



**CENTRO DE INVESTIGACIÓN Y DE ESTUDIOS
AVANZADOS
DEL INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL**

CINVESTAV UNIDAD ZACATENCO
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA
SECCIÓN DE ELECTRÓNICA DEL ESTADO SÓLIDO

**Diseño y Evaluación de un Acelerómetro
de un Eje para Baja G**

Tesis que presenta

Ing. Griselda Stephany Abarca Jiménez

Para obtener el grado de

Maestro en Ciencias

En la especialidad de Ingeniería Eléctrica

Director de Tesis: Dr. Mario Alfredo Reyes Barranca

Ciudad de México, México

17 de Agosto, 2012

AGRADECIMIENTOS

La cuantía de las formas canónicas usadas para transmitir el agradecimiento son amplias. Al cabo de una búsqueda prolongada se ha seleccionado: GRACIAS. Dentro de todas estas diversas formas se alojan los sentimientos, los profundos y los superficiales, que hoy nos vuelven uno solo. Nada más nos resta añadir lo que es evidente: nuestra gratitud con CONACYT y CINVESTAV que comenzó hace bastante tiempo.

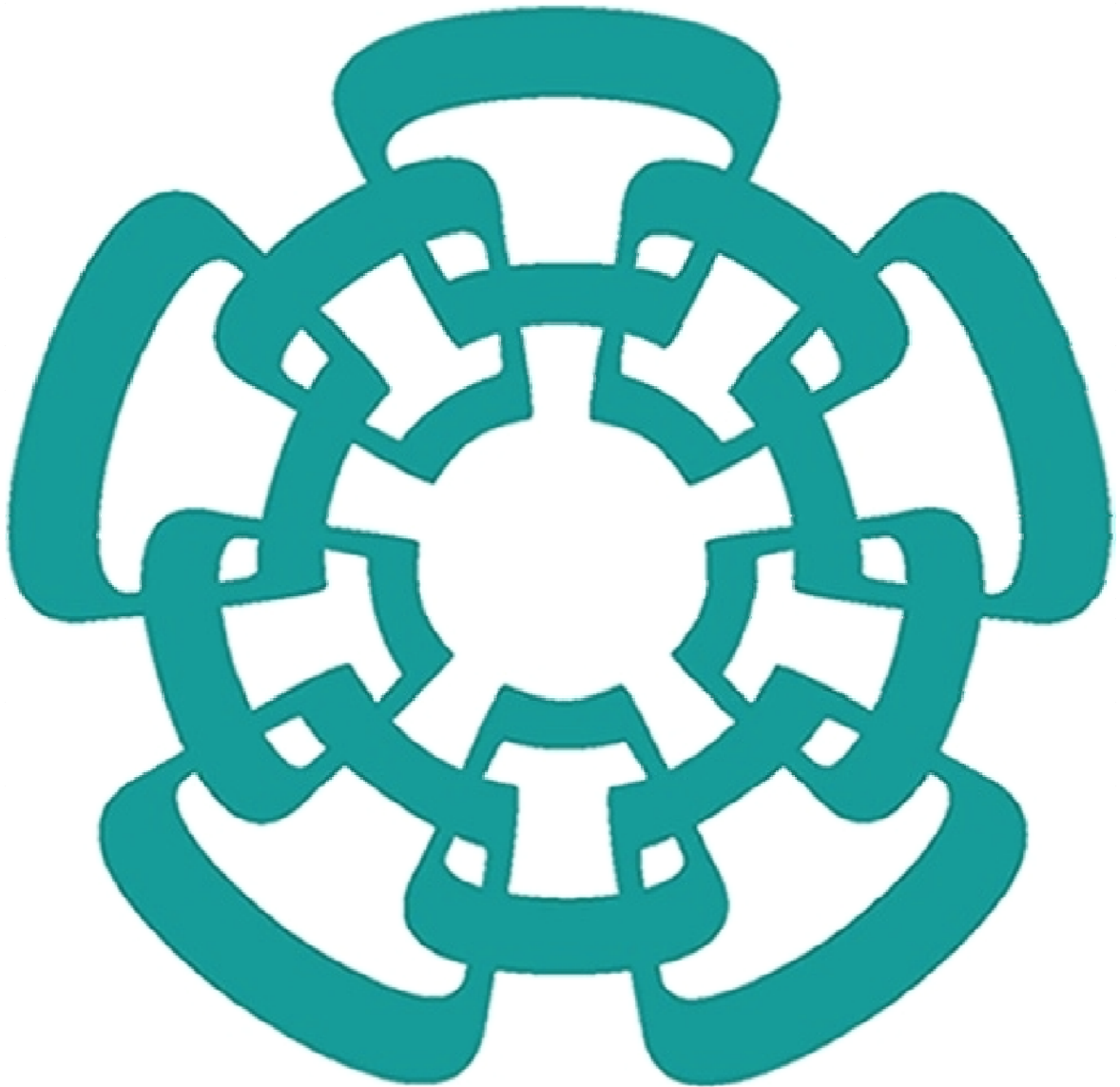
Las gratitudes más intensas de un estudiante incluyen las convivencias con los asesores y amigos que presentan ideas y conocimientos hasta el momento desconocidos a nuestros ojos con nombres que presagian experiencias, gracias a ellas se ha logrado este saldo, y substancialmente al Dr. Mario Alfredo Reyes Barranca.

Unir el reconocimiento y la memoria y celebrar la amistad, es un acto muy humano de justicia en medio del ajetreo de la competitividad y el oportunismo, así por medio de este escrito se agradece cada momento que brazo con brazo estuvo el equipo unido con una sola meta, muchísimas gracias equipo, especialmente al M. en C. Luis Martín Flores Nava y al Dr. Oliverio Arellano Cárdenas.

En lo cívico y lo moral, la deuda elige un nombre: la familia. La familia lleva consigo, como en un río perdurable, otros bellos y significativos vocablos que dignifican a quien los pongan en práctica: lealtad, agradecimiento, nobleza, sinceridad, justicia, entrega, franqueza, tranquilidad. Recordar y celebrar, unen la nostalgia con la dicha y sostienen nuestra efímera condición de seres humanos.

De nuevo, y para sorprenderme a mi misma con la observación, reitero mi agradecimiento con CINVESTAV. Desde hoy, me siento domiciliada a él. Gracias a sus profesores, amigos, a la familia y a cada miembro de este equipo de trabajo, ya que sólo gracias a la educación se puede hacer ciudad y país, construir ese tejido social pleno de significados en el que nadie sobra porque todos estamos llamados a cumplir con nuestras tareas particulares, con nuestra visión de mundo, con nuestro oficio, con nuestra vocación solidaria de entregarnos por completo a aquello en lo cual creemos.

Muchas gracias



Prefacio

PREFACIO

Los microsistemas tienen una larga historia, remontándose años atrás cerca de 1960, en numerosos laboratorios se comenzó a trabajar en la idea de integrar sensores usando la misma tecnología de fabricación de los circuitos integrados. La idea tenía mucha oportunidad de éxito ya que prometía reducir costos y muy probablemente integrar a los sensores y a los circuitos dentro del mismo chip. Todas estas ideas fueron desarrolladas en distintas Universidades, hasta tener tal proyección, que actualmente la investigación en Microsistemas (o MEMS) es hoy en día primordial en los laboratorios de los Centros de Investigación a nivel mundial.

El acrónimo elegido para los microsistemas fue “MEMS” (Micro-Electro-Mechanical-Systems), ya que cuentan con subsistemas microelectrónicos y configuraciones mecánicas entre las cuales se encuentran las estructuras.

Hoy en día, el diseño de MEMS abarca varias disciplinas no sólo de la Ingeniería y la Física sino que además incluye a la Biología, la Medicina, etc., debido al gran número de aplicaciones que este tipo de micromecanismos tienen.

La fuerte demanda de MEMS se ha incrementado muy rápidamente con los años, especialmente el área de los CMOS-MEMS. Con la finalidad de continuar con el desarrollo en esta área se desarrolló este trabajo de tesis, que está compuesto como a continuación se describe:

En el primer capítulo se muestra la introducción al trabajo de tesis; en él se observan las diferentes aportaciones que se han hecho en esta área en particular, se contextualiza de acuerdo al estado de la técnica actual y el marco teórico que introduce al lector en el diseño de MEMS Acelerómetros.

En el segundo capítulo se muestra detalladamente el proceso mediante el cual algunos MEMS realizan su transducción; este capítulo se distingue por incluir únicamente los aspectos teóricos de éste.

En el capítulo tres se describen los aspectos metodológicos, estableciendo la inventiva con la que se llega a la configuración final del MEMS Acelerómetro presentada en esta tesis, así como las simulaciones empleando diferente Software para respaldar al diseño teórico.

En el capítulo cuatro se muestra un estudio de diferentes tipos de transductores mecánicos o resortes utilizados para implementar la estructura capacitiva que forma al acelerómetro.

En el capítulo cinco se muestra un bosquejo del layout de uno de los diseños analizados anteriormente, además de observar dicho diseño ya fabricado en un chip de $2 \times 2 \text{mm}^2$ usando tecnología de $0.5 \mu\text{m}$ disponible con On-Semiconductor.

En el último capítulo se habla sobre los resultados, se discute, se plantea el trabajo futuro y se concluye; enseguida se muestra en los apéndices información detallada sobre los modelos empleados para el transistor FGMOS de dos compuertas de control como el empleado en el diseño en el presente trabajo, así como el modelo del MOS convencional, basados ambos en la tecnología de 0.5 micras.

CONTENIDO

PREFACIO	IV
CONTENIDO	VI
ÍNDICE DE FIGURAS	VIII
ÍNDICE DE TABLAS	XI
RESUMEN.....	XII
ABSTRACT	XIII
OBJETIVOS.....	XIV
JUSTIFICACIÓN	XV
1 INTRODUCCIÓN.....	2
1.1 GENERALIDADES	2
1.1.1 <i>Los MEMS y los Micro-sistemas</i>	2
1.2 ANTECEDENTES	3
1.2.1 <i>Acelerómetros</i>	3
1.3 SENSADO PIEZO-RESISTIVO.....	5
1.4 SENSADO PIEZO-ELÉCTRICO	6
1.5 SENSADO CAPACITIVO.....	7
1.5.1 <i>Promedio de cambios</i>	8
1.5.2 <i>Medición por desplazamiento</i>	10
1.6 ESTADO ACTUAL.....	10
1.6.1 <i>Patentes</i>	14
1.7 REVISIÓN BIBLIOGRÁFICA.....	15
1.8 CONCLUSIONES DE CAPÍTULO	19
2 ASPECTOS TEÓRICOS	21
2.1 ACCELERÓMETROS CON SENSADO CAPACITIVO.....	21
2.1.1 <i>Medición de posición por medio de capacitancia</i>	21
2.1.2 <i>Circuitos para medir cambio de capacitancia</i>	24
2.1.3 <i>Capacitancias parásitas</i>	27
2.2 EL TRANSISTOR MOS DE COMPUERTA FLOTANTE	31
2.2.1 <i>Circuito eléctrico equivalente</i>	32
2.3 CONCLUSIONES DE CAPÍTULO	36
3 ASPECTOS METODOLÓGICOS.....	38
3.1 DETERMINACIÓN DE LA GEOMETRÍA.....	40
3.1.1 <i>Metodología de diseño del acelerómetro</i>	43
3.2 UTILIDAD DE LA SEGUNDA COMPUERTA DE CONTROL.....	52
3.3 INFLUENCIA DEL ÁREA DE LA MASA FIJA EN EL VOLTAJE DE COMPUERTA FLOTANTE	56
3.4 DISTRIBUCIÓN FÍSICA PARA LOS DEDOS DISEÑADOS DEL ACCELERÓMETRO	60
3.5 MASA DE PRUEBA.....	61
3.6 EL RESORTE Y LA CONSTANTE DE RIGIDEZ	62
3.7 LA CONSTANTE DE AMORTIGUAMIENTO.....	68
3.8 CONCLUSIONES DE CAPÍTULO	74
4 ASPECTOS EXPERIMENTALES	76

4.1	DISEÑOS CREATIVOS DE RESORTES CON $k = 2.085 \cdot 10 - 3$ NM	76
4.2	CONCLUSIONES DE CAPÍTULO	86
5	MATERIALES Y MÉTODOS	88
5.1	CONCLUSIONES DE CAPÍTULO	95
6	CONCLUSIONES	97
6.1	APORTACIONES DEL TRABAJO	97
6.2	TRABAJO FUTURO	98
6.3	PRODUCTOS	98
	REFERENCIAS	99
	APÉNDICES	102
	APÉNDICE A (FGMOS_N_VH_1_05_AIRE_3)	102
	APÉNDICE B (V09M-PARAMS).....	105
	APÉNDICE C (CONSTANTES FÍSICAS)	107

ÍNDICE DE FIGURAS

FIG. 1-1 MEMS COMO MICROSENSOR 2

FIG. 1-2 CLASIFICACIÓN DE LOS MEMS 2

FIG. 1-3 SISTEMA MASA RESORTE AMORTIGUADOR (BALTES, 2005)..... 4

FIG. 1-4 TIPOS DE SENSADO UTILIZADOS EN ACELERÓMETROS..... 5

FIG. 1-5 SENSADO CAPACITIVO 8

FIG. 1-6 CONFIGURACIÓN TÍPICA PARA EL SENSADO CAPACITIVO PROMEDIO DE "CAMBIOS" *ADAPTADO DE (2)* 9

FIG. 1-7 CONFIGURACIÓN TÍPICA PARA EL SENSADO CAPACITIVO USANDO MEDICIÓN POR DESPLAZAMIENTO *ADAPTADO DE (2)*..... 10

FIG. 1-8 DISEÑO CKME *ADAPTADO DE (4)*..... 11

FIG. 1-9 ACELERÓMETRO DE TRES EJES EN UN CHIP PARA MICRO-G *ADAPTADO DE (6)* 11

FIG. 1-10 ESTRUCTURA DEL SENSOR *ADAPTADO DE (7)* 12

FIG. 1-11 ESTRUCTURA DEL ACELERÓMETRO DE CONVECCIÓN *ADAPTADO DE (8)* 12

FIG. 1-12 LAYOUT DE LA ESTRUCTURA CAPACITIVA PROPUESTA POR EL AUTOR *ADAPTADO DE (9)*..... 13

FIG. 1-13 ESTRUCTURA TRADICIONAL DE VIGAS BILATERALES *ADAPTADO DE (10)* 13

FIG. 1-14 RESPUESTA TRANSITORIA DE UN SISTEMA DINÁMICO 17

FIG. 1-15 SISTEMA MASA-RESORTE-AMORTIGUADOR 17

FIG. 2-1 ESTRUCTURAS CAPACITIVAS PARA SENSAR POSICIÓN *ADAPTADO DE (2)* 21

FIG. 2-2 CAPACITOR DE PLACAS PARALELAS *ADAPTADO DE (2)*..... 22

FIG. 2-3 CAPACITOR INTERDIGITADO *ADAPTADO DE (2)* 22

FIG. 2-4 CAPACITOR DE FRANJA *ADAPTADO DE (2)* 23

FIG. 2-5 MODELO EQUIVALENTE 23

FIG. 2-6 CIRCUITO TÍPICO DE APLICACIÓN..... 23

FIG. 2-7 AMPLIFICADOR DE TRANSIMPEDANCIA *ADAPTADO DE (2)* 25

FIG. 2-8 CONFIGURACIÓN DE INVERSOR PARA MEDIR CAPACITANCIA *ADAPTADO DE (2)* 26

FIG. 2-9 CONFIGURACIÓN DE SEGUIDOR DE VOLTAJE *ADAPTADO DE (2)* 27

FIG. 2-10 SEPARACIÓN FÍSICA PARA EVITAR UNA GRAN CAPACITANCIA PARÁSITA *ADAPTADO DE (2)* 28

FIG. 2-11 CONFIGURACIÓN DE UN CONDUCTOR FLOTANDO (A), Y DE UN CONDUCTOR ATERRIZADO (B) 29

FIG. 2-12 CIRCUITO PARA COMPENSAR LA CAPACITANCIA PARÁSITA 30

FIG. 2-13 MEDIDOR DE CORRIENTE 30

FIG. 2-14 ESTRUCTURA DE UN FGMOS (16)..... 32

FIG. 2-15 CIRCUITO EQUIVALENTE DEL FGMOS 32

FIG. 2-16 ESTRUCTURA DE UN FGMOS DE MÚLTIPLES COMPUERTAS DE CONTROL..... 34

FIG. 2-17 DIAGRAMA ELÉCTRICO DE LA ESTRUCTURA DEL FGMOS CON DOS COMPUERTAS DE CONTROL 34

FIG. 2-18 DIAGRAMA ELÉCTRICO DE LA ESTRUCTURA DEL FGMOS CON DOS COMPUERTAS DE CONTROL, EN DONDE UNA DE ELLAS ES VARIABLE 35

