_{aire} = \frac{\rho w h l}{6 \pi \nu r \left( 1 + \frac{r}{\sqrt{\frac{\nu}{\pi \rho_a f_0}}} \right)} \omega_0$$

**Ecuación 40**

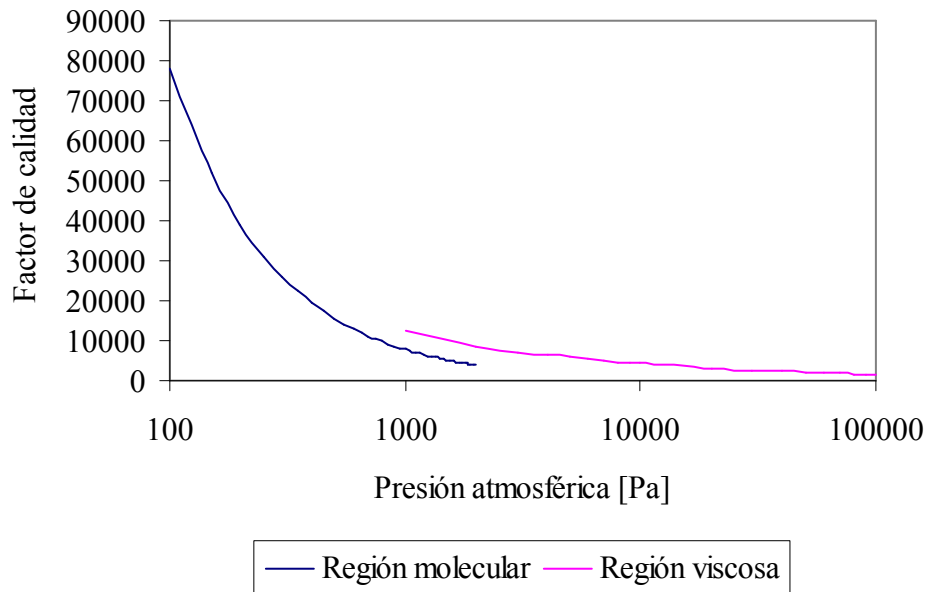
Donde:

$\nu$  = La viscosidad del aire.  $\nu = 0,000018 kg / (m \times s)$  a  $300^\circ K$

$r$  = El radio de la esfera, que puede aproximarse a  $r = \sqrt{\frac{w l}{\pi}}$

$\rho_a$  = La densidad del aire

La densidad del aire se calcula con la fórmula CIPM-1981/91 del comité internacional de pesos y medidas [56]. Por ejemplo, a presión atmosférica  $\rho_a = 1,16 Kg / m^3$ . La Figura 11 ilustra la variación del factor de calidad de un cantilever simple de dimensiones  $l = 400 \mu m$ ,  $w = 64 \mu m$  y  $h = 15 \mu m$  con respecto a la presión atmosférica.



**Figura 11. Pérdidas por amortiguamiento del aire: Factor de calidas vs. Presión. Para un cantilever de silicio con las siguientes dimensiones:  $l = 400\mu m$ ,  $w = 64\mu m$  y  $h = 15\mu m$ .**

### 2.2.4.3 Amortiguamiento termoelástico

Un material que posee coeficiente de expansión térmico positivo experimentará un incremento en la temperatura cuando se someta a una tensión compresiva y reducirá la temperatura cuando se someta a una tensión extensible. Cuando un resonador vibra en un modo flexión, experimenta ambos tipos de estrés (extensible y compresivo) en la estructura. Esto conlleva a regiones de elevada y reducida temperatura. Por ejemplo cuando una viga opera en su modo de flexión, una de sus superficies experimenta tensión extensible mientras que el otro lado tensión compresiva y como resultado un lado de la viga tiene una temperatura mayor que el otro lado. Alguna de la energía mecánica en el resonador es pérdida debido al flujo de calor que va del lado caliente hacía el lado frío y esto es conocido como disipación termo elástica. El amortiguamiento termoelástico (TED por su nombre en inglés: *Thermo-Elastic Damping*) puede ser el mecanismo de pérdida más importante para resonadores vibrando en modo de flexión con grandes proporciones. Para resonadores delgados (del orden de unas pocas micras), el TED es despreciable [24][31][47][51][52][57][58][59][60].

El factor de calidad máximo debido al amortiguamiento por disipación termoelástica se puede expresar por la siguiente ecuación:

$$Q_{TED} = \frac{1}{2\Gamma(T)\Omega(f)} \quad \text{Ecuación 41}$$

La Ecuación 41 está conformada por dos términos, el primero dependiente de la temperatura:

$$\Gamma(T) = \frac{\alpha_{th}^2 TE}{4\rho C} \quad \text{Ecuación 42}$$

Donde:

$\alpha_{th}$  = El coeficiente de expansión térmica.  $\alpha_{th\_Si} = 2,3 \times 10^{-6} / ^\circ K$

$T$  = La temperatura del cantilever.  $T = 300^\circ K$

$C$  = El calor específico.  $C_{Si} = 700 J / (kg \times ^\circ K)$

$E$  = El modulo de elasticidad de Young del material

Y el segundo término, dependiente de la frecuencia:

$$\Omega(f) = \frac{f_0 f}{f_0^2 + f^2} \quad \text{Ecuación 43}$$

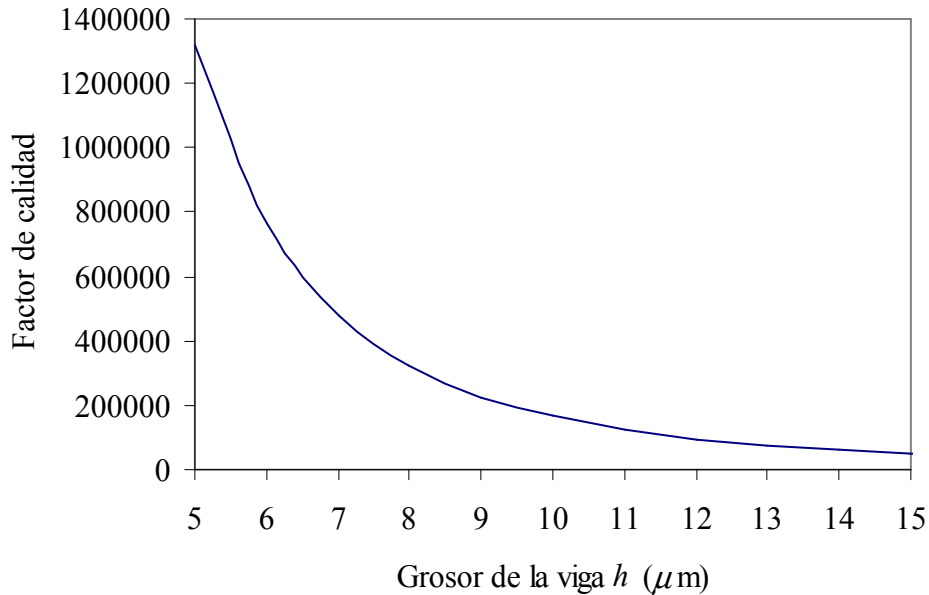
Donde:

$f$  = La frecuencia de resonancia

$f_0$  = La frecuencia característica de amortiguamiento y está dada por  $f_0 = \frac{\pi\lambda}{2\rho Ch^2}$

$\lambda$  = La conductividad térmica del material.  $\lambda_{Si} = 148 W / (m \times ^\circ K)$

La Figura 12 ilustra la variación del factor de calidad de un cantilever simple de dimensiones  $l = 400\mu\text{m}$  y  $w = 64\mu\text{m}$  con respecto al grosor.



**Figura 12. Pérdidas termoelásticas: Factor de calidad vs. Grosor de la viga. Para un cantilever de silicio con las siguientes dimensiones,  $l = 400\mu\text{m}$  y  $w = 64\mu\text{m}$ .**

Para utilizar los cantilevers en aplicaciones de sensores resonantes, altos factores de calidad son preferibles para mejorar la sensibilidad y la resolución del sensor. En cantilevers delgados (entre 5 y 15  $\mu\text{m}$  de grosor) y largos ( $>140\mu\text{m}$ ), el amortiguamiento por aire es la razón predominante de disipación de energía. Las pérdidas por soporte y TED limitan el factor de calidad en cantilevers cortos cuando  $l/h < 20$ . El factor de calidad se puede optimizar incrementando el grosor del cantilever para de esta manera disminuir el amortiguamiento por aire, pero no indefinidamente porque entonces las pérdidas en el soporte se hacen comparables con el amortiguamiento del aire [11][14][20][24][31][61].

### 2.2.5. Efecto de la temperatura en la frecuencia

Uno de los mayores retos para los resonadores de silicio son los cambios de frecuencia debido a cambios de temperatura. La variación de la frecuencia de resonancia con respecto a la temperatura, se expresa por la siguiente ecuación [10][38][62][63]:

$$f(T) = f(T_0)(1 + CTF(T - T_0)) \quad \text{Ecuación 44}$$

El  $CTF$  se define como el coeficiente de temperatura de la frecuencia de resonancia y está dado por [13][64]:

$$CTF = \frac{1}{2}(\alpha_{th} + \beta_{th}) \quad \text{Ecuación 45}$$

Donde:

$\alpha_{th}$  = El coeficiente de expansión térmica asumido isótropo a través de  $l$ ,  $w$  y  $h$

$\beta_{th}$  = El coeficiente de temperatura del módulo de Young

Aquí se puede observar que la frecuencia de resonancia de un sistema masa-muelle varía a causa de la temperatura por: un cambio en las dimensiones geométricas que varían de acuerdo a la expansión térmica del material y a un cambio en la elasticidad que depende del coeficiente de temperatura de modulo de Young [64][65][66].

Para el silicio a temperatura ambiente  $\alpha_{th} = 2,3 \times 10^{-6} / ^\circ K$  y  $\beta_{th} = -89,7 \times 10^{-6} / ^\circ K$  aproximadamente. De los valores anteriores se puede observar que la variación de frecuencia con respecto a la temperatura es dominada por las variaciones del modulo de Young. La variación esperada es de  $-43,7 \times 10^{-6} / ^\circ K$  que se traduce a un cambio en frecuencia de  $-4,37 Hz / ^\circ K$  para una frecuencia central de 100kHz. Por lo tanto se espera un incremento en la frecuencia de resonancia a medida que la temperatura disminuya, múltiples estudios confirman esta predicción teórica [13][64][67][68][69].

En función del signo del incremento de temperatura se toma como convenio: si es positivo la viga se flexiona cóncava hacia arriba (estrés compresivo) y si es negativo hacia abajo (estrés extensivo). Debido a que la viga tiene un extremo libre puede cambiar su longitud sin generar esfuerzos asociados a cambios de temperatura. Los cambios de temperatura se consideran una fuente de inestabilidad externa y debe ser minimizada o compensada con cámaras de temperatura controlada o midiendo la temperatura y compensando matemáticamente de los datos medidos su efecto [18][66].

El factor de calidad, es también dependiente de la temperatura,  $Q$  incrementa con la reducción de la temperatura. Este fenómeno ha sido investigado por varios grupos de investigación y dependencia de temperaturas similares fueron observadas. La fricción interna, es probablemente el origen de esta dependencia [70].

## **2.3. RESONADORES COMO SENSORES**

---

### **2.3.1. Introducción**

Los resonadores MEMS son comúnmente propuestos como buenos candidatos a ser utilizados en aplicaciones de sensores. Los resonadores detectan cambios en su entorno, que pueden ser debido a fuerzas en el resonador o debido a absorción de masa y dichos cambios se pueden monitorizar a través de la frecuencia de resonancia. Un ejemplo de sensor de fuerza es el microscopio de fuerza atómica AFM. Si la fuerza entre los átomos de una muestra y la punta del AFM cambia, también lo hace la frecuencia del resonador. Un AFM tiene una resolución en el rango de los nano Newton. Por otra parte, un ejemplo de sensor de masa, son los detectores de sustancias basados en QMB. Dicho sensor consiste en un QMB cubierto con una capa de material sensible seleccionada para reaccionar específicamente con ciertos agentes químicos o biológicos. Una vez ligados dichos agentes a la capa activa del resonador, la masa del QMB cambia y con esto la frecuencia de resonancia permitiendo de esta manera la detección. Un sensor de masa de este tipo puede detectar sustancias hasta en el rango de los nanogramos.



Como ya se ha mencionado, en el caso de los sensores resonantes, el principio de detección de sustancias se basa en el hecho que la frecuencia es sensible a la masa del resonador, que incluye su masa y la masa adherida a él. Para un sensor resonante basado en un cantilever, dicha estructura es cubierta con el material sensible (por ejemplo: polímero) y una vez expuesta a los analitos que se quieren detectar, el resonador cambia su frecuencia de resonancia. La elección de dicha capa depende de los analitos que se quieren absorber. Los sensores resonantes presentan altos factores de calidad (incluso en medio gaseoso) y esto se traduce en alta sensibilidad [6][14][15][21][71][72][73][74][75].

### 2.3.2. Modelado del sensor

Teniendo en cuenta que uno de los objetivos de este trabajo es realizar experimentos de sensado, a continuación se definirán algunos parámetros para evaluar el desempeño del sensor. Primero, se definirá la sensibilidad, a la relación de la magnitud medida con la magnitud de su respuesta, en el caso de un sensor resonante, la sensibilidad de masa está dada por la Ecuación 46 [6][31].

$$S_m = \frac{\Delta m}{\Delta f_{res}} \quad \text{Ecuación 46}$$

Para el análisis de la sensibilidad de masa, se asume que la masa adicional es puntual y muy pequeña en comparación a la masa de la viga (partículas, gotas, bacterias, etc.) y que es depositada en el extremo de ésta, con lo cual la constante del muelle  $k$  no varía. Con esta asunción, cuando una masa puntual ( $\Delta m$ ) es añadida, una reducción en la frecuencia de resonancia ( $\Delta f_{res}$ ) es producida de acuerdo con la siguiente ecuación [6][22][31][34]:

$$\Delta f_{res} = f_{res\_1} - f_{res\_0} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k}{m_{eff} + \Delta m}} - \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k}{m_{eff}}} \quad \text{Ecuación 47}$$

Usando la relación  $\frac{1}{\sqrt{1+\Delta}} - 1 \approx -\frac{\Delta}{2}$ , la expresión anterior de la sensibilidad se puede aproximar a [6][10][41]:

$$S_m \approx -\frac{2m_{eff}}{f_{res}} \quad \text{Ecuación 48}$$

Este valor de sensibilidad es válido únicamente para pequeñas variaciones de la frecuencia de resonancia inicial y para pequeños desplazamiento. Expresando la sensibilidad en función de los parámetros del cantilever, se obtiene [6][31]:

$$S_m \approx -3 \frac{\sqrt{\rho^3}}{\sqrt{E}} l^3 w \quad \text{Ecuación 49}$$

De la ecuación anterior se puede observar que la sensibilidad de masa para depósitos puntuales es proporcional a la cubo de la longitud  $l^3$  y al ancho  $w$  y no depende del grosor  $h$ . También se puede observar que la sensibilidad se puede mejorar con el escalado dimensional. Sin embargo los efectos en la frecuencia de resonancia que es inversamente proporcional al cuadrado de la longitud también deben de ser considerados.

En la literatura se encuentra un término más formal llamado responsividad  $\mathfrak{R}$ , el cual se define [6]:

$$\mathfrak{R} = \left| \frac{\Delta f_{res}}{\Delta m} \right| \approx \frac{f_{res}}{2m_{eff}} \quad \text{Ecuación 50}$$

Otro parámetro importante en el modelado de sensores, es la resolución. La resolución se define como el mínimo incremento necesario en la señal de entrada para que se

produzca una repuesta detectable. En sensores de masa está definido como la mínima masa detectable  $\Delta m_{\min}$  y en resonadores está dada por [15][22][34][74][76]:

$$\Delta m_{\min} = \frac{\Delta f_{res\_min}}{\mathfrak{R}} \quad \text{Ecuación 51}$$

Es posible determinar el cambio mínimo en la frecuencia para cantilevers resonantes, el cual está limitado por el ruido térmico y está dado por [15][59][77][78]:

$$\Delta f_{res\_min} = \frac{1}{y_0} \sqrt{\frac{f_{res} k_B T \Delta f_{-3dB}}{2\pi k Q}} \quad \text{Ecuación 52}$$

Donde:

$$k_B = \text{La constante de Boltzmann} \approx 1,38 \times 10^{-23} \text{ J / } ^\circ \text{ K}$$

Se puede observar que la resolución de detección de la frecuencia de resonancia, la cual determina la resolución del sensado de masa se puede mejorar incrementando el factor de calidad. En general un factor de calidad alto resulta en un pico de resonancia más agudo y conduce a una resolución de detección mejor reduciendo la incertidumbre de la medida. Por lo tanto es crucial entender los mecanismos de disipación de energía del resonador para el diseño óptimo del sensor. Excitando el cantilever externamente se incrementa la amplitud y el factor de calidad, resultando en el decremento del mínimo cambio detectable en frecuencia y llevando a una mejora de la sensibilidad de masa. Otro parámetro es el llamado umbral de detección. El umbral de detección se define como la concentración mínima de la sustancia capaz de ser detectada  $m_{\min}$ . Finalmente se define la selectividad, que es la capacidad de un sensor para determinar analitos específicos en mezclas sin interferencias de otros componentes de comportamiento análogo [15][22][34][59][79].

### 2.3.3. Estado del arte

La tendencia actual de disminuir el tamaño de los transductores mecánicos permite la fabricación de sensores de masa ultrasensitivos. El uso de cantilevers operando en modo dinámico permite detectar masas algo por debajo de los atogramos. El grupo de Roukes en el Caltech (USA) es el líder en el estudio y desarrollo de sensores basados en estructuras resonantes. En 2007 este grupo ha demostrado una resolución de masa de menos de 1ag ( $10^{-18}$ g) en condiciones de aire usando un cantilever de carburo de silicio SiC a 127MHz con detección piezoresistiva. Lavrik y Datskos del laboratorio nacional Oak Ridge reportaron en 2003 detección de masa en el rango de los femtogramos usando cantilevers de silicio con actuación fototérmica y lectura óptica en condiciones de aire. En 2007, el departamento de ingeniería electrónica de la UAB en conjunto con el Instituto de microelectrónica de Barcelona IMB-CNM y el Instituto de ciencias de materiales de Barcelona ICMAB reportaron un cantilever CMOS con actuación electrostática y detección capacitiva integrado monolíticamente y que presentaba una resolución en el rango de los atogramos operando en aire [6][31][75][80][81][82][83].

**Tabla 3. Estado del arte de sensores de masa resonantes.**

Grupo	$f_{res}$	$Q$	$S_m$	$\Delta m_{min}$
Caltech	127MHz	400	1,43zg/Hz	1ag
Oak Ridge National Lab	2,2MHz	25	2,8ag/Hz	5,5fg
UAB/IMB-CNM/ICMAB	6,1MHz	100	0,9ag/Hz	24ag

Para mejorar los sensores en términos de sensibilidad de masa y resolución de masa se siguen varios enfoques. Uno de los enfoques para aumentar la sensibilidad es incrementar la frecuencia de resonancia, bien reduciendo las dimensiones del cantilever, o usando modos resonantes superiores. En general el escalado en tres dimensiones de los MEMS representa una mejora en la sensibilidad, eficiencia energética debido a un incremento de la frecuencia de resonancia. Una reducción de la longitud del cantilever se ve reflejada en un aumento de la frecuencia de resonancia y por consiguiente de la sensibilidad. Pero se debe tener mucho cuidado al disminuir la longitud del cantilever, ya que la longitud debe de permanecer más grande que el grosor para la validez del modelo. La miniaturización reduce el tamaño de la señal de salida, haciendo necesario la mejora de técnicas de sensado/transducción. Además la reducción de la longitud del

cantilever también está limitada por consideraciones acerca del depósito de la capa sensible, una mínima superficie debe de estar disponible para el depósito. En el caso del presente proyecto, las dimensiones mínimas están limitadas por la tecnología disponible. Otra posibilidad de incrementar la frecuencia de resonancia, es usar un modo de resonancia mayor. Usando esta solución alternativa, las dimensiones geométricas no son reducidas, sin embargo la señal de salida es más pequeña [6][41][49][31].

## **2.4. MECANISMOS DE ACTUACIÓN/DETECCIÓN EN CHIP**

---

Como ya se había ilustrado en la Figura 1 un sistema de detección basado en sensores resonantes está básicamente formado por una etapa de actuación encargada de excitar el cantilever a su resonancia y una de transducción para detectar la señal resultante. Existen varios mecanismos de actuación y de transducción que permiten su integración a nivel de chip. A continuación se describen estos mecanismos y se presentan sus ventajas e inconvenientes [3][84]:

Actuación térmica. La dilatación de materiales debido a la temperatura puede utilizarse para actuar dispositivos. La aproximación dinámica de la actuación térmica consiste en calentar el material con una corriente AC a través de una resistencia integrada en el resonador, dicha resistencia debe ser lo más superficial posible. Cuando la corriente pasa a través de la resistencia, la temperatura aumenta localmente y el material se expande doblando la viga debido al estrés. La fuerza que se genera será proporcional a la diferencia de temperatura entre ambas caras de la viga. Para que la estructura pueda seguir a la señal de excitación es necesario que en la fracción de tiempo en que la potencia disminuye, el material tenga una alta conductividad térmica para que la temperatura pueda bajar. La actuación térmica es una de las aproximaciones de actuación utilizada en los dispositivos desarrollados en esta tesis y es descrita en detalle en el capítulo 3 [6][8][58][84].

Actuación/transducción electromagnética. El campo magnético generado por una corriente AC a lo largo de un espiral puede ser usado para actuar materiales magnéticos

o bien una corriente dentro de un campo magnético constante genera una fuerza. De manera similar, corrientes inducidas pueden ser utilizadas para sensar el movimiento de un magneto [6][58][84][85].

Actuación/transducción electrostática. La polarización aplicando voltaje AC, entre dos electrodos que constituyen una capacidad (uno de estos electrodos el mismo resonador), genera una fuerza periódica entre ellas, que produce flexión en el resonador hacia el otro electrodo. El movimiento relativo de dos placas polarizadas genera una corriente inducida que puede ser sensada y dicha corriente es proporcional al movimiento [6][8][84].

Actuación/transducción piezoeléctrica. Los materiales piezoeléctricos se deforman bajo la influencia de un voltaje de polarización o viceversa, si sufren una deformación generan un voltaje de polarización entre sus extremos. Utilizando esta propiedad el movimiento puede ser controlado o medido. La actuación piezoeléctrica es una de las aproximaciones de actuación utilizadas en esta tesis y es descrita en detalle en el capítulo 3 [6][8][58][84].

Transducción piezoresistiva. Cuando un material piezoresistivo es tensionado, varía su capacidad para transportar corriente. Usando esta propiedad se puede medir el movimiento como una diferencia de corriente entre los dos extremos de un material piezoresistivo deformado, midiendo la resistencia del piezoresistor. Este es un método comúnmente usado en CMOS-MEMS debido a las buenas propiedades piezoresistivas del silicio (con apropiados niveles de dopaje). El método piezoresistivo es la aproximación de transducción utilizada en esta tesis y es descrito en detalle en el capítulo 3 [6][8][27][58][84].

Los mecanismos de actuación térmica son fáciles de implementar, sin embargo es difícil aislar los cambios de temperatura a un área determinada y esto puede crear interferencia con otros elementos dependientes de la temperatura. Además para sistemas oscilantes de mayores frecuencias se requerirían tiempos de relajación más pequeños, y esto supone una limitación para este tipo de tecnologías. La actuación/transducción magnética no es

un mecanismo fácil de escalar a los dispositivos MEMS. Los principales problemas son: la reducción de las fuerzas y las complicadas estructuras que integran capas metálicas a las partes móviles, además de esto se añade la alineación del campo magnético. Tanto las técnicas electroestáticas como las magnéticas necesitan integración con capas metálicas a las partes móviles, estas capas reducen las frecuencias de resonancia alcanzables debido a la carga adicional de masa a las partes mecánicas y además contribuye a la disipación interna. Otro de los problemas de detección electroestática en los microcantilever es el pequeño valor de la capacidad a medir. Además de esto, esta técnica está limitada a ambientes no conductivos [6][8][58][84][86].

Comparando los resonadores actuados electroestáticamente con los piezoeléctricos, éstos últimos presentan pérdidas por inserción bajas a altas frecuencias. Las principales desventajas de los materiales piezoeléctricos son su alta sensibilidad con la temperatura e histéresis. Además de esto, la incorporación de materiales piezoeléctricos es en si mismo un problema, ya que la mayoría de estos materiales no son fáciles de trabajar y no son compatibles con procesos de sala blanca. La detección electroestática presenta una mejor relación señal a ruido que la piezoresistiva, pero la detección piezoresistiva permite una estructura completamente independiente. Además la actuación electroestática hace necesario dos electrodos cercanos y esto hace delicada la función del cantilever. La detección piezoresistiva es de fácil integración y ha sido extensamente utilizada. Sin embargo, su dependencia con la temperatura reduce su campo de aplicación a sistemas con un ambiente controlado [84][86][87][88].

Disminuyendo el tamaño de los MEMS no solo se mejoran las características del dispositivo como incrementar las frecuencias de resonancia o reducir el consumo de potencia, sino que también se obtienen efectos indeseables, ya que cuando las dimensiones de cualquier sistema mecánico disminuyen las fuerzas usadas para actuación y detección también disminuyen, por lo tanto es necesario utilizar técnicas que escalen de manera óptima junto con el resonador y de esta manera evitar que la señal de salida se haga comparable al ruido. Con respecto a la detección piezoresistiva, este método limita la miniaturización del cantilever ya que el piezoresistor necesita estar en él. Otra desventaja de este método es que requiere que la corriente fluya a través del

cantilever y esto resulta en una disipación adicional de calor. Típicamente se conectan cuatro piezoresistencias en una configuración de puente de Wheatstone para reducir errores producidos por la temperatura [6][8][58][84][86].

## **2.5. HERRAMIENTAS DE SIMULACIÓN**

---

### **2.5.1. Ansys**

Los métodos de elementos finitos (FEM por su nombre en inglés: *Finite Element Methods*), son métodos numéricos que permiten, entre otros, el análisis estructural, térmico y electromagnético de estructuras de las cuales se conocen: sus condiciones de contorno, propiedades de materiales y cargas aplicadas. Estos métodos están basados en la discretización de las ecuaciones diferencias parciales que rigen el problema, sustituyendo las derivadas por expresiones incrementales en las variables espaciales y temporal, obteniendo un sistema lineal de ecuaciones que abarca todo el mallado del sólido. Se utilizó el programa ANSYS 10.0 y 11.0 para simular los diferentes modos de vibración de las estructuras y extraer: sus frecuencias de resonancia, la magnitud de su deflexión y estrés (simulaciones modales y armónicas). También se realizaron simulaciones electro-térmicas para evaluar el desempeño de los elementos resistores del sistema. El análisis de un problema en ANSYS se realiza en tres etapas: preproceso, solución y postproceso. En la etapa de preproceso se construye el modelo y se le asignan las propiedades físicas de los materiales. En la etapa de solución se aplican las cargas, las condiciones de contorno y se genera la solución. Finalmente en la etapa de postproceso se obtienen los resultados mediante listados y gráficas [17][89].

### **2.5.2. Icecrem**

El Icecrem es un programa de simulación unidimensional de los pasos del proceso en la producción de semiconductores. El Icecrem puede simular: crecimientos epitaxiales, oxidaciones, difusiones, implantaciones iónicas, depósitos de capas de óxido y grabados. Los resultados que se obtienen con este programa son: perfiles de difusión, grosores de óxidos, resistencia cuadro y profundidad de uniones [90][91].



## Capítulo 3.

### **DISEÑO Y MODELADO**

Este capítulo está enfocado al diseño y modelado del resonador. Primero se empieza con la definición de la geometría y el estudio de cómo afectan los parámetros de diseño (propiedades del material y dimensiones) al funcionamiento del resonador. A continuación se presenta el modelo analítico del cantilever. Posteriormente, se describe los aspectos más importantes en el diseño de los actuadores electro térmicos y los detectores piezoresistivos. También se describe un método comercial alternativo de actuación: el piezoactuador PZT. Inmediatamente se detalla la circuitería electrónica acoplada a la salida del sistema, encargada de adaptar la señal. Y finalmente se explican las consideraciones de diseño en lo referente al encapsulado de sensores. Como se ha mencionado previamente en el Capítulo 1 y 2, la aplicación de los resonadores será de detección de partículas. Con este objetivo presente se debe diseñar el dispositivo para obtener una mayor sensibilidad y maximizar la resolución de masa.

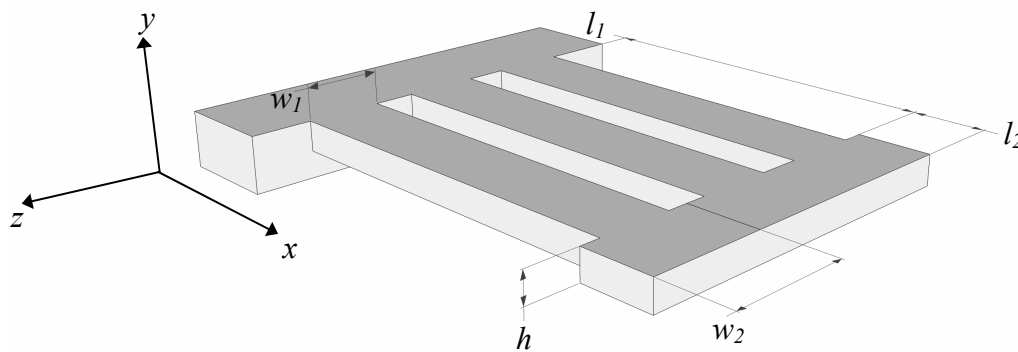
#### **3.1. DEFINICIÓN DE LA GEOMETRÍA**

Una primera etapa del proceso de diseño es la definición de la geometría. Para esto se realizaron simulaciones estructurales con el software ANSYS de diversas geometrías tipo cantilever. Las simulaciones estructurales permiten obtener información sobre el desempeño mecánico del resonador, permiten conocer entre otras, soluciones tipo: frecuencias de resonancia, modos de vibración, desplazamientos y distribuciones de estrés. Dado que el análisis que se va a realizar, para estudiar las diferencias en la operación de las estructuras, es un análisis estructural, se selecciona para estas simulaciones un elemento sólido estructural (SOLID186) y se le atribuyen las propiedades del silicio (Tabla 4). Posteriormente se genera el modelo tridimensional, se malla y se define el tipo de solución (modal o armónica) que se desea obtener, junto con las condiciones de contorno (temperatura, restricciones de movimiento, fuerzas, etc.).

**Tabla 4. Propiedades físicas del silicio usadas en la simulación estructural [60].**

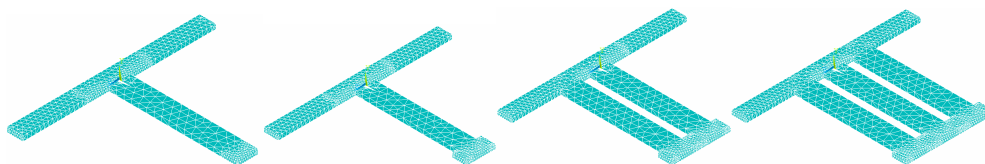
Material	Modulo de Young (GPa)	Coefficiente de Poisson	Densidad (Kg / m <sup>3</sup> )
Silicio	169	0,279	2330

La estructura básica está formada por un cantilever de dimensiones  $l \times w$  sujeto en uno de sus extremos a una base fija (Figura 8). La segunda estructura, cantilver con forma de T, está formado por un cantilever simple de dimensiones  $l_1 \times w_1$  con una masa de dimensiones  $l_2 \times w_2$  añadida en su extremo libre (donde  $l_1 + l_2 = l$  y  $w_2 > w_1$ ), la tercera y cuarta estructura son dos y tres cantilevers con forma de T unidos por la masa en el extremo libre respectivamente (ver Figura 13 y Figura 14).



**Figura 13. Diagrama de la estructura de tres vigas con forma de T.**

Los modelos tridimensionales mallados están contenidos en la Figura 14. El mallado de las estructuras es tetraedral y de aproximadamente 2000 elementos en la base y 1500 elementos por cada viga, se llegó a este resultado luego de simular las estructuras para diferentes tamaños de elementos y obtener resultados independientes de dichos tamaños.



**Figura 14. Gráfica de las estructuras diseñadas para el análisis estructural FEM.**

Se seleccionó el cantilever con forma de T en base a las siguientes asunciones:

1. El cantilever con forma de T resuena como la estructura masa-muelle.
2. La frecuencia de resonancia del cantilever con forma de T no depende de la anchura.
3. El cantilever con forma de T se puede dividir en dos tramos, el primer tramo (correspondiente a la viga simple de dimensiones  $l_1 \times w_1$ ) actúa como un muelle y el segundo tramo (correspondiente a la masa de dimensiones  $l_2 \times w_2$ ) lo hará como la masa equivalente del sistema.
4. Dos cantilevers con forma de T idénticos, oscilando en el mismo modo y con la misma fase no variarán ni su frecuencia ni su factor de calidad si se unen entre si.

Teniendo en cuenta las anteriores asunciones, el cantilever con forma de T permite variar la masa equivalente del sistema sin influir en su constante de recuperación  $k$ . El cantilever con forma de T también permite unir estructuras, con lo que se puede maximizar el área en el extremo libre del cantilever, y de esta manera obtener una mayor superficie sensitiva. Para la elección de la geometría, también se debe de tener en cuenta el método de actuación/detección (ítem 2.4) así como también la aplicación a la que será destinada la estructura. Se parte de las siguientes dimensiones,  $l = 400\mu m$ ,  $w = 64\mu m$  y  $h = 15\mu m$  para el cantilever simple y  $l_1 = 350\mu m$ ,  $w_1 = 64\mu m$ ,  $l_2 = 50\mu m$ ,  $w_2 = 100\mu m$  y  $h = 15\mu m$  para el cantilever con forma de T, por resultados positivos previamente obtenidos dentro del grupo de sensores de gases del IMB-CNM. Se empieza con una simulación modal, en esta simulación se extraen los modos y las frecuencias de resonancia de las estructuras. La Figura 15 contiene las gráficas de los primeros cuatro modos de oscilación y sus frecuencias de resonancia. Cabe mencionar que en esta gráfica los desplazamientos no son comparables. La primera fila de la tabla de la Figura 15 corresponde al resultado de las simulaciones de los cuatro primeros modos de oscilación ordenados por el valor de su frecuencia de resonancia para una viga simple. La segunda fila es el resultado de añadir una pequeña área adicional al extremo del cantilever de forma que la longitud se mantenga constante y el cantilever tome forma de T. La tercera y cuarta fila corresponden a unir dos y tres vigas con forma de T respectivamente [18][88][92][93].

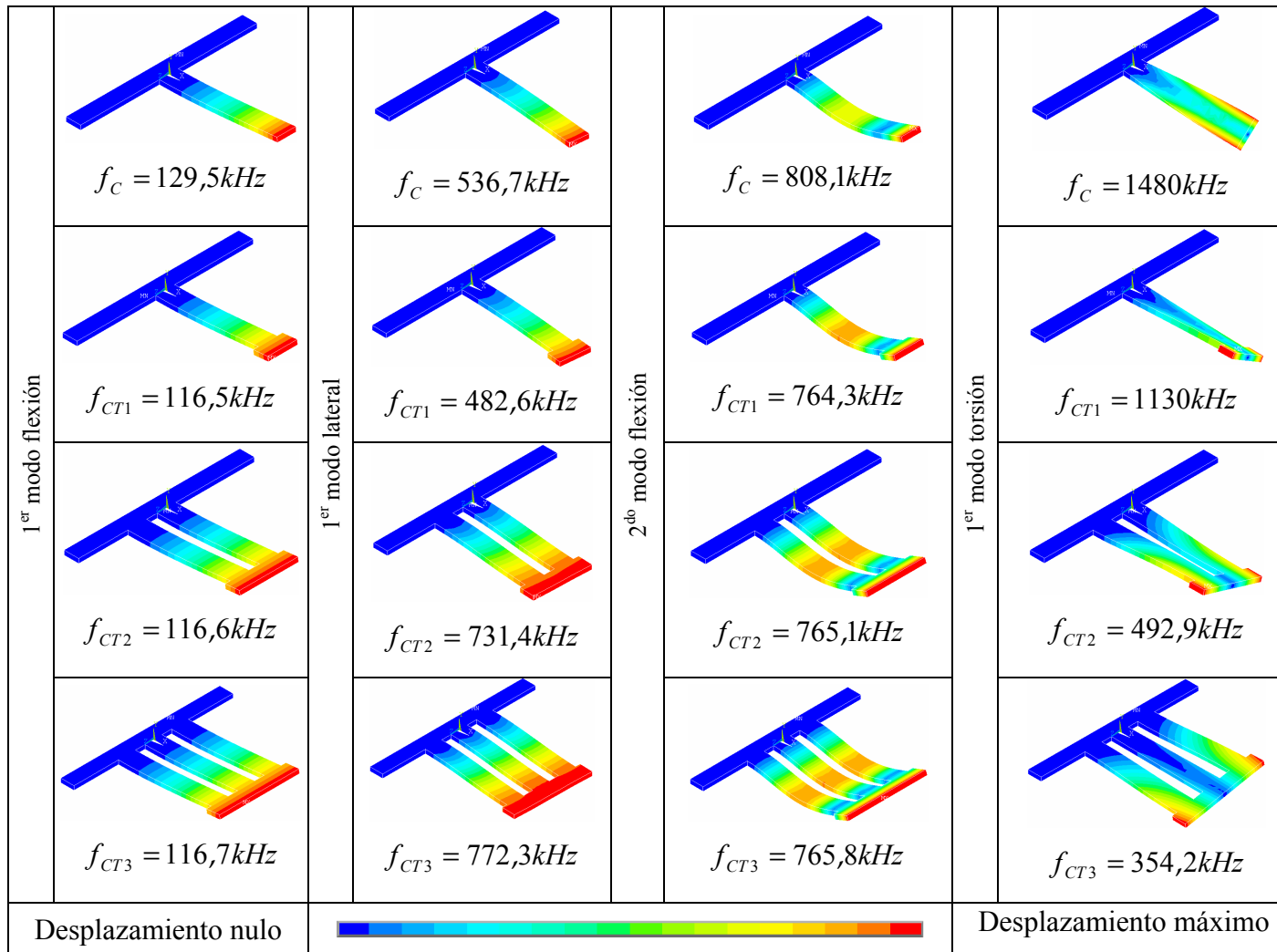
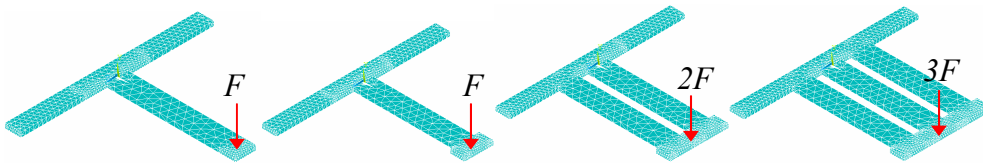


Figura 15. Resultados de la simulación modal: Modos de vibración y frecuencias de resonancia.

Posteriormente se realiza una simulación armónica, para obtener los desplazamientos y la distribución de estrés. Para esto se aplica el mismo factor de amortiguamiento a todas las estructuras y una fuerza  $F$  a cada cantilever (en dirección  $y$  a los modos de flexión y torsión y dirección  $z$  al modo de flexión lateral), es decir que se asume que cada viga es actuada de manera independiente. La Figura 17 contiene la distribución de estrés y las magnitudes de desplazamiento máximo normalizadas a la unidad (en el eje correspondiente) y el valor del estrés en el instante de mayor desplazamiento.



**Figura 16. Gráfica de las estructuras diseñadas para el análisis estructural FEM con las cargas de fuerza aplicadas en dirección  $y$ .**

Como se puede observar en las gráficas en la Figura 17, el mayor desplazamiento según el eje  $y$  y el máximo estrés se obtienen en el primer modo de flexión y se localizan en el extremo libre de la estructura y en su zona de anclaje respectivamente, con lo que se obtendrá una mayor señal en el momento de sensar el movimiento. También se puede observar que el área de máximo estrés es mayor en el primer modo de flexión que en el segundo. Por lo tanto se selecciona trabajar en el primer modo de flexión. Se descarta el modo de flexión lateral ya que es de principal interés la detección con piezoresistencias sobre el sustrato, con lo que se quiere generar movimiento en el eje  $y$ . Se descarta el modo de torsión porque el desplazamiento generado no produce estrés comparable con el primer y segundo modo de flexión. La tabla a continuación contiene

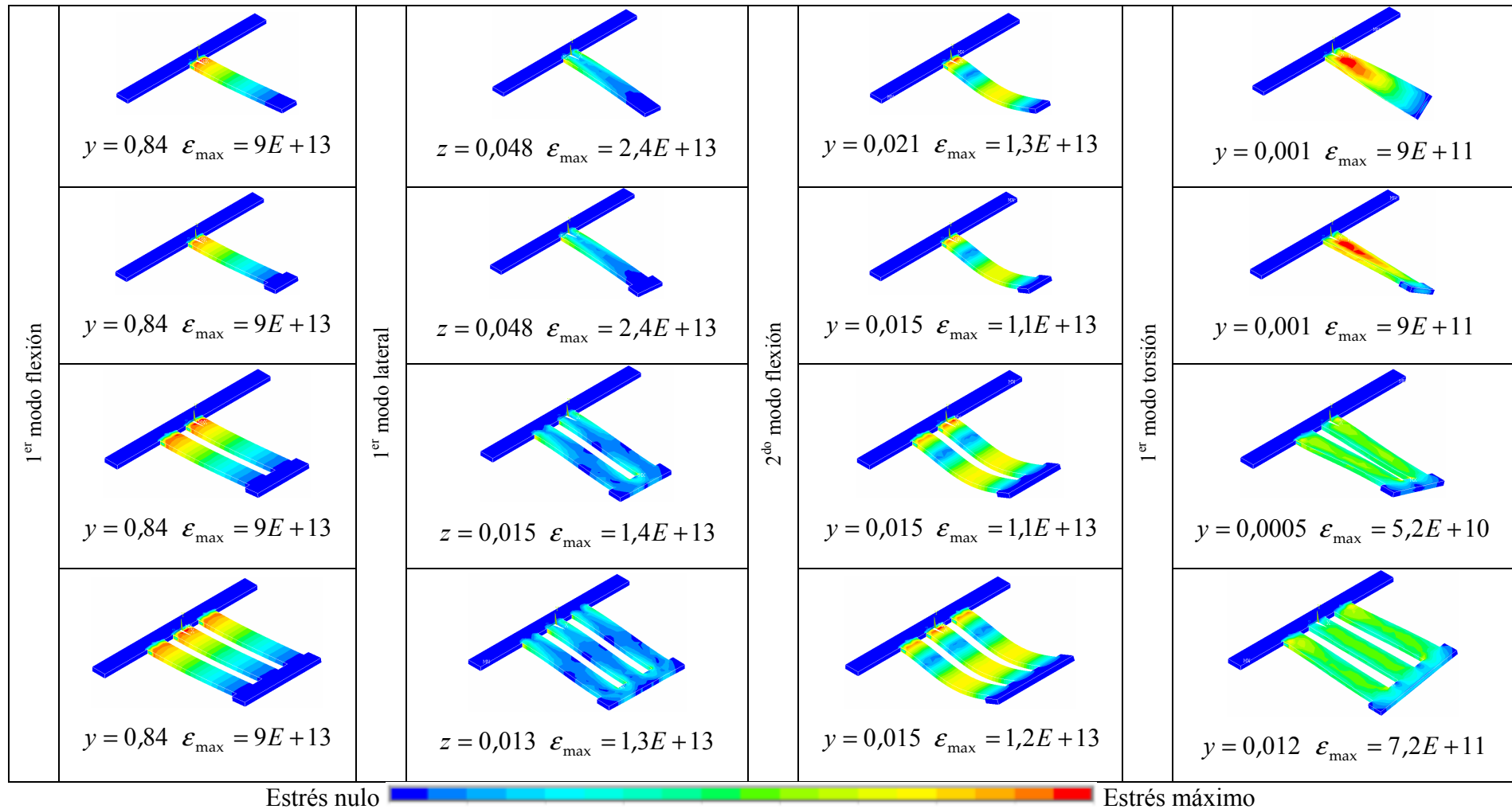
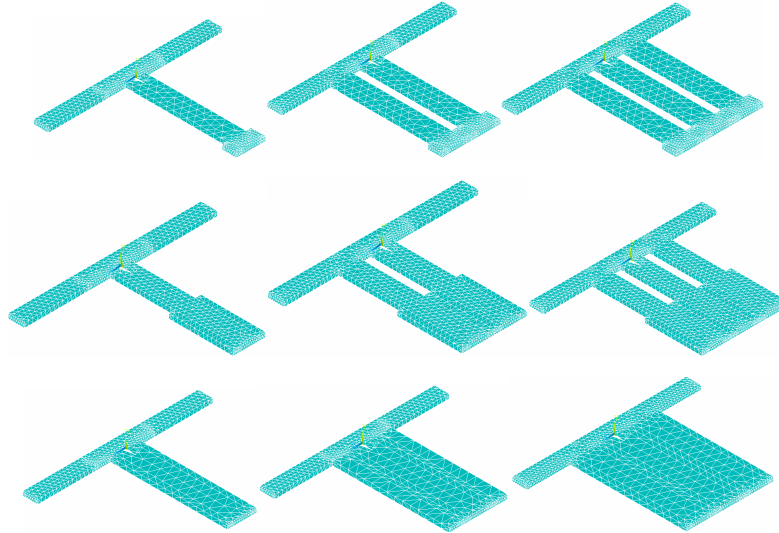


Figura 17. Resultados de la simulación armónica: Distribución de estrés, desplazamiento y estrés máximo.

A continuación se modifican las dimensiones de los cantilever en forma de T, para estudiar como afecta el cambio en la geometría a la frecuencia de resonancia y su desplazamiento. Se empieza variando la longitud de la masa añadida y realizando simulaciones modales y armónicas con la estructura fija en el extremo del sustrato.



**Figura 18. Gráfica de las estructuras diseñadas para el análisis estructural FEM de la variación de la longitud de la masa añadida.**

Se parte de las siguientes dimensiones,  $l = 400\mu m$ ,  $w = 64\mu m$  y  $h = 15\mu m$  para el cantilever simple, que servirá como punto de referencia, y  $w_1 = 64\mu m$ ,  $w_2 = 100\mu m$ ,  $h = 15\mu m$ ,  $l = l_1 + l_2 = 400\mu m$  y  $l_2$  varía desde 0 a  $400\mu m$ . Para los cantilevers de la Figura 18,  $l_2 = 50, 200$  y  $400\mu m$  para la primera, segunda y tercera fila respectivamente. La Figura 19, Figura 20 y Figura 21 resumen los datos obtenidos en las simulaciones modales y armónicas.