FIG. 3-1 PREMISAS Y PARÁMETROS DE DISEÑO 38

FIG. 3-2 BOSQUEJO DE LA ESTRUCTURA DEL ACELERÓMETRO 39

FIG. 3-3 PRINCIPIO DE VARIACIÓN DE CAPACITANCIA 39

FIG. 3-4 ELECCIÓN DE LOS PARÁMETROS DE DISEÑO..... 39

FIG. 3-5 GEOMETRÍA PROPUESTA DEL PEINE MÓVIL 40

FIG. 3-6 GEOMETRÍA PROPUESTA PARA LOS DEDOS 44

FIG. 3-7 TRANSCONDUCTANCIA PARA TRANSISTORES MOS CON SEIS DIFERENTES ASPECTOS GEOMÉTRICOS	46
FIG. 3-8 ESTRUCTURA EQUIVALENTE DEL ACELERÓMETRO CON DOS COMPUERTAS DE CONTROL	47
FIG. 3-9 VARIACIÓN DE LA CAPACITANCIA C_I EN FUNCIÓN DE LA ACELERACIÓN, CON LA LONGITUD DE LOS DEDOS DEL ACELERÓMETRO, COMO PARÁMETRO.	51
FIG. 3-10 SIMULACIÓN EMPLEANDO LOS VALORES DE CAPACITANCIA C_I CALCULADOS. FGMOS CON $W=6\mu\text{M}$ Y $L=0.6\mu\text{M}$	51
FIG. 3-11 SIMULACIÓN EMPLEANDO LOS VALORES DE CAPACITANCIA C_I CALCULADOS. FGMOS CON $W=6\mu\text{M}$ Y $L=0.6\mu\text{M}$	52
FIG. 3-12 GRÁFICA DE TRANSCONDUCTANCIA DEL TRANSISTOR DE PRUEBA NMOS	54
FIG. 3-13 VOLTAJE EN LA COMPUERTA FLOTANTE DEL FGMOS EN FUNCIÓN DE LA RAZÓN Z_M , APLICANDO DIFERENTES VOLTAJES EN LA SEGUNDA COMPUERTA DE CONTROL.	59
FIG. 3-14 VARIACIÓN DE CORRIENTE EN FUNCIÓN DE LA ACELERACIÓN APLICADA.....	59
FIG. 3-15 ESTRUCTURA COMPLETA DEL SENSOR CAPACITIVO	60
FIG. 3-16 LAYOUT DE LA PROPUESTA DE MASA DE PRUEBA Y DE LA MASA FIJA	61
FIG. 3-17 RESORTE FORMADO CON VIGAS EMPOTRADAS EN UN EXTREMO Y LIBRES EN EL OTRO	62
FIG. 3-18 RESORTES EN PARALELO	63
FIG. 3-19 SEGUNDA CONFIGURACIÓN DE RESORTES PARA LA ESTRUCTURA CAPACITIVA.....	63
FIG. 3-20 TERCERA CONFIGURACIÓN DE RESORTES PARA LA ESTRUCTURA CAPACITIVA.....	64
FIG. 3-21 CUARTA CONFIGURACIÓN DE RESORTES PARA LA ESTRUCTURA CAPACITIVA.....	65
FIG. 3-22 COMBINACIÓN DE RESORTES EN SERIE (ALLEN, 2005)	65
FIG. 3-23 CONFIGURACIÓN DETALLADA	66
FIG. 3-24 SISTEMA MASA RESORTE, (A) VIBRACIÓN LIBRE, (B) MASA-RESORTE-AMORTIGUADOR, (C) VIBRACIÓN FORZADA.....	69
FIG. 3-25 DIAGRAMA DE CONFIGURACIÓN DE LA ESTRUCTURA DEL ACELERÓMETRO.....	70
FIG. 3-26 NUEVA CONFIGURACIÓN DEL ACELERÓMETRO CON UN SISTEMA MASA- RESORTE-AMORTIGUADOR.....	71
FIG. 3-27 COMPORTAMIENTO DINÁMICO DEL SISTEMA.....	73
FIG. 4-1 DISEÑO UNO.....	76
FIG. 4-2. VISTA EN ISOMÉTRICO DEL DESPLAZAMIENTO DE LA CONFIGURACIÓN UNO SIMULADA CON COMSOL.	77
FIG. 4-3 VISTA EN EL PLANO XY DEL DESPLAZAMIENTO DE LA CONFIGURACIÓN UNO SIMULADA CON COMSOL.	77
FIG. 4-4 DIBUJO CON LAS DIMENSIONES DEL DISEÑO CREATIVO DOS	78
FIG. 4-5 VISTA EN ISOMÉTRICO DEL DESPLAZAMIENTO DE LA MASA MÓVIL DE LA PROPUESTA DOS, SIMULADA CON COMSOL.	79
FIG. 4-6 VISTA EN PLANO XY DEL DESPLAZAMIENTO DE LA MASA MÓVIL DE LA PROPUESTA DOS, SIMULADA CON COMSOL.	79
FIG. 4-7 DISEÑO CREATIVO TRES	80
FIG. 4-8 DIBUJO CORRESPONDIENTE A LAS MEDIDAS DEL DISEÑO CREATIVO TRES	80
FIG. 4-9 VISTA DEL DESPLAZAMIENTO DE LA MASA MÓVIL DE LA PROPUESTA TRES, SIMULADA CON COMSOL.	81
FIG. 4-10 VISTA EN PLANO XY DEL DESPLAZAMIENTO DE LA MASA MÓVIL DE LA PROPUESTA TRES, SIMULADA CON COMSOL.	81
FIG. 4-11 ACERCAMIENTO A LA DEFORMACIÓN DE UNO DE LOS RESORTES QUE SOPORTAN A LA ESTRUCTURA, SIMULADA CON COMSOL.....	82
FIG. 4-12 DISEÑO CREATIVO CUATRO	82

FIG. 4-13 DISEÑO CUATRO	83
FIG. 4-14 VISTA EN ISOMÉTRICO DEL DESPLAZAMIENTO DEL DISEÑO CUATRO, SIMULADO CON COMSOL.	84
FIG. 4-15 VISTA EN EL PLANO XY DEL DESPLAZAMIENTO DEL DISEÑO CUATRO, SIMULADO CON COMSOL.	84
FIG. 5-1 PLATAFORMA DE SENSADO POR MEDIO DE MEMS	89
FIG. 5-2 LAYOUT DEL DISEÑO INICIAL.....	89
FIG. 5-3 LAYOUT DE LA MASA MÓVIL	90
FIG. 5-4 RIELES PARA LA MASA MÓVIL	91
FIG. 5-5 LAYOUT DE LA MASA FIJA	91
FIG. 5-6 LAYOUT DEL CAPACITOR DE LA COMPUERTA V_{CG2}	92
FIG. 5-7 TRANSISTOR USADO PARA LEER LA SEÑAL DE LA ESTRUCTURA CAPACITIVA, CON $W=12\mu\text{M}$ Y $L=0.6\mu\text{M}$	93
FIG. 5-8 LAYOUT PARA EL OVERGLASS.....	93
FIG. 5-9 LAYOUT PARA ELIMINAR LA CARGA INCLUIDA EN EL SISTEMA.....	94
FIG. 5-10 MICROFOTOGRAFÍA DE ACELERÓMETRO FABRICADO.	94
FIG. 5-11 ACELERÓMETRO DENTRO DEL DADO.....	95

ÍNDICE DE TABLAS

TABLA 3-1 DIFERENTES VALORES DE MASA PARA EL CÁLCULO DE CONSTANTES DE RIGIDEZ	42
TABLA 3-2 CÁLCULO DEL DESPLAZAMIENTO PARA DIFERENTES G'S Y DIFERENTES K'S	42
TABLA 3-3 PARÁMETROS TECNOLÓGICOS	43
TABLA 3-4 CAPACITANCIAS PRESENTES EN EL DISEÑO	46
TABLA 3-5 VALORES FÍSICOS Y GEOMÉTRICOS EMPLEADOS PARA LAS SIMULACIONES REALIZADAS	47
TABLA 3-6 DESPLAZAMIENTOS.....	48
TABLA 3-7 CAPACITANCIA RESULTANTE	49
TABLA 3-8 RANGO DE CAPACITANCIAS DEL ACELERÓMETRO EN FUNCIÓN DE LA FUERZA APLICADA. ...	50
TABLA 3-9 VARIACIÓN DE K_{CG1} CON $C2=0.05PF$	53
TABLA 3-10 VOLTAJES EN LA COMPUERTA FLOTANTE CON $C2=0.05PF$, $VCG1=5V$ Y $VCG2=1V$	53
TABLA 3-11 VOLTAJES EN COMPUERTA FLOTANTE CON $C2=0.05PF$	55
TABLA 3-12 VOLTAJES EN COMPUERTA FLOTANTE CON $C2=0.063PF$	55
TABLA 3-13 V_{CF} PARA UNA $Z_M=1/10,000$ TABLA 3-14 V_{CF} PARA UNA $Z_M=1/4$	57
TABLA 3-15 V_{CF} PARA UNA $Z_M=1/3$ TABLA 3-16 V_{CF} PARA UNA $Z_M=1/2$	57
TABLA 3-17 VOLTAJE EN COMPUERTA FLOTANTE APLICANDO DIFERENTES VOLTAJES V_{CG2}	58
TABLA 3-18 DIMENSIONES DE LOS DISEÑOS PROPUESTOS PARA LA CONSTANTE DE RIGIDEZ	67
TABLA 3-19 COMPARACIÓN DE LAS ÁREAS EFECTIVAS QUE OCUPAN LOS DISEÑOS PROPUESTOS PARA LA ESTRUCTURA DEL ACELERÓMETRO	68
TABLA 4-1 RESULTADOS DE LAS PROPUESTAS DE RESORTE	85
TABLA 5-1 CARACTERÍSTICAS DEL PROCESO DE FABRICACIÓN (19).	88

RESUMEN

Este trabajo trata sobre una estructura configurada entre dos placas de polisilicio con la finalidad de ser usado como sensor de posición en un acelerómetro, basada en una fabricación a través de tecnología CMOS estándar. La estructura que forma al capacitor es parte de la compuerta flotante de un transistor MOS (FGMOS) donde una placa del capacitor está fija y la segunda se desplaza al aplicar una fuerza externa, de esta manera se genera una capacitancia variable conectada directamente a la compuerta flotante. Así, al aplicar una diferencia de potencial a la parte fija a través de una compuerta de control de la estructura, se deriva una diferencia de potencial sobre la compuerta flotante debido al divisor de voltaje formado por los elementos capacitivos de la estructura. Al aplicar una fuerza al acelerómetro, se tendrá una variación de la capacitancia. Dependiendo de la separación de las placas del capacitor variable producida por la fuerza aplicada, la diferencia de potencial en la compuerta flotante será variable, generando así un cambio importante en la intensidad de corriente que circula por dicho transistor. Equivalentemente, cuando se aplica una fuerza variable en la estructura, de manera similar ésta provoca un cambio en el voltaje de la compuerta flotante y así habrá una variación en la corriente, por lo que de esta manera se logra una importante variación en las características de transconductancia I-V del transistor FGMOS y será posible obtener una correlación entre la fuerza aplicada y la corriente generada en el FGMOS, configurando de esta manera un transistor FGMOS con un *coeficiente de acoplamiento variable*. Este es un método alternativo y novedoso de transducción comparado con el que normalmente se utiliza en acelerómetros convencionales.

Palabras clave: MEMS, coeficiente de acoplamiento variable, FGMOS

ABSTRACT

A novel capacitance structure configured with polysilicon plates to be used as the accelerometer's sensor is presented. This capacitor is part of a Floating-gate MOS transistor (FGMOS) where only one of the plates is fixed and the other plate will move when a force is applied to the accelerometer, causing a variable capacitance. Therefore, when a DC voltage is applied to the fixed plate (Control Gate of the FGMOS) while the accelerometer experiments an applied force, the variable capacitance will produce at the same time a variable voltage on the floating gate of the transistor. This will result, for example, in a shift of the transductance I-V characteristics of the transistor from where a correlation can be obtained between the measured current and the applied force. This is a new alternative transduction method from those normally used in commercial accelerometers. Furthermore, the proposed design can be fabricated using standard CMOS technologies followed by an etching needed for the structure release.

Keywords: MEMS, accelerometer, FGMOS

OBJETIVOS

Objetivo general

- Diseñar un MEMS Acelerómetro con sensibilidad para bajas aceleraciones (bajas G's) con la finalidad de aplicarlo en el área de medición biomecánica, que además, es posible fabricarlo con tecnología CMOS estándar, compatible con tecnología MEMS.