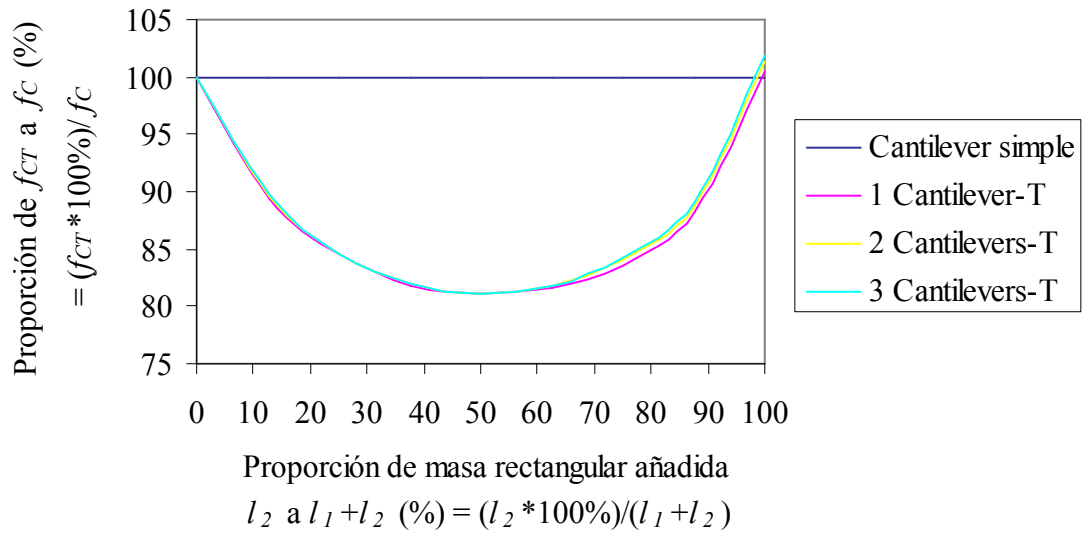


Figura 19. Gráfico de la variación proporcional de la frecuencia de resonancia vs. La proporción de longitud de masa añadida para el primero modo de flexión.

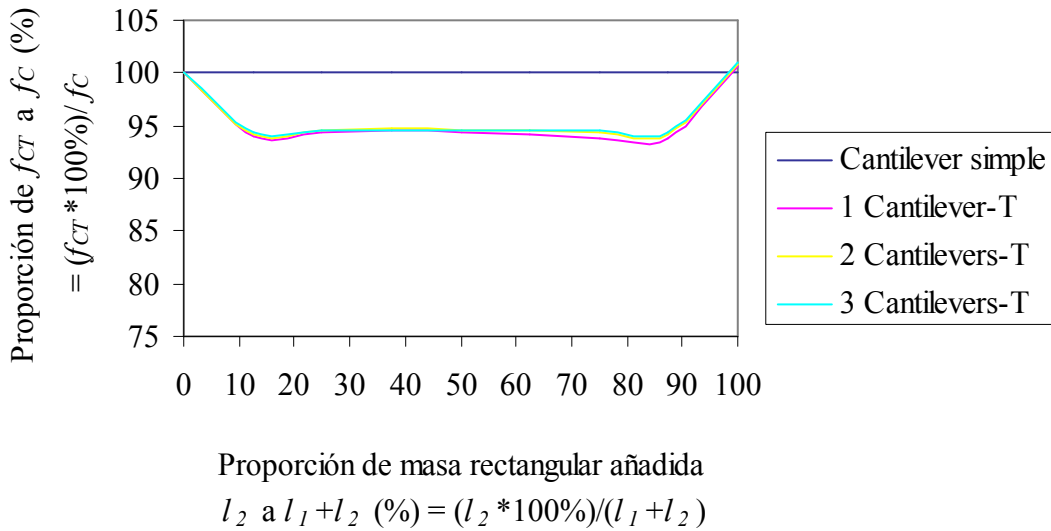
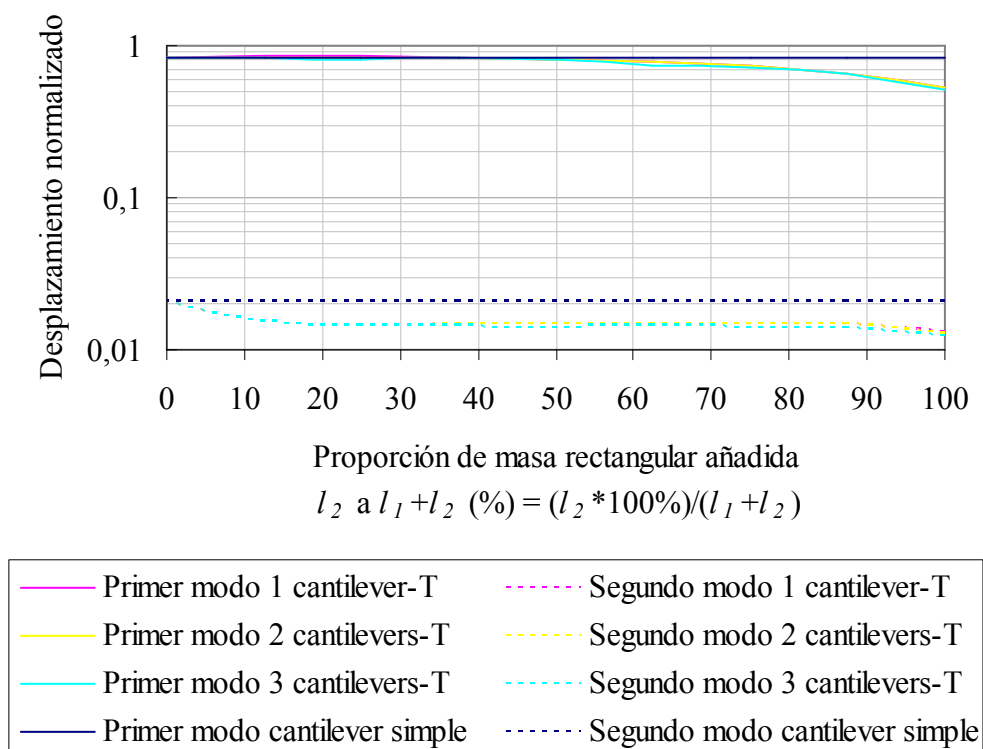


Figura 20. Gráfico de la variación proporcional de la frecuencia de resonancia vs. La proporción de longitud de masa añadida para el primero modo de flexión.





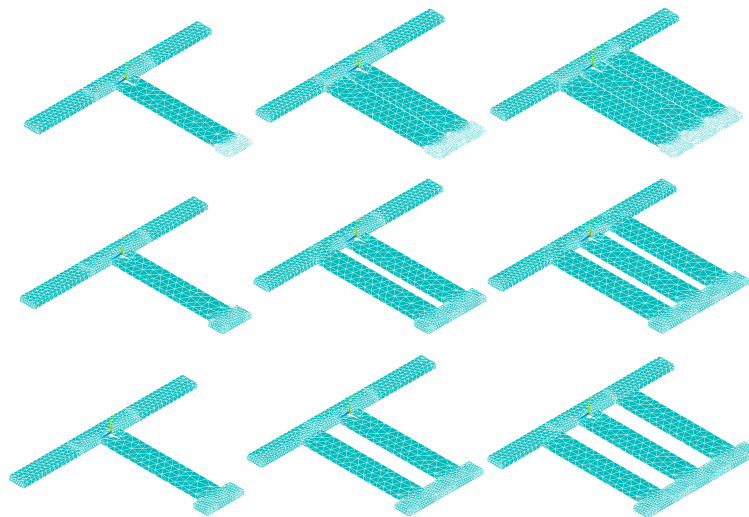
**Figura 21. Gráfico de la variación del desplazamiento vs. La longitud de la masa añadida para el primer y segundo modo de flexión.**

Como puede observarse en la Figura 19, teniendo en cuenta la asunción 1, se puede explicar la curva por la existencia de dos clases de comportamiento en la frecuencia de resonancia para el primer modo, el primero se encuentre entre  $0 \leq l_2 \leq 0,5l$  y está dominado por los cambios en la masa del resonador (a mayor cantidad de masa, menor valor de frecuencia de resonancia) y el segundo se encuentra entre  $0,5l \leq l_2 \leq l$  y está dominado por cambios en el muelle (a mayor cantidad de masa, mayor valor de la frecuencia de resonancia).

En la Figura 20 se presentan tres clases de comportamientos en la frecuencia de resonancia, el primero se encuentra entre  $0 \leq l_2 \leq 0,15l$  y está dominado por los cambios en la masa del resonador, el segundo se encuentra entre  $0,15l \leq l_2 \leq 0,8l$  en donde no hay cambios en la frecuencia de resonancia presumiblemente por la presencia de los nodos y el tercero se encuentra entre  $0,8l \leq l_2 \leq l$  y está dominado por cambios en el muelle. Con respecto a los desplazamientos (Figura 21) se puede observar que son bastante similares

para cada uno de los tres cantilevers en forma de T en cada modo, y mantienen la siguiente relación: a menor cantidad de masa añadida, mayor desplazamiento. Hay que remarcar que en el segundo modo, el desplazamiento máximo es muy inferior al del primer modo.

Siguiendo con el estudio de los cambios en la geometría, se continúa con la variación del ancho de la masa añadida. Se parte de las siguientes dimensiones,  $l = 400\mu m$ ,  $w = 64\mu m$  y  $h = 15\mu m$  para el cantilever simple, que servirá como punto de referencia, y  $l = l_1 + l_2 = 400\mu m$ ,  $l_2 = 50\mu m$ ,  $h = 15\mu m$ ,  $w_1 = 64\mu m$  y  $w_2$  varía desde 64 a 128 $\mu m$ . Para los cantilevers de la Figura 22  $w_2 = 80, 100$  y  $128\mu m$  para la primera, segunda y tercera fila respectivamente. La Figura 23, Figura 24 y Figura 25 resumen los datos obtenidos en las simulaciones modales y armónicas.



**Figura 22. Gráfica de las estructuras diseñadas para el análisis estructural FEM de la variación del ancho de la masa añadida.**

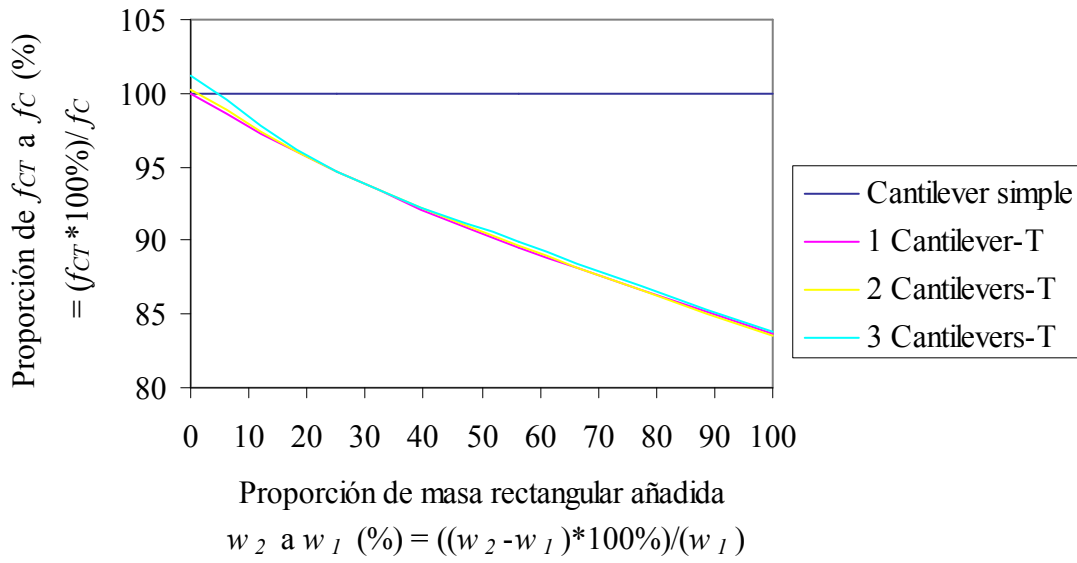


Figura 23. Gráfico de la variación proporcional de la frecuencia de resonancia vs. El ancho de la masa añadida para el primero modo de flexión.

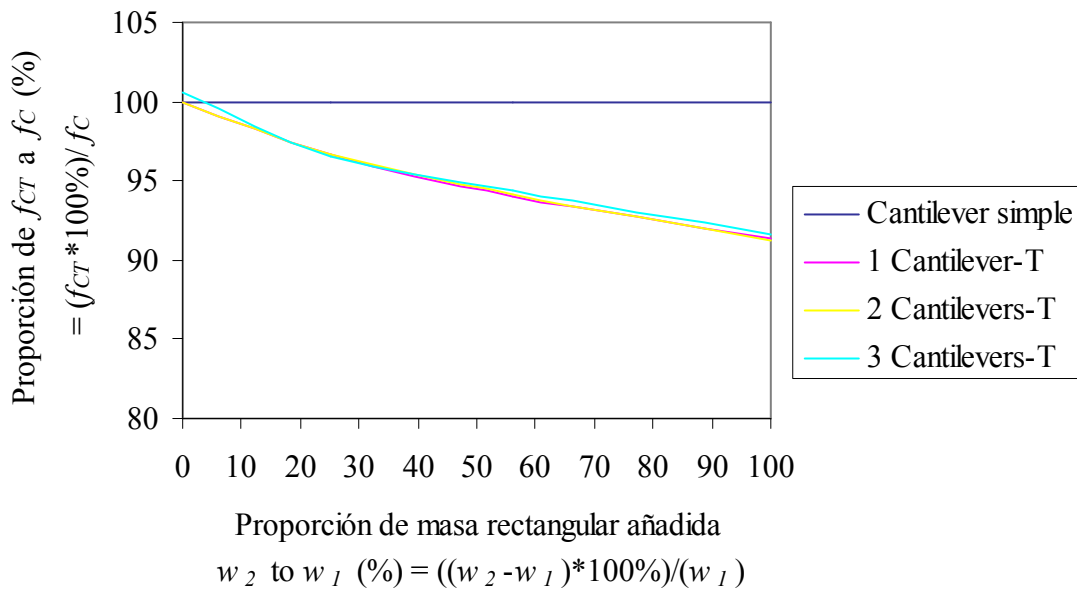
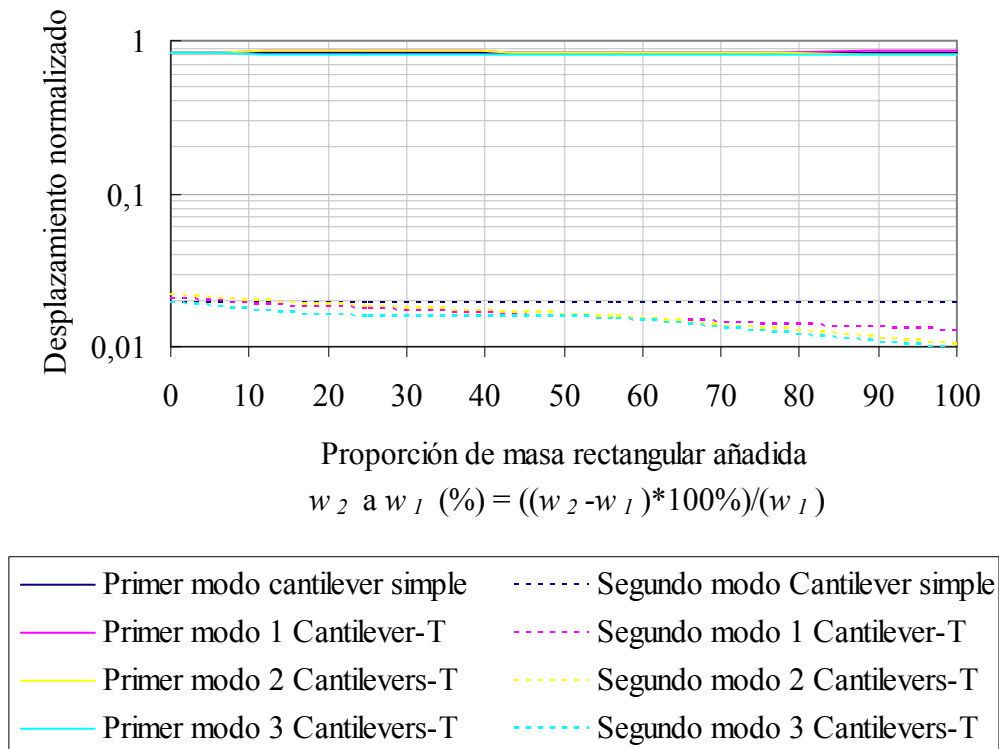


Figura 24. Gráfico de la variación proporcional de la frecuencia de resonancia vs. El ancho de la masa añadida para el segundo modo de flexión.



**Figura 25. Gráfico de la variación del desplazamiento vs. El ancho de la masa añadida para el primer y segundo modo de flexión.**

Como se puede observar de la Figura 23 y Figura 24 la variación de la frecuencia de resonancia con respecto la variación del ancho de la viga es lineal, esto es debido a que los cambios de frecuencia están dominados por la masa ya que la longitud  $l_2 < 0,5l$ , es decir entre más juntas están las vigas (grosor de la masa extra tiene a cero), la frecuencia de resonancia se acerca más a la frecuencia de la viga simple. De la Figura 23 y Figura 24 también se puede observar que las gráficas no tienen el mismo origen. Esto se da cuando  $w_2 = 0$ , es decir cuando corresponde a un cantilever del doble o tripe de anchura que el simple. Esta discrepancia marca el límite de la asunción número 4. Con respecto a los desplazamientos (Figura 25) se puede observar que son bastante similares para cada uno de los tres cantilevers en forma de T en cada modo. Se omite, en las simulaciones, la variación con respecto al grosor  $h$ , porque se mantiene una relación directamente proporcional con la frecuencia de resonancia, a mayor grosor mayor frecuencia de resonancia (ver ítem 3.2: Modelo analítico del cantilever en forma de T).

De los resultados obtenidos anteriormente, se puede observar que no existen diferencias significativas entre los valores de frecuencia y modos de resonancia, deflexión y estrés, entre uno, dos o tres cantilevers con forma de T. Por lo tanto se puede concluir que los cantilevers conectados por una masa en su extremo y excitados cada uno con una fuerza  $F$  y sometidos a la misma cantidad de amortiguamiento, oscilan al mismo tiempo. Una vez analizadas las anteriores estructuras con forma de T, y no habiendo encontrado diferencias significativas en el desempeño de éstas, se decide trabajar con los cantilevers de tres vigas, ya que éstos permiten el emplazamiento simétrico de actuadores en las vigas de los extremos, del sistema de detección en la viga central y maximiza el área de sensado. La estructura seleccionada está formada por tres vigas de longitud  $l_1$ , ancho  $w_1$  y grosor  $h$  cada una, que están unidas por una masa rectangular de largo  $l_2$ , ancho  $3 \times w_2$  y grosor  $h$  (ver Figura 13). Las vigas están diseñadas para resonar en modo de flexión perpendicular al substrato (dirección  $y$ ). Serán excitadas para alcanzar su resonancia por dos calefactores colocados en cada voladizo exterior o con un piezoactuador PZT pegado en la parte posterior del sustrato y la frecuencia de resonancia será monitoreada por cuatro piezoresistencias configuradas en un puente de Wheatstone situado en la viga central.

### 3.2. MODELO ANALÍTICO DEL CANTILEVER EN FORMA DE T

---

Como se había mencionando anteriormente, la  $f_{res}$  de un sistema resonante depende de la constante del muelle y de la masa efectiva. Para calcular la constante del muelle de la estructura en cantilever con forma de T, la ecuación general de la curva elástica (Ecuación 11) es usada. El modelo es simplificado asumiendo que los 3 cantilevers oscilan en el primer modo al mismo tiempo (como ya fue demostrado en el ítem 3.1), por lo tanto la Ecuación 11 es aplicada a un solo cantilever y a su masa rectangular extra. Como la Ecuación 11 depende de  $x$ , es necesario dividir el cantilever en dos regiones. La primera región entre  $0 \leq x \leq l_1$ , un cantilever sin masa y la segunda región entre  $l_1 \leq x \leq l_2$  el cantilever con la masa rectangular extra. Con esto se obtiene [94][95][96][97]:

$$\frac{d^2 y}{dx^2} = \begin{cases} \frac{d^2 y_1}{dx^2} = \frac{-F}{EI_1} (x - (l_1 + l_2)); x \leq l_1 \\ \frac{d^2 y_2}{dx^2} = \frac{-F}{EI_2} (x - (l_1 + l_2)); x \geq l_1 \end{cases} \quad \text{Ecuación 53}$$

Donde  $I$  es el momento de inercial de un cantilever rectangular, expresado por:

$$I_1 = \frac{w_1 h^3}{12}; I_2 = \frac{w_2 h^3}{12} \quad \text{Ecuación 54}$$

Se integra dos veces la Ecuación 53, para obtener la deflexión Ecuación 55:

$$y(x) = \begin{cases} y_1 = \frac{-F}{EI_1} \left( \frac{x^3}{6} - (l_1 + l_2) \frac{x^2}{2} + ax + b \right); x \leq l_1 \\ y_2 = \frac{-F}{EI_2} \left( \frac{x^3}{6} - (l_1 + l_2) \frac{x^2}{2} + cx + d \right); x \geq l_1 \end{cases} \quad \text{Ecuación 55}$$

Posteriormente se aplican las condiciones de contorno:

$$\begin{aligned} y_1(0) = 0; y_1'(0) = 0; y_1''(0) = 0 \\ y_1(l_1) = y_2(l_1); y_1'(l_1) = y_2'(l_1) \end{aligned} \quad \text{Ecuación 56}$$

Y se calculan las constantes de integración:

$$\begin{aligned} a &= 0 \\ b &= 0 \\ c &= -\frac{(-l_1^2 w_1 - 2l_1 l_2 w_1 + l_1^2 w_2 + 2l_1 l_2 w_2)}{2w_1} \\ d &= -\frac{(l_1^3 w_1 + 3l_1^2 l_2 w_1 - l_1^3 w_2 - 3l_1^2 l_2 w_2)}{6w_1} \end{aligned} \quad \text{Ecuación 57}$$

Se sustituye la Ecuación 54 y la Ecuación 57 en la Ecuación 55 para obtener la ecuación para la deflexión  $y(x)$ . En este punto, se evalúa la solución en  $x = l_1 + l_2$ , para determinar  $y_{\max}$ :

$$y_{\max} = \frac{4F}{Eh^3} \times \left( \frac{l_2^3}{w_2} + \frac{l_1^3}{w_1} + \frac{3l_1^2 l_2}{w_1} + \frac{3l_1 l_2^2}{w_1} \right) \quad \text{Ecuación 58}$$

El siguiente paso es calcular  $k$ , usando la ley de Hook, Ecuación 10. Reemplazando la Ecuación 58 en la Ecuación 10 y simplificando, la constante del muelle para el cantilever en forma de T,  $k_{CT}$  se puede expresar como:

$$k_{CT} = \frac{Eh^3}{4} \times \frac{w_1 w_2}{(l_2^3 w_1 + l_1^3 w_2 + 3l_1^2 l_2 w_2 + 3l_1 l_2^2 w_2)} \quad \text{Ecuación 59}$$

Si el área correspondiente a la segunda región del cantilever fuese eliminada ( $l_2 = 0$  y  $w_2 = 0$ ), entonces la Ecuación 59 se convertiría en la Ecuación 20.

La masa efectiva de un cantilever en forma de T, se encuentra definida por la suma entre la masa efectiva de la viga simple (Ecuación 28) más el producto de la masa añadida con la posición del centro geométrico al cuadrado [41][42][45][94][95][96][97]:

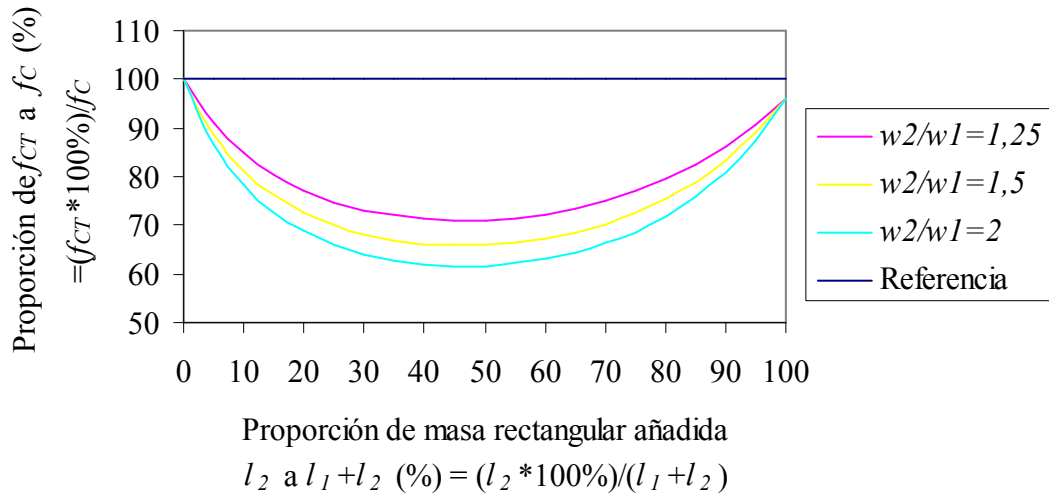
$$m_{CTeff} = \frac{33}{140} (\rho w_1 h l_1) + (\rho w_2 h l_2) \left( \frac{l_1 + l_2/2}{l_1 + l_2} \right)^2 \quad \text{Ecuación 60}$$

Reemplazando la Ecuación 59 y la Ecuación 60 en la Ecuación 2, se obtiene una expresión para la frecuencia de resonancia de una cantilever en forma de T.

$$f_{CT} = \frac{h}{2\pi} \sqrt{\frac{E}{4\rho} \times \frac{w_1 w_2 (l_2^3 w_1 + l_1^3 w_2 + 3l_1^2 l_2 w_2 + 3l_1 l_2^2 w_1)}{\frac{33}{140} (w_1 l_1) + (w_2 l_2) \left(\frac{l_1 + l_2/2}{l_1 + l_2}\right)^2}}$$

**Ecuación 61**

La Figura 26 ilustra la variación de  $f_{CT}$  con respecto a las dimensiones del cantilever y teniendo como referencia el valor de la frecuencia de resonancia  $f_C$  para un cantilever simple de longitud  $l = l_1 + l_2$ , ancho  $w$  y grosor  $h$ . Se omite la variación con respecto al grosor  $h$  por mantener una relación lineal.



**Figura 26. Gráfico de la variación proporcional de la frecuencia de resonancia vs. La longitud y ancho de la masa añadida.**

Para un cantilever simple, con las siguientes dimensiones,  $l = 400\mu m$ ,  $w = 64\mu m$  y  $h = 15\mu m$ ,  $f_C = 128,9kHz$ .

Con respecto al factor de calidad, como se había mencionando anteriormente en el ítem 2.2.4, las pérdidas para un sistema resonante tipo viga están dadas por diferentes mecanismos, principalmente por: amortiguamiento por radiación en el soporte, amortiguamiento por aire y amortiguamiento termoelástico. Las pérdidas por radiación



en el soporte dependen de la razón  $l/h$  y las pérdidas debido a TED dependen de la frecuencia de resonancia y del grosor de la estructura, como ambos son independientes del ancho de la viga o del área de la superficie el modelo de la viga simple se asume que se puede aproximar al del cantilever con forma de T. Con respecto a el amortiguamiento por aire, éste depende de la frecuencia de resonancia y del área de la superficie de la estructura ( $w \times l$ ), por lo tanto se aplica un factor de corrección geométrico con tal de igualar el área de la superficie de un cantilever simple a la de un cantilever en forma de T. La Figura 27 ilustra la variación del factor de calidad  $Q_{CT}$  con respecto a las dimensiones del cantilever y teniendo como referencia el valor del factor de calidad  $Q_C$  de un cantilever simple de longitud  $l = l_1 + l_2$ , ancho  $w$  y grosor  $h$ . Dicho factor de calidad, es calculado para una temperatura y presión ambiente (300°K y 101kPa respectivamente). Nótese que la gráfica es únicamente en la zona en la que el cantilever opera como sensor de masa  $0 \leq l_2 \leq 0,5l$ .

Como se puede observar de la Figura 27, a menor cantidad de masa añadida (longitud y ancho), es decir entre más juntas estén las vigas y el tamaño de la longitud de la masa rectangular sea menor, mayor será el factor de calidad. Para un cantilever simple, con las siguientes dimensiones,  $l = 400\mu m$ ,  $w = 64\mu m$  y  $h = 15\mu m$ ,  $Q \approx 1400$ .

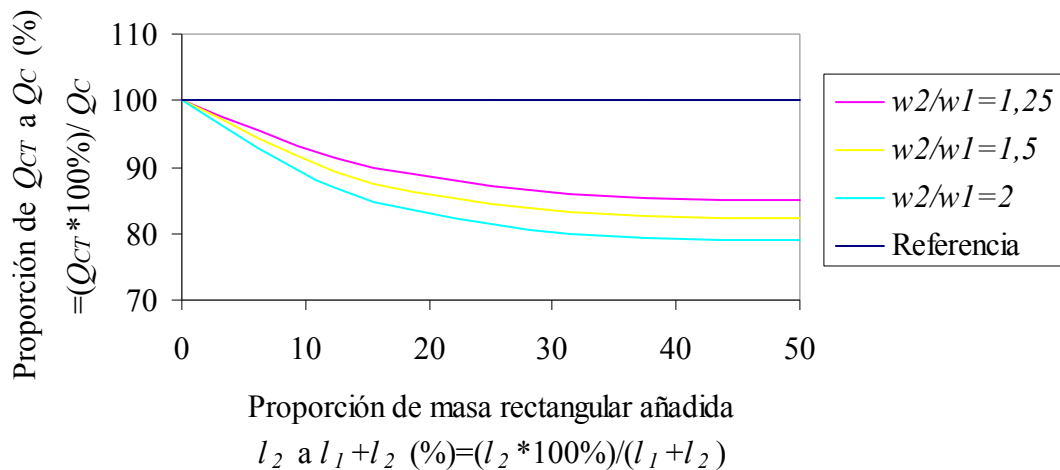
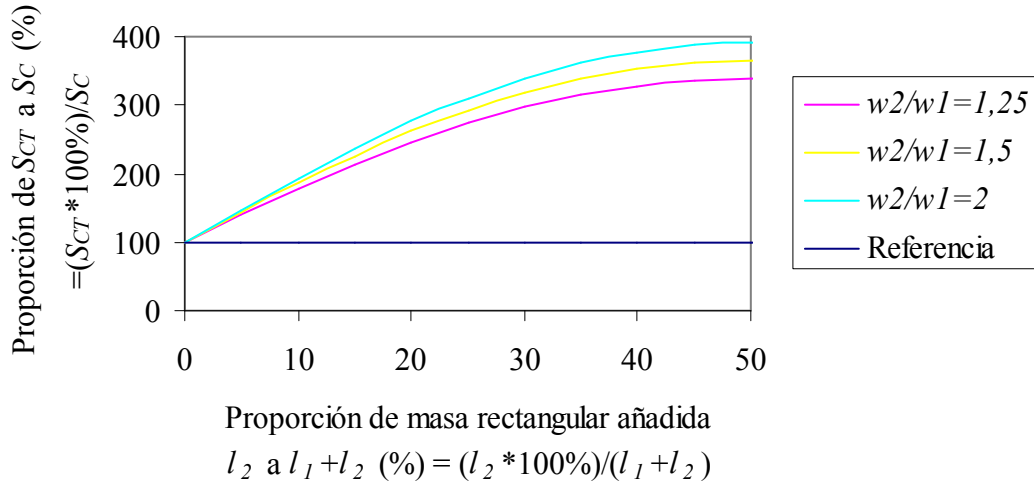


Figura 27. Gráfico de la variación proporcional del factor de calidad vs. La longitud y ancho de la masa añadida.

La Figura 28 ilustra la variación de la sensibilidad de masa  $S_{m\_CT}$  (Ecuación 48) con respecto a las dimensiones del cantilever y teniendo como referencia el valor de la sensibilidad para una viga simple  $S_{m\_C}$  de longitud  $l = l_1 + l_2$ , ancho  $w$  y grosor  $h$ .



**Figura 28. Gráfico de la variación proporcional de la sensibilidad vs. La longitud y ancho de la masa añadida.**

Como se puede observar de la Figura 28, a menor cantidad de masa añadida, el valor de la sensibilidad del cantilever con forma de T es mejor (se desean valores pequeños de sensibilidad). Para un cantilever simple, con las siguientes dimensiones,  $l = 400\mu m$ ,  $w = 64\mu m$  y  $h = 15\mu m$ ,  $S_{m\_C} \approx 3,2 pg / Hz$ . Si se triplica el ancho de la viga  $3 \times w$ , con el objetivo de aumentar el área sensitiva, se obtiene  $S_{m\_C} \approx 9,6 pg / Hz$  lo que equivale a un aumento del 300% en el valor de la sensibilidad. De la Figura 28, se puede observar que para un cantilever con forma de T de tres vigas, existe una zona  $0 \leq l_2 \leq 0,3l$ , que brinda mejor e igual cantidad de sensibilidad que la de un cantilever simple con  $3 \times w$ , y que además maximiza el área sensible.

### 3.3. ACTUACIÓN TÉRMICA

---

Para el funcionamiento de un cantilever es necesario crear una fuerza motriz capaz de deformar la estructura. Una opción es la actuación electrotérmica por la que se consigue la dilatación de los materiales mediante el aumento de la temperatura debido al efecto Joule, el cual establece que el paso de una corriente por un elemento resistivo (también denominado calefactor) provoca la disipación de potencia en forma de calor proporcional a la resistencia del elemento y al cuadrado de la intensidad que circula por él. Dicho actuador es conocido como electrotérmico [3][98].

Existen varios tipos de actuadores electrotérmicos que han sido estudiados y demostrados: El actuador bicapa o bimorfo, el *hot/cold arm*, el *thermal buckling* y el de gradiente de temperatura (ver Figura 29). El actuador bicapa hace uso de la diferencia entre coeficientes de expansión térmica entre dos materiales adyacentes. Cuando se aplica una corriente, la temperatura del bicapa aumenta, y debido a la diferencia entre sus coeficientes uno se expandirá más que el otro resultando esto en un estrés térmico en la interfase y causando a la deflexión de la estructura. En el actuador *hot/cold arm* cuando una corriente atraviesa el *hot arm* (mayor resistencia), se enfría más que el *cold arm* (menor resistencia). La diferencia en la expansión térmica entre los dos brazos induce una deflexión en toda la estructura. El actuador *thermal buckling* consiste de una serie de vigas que están conectadas a un lado opuesto de un *shuttle* y están ancladas en el lado opuesto. Cuando las vigas son calentadas al pasar una corriente eléctrica por ellas, el calentamiento por el efecto joule resultante induce una expansión térmica haciendo mover el *shuttle*. El actuador de gradiente de temperatura, explota los momentos mecánicos internos inducidos por el gradiente de temperatura debido al calentamiento por efecto joule producido por un calefactor ubicado en el anclaje de la viga. Esta última aproximación es la usada en este trabajo [99][100].

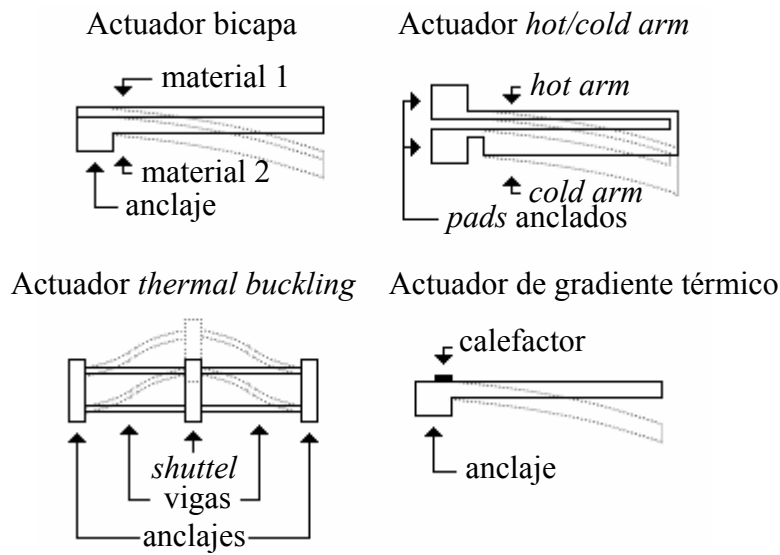


Figura 29. Tipos de actuadores electro-térmicos. Modificada de [100].

Para obtener una respuesta dinámica (hacer resonar las estructuras), el actuador debe ser calentado y enfriado por una señal eléctrica periódica. A diferencia de los tres primeros tipos de actuadores electro-térmicos, en el actuador de gradiente de temperatura el calentamiento es producido en una región confinada (principalmente debajo u alrededor del calefactor) y por lo tanto el tiempo de respuesta es menor que el requerido para calentar la estructura entera [100][101][102][103].

Como se había mencionado anteriormente, cuando se aplica una corriente eléctrica a través de un resistor éste se calienta, induciendo un gradiente de temperatura que a su vez causa un momento mecánico que mueve el extremo libre del cantilever. Para modelar el comportamiento térmico de la estructura, se hace uso de la primera ley de la termodinámica, de conservación de la energía [89][101][102][103][104]:

$$\rho C \left[ \frac{\partial T}{\partial t} + v \nabla T \right] + \text{div} \left( \frac{\partial q_H}{\partial t} \right) = \frac{\partial Q_H}{\partial t} \quad \text{Ecuación 62}$$

Donde:

$C$  = El calor específico del material

$v$  = El vector de velocidad para fenómenos de transporte

$q_H$  = El vector de flujo de calor

$Q_H$  = El calor generado por unidad de volumen

Por otra parte, la ley de Fourier de conducción permite relacionar el vector flujo de calor con el gradiente de la temperatura según:

$$\frac{\partial q_H}{\partial t} = -\lambda \nabla T \quad \text{Ecuación 63}$$

Donde:

$\lambda$  = El tensor de conductividad térmica

Introduciendo la Ecuación 63 en la Ecuación 62 se obtiene la ecuación diferencial del problema de transferencia de calor:

$$\rho C \left[ \frac{\partial T}{\partial t} + v \nabla T \right] = \frac{\partial Q_H}{\partial t} + \text{div}(\kappa \nabla T) \quad \text{Ecuación 64}$$

Para resolver esta ecuación, es necesario hacer uso de métodos numéricos, en este trabajo el problema de transferencia de calor se analizará con el software de métodos de elementos finitos ANSYS.

El calor generado fluye a la viga de silicio y al gas circundante. La energía generada por efecto Joule en el elemento resistivo se transfiere en una o más de las siguientes formas: (1) por conducción, (2) por convección y (3) por radiación. Conducción: La conducción de calor es el mecanismo de transferencia de energía térmica entre dos elementos basado en el contacto directo de sus partículas que tiende a igualar su temperatura. Las pérdidas por conducción están determinadas fundamentalmente por el aislamiento con el sustrato. Convección: El desequilibrio térmico, causado por la diferencia de temperatura entre el calefactor y el ambiente, resulta en una transferencia de calor natural convectiva entre el ambiente (fluido) y el calefactor (sólido). De acuerdo a la

literatura, una considerable cantidad de potencia es disipada al ambiente a través de la convección si el sistema está operando en espacio libre (este tipo de pérdidas en MEMS oscila en el orden del 6% de la potencia disipada, por lo que es comúnmente descartado). Radiación: Para dispositivos MEMS operando a temperatura ambiente las pérdidas de calor causadas por radiación son usualmente despreciadas. Las pérdidas por radiación se hacen significativas para dispositivos operando a  $>400^{\circ}\text{K}$ . Ambas pérdidas convección y radiación se disminuyen al ser encapsuladas [102][105][106][107].

Como se había mencionado anteriormente, la resistencia calefactora es el elemento responsable por la inducción de flujo de calor al sistema. Esto se hace aplicando una corriente eléctrica a dicha resistencia, que se convierte en parte en potencia térmica. Un primer aspecto en el diseño del calefactor, es la elección del material. Como se había mencionado anteriormente, en este proyecto se trabaja con un sustrato de silicio. Un problema potencial de los calefactores de silicio, es su alta resistividad eléctrica. Esto requeriría altos niveles de voltaje para obtener potencia y a su vez temperatura. De acuerdo a los valores obtenidos en trabajos anteriores, el valor de los calefactores oscila entre 1 y 2  $\text{k}\Omega$ , con lo que aplicando un máximo de 10V de señal, se puede obtener entre 100 y 50mW. Para alcanzar dichos valores de resistencias eléctrica se ha modificar la conductividad del silicio, dopando el material [18][92][100][108].

El silicio, en la red, puede sustituirse por átomos dopantes. Dopantes típicos son el boro (tipo p) y el fósforo (tipo n). El boro tiene un electrón de valencia menos que el silicio, y por lo tanto contribuye con un hueco a la red cristalina sin su correspondiente electrón. Este dopante es denominado aceptor. El fósforo tiene un electrón de valencia de más que contribuye a la red cristalina sin su correspondiente hueco. Este dopante es denominado donante. Un semiconductor extrínseco, es aquel en el que los portadores son en su mayoría átomos dopantes. Por lo tanto cuando la temperatura del silicio es baja, la conductividad es extrínseca. Cuando el cristal es térmicamente excitado la densidad de portadores intrínsecos se incrementa y se hace similar a la de aceptores o donadores, el semiconductor se convierte en intrínseco. A medida que la temperatura se incrementa, la resistividad también se incrementa gradualmente debido a la reducción

en la movilidad pero una vez los portadores intrínsecos se hacen significantes, hay una dramática reducción en la resistividad [109][110].

La resistencia eléctrica de un conductor de longitud  $l$  y área de sección transversal  $A$  normal a la dirección de la corriente está dada por la siguiente Ecuación [111][112][113]:

$$R = \frac{l}{\sigma A} \quad \text{Ecuación 65}$$

Donde  $\sigma$  es la conductividad eléctrica del material y como mencionó en el párrafo anterior, disminuye a medida que incrementa la temperatura, aumentando el valor de la resistencia. La resistencia eléctrica en función de la temperatura está dada por la siguiente ecuación [111][112][113][114]:

$$R(T) = R_0(1 + \alpha(T - T_0)) \quad \text{Ecuación 66}$$

Donde:

$R_0$  = Es el valor de la resistencia a temperatura  $T_0$

$R$  = Es el valor de la resistencia a temperatura  $T$

$\alpha$  = Es el coeficiente de temperatura de la resistencia

Para semiconductores dopados tipo p (como es el caso del presente trabajo, silicio dopado con boro), el coeficiente de temperatura de la resistencia, varía de acuerdo a la Figura 30. Como se puede observar de dicha figura, en el rango de temperatura de interés (temperatura de operación entre los 25 y 100°C) y valores altos de concentración de dopaje, el  $\alpha$  es bastante estable.

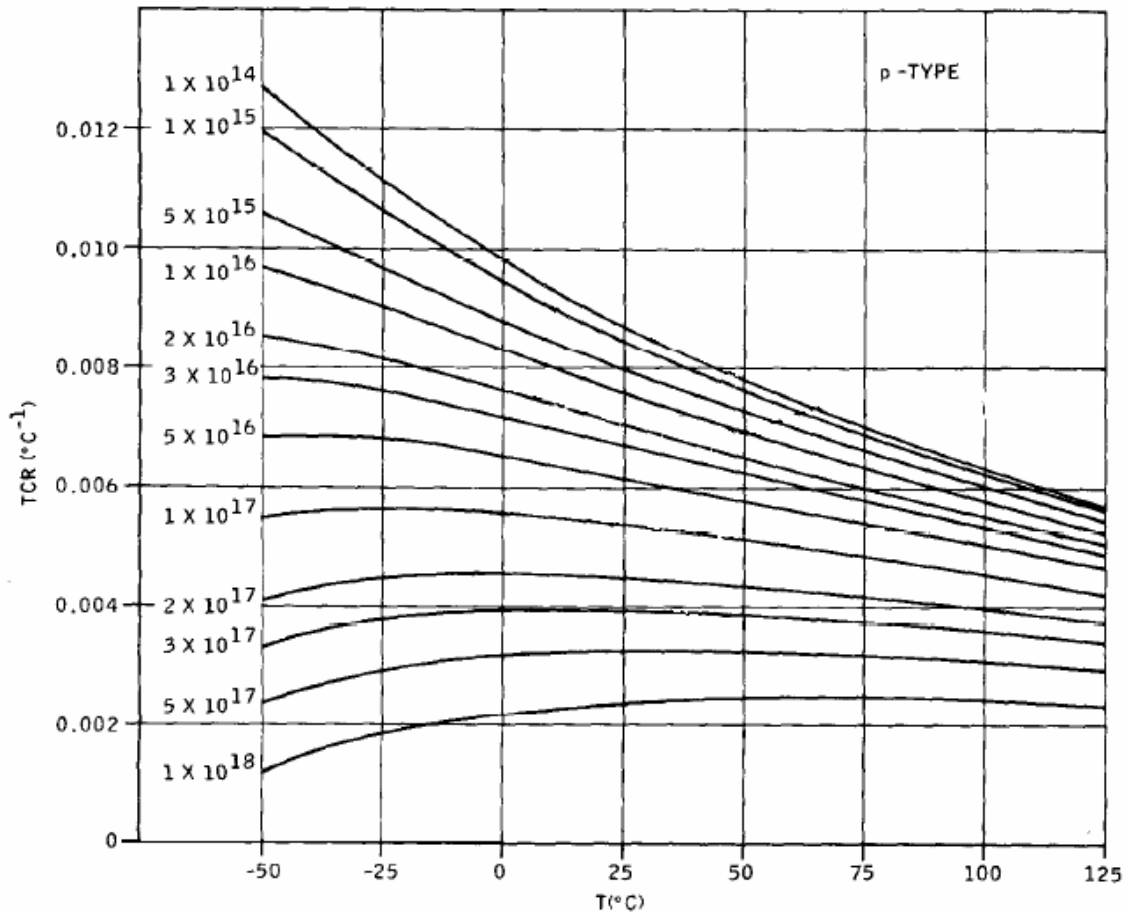


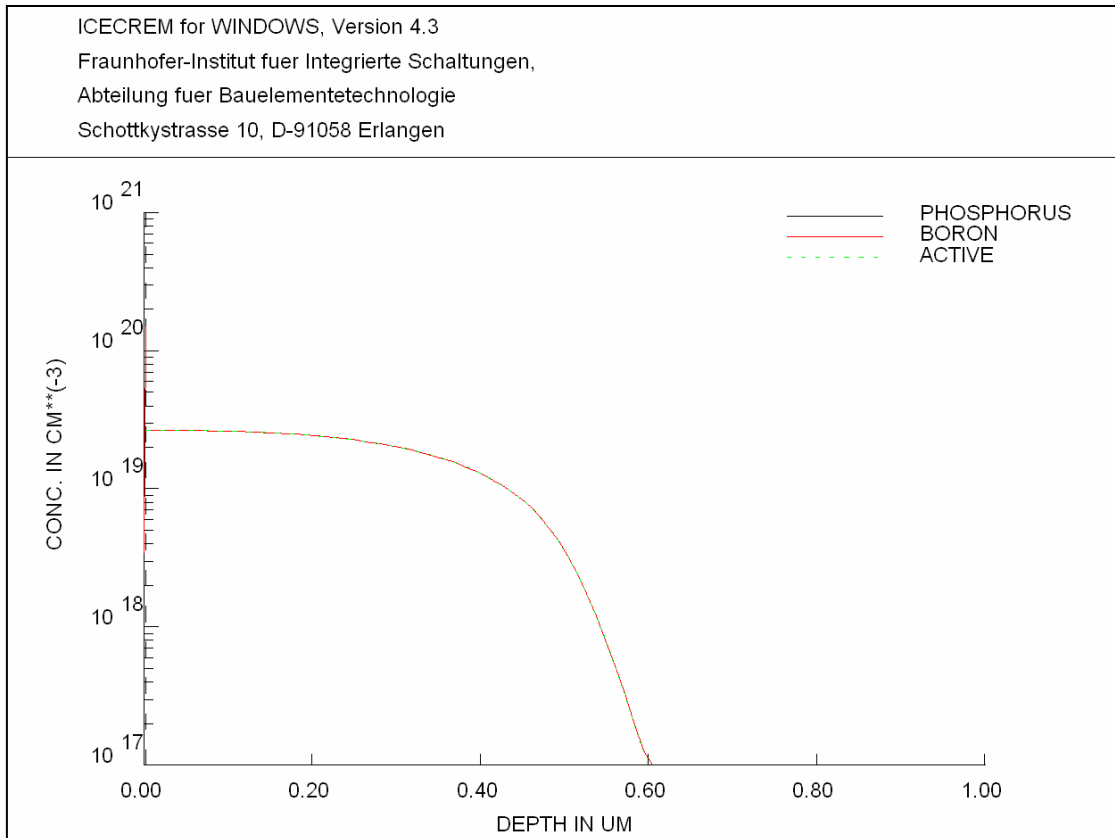
Figura 30. Coeficiente de temperatura de la resistencia para silicio tipo p como función de la temperatura. Gráfico adaptado de [60][115].