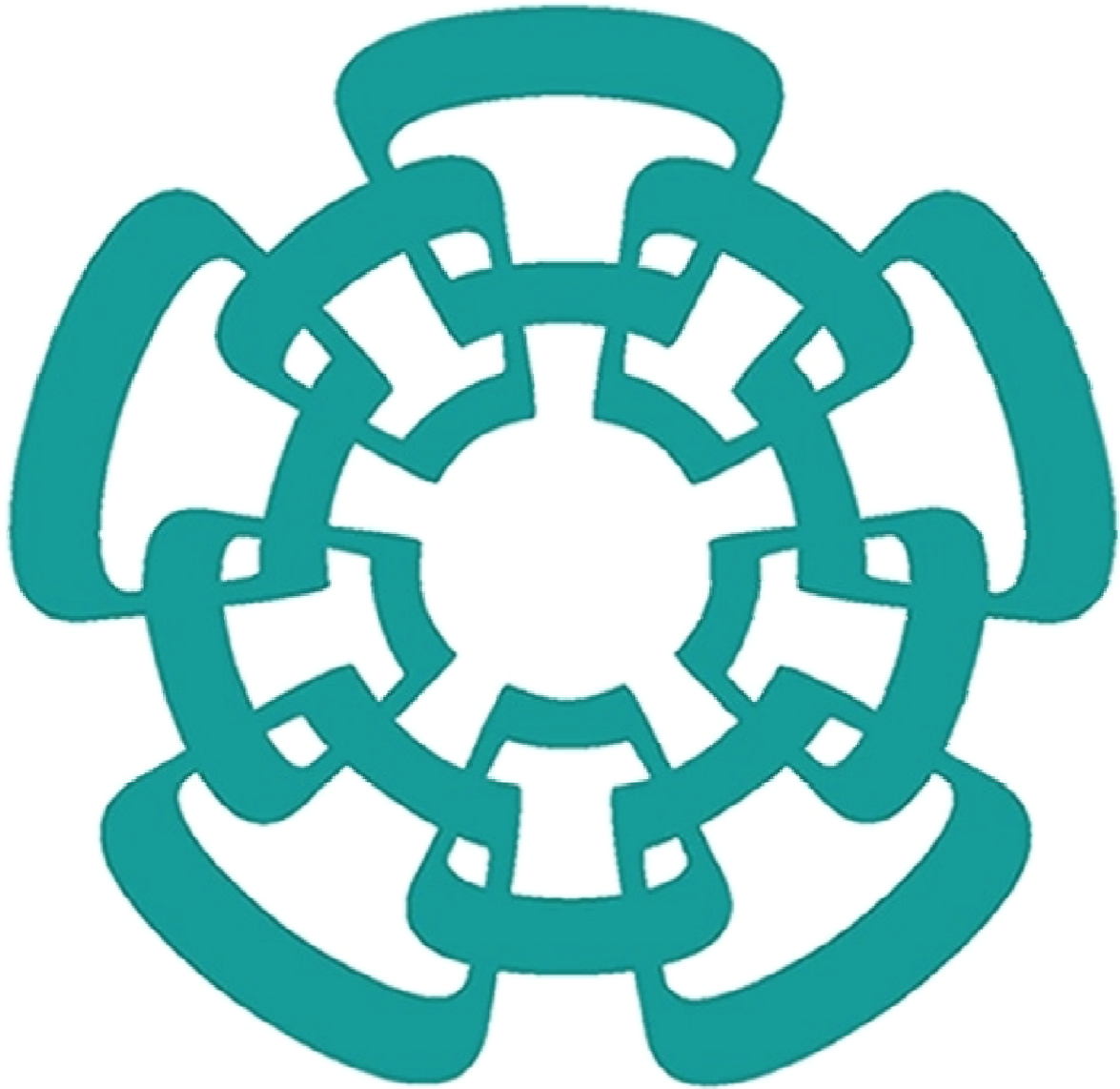
Objetivos específicos

- Diseñar una estructura que sirva de transductor, para medir G's
- Diseñar un circuito para transducir la señal sensada por la estructura
- Integrar el circuito electrónico junto con la estructura
- Establecer una metodología de diseño de acelerómetros empleando a un transistor MOS de compuerta flotante (FGMOS) como transductor

JUSTIFICACIÓN

Los acelerómetros son uno de los productos MEMS con mayor volumen de producción: alrededor del mundo se venden anualmente más de 100 millones de unidades y este número sigue en aumento. (1). A pesar de estas cifras tan elevadas, pocos desarrollos existen que tengan la finalidad de medir la aceleración que genera las diferentes partes del cuerpo humano. Por lo que surge la necesidad de desarrollar un diseño enfocado al sensado de bajas G's para su aplicación en el campo de investigación en biomecánica.

Además, se pretende aportar una alternativa novedosa para ampliar el campo de posibilidades de medición de G's buscando diseñar una nueva estructura y una metodología de transducción distinta para obtener la medición. Lo anterior se pretende desarrollar apoyado en la tecnología de fabricación de circuitos integrados CMOS, tratando de respetar aquellos procesos compatibles con los procesos de micromaquinado requerido para configurar estructuras micro-electro-mecánicas. De esta forma, sería posible que en el mismo sustrato se tenga tanto al sensor como a la electrónica de acondicionamiento de señal.



Capítulo Uno:

Introducción

1 INTRODUCCIÓN

1.1 Generalidades

1.1.1 Los MEMS y los Micro-sistemas

El término MEMS es una abreviación (por sus siglas en inglés) de Sistema Micro-Electro-Mecánico. Un MEMS contiene componentes de tamaño medidos en micrómetros (μm). Un MEMS está diseñado para lograr una función en un sistema en ingeniería, de esta manera, contiene elementos mecánicos, electrónicos, entre otros. (1)

El núcleo de un MEMS generalmente se compone de dos partes, un sensor o actuador y una unidad de transducción de la señal, como se muestra en (Fig. 1-1).

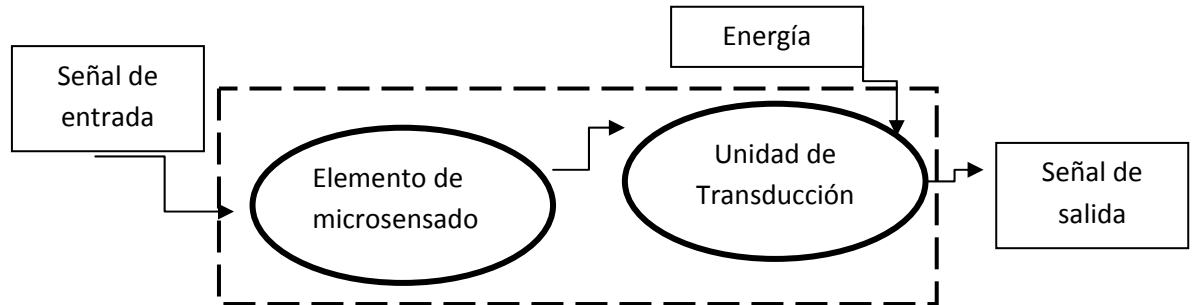


Fig. 1-1 MEMS como Microsensor

Los Microsensores están diseñados para sensar la existencia o intensidad de cierta cantidad física o química, como temperatura, presión, fuerza, aceleración, radiación, flujo magnético o composición química. (1)

El diseño de un microsistema completo MEMS depende de los componentes que lo integran. Por lo que se distinguirán entre tres categorías (ver Fig. 1.2).

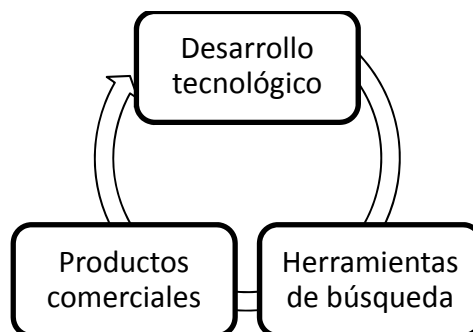


Fig. 1-2 Clasificación de los MEMS



Desarrollo tecnológico: componentes o sistemas diseñados con el fin de desarrollar nuevas actividades como probar un concepto, o bien observar los límites de una tecnología en particular, por ejemplo. De manera general, este tipo de desarrollos están centrados en la actividad científica-tecnológica que persigue intereses de nuevas técnicas de implementación de MEMS.

Herramientas de Búsqueda: Se refiere a los componentes o sistemas completos, que tienen el propósito de habilitar la investigación y el desempeño de tareas de alta especialidad, como medir las propiedades de un material determinado. Al igual que el desarrollo tecnológico, busca la implementación de nuevas técnicas de desarrollo. Lo que distingue a esta categoría es que las tareas que se buscan abarcar son sumamente enfocadas, de tal manera que los desarrollos son dispuestos por un equipo de investigadores con alto grado de singularidad.

Productos Comerciales: Esta categoría comprende a los componentes y sistemas completos diseñados con fines de manufactura comercial y venta. Este rubro está totalmente enfocado al desarrollo y diseño de productos comerciales, cuyo uso es muy común como equipo tecnológico cotidiano.

1.2 Antecedentes

1.2.1 Acelerómetros

Históricamente, la industria automotriz se ha enfocado al diseño basado en el usuario, es decir, el conductor. Hoy en día todos los automóviles utilizan acelerómetros para optimizar el desempeño y seguridad en el uso del vehículo, como por ejemplo: para la bolsa de aire que se despliega al momento de presentarse un impacto, o para controlar y estabilizar la suspensión en caso de una desviación de sus condiciones normales. Diferente a la aplicación automotriz, otro ejemplo de aplicación para los acelerómetros son las consolas de video juegos, donde en los controles se utilizan los acelerómetros con la finalidad de sensar los movimientos del jugador; además, en los celulares se utilizan para mejorar la interface con el usuario. También se pueden encontrar aplicaciones prácticas de los acelerómetros en los discos duros de las laptops, que los utilizan con la finalidad de proteger al disco duro ante un movimiento brusco. (2)

El principio de operación de un acelerómetro se basa en el registro del movimiento de una masa de prueba que está conectada a un marco fijo mediante un elemento flexible representado por un resorte. Debido a la inercia de la masa, el movimiento de ésta elongará al resorte.



De esta forma, se puede decir que los micro-acelerómetros son sistemas representados por un modelo *masa-resorte-amortiguador* de segundo orden, como se muestra en la Fig. 1-3, para el cual su ecuación de equilibrio es (3):

$$ma_{ext} = m\ddot{x} + b\dot{x} + kx \quad (1-1)$$

Donde:

m : masa de prueba suspendida [kg]

b : coeficiente de amortiguamiento [N/ms]

k : constante de rigidez del resorte [N/m]

a_{ext} : Aceleración externa, definida en sentido opuesto

al desplazamiento con respecto al chip [m/s²]

x : desplazamiento relativo al resto del chip [m]

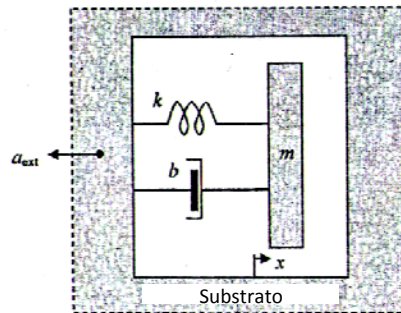


Fig. 1-3 Sistema Masa Resorte Amortiguador (Baltes, 2005)

El desplazamiento de la masa de prueba es aproximadamente proporcional a la aceleración.

$$\frac{x}{a_{ext}} = \frac{m}{k} = \frac{1}{\omega_r^2} \quad (1-2)$$

Donde:

ω_r : $2\pi f_r$ frecuencia de resonancia mecánica

Así:

ω_r : es la frecuencia de resonancia mecánica [rad/s]

f_r : es la frecuencia de resonancia mecánica [Hz]



Diferentes principios de operación se pueden utilizar con el fin de recrear el sistema masa-resorte-amortiguador. Éstos se muestran en la Fig. 1-4 y se explican a continuación.

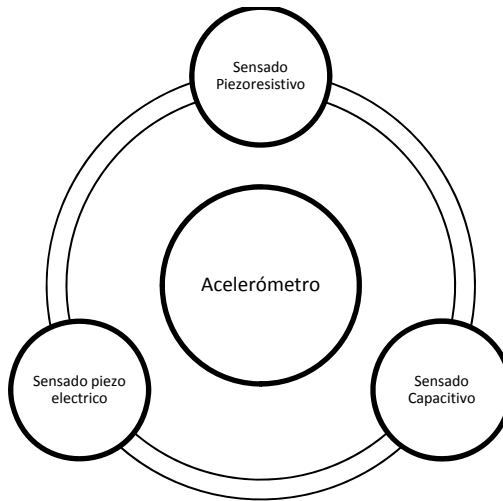


Fig. 1-4 Tipos de sensado utilizados en Acelerómetros

1.3 Sensado piezo-resistivo

Este tipo de transducción está basado en piezoresistencias integradas en los resortes de la microestructura. La resistencia del piezoresistor cambia cuando se introduce tensión. Así, midiendo el cambio provocado a la resistencia, se deduce la aceleración. Algunas características que se pueden comentar sobre el sensado por medio de piezoresistencias es que es robusto y simple de implementar, además de su baja sensibilidad al ruido, sin embargo tiene un bajo desempeño si se observa su dependencia con la temperatura; este tipo de sensado presenta una dependencia con la temperatura de trescientas partes por millón por grado Kelvin (300 ppm/K). (2).

Cuando un material piezoresistivo está bajo un esfuerzo (ya sea de tensión o compresión), éste cambia su resistencia eléctrica. La resistencia en un material se define como:

$$R = \rho \frac{L}{A} \quad (1-3)$$

Donde:

ρ : resistividad [$\Omega - m$]

L : longitud [m]

A : área de sección transversal [m^2]



El cambio de resistencia se obtiene a partir de la siguiente ecuación:

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta \rho}{\rho} - \frac{\Delta A}{A} + \frac{\Delta L}{L} \quad (1-4)$$

Todos los materiales, sin importar su naturaleza, presentan efecto piezoresistivo; aquellos que tienen una muy alta resistividad tienen un cambio muy grande en este parámetro comparado con el resto. En general, el efecto piezoresistivo está directamente relacionado con el cambio de resistividad, por lo que se define el coeficiente de resistividad (π) como:

$$\pi = \frac{\frac{\Delta \rho}{\rho}}{T} = \frac{\frac{\Delta \rho}{\rho}}{ES} \quad (1-5)$$

Donde:

$\frac{\Delta \rho}{\rho}$: cambio de resistividad

T : esfuerzo [N/m²]

E : módulo de Young [N/m²]

S : deformación

Otra forma de medir el efecto piezoresistivo es por medio del factor de deformación (Gauge Factor (GF) por sus siglas en inglés) definido como:

$$GF = \frac{\Delta R/R}{S} = \frac{\Delta R/R}{\Delta L/L} \quad (1-6)$$

De manera general, entre más alto sea el factor de deformación de un material, éste será más atractivo para su uso en sensores piezoresistivos.

1.4 Sensado piezo-eléctrico

Esta transducción está basada en el cambio de polarización de materiales piezoeléctricos debido a la tensión generada por una fuerza inercial. En las configuraciones más simples, la masa de prueba actúa como placa piezoeléctrica y se comporta como un resorte. Debido a que el sensor es quien genera la corriente, se le llama auto-generador (2).



Una de las grandes ventajas del sensado piezoeléctrico es que la señal de salida es proporcional al esfuerzo que se está aplicando en el material, lo que le da linealidad a la salida.

Los materiales piezoeléctricos están caracterizados por la ecuación:

$$T = ES - e\varepsilon \quad (1-7)$$

Donde:

e : coeficiente piezoeléctrico [C/m²]

ε : campo eléctrico [N/C]

Sin embargo, la principal desventaja de los sensores implementados con el efecto piezoeléctrico es que no son compatibles con los procesos de cuarto limpio, es decir, la tecnología de la microelectrónica, además de que no permite la medición de fuerzas estáticas.

1.5 Sensado capacitivo

Este mecanismo está basado en detectar pequeños cambios en capacitancia debido a un movimiento relativo de la masa de prueba con respecto al marco. Una de las ventajas que ofrece el uso de sensado capacitivo es su bajo consumo de energía y su baja dependencia de la temperatura que es de 60 ppm/K. El principio básico de funcionamiento se basa en medir un cambio de capacitancia inducido por el movimiento de un elemento de inercia. (2). El sensado capacitivo se utiliza en muchas áreas del diseño de MEMS, como por ejemplo:

- Sensores de presión
- Micrófonos
- Giroscopios
- Acelerómetros

El principio de operación de los sensores capacitivos es muy simple, sin embargo, el reto de diseñar un sensor capacitivo está en lograr medir un cambio insignificante de capacitancia y convertirlo en un intervalo medible con la variable asignada. (2)

Vale la pena remarcar que un sensor capacitivo es generalmente implementado siguiendo dos caminos: 1) se puede obtener una buena medición haciendo uso de la técnica de medición por



desplazamiento o; 2) por promedio de cambios, cuando se pretende medir fuerzas dinámicas; ambos métodos se detallan a continuación (Fig. 1-5):

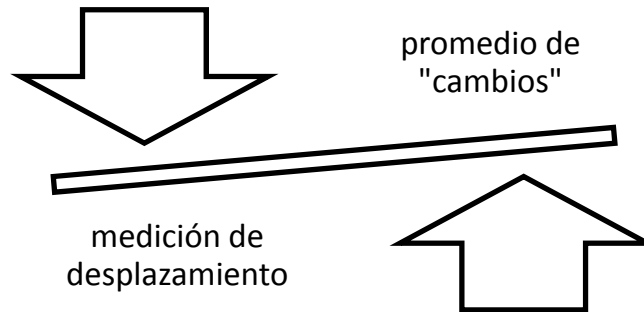


Fig. 1-5 Sensado Capacitivo

1.5.1 Promedio de cambios

Supóngase un sistema en donde la diferencia de potencial (V) aplicado a un capacitor es constante, esto implica que su variación con respecto al tiempo será cero:

$$\frac{\partial V}{\partial t} = 0 \quad (1-8)$$

Si el capacitor está formado por una estructura tal que permite la variación de la separación entre sus placas al inducir un movimiento, entonces, la intensidad de corriente que circula por el capacitor, debido al movimiento será:

$$i = V \frac{\partial C}{\partial t} = i_{mov} \quad (1-9)$$

Aplicando la regla de la cadena:

$$i = V \frac{\partial C}{\partial t} = i_{mov} = V \frac{\partial C}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} \quad (1-10)$$

$$\frac{\partial C}{\partial x} = \epsilon \frac{A}{(d-x)^2} \quad (1-11)$$



Donde:

ϵ : permitividad [F/m]

A : área del electrodo [m²]

d : distancia fija entre las placas [m]

x : distancia variable entre las placas que se genera debido al movimiento [m]

$$i = V \frac{\partial x}{\partial t} \epsilon \frac{A}{(d-x)^2} \quad (1-12)$$

De manera general se aproxima este término a:

$$i = V \epsilon \frac{A}{d^2} \dot{x} \quad (1-13)$$

Las variaciones de capacitancia son muy pequeñas comparadas con la distancia fija entre las placas, pero además se puede ver que la corriente generada a través del capacitor debido a un movimiento es proporcional a la velocidad de las placas del capacitor.

Una configuración común para este principio de funcionamiento es la que se muestra en la Fig. 1-6(a) (configuración eléctrica) y en la Fig. 1-6 (b) (configuración física), donde se incluye una fuente de potencial, de tal manera que el capacitor C_w cambia de valor cuando se varía la distancia entre sus placas.

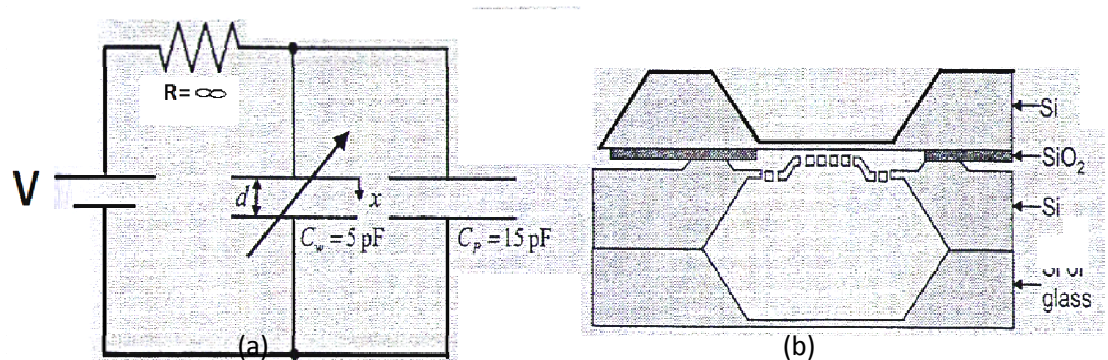


Fig. 1-6 Configuración típica para el sensado capacitivo promedio de "cambios" adaptado de (2)

1.5.2 Medición por desplazamiento

Las mediciones por desplazamiento están basadas en la medición de la corriente ac a través del capacitor. La frecuencia de la medición se asume mucho mayor que la frecuencia con la cual varía la capacitancia. Así:

$$i \approx C \frac{\partial V}{\partial t} = C \dot{V} \quad (1-14)$$

Normalmente esta configuración resulta más efectiva si se usa una configuración de Puente de Wheatstone, como se muestra en la Fig. 1-7.

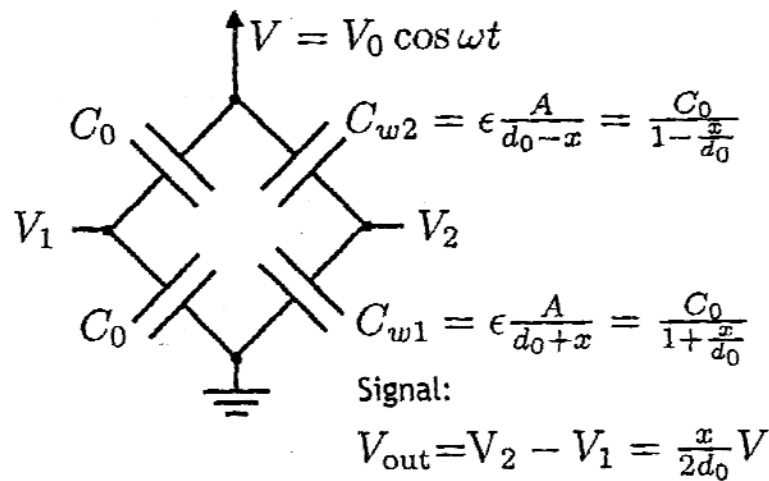


Fig. 1-7 Configuración típica para el sensado capacitivo usando medición por desplazamiento adaptado de (2)

De acuerdo con la Fig. 1-7, la diferencia de potencial de salida será:

$$V_{out} = V_2 - V_1 = \frac{x}{2d} V \quad (1-15)$$

De donde se puede ver que este potencial de salida es proporcional al desplazamiento.

1.6 Estado Actual

Cuando se habla de Sistemas Micro-Electro-Mecánicos como los acelerómetros, se puede decir que existen desarrollos novedosos alrededor de estos.



Por ejemplo, en el año 2004 en una publicación de (4) se presentó un diseño novedoso de un MEMS Acelerómetro que tiene la finalidad de medir altas G's en misiles. Este diseño está constituido en silicio, donde el micromaquinado se realizó con decapado por iones reactivos (RIE, por sus siglas en inglés Reactive Ion Etching), la principal finalidad de este diseño es incrementar el rango de las G's medibles. La estructura se muestra en la Fig. 1-8.

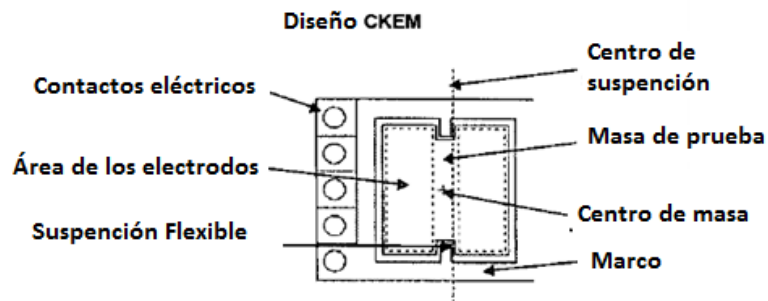


Fig. 1-8 Diseño CKME adaptado de (4)

En este mismo año, fue presentado un estudio desarrollado por (5) en el cual se muestran los efectos que tiene el empaquetamiento de los chips en el desempeño de los acelerómetros; el estudio está basado en el análisis del módulo de Young y la relación que tiene éste con la señal de salida del acelerómetro.

Posteriormente, en Abril del 2005 se publicó un trabajo (6) en el que se muestra un acelerómetro capaz de medir rangos de micro-g en tres ejes. Este acelerómetro opera bajo el principio de capacitancia variable y está compuesto por tres acelerómetros iguales, uno para cada eje, el desplazamiento máximo que se permite en las estructuras que llevan a cabo el sensado es menor a $1.5\mu\text{m}$; su área total es de $7 \times 9 \text{ mm}^2$. La configuración empleada para esta propuesta se muestra en la Fig. 1-9.

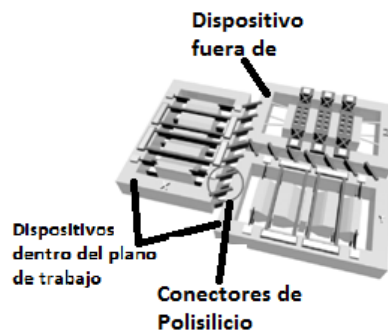


Fig. 1-9 Acelerómetro de tres ejes en un chip para micro-G adaptado de (6)

Las propuestas continuaron y después, en diciembre del 2009 se desarrolló un acelerómetro diseñado en una tarjeta de circuito impreso (PCB), motivado por la necesidad de un sistema que midiera la aceleración en el cuerpo humano y a un bajo costo (7). Este diseño se muestra en la

Fig. 1-10. Su principal característica es que opera bajo el principio de capacitancia variable y el rango de G's que maneja es de $\pm 5 G$.

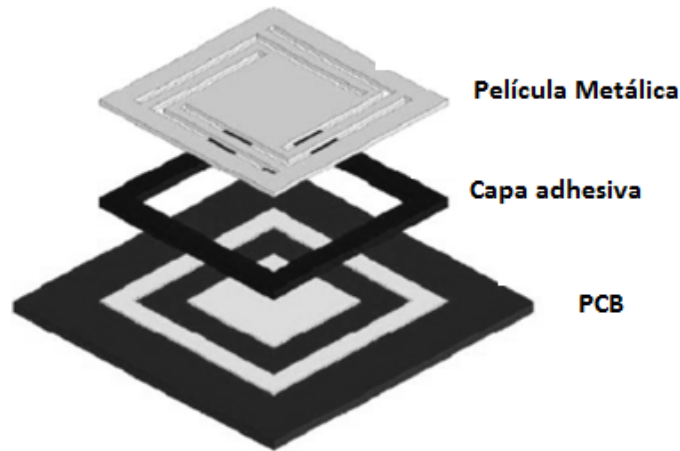


Fig. 1-10 Estructura del sensor adaptado de (7)

Más recientemente, en el 2009 se diseñó un MEMS Acelerómetro de convección con la finalidad de resistir altos impactos. Este acelerómetro fue diseñado utilizando el principio que se presenta al aplicar tensión a una viga y observar su comportamiento para medir la aceleración con la diferencia de que se aprovechan las características termodinámicas del material. (8). La configuración empleada se muestra en la Fig. 1-11.

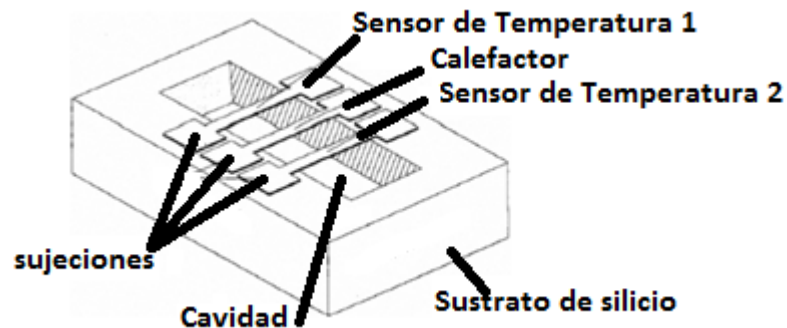


Fig. 1-11 Estructura del acelerómetro de convección adaptado de (8)

En el 2010, un estudio sobre MEMS Acelerómetros basados en el principio de sensado capacitivo (9), muestra las ventajas de utilizar sensado capacitivo por sobre el sensado piezoresistivo y el sensado piezoeléctrico. El diseño es como el mostrado en la

Fig. 1-12. Este artículo está dedicado a mostrar una metodología para caracterizar acelerómetros que utilizan el sensado capacitivo en modo diferencial.

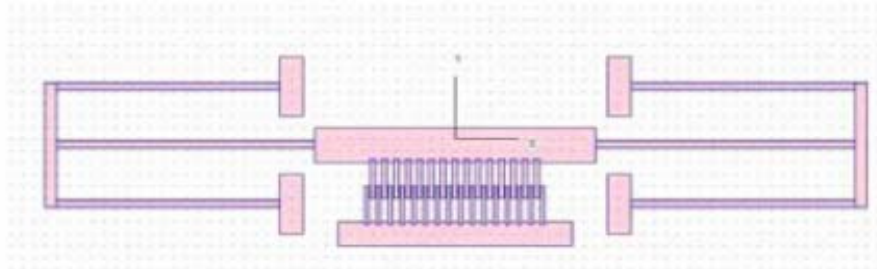


Fig. 1-12 Layout de la estructura capacitiva propuesta por el autor adaptado de (9)

Finalmente, en el 2011 se reportó el diseño de un MEMS Acelerómetro de bajo rango, diseñado en la forma tradicional de vigas bilaterales, como se muestra en la

Fig. 1-13. Este acelerómetro tiene la capacidad de sensar hasta $\pm 10G$ y se logró una sensibilidad de $1.029mV/G$, cuando está alimentado con una fuente de $5V$. (10).

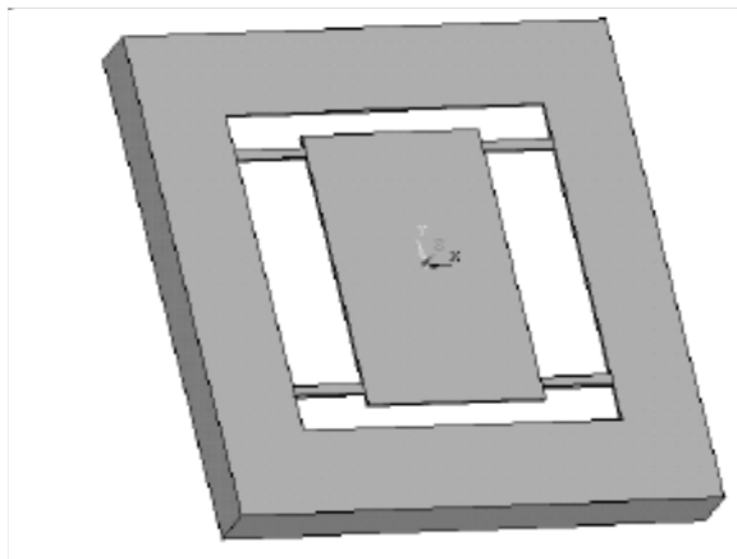


Fig. 1-13 Estructura tradicional de vigas bilaterales adaptado de (10)

1.6.1 Patentes

A continuación, se presenta una revisión de patentes generadas en los últimos años sobre algunos desarrollos de acelerómetros, con la finalidad de ubicar el estado del arte de este tipo de dispositivos y para identificar el principio y tecnología en el cual basan su funcionamiento y poderlos comparar y diferenciar con el principio de funcionamiento y tecnología empleados en el desarrollo propuesto en la presente tesis, de tal forma que se fundamente la novedad de la propuesta.