Como se mencionó en el párrafo anterior, el elemento dopante a utilizar en este proyecto es el boro. Una primera consideración que se debe tener en cuenta al momento de diseñar implantaciones con boro, es su límite de solubilidad sólida. En fabricación microelectrónica, la solubilidad sólida se refiere a la máxima concentración de impurezas que se pueden colocar en un sustrato (boro~ $10^{20}$  átomos/cm<sup>3</sup>). Se selecciona una concentración de  $10^{19}$  átomos/cm<sup>3</sup>, este valor permite una relación óptima para alcanzar valores de resistencia en el rango de los pocos kΩ para los calefactores y a su vez permitirá estabilidad en temperatura [116][117].

La aproximación del perfil de impurezas, se realizó con la ayuda del software ICECREM v.4.3 desarrollado en el instituto Fraunhofer. De acuerdo a las simulaciones del proceso de fabricación realizadas en el ICECREM, para obtener una concentración



de dopado de  $10^{19}$  átomos/cm<sup>3</sup>, se requieren los siguientes parámetros de implantación: energía de 50keV, dosis de  $10^{15}$  átomos/cm<sup>2</sup>, energía de 30keV, dosis de  $10^{13}$  átomos/cm<sup>2</sup>; seguidos de una cocción entre 800 y 1000°C entre 20 y 30 minutos. La Figura 31 ilustra el perfil de dopaje simulado en el ICECREM.



**Figura 31. Perfil de difusión simulado.**

De la anterior simulación, también se obtienen los siguientes valores: Resistencia cuadro  $98,84\Omega/\square$  y la profundidad de la difusión  $h_R \approx 1\mu m$ .

Con respecto a la geometría del calefactor, se han estudiado y experimentado con diversas estructuras. Uno de los diseños más simples y que presenta un mejor rendimiento, son los microcalefactores con forma de U (ver Figura 32). Para una resistencia, de profundidad de difusión  $h_R \approx 1\mu m$  y resistencia cuadro  $98,84\Omega/\square$  y con dimensiones  $l_p = 8\mu m$ ,  $w_p = 8\mu m$ ,  $l_h = 32\mu m$ ,  $w_{h1} = 16\mu m$  y  $w_{h2} = 8\mu m$ , se pueden obtener resistencias de aproximadamente  $2k\Omega$  [114].

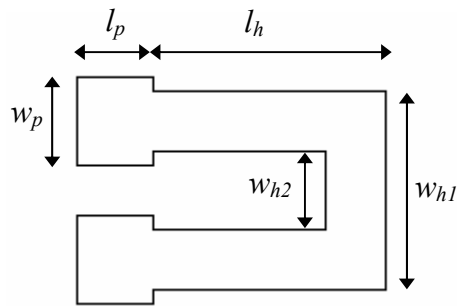


Figura 32. Resistencia calefactora con forma de U.

Para alcanzar alta eficiencia de la potencia de entrada, es decir para calentar solo el calefactor y no el espacio circundante, el calefactor debe de estar térmicamente aislado del resto del sistema. Una opción es grabar el sustrato, dejando el área donde se encuentra ubicado el calefactor *freestanding* y haciendo la viga lo más delgada posible. Un calefactor con buen aislamiento térmico consume menos potencia, pero toma más tiempo para disipar el calor, resultando esto en un compromiso entre el consumo de potencia y la velocidad de enfriamiento de la estructura. Otro aspecto a tener en cuenta en el diseño de calefactores, son las conexiones eléctricas que lo vincularán con el resto del sistema. Con respecto al material para realizar las conexiones eléctricas, se debe de tener en cuenta que la resistividad debe ser mucho más baja que la del material resistivo usado como elemento calefactor, para evitar disipar potencia con dichas conexiones. Las conexiones eléctricas forman fugas térmicas, por lo tanto debe usarse un material altamente conductor, estable a altas temperaturas y que además tenga una buena adhesión al silicio en el calefactor. Para el presente trabajo se selecciona el aluminio, porque a pesar de su bajo punto de fundición ( $660^{\circ}\text{C}$ ), cumple con el resto de requisitos para operar a temperatura ambiente [108].

El fallo más común de los calefactores resistivos es debido a la oxidación. A altas temperaturas el oxígeno del aire reacciona químicamente con el elemento resistivo, causando que se forme sobre él una capa de óxido duro. Este proceso de oxidación continúa hasta que el elemento calefactor eventualmente se desintegra o se quema. Si el calefactor se mantiene a temperatura constante, dicho proceso de oxidación se ralentiza y con esto se extiende el tiempo de vida del calefactor. El calentamiento y enfriamiento

periódico del calefactor causará que el elemento resistivo se expanda y se contraiga. Esto causará grietas en la capa de óxido duro y expondrá más metal al ataque del oxígeno. Por lo tanto los ciclos de temperatura con cambios abruptos, aceleran el proceso de oxidación y causan que el elemento calefactor se dañe más rápidamente. Usando el calefactor a una temperatura muy por debajo de su máximo se extenderá su tiempo de vida [111][113].

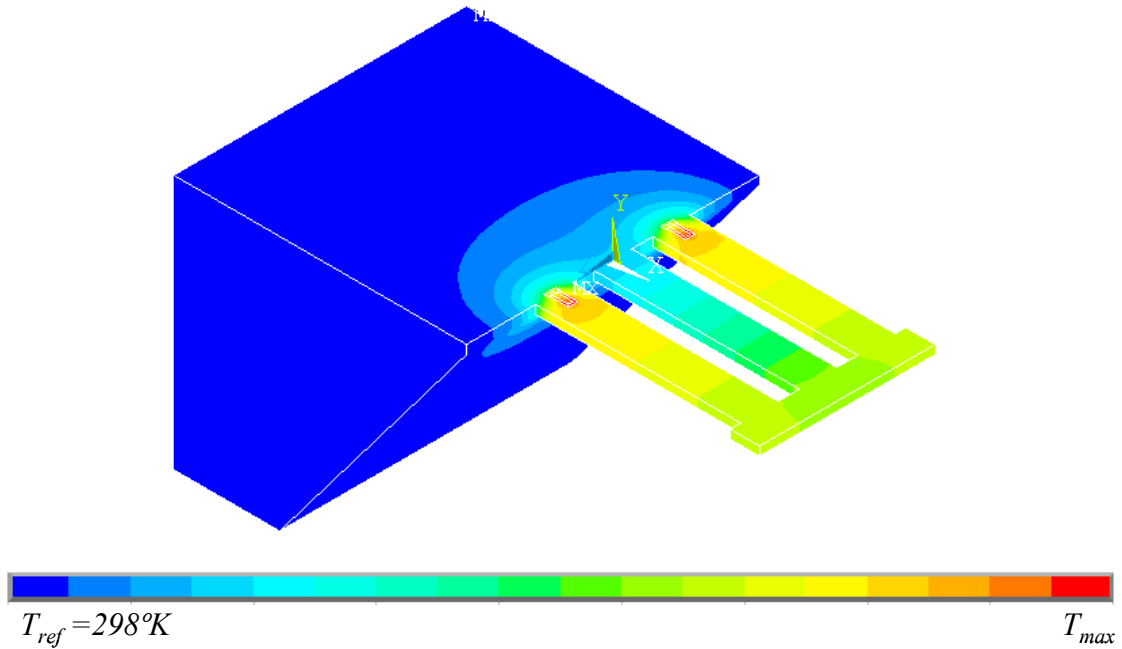
El análisis del problema de transferencia de calor (Ecuación 64), se realiza con simulaciones FEM con el programa ANSYS®. Para esto se realizaron simulaciones electrotérmicas. Las simulaciones electrotérmicas permiten obtener información sobre la distribución de temperatura como una función de la potencia eléctrica de entrada. Dado que se va a realizar un análisis electrotérmico, se selecciona para estas simulaciones un elemento sólido con propiedades estructurales, térmicas y eléctricas (SOLID226) y se le atribuyen las propiedades termoeléctricas del silicio y del silicio dopado de boro (Tabla 5). Posteriormente se genera el modelo tridimensional, se malla y se define el tipo de solución (estado estacionario: distribución de temperatura) que se desea obtener, junto con las condiciones de contorno (temperatura y voltaje).

**Tabla 5. Propiedades físicas de los materiales usados en la simulación térmica [3][60][115][118][119][120][121].**

<b>Material</b>	<b>Resistividad (<math>\Omega \times m</math>)</b>	<b><math>\alpha</math> (<math>1 / ^\circ K</math>)</b>	<b>Conductividad térmica (<math>W / m \times ^\circ K</math>)</b>
Silicio	0,15	0,008	140 a 300°K 105 a 400°K
Silicio dopado ( $10^{19}$ átomos/cm <sup>3</sup> )	$9,8 \times 10^{-5}$ *	0,001	80 a 500°K 64 a 600°K 52 a 700°K

La estructura simulada, consta de dos elementos básicos: el sustrato de silicio y los dos calefactores (ver Figura 33), y el calor es disipado a través del mecanismo de conducción. Se parte de las siguientes dimensiones,  $l_1 = 350 \mu m$ ,  $w_1 = 64 \mu m$ ,  $l_2 = 50 \mu m$ ,  $w_2 = 100 \mu m$  y  $h = 15 \mu m$  para el cantilever con forma de T y para una

resistencia de  $\sim 2,2\text{k}\Omega$  con dimensiones  $l_p = 8\mu\text{m}$ ,  $w_p = 8\mu\text{m}$ ,  $l_h = 32\mu\text{m}$ ,  $w_{h1} = 16\mu\text{m}$  y  $w_{h2} = 8\mu\text{m}$ .



**Figura 33.** Gráfica de las estructuras diseñadas para el análisis electro-térmico FEM.

Como se puede observar de la Figura 33, la máxima temperatura se alcanza en el extremo de los calefactores. El resumen de los resultados obtenidos: Temperatura máxima vs. Voltaje aplicado a una resistencia de  $2\text{k}\Omega$  se encuentra ilustrado en la figura a continuación:

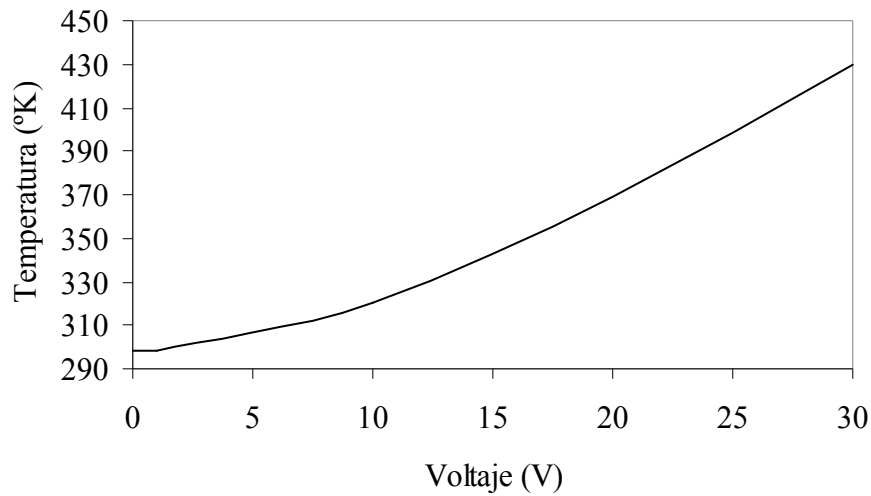


Figura 34. Grafico de la variación de la temperatura máxima vs. Voltaje.

### 3.4. ACTUACIÓN PIEZOELÉCTRICA

Como se había mencionado anteriormente, los materiales piezoeléctricos se deforman bajo la influencia de un voltaje de polarización o recíprocamente, si sufren una deformación generan un voltaje de polarización entre sus extremos. Algunos cristales como el cuarzo y la sal de Rochelle son naturalmente piezoeléctricos, mientras que otros materiales cerámicos como: el titanato de bario  $BaTiO_3$  y el titanato-circonato de plomo  $Pb(Zr_x, Ti_{1-x})O_3$  más conocido como PZT, son ferroeléctricos. Los materiales ferroeléctricos son aquellos que presentan polarización espontánea cuando están sometidos a un campo eléctrico. En otras palabras los materiales ferroeléctricos deben ser polarizados para obtener un comportamiento piezoeléctrico. Si un material ferroeléctrico es expuesto a una temperatura que exceda el punto Curie (temperatura a la que una estructura cristalina cambia de piezoeléctrica a forma no piezoeléctrica), entonces perderá sus propiedades piezoeléctricas. El PZT, material de los actuadores utilizados en este trabajo, puede ser depositado en silicio mediante *sputtering* y *screen-printing* [3][122][123].

Con el objetivo de excitar los cantilevers, se seleccionó el actuador piezoeléctrico PL033 de la empresa PI Ceramic. El PL033 es el actuador de bajo consumo de potencia

monolítico multicapa más pequeño disponible en el mercado. El PL033 está constituido por una pila de láminas delgadas de PZT conectadas en paralelo. El grosor de las láminas individuales determina el máximo voltaje de operación del actuador. Los piezoactuadores de bajo voltaje, como es el caso del PL033, son construidos con capas de 20 a 100 $\mu$ m. El bloque PZT posee un empaquetado cerámico con electrodos soldados, dicho empaquetado incrementa el tiempo de vida del actuador, ya que lo provee de protección para la humedad. Ver Figura 35 [122][123].

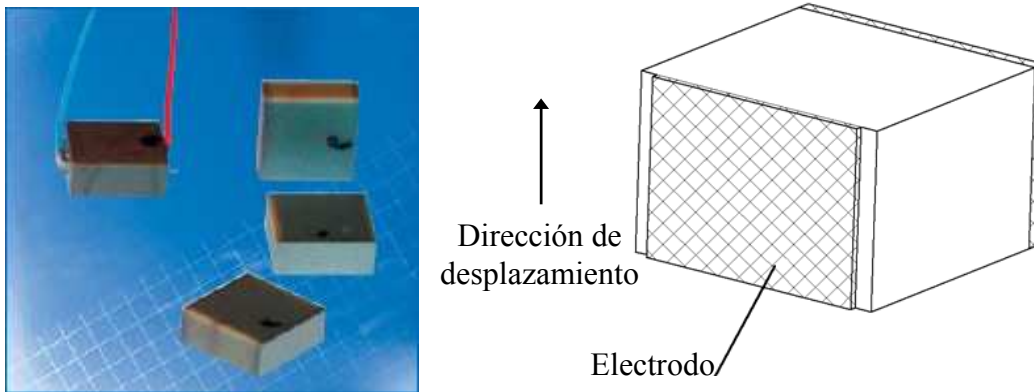


Figura 35. Actuador piezoeléctrico PL033 [122][123].

Algunas de las características del PL033 están listadas en la tabla a continuación:

Tabla 6. Datos técnicos del actuador PL033 [122][123].

<b>PL033</b>	
<b>Dimensiones <math>l \times w \times h</math></b>	3×3×2mm <sup>3</sup>
<b>Voltaje de operación</b>	-20 a 100V
<b>Desplazamiento a 100V <math>\pm</math>20%</b>	2,2 $\mu$ m
<b>Máxima frecuencia de resonancia</b>	>300kHz
<b>Máxima fuerza generada</b>	>300N
<b>Máxima temperatura de operación</b>	150°C

### 3.5. DETECCIÓN PIEZORESISTIVA

La piezoresistividad describe el cambio en la resistencia eléctrica de un material debido a un cambio en la movilidad (o número de portadores de carga) inducido por una tensión mecánica en dicho material. El silicio, en especial en su forma monocristalina, posee un efecto piezoresistivo fuerte y lineal (para niveles pequeños de tensión) comparado con metales y otros semiconductores. Esto junto con sus excelentes propiedades mecánicas hace del silicio un material apropiado como elemento sensor piezoresistivo, y por lo tanto es ampliamente usado en sensores MEMS de fuerza, presión y aceleración [124][125][126].

Cuando un piezoresistor es sometido a una fuerza uniaxial constante, y los cambios geométricos son despreciados, el cambio relativo en la resistencia  $R$  debido al efecto piezoresistivo está dado por [124][125]:

$$\frac{\Delta R}{R} = \pi_t \varepsilon_t + \pi_l \varepsilon_l \quad \text{Ecuación 67}$$

Donde:

$R$  = Es el valor de la resistencia sin estar sometida a tensión mecánica

$\Delta R$  = Es el cambio en la resistencia debido a la tensión

$\pi_t$  = Es el coeficiente piezoresistivo transversal

$\pi_l$  = Es el coeficiente piezoresistivo longitudinal

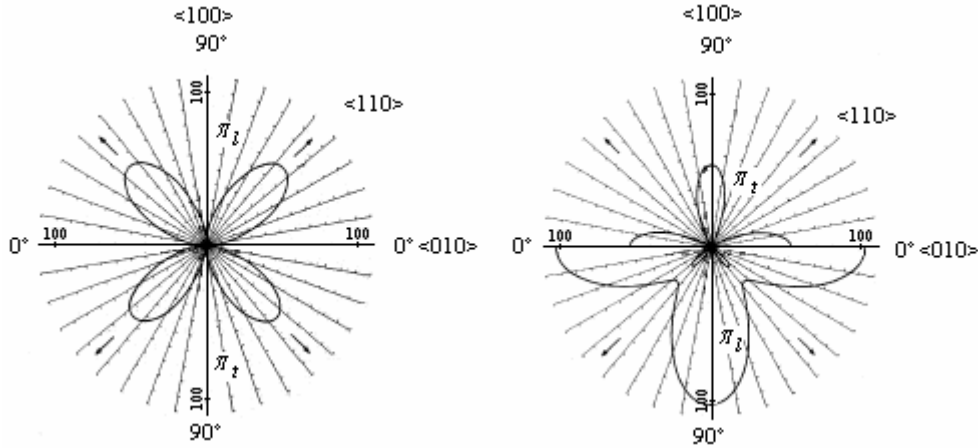
$\varepsilon_t$  = Es la componente transversal de la tensión mecánica

$\varepsilon_l$  = Es la componente longitudinal de la tensión mecánica

Los coeficientes piezoresistivos, dependen de: la orientación del cristal, el tipo de dopaje, la concentración de dopaje y la temperatura [124][125][126][127].

La Figura 36 ilustra la variación de los coeficientes piezoresistivos del silicio con la dirección cristalográfica sobre un plano (100), para un dopaje tipo p y tipo n a

temperatura ambiente y con una concentración de impurezas de menos de  $10^{18} \text{cm}^{-3}$  [19][124][128].



**Figura 36. Coeficiente piezoresistivo para silicio (100) en el plano (001) para dopaje tipo p (izquierda) y tipo n (derecha). Las dimensiones radiales representan los coeficientes en unidades de  $10^{-11} \text{Pa}^{-1}$ . Gráfico adaptado de [128].**

De esta figura se puede observar que el mayor coeficiente piezoresistivo para un resistor tipo p, es cuando el resistor está orientado en la dirección  $\langle 110 \rangle$ . En la industria de los sensores MEMS los resistores tipo p (dopados de boro) son los más usados debido a que los coeficientes piezoresistivos son hasta 3 veces mayores que los resistores de difusiones tipo n en dicha dirección. Además las obleas están cortadas según el plano (100) y la orientación usual de los chips es paralela a (110). Los coeficientes piezoresistivos longitudinales y transversales del silicio  $\langle 110 \rangle$  están contenidos en la tabla a continuación [19][124][129][130]:

**Tabla 7. Coeficientes piezoresistivos trasversal y longitudinal del silicio  $\langle 110 \rangle$  en una oblea (100) a temperatura ambiente y con silicio ligeramente dopado.**

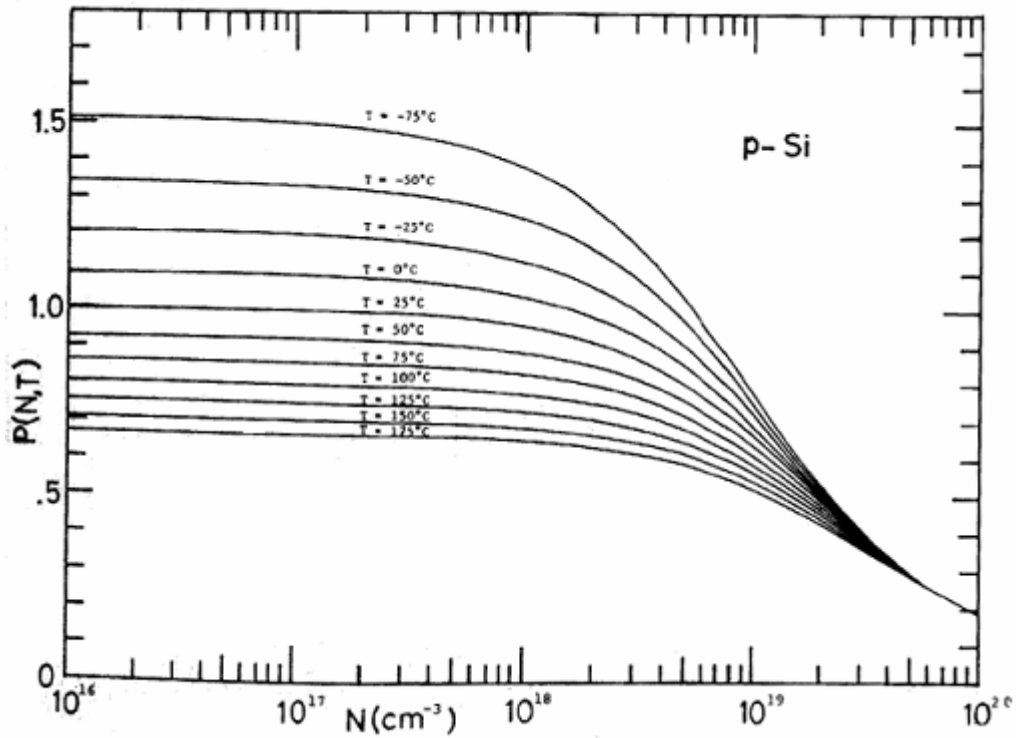
Silicio	$\pi_l 10^{-11} \text{Pa}^{-1}$	$\pi_t 10^{-11} \text{Pa}^{-1}$
Tipo p	71,8	-66,3
Tipo n	-31,2	-17,6

Sin embargo el coeficiente piezoresistivo longitudinal para los resistores tipo n, es hasta un 45% mayor en la dirección  $\langle 100 \rangle$ . Además, es más complicado obtener uniones pn



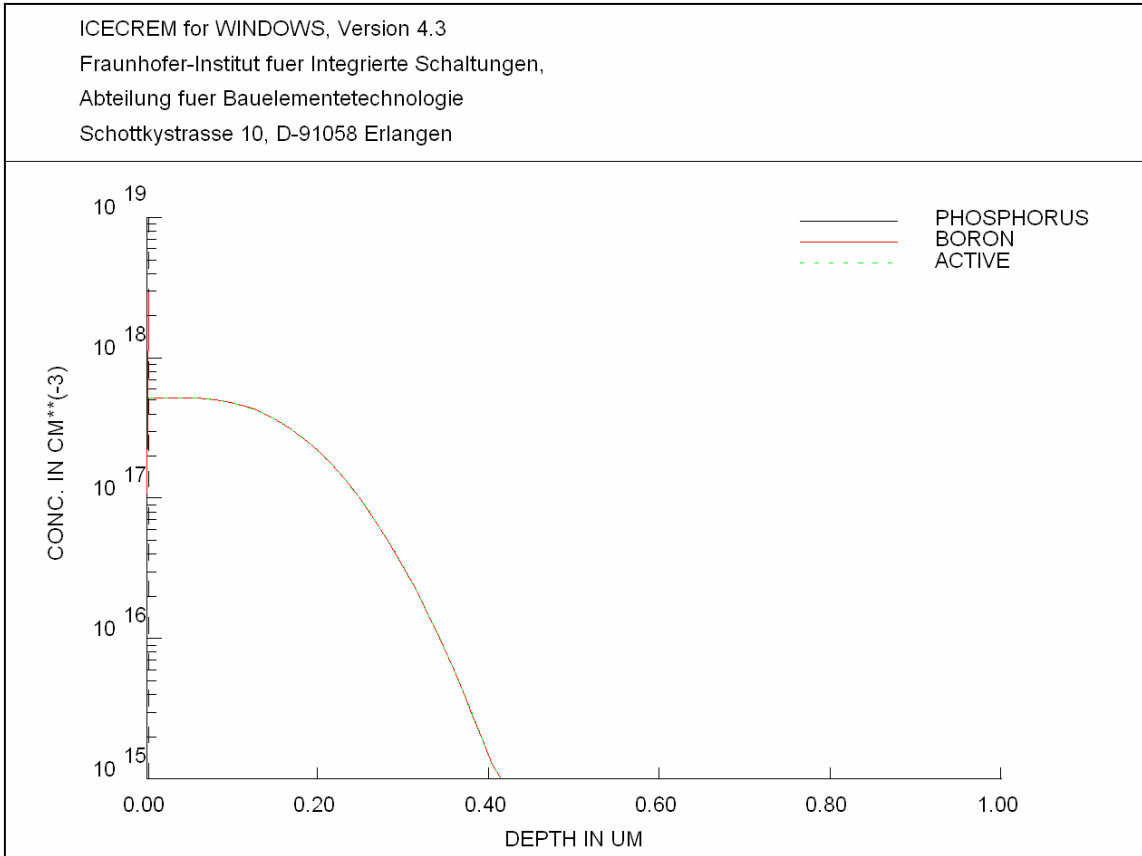
dopadas de boro superficiales, es decir menores de  $0,5\mu\text{m}$ , por implantación iónica. Sin embargo los coeficientes piezoresistivos longitudinal y transversal son aproximadamente iguales en magnitud pero opuestos en signo en la dirección  $\langle 110 \rangle$  ( $\pi_l = -1,08\pi_t$ ), haciéndolos más apropiados para aplicaciones de puentes de Wheatstone. [19][128][129][130].

Como se había mencionado, los coeficientes piezoresistivos, también varían con la concentración de dopaje y la temperatura. Éstos varían inversamente proporcional a la concentración, llevando esto un decremento del valor de la resistencia  $R$ . La variación de los coeficientes piezoresistivos con la temperatura, depende del perfil de implantación. En un perfil más profundo, hay una mayor contribución de capas poco dopadas (ya que la concentración de dopado decrece con la profundidad) donde el efecto piezoresistivo depende más intensamente de la temperatura. Las resistencias implantadas tienen una menor dependencia de la temperatura que las difundidas pues el perfil de impurezas decae más rápidamente, su rango de temperatura está limitado a una temperatura máxima de  $120$  a  $140^\circ\text{C}$  por las corrientes de fuga en la unión pn a temperaturas mayores. Las difusiones profundas también degradan la sensibilidad de los piezoresistores, ya que promedian la tensión a lo largo de la profundidad del piezoresistor y los esfuerzos mecánicos disminuyen con la profundidad hasta anularse. Ha tener en cuenta para la fabricación, establecer un compromiso entre la dosis y la energía de implantación, para establecer la menor dependencia posible de los coeficientes piezoresistivos con la temperatura. Ver Figura 37 [18][126][128][130][131][132].



**Figura 37. Factor piezoresistivo  $P(N, T)$  como función de la concentración de impurezas y la temperatura para silicio dopado tipo p. Los coeficientes piezoresistivos son directamente proporcionales al factor  $P(N, T)$ . Gráfico adaptado de [128].**

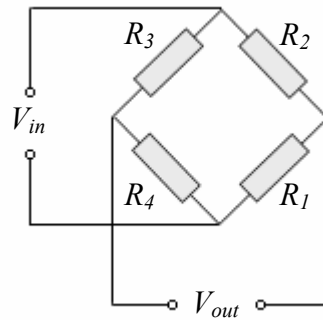
De la gráfica anterior, se observa que para concentraciones por encima de  $10^{19} \text{cm}^{-3}$ , los coeficientes se hacen invariantes con la temperatura, más sin embargo sus valores decaen de forma drástica. Como ya se había mencionado en el ítem 3.3.2, la segunda implantación para definir las resistencias calefactoras es de  $10^{13}$  átomos/cm<sup>2</sup> a 30keV, así que se decide usar también esta implantación con el objetivo de definir la profundidad y el dopaje de las piezoresistencias. La aproximación del perfil de impurezas, se realizó con la ayuda del software ICECREM v.4.3. La Figura 38 ilustra el perfil de dopaje simulado en el ICECREM.



**Figura 38. Perfil de difusión simulado.**

De la anterior simulación, también se obtienen los siguientes valores: Resistencia cuadro  $2835\Omega/\square$  y la profundidad de la difusión  $h_R \approx 0,7\mu m$ . Se seleccionan resistencias con área superficial rectangulares de  $l/w \approx 2,5$ , y por lo tanto se obtienen resistencias el orden de los  $10k\Omega$ . Como se había mencionado anteriormente, el tamaño mínimo de las resistencias estará limitado por la tecnología de fabricación utilizada y también por el espacio disponible sobre las vigas.

La señal de salida de un piezoresistor es usualmente medida con un puente de Wheatstone. De esta manera la variación de la resistencia se puede transformar directamente en una señal de voltaje de salida. La figura siguiente ilustra la configuración de las piezoresistencias en un puente de Wheatstone de cuatro resistencias [24][125][133][134].



**Figura 39. Puente de Wheatstone.**

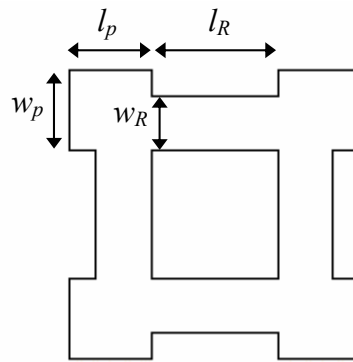
El puente está normalmente polarizado, con un voltaje constante entre dos esquinas opuestas. El voltaje de salida es proporcional al producto del voltaje de excitación y a los cambios de resistencia. El voltaje de salida de un puente de Wheatstone está dado por [125][133][134]:

$$V_{out} = \frac{1}{4} \frac{\Delta R}{R} V_{in}$$

**Ecuación 68**

Donde  $V_{in}$  es el voltaje de alimentación. La ecuación anterior ilustra una ventaja importante de esta configuración: el voltaje de salida es independiente del valor absoluto del piezoresistor. Es determinado únicamente por el cambio relativo en la resistencia y por el voltaje aplicado. Las normas de diseño de circuitos dictan: que dos brazos adyacentes del puente deben cambiar igual pero en dirección opuesta bajo presión. Esto elimina los cambios inducidos por temperatura en el voltaje de salida. Un puente de Wheatstone es relativamente fácil de acondicionar, ya que solo se ha de excitar con un voltaje DC.

Con respecto a la geometría del puente de Wheatstone, se parte de la configuración ilustrada en la Figura 40, y de los valores  $l_p=6\mu\text{m}$ ,  $w_p=6\mu\text{m}$ ,  $l_r=10\mu\text{m}$  y  $w_r=4\mu\text{m}$ ; utilizados en trabajos anteriores [18]. Y con el objetivo de optimizar la sensibilidad y estabilidad del puente de Wheatstone se diseñan varias configuraciones de piezoresistencias (ver ítem 4.2.1).



**Figura 40. Puente de Wheatstone.**

Como se había mencionado anteriormente, una de las principales desventajas de los piezoresistores, es su dependencia con los cambios de temperatura, así que si es el caso se debe incorporar un sistema de compensación para corregir errores relacionados con la temperatura. Primero los elementos sensores (en este caso: las cuatro piezoresistencias) deben tener idénticos valores en ausencia de presión o de lo contrario el puente de Wheatstone estará desbalanceado. Si  $R_1 / R_2 = R_3 / R_4$  cuando no hay tensión aplicada, entonces el voltaje de salida es cero y se dice que el puente está balanceado. Otro aspecto a tener en cuenta es la tensión residual de los procesos de fabricación, que puede producir que el cantilever se curve y con esto desbalancear el puente de Wheatstone y finalmente la localización de los resistores debe de ser en los puntos de mayor concentración de estrés para de esta manera maximizar la respuesta [24][132][134][135].

Otro aspecto a tener en cuenta en el diseño del puente de Wheatstone, es la evaluación del ruido. Una vez esto es conocido, la electrónica para filtrar y amplificar puede ser diseñada e implementada y el ruido final controlado. Por lo tanto dado que los únicos componentes electrónicos en el puente son resistores el ruido electrónico será de dos tipos: Johnson-Nyquist o termoeléctrico y Hooge o  $1/f$  [19][24][136].

Cuando se estudia el ruido, la magnitud utilizada es la densidad espectral de potencia del ruido  $S_x$ . Esta magnitud con unidades de  $[V]^2/Hz$ , especifica la forma del ruido en función de la frecuencia y permite computar el ruido del sistema integrando:

$$X_{noise}^2 = \int_0^{\infty} S_x(f) df$$

**Ecuación 69**

Esta magnitud es muy útil ya que ayuda al diseño de la circuitería electrónica para amplificar y filtrar la señal de salida del sensor [19].

El ruido Johnson-Nyquist, es el ruido termoeléctrico que aparece en presencia de resistores. El ruido es fundamentalmente un límite, fijado por la energía térmica de los portadores en el resistor. Este ruido es considerado blanco, lo que significa que no depende de la frecuencia y está dado por [19][24][136]:

$$S_{J-N} = 4k_B TR$$

**Ecuación 70**

Donde:

$k_B$  = La constante de Boltzman

$T$  = La temperatura

$R$  = El valor de la resistencia

El ruido total Johnson es calculado integrando su densidad espectral de potencia en el intervalo de frecuencia de operación y se obtiene:

$$V_{J-N}^2 = 4k_B TR(f_{max} - f_{min})$$

**Ecuación 71**

Incrementando la potencia aplicada, se incrementa la temperatura de los resistores y con esto se aumenta linealmente el ruido.

El ruido Hooge no es constante en la frecuencia, es inversamente proporcional a ella. Por lo tanto a bajas frecuencias su importancia crece y se puede convertir en la principal contribución de ruido. El origen de este tipo de ruido no es muy claro y existen varias teorías que intentan explicarlos, sin embargo ninguna de ellas se adapta completamente a los resultados experimentales. Por esto Hooge propuso una ley semi-empírica con un

solo parámetro ajustable dependiente del material. De esta forma la densidad espectral de potencia del ruido, para resistencias rectangulares, se puede modelar por [19][24][136]:

$$S_H = \frac{\psi V_{cc}^2}{N l_R w_R h_R} \frac{1}{f} \quad \text{Ecuación 72}$$

Donde:

$\psi$  = Parámetro ajustable

$V_{cc}$  = El voltaje aplicado a través del resistor

$N$  = La concentración de dopaje en el resistor

$l_R, w_R, h_R$  = Las dimensiones del resistor

$f$  = La frecuencia de operación

El modelo contiene un parámetro empírico  $\psi$ , en otras palabras el ruido Hooge se puede modelar pero no se puede predecir a priori, dicho parámetro varía dependiendo de las condiciones de recocido de los piezoresistores implantados. Para altos niveles de dopaje  $\psi \approx 1,5 \times 10^{-6}$  [19][136].

El ruido total Hooge es calculado integrando su densidad espectral de potencia en el intervalo de frecuencia de operación y se obtiene:

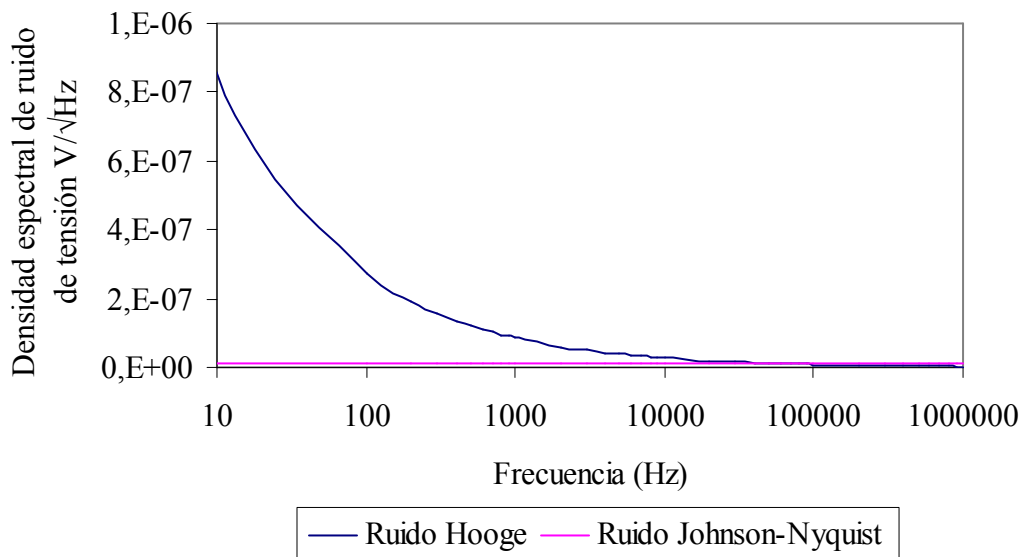
$$V_H^2 = \frac{\psi V_{cc}^2}{N l_R w_R h_R} \ln \frac{f_{\max}}{f_{\min}} \quad \text{Ecuación 73}$$

La suma de los dos ruidos se convierte en el mínimo voltaje detectable:

$$V_{Total} = \sqrt{4k_B TR(f_{\max} - f_{\min}) + \frac{\alpha V_{cc}^2}{N l_R w_R h_R} \ln \left( \frac{f_{\max}}{f_{\min}} \right)} \quad \text{Ecuación 74}$$

El principal objetivo es entonces hacer el mínimo voltaje detectable, tan pequeño como sea posible, cambiando los parámetros que aparecen en la ecuación anterior. De la ecuación anterior se puede observar, que el mínimo voltaje detectable es afectado por: la geometría del resistor, la temperatura y el nivel de dopaje.

La Figura 41, contiene la densidad espectral de ruido de tensión para un resistor con dimensiones  $l_r=10\mu\text{m}$   $w_r=4\mu\text{m}$  y  $h=0,7\mu\text{m}$ , resistencia cuadro  $2835\Omega/\square$ , concentración de dopaje de  $1,4\times 10^{17}\text{cm}^{-3}$ , operando a  $298^\circ\text{K}$  y con un voltaje aplicado de  $V_{cc}=5\text{V}$ . Como se puede observar de la Figura 41, a baja frecuencia todos los resistores sufren fluctuaciones debidos al ruido Hooge y el ruido termoeléctrico es independiente de ésta. El voltaje mínimo detectable, para un sistema con ancho de banda de  $1\text{MHz}$  (el ancho de banda del sistema está limitado por la circuitería utilizada, ver ítem 3.6), se calcula en  $\sim 16\mu\text{V}$ .



**Figura 41. Densidad espectral de ruido de tensión vs. Frecuencia.**



### 3.6. CIRCUITERÍA

Para monitorear la señal de voltaje diferencial a la salida del puente de Wheatstone, se selecciona el amplificador de instrumentación INA103 de la compañía BURR-BROWN (ver Figura 42). El INA103 es un amplificador diferencial de bajo ruido y amplio ancho de banda con una excelente respuesta dinámica [137].

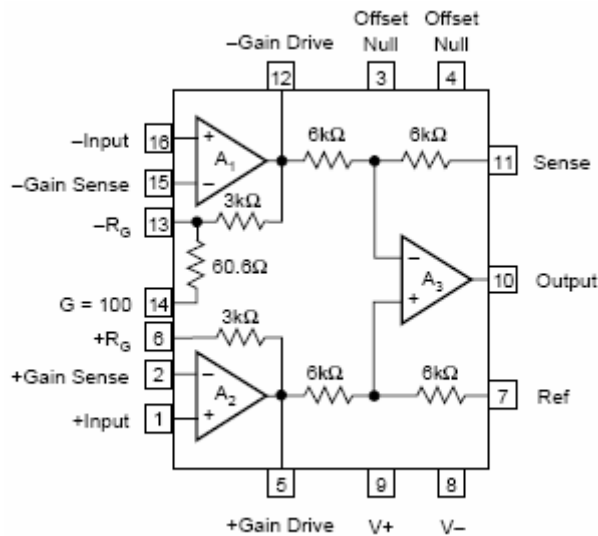


Figura 42. Diagrama del amplificador de instrumentación INA103. Tomado de [137].

Utilizando la siguiente configuración (Figura 43), se asegura obtener una salida proporcional a la diferencia entre las señales de entrada con ganancia unitaria y en un rango de operación de frecuencia de hasta 1MHz.

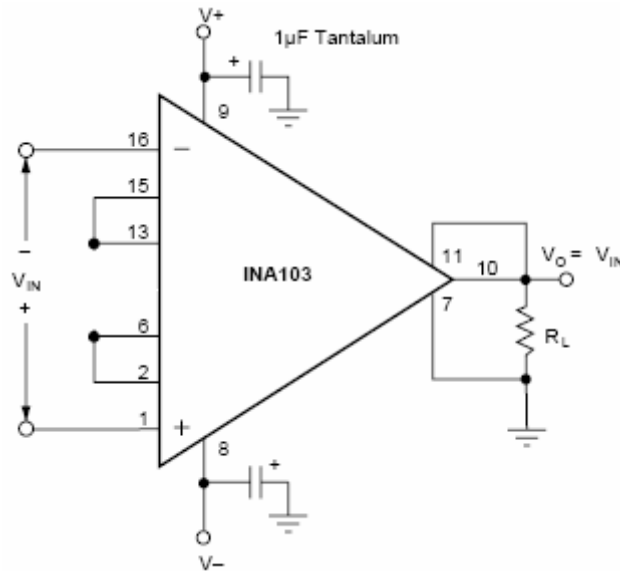


Figura 43. Configuración del circuito amplificador de instrumentación para ganancia unitaria.

Tomado de [137].

### 3.7. ENCAPSULADO

Al igual que las técnicas de fabricación, el encapsulado de dispositivos MEMS también se ha desarrollado a partir de técnicas IC. Sin embargo el encapsulado de estos dispositivos es más complejo debido a que a la vez que es necesario proveer de protección frente al medio ambiente, es necesario permitir la interacción con este mismo medio para medir o actuar un parámetro físico o químico. El estrés y los efectos térmicos, inducidos durante la etapa de encapsulado e interconexión pueden afectar adversamente el desempeño mecánico del dispositivo [25][28].

El encapsulado de dispositivos MEMS se refiere al montaje del chip y a las conexiones eléctricas. El proceso de montar un chip en un empaque es conocido como *die attach*. La elección del material aglutinante está condicionada por el tamaño del chip, el material del sustrato, los requerimientos del dispositivo y el ambiente de operación. La técnica más común de montaje es la aditiva. El montaje aditivo se realiza depositando una capa de *epoxy* o resinas de silicona entre el chip y el sustrato. El encapsulado en base metálica es el más utilizado en la investigación de sensores de gases y la técnica de interconexión eléctrica utilizada en este proyecto es el *wire bonding*. El *wire bonding*

utiliza hilos metálicos para conectar los *pads* del chip al encapsulado. La soldadura del hilo se realiza combinando calor, presión y/o energía ultrasónica. El hilo se lleva a contactar la superficie del *pad* y se aplica presión que ayuda al contacto y a la ruptura. El *wedge bonding* con aluminio es el proceso más común debido a su bajo coste y baja temperatura de operación [3][12][18].



# Capítulo 4.

## FABRICACIÓN

El capítulo cuatro describe la fabricación de los resonadores basados en microcantilevers de silicio utilizando la tecnología disponible en la sala blanca del IMB-CNM (CMOS25). Primero se describen los pasos del proceso de fabricación, luego los dispositivos obtenidos en los distintos RUNES realizados y las modificaciones e incidencias de dichos procesos y finalmente se concluye con la descripción del encapsulado de los chips.

### 4.1. PROCESO DE FABRICACIÓN

---

Los resonadores fueron fabricados siguiendo un proceso de siete máscaras. Se utiliza como sustrato obleas SOI (*Silicon on Insulator*) tipo n con 15 $\mu\text{m}$  y 5  $\mu\text{m}$  de SOI, 2 $\mu\text{m}$  de óxido enterrado y 450 $\mu\text{m}$  de sustrato de silicio y pulidas en ambos lados. El silicio está dopado con fósforo y presenta una resistividad de entre 10 y 20 $\Omega\times\text{cm}$ , lo que equivale a un dopaje efectivo de  $3\times 10^{14}\text{cm}^{-3}$ . Tras la limpieza inicial, se empieza con un proceso LOCOS (*LOCal Oxidation of Silicon*), se realiza en ambas caras una oxidación seca clorada de pedestal de 187 $\text{\AA}$  a 900 $^{\circ}\text{C}$  seguida del depósito de una capa de nitruro de silicio  $\text{Si}_3\text{N}_4$  de espesor 1175 $\text{\AA}$  a 800 $^{\circ}\text{C}$  con caudales estándar de diclorosilano y amoníaco, y a presión residual (Figura 44).