En noviembre de 1984 una patente con título “Accelerometer” y registro US 4483194 fue concedida a la compañía Center Electronic Horloger S.A., que está basado en el principio de vigas bilaterales. Cuando se aplica una aceleración externa, la masa móvil sujeta entre las dos vigas (usa la misma configuración que la referencia (Guo Tao, 2011

Fig. 1-13)) produce tensión en las vigas de un lado, mientras en las vigas del lado opuesto se genera compresión, así la masa móvil tiene un desplazamiento que genera un cambio en el área efectiva del capacitor formado entre ésta y el sustrato, con el cual está formando éste; de esta manera se genera una capacitancia proporcional a la aceleración aplicada. (11)

Otro desarrollo patentado en Diciembre de 1985, es un acelerómetro implementado en un sustrato y cuya placa móvil está constituida por una capa metálica. El dueño de esta patente es Silicon Designs Inc. y tiene como título “Micro-miniature accelerometer”; su número de registro es US 4736629 **Fuente especificada no válida.**

Un diseño distinto obtuvo el registro de patente en 1996 con número EP 0582797B1 (12), y con título “Laterally sensitive accelerometer and method for making” cuyo propietario es Motorola ©. En ésta se desarrolla una estructura capacitiva con la finalidad de medir aceleración en un plano paralelo al sustrato. Esta patente está enfocada en el proceso de fabricación, ya que dentro de las reivindicaciones únicamente se enfatiza éste.

En Noviembre del 2003 se concedió la patente número US 20030209076, la cual se trata de un acelerómetro para sensar en el eje Z y tiene por título “Z-AXIS ACCELEROMETER”, cuyo dueño es “Institute of Microelectronics”. Funciona bajo el principio de sensado capacitivo empleando una placa móvil y otra fija; en este diseño la distancia entre las placas es fija, pero el área efectiva de la placa cambia. (13).



1.7 Revisión bibliográfica

Para comprender el funcionamiento de los acelerómetros, es importante explicar los fundamentos en los que se basa la mecánica de operación de estos dispositivos. Esto ayuda, entre otras cosas, a realizar un diseño geométrico de la estructura, para que cumpla con los requisitos de rango de sensado deseado y tecnología de fabricación empleada, según los objetivos planteados al inicio. De esta manera, la base teórica de la propuesta aquí presentada será el punto de partida para el diseño desarrollado. Algunos conceptos fundamentales en acelerómetros se ilustran a continuación (2):

- Un acelerómetro consiste de una masa de prueba y un resorte. Midiendo el desplazamiento relativo de la masa de prueba con respecto al marco de referencias, se puede deducir la aceleración.
- A bajas frecuencias ($\omega \ll \omega_0$), la fuerza inercial $F = ma$ [N] está balanceada con la fuerza del resorte. La sensibilidad del acelerómetro estará dada por la siguiente expresión:

$$\frac{x}{a} = \frac{m}{k} = 1/\omega_0^2 \quad (1-16)$$

Ésta es inversamente proporcional al cuadrado de la frecuencia de resonancia.

Donde:

ω : frecuencia de trabajo [rad]

ω_0 : frecuencia natural de oscilación [rad]

F : fuerza inercial [N]

- El ruido mecánico fija el límite para el ruido de fondo de la aceleración.
- El ruido de entrada con respecto a la aceleración es:

$$\ddot{x}_{rms} = \sqrt{\frac{\omega_0^2 k_B T}{m}} \quad (1-17)$$

Donde:

k_B : Constante de Boltzmann [J/K]

T : temperatura en [K]

m : masa [kg]



- El ruido de entrada a la aceleración- *rms* es:

$$\ddot{x}_{rms} = \sqrt{\frac{k_B T \omega_0}{m}} \quad (1-18)$$

Con la finalidad de ilustrar los puntos anteriores se mencionan algunos ejemplos:

- ✓ Un acelerómetro capacitivo tiene un desplazamiento de $0.7 \times 10^{-6} m$ cuando se le aplican 9G's de aceleración. Para calcular la frecuencia de resonancia en modo de operación de baja frecuencia se procede de la siguiente manera:

✓

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{9 \times 9.81 \text{ m/s}^2}{0.7 \mu m}} = 1.78 \text{ kHz}$$

- ✓ Un límite práctico para la constante de rigidez de un resorte en un MEMS acelerómetro es de $1.5 \times 10^{-3} \text{ N/m}$ y para calcular la masa de prueba considerando que la frecuencia de resonancia es de 1.78kHz, se hace de la siguiente manera:

✓

$$m = \frac{k}{\omega_0^2} \approx 1.169 \times 10^{-11} \text{ kg}$$

Además, la respuesta en el dominio del tiempo de un microacelerómetro es de gran importancia ya que determina cómo será el comportamiento dinámico del sistema. La forma de la respuesta depende del tipo de amortiguamiento (λ) que caracteriza al sistema. Por ejemplo, los sistemas *sobreamortiguados* son lentos para responder, mientras que los sistemas *sub-amortiguados* son rápidos pero su comportamiento refleja oscilaciones indeseables, y por último, un sistema *críticamente amortiguado* es ideal para aplicación en MEMS acelerómetros (con un factor de calidad Q de 0.5), ya que ofrece velocidad óptima de respuesta y poca o nula oscilación (ver Fig. 1-14). Las limitantes prácticas causan que el coeficiente de amortiguamiento se desvíe del ideal. Por ejemplo, los sistemas reales no sólo tendrán un grado de libertad, ya que cuando un dispositivo se usa de manera cotidiana, éste tiende a moverse en un marco inercial de más de un grado de libertad; un sistema sobreamortiguado se utiliza para minimizar oscilaciones indeseables cuando dicho sistema se encuentre en un marco inercial el cual no cumple con los requerimientos para los que fue diseñado.



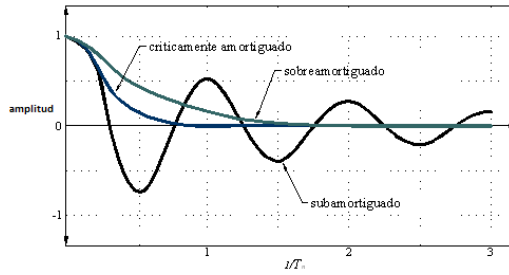


Fig. 1-14 Respuesta transitoria de un sistema dinámico

- ✓ Suponga un MEMS acelerómetro con una frecuencia de resonancia de 1.78kHz, una constante de rigidez de resorte de $1.5 \times 10^{-3} \text{ N/m}$ y una masa de $1.169 \times 10^{-11} \text{ kg}$. Se desea conocer el tipo de amortiguamiento (λ , en capítulos posteriores se ahondará más sobre este parámetro) que lo caracteriza, éste se calcula por medio de la siguiente expresión:

✓

$$\lambda = \frac{c}{2m} [\text{s}] \quad (1-19)$$

Donde:

c : *compliance mecánica* $\left[\frac{\text{N}}{\text{m/s}} \right]$

Para un sistema masa-resorte-amortiguador con la configuración mostrada en la Fig. 1-15:

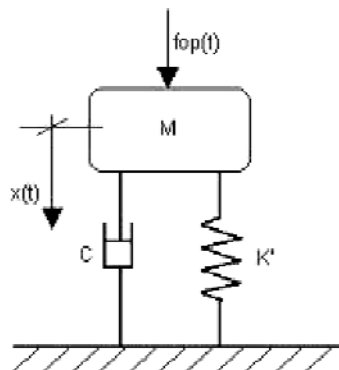


Fig. 1-15 Sistema masa-resorte-amortiguador

La compliancia mecánica es:

$$c = \frac{2}{k} = 1333.33 \left[\frac{\text{N}}{\text{m/s}} \right]$$

$$\lambda = \frac{1333.33 \left[\frac{\text{N}}{\text{m/s}} \right]}{2 * 1.169 \times 10^{-11} \text{ kg}} = 5.7028 \times 10^{13} \text{ s}$$

Además, un parámetro importante a considerar es el ruido térmico. El ruido térmico induce vibración mecánica a la estructura y ésta establece un límite inferior para el sensado de la aceleración más pequeña posible.

Por otro lado, se sabe que la masa m convierte la aceleración inducida en un desplazamiento por medio de la constante de rigidez k . Estos parámetros se emplean para definir a la sensibilidad del sistema como:

$$A = x/\ddot{x} = m/k = 1/\omega_0^2 \tag{1-20}$$

La amplitud de vibración rms será:

$$x_{rms} = \sqrt{\frac{k_B T}{k}} \tag{1-21}$$

Donde:

k_B : Constante de Boltzmann (1.380 x 10⁻²³ J/K)

T: Temperatura (300 K)

La aceleración rms más pequeña que puede medir el acelerómetro será:

$$\ddot{x}_{rms} = \sqrt{\frac{\omega_0^2 k_B T}{m}} \tag{1-22}$$

Para el acelerómetro del ejemplo, la amplitud de vibración será:

$$x_{rms} = \sqrt{\frac{k_B T}{k}} = \sqrt{\frac{4.14 \times 10^{-21} \text{ Nm}}{\frac{1.5 \times 10^{-3} \text{ N}}{\text{m}}}} = 1.6613 \times 10^{-9} \text{ m}$$



La aceleración *rms* será:

$$\ddot{x}_{rms} = \sqrt{\frac{\omega_0^2 k_B T}{m}} = \sqrt{\frac{(128314799)4.14 \times 10^{-21} Nm}{1,169 \times 10^{-11} Nm}} = 0.22 m/s^2$$

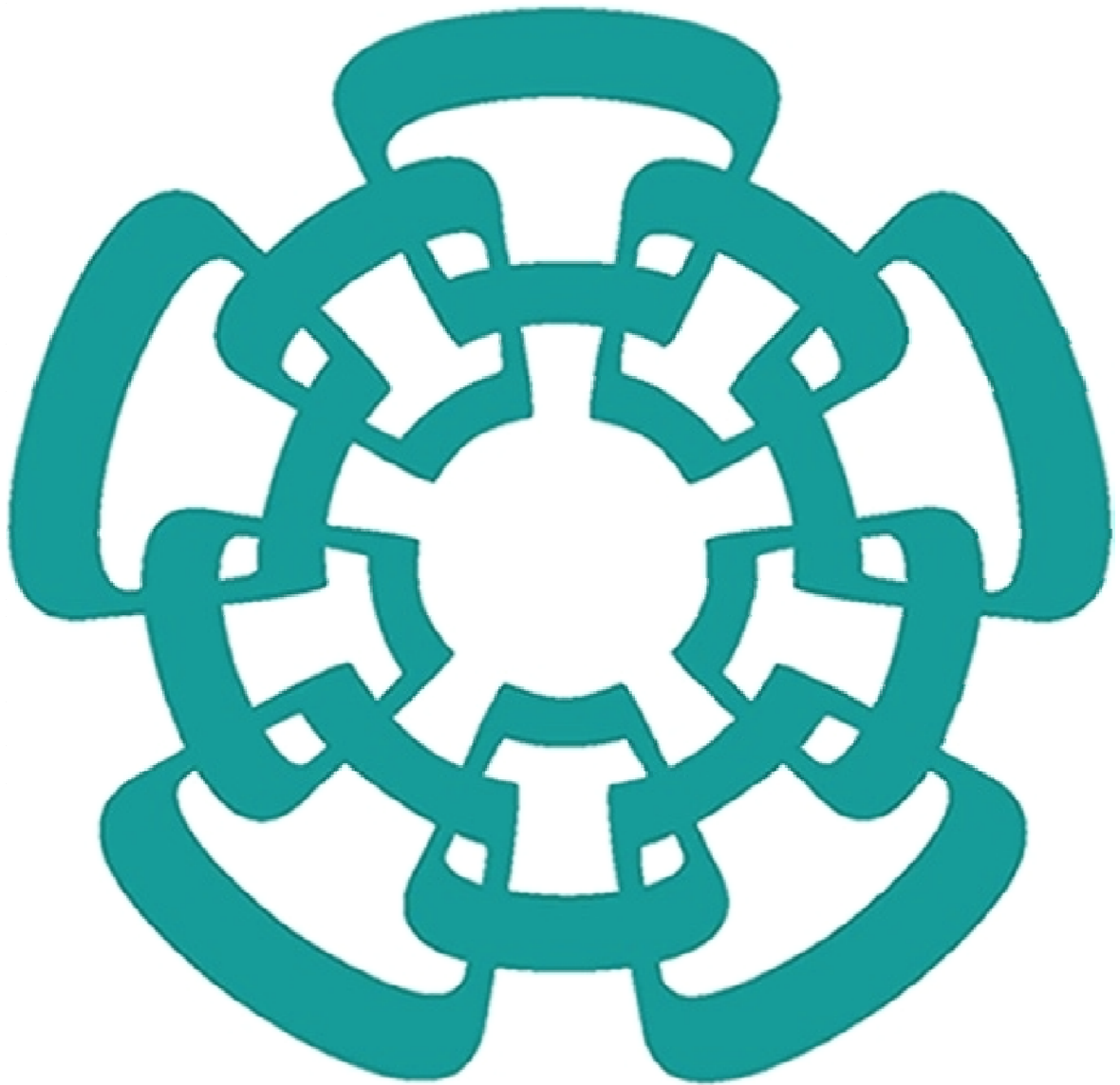
La sensibilidad será:

$$A = 1/\omega_0^2 = 7,7933 \times 10^{-9} [1/\text{rad}^2]$$

1.8 Conclusiones de capítulo

Con la finalidad de diseñar un MEMS acelerómetro se requiere elegir una metodología de transducción. En general se prefiere el sensado capacitivo debido a que en el sensado piezoeléctrico, a pesar de ser autogenerado, la señal de salida es directamente proporcional al esfuerzo inducido en el material, por lo que si se requiere una señal de salida de gran valor, se debe inducir un gran esfuerzo en el material, lo que lleva a un diseño de gran tamaño, además de no tener un buen desempeño cuando se intentan medir fuerzas dinámicas. Por otro lado, el sensado piezoresistivo es sencillo de implementar y al igual que el capacitivo requiere un potencial de alimentación (a diferencia del piezoeléctrico que no lo requiere), pero tiene una gran dependencia a la temperatura y el potencial de alimentación que requiere es comparable con respecto al sensado capacitivo. Existen diferentes formas de implementar una estructura para medir aceleración usando un principio de funcionamiento capacitivo. La parte primordial de éste es el compromiso entre el área que ocupa y la eficiencia que tiene. Las principales características de una estructura capacitiva son la frecuencia natural de oscilación, el mínimo desplazamiento que ésta puede medir y la mínima aceleración que puede sensar, además de la sensibilidad del sistema.





Capítulo Dos:

Aspectos Teóricos

2 Aspectos teóricos

Una forma de implementar un microsensado para medir aceleración es por medio del sensado capacitivo (como se mencionó en el capítulo anterior). Éste debe ser capaz de medir aceleración por lo menos en un eje de movimiento (2).

Los acelerómetros capacitivos son los más implementados en microsensado por ser de bajo costo, buen desempeño ante el ruido y bajo consumo de energía. Este capítulo está destinado a contextualizar el estado actual de los acelerómetros capacitivos y cómo estos son implementados, así como sus ventajas y desventajas.

2.1 Acelerómetros con sensado capacitivo

Una aceleración inducida que desplaza a la masa de prueba de su posición de equilibrio se puede medir observando el recorrido que experimentó dicha masa. Existen varias metodologías para lograr esta tarea, como por ejemplo, cambio de capacitancia, cambio en inductancia o métodos ópticos. Medir cambios en inductancia es comúnmente utilizado en macrosensores y los métodos ópticos están en un proceso muy temprano de desarrollo, por lo que este estudio está centrado en una metodología de sensado capacitivo, donde el cambio de posición de la masa de prueba se mide por medio de capacitancia diferencial (14). A continuación se detalla cómo se implementa la medición de posición usando dicha técnica.

2.1.1 Medición de posición por medio de capacitancia

La medición de capacitancia es uno de los métodos más versátiles para medir posición. Estos se muestran en la Fig. 2-1: (a) el sensado con placas paralelas, en la Fig. 2-1 (b) el sensado con capacitores interdigitados y en la Fig. 2-1 (c) se muestra el sensado por medio de capacitor de franja.

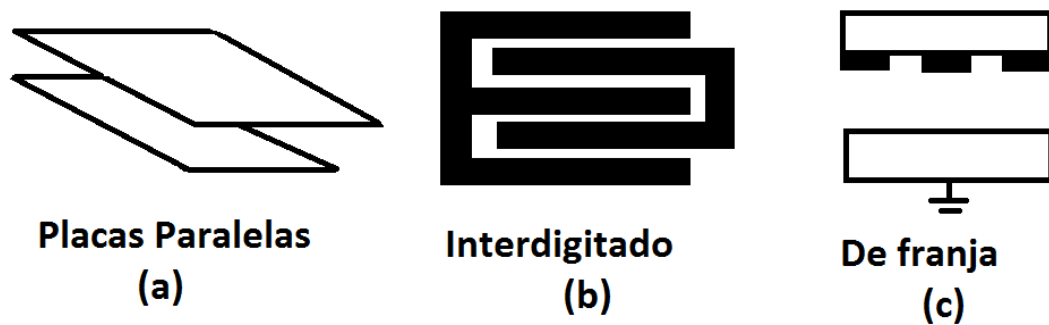


Fig. 2-1 Estructuras capacitivas para sensar posición *adaptado de (2)*

El capacitor de placas paralelas (Fig. 2-2) es capaz de medir movimiento vertical al variar la distancia que se tiene con respecto a las placas fijas, de igual manera esta configuración es utilizada al mover horizontalmente la placa cambiando el área efectiva que existe entre ésta y la(s) placa(s) fija(s).

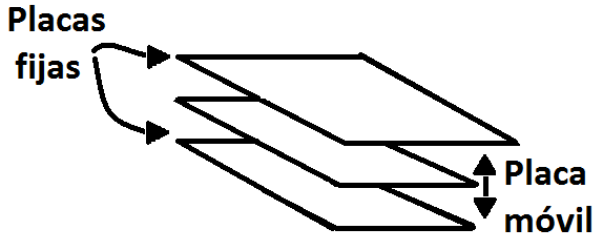


Fig. 2-2 Capacitor de placas paralelas adaptado de (2)

El capacitor interdigitado se muestra en la Fig. 2-3; la placa móvil consta de “dedos” que se mueven al experimentar una aceleración externa. Estos dedos forman un capacitor con los dedos fijos, de tal forma que cuando la placa se aproxima hacia arriba el capacitor formado entre las placas superiores será mayor con respecto al capacitor formado en las placas inferiores (de cada dedo), lo mismo sucede en forma inversa, cuando el acelerómetro experimenta un desplazamiento hacia abajo, el capacitor formado entre el dedo móvil y la placa fija de abajo (de cada dedo) tendrá un mayor valor de capacitancia con respecto al capacitor formado del lado inverso.



Fig. 2-3 Capacitor interdigitado adaptado de (2)

El capacitor de franja, se muestra en la Fig. 2-4; está formado por un capacitor interdigitado, que está implementado en el mismo sustrato que el electrodo 2, de tal forma que éste al tener un desplazamiento en el eje vertical aproxima o aleja al capacitor interdigitado. Así, si el electrodo 1 está aterrizado, la capacitancia interdigitada se reduce, y cuando éste está flotando la capacitancia interdigitada aumenta.

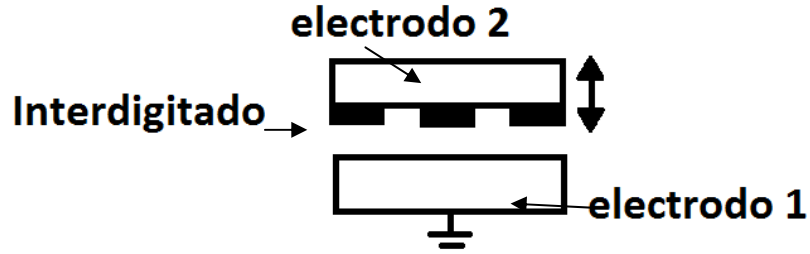


Fig. 2-4 Capacitor de franja adaptado de (2)

Para todos los ejemplos mencionados anteriormente, se observa que están compuestos de tres electrodos, sin importar a qué configuración se esté haciendo referencia. El circuito equivalente será el mostrado en la Fig. 2-5.

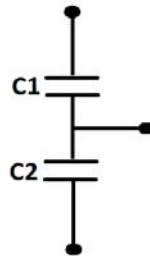


Fig. 2-5 Modelo equivalente

Cuando la placa móvil experimenta un desplazamiento, uno de los capacitores incrementará su valor y el otro lo verá reducido. Una variante de esta configuración, es cuando sólo uno de los dos capacitores cambia su valor y el otro permanece constante. Un circuito típico para esta aplicación es el que se muestra en la Fig. 2-6.

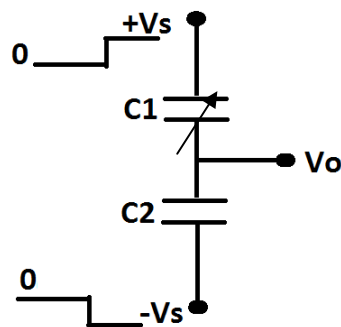


Fig. 2-6 Circuito típico de aplicación



Los capacitores diferenciales tienen muchas ventajas, algunas de las cuales son:

- Cancelar efectos de primer orden
- Proveen una señal que es cero cuando están en el punto de equilibrio
- La configuración diferencial indica en qué sentido es el movimiento.
- El sistema es lineal alrededor del punto de equilibrio.

Considere un sistema como el mostrado en la Fig. 2-6, y suponga que la separación entre placas del capacitor C_1 es G_1 y para C_2 es G_2 , suponga además que ambos capacitores tienen la misma área efectiva. Se aplica una diferencia de potencial de $+V_s$ en el nodo superior y $-V_s$ en el nodo inferior, por lo que la salida V_0 estará dada por:

$$V_0 = -V_s + \frac{C_1}{C_1 + C_2} 2(V_s) = \frac{C_1 - C_2}{C_1 + C_2} V_s \quad (2-1)$$

Si el área efectiva del capacitor es igual, entonces en términos de la distancia entre placas (G_i), la ecuación (2-1) se puede escribir de la siguiente manera:

$$V_0 = \frac{G_2 - G_1}{G_1 + G_2} V_s \quad (2-2)$$

De la ecuación (2-2), se observa que cuando la distancia entre placas es igual la diferencia de potencial de salida es cero. Además se ve que la señal de salida es una función lineal del potencial de entrada V_s (14).

2.1.2 Circuitos para medir cambio de capacitancia

Las configuraciones de circuitos electrónicos que existen para medir un cambio en capacitancia son muy variadas, pero en todos los casos se parte de la relación carga-voltaje que presenta el capacitor (14). A continuación se muestran algunas de éstas.

En general se parte de asumir que la relación entre carga y voltaje es lineal. A pesar de que se sabe que un medio dieléctrico no presenta linealidad, se dirá que la capacitancia depende, en términos generales, de la distancia entre sus placas, una vez que se ha fijado el medio dieléctrico y el área efectiva.

$$Q = C(x) V \quad (2-3)$$



Donde:

Q : carga en el capacitor [C]

$C(x)$: capacitancia dependiente de la posición [F]

V : diferencia de potencial en el capacitor [V]

La intensidad de corriente que circula por el capacitor será:

$$i_c = C(x) \frac{dV}{dt} + V \frac{\partial C}{\partial x} \frac{dx}{dt} \quad (2-4)$$

En este caso, de la ecuación (2-4) se observa que únicamente se obtiene la parcial de la capacitancia con respecto a un eje (x), ya que se considerará que ésta sólo variará en dicho eje; para el caso en que la capacitancia esté variando en más de una dimensión, se deberá agregar el resto de las derivadas parciales.

En la Fig. 2-7 se muestra una configuración sencilla, con el uso de un amplificador de transimpedancia. El capacitor parásito (C_p) se incluye debido a los efectos que causa conectar al sensor ($C_{(x)}$) con el amplificador, ya que se genera una capacitancia parásita conectada a tierra.

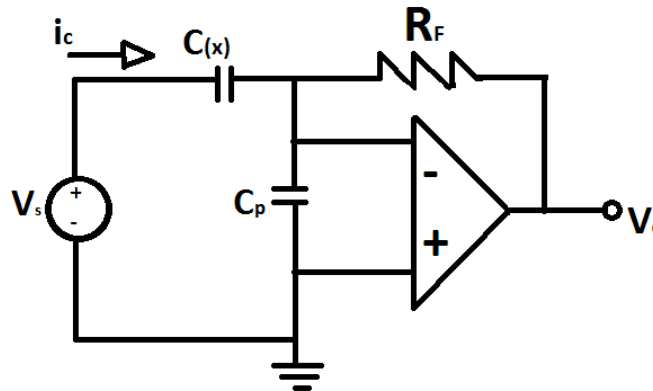


Fig. 2-7 Amplificador de Transimpedancia adaptado de (2)

El amplificador de transimpedancia se usa para capturar la intensidad de corriente que circula a través del capacitor ($C_{(x)}$). La ventaja que presenta esta configuración es que gracias a la tierra virtual que tiene el amplificador, los efectos de la capacitancia parásita son eliminados ya que se considera que la entrada negativa está a tierra y el circuito estará descrito por la siguiente ecuación:

$$V_o = -R_F i_c \quad (2-5)$$



Considerando a V_s como una fuente de DC, entonces V_0 será proporcional a la velocidad a la cual se mueve la estructura capacitiva. Esta medición de velocidad es útil, ya que a partir de ella se puede obtener un equivalente de posición, o en su defecto de aceleración.

Otra alternativa de medición es el arreglo mostrado en la Fig. 2-8; esta configuración utiliza dos señales de reloj (Φ_1 , Φ_2) para conmutar a los transistores (T_1 , T_2 , T_3) y llevarlos del estado de conducción a corte. Se asume que la frecuencia de conmutación de los transistores es muchísimo más rápida que los cambios en $C_{(x)}$. Así, cada cambio en $C_{(x)}$ será “constante” si es comparado con un ciclo de reloj de conmutación de los transistores.

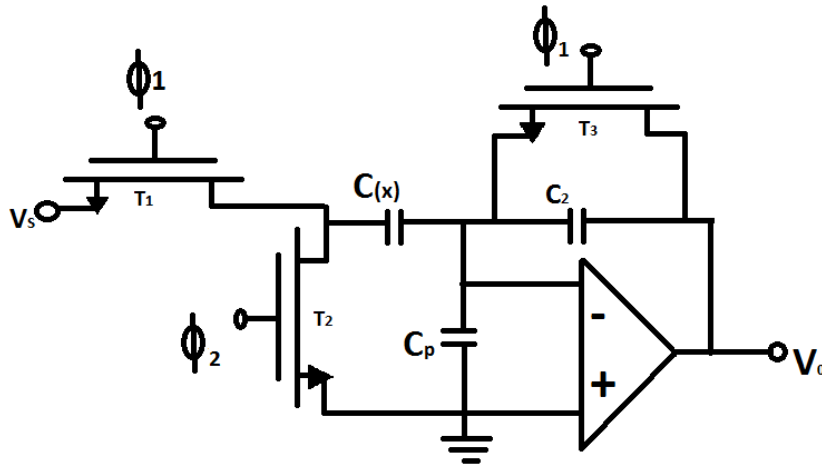


Fig. 2-8 Configuración de inversor para medir capacitancia adaptado de (2)

Se usa una fuente de DC (V_s). Cuando Φ_1 enciende a T_1 y T_3 , el amplificador opera con ganancia unitaria con una tierra virtual en la entrada inversora, y el capacitor $C_{(x)}$ tendrá una carga de $C_{(x)}V_s$. Cuando Φ_1 está en estado bajo aísla a $C_{(x)}$ y cambia la configuración del amplificador operacional a modo de integrador, así que el amplificador operacional descargará a $C_{(x)}$, enseguida se enciende Φ_2 , llevando a tierra a $C_{(x)}$, de esta manera se creará una fuerte señal positiva (V_0) que lleva al nodo de inversor a cero. Así el circuito tendrá un valor máximo en:

$$V_0 = \left[\frac{C_{(x)}}{C_2} \right] V_s \quad (2-6)$$

Cuando el ciclo de reloj se repite, $C_{(x)}$ se carga y C_2 se descarga. La salida alternará entre $V_0 = \left[\frac{C_{(x)}}{C_2} \right] V_s$ y cero. De igual manera esta configuración (Ver Fig. 2-8) suprime las capacitancias parásitas ya que cuando el circuito está en alto ($V_0 = \left[\frac{C_{(x)}}{C_2} \right] V_s$), se genera una tierra virtual en la terminal inversora que suprime el efecto de C_p .



Otra configuración muy utilizada es la que se muestra en la Fig. 2-9; este tipo de configuración es una de las formas más directas para convertir una capacitancia diferencial en una señal de voltaje de salida. La desventaja que presenta esta configuración es que la capacitancia parásita (C_p) también contribuye a la señal de salida. Si se asume una señal de entrada simétrica variante en el tiempo ($\pm V_s$) la salida estará descrita por la ecuación (2-7).

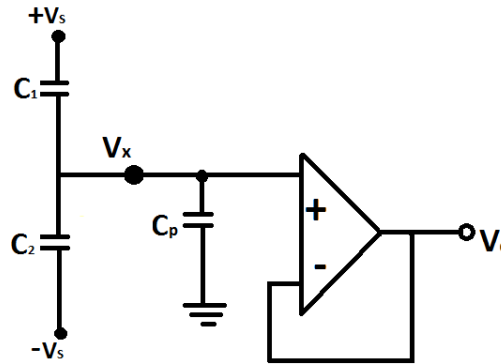


Fig. 2-9 Configuración de seguidor de voltaje adaptado de (2)

$$V_x = \left[\frac{C_1 - C_2}{C_1 + C_2 + C_p} \right] V_s \quad (2-7)$$

Se observa que la capacitancia parásita reduce la señal de salida además de afectar en la calibración de la medición. Una forma de eliminar la capacitancia parásita es implementando un anillo de guarda alrededor de la estructura.

2.1.3 Capacitancias parásitas

Las capacitancias parásitas siempre estarán presentes en un diseño de un sensor capacitivo, y en algunas ocasiones éstas llegan a ser incluso de la misma magnitud de la señal que se obtiene al hacer el sensado. Esto representa un gran problema para la implementación de sensores usando estructuras capacitivas. Así que a continuación se mostrarán algunas sugerencias para eliminar las capacitancias parásitas.

Una forma muy común de implementar un acelerómetro con sensado capacitivo es fabricar los elementos del MEMS y la electrónica necesaria en chips separados, sin embargo los cables necesarios para relacionarlos pueden introducir una capacitancia del mismo orden de la que se está utilizando para sensar, un ejemplo de esto se muestra a continuación:



Se desea interconectar un sensor capacitivo, implementado en un chip, con un circuito integrado. Las capacitancias de trabajo son $C_{w1}=C_{w2}=0.35$ pF y el cambio de capacitancia debido a la aceleración es de $\frac{\Delta C}{C} = 2 \frac{fF}{mG}$, considérese que estos dos circuitos se desean unir con una serie de cables, por lo que se debe generar una pista metálica que permita dicha conexión y que esta pista metálica se diseña para tener un área de $360\mu m^2$, con una distancia entre la pista y el sustrato de $2\mu m$ y una permitividad relativa de 3.9 ($\epsilon_R = 3.9$ correspondiente al SiO₂). Con los datos anteriores se puede calcular la capacitancia parásita que dicha pista metálica genera:

$$C = \frac{\epsilon A}{x_{reposito}} = \frac{\epsilon_0 * \epsilon_{\text{óxido}} * (360\mu m^2)}{0.835\mu m} = \frac{8.854 \times 10^{-12} F * \frac{m}{1 \times 10^6 \mu m} * 3.9 * (360\mu m^2)}{2\mu m} = 6.212 \text{ fF} \quad (2-8)$$

De este resultado se observa que la capacitancia parásita generada por la pista metálica para unir ambos dados es muy grande, ya que es cercana a la capacitancia del sensor. De este ejemplo se concluye lo siguiente:

- ✓ Se recomienda que los componentes del sensor y la electrónica necesaria sean implementados en un solo chip.