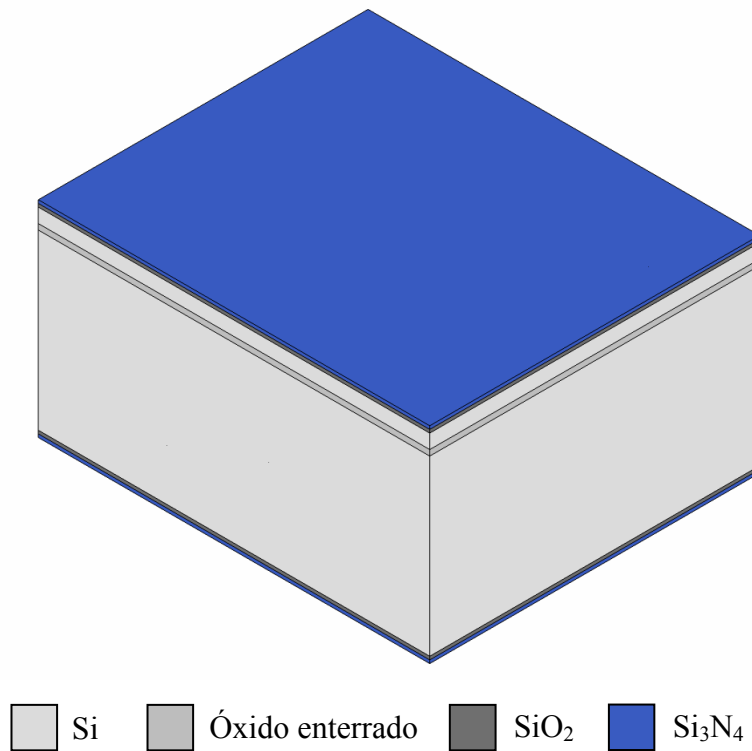


Figura 44. Gráfico de la oblea tras el crecimiento del óxido de pedestal y el depósito de Si<sub>3</sub>N<sub>4</sub>.

A continuación, se procede con la primera fotolitografía, se deposita la resina y se graba el patrón de la máscara 1 GASAD (Figura 45). Dicho patrón es utilizado para definir la zona activa. Posteriormente se realiza un grabado total con plasma de nitruro LPCVD, se decapa la resina y se limpia nuevamente (Figura 46).

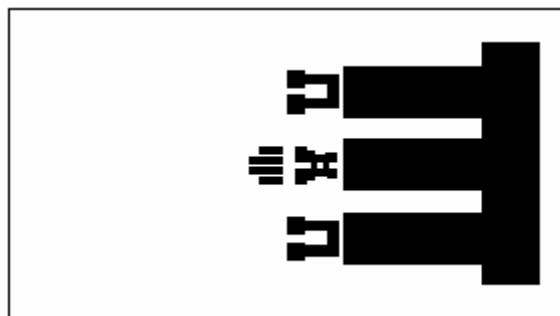
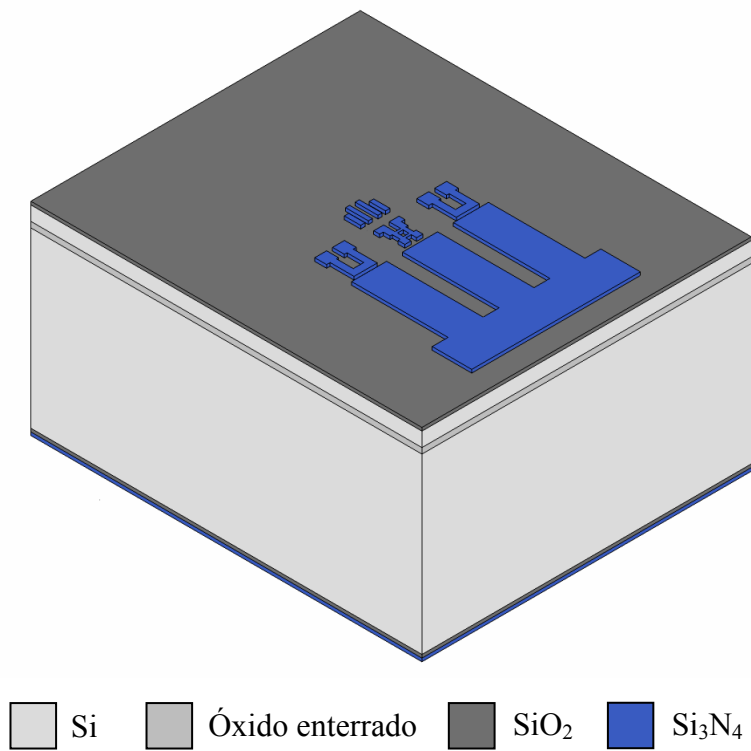
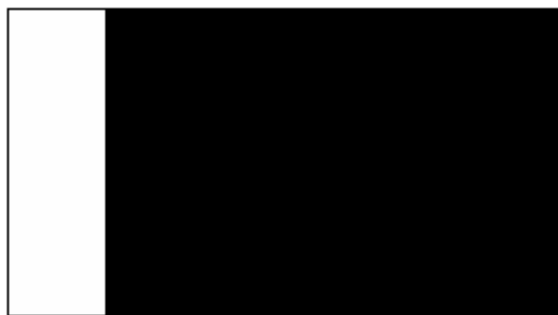


Figura 45. Gráfica de la máscara de primer nivel GASAD.

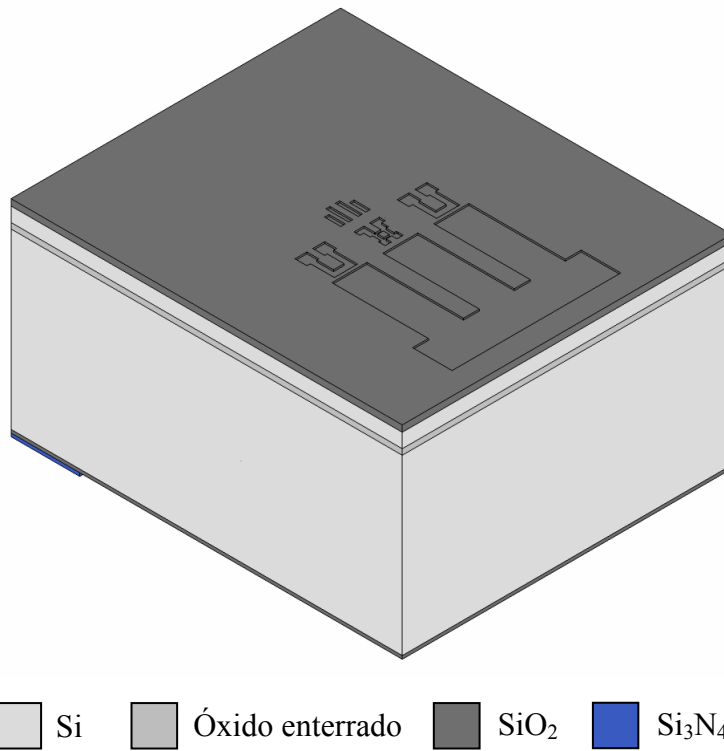


**Figura 46. Gráfico de la oblea tras definir la zona activa.**

Luego se realiza una oxidación húmeda de campo de  $10600\text{\AA}$  a  $950^{\circ}\text{C}$ . Seguidamente se protege con resina ambas caras de la oblea y se define el motivo de la parte posterior utilizando la máscara 2 NTUB (Figura 47). A continuación se procede a grabar en seco el  $\text{Si}_3\text{N}_4$  de la cara posterior y se decapa la resina. Posteriormente se protege con resina la cara posterior y se realiza un grabado húmedo especial en la cara de componentes para decapar el oxi-nitruro que se forma sobre el nitruro en los procesos térmicos, se decapa la resina y finalmente se decapa el  $\text{Si}_3\text{N}_4$  (Figura 48).

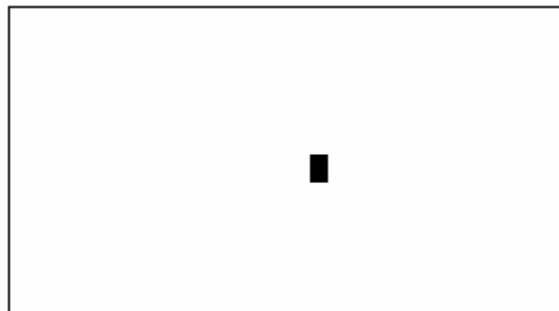


**Figura 47. Gráfica de la máscara de segundo nivel NTUB.**



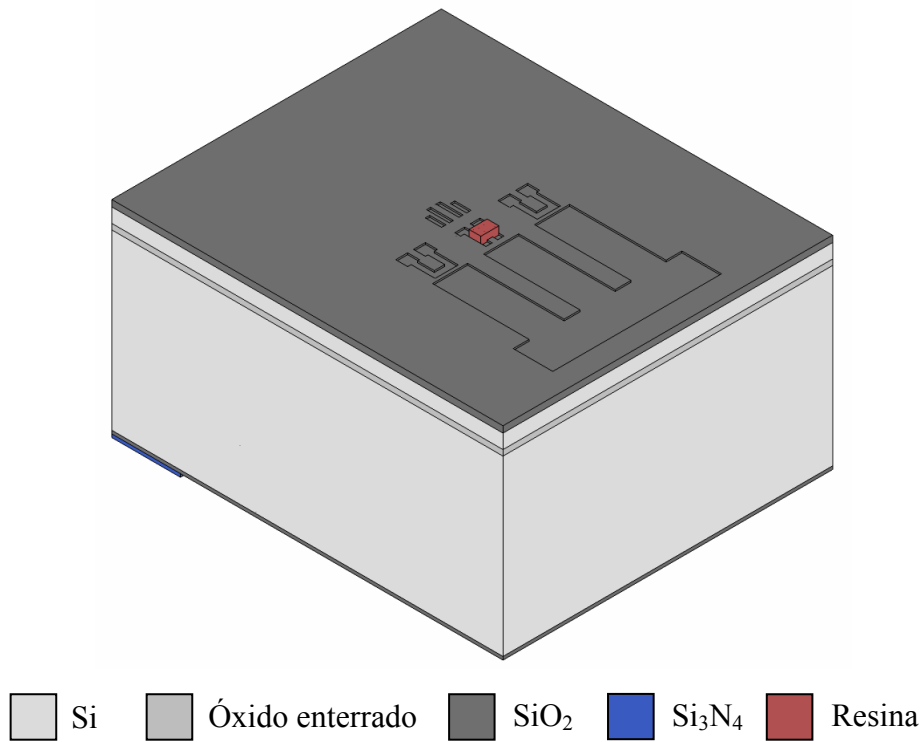
**Figura 48.** Gráfica de la oblea tras definir el motivo de la cara posterior y remover el Si<sub>3</sub>N<sub>4</sub> de la cara anterior.

Tras una limpieza, se deposita resina y se realiza la fotolitografía para definir las implantaciones con la máscara 3 POLY1 (ver Figura 49 y Figura 50).



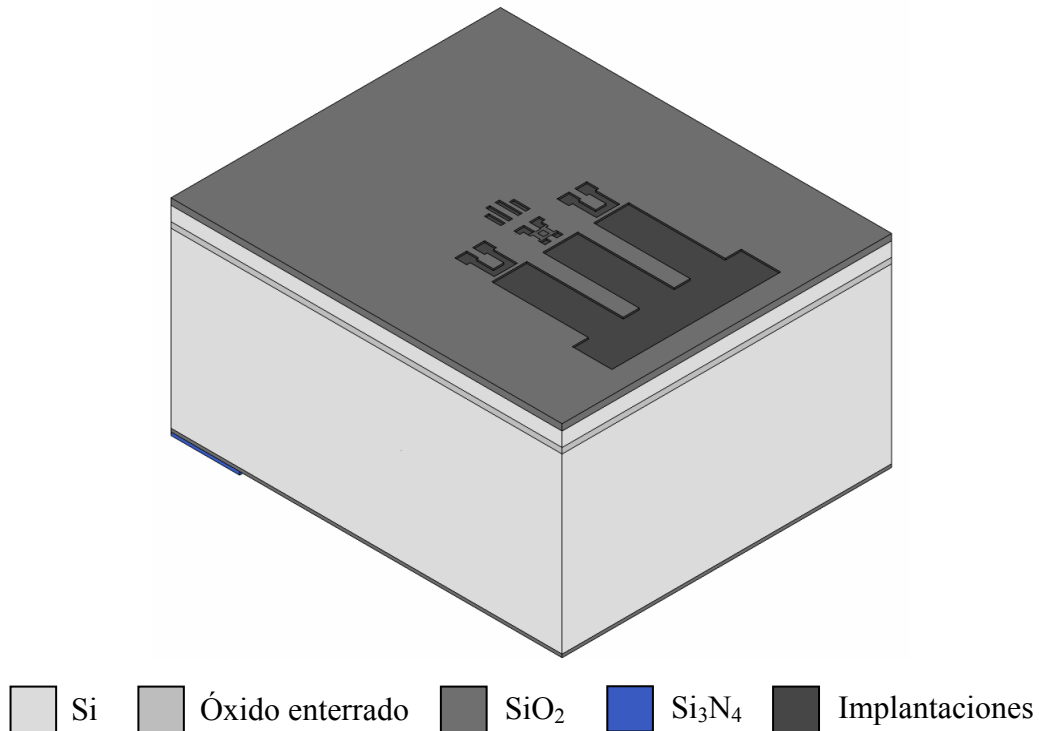
**Figura 49.** Gráfica de la máscara de tercer nivel POLY1.





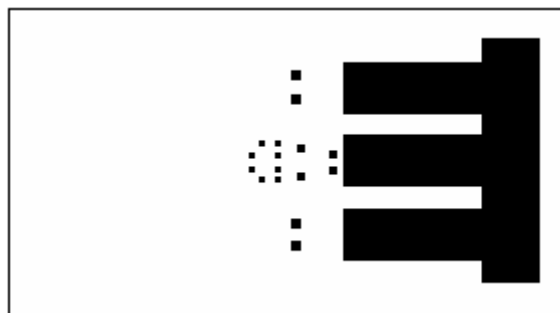
**Figura 50. Gráfica de la oblea tras la tercera fotolitografía.**

Luego del grabado de la resina, se realiza un recocido que ayuda a evitar posibles deformaciones y/o burbujas en la resina debido a las fuertes implantaciones iónicas. A continuación se realiza la implantación iónica de boro en la cara de componentes de  $1,0^{15}$  átomos/cm<sup>2</sup> y 50KeV que define la profundidad y el dopaje de las resistencias calefactoras y de las zonas de contacto con el aluminio. Posteriormente, se decapa la resina y se realiza una segunda implantación iónica de boro de  $1,0^{13}$  átomos/cm<sup>2</sup> y 30KeV que define la profundidad y el dopaje de las resistencias del puente de Wheatstone (ver Figura 51).



**Figura 51. Gráfica de la oblea tras la implantación.**

Tras una limpieza general, se depositan 1,3 $\mu$ m de óxido BPTEOS (óxido internivel). Después de una nueva limpieza se utiliza la cuarta máscara WINDOW (Figura 52) para abrir los contactos de los calefactores, las piezoresistencias y de las zonas de contacto con el aluminio. Se realiza el grabado del óxido BPTEOS y de 18nm de óxido térmico, se decapa la resina y se realiza una limpieza general.



**Figura 52. Gráfica de la máscara de cuarto nivel WINDOWS.**

A continuación se procede con la metalización, primero se elimina el óxido que pueda haber crecido sobre los contactos, posteriormente se deposita 1 $\mu$ m de Al+0,5%Cu para

establecer las interconexiones eléctricas entre los diferentes componentes del circuito y entre éstos y el exterior, se deposita la resina, se graban los motivos de las pistas y los *pads*, con la quinta máscara METAL (Figura 53), se realiza una limpieza con agua y se recuece el aluminio a 350°C en N<sub>2</sub>/H<sub>2</sub> (Figura 54).

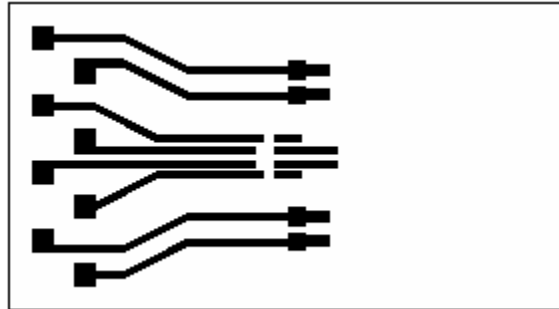


Figura 53. Gráfica de la máscara de quinto nivel METAL.

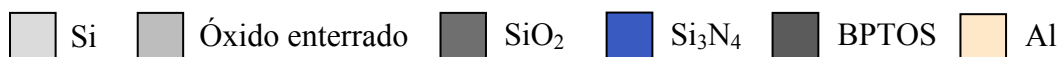
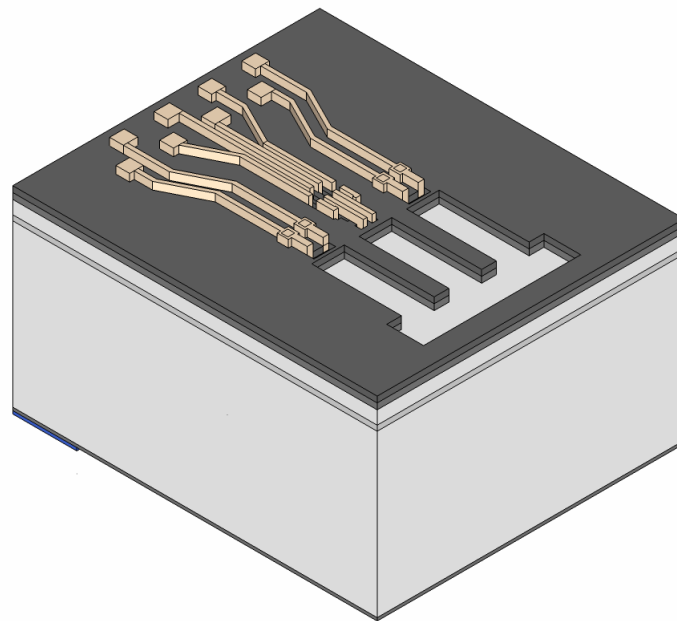


Figura 54. Gráfico la oblea tras la definición de las pistas y los *pads*.

Tras una nueva limpieza con agua desionizada, se deposita una capa de pasivación formada por 0,4µm de óxido PECVD y 0,4µm de nitruro PECVD en la cara superior. Se deposita resina y se procede con la sexta fotolitografía CAPS, correspondiente a la capa

de pasivación (Figura 55). Luego se graba el motivo de la capa de pasivación, se graba el nitruro y el óxido PECVD y se decapa la resina (Figura 56).

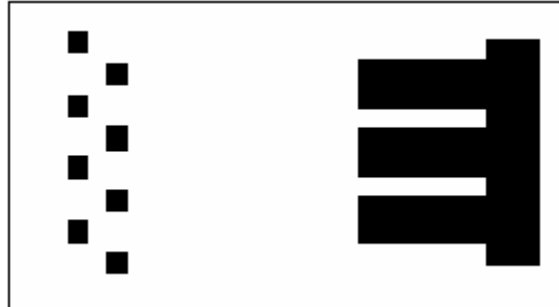


Figura 55. Gráfica de la máscara de sexto nivel CAPS.

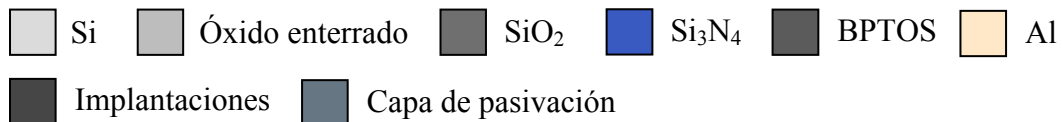
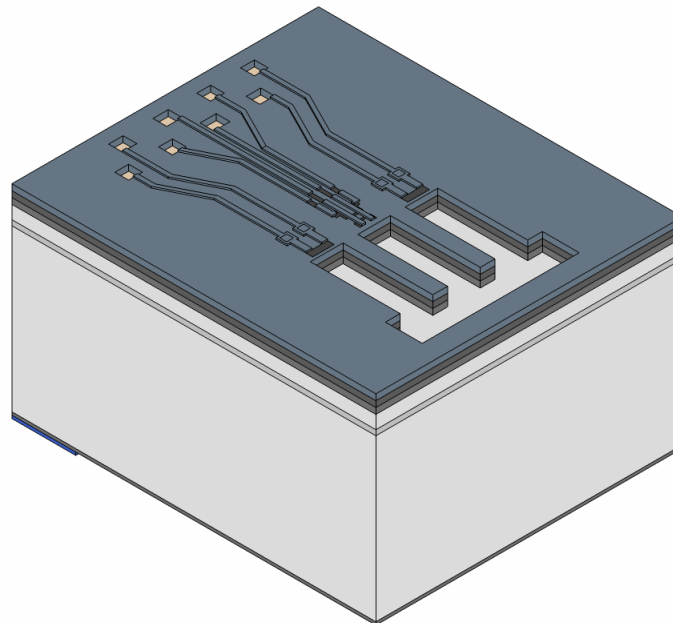


Figura 56. Gráfico de la oblea tras definir la pasivación.

A continuación se definen los motivos de las estructuras con la séptima máscara VIA (Figura 57). Luego se realiza el grabado de la capa de pasivación, del óxido BPTEOS y del óxido de campo. Sin eliminar la resina se graba con KOH los 450µm del sustrato de

la oblea SOI desde la cara posterior hasta llegar al óxido enterrado y se graba el óxido enterrado también desde la cara posterior. Finalmente para liberar las estructuras se graban los 5 y 15  $\mu\text{m}$  de silicio restante desde la cara anterior y se decapa la resina, obteniendo la estructura ilustrada en la Figura 58.

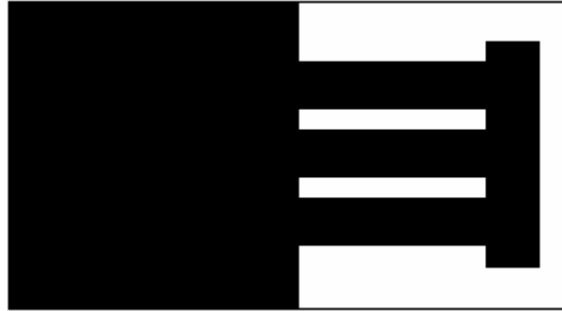


Figura 57. Gráfica de la máscara de séptimo nivel VIA.

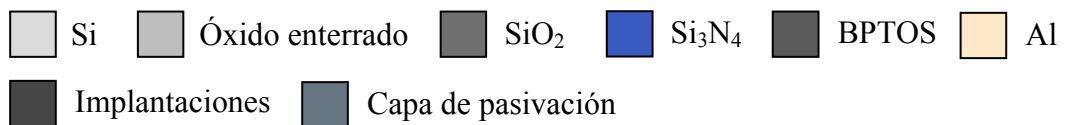
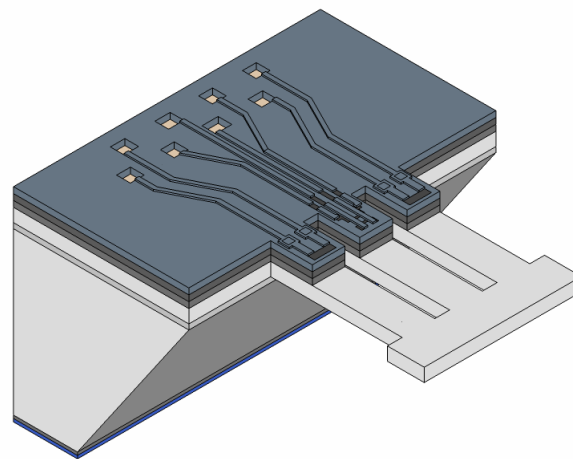


Figura 58. Gráfica de la estructura liberada.

## 4.2. RUN3485

### 4.2.1. Descripción de las estructuras

El RUN3485 utiliza el diseño de máscaras CNM190 que está compuesto por cuatro chips de interés. Los dos primeros (chip1 y chip2) se diseñaron con el objetivo de estudiar la respuesta mecánica y eléctrica de los resonadores con forma de T ante la variación de su geometría y sus dimensiones. Cada chip hace  $6000 \times 6000 \mu\text{m}$  y cada uno contiene veinte dispositivos (ver Figura 59), ocho de los cuales son de interés en el presente trabajo.

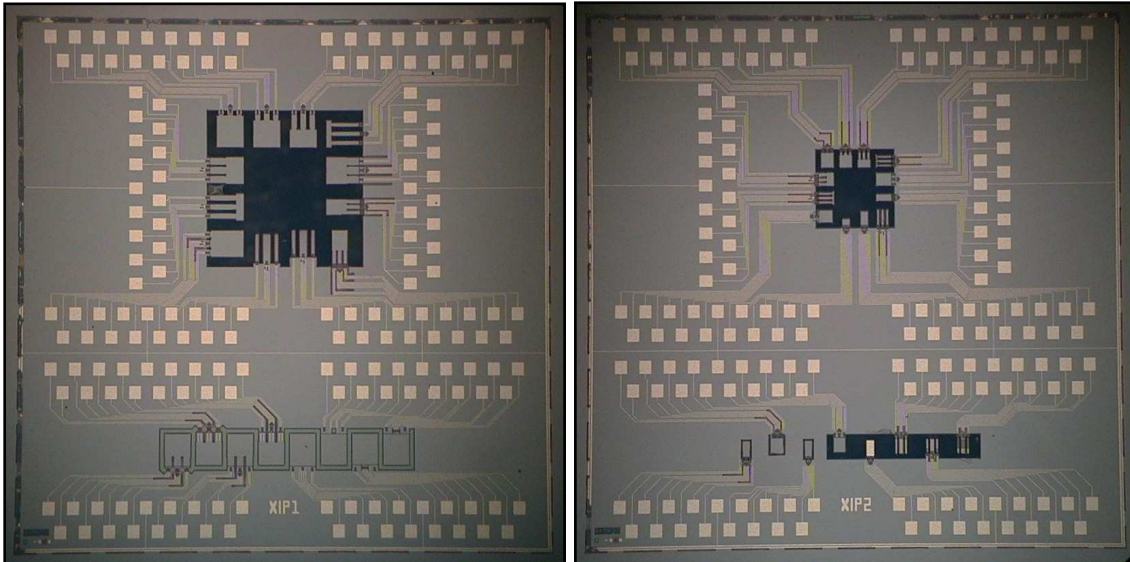


Figura 59. Fotografía del chip1 y chip2.

Para estudiar el comportamiento de los resonadores (a través de la medida de la frecuencia de resonancia y del factor de calidad) ante la variación de parámetros geométricos y del escalado, los voladizos del chip1 y el chip2 (ver Figura 60) fueron diseñados de la siguiente manera:

- Primer grupo (dispositivos del R01 al R04):  $l$ ,  $w_1$  y  $w_2$  se mantienen constantes y se varía  $l_2$  (se modifica la longitud de la masa rectangular).
- Segundo grupo (dispositivos R05 y R06): La longitud de la masa rectangular permanece constante y se varía el ancho de las vigas individuales.

- Tercer grupo (dispositivos R07, R04 y R08): El valor de la masa correspondiente al volumen  $(w_2 - w_1) * l_2 * h$ , denominado masa rectangular añadida suspendida, permanece constante sin conservar iguales dimensiones.

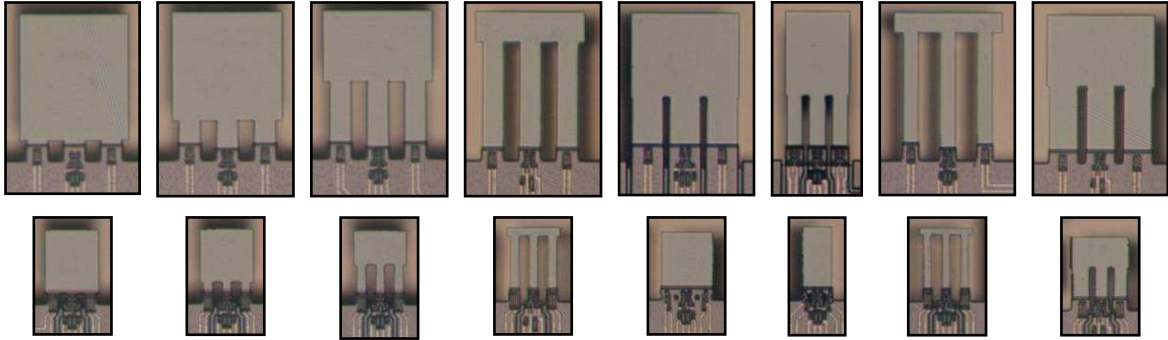


Figura 60. Fotografía de los dispositivos R01 al R08 (de izquierda a derecha) del chip1 (arriba) y chip2 (abajo).

Las dimensiones de los resonadores del chip1 y chip2 fabricados en el RUN3485 se listan a continuación en la Tabla 8:

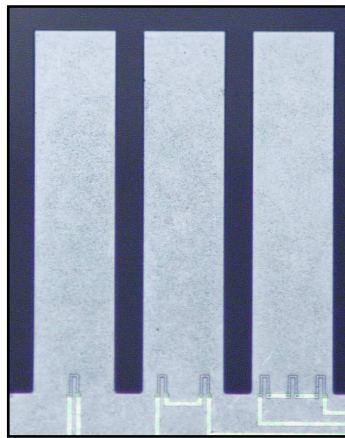
Tabla 8. Dimensiones de los cantilevers (chip1 y chip2) fabricados en el RUN3485.  $*l = l_1 + l_2$ .

	$l^*(\mu\text{m})$	$l_1(\mu\text{m})$	$l_2(\mu\text{m})$	$w_1(\mu\text{m})$	$w_2(\mu\text{m})$	$h(\mu\text{m})$
RUN3485_chip1_R01	400	50	350	64	100	15
RUN3485_chip1_R02	400	100	300	64	100	15
RUN3485_chip1_R03	400	200	200	64	100	15
RUN3485_chip1_R04	400	312	88	64	100	15
RUN3485_chip1_R05	400	165	235	92	100	15
RUN3485_chip1_R06	400	165	235	52	60	15
RUN3485_chip1_R07	400	338	62	48	100	15
RUN3485_chip1_R08	400	200	200	84	100	15
RUN3485_chip2_R01	200	25	175	32	50	15
RUN3485_chip2_R02	200	50	150	32	50	15
RUN3485_chip2_R03	200	100	100	32	50	15
RUN3485_chip2_R04	200	170	30	32	50	15
RUN3485_chip2_R05	183	10	173	36/50/36	44/58/44	15
RUN3485_chip2_R06	183	10	173	18/32/18	26/40/26	15
RUN3485_chip2_R07	200	175	25	28	50	15
RUN3485_chip2_R08	200	110	90	44	50	15

Los otros dos chips (chip6 y chip7) fabricados en el RUN3485 se diseñaron con el objetivo de realizar un estudio eléctrico de las diferentes configuraciones y posiciones

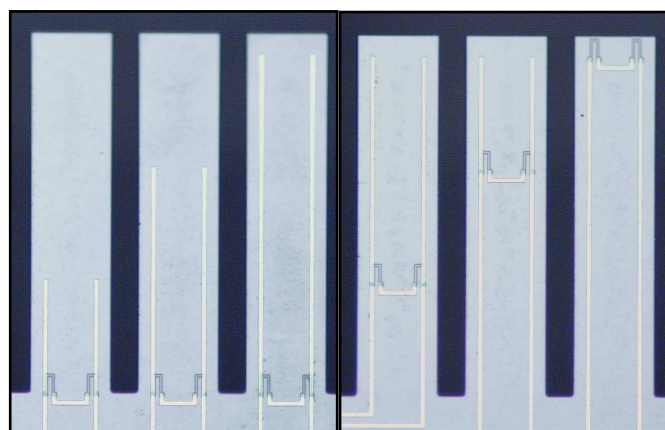
de las resistencias que conforman el puente de Wheatstone y los calefactores. Los voladizos del chip6 fueron diseñados para evaluar el funcionamiento de los calefactores de la siguiente manera:

- Primer grupo (dispositivos R01, R02 y R03): Se incrementa el número de calefactores, para medir variación del desplazamiento con la potencia disipada.



**Figura 61. Fotografía de los dispositivos R01 al R03 (de izquierda a derecha) del chip6.**

- Segundo grupo (dispositivos R04 al R09): Se modifica la longitud de las pistas de aluminio y la posición de los calefactores.



**Figura 62. Fotografía de los dispositivos R04 al R09 (de izquierda a derecha) del chip6.**



Los voladizos del chip7 fueron diseñados para evaluar el funcionamiento de las piezoresistencias del puente de Wheatstone de la siguiente manera:

- Primer grupo (dispositivos R01 al R07): Se modifica la disposición de las resistencias del puente, probando así distintas configuraciones.

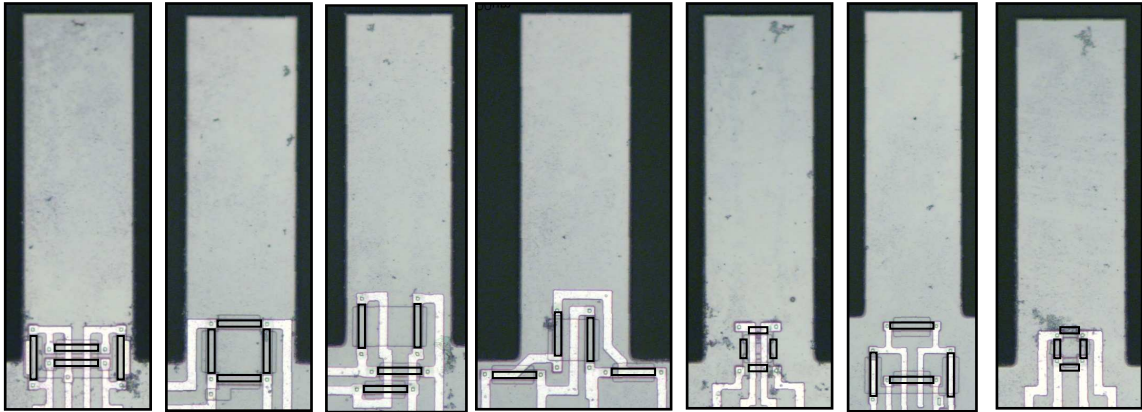


Figura 63. Fotografía de los dispositivos R01 al R07 (de izquierda a derecha) del chip7.

- Segundo grupo: Se varía la posición del puente de Wheatstone a lo largo del cantilever. Colocando las cuatro piezoresistencias sobre el sustrato, luego dos resistencias en el sustrato y las otras dos sobre el cantilever y finalmente las cuatro resistencias sobre el voladizo.

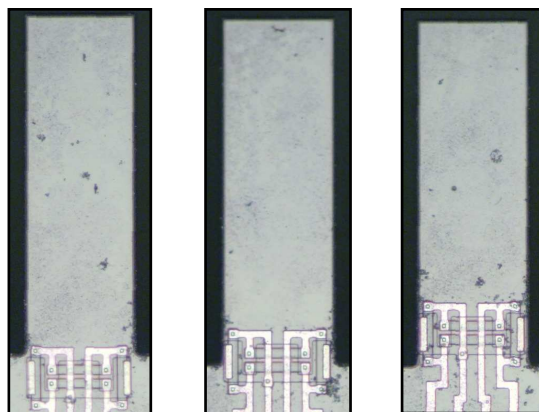


Figura 64. Fotografía del dispositivo R01 con el puente de Wheatstone en diferentes posiciones.

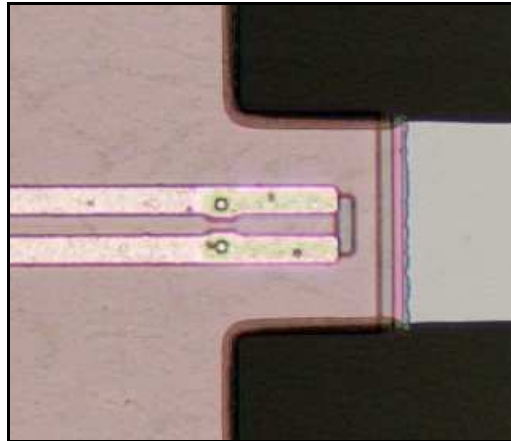
Las dimensiones de los resonadores del chip6 y chip7 fabricados en el RUN3485 se listan a continuación en la Tabla 9:

**Tabla 9. Dimensiones de los cantilevers (chip6 y chip7) fabricados en el RUN3485.**

	$l$ ( $\mu\text{m}$ )	$w$ ( $\mu\text{m}$ )	$h$ ( $\mu\text{m}$ )
RUN3485_chip6_R01 al R09	650	150	15
RUN3485_chip7_R01 al R07	300	100	15

### 4.2.2. Modificaciones e incidencias

El RUN3485 es el más parecido al proceso de fabricación original. La única incidencia apreciable en este proceso, es un sobreataque en el silicio, en la Figura 65 se puede observar en los bordes el óxido debajo del silicio.



**Figura 65. Fotografía del sobreataque del silicio.**

## 4.3. RUN3823

### 4.3.1. Descripción de las estructuras

Una segunda etapa de este trabajo, corresponde al RUN3823, en él que con una pequeña modificación en la máscara CNM190-VIA, que define las estructuras, se varían ligeramente las dimensiones de los resonadores, obteniendo así más muestras de cantilevers con forma de T y estructuras de test. Con respecto al proceso de fabricación

del RUN3823, se incluyen obleas SOI de 5 $\mu\text{m}$  y además de esto se modifican los grosores de los óxidos.

Las dimensiones de los resonadores fabricados en el RUN3823 se listan a continuación en la Tabla 10:

**Tabla 10. Dimensiones de los cantilevers fabricados en el RUN3823. \* $l = l_1 + l_2$ .**

	$l^*(\mu\text{m})$	$l_1(\mu\text{m})$	$l_2(\mu\text{m})$	$w_1(\mu\text{m})$	$w_2(\mu\text{m})$	$h(\mu\text{m})$
RUN3823_chip1_R01	400	160	240	64	100	5 y 15
RUN3823_chip1_R02	400	240	160	64	100	5 y 15
RUN3823_chip1_R03	400	340	60	64	100	5 y 15
RUN3823_chip2_R01	200	80	120	32	50	5 y 15
RUN3823_chip2_R02	200	120	80	32	50	5 y 15
RUN3823_chip2_R03	200	160	40	32	50	5 y 15
RUN3823_chip2_R04	200	169	31	32	50	5 y 15

Las muestras obtenidas en el RUN3823, son utilizadas para estudiar la influencia del grosor de los óxidos y el grosor del cantilever en su desempeño, así como también para la caracterización del resonador como sensor de masa.

### 4.3.2. Modificaciones e incidencias

A partir del RUN3823 se realizan algunas modificaciones al proceso original. Una primera modificación es el aumento del grosor del óxido de pedestal, que pasa de 187Å a 300Å. Aumentando el grosor del óxido de pedestal, el cual es anterior a la implantación iónica, se hace las difusiones más superficiales, ya que el óxido funciona como barrera. Otra opción para hacer las difusiones más superficiales es aplicando menos voltaje en el dopado. Si aplicamos 30KeV (que son realmente 22KeV dato de la sala blanca del IMB-CNM), se consigue un rango proyectado de 0,127 $\mu\text{m}$  con una desviación estándar de 0,045 $\mu\text{m}$ .

Una segunda modificación es la reducción del grosor del nitruro de silicio, y esto se realiza para hacer la transición entre la zona activa el óxido de campo más suave y de esta manera ayudar al recubrimiento del escalón por parte del aluminio. Hay que tener

especial cuidado con el depósito del nitruro, ya que si éste es muy delgado, el óxido de campo al tratar de expandirse lo puede levantar reduciendo considerablemente las dimensiones de la zona activa.

Una tercera modificación es la reducción del óxido de campo, éste pasa de  $1\mu\text{m}$  a  $0,5\mu\text{m}$ . Esto se realiza para tener menos óxido que grabar ya que en el RUN3485 se presentaron problemas para grabar los óxidos. En el CMOS25 el óxido es para reducir capacidades parásitas, problema que no se presenta en la aplicación de este trabajo. Teniendo esto en cuenta, también se reduce del óxido internivel, que va de  $1,3\mu\text{m}$  a  $0,6\mu\text{m}$ .

Una primera incidencia se presentó después del grabado húmedo especial en la cara de componentes para decapar  $\text{Si}_3\text{N}_4$  (Figura 66). Dicho grabado resulta desuniforme y claramente se ha atacado el nitruro del dorso eliminándolo en su mayor parte. Esta desuniformidad en el grabado del nitruro se puede deber una deficiente agitación del baño que conlleva a variaciones de temperatura y concentración en la disolución del  $\text{H}_3\text{PO}_4$ . Para reparar esto, se volvió a depositar nitruro en la parte posterior, en la fotografía de la Figura 66 la zona azul corresponde al nitruro más grueso. Posteriormente la definición de la cara posterior y el grabado del sustrato se realizan sin incidencias significativas.

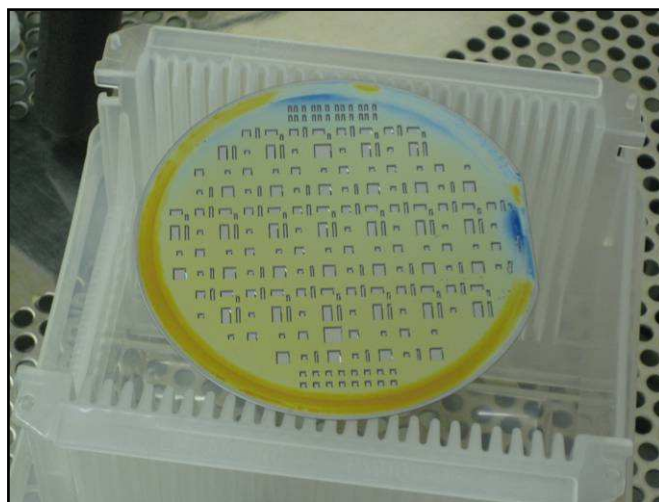


Figura 66. Fotografía de la oblea tras el segundo depósito de  $\text{Si}_3\text{N}_4$ .

## 4.4. RUN4198 Y 4371

### 4.4.1. Descripción de las estructuras

Una vez caracterizadas las muestras del RUN3485 y del RUN3823, y seleccionados los dispositivos con mejor rendimiento (alta frecuencia de resonancia, factor de calidad y sensibilidad), el siguiente paso era diseñar un nuevo juego de máscaras con el principal objetivo de optimizar las dimensiones y geometría de los resonadores, así como también la configuración y posición de las resistencias para mejorar el desempeño mecánico y eléctrico del resonador. En este juego de máscaras (CNM329) también se modifica el emplazamiento de los dispositivos, para su posterior extracción individual para el montaje de los diferentes tipos de aplicaciones que se quiere probar. Las dimensiones de los resonadores fabricados en el RUN 4198 y RUN4371 se listan a continuación en la Tabla 11:

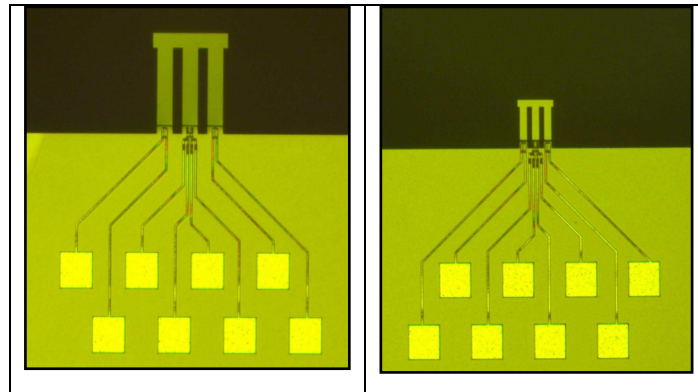


Figura 67. Fotografía de los resonadores del chip1 y chip2.

Tabla 11. Dimensiones de los cantilevers fabricados en el RUN4198 y RUN4371.  $*l = l_1 + l_2$ .

	$l^*(\mu\text{m})$	$l_1(\mu\text{m})$	$l_2(\mu\text{m})$	$w_1(\mu\text{m})$	$w_2(\mu\text{m})$	$h(\mu\text{m})$
RUN4198/4371_chip1_R01	400	340	60	64	100	15
RUN4198/4371_chip2_R01	200	170	30	32	50	15

Las muestras obtenidas en el RUN4371, son utilizadas para la caracterización de los resonadores en aplicaciones de sensores de gas.

#### 4.4.2. Modificaciones e incidencias

Una primera incidencia en el proceso de fabricación del RUN4198 ocurrió durante el depósito de nitruro. El equipo estándar de depósito de nitruro LPCVD estaba fuera de servicio (debido al cierre y puesta a punto de la sala blanca del IMB-CNM) y se optó por reemplazar con un proceso PCVD. Se decide depositar  $0,12\mu\text{m}$  de nitruro, sin embargo éste queda muy débil y al crecer el óxido de campo el nitruro se levanta y se reduce la zona activa. Esto se debe a que el nitruro depositado PCVD es menos conforme y denso que el depositado LPCVD. La reducción de la zona activa se ve reflejada en un aumento en el valor de las resistencias y en algunos casos hasta en un circuito abierto. Como consecuencia de lo anterior, los chips obtenidos del RUN4198 fueron utilizados únicamente para realizar caracterización mecánica de las estructuras. En la fotografía de la Figura 68 se puede observar la reducción de las dimensiones de las difusiones.

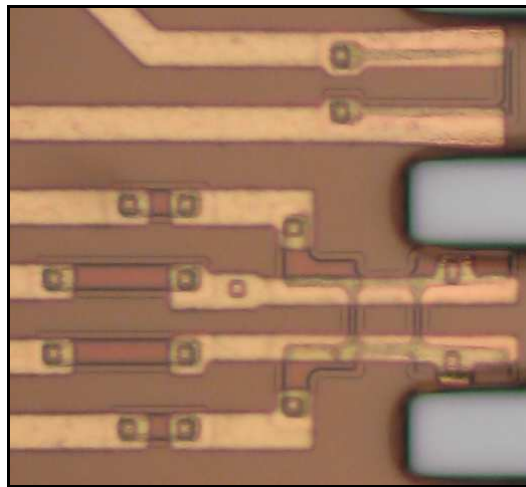


Figura 68. Fotografía de las difusiones.

En el RUN4371 los grosores del óxido de pedestal y del nitruro se mantienen como en el RUN3823 y se reduce aún más el óxido de campo de  $5000\text{Å}$  a  $4000\text{Å}$  y se modifica el óxido internivel, debido a que no hay pistas de polisilicio, ni gránulos abruptos se opta por solo óxido sin dopantes para simplificar el proceso así que se reemplazan las  $1,3\mu\text{m}$  de óxido BPTEOS por  $0,3\mu\text{m}$  de óxido sin dopar.

Durante el proceso de grabado del aluminio sobre el silicio, se presenta una reacción que hace que el silicio tenga un aspecto rugoso. En este proceso el aluminio está en contacto con el silicio, y el plasma para grabar el aluminio ataca ligeramente al silicio. Si hay un sobreataque o ligeras variaciones en el plasma, el silicio se ve alterado. El grabado del nitruro de pasivación no es muy selectivo con el óxido, pero es muy agresivo con el silicio. Si se produce un sobreataque durante el grabado del nitruro y se alcanza el silicio, éste puede verse seriamente dañado, no solo de aspecto sino rebajado varias micras.

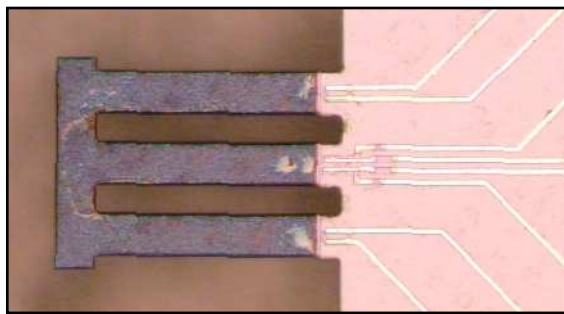
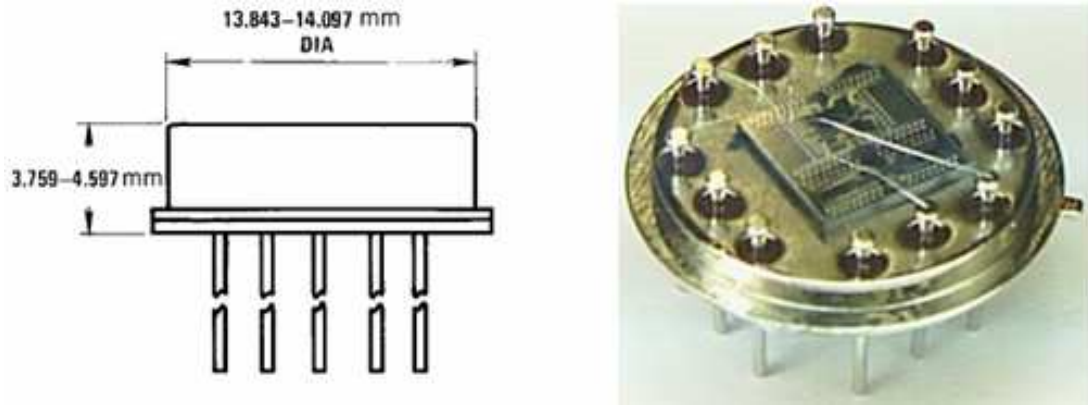


Figura 69. Fotografía del cantilever posterior al grabado del aluminio.

## 4.5. ENCAPSULADO

El encapsulado de los dispositivos es un proceso importante y delicado y debe realizarse con cuidado para no romper las estructuras. Habitualmente basta serrar la oblea de silicio para obtener los dispositivos individualmente y luego encapsularlos. El proceso de serrado de las estructuras para la separación de los chips es un proceso muy delicado ya que utiliza una sierra para el corte y agua a presión para refrigerar la sierra. El agua a presión puede romper las estructuras liberadas. Tras la obtención de los sensores individuales se encapsulan en bases tipo T08. En primer lugar se pega en chip sobre el centro del T08 y se sueldan hilos de aluminio a los *pads*. En la fotografía puede verse el dispositivo final encapsulado.



**Figura 70. Chip encapsulado.**



## Capítulo 5.

### **PRUEBAS Y RESULTADOS**

En este trabajo, una serie de cantilevers con forma de T, con diferentes dimensiones son diseñados y fabricados. El presente capítulo recoge la descripción de los montajes experimentales realizados para caracterizar los cantilevers y los resultados obtenidos. La primera etapa de las pruebas, es una caracterización preliminar, que consiste en la comparación de los valores nominales de las dimensiones y resistencias con los valores experimentales obtenidos tras la fabricación. A continuación, en la segunda etapa se realiza la caracterización eléctrica y mecánica (estática y dinámica) de los cantilevers y sus componentes operando a temperatura y presión ambiente, con la que se obtendrán resultados tipo: valores de resistencias, desplazamientos, frecuencias de resonancia, factores de calidad, etc. Posteriormente, en la tercera etapa de la caracterización, se estudian las variaciones en el funcionamiento del cantilever debido a cambios en los parámetros ambientales tales como: temperatura, presión y humedad. Y finalmente, la última etapa consiste en caracterizar las estructuras como sensores, en aplicaciones de detección de masa y detección de gases.

#### **5.1. CARACTERIZACIÓN PRELIMINAR**

La caracterización preliminar, consiste en medir cuan diferente es la estructura fabricada de la diseñada. Para esto, es necesario comparar los valores nominales de la estructura con los obtenidos tras la fabricación. Una primera etapa de la caracterización preliminar, se refiere a la medida de las dimensiones geométricas de las estructuras. Para medir las dimensiones del área superficial de los cantilevers, se utilizó un microscopio óptico Nikon eclipse ME600 con aumento de hasta 100x (Figura 71). Para medir el grosor de los cantilevers se utilizó el microscopio electrónico de barrido (SEM por su nombre en inglés: *Scanning Electron Microscopy*) Zeiss LEO 1530 (Figura 72).

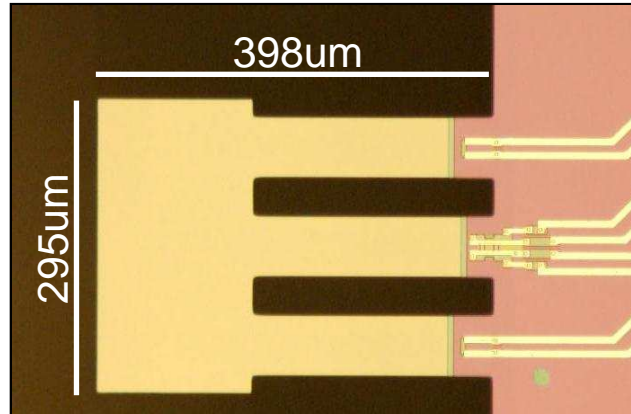


Figura 71. Fotografía obtenida con el microscopio óptico Nikon eclipse ME600.

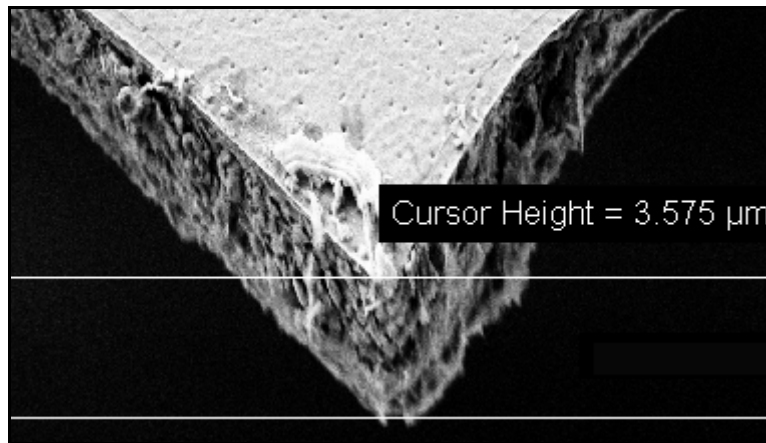


Figura 72. Fotografía obtenida con microscopio electrónico de barrido Zeiss LEO 1530.

La Tabla 12 contiene el valor medio y la desviación estándar de la longitud  $l = l_1 + l_2$ , el ancho  $w = 3 \times w_2$  y el grosor  $h$  de las vigas, obtenidos sobre la medida de dimensiones de diez (10) cantilevers del RUN3485. Así por ejemplo, un cantilever simple con dimensiones nominales de  $l = 400\mu\text{m}$ ,  $w = 300\mu\text{m}$  y  $h = 15\mu\text{m}$  en la práctica medirá aproximadamente  $l = 398 \pm 0,5\mu\text{m}$ ,  $w = 295 \pm 1\mu\text{m}$  y  $h = 14 \pm 0,5\mu\text{m}$ . Esta variación entre las dimensiones nominales y las dimensiones obtenidas en la fabricación, se atribuye al efecto *overetching* (ver ítem 2.1.3), que como se había mencionado anteriormente puede ser causado por variaciones en el proceso de fabricación tales como: temperatura y concentración de reactivos. Cabe destacar que se ven afectadas por el *overetching* las dimensiones superficiales, es decir  $l$  y  $w$ . Posteriormente, se realizan estas medidas con cantilever del RUN3823 y del RUN4371, sin encontrar diferencias

significativas con las dimensiones del RUN3485. Haciendo uso de las estructuras del RUN3823 también se determina el valor medio y la desviación estándar del grosor para obleas SOI de  $5\mu m$  (Figura 72).

**Tabla 12. Variación de las dimensiones geométricas nominales y las obtenidas tras la fabricación.**

	$\Delta l$ ( $\mu m$ )	$\Delta w$ ( $\mu m$ )	$\Delta h$ ( $\mu m$ ) SOI de $15\mu m$	$\Delta h$ ( $\mu m$ ) SOI de $5\mu m$
xip01	$-2\pm 0,5$	$-5\pm 1$	$-1\pm 0,5$	$-1,5\pm 0,5$
xip02	$-0,5\pm 0,1$	$-4\pm 1$	$-1\pm 0,5$	$-1,5\pm 0,5$

Una segunda etapa de la caracterización preliminar, consiste en medir la deflexión inicial de las estructuras. Entendiéndose por deflexión inicial de las estructuras la medida del desplazamiento entre el extremo del origen y el extremo libre. Para esto se utiliza un microscopio confocal de barrido Sensofar 296 PLU04, junto con un software de reconstrucción y análisis de imagen (PL $\mu$  *Confocal Imaging Profiler*), que es capaz de generar imágenes topográficas. Como se puede observar de la Figura 73, las estructuras se mantienen rectas pero debido a un gradiente de estrés en el anclaje se encuentran inicialmente dobladas hacia abajo. Dicho gradiente de estrés es resultado de los procesos térmicos en la fabricación tal como se explica en el ítem 2.1.1. De los resultados obtenidos de diez (10) estructuras del RUN3485 y diez (10) estructuras del RUN3823, para la oblea SOI de  $15\mu m$  y  $5\mu m$  el valor medio y la desviación estándar de la deflexión es de  $-2\pm 0,5\mu m$  y  $-6\pm 1\mu m$  respectivamente. Esto corresponde con lo esperado ya que el silicio es tres veces más grueso en el primer caso (oblea SOI de  $15\mu m$ ). El valor negativo de la deflexión indica que las capas sufren una tensión compresiva. Cabe destacar que a mayor masa añadida y mayor tamaño, ligeramente se incrementa la deflexión de las estructuras.

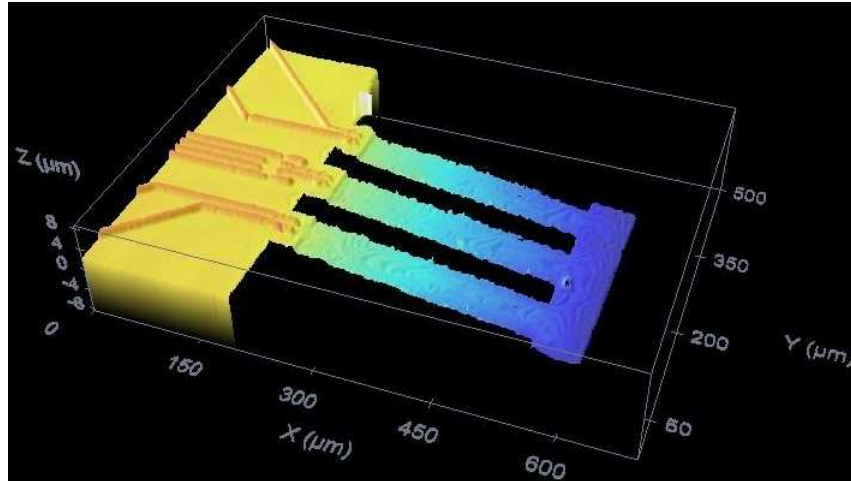


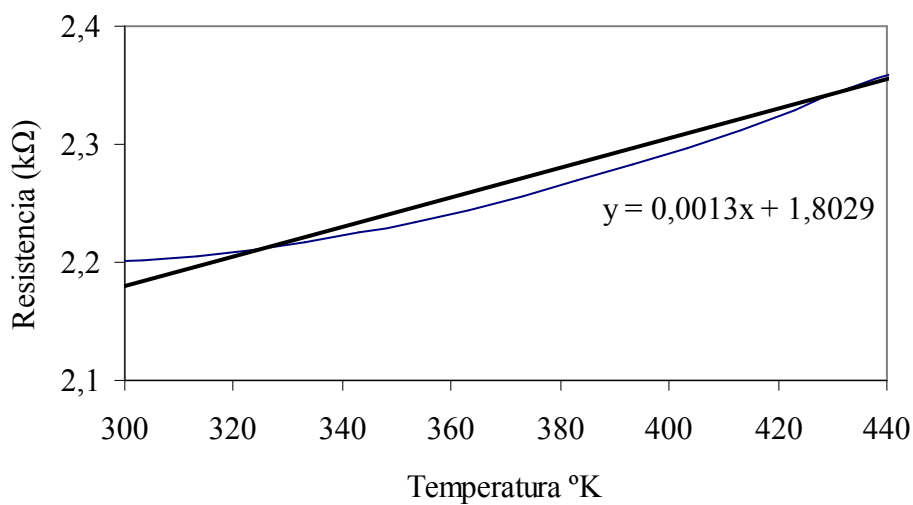
Figura 73. Imagen topográfica obtenida con el un microscopio confocal Sensofar 296 PLU04.

Una tercera etapa de la caracterización preliminar es la medida de los valores de la resistencia de los calefactores y de las piezoresistencias del puente de Wheatstone. La medida se realiza utilizando la mesa de puntas Karlsuss Pazoopc para conectar las resistencias a un multímetro FLUKE 89IV y midiendo el valor de dichas resistencias a temperatura ambiente (25°C). El valor medio y la desviación estándar de la resistencia, obtenidos en la medida de treinta (30) estructuras del RUN3485 es de:  $2,2 \pm 0,2k\Omega$  para las resistencias calefactoras y  $11,3 \pm 0,7k\Omega$  para las piezoresistencias del puente de Wheatstone. Posteriormente, se realizaron estas medidas con resistencias de los cantilever del RUN3823 y del RUN4371, sin encontrar diferencias significativas. Comparando los valores nominales de las resistencias calefactoras de  $2k\Omega$  y las piezoresistencias de  $10k\Omega$ , obtenidos en la etapa de diseño (ítem 3.3 y 3.5), con el valor real obtenido tras la fabricación, se alcanza una diferencia de  $\sim 10\%$  y  $\sim 13\%$  respectivamente.

## 5.2. CARACTERIZACIÓN ESTÁTICA

La caracterización estática consiste en el análisis de las respuestas de las estructuras al aplicar cargas estáticas, tales como voltaje de DC, temperaturas y fuerzas. Se empezará con la descripción de los montajes realizados y los resultados obtenidos de la caracterización estática de los calefactores y posteriormente de las piezoresistencias.

Una primera etapa de la caracterización estática de los calefactores, consiste en la calibración de los valores de las resistencias con respecto a la temperatura ambiente. Para esto, los cantilevers se colocan dentro de un horno KEITHLEY74 y se mide el valor de la resistencia con un multímetro FLUKE 89IV a medida que aumenta la temperatura en el horno. El valor medio de la relación de la resistencia con la temperatura, obtenidos de la medida de diez (10) estructuras del RUN3485, se ilustra en la Figura 74.



**Figura 74. Relación de la resistencia medida con respecto a la temperatura.**

La aproximación lineal, contenida en la figura anterior, indica una variación promedio de  $1,3\Omega/^{\circ}K$ . Haciendo uso de la Ecuación 66, se determina el valor del coeficiente de temperatura de la resistencia de  $\alpha = 0,0005^{\circ}K^{-1}$ . Comparando este valor con el coeficiente de temperatura de la resistencia teórico utilizado en las simulaciones y contenido en la Tabla 5, se obtiene una diferencia del 50%.

Una segunda etapa de la caracterización estática de los calefactores, es la medida de la variación de la temperatura generada con respecto al voltaje aplicado. La medida de la temperatura se realiza utilizando una cámara infrarroja AGEMA Thermovision THV-900 SW TE y conectado las resistencias calefactoras a un *Sourcemeeter* Keithley 2410,

con el cual se aplica distintos valores de voltaje DC y a su vez se mide el valor de la corriente eléctrica que fluye a través de ésta. Los cantilevers fueron pintados con pintura negra mate con una emisividad conocida de 0,98, con el fin de obtener una distribución real de la temperatura. La Figura 75 contiene una fotografía infrarroja del cantilever calentado, al aplicarle un voltaje  $V=20\text{VDC}$ . A partir de las imágenes térmicas, se genera una gráfica de temperatura en función del voltaje aplicado y se compara con los resultados de las simulaciones del ítem 3.3. La Figura 76, contiene el valor medio de las temperaturas máximas que generan los calefactores, obtenidos de la medida de diez (10) estructuras del RUN3485.

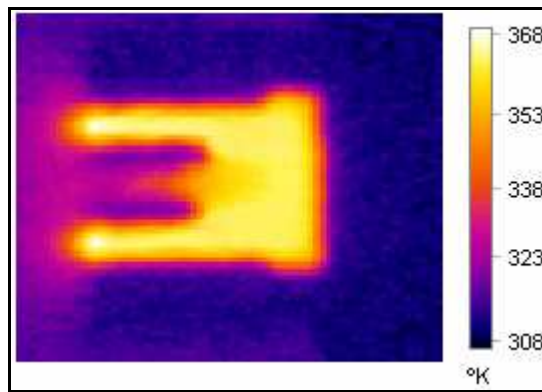


Figura 75. Fotografía IR. Distribución de temperatura para un  $V=20\text{VDC}$ .

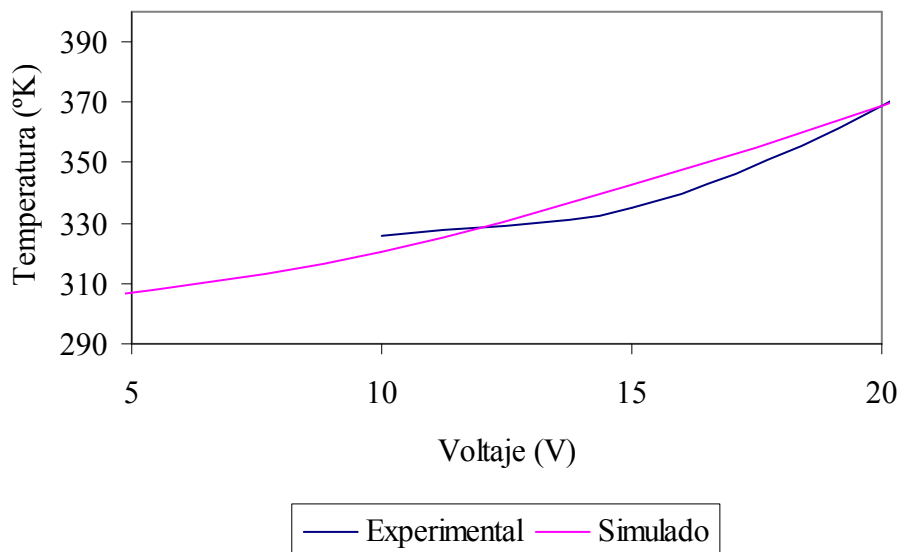
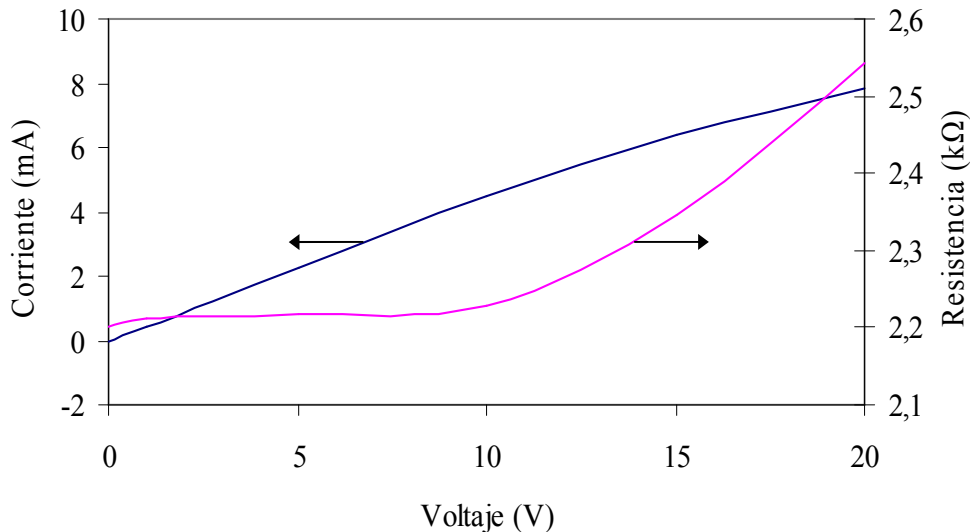


Figura 76. Relación de la temperatura experimental y simulada con respecto al voltaje aplicado

La máxima temperatura alcanzada ( $\sim 370^{\circ}\text{K}$ ), se obtuvo al aplicar un voltaje de 20V. En promedio, por encima de este valor los dispositivos fallan. De las anteriores medidas, cabe destacar que no se encontró diferencia entre la generación de temperatura entre los cantilevers del chip1 y del chip2. En la figura anterior no hay valores por debajo de los 10V en los datos experimentales, porque la temperatura generada no poseía suficiente resolución espacial y térmica para que la detectara la cámara IR.

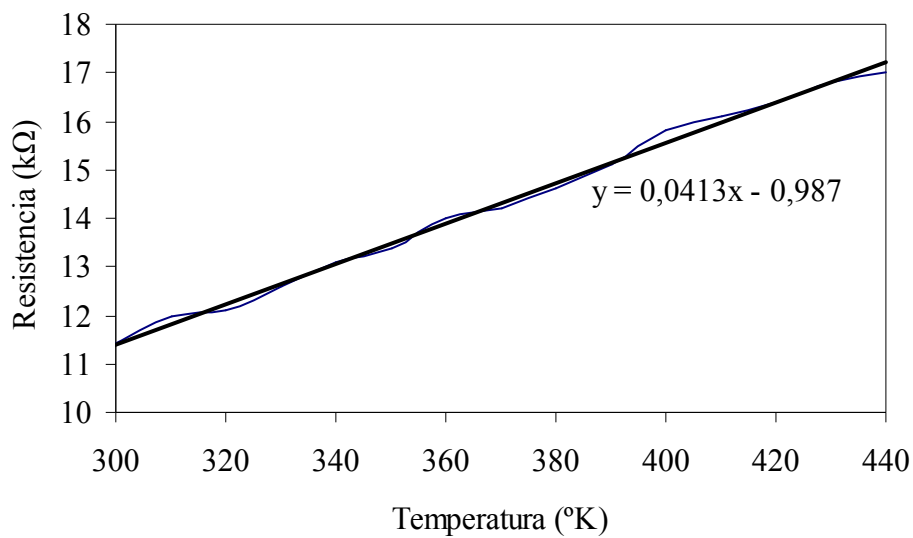
El valor medio de la corriente que atraviesa los calefactores, obtenidos de la medida de diez (10) estructuras del RUN3485, junto con el valor calculado de la resistencia se ilustra en la Figura 77.



**Figura 77. Gráfico de la variación de la corriente y la resistencia vs. Voltaje.**

Haciendo uso de la ley de Ohm ( $V = I \times R$ ), de la formula de la potencia ( $P = V \times I$ ) y de los datos contenidos en la figura anterior, se puede realizar un cálculo del consumo de potencia de los calefactores. Así por ejemplo, al aplicar una diferencia de potencial de 5V entre los terminales de una resistencia de  $R_0 = 2,2k\Omega$ , se genera una corriente promedio de 2,3mA y una potencia de 11,5mW.

Una primera etapa de la caracterización estática de las piezoresistencias, consiste en la calibración de los valores de las resistencias con respecto a la temperatura ambiente. Para esto, y de manera similar a los calefactores, los cantilevers se colocan dentro de un horno KEITHLEY74 y se mide el valor de la resistencia con un multímetro FLUKE 89IV a medida que aumenta la temperatura. El valor medio de relación de la resistencia con la temperatura, obtenidos de la medida de diez (10) estructuras del RUN3485, se ilustra en la Figura 78.



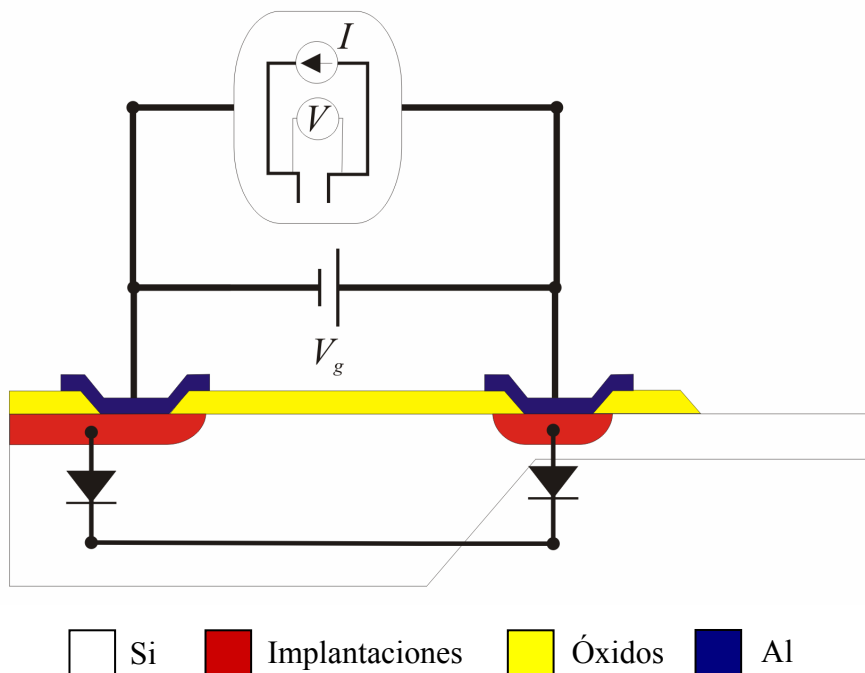
**Figura 78. Relación de la resistencia medida con respecto a la temperatura**

La aproximación lineal, contenida en la figura anterior, indica una variación promedio de  $40\Omega/^{\circ}K$  y un coeficiente de temperatura de la resistencia (Ecuación 66) de  $\alpha = 0,002K^{-1}$ . Comparando este valor, con el coeficiente de temperatura de la resistencia teórico contenido en la Figura 30, se obtiene una diferencia de  $\sim 20\%$ . Posteriormente se intenta medir la temperatura, al aplicarle voltaje de alimentación al puente de Wheatstone. Para esto se utiliza una cámara infrarroja AGEMA Thermovision THV-900 SW TE y se conectan los terminales opuestos del puente de Wheatstone a un *Sourcemeater* Keithley 2410, con el cual se aplica voltaje  $V_{DC} = 5V$  y a su vez se mide el valor de la corriente eléctrica que fluye a través de ésta. Sin embargo la temperatura generada no es suficiente para la resolución espacial y térmica de la cámara IR



disponible. Comparando con los valores mínimos obtenidos de los calefactores, la temperatura generada por el puente de Wheatstone debe estar por debajo de los 320°K. De manera similar que con los calefactores, se realiza un cálculo del consumo de potencia. Así por ejemplo, al aplicar una diferencia de potencial de 5V entre los terminales opuestos del puente de Wheatstone se genera una corriente promedio de 0,35mA y una potencia de 1,7mW.

Una segunda etapa de la caracterización estática de las piezoresistencias, consiste en el análisis de polarización del sustrato. La medida se realiza utilizando la mesa de puntas Karlsuss Pazoopc para conectar el *Sourcemeter* Keithley 2410 entre la piezoresistencia y el sustrato y de esta manera aplicar un voltaje  $V_g$  y medir el valor de la resistencia  $R_g$  y la corriente  $I_g$ . En el montaje se hace uso del diodo formado en las pistas de corte que por su extensión y por tener la unión al aire presenta una corriente de fuga importante lo que permite la polarización del sustrato.



**Figura 79. Diagrama esquemático de conexiones para realizar el análisis de polarización del sustrato.**

El valor medio de la medida de  $R_g$  e  $I_g$  sobre diez (10) muestras del RUN3485, se ilustra en la siguiente gráfica:

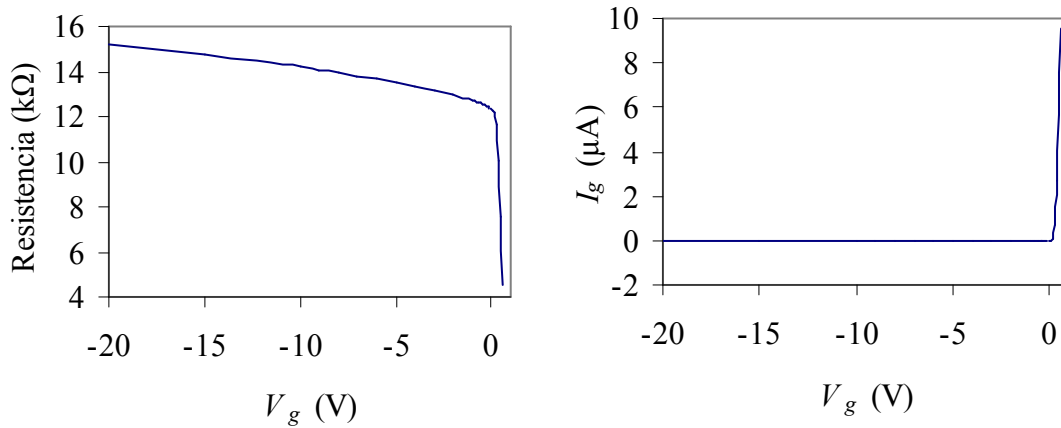


Figura 80. Variación de  $R_g$  e  $I_g$  en función de la polarización del sustrato.

Como se puede observar de las gráficas anteriores, con la polarización directa ( $V_g > 0$ ), los diodos que forman la resistencia se ponen en directo y la tensión que puede medir el multímetro no supera los 0,7V y el valor medido de la resistencia disminuye de forma abrupta, incrementado la corriente de fuga. Al polarizar inversamente ( $V_g < 0$ ), se puede observar que se incrementa el valor de las piezoresistencias y que no hay corrientes de fuga, por lo tanto se puede seguir operando normalmente. Seguidamente se estudia el efecto de la deflexión en las corrientes de fuga. Se repite el mismo experimento pero flexionando el cantilever, con la ayuda de una punta controlada por un micromanipulador, se flexiona la viga en tres posiciones diferentes donde  $P1 < P2 < P3$ . El objetivo de esta prueba era medir la influencia de la deflexión de la viga en la respuesta eléctrica. Como se puede observar de la Figura 81 no existe influencia en las corrientes de fuga debido a la deflexión del cantilever. No se obtienen diferencias con los chips de la oblea de  $5\mu m$ . La resistencia aumenta con la flexión de las vigas, debido al efecto piezoresistivo. En este montaje se comprueban dos cosas, uno, que una unión en la zona de corte se puede usar para polarizar el sustrato y dos, que al aumentar la polarización en inverso la zona de vaciamiento aumenta reduciendo la sección de carga libre y aumentando la resistencia.

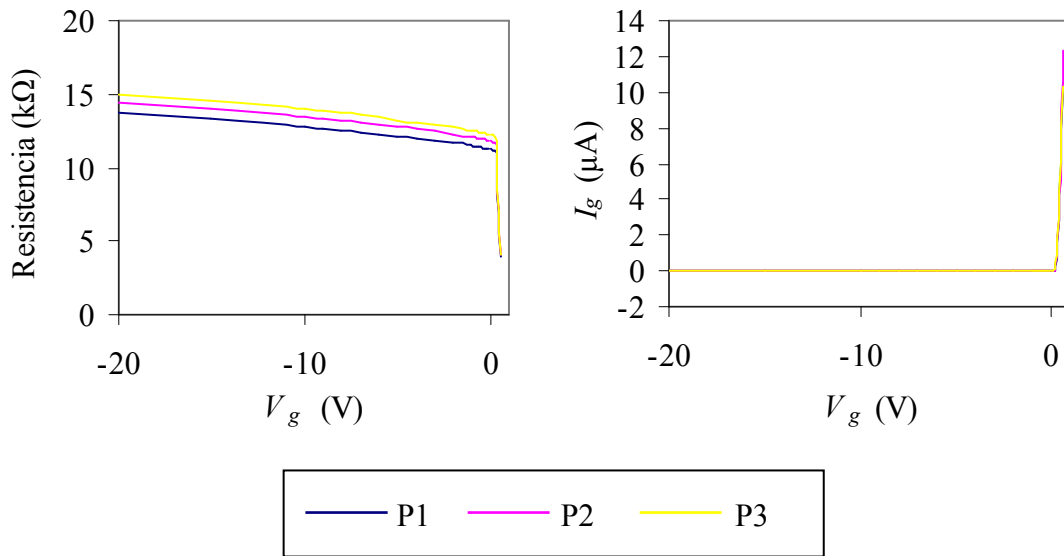
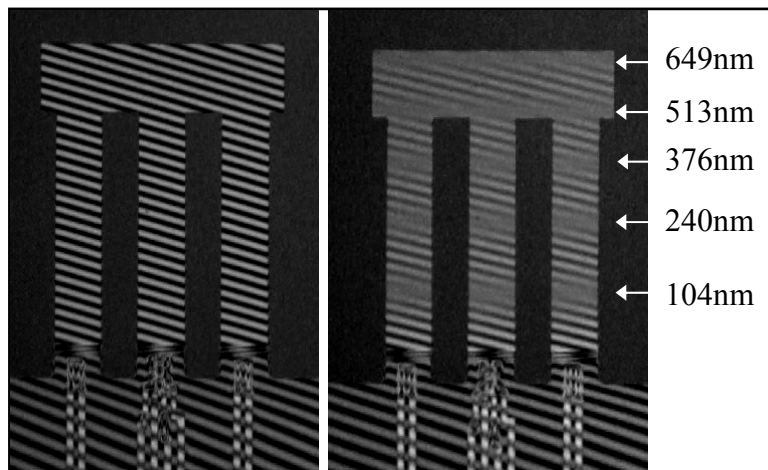


Figura 81. Variación de  $R_g$  e  $I_g$  en función de la polarización del sustrato.

### 5.3. CARACTERIZACIÓN DINÁMICA-MECÁNICA

La caracterización dinámica-mecánica de los resonadores, consiste en la medida de la frecuencia de resonancia sin hacer uso de los mecanismos de actuación/detección integrados en el chip. Para realizar esta medida, se excita el resonador mecánicamente fijándolo a un piezoactuador y aplicándole a éste una señal periódica de voltaje con un sintetizador multifunciones Keithley 3940 y con frecuencia cercana a la  $f_{res}$  esperada del resonador. La vibración se detecta con métodos ópticos a través de un interferómetro Nikon eclipse ME600. La microscopía interferométrica es una técnica de no contacto para la caracterización de superficies en tres dimensiones. Los objetivos interferométricos disponen de un divisor de haz (luz verde  $\lambda=543\text{nm}$ ) que envía una parte de la luz a la superficie de la muestra y otra parte a un espejo de referencia. La luz reflejada de estas dos superficies se recombina formando bandas de interferencia que se recogen en una cámara CCD (siglas en inglés de *Charge-Coupled Device*). Cuando ambas ondas se recombinan, forman las franjas de interferencia. Estas franjas son las bandas claras y oscuras que se alternan visiblemente cuando la superficie está enfocada. El procedimiento para la medida de la frecuencia de resonancia, consiste en colocar la muestra sobre la base interferométrica e inclinarla (como se puede observar en la Figura

82 izquierda). Al aplicar una señal eléctrica de la forma  $F_0 \sin \omega t$  y acercar la frecuencia de la señal a la frecuencia de resonancia de la estructura, se comprobará visualmente la aparición de las franjas de contraste cero (Figura 82 derecha). Las franjas de contraste cero, dependen de la longitud de onda utilizada y de la función de Bessel de orden cero ( $J_0(4\pi A / \lambda) = 0$ ), y aparecen a 104nm, 240nm, 376nm, y así sucesivamente. El número de franjas de contraste cero, indica la amplitud de la vibración. Variando la frecuencia la señal, la frecuencia de resonancia se determina cuando se obtiene la mayor amplitud de deflexión, y esto coincide con obtener el mayor número de franjas de contraste cero. Cabe destacar que en esta etapa solo se realizan medidas de frecuencia de resonancia ya que las medidas de amplitud de vibración y del factor de calidad suelen ser muy inexactas.



**Figura 82. Fotografía del cantilever observado por interferometría en estático (izquierda) y oscilando en el primer modo de vibración (derecha). Se indica la amplitud de oscilación correspondiente a cada franja de contraste cero que aparece.**

La Tabla 13 contiene el valor medio y la desviación estándar de la frecuencia de resonancia, obtenidas sobre la medida de diez (10) chips del RUN3485.

**Tabla 13. Resumen de resultados obtenidos con el interferómetro y valores simulados.**

		Frecuencia de resonancia (kHz)			Frecuencia de resonancia (kHz)				
		Medida	Simulada	Teórica					
Chip1	1	102±2	115	104	Chip2	1	374±10	458	417
	2	97±3	109	93		2	361±13	431	374
	3	96±3	105	84		3	353±14	418	339
	4	104±3	110	92		4	404±10	453	393
	5	110±5	125	96		5	500±10	600	---
	6	106±2	120	95		6	492±10	561	---
	7	96±2	103	90		7	386±10	444	392
	8	110±3	119	93		8	425±15	483	377

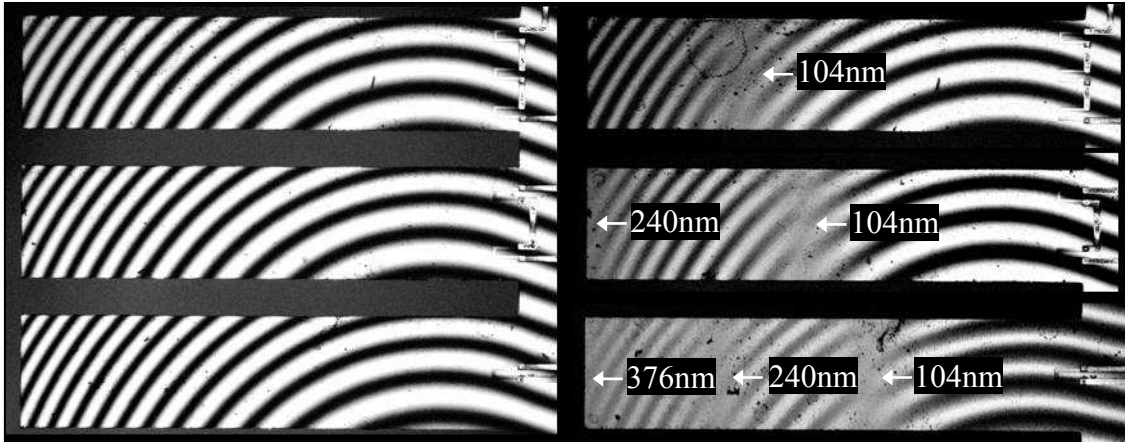
La desviación del valor medio de la frecuencia de resonancia, con respecto a los valores obtenidos en la simulación, es de hasta un 12% para el chip1 y hasta 18% para el chip2.

Otra medida realizada en esta etapa, es la del consumo de potencia eléctrica del piezoactuador. Para un piezoactuador PL033 (descrito en el ítem 3.4), al aplicarle una señal del voltaje de 1VAC se obtiene aproximadamente un consumo de potencia de 0,1mW y al aplicarles 5V 1,3mW.

## 5.4. CARACTERIZACIÓN DINÁMICA-ELÉCTRICA

La caracterización dinámica-eléctrica de los resonadores, consiste en la medida de la frecuencia de resonancia haciendo uso de los mecanismos de actuación (calefactores) y/o detección (piezoresistencias) integrados en el chip. Una primera etapa de la caracterización dinámica-eléctrica es el análisis de las estructuras de test. Como se había mencionado en el capítulo 4, en los RUNES 3485 y 3823 se fabricaron dos chips con estructuras de test. El primer chip de estructuras de test (chip6) contenía estructuras de prueba para los calefactores, y se dividían en dos grupos. En el primer grupo (dispositivos R01, R02 y R03): Se incrementa el valor de la resistencia, incrementando el número de calefactores para medir variación del desplazamiento con la potencia disipada (ver Figura 61). Para realizar esta medida, se excita el resonador aplicándole a los calefactores una señal periódica de voltaje  $V=8VAC+4VDC$  con un sintetizador multifunciones Keithley 3940 y con frecuencia cercana a la frecuencia de resonancia

esperada ( $f_{res} = 48kHz$  de acuerdo a la Ecuación 29). La vibración se detecta con métodos ópticos a través de un interferómetro Nikon eclipse ME600. Se puede observar de la Figura 83 que a mayor resistencia, menor cantidad de desplazamiento. Esto se debe a la disminución en la potencia eléctrica a causa del incremento de la resistencia.

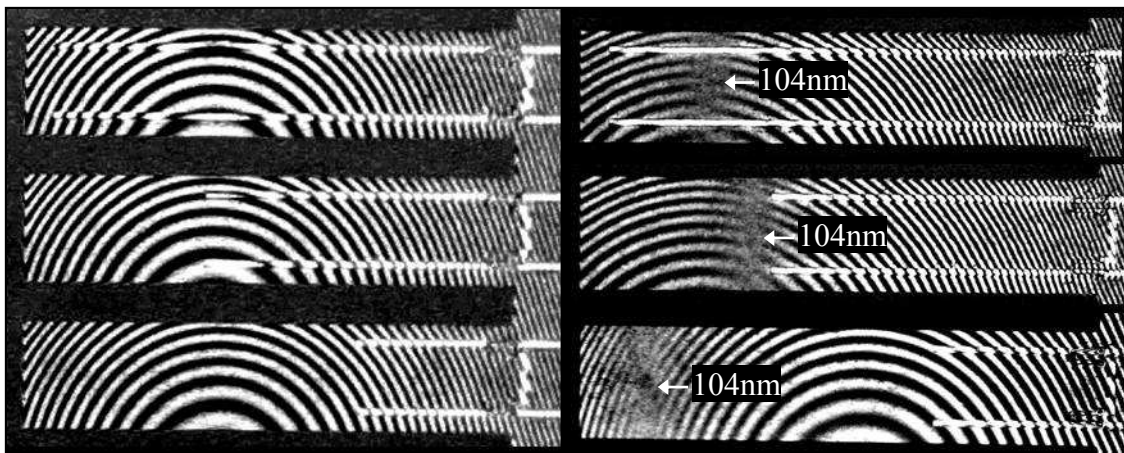


**Figura 83. Fotografía de las vigas R01, R02 y R03 del chip6, observadas por interferometría en estático (izquierda) y oscilando en el primer modo de vibración (derecha) con una frecuencia promedio de  $45,25 \pm 1kHz$ . Se indica la amplitud de oscilación correspondiente a la franja de contraste cero que aparece.**

El valor medio y la desviación estándar de los valores de la resistencia, obtenidos en la medida de diez (10) estructuras del RUN3485 es de:  $2,2 \pm 0,2k\Omega$ ,  $4,3 \pm 0,4k\Omega$  y  $6,4 \pm 0,4k\Omega$  para los resonadores R01, R02 y R03 respectivamente. La potencia disipada por los calefactores, se calcula utilizando el voltaje RMS medido con el osciloscopio LeCroy WaveRunner44Xi conectado a los terminales de las resistencia calefactoras y el valor de dichas resistencias, obteniendo así un consumo aproximado de potencia 3,6mW, 1,8mW y 1,2mW para los resonadores R01, R02 y R03 respectivamente.

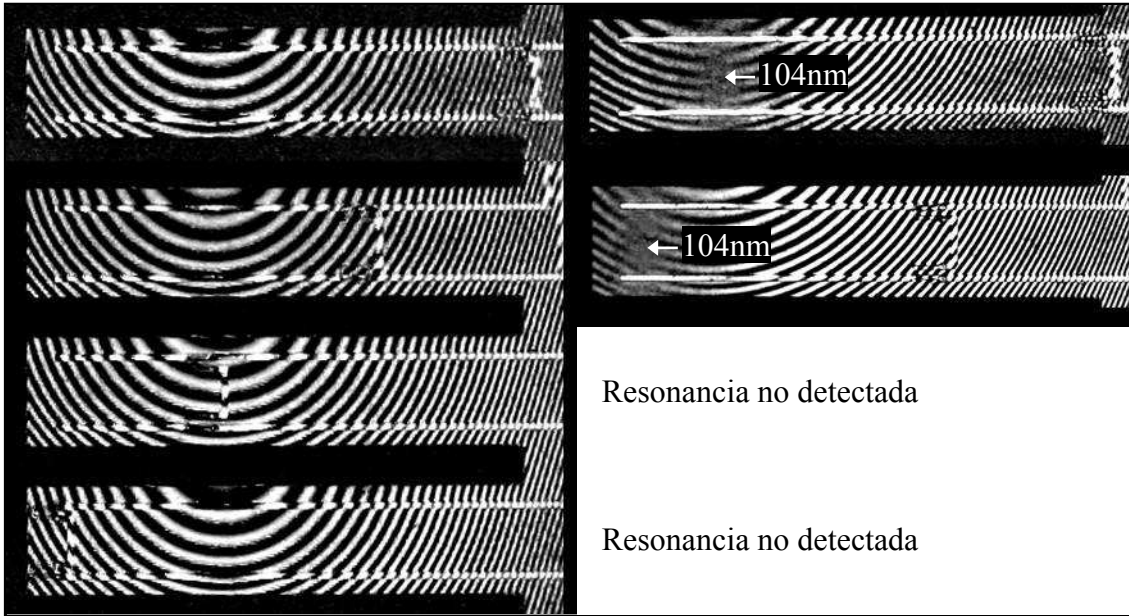
El segundo grupo de estructuras de test del chip6 (dispositivos R04 al R09), se utiliza para analizar el mecanismo de actuación de los calefactores, en éstos se modifica la longitud de las pistas de aluminio y la posición de los calefactores (ver Figura 62). Para esto se excita el resonador aplicándole a los calefactores una señal periódica de voltaje  $V=8VAC+4VDC$  con un sintetizador multifunciones Keithley 3940 y con frecuencia

cercana a la  $f_{res}$  esperada del resonador y la vibración es detectada con métodos ópticos a través de un interferómetro Nikon eclipse ME600. Primero se caracterizan los resonadores R07, R08 y R09, en los cuales se varía la longitud de las pistas de aluminio y se mantiene constante la posición de los calefactores. Esta prueba se realiza para comprobar el efecto de las pistas de aluminio en la deflexión del cantilever, es decir para descartar el efecto bi-capa. Como se puede observar de la Figura 84, el desplazamiento entre las tres vigas es bastante similar por lo tanto se descarta la influencia del aluminio como elemento actuador.