Otro detalle que se desea comentar es que debido a que la capacitancia es inversamente proporcional a la distancia, como se muestra en la Fig. 2-10 (a) la capacitancia parásita será mayor que la capacitancia parásita mostrada en la Fig. 2-10 (b) ya que la distancia entre el dispositivo es mayor. Esto se logra por medio de un decapado del sustrato. Otra forma es decapar el sustrato y depositar un dieléctrico diferente al sustrato (ver Fig. 2-10 (c)), donde este material tenga una permitividad relativa menor que la del sustrato con el fin de reducir la capacitancia parásita.

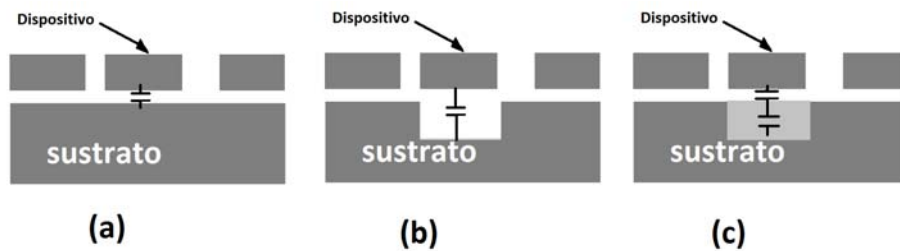


Fig. 2-10 Separación física para evitar una gran capacitancia parásita adaptado de (2)

- ✓ Una forma efectiva de eliminar la capacitancia parásita es incrementando la distancia entre el electrodo del capacitor de trabajo y el sustrato.

Una metodología utilizada comúnmente para eliminar capacitancias parásitas es colocando un anillo de guarda alrededor de la estructura y llevando las capacitancias parásitas a tierra.

Cuando un cuerpo conductor no tiene su sustrato aterrizado, el conductor estará flotando generando un camino alternativo entre los electrodos del sensor. Eléctricamente se dice que se genera una capacitancia parásita y ésta estará conectada en paralelo a la capacitancia del sensor. Como se muestra en la Fig. 2-11 (a).

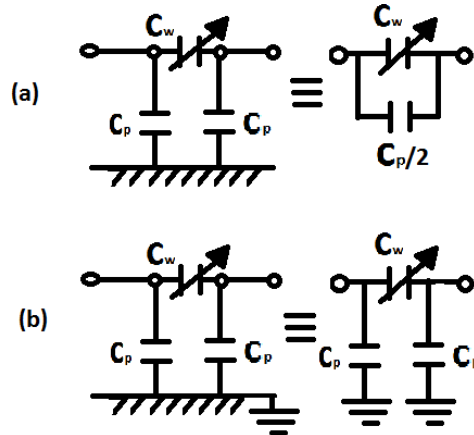


Fig. 2-11 Configuración de un conductor flotando (a), y de un conductor aterrizado (b)

- ✓ Aterrizando los cuerpos conductores alrededor de un dispositivo (Fig. 2-11 (b)), se elimina la ruta adicional entre las terminales del capacitor de medición (C_w).

Eléctricamente se agrega la capacitancia parásita, pero ésta ya no estará interfiriendo directamente con la capacitancia de medición. De lo anterior, se puede ver que usando diferentes técnicas se puede discernir entre la capacitancia de trabajo y la capacitancia parásita.

Una forma de eliminar el efecto de las capacitancias parásitas que ya están referidas a tierra (Ver Fig. 2-12(a)) es eliminando la intensidad de corriente que fluye a través de ellas. Esto se logra haciendo que la diferencia de potencial entre sus terminales sea cero, si se mide el potencial generado por la capacitancia parásita y se le resta exactamente el mismo potencial. Una configuración propuesta con este fin es la que se muestra en la Fig. 2-12 (b).



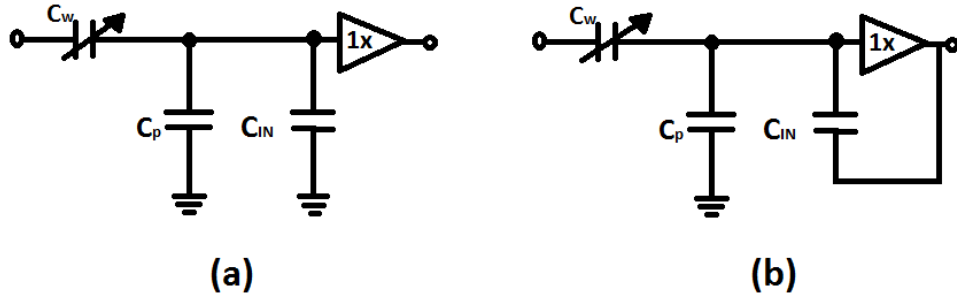


Fig. 2-12 Circuito para compensar la capacitancia parásita

De esta configuración se observa que C_{IN} tiene exactamente el mismo valor de C_p pero se renombra ya que comúnmente este capacitor tiene el nombre de electrodo de guarda y se le nombra con C_{IN} (2).

El gran problema que presenta este tipo de configuración es que las imperfecciones que tiene un amplificador no permite que este modo de conexión tenga éxito. Como se sabe, cuando se diseña un amplificador sobre un sustrato, es común que se tengan ligeras diferencias entre todos los transistores que lo conforman, ya que están ubicados en diferentes partes de la oblea (aún teniendo el mismo factor geométrico).

Otra alternativa de eliminar el efecto de las capacitancias parásitas es con ayuda de una medición por corriente. La configuración con la que se logra esto se muestra en la Fig. 2-13. En la Fig. 2-13 (a) se propone un circuito de tal manera que el medidor de corriente aterriza el nodo A, así la diferencia de potencial del nodo A hacia tierra será cero y no fluirá intensidad de corriente a través de C_p y por el contrario toda la corriente estará fluyendo a través de C_w y el medidor de corriente se encargará de sensar dicha corriente. En la Fig. 2-13 (b) se muestra una forma práctica de implementar esta configuración de medidor de corriente.

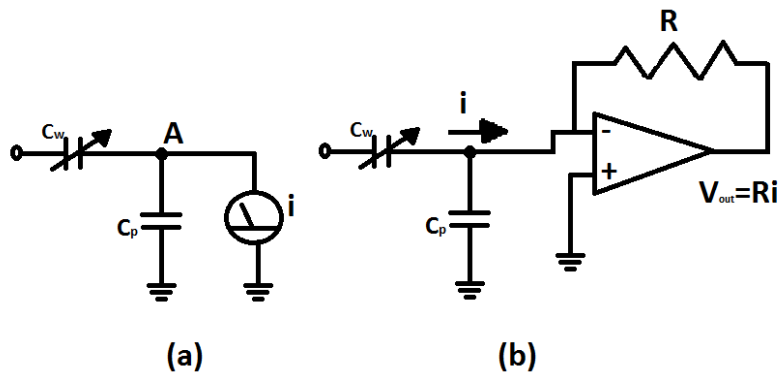


Fig. 2-13 Medidor de corriente



Una característica que se puede identificar de los métodos anteriores, es que requiere de una excitación de voltaje variable en el tiempo para contar con un flujo de corriente a través de las capacitancias que se quieren medir. El método que se había explicado en la sección 1.5.1 del capítulo anterior (promedio de cambios), no puede ser usado para determinar desplazamiento estático pues la señal es pequeña a bajas frecuencias. Debido a lo anterior, este tipo de medición (a bajas frecuencias o DC) solo se usa en aplicaciones como micrófonos y resonadores que operan a altas frecuencias. Por lo tanto, todos los métodos explicados anteriormente y que se ven afectados por capacitancias parásitas, deben emplear señales de voltaje *ac* a frecuencias relativamente altas. Cabe mencionar que el método propuesto en este trabajo no requiere de señales variables en el tiempo y sin ningún problema se puede correlacionar el desplazamiento o variación de la capacitancia con la aceleración o fuerza aplicada al acelerómetro polarizando las compuertas de control del FGMOS que configura a la estructura del acelerómetro propuesta. Como se verá más adelante, esta configuración no se ve muy afectada por las capacitancias parásitas asociadas al diseño y su efecto puede ser manejado sin mayor problema, lo cual haría de esta propuesta una que extienda la capacidad de sensado en el rango de DC, que actualmente se encuentra limitado. En la siguiente sección se explica de manera básica la estructura y operación del FGMOS.

2.2 El Transistor MOS de Compuerta Flotante

El Transistor Metal-Óxido-Semiconductor de Compuerta Flotante (FGMOS) fue estudiado por primera vez en 1967 por D. Kahng y S. M. Sze. Se estableció como su característica principal la capacidad de recibir carga eléctrica en su –así denominada desde el principio– “compuerta flotante” y retenerla por periodos de hasta una hora, augurándosele un futuro promisorio como elemento de memoria biestable (15).

Un dispositivo de compuerta flotante es un transistor MOS con una compuerta de control y una compuerta intermedia, llamada flotante. (16). En la Fig. 2-14 se observa la estructura primitiva de este dispositivo. En ella se aprecia una estructura de columna construida sobre el sustrato de Silicio, una capa de óxido aislante (óxido de tunelamiento, SiO_2), una capa normalmente de polisilicio como compuerta flotante y una capa más, igualmente de polisilicio como compuerta de control, separada de la compuerta flotante por otra capa de SiO_2 . A sus extremos se encuentran el drenador (lado derecho) y la fuente (lado izquierdo) que se hacen por medio de una implantación iónica o difusión. Para su fabricación se sigue un proceso tecnológico que incluye el depósito y grabado de dos capas de silicio policristalino. En la primera de ellas se define el patrón geométrico que forma el electrodo de compuerta como si se tratase de un transistor convencional, sin embargo, dicha zona de material se deja sin conexión eléctrica. El siguiente paso es crecer una capa de óxido de silicio, por lo que la compuerta se rodea completamente por este material aislante, denominándosele ahora, compuerta flotante (FG). Se realiza un nuevo depósito de silicio policristalino y en esa capa se define un polígono



que tenga un área de traslape sobre el área de la compuerta flotante; esta zona sí tendrá contacto eléctrico, por lo que el voltaje que se aplique en ella, inducirá electrostáticamente un potencial en la compuerta flotante, el que establecerá el estado de conducción del transistor. Debido a lo anterior, dicha estructura se denomina compuerta de control (CG) (17).

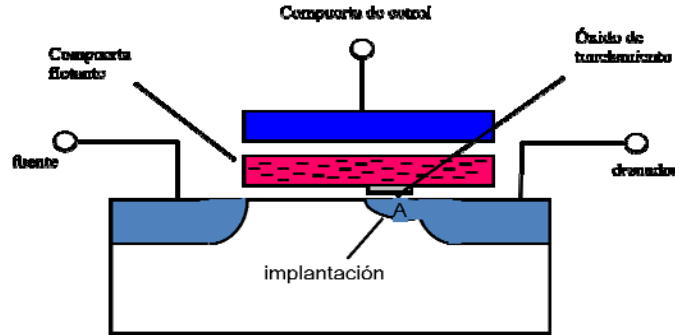


Fig. 2-14 Estructura de un FGMOS (16)

2.2.1 Circuito eléctrico equivalente

La compuerta flotante forma capacitores con las estructuras que le rodean, siendo las principales las que forma con la compuerta de control (C_{CG}), con el sustrato en el área del canal del transistor (C_{OX}), con el área del traslape del Drenador (C_D) y de Fuente (C_S). Existen otras capacitancias entre las que destacan la formada por el área de la compuerta flotante que se encuentra sobre el llamado óxido de campo (C_{FOX}) y la llamada capacitancia de deserción de sustrato (C_{dep}). Con estos elementos se establece el circuito equivalente para el FGMOS. (17). Éste se muestra en la Fig. 2-15.

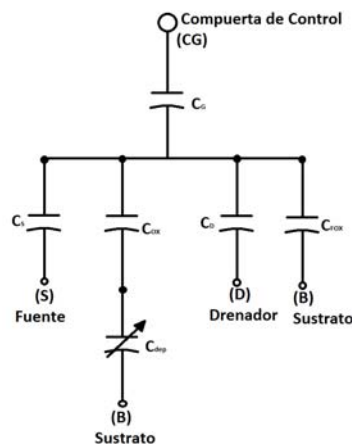


Fig. 2-15 Circuito equivalente del FGMOS



Del circuito equivalente se deduce que el potencial de la compuerta flotante, V_{FG} , está determinado por la carga inducida por los potenciales de Compuerta, V_G , de Drenador, V_D , de Fuente, V_S , y de sustrato, V_B , además de la carga real que se pudiera encontrar atrapada en la misma, de acuerdo a (17):

$$V_{FG} = \frac{C_{CG}}{C_{Tot}} V_G + \frac{C_D}{C_{Tot}} V_D + \frac{C_S}{C_{Tot}} V_S + \frac{C_{FOX}}{C_{Tot}} V_B + \frac{\frac{C_{OX} \times C_{dep}}{C_{OX} + C_{dep}}}{C_{Tot}} V_B + \frac{Q_{FG}}{C_{Tot}} \quad (2-9)$$

$$C_{Tot} = C_{CG} + C_D + C_S + C_{FOX} + \frac{C_{OX} \times C_{dep}}{C_{OX} + C_{dep}} \quad (2-10)$$

De la ecuación (2-9) las fracciones C_x/C_{Tot} se conocen como *coeficientes de acoplamiento*, α_x . A excepción de C_{FOX} y C_{dep} , los valores de estos coeficientes dependerán del régimen de operación del FGMOS ya que son dependientes de los potenciales asociados, lo que da como resultado diferentes valores para los mismos, dependiendo de las condiciones de polarización. Si el FGMOS se encuentra operando en la región de subumbral, la combinación en serie de C_{OX} y C_{dep} es menor que C_{OX} . Por el contrario, al operar el FGMOS más allá del voltaje de umbral (V_{TH}) se habrá formado el canal, entonces si la terminal de Fuente se encuentra aterrizada, la capacitancia vista desde la compuerta flotante será C_{OX} únicamente. De acuerdo con lo anterior, el valor C_{Tot} será menor en condición de subumbral que en condiciones de inversión fuerte ($V_{FG} > V_{TH}$), por lo que se tendrá un valor mayor de α_{CG} en condición de subumbral. Sin embargo, es adecuado considerar constantes los coeficientes de acoplamiento si el transistor se opera únicamente en un solo régimen de operación, con la finalidad de simplificar el diseño y simulación de circuitos que involucren el uso de transistores de compuerta flotante. (17), pero en el caso aquí presentado, se aprovecharán el coeficientes de acoplamiento al hacerlo variar con la estructura capacitiva que se está utilizando para el sensado cuando el FGMOS opera en fuerte inversión. Esto se detallará en los capítulos subsecuentes.