**Figura 84. Fotografía de las vigas R04, R05 y R06 del chip6, observada por interferometría en estático (izquierda) y oscilando en el primer modo de vibración (derecha) con una frecuencia promedio de  $45,25 \pm 1$  kHz. Se indica la amplitud de oscilación correspondiente a la franja de contraste cero que aparece.**

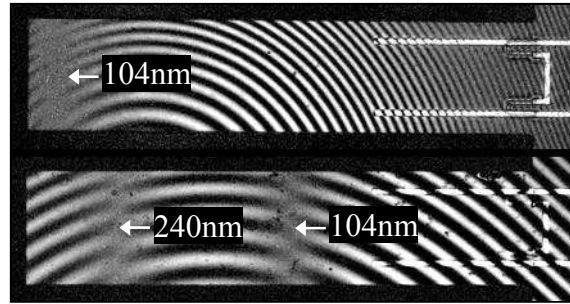
Posteriormente se caracterizan los resonadores R04, R05, R06 y R09, en los cuales se varía la posición de los calefactores y la longitud de las pistas de aluminio permanece constante. Como se puede observar de la Figura 85 colocando los calefactores muy separados del anclaje, el movimiento no puede ser detectado mediante interferometría, con lo cual se infiere que el desplazamiento generado es menor de 104nm. De esta manera se concluye que el mecanismo de actuación térmica es debido al gradiente de temperatura generado por el calefactor. También se observa que la ubicación de dichos calefactores debe estar cerca del área del anclaje, teniendo en cuenta que para alcanzar una alta eficiencia de la potencia, el calefactor debe de estar térmicamente aislado del resto del sistema (ver ítem 3.3).



**Figura 85. Fotografía de las vigas R06, R07, R08 y R09 del chip6, observada por interferometría en estático (izquierda) y oscilando en el primer modo de vibración (derecha) con una frecuencia promedio de  $45,25 \pm 1 \text{kHz}$ . Se indica la amplitud de oscilación correspondiente a la franja de contraste cero que aparece.**

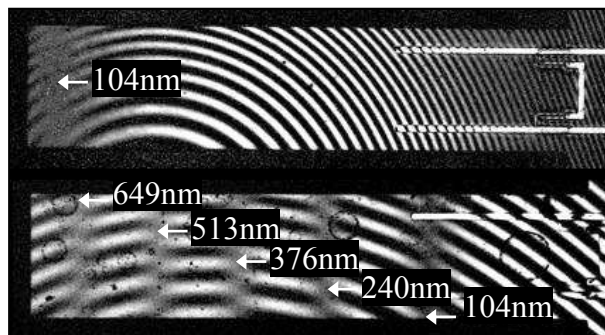
A continuación se seleccionan dos cantilever iguales, uno del RUN3485 y otro del 3823, con el objetivo de analizar la influencia del grosor del óxido en la resonancia de las estructuras. Para esto se excita el resonador aplicándole a los calefactores una señal periódica de voltaje  $V=8\text{VAC}+4\text{VDC}$  con un sintetizador multifunciones Keithley 3940 y con frecuencia cercana a la  $f_{res}$  esperada del resonador y la vibración es detectada con métodos ópticos a través de un interferómetro Nikon eclipse ME600. El cantilever 1 (Figura 86 arriba), es un dispositivo del RUN3485 y tal como se describió en el proceso de fabricación los óxidos están conformados por: óxido de pedestal 187Å + óxido de campo  $1,06\mu\text{m}$  + óxido internivel  $1,33\mu\text{m}$  +  $0,4\mu\text{m}$  óxido de pasivación. El cantilever 2 (Figura 86 abajo), es un dispositivo del RUN3823 y los óxidos están conformados por: óxido de pedestal 187Å + óxido de campo  $0,5\mu\text{m}$  + óxido internivel  $0,6\mu\text{m}$ . De la Figura 86 se puede observar, que el cantilever con los óxidos más delgados presenta una mayor deflexión. También se puede observar que el cantilever con los óxidos más gruesos presenta mayor estrés por compresión, las franjas dibujan círculos de menor radio.





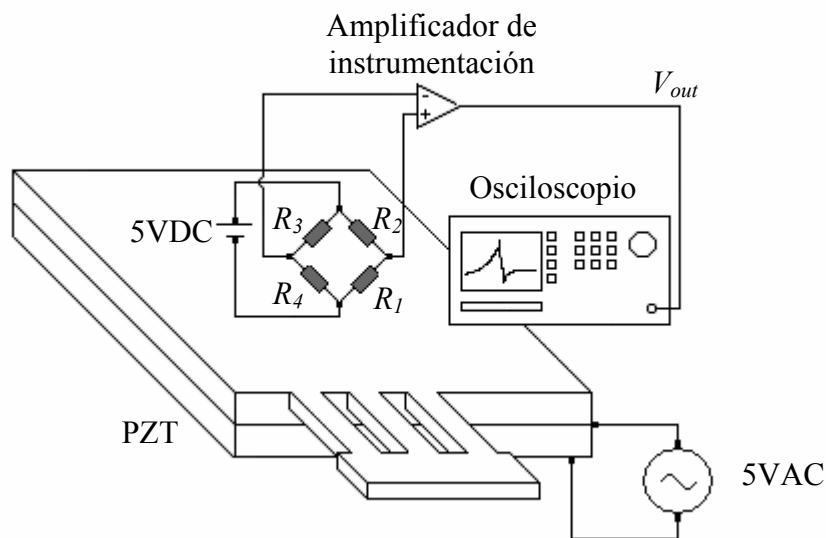
**Figura 86.** Fotografía de las vigas observadas por interferometría oscilando en el primer modo de vibración con una frecuencia promedio de  $45,25 \pm 1 \text{ kHz}$ . Se indica la amplitud de oscilación correspondiente a las franjas de contraste cero que aparecen.

Se aprovecha el montaje anterior para realizar comparaciones de desplazamiento generado entre cantilever iguales, actuados térmicamente y a través del piezo PZT. Como ya se había mencionado, para realizar esta medida se excita el resonador aplicándole a los calefactores una señal periódica de voltaje  $V=8\text{VAC}+4\text{VDC}$  ( $1,8\text{mW}$ ) con frecuencia cercana a la frecuencia de resonancia del cantilever  $\sim 45\text{kHz}$  y se observa la respuesta de las estructuras con interferometría. De igual manera se excita el cantilever con el piezoactuador, aplicándole una señal alterna de  $1\text{VAC}$  ( $0,1\text{mW}$ ) con frecuencia cercana a la frecuencia de resonancia y se observa la respuesta de las estructuras con interferometría. De la Figura 87 se puede observar que excitando la estructura con el piezoactuador pegado al sustrato se puede obtener hasta 6 veces más amplitud aplicando considerablemente menor cantidad potencia eléctrica.



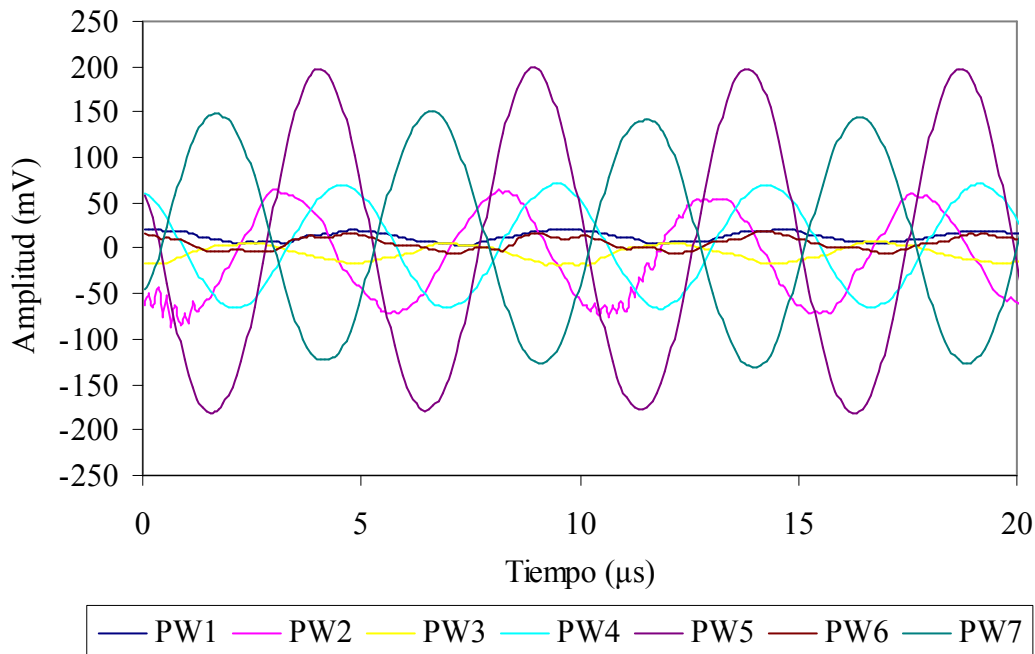
**Figura 87.** Fotografía de las vigas observadas por interferometría oscilando en el primer modo de vibración. Se indica la amplitud de oscilación correspondiente a las franjas de contraste cero que aparecen.

El segundo chip de estructuras de test (chip7), diseñado para evaluar el funcionamiento de las piezoresistencias del puente de Wheatstone contiene dos grupos de resonadores. El primer grupo (dispositivos R01 al R07 ver Figura 63) se utiliza para probar distintas configuraciones del puente de Wheatstone. Para evaluar el desempeño de las distintas configuraciones, primero se comprueba que la deflexión en todas las estructuras sea similar. Para esto se excita el resonador aplicándole al piezoactuador una señal periódica de voltaje  $V=5VAC$  con el sintetizador multifunciones Keithley 3940 y con frecuencia cercana a la frecuencia de resonancia esperada ( $f_{res} = 224kHz$  de acuerdo a la Ecuación 29) y se mide la cantidad de deflexión con métodos ópticos a través de un interferómetro Nikon eclipse ME600. Una vez comprobado que la deflexión para todas las estructuras es similar, se procede a medir la respuesta del puente de Wheatstone. Dicha medida se realiza utilizando la mesa de puntas Karlsuss Pazoopc, con la cual se conectan un par de piezoresistencias opuestas a una fuente de alimentación *Sourcemeater* Keithley 2410 con  $VDC=5V$  y el otro par de piezoresistencias opuestas a la entrada del amplificador diferencial (ver ítem 3.6). La salida del amplificador diferencial se analiza utilizando un osciloscopio LeCroy WaveRunner44Xi (ver Figura 88).



**Figura 88. Diagrama de conexiones para realizar el análisis de las diferentes configuraciones del puente de Wheatstone.**

De la siguiente figura se puede observar que las configuraciones que permiten obtener mayor respuesta para igual cantidad de deflexión son las del puente de Wheatstone del resonador R05 y R07.

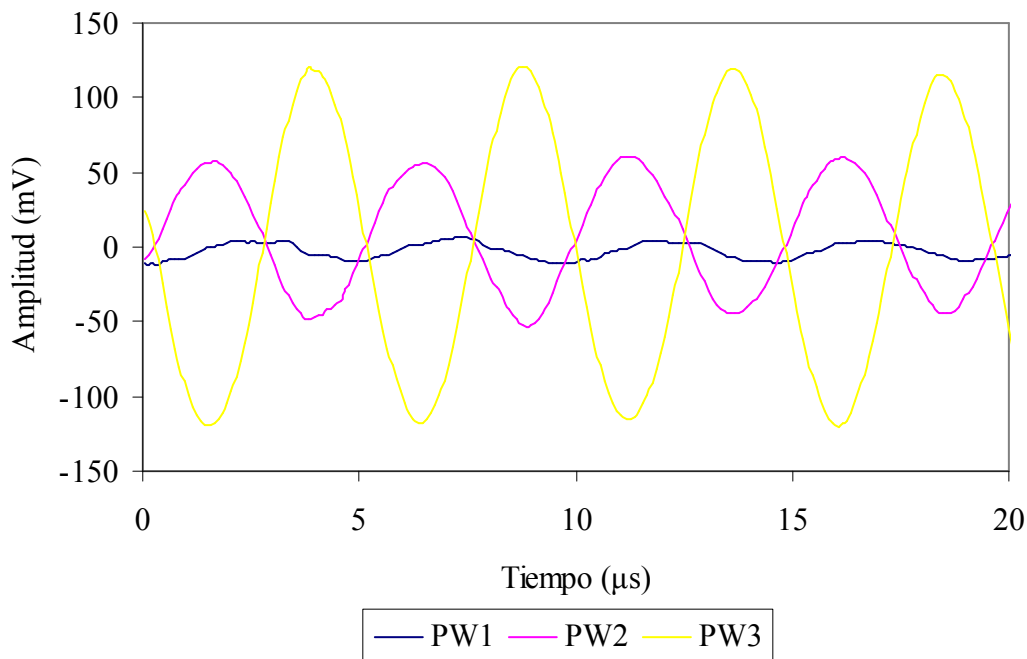


**Figura 89. Respuesta en el tiempo de las diferentes configuraciones del puente de Wheatstone. Para una frecuencia de resonancia promedio de  $205,1 \pm 2 \text{kHz}$ .**

De la Figura 63 se puede observar que los resonadores R05 y R07 tienen las piezoresistencias colocadas simétricamente en forma de rectángulo. El valor medio y la desviación estándar de la resistencia, obtenidos en la medida de diez (10) estructuras del RUN3485 es de:  $11,1 \pm 1,2 \text{k}\Omega$ . Como se había mencionado en el ítem 3.5 las cuatro piezoresistencias deben mantener la siguiente relación  $R_1 / R_2 = R_3 / R_4$  cuando no hay tensión aplicada para que el puente de Wheatstone esté balanceado, es decir para que su voltaje de salida sea cero. Midiendo la relación de las resistencias se haya una diferencia máxima de 4% entre  $R_1 / R_2$  y  $R_3 / R_4$ . Esta diferencia puede atribuirse a la tensión residual de los procesos de fabricación.

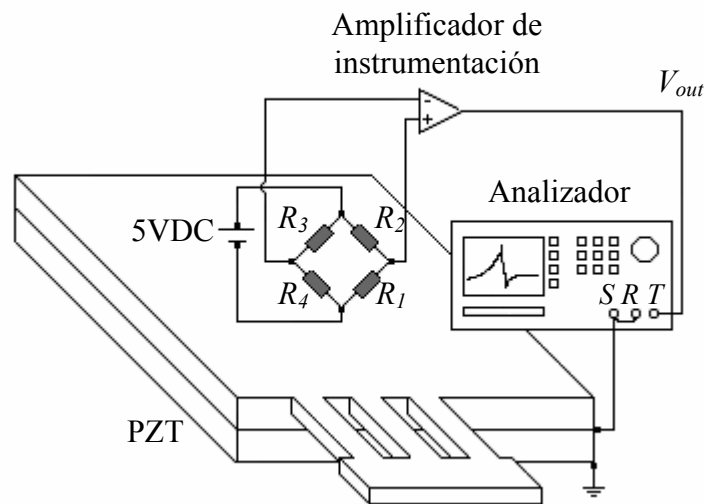
El segundo grupo de estructuras de prueba del chip7, se varía la posición del puente de Wheatstone a lo largo del cantilever. Colocando las cuatro piezoresistencias sobre el

sustrato, luego dos resistencias en el sustrato y las otras dos sobre el cantilever y finalmente las cuatro resistencias sobre el voladizo (ver Figura 64). Como se puede observar de la Figura 90, el puente de Wheatstone que genera mayor respuesta es el que se encuentra más cerca del extremo libre del anclaje. Dicha posición coincide con el punto de mayor concentración de estrés obtenido con simulaciones FEM en el ítem 3.1 (ver Figura 17).



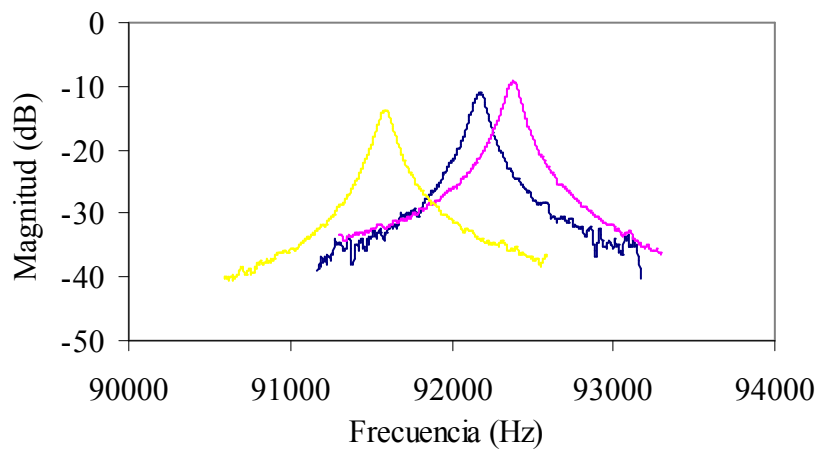
**Figura 90. Respuesta en el tiempo para el PW1 en diferentes posiciones.**

Segunda etapa de la caracterización dinámica-eléctrica, es el análisis de los cantilevers con forma de T. En esta etapa se mide la frecuencia de resonancia y el factor de calidad. Primero, se caracterizan los resonadores actuados con los piezoactuadores pegados al sustrato. Para esto se utiliza un analizador de redes HP4195, el cual es un instrumento capaz de analizar las propiedades de las redes eléctricas especialmente aquellas asociadas a la reflexión y a la transmisión. En particular, el analizador de parámetros de red, se utilizará para medir la ganancia y la fase de la señal de salida del puente de Wheatstone como función de la frecuencia de excitación. El montaje realizado para este experimento, se ilustra en la Figura 91.

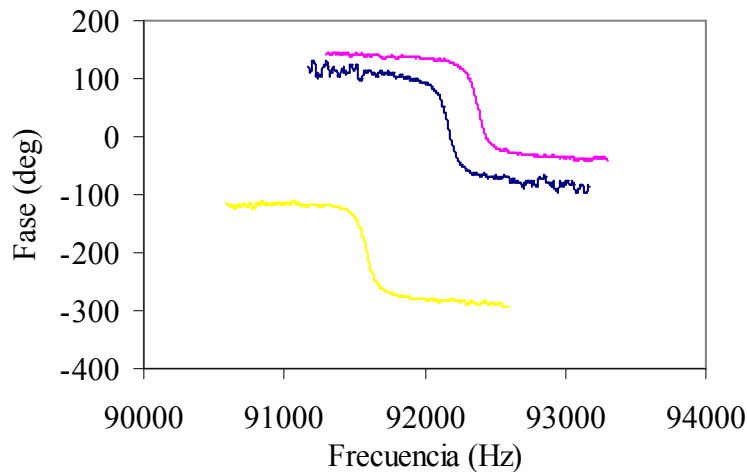


**Figura 91. Diagrama de conexiones para realizar el análisis en frecuencia de los resonadores piezoactuados.**

La Figura 92 y Figura 93 contienen la respuesta en frecuencia de tres muestras del R02 del chip1 del RUN3485. La Tabla 14, contiene el valor medio de la frecuencia de resonancia y del factor de calidad de los dispositivos del chip1 y del chip2. Estos valores, son el resultado promedio de la caracterización de tres muestras. Para el chip1 las frecuencias de resonancia presentan una desviación estándar máxima de  $\pm 0,8\text{kHz}$  y el factor de calidad  $\pm 60$ , para el chip2 la frecuencia de resonancia presenta una desviación estándar máxima de  $\pm 7\text{kHz}$  y el factor de calidad  $\pm 100$ .



**Figura 92. Respuesta en frecuencia de tres muestras del resonador R02 del Chip1. Magnitud vs. Frecuencia.**



**Figura 93. Respuesta en frecuencia de tres muestras del resonador R02 del Chip1. Fase vs. Frecuencia.**

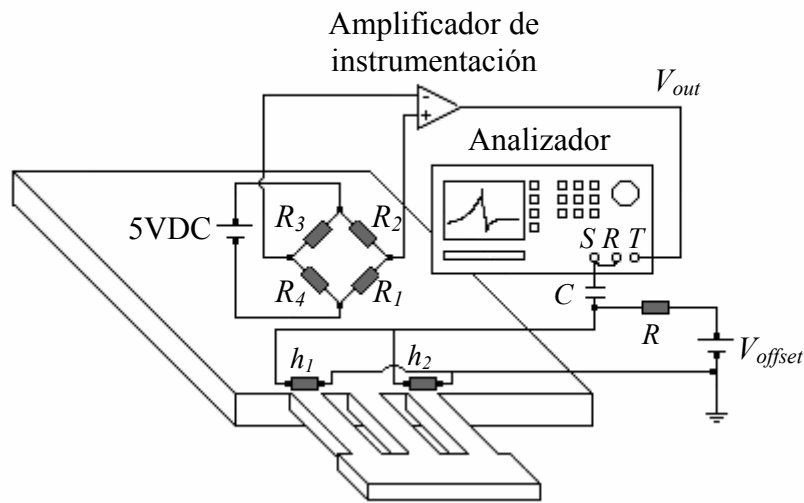
**Tabla 14. Resumen de resultados obtenidos con el analizador de redes.**

	Frecuencia de resonancia (kHz)	Factor de calidad		Frecuencia de resonancia (kHz)	Factor de calidad
Chip1	1	98	Chip2	1	354
	2	92		2	334
	3	89		3	324
	4	97		4	400
	5	107		5	500
	6	100		6	516
	7	93		7	402
	8	103		8	393

La desviación en la medida de la frecuencia de resonancia, con respecto a los valores medidos con métodos ópticos es de hasta un 7% para el chip1 y hasta un 8% para el chip2. La variación de frecuencia entre valores ópticos y eléctricos se puede deber al hecho de que en los eléctricos se tiene el puente polarizado a 5V (~2mW) y se calienta. Esto hace tensar el puente central más que los laterales y puede ser responsable de la variación. La desviación en la medida de la frecuencia de resonancia, con respecto a los valores simulados es de hasta un 16% para el chip1 y hasta un 22% para el chip2 y con respecto a los valores teóricos (modelo analítico) es de hasta un 7% para el chip1 y hasta un 15% para el chip2.

Por otra parte, como se puede observar de la tabla anterior, al realizar el escalado de los resonadores por una razón de 2 (del chip1 al chip2), se obtuvieron mayores valores de frecuencias de resonancia y factor de calidad. Así por ejemplo, estructuras en el rango de  $400 \times 300 \mu\text{m}^2$  (chip1) presentaron su primer modo de resonancia alrededor de los 100kHz con factores de calidad alrededor de 700 y estructuras en el rango de  $200 \times 150 \mu\text{m}^2$  (chip2) con frecuencias de resonancia a partir de 320kHz con factores de calidad en el orden de 900. Obteniendo con este escalado, presumiblemente mayores niveles de sensibilidad.

Seguidamente se caracterizan los resonadores actuados con los calefactores. Para excitar los calefactores y medir la respuesta del puente de Wheatstone se utiliza un montaje similar al de la Figura 91, con la diferencia de que se incluye un circuito para agregar nivel de *offset*. El montaje realizado para este experimento, se ilustra en la Figura 94.



**Figura 94. Diagrama de conexiones para realizar el análisis en frecuencia de los resonadores actuados térmicamente.**

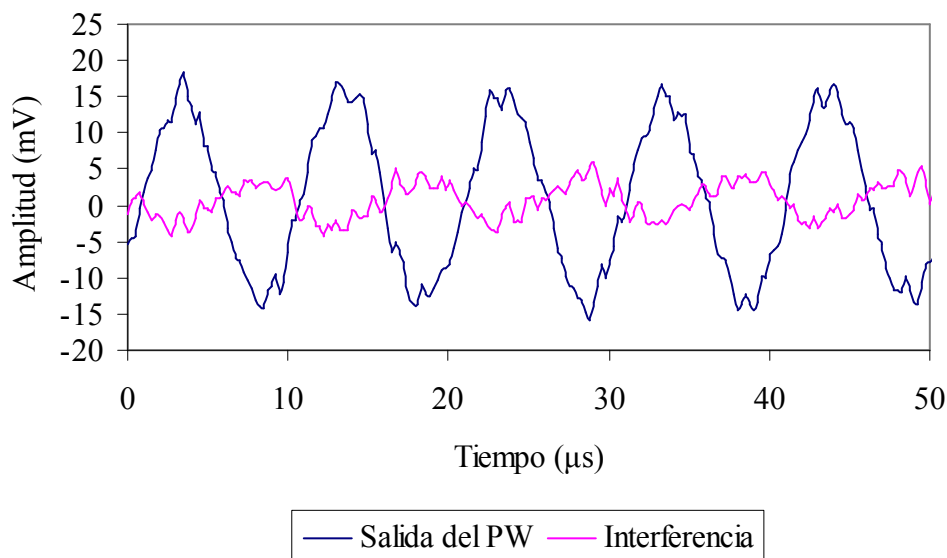
La Tabla 15, contiene el valor medio de la frecuencia de resonancia y del factor de calidad de los dispositivos del chip1. Estos valores, son el resultado promedio de la caracterización de tres muestras. Para el chip1 las frecuencias de resonancia presentan una desviación estándar máxima de  $\pm 2,5\text{kHz}$  y el factor de calidad  $\pm 100$ . Comparando

los valores contenidos en la Tabla 15 con los de la Tabla 14, se puede observar que los valores promedio de las frecuencias de resonancia son bastante similares y los factores de calidad ligeramente menores.

**Tabla 15. Resumen de resultados obtenidos con el analizador de redes.**

		Frecuencia de resonancia (kHz)	Factor de calidad
Chip1	1	98	623
	2	91	837
	3	89	775
	4	97	812
	5	106	613
	6	100	747
	7	93	714
	8	103	812

Un aspecto importante a tener en cuenta, es que en este tipo de actuación se presenta una señal de interferencia debido al acople eléctrico. Es decir que parte de la señal de excitación está presente en las piezoresistencias. Excitando el dispositivo R04 con una señal de 8VAC+4VDC y con una frecuencia de resonancia de 99,38kHz, se obtiene una señal de interferencia que es casi un tercio de la señal de salida (ver Figura 95).

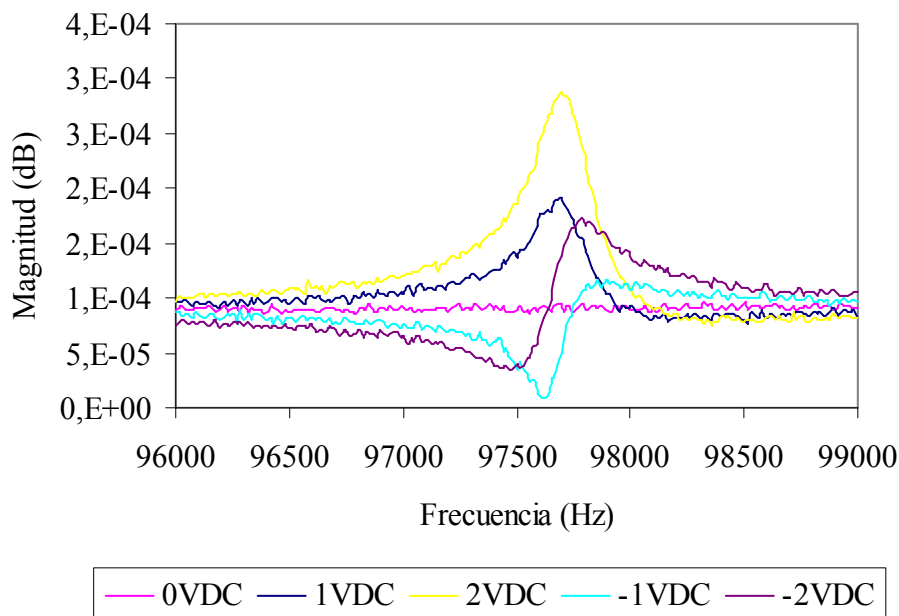


**Figura 95. Respuesta en el tiempo a la salida del puente de Wheatstone para el dispositivo R04.**



Cabe destacar en este punto, que la mínima señal generada a la salida del puente de Wheatstone, está muy por encima del mínimo voltaje detectable  $\sim 16\mu\text{V}$  calculado en el ítem 3.5.

Con respecto a la señal de interferencia, ésta se desfasa con la señal de salida del puente de Wheatstone cuando el resonador entra en resonancia y esto puede producir pérdidas. Con el objetivo de calcular el mínimo voltaje necesario para evitar que una interferencia destructiva, se fija la señal de excitación en 1VAC y se modifica el nivel de voltaje de *offset*. De la Figura 96 se puede observar que para valores de *offset* negativos la señal a la salida del puente de Wheatstone se degrada considerablemente. Por lo tanto se fija la señal de excitación de los calefactores en 8VAC+4VDC.



**Figura 96.** Respuesta en frecuencia del resonador R04 al aplicarle una señal de excitación de 1VAC y con nivel de *offset* variable.

En relación a las medidas realizadas con los resonadores del chip2 actuados térmicamente la resonancia fue difícilmente detectada y no se obtuvo reproducibilidad alguna en los datos obtenidos. Este funcionamiento deficiente, se debe presumiblemente a que la frecuencia de operación de este mecanismo de actuación está limitada por los

tiempos de relajación térmica de los calefactores. Por lo tanto, a pesar de que el mecanismo de actuación térmica funciona para los resonadores operando a  $\sim 100\text{kHz}$ , a partir de este punto el mecanismo de excitación que se utilizará en este trabajo será el piezoactuador PZT. Además de permitir operar en un rango de frecuencias mayor, los piezoactuadores presentan mayor reproducibilidad (menor desviación estándar en la frecuencia de resonancia y en el factor de calidad), mayores deflexiones de la estructura por menor cantidad de potencia eléctrica, mayor factor de calidad con lo que se mejora la sensibilidad y mínima masa detectable (ítem 2.3.2) y finalmente no hay que realizar compensaciones por cambios de temperatura (ítem 2.2.5) ni hay que tener en cuenta los problemas en los calefactores debido a la oxidación (ítem 3.3).

Utilizando el diagrama de conexiones de la Figura 91, también se caracterizan los resonadores con grosor de  $5\mu\text{m}$  encontrando frecuencias de resonancia de  $\sim 30\text{kHz}$  para las estructuras del chip1 y  $\sim 100\text{kHz}$  para las estructuras del chip2 y factores de calidad de  $<100$ . Este pobre desempeño se atribuye a que las pérdidas por amortiguamiento por aire, que son las que al final definen el factor de calidad, se incrementan al reducir el grosor de la estructura. Por lo tanto se descarta trabajar con cantilevers de las dimensiones planteadas (ver Tabla 10) y de grosor de  $5\mu\text{m}$ .

Como se había mencionado en el apartado 3.1, el diseño de las vigas se hizo para analizar la influencia de ciertos parámetros geométricos en su desempeño. A continuación la Figura 97 y Figura 98 ilustran la dependencia de la respuesta de frecuencia con la variación del largo de la masa rectangular (grupo 1: resonadores del 1 al 4).

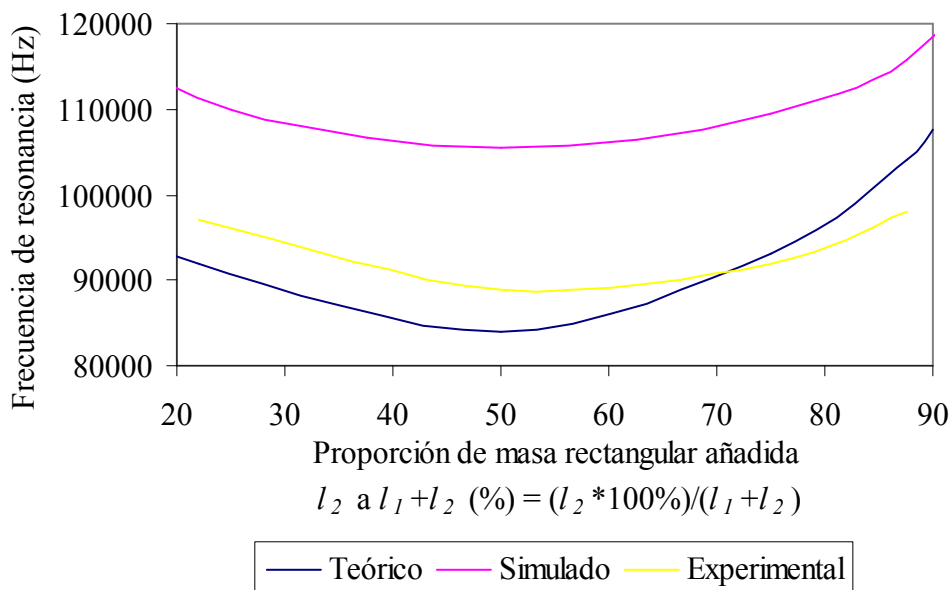


Figura 97. Frecuencia de resonancia vs. Masa rectangular añadida para los resonadores del chip1.

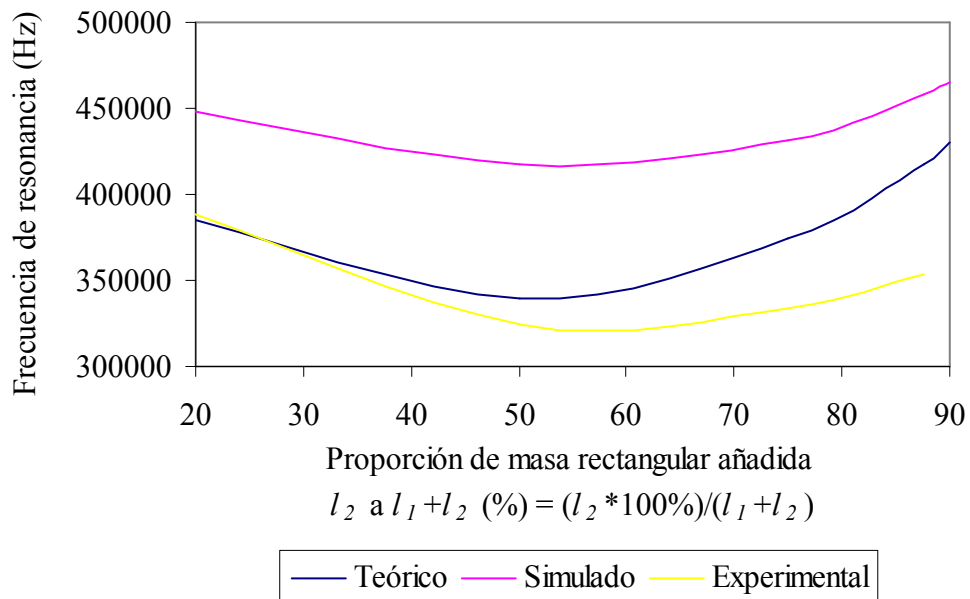
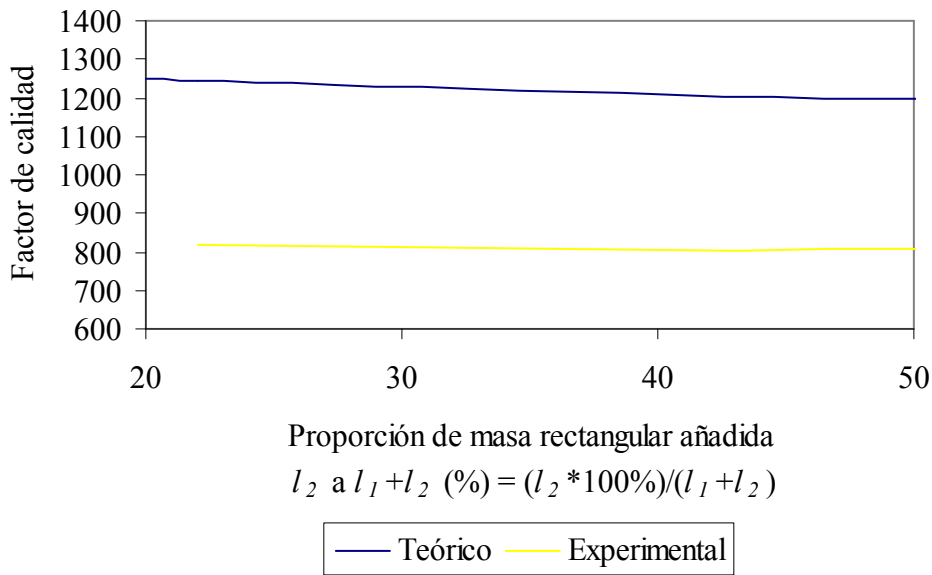


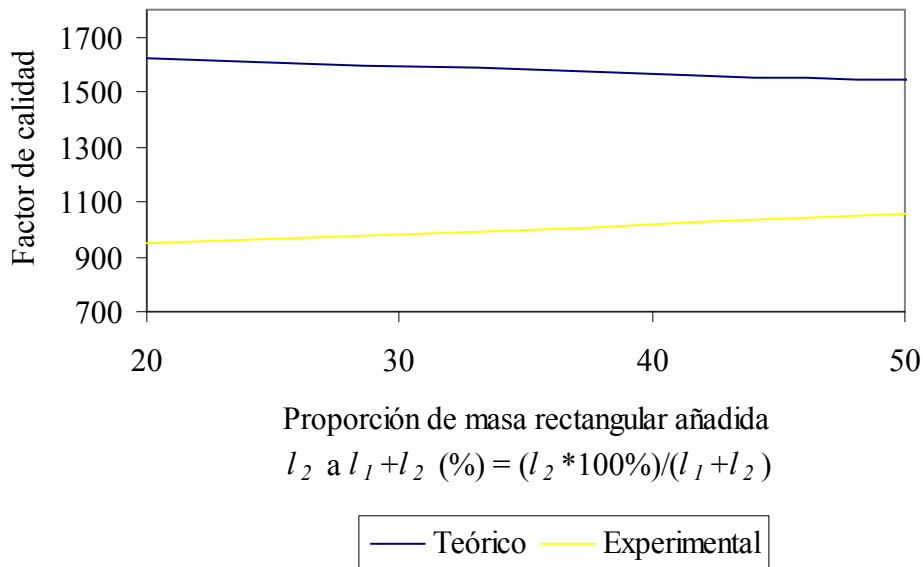
Figura 98. Frecuencia de resonancia vs. Masa rectangular añadida para los resonadores del chip2.

Como se puede observar de las figuras anteriores, el comportamiento de la frecuencia de resonancia en función de la masa añadida es el mismo que el modelado en el ítem 3.2. Tal como se había mencionado, la relación entre la frecuencia de resonancia y la masa rectangular añadida ilustrada en las figuras anteriores, está compuesta de dos tipos de

comportamiento, el primero dominado por la masa añadida al resonador (más masa, se reduce la frecuencia de resonancia) y el segundo dominado por la constante de resorte (mas masa, se incremente la frecuencia de resonancia). Este resultado es usado para optimizar la geometría del resonador, haciendo su frecuencia de resonancia más sensible a cambios de masa en lugar de cambio de la constante de resorte. Estos dos comportamientos, están delimitados por  $\sim 0,5l$ . Con respecto al factor de calidad, en la Figura 99 y en la Figura 100 se puede observar de las curvas experimentales que el valor de  $Q$  es bastante constante en el rango de interés ( $0 \leq l_2 \leq 0,5l$ ). De las graficas a continuación, también se puede observar que la diferencia entre el modelo de pérdidas y los valores experimentales es en promedio de un 40%. Este alto porcentaje en la desviación se atribuye a una aproximación incorrecta entre el modelo de la viga simple y la del cantilever con forma de T o al hecho de que existan otros mecanismos de pérdidas que no se estén tomando en cuenta en el modelo.



**Figura 99. Factor de calidad vs. Masa rectangular añadida para el chip1.**



**Figura 100. Factor de calidad vs. Masa rectangular añadida para el chip2.**

Con respecto al análisis de la dependencia de la respuesta en frecuencia con la variación del ancho de las vigas (grupo 2: dispositivos R05 y R06), se seleccionan proporciones de  $w_2 / w_1$  cercanas a la unidad, ya que como se puede observar de la Figura 26, Figura 27 y Figura 28 teóricamente con valores cercanos a la unidad se obtiene mayor frecuencia de resonancia, factor de calidad y un valor de sensibilidad menor. Los resonadores del chip1, presentan el siguiente comportamiento: al disminuir la relación  $w_2 / w_1$ , aumenta la frecuencia de resonancia (Figura 101). Al disminuir la anchura de las vigas (aumentar  $w_2 / w_1$ ), aumenta la fracción de masa extra y por lo tanto la frecuencia debe disminuir. La desviación en la medida de la frecuencia de resonancia, con respecto a los valores simulados es de hasta un 16% para el chip1 y para 20% chip2, con respecto a la desviación del factor de calidad con respecto a el valor teórico, se alcanza el 40% ya antes mencionado.

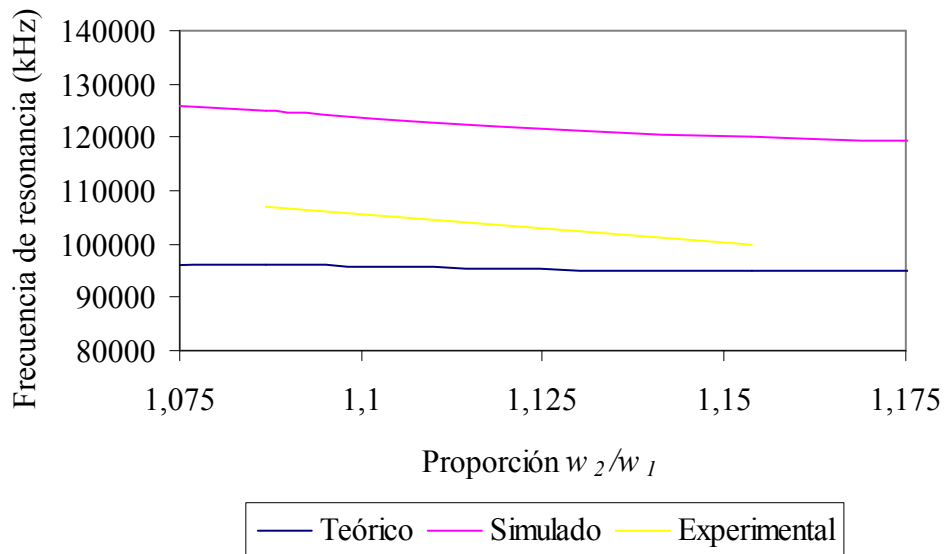


Figura 101. Frecuencia de resonancia vs.  $w_2 / w_1$  para los resonadores del chip1.

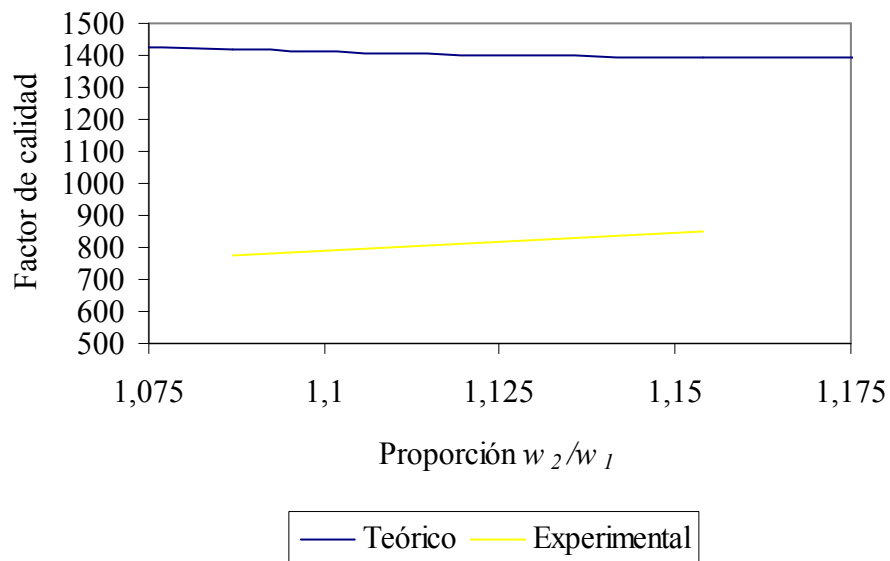


Figura 102. Factor de calidad vs.  $w_2 / w_1$  para los resonadores del chip1.

Por otra parte los dispositivos R05 y R06 del chip2, cuyas vigas exteriores difieren en ancho, de la viga central, presentan un comportamiento contrario en lo que respecta a la frecuencia de resonancia: al disminuir la relación  $w_2 / w_1$ , disminuye la frecuencia de

resonancia, el factor de calidad presentan el mismo comportamiento, a menor área superficial mayor factor de calidad.

Para el tercer grupo (dispositivos R04, R07 y R08), en el que los voladizos individuales están dimensionados por  $w_1 * l * h$ , en lugar de  $w_1 * l_1 * h$ , y que  $(w_2 - w_1) * l_2 * h$  corresponde a una masa extra añadida suspendida de valor aproximadamente constante. La Figura 103 y la Figura 104 ilustran la variación en frecuencia con respecto a la proporción  $(w_2 - w_1) * l_2 * h / w_1 * l * h$ , en éstas se puede observar que si dicha proporción aumenta, la frecuencia de resonancia disminuye y esto se puede dar, al igual que el grupo anterior, porque al disminuir la anchura de las vigas  $w_1$  (para el chip1: R08  $w_1 = 84 \mu m$ , R04  $w_1 = 64 \mu m$  y R07  $w_1 = 48 \mu m$ ; chip2: R08  $w_1 = 44 \mu m$ , R04  $w_1 = 32 \mu m$ , R07  $w_1 = 28 \mu m$ ) aumenta la fracción de masa extra y por lo tanto la frecuencia de resonancia disminuye.

Tabla 16. Proporciones para los resonadores del tercer grupo.

		$(w_2 - w_1) * l_2$	$w_1 * l$		$(w_2 - w_1) * l_2 * h$	$w_1 * l$
Chip1	7	3224	19200	Chip2	7	550
	4	3204	25600		4	540
	8	3200	33600		8	540

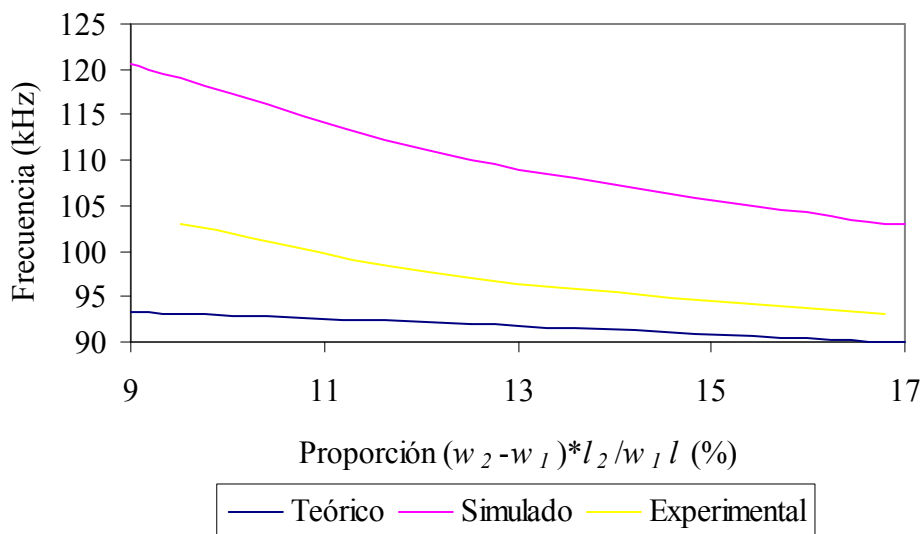


Figura 103. Frecuencia de resonancia vs. Proporción  $(w_2 - w_1) * l_2 * h / w_1 * l * h$  para el chip1.

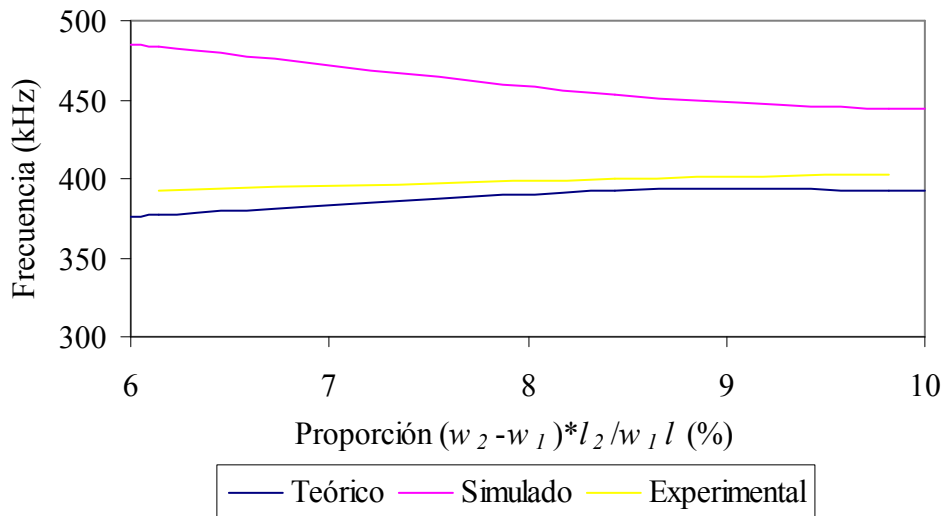
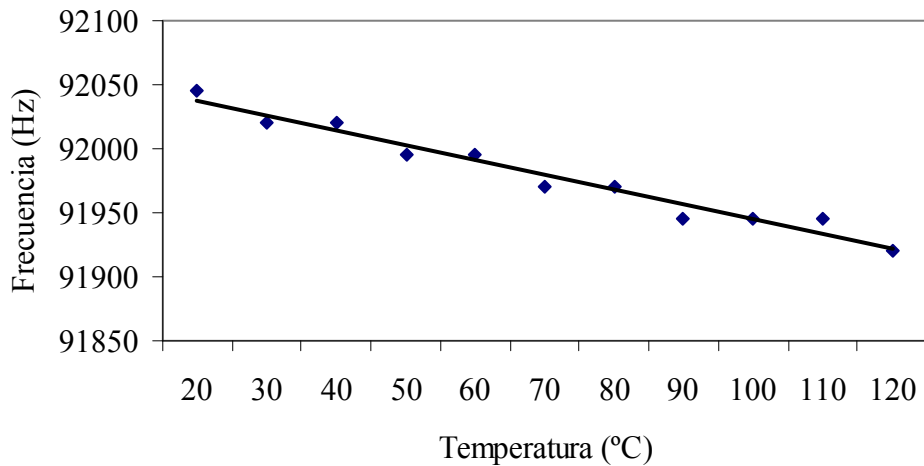


Figura 104. Frecuencia de resonancia vs. Proporción  $(w_2 - w_1) * l_2 * h / w_1 * l * h$  para el chip2.

## 5.5. DEPENDENCIA DE PARÁMETROS EXTERNOS

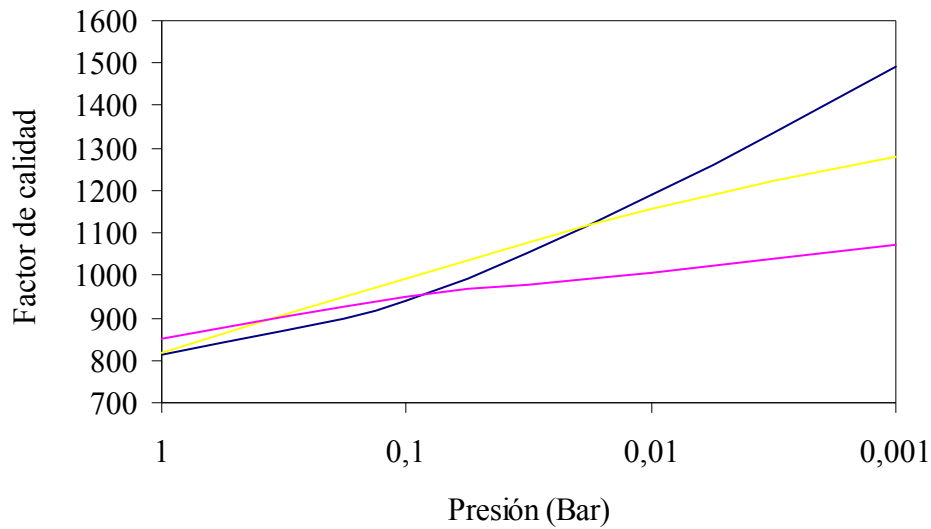
Posterior a la caracterización eléctrica, el siguiente aspecto a analizar es la variación de la frecuencia de resonancia y el factor de calidad con la variación de parámetros externos ambientales, tales como la temperatura, la presión y la humedad. La estabilidad en temperatura es un aspecto importante en lo referente a dispositivos resonantes. Como se había mencionado anteriormente en el ítem 2.2.5 ciertos parámetros mecánicos varían con la temperatura y esto hace que se modifique entre otras la frecuencia de resonancia. Para medir la variación de la frecuencia de resonancia y el factor de calidad de los resonadores con respecto a variaciones de temperatura, se utilizó el montaje ilustrado en la Figura 91, colocando los resonadores dentro de la cámara de variación de temperatura Dycometal CCK81. Se realizaron pruebas en tres muestras de los diferentes resonadores del chip1 y del chip2 del RUN3485, sin encontrar diferencias significativas en la variación de la frecuencia de resonancia con la temperatura. La variación promedio de temperatura y su desviación estándar, se estimó en  $-1,5 \pm 0,2 \text{ Hz/}^\circ\text{C}$  dentro de un rango de 20 a  $120^\circ\text{C}$ , no se notaron cambios en el valor del factor de calidad. Así por ejemplo, la Figura 105 ilustra la variación en la frecuencia de resonancia a causa del aumento en la temperatura del dispositivo R02 del chip1:





**Figura 105. Frecuencia de resonancia vs. Temperatura para el R02 del chip1.**

Posterior a la caracterización de la estabilidad en temperatura, los resonadores del chip1 y chip2, fueron sometidos a variaciones de presión y humedad. Para esto, se utilizó el montaje ilustrado en la Figura 91 (analizador de redes), sellando el encapsulado de los chips y conectándolos a través de un orificio en su tapa a la válvula de vacío de un controlador de presión (Druck DPI515). Con la reducción de la presión atmosférica, se obtuvieron mayores valores de factor de calidad, como era lo esperado. Sin embargo, a diferencia de las medidas que se hicieron variando la temperatura, hubo poca repetibilidad en los valores medidos entre un mismo dispositivo con lo que se hizo imposible establecer un valor de la dependencia y una relación entre las distintas geometrías de las vigas. Es posible que esto haya sido causado por fugas en el sellado del encapsulado. La Figura 106 ilustra el resultado obtenido con tres muestras del mismo resonador.



**Figura 106. Factor de calidad vs. Presión.**

También se sometió el sensor a la variación de humedad relativa, sin obtener cambios significativos, en un período de tiempo de 24 horas, en su respuesta en frecuencia.

## 5.6. SENSOR DE MASA

Para la caracterización de los resonadores como sensores, se seleccionan los cantilevers que presumiblemente tendrán mayor sensibilidad y resolución, es decir los que posean mayor frecuencia de resonancia y factor de calidad. De la Tabla 14 se puede observar que el dispositivo 4 (tanto del chip1 como del chip2), posee la relación frecuencia de resonancia y factor de calidad más alta y además posee una longitud de la masa extra dentro de los límites permitidos  $0 \leq l_2 \leq 0,5l$ , con la cual se asegura cambios en la frecuencia de resonancia dominado por los cambios en la masa del resonador. Cabe destacar, la alta relación de frecuencia de resonancia y factor de calidad del resonador 6 y del 8 del chip1. Se descarta el resonador 6 por tener área de sensado reducida y el resonador 8 por la longitud de su masa extra.

Los resonadores seleccionados, desde este momento serán denominados como sensor 1 (resonador 4 del chip1), sensor 2 (resonador 4 del chip2). Las características de estas estructuras se resumen a continuación:

**Tabla 17. Características de los sensores seleccionados.**

	Frecuencia de resonancia (kHz)	Factor de calidad	Dimensiones
Sensor 1	97	819	$l_1 = 312, l_2 = 88, w_1 = 64, w_2 = 100, h = 15$
Sensor 2	400	936	$l_1 = 170, l_2 = 30, w_1 = 32, w_2 = 50, h = 15$

Para caracterizar el resonador como sensor se utilizaron dos configuraciones. La primera para sensar cantidades de masa grandes (>400pg) y la segunda para caracterizar la mínima masa detectable. Para caracterizar masas grandes (>400pg), primero se colocan los chips en una mesa XY y se fijan con una válvula de vacío, luego el piezoactuador se conecta a la fuente del analizador de redes HP4195 y el detector (puente de Wheatstone) al amplificador de instrumentación que a se vez se conecta a la entrada del HP4195. A continuación, haciendo uso de un sistema dispensador automático de precisión (REWORK STATION T-4907) y de una microjeringa con una aguja de 100µm de diámetro interior, se depositan las partículas en la superficie de la masa rectangular añadida que hace de superficie sensora de la viga. La Figura 107 ilustra el montaje realizado y la Figura 108 una fotografía SEM de la microjeringa utilizada.

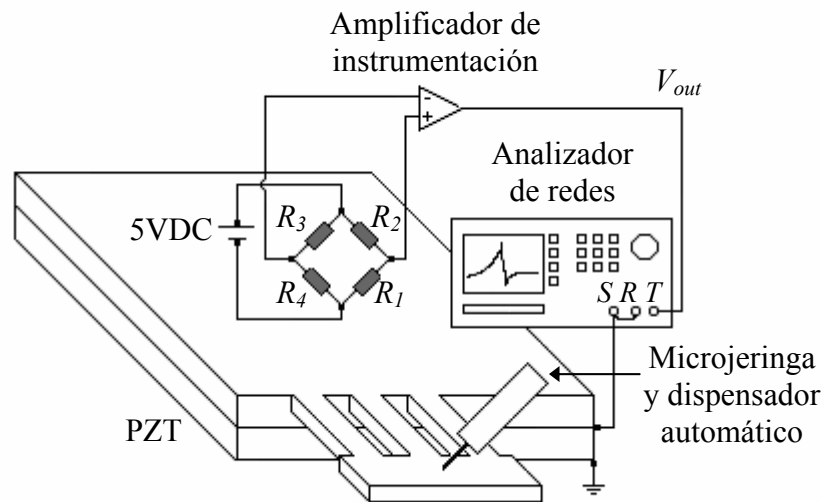


Figura 107. Esquema de conexiones para caracterizar las vigas como sensores de masa.

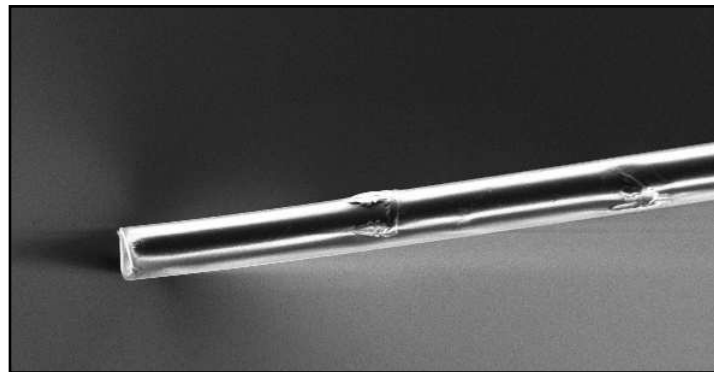
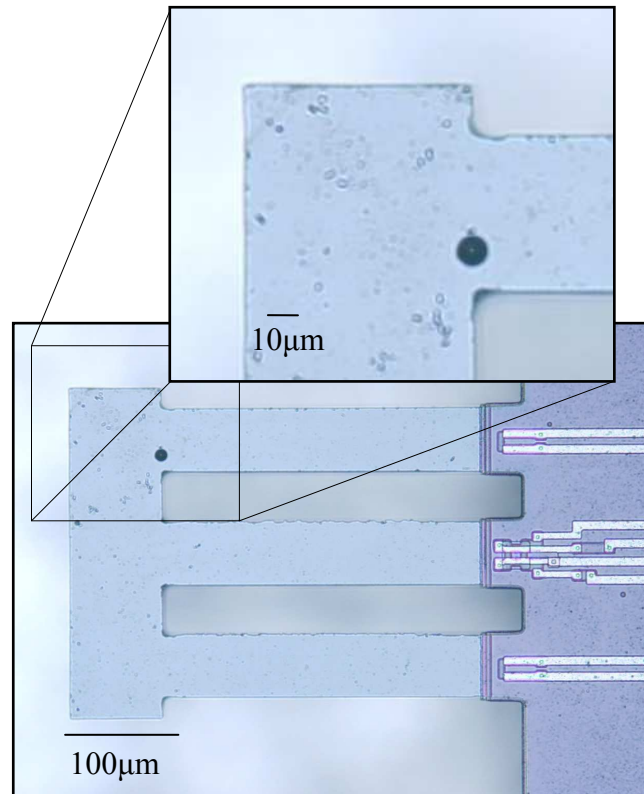


Figura 108. Fotografía SEM de la microjeringa utilizada para depositar las partículas a detectar.  
Adaptada de [138].

Para este experimento, las partículas a detectar utilizadas fueron microesferas de poliestireno suspendidas en agua desionizada con un diámetro promedio de  $9,008\mu\text{m}$  y una desviación estándar de  $1,28\mu\text{m}$ , lo que se traduce en una incertidumbre en la masa de aproximadamente 5% [139][140].



**Figura 109. Fotografía del sensor 2 con una microesfera sobre la superficie sensible.**

El segundo montaje utilizado, es similar al anterior, con la diferencia de que en este caso el depósito de masa se realiza con un FIB Zeiss 1560XB. Con el FIB se deposita una masa (de 400pg a 60pg) de platino Pt con una densidad de 7,7g/cm<sup>3</sup>.

Utilizando los montajes anteriormente descritos, se mide la respuesta en frecuencia antes y después del depósito sucesivo de masa en 10 muestras de cada resonador. Las Figura 110 y Figura 111 ilustran el cambio promedio en la frecuencia de resonancia a causa del depósito de partículas en la superficie sensora.

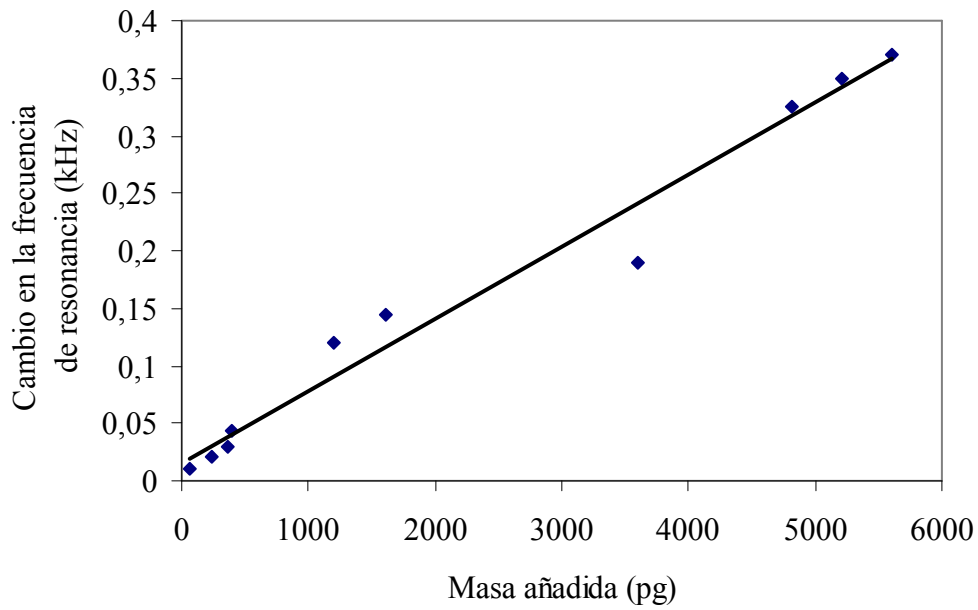


Figura 110. Cambio en frecuencia vs. Masa añadida del sensor 1.

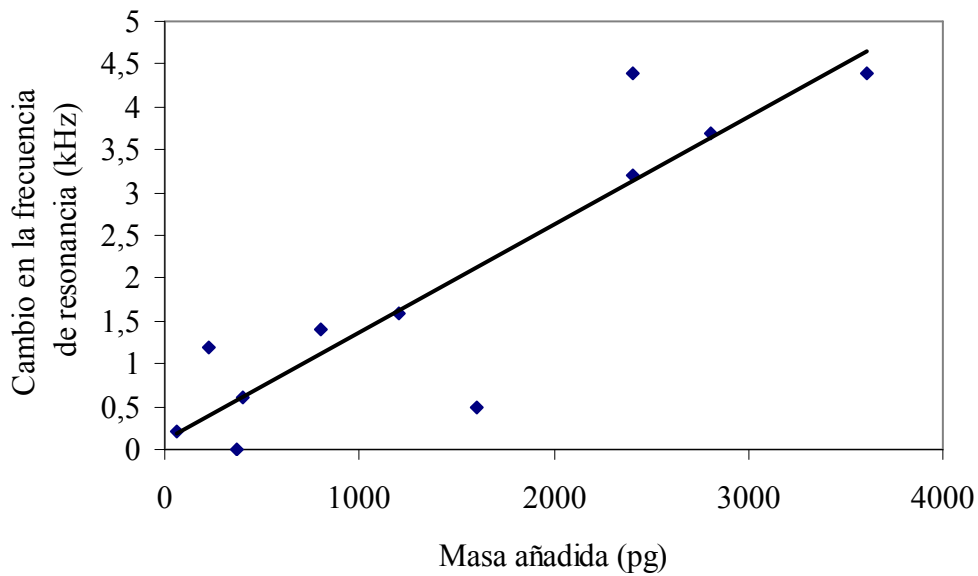
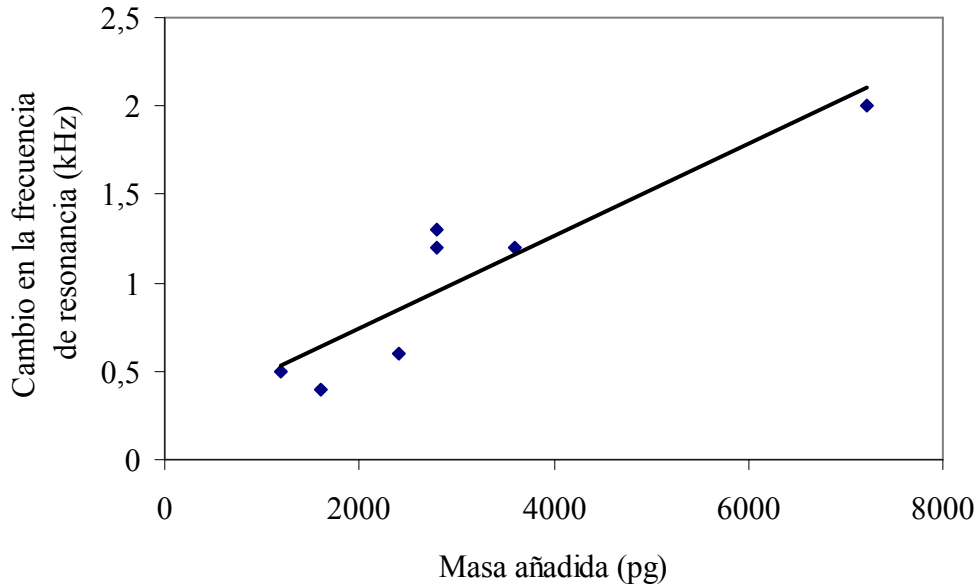


Figura 111. Cambio en frecuencia vs. Masa añadida del sensor 2.

Otra prueba realizada, es la medida de la sensibilidad de masa en el segundo modo de resonancia. Para el sensor 1 se detecta en  $\sim f_{r12} = 690kHz \pm 15$  con un factor de calidad de  $\sim 800$  y para el sensor 2 no es posible detectar la vibración en el segundo modo.

Utilizando los montajes anteriormente descritos, se mide la respuesta en frecuencia antes y después del depósito sucesivo de masa en 10 muestras de cada resonador. La Figura 112 ilustra el cambio promedio en la frecuencia de resonancia a causa del depósito de partículas en la superficie sensora.



**Figura 112. Cambio en frecuencia vs. Masa añadida del sensor 1 en el segundo modo de resonancia.**

A partir de los valores contenidos en las tres gráficas anteriores y de la ecuación de sensibilidad (Ecuación 46), es posible calcular la sensibilidad de los resonadores. Para el sensor 1 en el primer modo de resonancia, el valor promedio de la sensibilidad es  $S_m = 12,4 \text{ pg} / \text{Hz}$  y en el segundo modo de resonancia  $S_m = 3,1 \text{ pg} / \text{Hz}$ . Para el sensor 2, el valor promedio de la sensibilidad es de  $S_m = 0,8 \text{ pg} / \text{Hz}$ . Estos valores de sensibilidad son bastante competitivos en comparación con otros dispositivos resonantes de silicio previamente reportados [15][141][142]. Como se puede observar de los resultados anteriores, incrementando el modo de vibración del sensor 1, resulta en una ganancia de 4 en la sensibilidad y reduciendo dimensiones del sensor 1 por una factor de  $\sim 2$  y operando en el primer modo de resonancia (sensor 2) se obtiene una ganancia de 15 en la sensibilidad. Al comparar los valores de sensibilidad obtenidos experimentalmente, con los obtenidos con el modelo elaborado y descrito en el ítem 3.2

(sensibilidad de masa analítica para el sensor 1  $S_m = 8,4 \text{ pg} / \text{Hz}$  y para el sensor 2  $S_m = 0,5 \text{ pg} / \text{Hz}$ ) se calcula una variación de 32 y 37% respectivamente. Cabe destacar que la mínima masa detectada tanto para el sensor 1 como para el 2 en el primer modo de resonancia fue medida en aproximadamente 60pg.

## 5.7. SENSOR DE GASES

Como ya se ha mencionado (ítem 2.3), en el caso de los sensores resonantes, el principio de detección de sustancias se basa en el hecho que la frecuencia es sensible a la masa del resonador, que incluye su masa y la masa adherida a él. Para un sensor de gases basado en estructuras resonantes, la absorción de moléculas del analito es controlada recubriendo la superficie sensitiva del cantilever con una delgada capa de material que exhibe cierta afinidad con las moléculas a ser detectadas, esta superficie del sensor es conocida como superficie funcionalizada o superficie sensible [143][144].

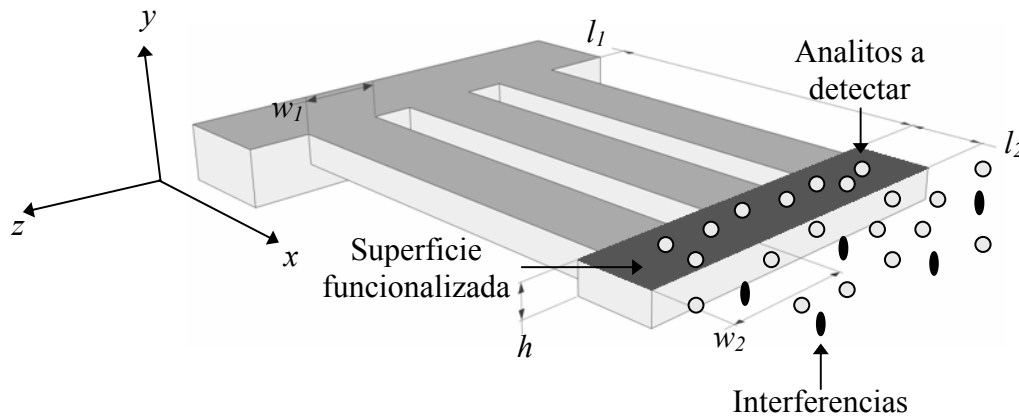


Figura 113. Sensor de gas resonante.

En el presente trabajo, el material seleccionado como capa sensible son los polímeros. Los polímeros son macromoléculas formadas por la unión de moléculas más pequeñas llamadas monómeros. En el polímero, las moléculas del analito a detectar se difunden hasta alcanzar el equilibrio dinámico. De esta manera la respuesta del sensor a la exposición de analitos de gas es reversible, es decir que tan pronto como la



concentración del analito decrece en la fase de vapor las moléculas del analito se difuminan del polímero [145][146][147]

Existen gran cantidad de polímeros, la elección de uno u otro está condicionada por su afinidad con las moléculas de gas a detectar y esto depende en gran medida de un parámetro llamado coeficiente de partición  $K$  de la respectiva combinación polímero/analito. El coeficiente de partición  $K$ , es una constante de equilibrio termodinámico y está definida como la razón de la concentración volumétrica de analito en fase polimérica  $C_{poly}$  y la concentración volumétrica de analito en fase gaseosa  $C_{gas}$  [145][147][148].

$$K = \frac{C_{poly}}{C_{gas}} \quad \text{Ecuación 75}$$

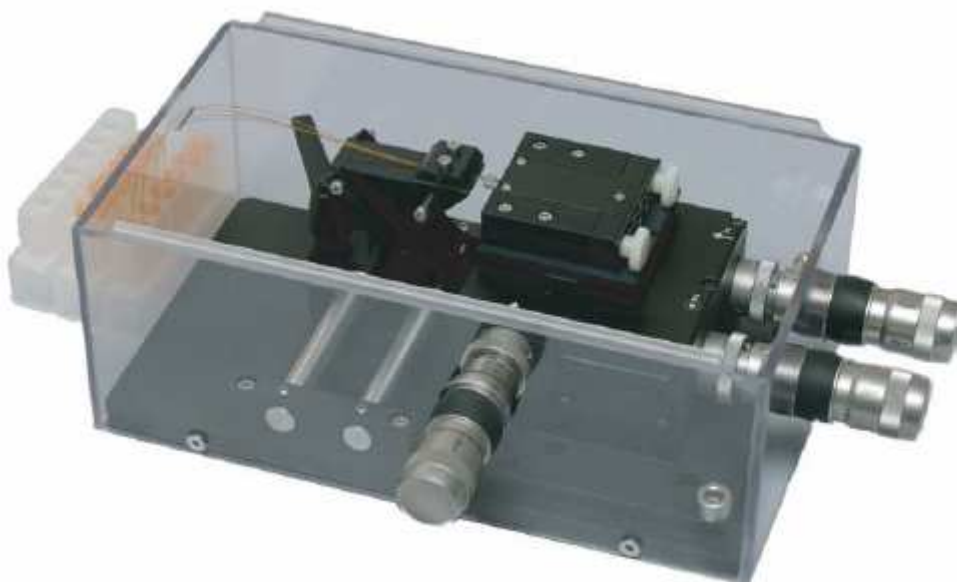
La Tabla 18 contiene los coeficientes de partición para diferentes combinaciones de polímero/analito.

**Tabla 18. Coeficientes de partición de diferentes analitos en PCPMS, PDMS, EC, PECH y PEUT a 303°K [13][145][149][150][151][152].**

Compuesto	Coeficiente de partición $K$				
	PCPMS	PDMS	EC	PECH	PEUT
etanol	---	83	---	221	950
octano	1830	2200	620	430	850
tolueno	1220	1200	830	1370	1610
propanol	530	250	840	400	1500
triclorometano	340	260	500	280	870

Se selecciona el polímero no polar PDMS (Polydimethylsiloxane) por su disponibilidad en el laboratorio y su fácil manipulación a temperatura ambiente. Posterior a la

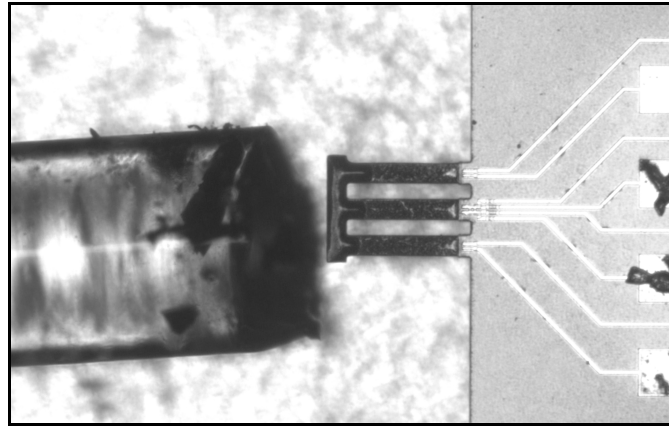
selección del polímero, se procede a realizar el depósito. Para esto se utilizan la unidad de funcionalización de cantilevers Cantisens FU-401 de la empresa Concentris (ver Figura 114). Dicha unidad de funcionalización consiste de un micromanipulador  $xyz$  para insertar los cantilever en capilares de vidrio los cuales han sido previamente rellenos con la sustancia a depositar, en este caso el PDMS. Esta herramienta ha sido utilizada de manera exitosa para el depósito de varios materiales en cantilevers. Esta técnica requiere alineamiento manual y por lo tanto no es adecuado para el recubrimiento de una gran cantidad de cantilevers. Los capilares de vidrio poseen un diámetro interior de  $530\mu\text{m}$ , permitiendo suficiente espacio para insertar de manera segura los cantilevers seleccionados: Sensor 1 y Sensor 2 (ver Tabla 17) [144][153].



**Figura 114. Fotografía de la unidad de funcionalización FU-401.**

El primer paso para el recubrimiento de los cantilevers con forma de T, es preparar el polímero. Para esto se mezclan 10 partes del prepolímero con 1 parte del *crosslinker* y posteriormente se disuelve con hexano a una concentración de  $1\text{mg/mL}$ . Se llena un frasco Eppendorf con el PDMS disuelto en hexano y se introduce en el frasco el extremo libre del capilar. Dicho capilar ha sido previamente fijado a la unidad de funcionalización de manera que un extremo está libre para introducir en el Eppendorf y el otro está fijo enfrente del micromanipulador que posicionará el cantilever. Una vez se

ha llenado el capilar con el PDMS, se posiciona el cantilever justo en frente del capilar y se introduce en éste hasta hacer contacto con el polímero, ver Figura 115.



**Figura 115. Fotografía del sensor 1 una vez depositado el polímero.**

Posterior al depósito del polímero, se mide la frecuencia de resonancia y el factor de calidad (utilizando el montaje de la Figura 91) de los sensores, estos datos junto con el valor conocido de la sensibilidad y el valor del área de la superficie funcionalizada permiten estimar el grosor del PDMS (Ecuación 46). La Tabla 19 contiene el valor medio de la frecuencia de resonancia y del factor de calidad antes del depósito de PDMS y el valor medio de su variación posterior al recubrimiento del cantilever, así como también el valor estimado del grosor de PDMS.

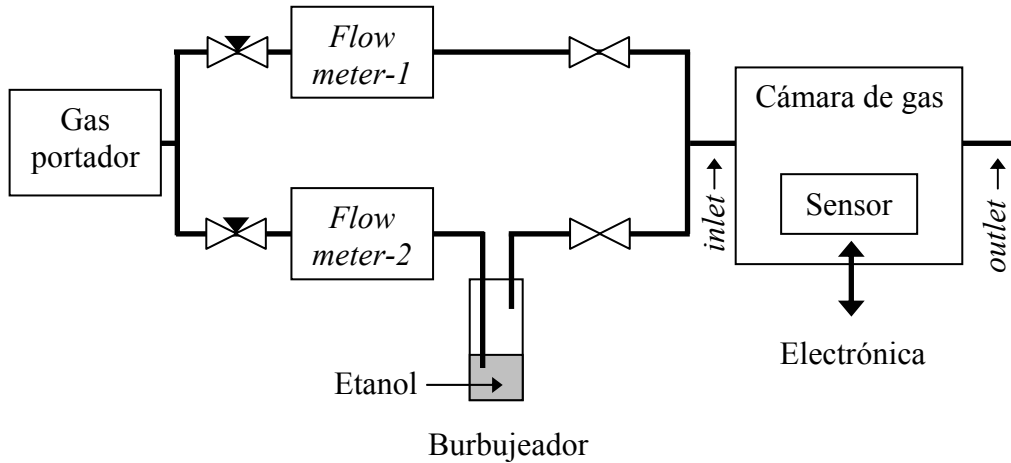
**Tabla 19. Características de los sensores seleccionados antes y después del depósito del PDMS.**

	Frecuencia de resonancia (kHz)	Factor de calidad	Sensibilidad (pg/Hz)	$\Delta f_{res}$ (kHz)	$\Delta Q$	$h$ ( $\mu\text{m}$ )
Sensor 1	97	819	12,4	-2,1	-250	1
Sensor 2	400	936	0,8	-5,6	-525	1

Un aspecto importante a tener en cuenta, es el grosor de la capa sensible. El grosor de esta capa afecta al sensor de diferentes maneras. Principalmente afecta la tasa a la cual el polímero se satura del analito. Entre más gruesa sea la capa de polímero, más tiempo toma alcanzar el estado de saturación. Por lo general se tiende a hacer de la capa sensible tan gruesa como sea posible, sin embargo con esto aparecen otros efectos indeseados como la aparición de estrés residual y la variación de las propiedades mecánicas de la estructura, que tienden a disminuir el factor de calidad, como se puede observar de los datos contenidos en la Tabla 19 [20][154][155][156].

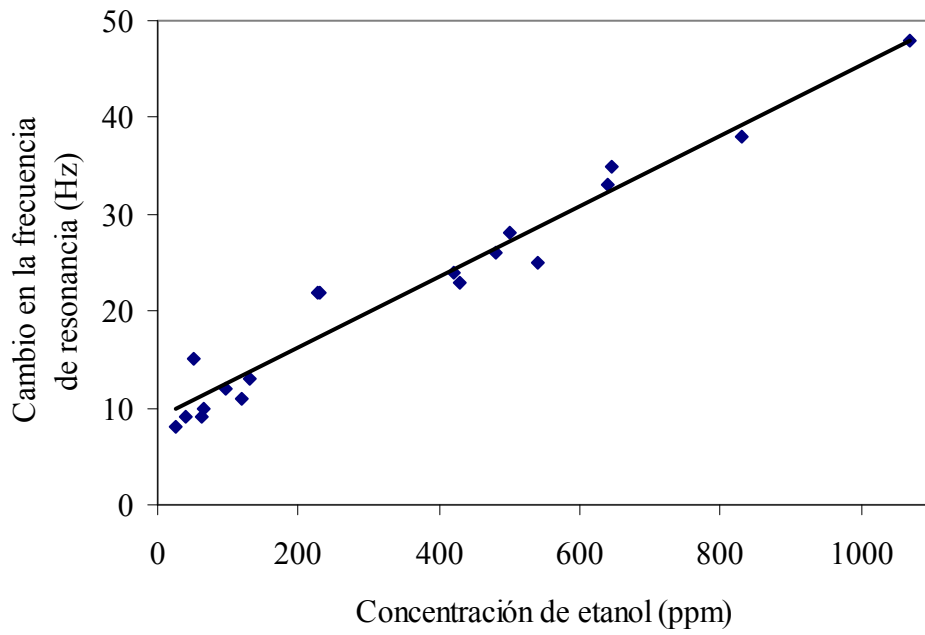
Una vez recubiertos los cantilevers, se procede con la caracterización como sensores de gas. Los sensores fueron caracterizados, midiendo la variación de la frecuencia de resonancia, ante la presencia de etanol. Se selecciona el etanol por su disponibilidad en el laboratorio y su fácil manipulación. El sistema para la caracterización del sensor de gas, consta de dos partes: una cámara de medida con un sistema de control de gases y una etapa electrónica. El sistema de control de gases está formado por dos canales de flujo en paralelo (como se ilustra en la Figura 116), un canal para el vapor saturado de analito y el otro canal para el gas portador que servirá como diluyente. El flujo de dichos canales es controlado con válvulas de alta precisión MFV-4 y el caudal es medido con los *flow meter* P11S2-VA0A ambos productos de la empresa AALBORG. El *flow meter* P11S2-VA0A regula el flujo de gas de nitrógeno hasta 2300mL/min, posee una precisión estándar de 5%. El vapor saturado, es producido con un burbujeador que contiene etanol y al que se conecta uno de los canales con gas portador. A continuación el canal con el vapor saturado de etanol se une con el canal de flujo diluyente y de esta manera modificando los flujos de dichos canales se puede variar la concentración de analito que contendrá la cámara de medida. Los sensores se colocan dentro de la cámara de medida, primero se exponen al nitrógeno y cuando la línea de base es alcanzada se añade el vapor con etanol y se mide el cambio en la frecuencia de resonancia del cantilever. Posteriormente, se exponen los sensores al nitrógeno hasta que se obtiene la línea de base y de esta forma se está listo para empezar de nuevo. La exposición al nitrógeno se realiza para purgar los analitos del polímero. La frecuencia de resonancia es monitoreada utilizando un analizador de parámetros de red con la configuración ilustrada en la Figura 91. La concentración del analito es calculada

utilizando la ecuación de dilución de dos canales (para más detalles referirse a [143]) y a la vez medida utilizando una nariz electrónica MiniRAE3000 de la compañía RAE Systems, obteniendo una buena concordancia entre los datos [157][158][159].

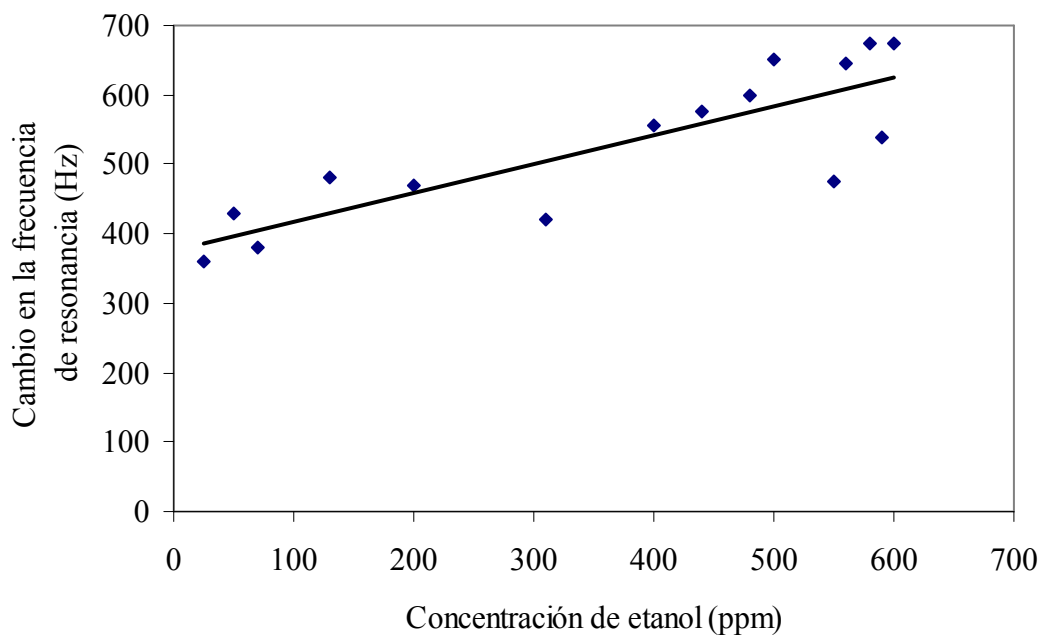


**Figura 116.** Configuración del montaje realizado para la caracterización del sensor de gas.

Utilizando el montaje anteriormente descrito, se miden los cambios en la frecuencia de resonancia al exponer los sensores a distintas concentraciones de etanol. La Figura 117 y la Figura 118 ilustran el cambio promedio en la frecuencia de resonancia a causa de la absorción de moléculas de etanol. Todas las medidas fueron realizadas a temperatura ambiente. A partir de los valores contenidos en las gráficas a continuación y de la ecuación de sensibilidad (Ecuación 46), es posible calcular la sensibilidad de los resonadores. Para el sensor 1 en el primer modo de resonancia, el valor promedio de la sensibilidad es  $S_g = 13,2 ppm / Hz$  y para el sensor 2 en el primer modo de resonancia  $S_g = 0,6 ppm / Hz$ . Cabe destacar que la mínima concentración de analitos detectada tanto para el sensor 1 como para el sensor 2 en el primer modo de resonancia fue medida en aproximadamente 30ppm.



**Figura 117. Cambio en frecuencia vs. Concentración de etanol del sensor 1 en el primer modo de resonancia.**



**Figura 118. Cambio en frecuencia vs. Concentración de etanol del sensor 2 en el primer modo de resonancia.**

## Capítulo 6.

# CONCLUSIONES Y PROPUESTA DE LÍNEAS DE TRABAJO

El objetivo principal de este trabajo ha sido diseñar, fabricar y caracterizar dispositivos basados en vigas resonantes de silicio que integren los elementos actuadores y transductores para la detección de variaciones de masa del dispositivo. De acuerdo con esto, se caracterizaron resonadores con forma de T, previamente diseñados y construidos en las instalaciones de la sala blanca del IMB-CNM, con el fin de analizar su respuesta en tiempo y en frecuencia, ante la variación de parámetros tecnológicos, geométricos y ambientales, que permita la optimización de su desempeño. Los resultados obtenidos en la caracterización del sistema permiten concluir que:

- Lo resonadores fueron fabricados en obleas SOI siguiendo un proceso compatible con el CMOS de 2,5 $\mu\text{m}$  estándar. Utilizando esta tecnología, se fabricaron estructuras tipo cantilever con forma de T con unas dimensiones de 400 $\times$ 300 $\mu\text{m}$  para los dispositivos del chip1 y 200 $\times$ 150 $\mu\text{m}$  para los dispositivos del chip2, ambos chips con estructuras de 5 y 15  $\mu\text{m}$  de grosor. La principal modificación al proceso estándar es la reducción del grosor del óxido de campo y del óxido internivel. Dicha reducción se puede llevar a cabo porque para la presente aplicación, las capacitancias parásitas no constituyen un problema. Como se puede observar de los resultados obtenidos en el capítulo 5, la modificación del grosor de los óxidos simplifica el proceso de fabricación y además incrementa el rendimiento mecánico del resonador, al obtener mayor desplazamiento de la estructura (ver ítem 5.4).

- Se caracterizaron y analizaron dos mecanismos de actuación: actuación térmica con calefactores emplazados en las vigas exteriores del cantilever y la actuación piezoeléctrica con un PZT pegado en el sustrato. Se desestima el mecanismo de actuación térmico, porque a pesar de estar integrado en el mismo proceso de fabricación que el cantilever, presenta un rendimiento deficiente. Este funcionamiento deficiente, se debe presumiblemente a que la frecuencia de operación de este mecanismo de actuación está limitada por los tiempos de relajación térmica de los calefactores. El mecanismo de actuación piezoeléctrico permite operar en un rango de frecuencias mayor, presentan mayor reproducibilidad (menor desviación estándar en la frecuencia de resonancia y en el factor de calidad), mayores deflexiones de la estructura por menor cantidad de potencia eléctrica, menor cantidad de ruido, mayor factor de calidad con lo que se mejora la sensibilidad y mínima masa detectable y finalmente no hay que realizar compensaciones por cambios de temperatura ni hay que tener en cuenta los problemas en los calefactores debido a la oxidación.
- La frecuencia de resonancia, el factor de calidad y la sensibilidad de masa fue modelada analíticamente (ver ítem 3.2). La desviación en la medida de la frecuencia de resonancia, de los datos experimentales con respecto a los valores obtenidos analíticamente es de hasta un 7% para el chip1 y hasta un 15% para el chip2. La frecuencia de resonancia, también fue modelada utilizando simulaciones FEM con el software ANSYS. La desviación de la medida de la frecuencia de resonancia, de los datos experimentales con respecto a los valores obtenidos mediante la simulación es de hasta un 16% para el chip1 y hasta un 22% para el chip2. Ambos modelos exhiben comportamientos similares y ambos están en buena concordancia con los resultados experimentales. Con respecto al modelo del factor de calidad, se obtienen desviaciones entre el  $Q$  medido y el obtenido analíticamente de hasta 40%. Este alto porcentaje de desviación se atribuye a una aproximación incorrecta entre el modelo de la viga simple y la del cantilever con forma de T o al hecho de que existan otros mecanismos de pérdidas que no se estén tomando en cuenta en el modelo. Finalmente, al comparar los valores de sensibilidad obtenidos experimentalmente, con los



obtenidos con el modelo elaborado y descrito en el ítem 3.2 se calcula una desviación de 32 y 37% para el sensor 1 y el sensor 2 respectivamente.

- Con respecto al análisis de los parámetros geométricos superficiales, se puede concluir: (1) Al utilizar vigas en voladizo con forma de T, en aplicaciones que requieren alta sensibilidad, es necesario limitar la longitud de la masa rectangular añadida a  $0 \leq l_2 \leq 0,5l$ , ya que de esta manera la variación en frecuencia es atribuible a cambios en la masa del resonador, en lugar de cambios en la constante del resorte. (2) Con respecto a la elección del ancho de las vigas ( $w_1$ ), para voladizos en forma de T con vigas iguales, hay que tener en cuenta que al reducir  $w_1$ , manteniendo  $w_2$  constante, se reduce la frecuencia de resonancia. Esto es porque al reducir  $w_1$ , aumenta la fracción de masa extra y por lo tanto la frecuencia debe disminuir. (3) Al disminuir el grosor de la estructura, se incrementa la relación superficie a volumen, y con esto se incrementan las pérdidas del sistema y se disminuye el factor de calidad.
- La frecuencia de resonancia y el factor de calidad aumentan con el escalado de las dimensiones. Así por ejemplo, estructuras en el rango de  $400 \times 300 \mu\text{m}^2$  presentaron su primer modo de resonancia alrededor de los 100kHz con factores de calidad alrededor de 800 y estructuras en el rango de  $200 \times 150 \mu\text{m}^2$  presentaron su primer modo de resonancia alrededor de los 400kHz con factores de calidad alrededor de 900. Obteniendo con este escalado, presumiblemente mayores niveles de sensibilidad.
- Existe una dependencia de la frecuencia de resonancia con respecto a la variación de temperatura, y se estimó en  $-1,5\text{Hz}/^\circ\text{C}$  dentro de un rango de 20 a  $120^\circ\text{C}$ , no se notaron cambios en el valor del factor de calidad. Con respecto a la dependencia con respecto a la presión atmosférica se obtuvieron mayores valores de factor de calidad a medida que ésta disminuía, como era lo esperado. Sin embargo, se obtuvieron valores poco repetibles, con lo que se hizo imposible establecer un valor de la dependencia y una relación entre las distintas geometrías de las vigas. También se sometieron los sensores a variación de

humedad relativa, en un período de tiempo de 24 horas, sin obtener cambios significativos en su respuesta en frecuencia.

- Para la caracterización de los resonadores como sensores de masa, se depositan partículas de poliestireno sobre la superficie del sensor, se monitorea su respuesta en frecuencia. y a partir de estos datos se calcula la sensibilidad. Para el sensor 1 operando en el primer modo de resonancia ( $f=97kHz$  y  $Q=819$ ), el valor promedio de la sensibilidad es  $S_m = 12,4pg / Hz$  y en el segundo modo de resonancia ( $f=690kHz$  y  $Q=800$ )  $S_m = 3,1pg / Hz$ . Para el sensor 2 operando en el primer modo de resonancia ( $f=400kHz$  y  $Q=936$ ), el valor promedio de la sensibilidad es  $S_m = 0,8pg / Hz$ . Estos resultados muestran el alto potencial de estas simples estructuras para aplicaciones altamente sensitivas. Como se puede observar de los resultados anteriores, incrementando el modo de vibración del sensor 1, resulta en una ganancia de 4 en la sensibilidad y reduciendo dimensiones del sensor 1 por un factor de  $\sim 2$  y operando en el primer modo de resonancia (sensor 2) se obtiene una ganancia de 15 en la sensibilidad. La mínima masa detectada tanto para el sensor 1 como para el 2 en el primer modo de resonancia fue medida en aproximadamente 60pg
- Para la caracterización de los resonadores como sensores de gas, primero se funcionalizan las estructuras depositando sobre ellas una capa de un material sensible, en este caso el polímero PDMS y se monitorea su respuesta en frecuencia al ser expuesto a vapor de analito, en este caso etanol, y a partir de estos datos se calcula la sensibilidad. Con este experimento, se prueba que las estructuras funcionan como sensores de gases y que detectan la presencia de etanol. Para el sensor 1 operando en el primer modo de resonancia ( $f=97kHz$  y  $Q=819$ ), el valor promedio de la sensibilidad es  $S_g = 13,2ppm / Hz$  y para el sensor 2 operando en el primer modo de resonancia ( $f=400kHz$  y  $Q=936$ ), el valor promedio de la sensibilidad es  $S_g = 0,6ppm / Hz$ . La mínima concentración de analitos detectada tanto para el sensor 1 como para el 2 en el primer modo de resonancia fue medida en aproximadamente 30ppm. De acuerdo

a la Tabla 18 (coeficientes de partición), la respuesta que se obtendría ante la presencia de octano o tolueno para este mismo sistema, sería mucho mayor.

Para seguir con esta línea de investigación, se proponen las siguientes líneas de trabajos futuros: (1) Integración de materiales piezoeléctricos sobre la superficie del sustrato, con el objetivo de realizar la actuación. (2) Fabricación de un arreglo de cantilevers con múltiple funcionalización para la detección de varios tipos de analito. (3) Y finalmente la integración de un calefactor en el área sensible para calentar el material sensible y de esta manera ayudar a desadsorber las moléculas de analito.



# APÉNDICE A: NOMENCLATURA

## A.1 Lista de abreviaturas y acrónimos

Notación	Significado
AFM	<i>Atomic Force Microscopy</i>
BAW	<i>Bulk Acoustic Wave Resonator</i>
BPTEOS	<i>Boron-Phosphorous-Tetra-Ethyl-Ortho-Silicate</i>
CCD	<i>Charge-Coupled Device</i>
CMOS	<i>Complementary Metal-Oxide Semiconductor</i>
CVD	<i>Chemical Vapor Deposition</i>
DRIE	<i>Deep Reactive Ion Etching</i>
EBL	<i>Electrón Beam Lithography</i>
FBAR	<i>Thin-Film Bulk Acoustic Wave Resonators</i>
FEM	<i>Finite Element Method</i>
FIB	<i>Focused Ion Beam</i>
IC	<i>Integrated Circuit</i>
KOH	Hidróxido de potasio
LIGA	<i>Lithographie Galvansformung Abformung</i>
LOCOS	<i>LOCAl Oxidation of Silicon</i>
MEMS	<i>MicroElectroMechanical Systems</i>
PVD	<i>Physical Vapor Deposition</i>
QMB	<i>Quartz Micro Balance</i>
RIE	<i>Reactive Ion Etching</i>
SEM	<i>Scanning Electrón Microscopy</i>
SOI	<i>Silicon on Insulator</i>
TCD	<i>Thermal conductivity detector</i>
TED	<i>Thermo Elastic Damping</i>
TMAH	Hidróxido de tetramethylammonium

A.2 Lista de símbolos

<b>Símbolo</b>	<b>Descripción</b>	<b>Unidad</b>
$\alpha$	Coefficiente de temperatura de la resistencia	$1/^{\circ}K$
$\alpha_{th}$	Coefficiente de expansión térmica	$1/^{\circ}K$
$\beta_{th}$	Coefficiente de temperatura del modulo de Young	$1/^{\circ}K$
$\lambda$	Conductividad térmica	$W/(m \times ^{\circ}K)$
$\nu$	Viscosidad	$kg/(m \times s)$
$\pi_t$	Coefficiente piezoresistivo transversal	$1/Pa$
$\pi_l$	Coefficiente piezoresistivo longitudinal	$1/Pa$
$\theta$	Fase	$rad$
$\rho$	Densidad	$kg/m^3$
$\varepsilon$	Estrés	$Pa$
$\sigma$	Conductividad eléctrica	$\Omega \times m$
$\omega$	Frecuencia angular	$rad/s$
$A$	Área	$m^2$
$C$	Calor específico	$J/(kg \times ^{\circ}K)$
$CTF$	Coefficiente de temperatura de la frecuencia	$1/^{\circ}K$
$D$	Coefficiente de amortiguamiento	---
$E$	Modulo de Young	$Pa$
$F$	Fuerza	$N$
$f$	Frecuencia	$Hz$
$h$	Grosor	$\mu m$
$I$	Momento de inercia de un área	$m^4$
$k$	Constante del muelle	$N/m$
$K$	Coefficiente de partición	---
$l$	Largo	$\mu m$
$m$	Masa	$kg$
$M$	Momento de una fuerza	$N \times m$
$M_m$	Masa molecular	$kg/mol$
$P$	Presión	$Pa$

$q_H$	Flujo de calor	$J/s$
$Q_H$	Calor	$J$
$Q$	Factor de calidad	---
$r$	Radio	$m$
$R$	Resistencia	$\Omega$
$\mathcal{R}$	Resposibilidad	$Hz/Kg$
$S_m$	Sensibilidad de masa	$pg/Hz$
$S_g$	Sensibilidad de gas	$Ppm/Hz$
$S_x$	Densidad espectral de potencia del ruido	$V^2/Hz$
$t$	Tiempo	$s$
$T$	Temperatura	$^{\circ}K$
$v$	Velocidad	$m/s$
$V$	Voltaje	$V$
$w$	Ancho	$\mu m$
$W$	Energía	$J$
$x, y, z$	Coordenadas cartesianas	$m$





## BIBLIOGRAFÍA

- [1] T.C. Pearce., S.S. Schiffman., H.T. Nagle & J.W. Gardner, “*Handbook of machine olfaction: electronic nose technology*”, Wiley-VCH, 2003.
- [2] O. Gassmann & H. Meixner, “*Sensors in intelligent buildings: sensors applications*”, Vol. 2, Wiley-VCH, 2001.
- [3] S. Beeby., G. Ensell., M. Kraft & N. White, “*MEMS mechanical sensors*”, Artech House, 2004.
- [4] P. Vadgama, “*Surfaces and interfaces for biomaterials*”, Woodhead Publishing, 2005.
- [5] Th. Gast., T. Brokate., E. Robens., Z. Ali & K. Pavey, “*Survey on mass determination systems*”, Journal of Thermal Analysis and Calorimetry, Vol. 71, pp. 19–23, 2003.
- [6] J. Verd, “*Monolithic CMOS-MEMS resonant beams for ultrasensitive mass detection*”, Ph.D. Tesis, 2008.
- [7] H. Campanella, “*Thin-film bulk acoustic resonators FBAR*”, Ph.D. Tesis, 2007.
- [8] Z. Davis, “*Fabrication & characterization of nanoresonator devices*”, M.Sc. Tesis, 1999.
- [9] W. Pang., Le. Yan., H. Zhang & E. Kim, “*Femtogram mass sensing platform based on lateral extensional mode piezoelectric resonator*”, Applied Physics Letters, Vol. 88, No. 24, pp. 3503-3505, 2006.
- [10] J. Lee, “*Silicon micromechanical resonators for measurements of mass and charge*”, Ph.D. Tesis, 2008.
- [11] J. Lu., T. Ikehara., Y. Zhang., T. Mihara & R. Maeda, “*Mechanical quality factor of microcantilevers for mass sensing applications*”, Proceedings of the SPIE, Vol. 6800, pp. 68001Y-1, 2007.
- [12] F. Solzbacher, “*A new SiC/HfB<sub>2</sub> based micro hotplate for metal oxide gas sensors*”, Ph.D. Tesis, 2003.
- [13] D. Lange., O. Brand & H. Baltes, “*CMOS cantilever sensor systems*”, Springer, 2002.

- [14] M. Duemling, “*Modeling and characterization of nanoelectromechanical systems*”, Ph.D. Tesis, 2002.
- [15] A. Gupta., D. Akin & R. Bashir, “*Detection of bacterial cells and antibodies using surface micromachined thin silicon cantilever resonators*”, Journal of Vacuum Science & Technology B: Microelectronics and Nanometer Structures, Vol. 22, No. 6, pp. 2785-2791, 2004
- [16] <http://www.smithsdetection.com/>
- [17] M. Lopez, “*Desarrollo de microestructuras de vidrio/silicio para la fabricación de sensores de gases con circuitería CMOS asociada*”, Ph.D. Tesis, 2003.
- [18] M. Morata, “*Resonadores micromecanizados para su aplicación en la detección de gases*”, Ph.D. Tesis, 2004.
- [19] G. Villanueva, “*Development of cantilevers for biomolecular measurements*”, Ph.D. Tesis, 2006.
- [20] D. Arecco, “*Analysis and preliminary characterization of a MEMS cantilever-type chemical sensor*”, M.S. Tesis, 2003.
- [21] M. Villarroya, “*Diseño y fabricación de sistemas micro/nano electromecánicos integrados monolíticamente para aplicaciones de sensores de masa y sensores biológicos con palancas como elementos transductores*”, Ph.D. Tesis, 2005.
- [22] K. Ekinici & M. Roukes, “*Nanoelectromechanical systems*”, Review of Scientific Instruments, Vol. 76, No. 6, pp. 1101-1, 2005.
- [23] G. Fuentes, “*AlN thin film electroacoustic devices*”, Ph.D. Tesis, 2003.
- [24] T. Ivanov, “*Piezoresistive cantilevers with an integrated bimorph actuator*”, Ph.D. Tesis, 2004.
- [25] W.H. Chuang, “*MEMS-based silicon nitride thin film materials and devices at cryogenic temperatures for space applications*”, Ph.D. Tesis, 2005.
- [26] J. Gaspar., V. Chu., N. Louro., R. Cabeça & J.P. Conde, “*Thermal actuation of thin films microelectromechanical structures*”, Journal of Non-Crystalline Solids, Vol. 299302, pp. 1224-1228, 2002.
- [27] J. Bryzek, “*Handbook of measuring systems design*”, John Wiley & Sons, Ltd, 2005.
- [28] M. Madou, “*Fundamentals of microfabrication: the science of miniaturization*”, CRC, 2002.

- [29] A. Hierlemann., O. Brand., C. Hagleitner & H. Baltes, “*Microfabrication techniques for chemical/biosensors*”, Proceedings of the IEEE, Vol. 91, No. 6, pp. 839-863, 2003.
- [30] M. Gad-el-Hak, “*MEMS: Design and fabrication*”, CRC, 2006.
- [31] J. Arcamone, “*Integration of nanomechanical sensors on CMOS by nanopatterning methods*”, Ph.D. Tesis, 2007.
- [32] G. Ballou, “*Handbook for Sound Engineers*”, Butterworth-Heinemann, 2002.
- [33] A. P. French, “*Vibrations and waves*”, W.W. Norton&Company, Inc. 1974.
- [34] M. Tabib-Azar, “*Microactuators: Electrical, Magnetic, Thermal, Optical, Mechanical, Chemical and Smart Structures*”, Kluwer Academic Publishers, 1998.
- [35] R. Kellogg, “*The Delta-E effect in Terfenol-D and its application in a tunable mechanical resonator*”, M.Sc. Tesis, 2000.
- [36] P. Calberg, “*Cantilever-based biosensor*”, M.Sc. Tesis, 2001.
- [37] J. Gaspar., V. Chu & J. Conde, “*Electrostatically actuated thin-film amorphous silicon microbridge resonators*”, Journal of Applied Physics, Vol. 97, pp. 094501, 2005.
- [38] V. Friedli., S. Hoffmann., J. Michler & I. Utke, “*AFM sensors in scanning electron and ion microscopes: Tools for nanomechanics, nanoanalytics, and nanofabrication*”, Springer Berlin Heidelberg Ed, 2007.
- [39] D. Sarid, “*Scanning Force Microscopy: With Applications to Electric, Magnetic, and Atomic Forces*”, Oxford Series in Optical and Imaging Sciences, 1994.
- [40] L. Toews, “*The development of a monolithic shape memory alloy actuator*”, M.Sc. Tesis, 2004.
- [41] F. Lochon., I. Dufour & D. Rebière, “*An alternative solution to improve sensitivity of resonant microcantilever chemical sensors: comparison between using high-order modes and reducing dimensions*”, Journal of Sensors and Actuators B: Chemical, Vol. 108, pp. 979-985, 2005.
- [42] J. Casals., A. Fargas-Marques & A. Shkel, “*Snap-action bistable micromechanisms actuated by nonlinear resonance*”, Journal of Microelectromechanical Systems, Vol. 17, No. 5, pp. 1082-1093, 2008.

- [43] S. Han., H. Benaroya & T. Wei, “*Dynamics of transversely vibrating beams using four engineering theories*”, Journal of Sound and Vibration, Vol. 225, No. 5, pp. 935-988, 1999.
- [44] D. Charnegied, “*Frequency tuning concepts for piezoelectric cantilever beams and plates for energy harvesting*”, M.Sc. Tesis, 2007.
- [45] Y. Tseytlin, “*High resonant mass sensor evaluation: An effective method*”, Review of Scientific Instruments, Vol. 76, pp. 115101, 2005.
- [46] V. Cimalla., F. Niebelschütz., K. Tonisch., Ch. Foerster., K. Brueckner., I. Cimalla., T. Friedrich., J. Pezoldt., R. Stephan., M. Hein & O. Ambacher, “*Nanoelectromechanical devices for sensing applications*”, Journal of Sensors and Actuators B, Vol. 126, pp. 24-34, 2007.
- [47] N. Sepulveda., D. Aslam & J. Sullivan, “*Polycrystalline diamond MEMS resonator technology for sensor applications*”, Journal of Diamond and Related Materials, Vol. 15(2), pp. 398-403, 2006.
- [48] S. Kobayashi., Y. Konaka & K. Ohwada, “*Shape effect on mechanical quality factor of micro-resonator*”, Proceedings of the 11th Annual International Workshop on MEMS, pp. 195-200, 1998.
- [49] T. Ikehara., J. Lu., M. Konno., R. Maeda & T. Mihara, “*A high quality-factor silicon cantilever for a low detection-limit resonant mass sensor operated in air*”, Journal of Micromechanics and Microengineering, Vol. 17, pp. 2491-2494, 2007.
- [50] H. Okadaa, T. Itoh & T. Suga, “*Wafer level sealing characterization method using Si micro cantilevers*”, Journal of Sensors and Actuators A, Vol. 147, pp. 359-364, 2008.
- [51] D. Wang., T. Ono & M. Esashi, “*Crystallographic influence on nanomechanics of ultra-thin silicon resonators*”, Proceedings of the 12th International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems TRANSDUCERS, pp. 336-339, 2003.
- [52] S. Pourkamali., A. Hashimura., R. Abdolvand., G. Ho., A. Erbil & F. Ayazi, “*High-Q single crystal silicon HARPSS capacitive beam resonators with self-aligned sub-100-nm transduction gaps*”, Journal of Microelectromechanical Systems, Vol. 12, No. 4, pp. 487-496, 2003.

- [53] A. Olkhovets, “*Nano Electro Mechanical Systems and their applications*”, Ph.D. Thesis, 2001.
- [54] J. Lu., T. Ikehara., Y. Zhang., T. Mihara., T. Itoh & R. Maeda, “*High quality factor silicon cantilever driven by PZT actuator for resonant based mass detection*”, Proceedings of the Symposium on Design, Test, Integration & Packaging of MEMS/MOEMS DTIP, pp. 60-65, 2008.
- [55] F. Blom., S. Bouwstra., M. Elwenspoek & J. Fluitman, “*Dependence of the quality factor of micromachined silicon beam resonators on pressure and geometry*”, Journal of Vacuum Science & Technology B: Microelectronics and Nanometer Structures, Vol. 10, No. 1, pp. 19-26, 1992.
- [56] N. Khélifa, “*Water vapour effects in mass measurement*”, Measurement Science Review, Vol. 8, Section 3, No. 1, pp. 22-24, 2008.
- [57] R. Candler., H. Li., M. Lutz., W. Park., A. Partridge., G. Yama & T. Kenny, “*Investigation of energy loss mechanisms in micromechanical resonators*”, Proceedings of the 12th International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems TRANSDUCERS, pp. 332-335, 2003.
- [58] J. Teva, “*Integration of CMOS-MEMS resonators for radiofrequency applications in the VHF and UHF bands*”, Ph.D. Thesis, 2007.
- [59] X. Xia & X. Li, “*Resonance-mode effect on microcantilever mass-sensing performance in air*”, Review of Scientific Instruments, Vol. 79, No. 7, pp. 4301-1, 2008.
- [60] “*Properties of Silicon*”, Emis Datareviews Series, No. 4, INSPEC, 1988.
- [61] K. Naeli., P. Tandon & O. Brand, “*Geometrical optimization of resonant cantilever sensors*”, Proceedings of the 14th International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems TRANSDUCERS, pp. 245-248, 2007.
- [62] H. Jianqiang., Z. Changchun., L. Junhua & H. Yongning, “*Dependence of the resonant frequency of thermally excited microcantilever resonators on temperature*”, Sensors and actuators A, 1001, pp. 37-41, 2002.
- [63] R. Sandberg., W. Svendsen., K. Mølhav & A. Boisen, “*Temperature and pressure dependence of resonance in multi-layer microcantilevers*”, Journal of Micromechanics and Microengineering, Vol. 15, pp. 1454-1458, 2005.

- [64] B. Bhushan., H. Fuchs & M. Tomitori, “*Applied scanning probe methods VIII: Scanning probe microscopy techniques*”, Springer Berlin Heidelberg, 2008.
- [65] R.A. Buser & F. De Rooij, “*Resonant silicon structures*”, Sensors and actuators, Vol. 17, pp. 145-154, 1989.
- [66] M. Koskenvuori, “*Microelectromechanical resonators for frequency reference and frequency conversion applications*”, Disertación Doctoral, 2008.
- [67] R. DeAnna, “*Surface micromachined silicon carbide accelerometers for gas turbine applications*”. NASA technical reports, 1998.
- [68] O. Hahtela., P. Sievila., N. Chekurov & I. Tittonen, “*Atomic layer deposited alumina ( $Al_2O_3$ ) thin films on a high- $Q$  mechanical silicon oscillator*”. Journal of Micromechanics and Microengineering, Vol. 17, pp. 737-742, 2007.
- [69] R. Melamud., M. Hopcroft., C. Jha., B.Kim., S. Chandorkar., R. Candler & T. Kenny, “*Effects of stress on the temperature coefficient of frequency in double clamped resonators*”, Proceedings of the the 13th International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems TRANSDUCERS, pp. 392-395, 2005.
- [70] Y. Jiang., T. Ono & M. Esashi, “*Temperature-dependent mechanical and electrical properties of boron-doped piezoresistive nanocantilevers*”, Journal of Micromechanics and Microengineering, Vol. 19, No. 6, pp. 5030-1, 2009.
- [71] H. J. De Los Santos, “*Introduction to Microelectromechanical Microwave Systems*”, Artech House Publishers, 1999.
- [72] J. Gardner., V. Varadan & O. Awadelkarim, “*Microsensors MEMS and Smart devices*”, Wiley 2001.
- [73] C. Li & T. Chou, “*Mass detection using carbon nanotube-based nanomechanical resonators*”, Applied Physics Letters, Vol. 84. No. 25, pp.5246-5248, 2004.
- [74] J. Teva., G. Abadala., F. Torresa., J. Verd., F. Pérez-Muranob & N. Barniola, “*A femtogram resolution mass sensor platform based on SOI electrostatically driven resonant cantilever. Part II: Sensor calibration and glycerine evaporation rate measurement*”, Ultramicroscopy, Vol. 106, pp. 808-814, 2006.

- [75] N. Lavrik., M. Sepaniak & P. Datskos, “*Cantilever transducer as a platform for chemical and biological sensors*”, Review of Scientific Instruments, Vol. 75, No. 7, pp. 2229-2253, 2004.
- [76] Y. T. Yang., C. Callegari., X. L. Feng., K. L. Ekinici & M. L. Roukes, “*Zeptogram-scale nanomechanical mass sensing*”, Nano Letters, Vol. 6, No. 4, pp. 583-586, 2006.
- [77] T. Ono, “*Ultimate sensing with an ultrathin single crystalline silicon resonator*”, Proceedings of IEEE Sensors, Vol. 2, pp. 916-921, 2002.
- [78] L. Johnson., A. Gupta., A. Ghafoor., D. Akin & R. Bashir, “*Characterization of vaccinia virus particles using microscale silicon cantilever resonator and atomic force microscopy*”, Sensors and Actuators B, Vol. 115, pp. 189-197, 2006.
- [79] P. Waggoner & H. Craighead, “*Micro- and nanomechanical sensors for enviromental, chemical, and biological detection*”, Lab on a Chip, No. 7, pp. 1238-1255, 2007.
- [80] N. Lavrik & G. Datskos, “*Femtogram mass detection using photothermally actuated nanomechanical resonators*”, Applied Physics Letters, Vol. 82, No. 16, pp.2697-2699, 2003.
- [81] M. Li., H. Tang & L. Roukes, “*Ultra-sensitive NEMS-based cantilevers for sensing, scanned probe and very high-frequency applications*”, Nature Nanotechnology, Vol. 2, pp. 114-120, 2007.
- [82] J. Verd., A. Uranga., G. Abadal., J. Teva., F. Pérez-Murano., J. Fraxedas., J. Esteve & N. Barniol, “*Monolithic mass sensor fabricated using a conventional technology with attogram resolution in air conditions*”, Applied Physics Letters, Vol. 91, No. 1, pp. 3501-1, 2007.
- [83] J. Verd., G. Abadal., J. Teva., M. Villarroya., A. Uranga., X. Borrisé., F. Campabadal., J. Esteve., E. Figueras., F. Pérez-Murano., Z. Davis., E. Forsén., A. Boisen & N. Barniol, “*Design, fabrication, and characterization of a submicroelectromechanical resonator with monolithically integrated CMOS readout circuit*”, Journal of Microelectromechanical Systems, Vol. 14, No. 3, pp. 508-519, 2005.
- [84] A. Fargas., R. Costa & A. Shkel, “*Modelling the electrostatic actuation of MEMS: State of the art 2005*”, Universidad Politecnica de Catalunya, 2005.

- [85] A. Herrera-May., P. García-Ramírez., L. Aguilera-Cortés., H. Plascencia-Mora., L. García-González., E. Manjarrez., M. Narducci & E. Figueras, “*Analytical modeling for the bending resonant frequency of sensors based on micro-and nanoresonators with complex structural geometry*”, IEEE Sensor Journal, en revisión.
- [86] F. Beill., R. Blick & A. Wixforth, “*Acoustically driven NEMS resonators*”, IEEE Ultrasonic symposium, pp. 290-293, 2003.
- [87] A. Ferguson., L. Li., V. Nagaraj., B. Balachandran., B. Piekarski & D. DeVoe, “*Modeling and design of composite free-free beam piezoelectric resonators*”, Journal of Sensors and Actuators A: Physical, Vol. 118, No. 1, pp. 63-69, 2005.
- [88] E. Figueras., M. Morata., J. Amirola., L. Fonseca., J. Santander., I. Gràcia., M. Dominguez., A. Rodriguez., MC. Horrillo & C. Cané, “*Micro-cantilevers for gas sensing*”, Proceedings of the 5th Spanish Conference on Electron Devices, pp. 565-567, 2005.
- [89] <http://www.ansys.com/>
- [90] “Icecrem 4.3, *User’s Guide*”, Fraunhofer Institut für Integrierte Schaltungen, 1995.
- [91] S. Franssila, “*Introduction to microfabrication*”, John Wiley & Sons Ltd, 2004.
- [92] M. Morata., E.Figueras., I. Gràcia., L. Fonseca & C. Cané, “*Thermal and mechanical simulation of bulk resonators*”, Proceedings of the Symposium on Design, Test, Integration & Packaging of MEMS/MOEMS DTIP, pp. 208-213, 2003.
- [93] M. Morata., E.Figueras., L. Fonseca., J. Santander., I. Gràcia & C. Cané, “*Mechanical characterization of micro-resonator structures*”, Proceedings of the Spanish Conference on Electron Devices, pp. 57-60, 2005.
- [94] H. Buchholdt, “*Structural dynamics for engineers*”, Thomas Telford, 1997.
- [95] S. Chandra., U. Hanhe., G. Jensen & T. Saether, “*Modeling of spring constant and pull-down voltage of non uniform RF MEMS cantilever*”, Proceedings of the 2006 IEEE International Behavioral Modeling and Simulation Workshop, pp. 56-60, 2006.



- [96] J.A. Plaza., K. Zinoviev., G. Villanueva., M. Álvarez & J. Tamayo, “*T-shape microcantilever sensor with reduced deflection offset*”, Applied Physics Letters, Vol. 89, No. 9, pp. 4109-1, 2006.
- [97] J.A. Plaza., K. Zinoviev., G. Villanueva & C. Domínguez, “*Novel cantilever design with high control of the mechanical performance*”, Journal of Microelectronic Engineering, Vol. 84, pp. 1292-1295, 2007.
- [98] Y. Li., K. Saitou & N. Kikuchō, “*Topology optimization of thermally actuated compliant mechanisms considering time-transient effect*”, Finite Elements in Analysis and Design, Vol. 40, No. 11, pp. 1317-1331, 2004.
- [99] Wilcox, D, “*Fully compliant tensural bistable mechanisms (FTBM) with on-chip thermal actuation*”, Ph.D. Tesis, 2004.
- [100] R. Mahameed & D. Elata, “*Two-dimensional analysis of temperature-gradient actuation of cantilever beam resonators*”, Journal of Micromechanics and Microengineering, Vol. 15, pp. 1414-1424, 2005.
- [101] T. Lammerink., M. Elwenspoek & J. Fluitman, “*Frequency dependence of thermal excitation of micromechanical resonators*”, Journal of Sensors and Actuators A: Physical, Vol. 27, pp. 685-689, 1991.
- [102] T. Lammerink, M. Elwenspoek & J. Fluitman, “*Thermal actuation of clamped silicon microbeams*”, Sensors and Materials, Vol. 3, pp. 217-238, 1992.
- [103] S. Bouwstra., J. Roijen., H. Tilmans., A. Selvakumar & K. Najafi, “*Thermal base drive for micromechanical resonators employing deep-diffusion bases*”, Journal of Sensors and Actuators A: Physical, Vol. 37, pp. 38-44, 1993.
- [104] H. Callen, “*Thermodynamics and an introduction to thermostatistics*”, John Wiley & Sons. Inc, 1995.
- [105] M. Agah., J. Potkay., J. Driscoll., R. Sacks., M. Kaviani & K. Wise, “*Termal behavior of high-performance temperature-programmed microfabricated gas chromatography columns*”, Conference Proceedings of The 12th International Conference on Solid State Sensor. Actuators and Microsystems TRANSDUCERS, pp. 1339-1342, 2003.
- [106] H. Ernst, “*High-resolution thermal measurements in fluids*”, Ph.D. Tesis, 2001.

- [107] J. Jakovenko., M. Husak., & T. Lalinsky, “*Design and characterization of MEMS thermal converter*”, Sensors & Transducers Journal, Special Issue, pp. 101-110, 2007.
- [108] M. Mihailović., J.F. Creemer & P.M. Sarro, “*Monocrystalline si-based microhotplate heater*”, Proceedings of the SAFE/STW, pp. 608-611, 2007.
- [109] J. Hildenbrand, “*Simulation and characterisation of a micromachined gas sensor and preparation for model order reduction*”, Ph.D. Tesis, 2003.
- [110] M. Fleta, “*Tecnología de detectores de partículas de silicio resistentes a la radiación*”, Ph.D. Tesis, 2005.
- [111] T. Bechtold., E. Rudnyi & J. Korvink. “*Dynamic electro-thermal simulation of microsystems – a Review*”, Journal of Micromechanics and Microengineering, Vol. 15, pp. R17-R32, 2005.
- [112] C. Jha., M. Hopcroft., M. Agarwal., S. Chandorkar., R. Candler., V. Subramanian., R. Melamud., S. Bhat., B. Kim, K. Park & T. Kenny, “*In-chip device-layer thermal isolation of mems resonator for lower power budget*”, Conference Proceedings of Internacional Mechanical Engineering Congress and Exposition IMECE2006, pp. 1-7, 2006.
- [113] M. Mitchell. “*Design and microfabrication of a molded polycarbonate continuous flow polymerase chain reaction device*”, Ph.D. Tesis, 2002.
- [114] A. Fernández, “*Development of membrane-based calorimeters to measure phase transitions at nanoscale*”, Ph.D. Tesis, 2007.
- [115] P. Norton & J. Brandt, “*Temperature coefficient of resistance for p-type and n-type silicon*”, Solid-State Electronics, Vol. 21, pp. 969-974, 1978.
- [116] J. Sun., T. Dekorsy., W. Skorupa., B. Schmidt., A. Mücklich & M. Helm, “*Below-band-gap electroluminescence related to doping spikes in boron-implanted silicon pn diodes*”, Physical Review B, Vol. 70, No. 15, pp. 5316-1, 2004.
- [117] J. Plummer & P. Griffin, “*Material and Process Limits in Silicon VLSI Technology*”, Proceeding of the IEEE, Vol. 89, No. 3, pp. 240-258, 2001.
- [118] M. Asheghia., K. Kurabayashi., R. Kasnavi & K. E. Goodson, “*Thermal conduction in doped single-crystal silicon films*”, Journal of Applied Physics, Vol. 91, No. 8, pp. 5079-5088, 2002.

- [119] W. Liu., K. Etessam-Yazdani., R. Hussin & M. Asheghi, “*Modeling and Data for Thermal Conductivity of Ultrathin Single-Crystal SOI Layers at High Temperature*”, IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 53, No. 8, pp. 1868-1876, 2006.
- [120] R. Roberts, “*Thermal expansion reference data: silicon 300-850°K*”, Journal Applied Physics, Vol. 14, pp. L61-L66, 1981.
- [121] B. Berry & W. Pritchett, “*Stress and thermal expansion of boron-doped silicon membranes on silicon substrates*”, Journal of Vacuum Science and Technology A, Vol. 9, No. 4, pp. 2231-2234, 1991.
- [122] <http://www.picceramic.com/site/compact.html>
- [123] [http://www.physikinstrumente.com/en/pdf/PL022\\_PL033\\_Datasheet.pdf](http://www.physikinstrumente.com/en/pdf/PL022_PL033_Datasheet.pdf)
- [124] M. Suffian., B. Zamali & J. Talghader, “*Stress-mapping sensors for high-power adaptive micro-optics*”, Applied Optics IP, Vol. 45, No. 7, pp.1619-1626, 2006.
- [125] J.C. Chiou., L.J. Shieh & Y.J. Lin, “*CMOS-MEMS prestress vertical cantilever resonator with electrostatic driving and piezoresistive sensing*”, Journal of physics D: Applied physics, Vol. 41, No. 20, pp. 5102-1, 2008.
- [126] V. Chandrasekaran, “*Thermoelastically actuated acoustic proximity sensor with integrated electrical through-wafer interconnects*”, Ph.D Tesis, 2004.
- [127] M.E. Ghorba., N. André., S. Sobieski & J.P. Raskin, “*Out-of-plane CMOS compatible magnetometers*”, Proceedings of the Symposium on Design, Test, Integration & Packaging of MEMS/MOEMS DTIP, 2007.
- [128] Y. Kanda, “*A graphical representation of the piezoresistance coefficients in silicon*”, IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 29, No. 1, pp. 64-70, 1982.
- [129] G. Villanueva., J.A. Plaza., J. Montserrat., F. Perez-Murano & J. Bausells, “*Crystalline silicon cantilevers for piezoresistive detection of biomolecular forces*”, Journal of Microelectronic engineering, Vol. 85, pp. 1120-1123, 2008.
- [130] R. Dieme, “*Characterization of noise in mems piezoresistive microphones*”, M.Sc. Tesis, 2005.
- [131] J. Korvink & O. Haber, “*MEMS: A practical guide to design, analysis and applications*”, William Andrew Publishing, 2006.
- [132] N. Maluf & K. Williams, “*An Introduction to Microelectromechanical Systems Engineering*”, Artech house publishers, 2004.

- [133] T. Lane, “*Design of piezoresistive MEMS force and displacement sensors*”, M.Sc. Tesis, 2006.
- [134] D. Marinaro., P. McMahon & A. Wilson, “*The effects of ionising radiation on MEMS silicon strain. gauges: preliminary background and methodology*”, DSTO Defence Science and Technology Organisation, 2006.
- [135] Y. Kanda, “*Piezoresistance Effect of Silicon*”, Journal of Sensors and Actuators A: Physical, Vol. 28, No. 2, pp. 83-91, 1991.
- [136] A. Mohammed., W. Moussa & E. Lou, “*High sensitivity MEMS strain sensor: Design and simulation*”, Journal of Sensors, Vol. 8, No. 4, pp. 2642-2661, 2008.
- [137] <http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/ina103.pdf>
- [138] M.J. López, “*Micronanoherramientas para las ciencias de la vida*”, Ph.D. Tesis, 2008.
- [139] C. Sanchez, “*Análisis de errores*”, EUDEMAUNIVERSIDAD, Ediciones de la Universidad complutense, 1989.
- [140] <http://www.polysciences.com/SiteData/poly/Assets/DataSheets/238.pdf>
- [141] H. Sone., Y. Fujinuma., T. Hieida., T. Chiyoma., H. Okano & S. Osaka, “*Picogram mass sensor using microcantilever*”, Proceedings of the SICE Annual Conference in Sapporo, pp. 1508-1513, 2004.
- [142] S. Dohn., R. Sandberg., W. Svendsen & A. Boisen, “*Enhanced Functionality of cantilever Based Mass Sensor Using Higher Modes and Functionalized Particles*”, Proceedings of the Transducer 05, pp. 636-639, 2005.
- [143] A. Loui., T. Ratto., T. Wilson., S. MacCall., E. Mukerjee., A. Love & B. Hart, “*Chemical vapor discrimination using a compact and low-power array of piezoresistive microcantilevers*” The Analyst, No. 133, pp. 608-615, 2008.
- [144] C. Mirkin & C. Niemeyer, “*Nanobiotechnology II*”, Wiley-VCH, 2007.
- [145] L. Fadel., F. Lochon., I. Dufour & O. Français, “*Chemical sensing: millimeter size resonant microcantilever performance*”, Journal of Micromechanics and Microengineering, Vol. 14, pp. S23-S30, 2004.
- [146] K. Wong., Z. Tang., J. Sin., P. Chan., P. Cheung & H. Hiraoka, “*Sensing mechanism of polymer for selectivity enhancement of gas sensors*”, Proceedings of the IEEE International Conference on Semiconductor Electronics ICSE, pp. 217-220, 1996.

- [147] B. Monchev., D. Filenko., N. Nikolov., C. Popov., T. Ivanov., P. Petkov & I. Rangelow, “*Investigation of the sorption properties of thin Ge-S-AgI films deposited on cantilever-based gas sensor*”, Journal of Applied Physics A, Vol. 87, pp. 31-36, 2007.
- [148] C. Vancura., M. Rüegg., Y. Li., C. Hagleitner & A. Hierlemann, “*Magnetically actuated complementary metal oxide semiconductor resonant cantilever gas sensor systems*”, Journal of Analytical Chemistry, Vol. 77, No. 9, pp. 2690-2699, 2005.
- [149] P. Kurzawski., C. Hagleitner & A. Hierlemann, “*Detection and discrimination capabilities of a multitransducer single-chip gas sensor system*”, Journal of Analytical Chemistry, Vol. 78, No. 19, pp. 6910-6920, 2006.
- [150] A. Hierlemann., D. Lange., C. Hagleitner., N. Kerness., A. Koll., O. Brand & H. Baltes, “*Application-specific sensor systems based on CMOS chemical microsensors*”, Journal of Sensors and Actuators B: Chemical, Vol. 70, pp. 2-11, 2000.
- [151] D. McCorkle., R. Warmack., S. Patel., T. Mlsna, S. Hunter & T. Ferrell, “*Ethanol vapor detection in aqueous environments using micro-capacitors and dielectric polymers*”, Journal of Sensors and Actuators B: Chemical, Vol. 107, No. 2, pp. 892-903, 2005.
- [152] F. Lochon., L. Fadel., I. Dufour., D. Ribière & J. Pistré, “*Silicon made resonant microcantilever: Dependence of the chemical sensing performances on the sensitive coating thickness*”, Journal of Materials Science and Engineering C, Vol. 26, pp. 348-353, 2006.
- [153] <http://www.concentris.ch/index.php?id=7>
- [154] M. Morata., J. Amirola., E. Figueras., L. Fonseca., J. Santander., I. Gràcia., M. Dominguez., A. Rodriguez., M. Horrillo & C. Cané, “*Micro-cantilevers for gas sensing*”, Proceedings of the Spanish Conference on Electron Devices, pp. 565-567, 2005.
- [155] M. Morata., M. Garcia., J. Santos., I. Sayago., M. Fernandez., M. Horrillo., E. Figueras., L. Fonseca., J. Santander., I. Gràcia & C. Cane, “*FEM simulations to estimate the polymer thickness deposited over mechanical resonators*”, Proceedings of the Spanish Conference on Electron Devices, pp. 541-544, 2005.

- [156] C. Vancura., M. Rüegg., Y. Li., D. Lange., C. Hagleitner., O. Brand., A. Hierlemann & H. Baltes, “*Magnetically actuated CMOS resonant cantilever gas sensor for volatile organic compounds*”, Proceedings of the 12th International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems TRANSDUCERS, pp. 1355-1358, 2003.
- [157] [http://www.aalborg.com/images/file\\_to\\_download/en\\_Aalborg\\_EM201007\\_P\\_P\\_X\\_Meters.pdf](http://www.aalborg.com/images/file_to_download/en_Aalborg_EM201007_P_P_X_Meters.pdf)
- [158] [http://www.aalborg.com/images/file\\_to\\_download/en\\_Aalborg\\_EM201007\\_Technical\\_Information.pdf](http://www.aalborg.com/images/file_to_download/en_Aalborg_EM201007_Technical_Information.pdf)
- [159] [http://www.raesystems.com/~raedocs/Data\\_Sheets/MiniRAE-3000\\_datasheet\\_ES\\_Lo.pdf](http://www.raesystems.com/~raedocs/Data_Sheets/MiniRAE-3000_datasheet_ES_Lo.pdf)
- [160] P. Waggoner & H. Craighead, “*Micro- and nanomechanical sensors for environmental, chemical, and biological detection*”, Lab on a chip, No. 7, pp. 1238-1255, 2007.
- [161] D. Jin., X. Li., H. Bao., Z. Zhang., Y. Wang., H. Yu & G. Zuo, “*Integrated cantilever sensors with a torsional resonance mode for ultrasensitive on-the-spot bio/chemical detection*”, Journal of Applied Physics Letters, Vol. 90, No. 4, pp. 19011-1913, 2007.
- [162] X. Xia & X. Li, “*Resonance-mode effect on microcantilever mass-sensing performance in air*”, Review of Scientific Instruments, Vol. 79, No. 7, pp. 4301-1, 2008.
- [163] D. Jin., X. Li., J. Liu., G. Zuo., Y. Wang., M. Liu & H. Yu, “*High-mode resonant piezoresistive cantilever sensors for tens-femtogram resolvable mass sensing in air*”, Journal of Micromechanics and Microengineering, Vol. 16, pp. 1017-1023, 2006.
- [164] M. Krishna., V. Barwich., T. Braun., J. Ramseyer., C. Gerber., M. Hegner., H. Lang., U. Drechsler & M. Despont, “*Higher modes of vibration increase mass sensitivity in nanomechanical microcantilevers*”, Nanotechnology, Vol. 18, No. 44, pp. 5502-1, 2007.
- [165] Y. Tseytlina, “*High resonant mass sensor evaluation: An effective method*”, Review of Scientific Instruments, Vol. 76, No. 11, pp. 5101-1, 2005.

- [166] S. Dohn., R. Sandberg., W. Svendsen & A. Boisen, “*Enhanced functionality of cantilever based mass sensors using higher modes and functionalized particles*”, Proceedings of the 13th International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems TRANSDUCERS, pp. 636-639, 2005.
- [167] X. Xia., P. Zhou & X. Li, “*Effect of resonance-mode order on mass-sensing resolution of microcantilever sensors*”, Proceedings of IEEE Sensors, pp. 577-580, 2008.
- [168] J. Zhao., G. Bridges & D. Thomson, “*Properties of micromachined mechanical resonators for on chip applications*”, Proceedings of the Micronet Annual Workshop, pp. 57-58, 2005.
- [169] L. Chena., C. Leeb & W. Chenga, “*MEMS-based humidity sensor with integrated temperature compensation mechanism*”, Journal of Sensors and Actuators B: Chemical, Vol. 147, pp. 522-528, 2008.
- [170] K. Goeders., J. Colton & L. Bottomley, “*Microcantilevers: Sensing chemical interactions via mechanical motion*”, Chemical Reviews, Vol. 108, pp. 522-542, 2008.
- [171] C. Durán, “*Diseño y optimización de los subsistemas de un sistema de olfato electrónico para aplicaciones agroalimentarias e industriales*”, Ph.D. Tesis, 2005.
- [172] D. Lange., A. Koll., O. Brand & H. Baltes, “*CMOS chemical microsensor based on resonant cantilever beams*”, Proceedings of the Conference on Smart Structures and Materials SPIE, Vol. 3328, pp. 233-243, 1998.
- [173] W. Pan & N. Li, “*Micro-cantilever array and its application in gas sensor*”, Proceedings of the International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology ICMMT, pp. 1547-1550, 2008.
- [174] C. Hagleitner., D. Lange., A. Hierlemann., O. Brand & H. Baltes, “*CMOS single-chip gas detection system comprising capacitive, calorimetric and mass-sensitive microsensors*”, IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 37, No. 12, pp. 1867-1878, 2002.
- [175] G. Yoshikawa., H. Lang., T. Akiyama., L. Aeschimann., U. Staufer., P. Vettiger., M. Aono., T. Sakurai & C. Gerber, “*Sub-ppm detection of vapors using piezoresistive microcantilever array sensors*”, Nanotechnology, Vol. 20, No. 1, pp. 5501-1, 2009.

- [176] D. Then., A. Vidic & Ch. Ziegler, “*A highly sensitive self-oscillating cantilever array for the quantitative and qualitative analysis of organic vapor mixtures*”, Journal of Sensors and Actuators B: Chemical, Vol. 117, pp. 1-9, 2006.
- [177] Y. Li., C. Vancura., D. Barrettino., M. Graf., C. Hagleitner., A. Kummer., M. Zimmermann., K.-U. Kirstein & A. Hierlemann, “*Monolithic CMOS multi-transducer gas sensor microsystem for organic and inorganic analytes*”, Journal of Sensors and Actuators B: Chemical, Vol. 126, pp. 431-440, 2007.
- [178] B. Kim., F. Prins., D. Kern., S. Raible & U. Weimar, “*Multicomponent analysis and prediction with a cantilever array based gas sensor*”, Journal of Sensors and Actuators B: Chemical, Vol. 78, pp. 12-18, 2001.
- [179] M. Domínguez., J. Pons-Nin., J. Ricart., A. Bermejo & E. Figueras, “*A novel  $\Sigma$ - $\Delta$  pulsed digital oscillator (PDO) for MEMS*”, IEEE Sensor Journal, Vol. 5, No. 6, pp. 1359-1388, 2005.
- [180] J. Ricart., J. Ponsa., M. Domíngueza., A. Rodríguez., E. Figueras., M.C. Horrillo., J. Gutiérrez & I. Sayago, “*Application of pulsed digital oscillators to volatile organic compounds sensing*”, Journal of Sensors and Actuators B: Chemical, Vol. 134, pp. 773-779, 2008.