El FGMOS no está limitado a usar sólo una compuerta de control. Se pueden agregar n compuertas de control con el fin de implementar diseños innovadores. La estructura que se menciona está mostrada en la Fig. 2-16.



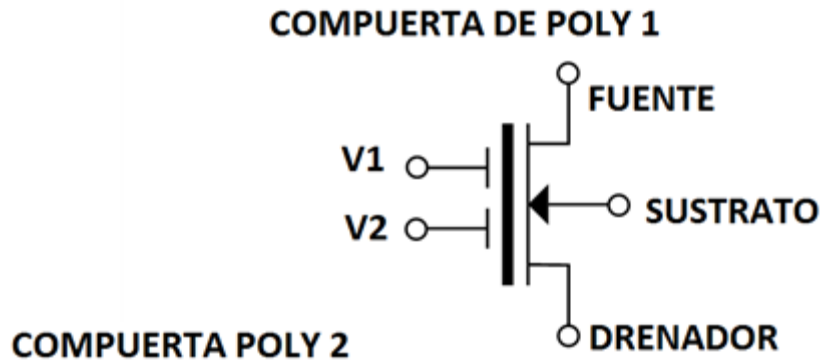


Fig. 2-16 Estructura de un FGMOS de múltiples compuertas de control.

Una representación en forma de diagrama eléctrico de la Fig. 2-16 es la que presenta en la Fig. 2-17, en esta figura se observan las capacitancias parásitas además de los dos capacitores presentes en cada una de las compuertas de control, en esta representación se elimina el capacitor de deserción de sustrato, ya que se considera que está trabajando en fuerte inversión.

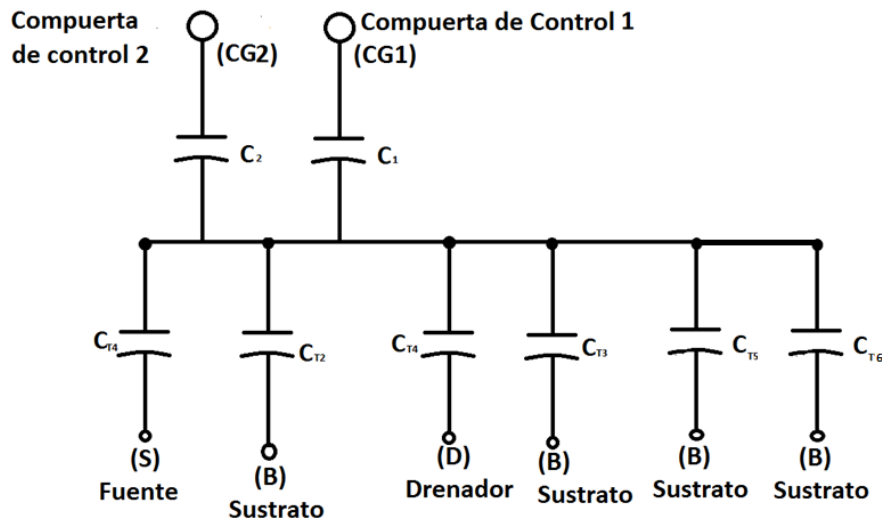


Fig. 2-17 Diagrama eléctrico de la estructura del FGMOS con dos compuertas de control

C_1 es la capacitancia de la compuerta de control uno; C_2 es la capacitancia formada entre la segunda compuerta de control y el canal del transistor; C_{T2} es la capacitancia de canal; C_{T3} es la capacitancia parásita formada entre compuerta sobre el óxido de campo (FOX) y el sustrato; C_{T4} es la capacitancia parásita formada entre compuerta y fuente o drenador; C_{T5} es la capacitancia parásita formada entre el área de la masa movable y el sustrato; C_{T6} es la capacitancia parásita formada entre



el área de la masa fija y el sustrato; finalmente, C_{TOT} es la capacitancia total de la estructura del FGMOS.

Si uno de estos capacitores se implementara con una estructura tal que permitiera que dicha capacitancia resulte variable, la representación esquemática quedaría como se muestra en la Fig. 2-18.

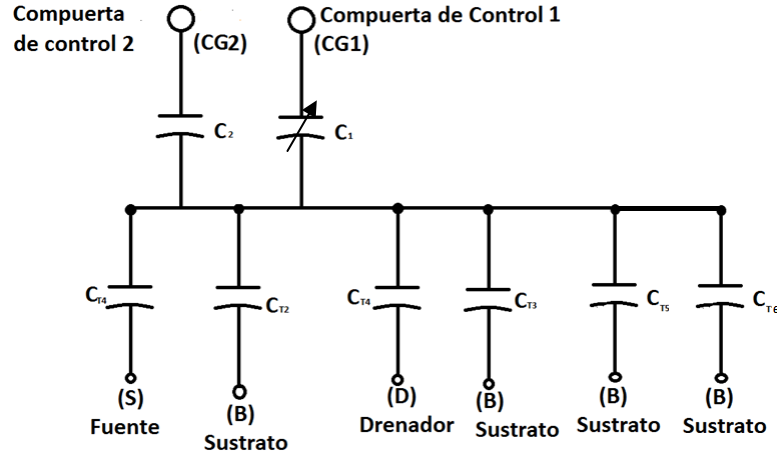


Fig. 2-18 Diagrama eléctrico de la estructura del FGMOS con dos compuertas de control, en donde una de ellas es variable

Esta configuración se implementa con la finalidad de obtener un coeficiente de acoplamiento variable. Como se ve en la ecuación (2-11) si el capacitor C_1 varía, entonces se observaría que el término C_{Tot} cambia en una menor proporción que C_1 , así se puede considerar que C_{Tot} es aproximadamente constante.

$$C_{Tot} = C_1 + C_2 + C_{T2} + C_{T3} + C_{T4} + C_{T4} + C_{T5} + C_{T6} \quad (2-11)$$

Bajo la consideración anterior el potencial de salida del transistor será V_{FG} , en donde su valor estará dado por medio de la ecuación (2-12):

$$V_{FG} = K_{CG1}V_{G1} + K_{CG2}V_{G2} + \frac{C_{T2}}{C_{Tot}}V_B + \frac{C_{T4}}{C_{Tot}}V_D + \frac{C_{T4}}{C_{Tot}}V_S + \frac{C_{T3}}{C_{Tot}}V_B + \frac{C_{T5}}{C_{Tot}}V_{G1} + \frac{C_{T6}}{C_{Tot}}V_{G2} + \frac{Q_{FG}}{C_{Tot}} \quad (2-12)$$

Donde:

$$K_{CG1} = \frac{C_1}{C_{Tot}} \quad (2-13)$$

$$K_{CG2} = \frac{C_2}{C_{Tot}} \quad (2-14)$$

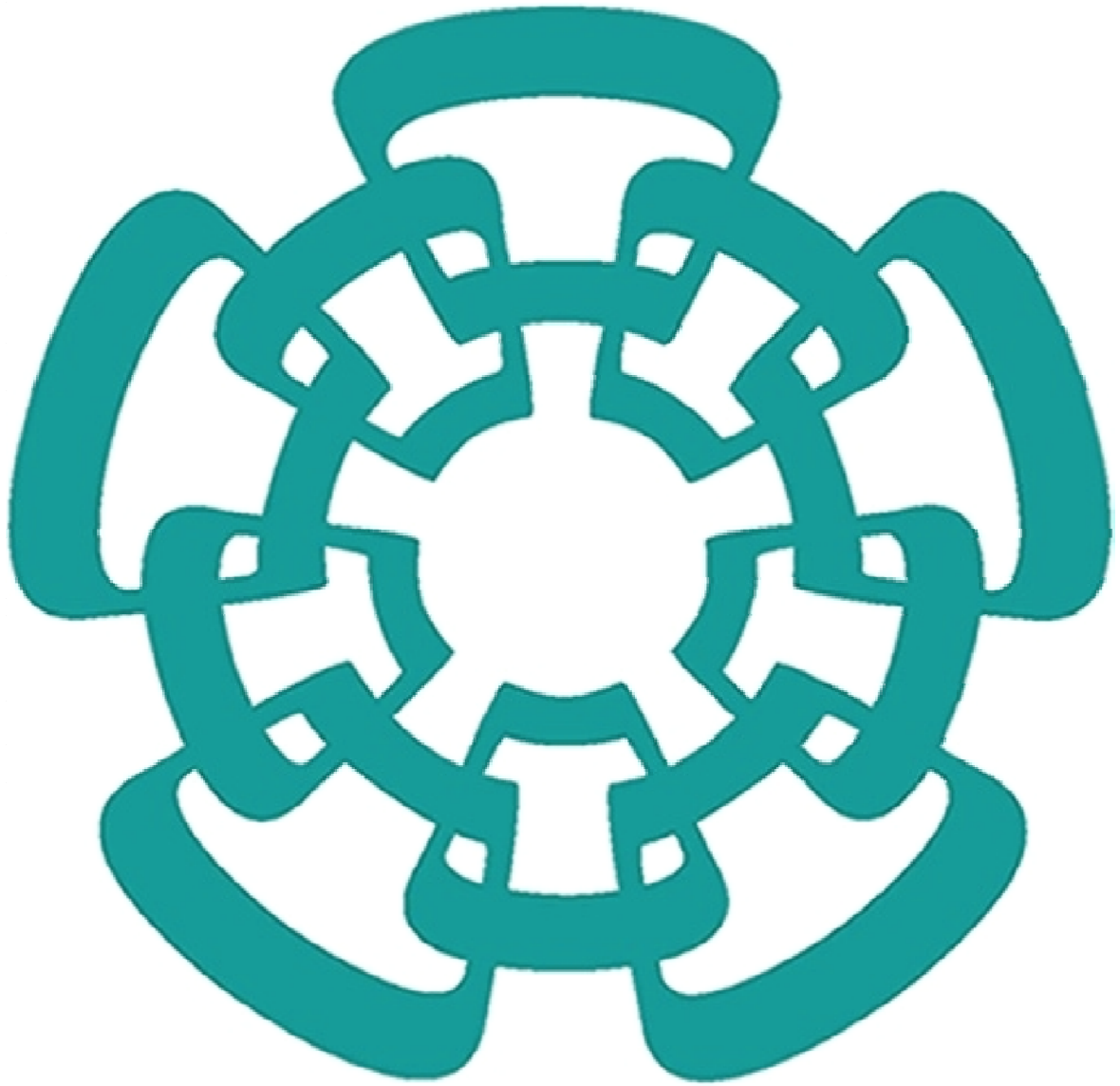


De la ecuación (2-12) se observa que todos los términos que conforman el valor de V_{FG} serán constantes a excepción de $K_{CG1}V_{G1}$, donde K_{CG1} es el coeficiente de acoplamiento variable si $C1$ varía en el tiempo. Y en el caso de $K_{CG2}V_{G2}$ es un término que se puede utilizar para ubicar el punto de polarización del FGMOS arbitrariamente o según convenga para la lectura de salida del acelerómetro.

2.3 Conclusiones de capítulo

En este capítulo se presentaron diferentes metodologías para medir desplazamiento por medio de un sensado capacitivo, además de mostrar diferentes formas de transducción para la señal que entrega dicha estructura capacitiva. También, se describen las bases del FGMOS para comprender su principio de funcionamiento y aplicarlo como elemento de transducción, en este caso, para el acelerómetro. Más adelante se verá la utilidad de éste como parte del acelerómetro y se mostrará con el uso de simulaciones en PSPICE, porque esta metodología introduce un concepto nuevo de transducción en los acelerómetros y se podría extender a otro tipo de dispositivos como los sensores de presión.





Capítulo Tres:

Aspectos Metodológicos

3 Aspectos metodológicos

Con base en el sustento teórico antes mencionado y con el fin de diseñar un acelerómetro de bajas G, se iniciará el proceso de diseño de dicho acelerómetro bajo las siguientes premisas (Fig. 3-1):

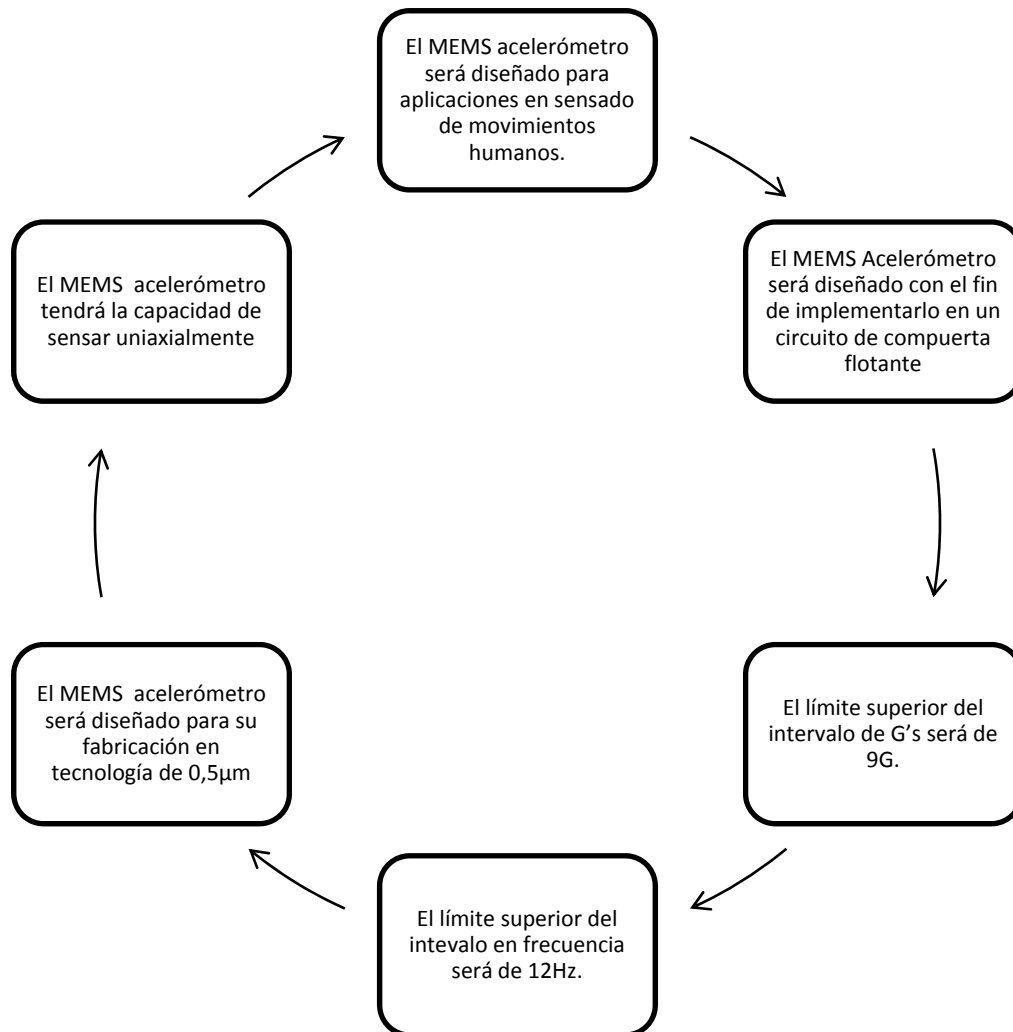


Fig. 3-1 Premisas y Parámetros de diseño

El principio de funcionamiento del acelerómetro será una masa suspendida entre dos resortes (Fig. 3-2). Cuando al acelerómetro se le aplique una determinada aceleración g, éste sufrirá un desplazamiento en el sentido opuesto a la fuerza aplicada, de acuerdo con la Segunda Ley de Newton. Este desplazamiento se traduce directamente en un cambio en la capacitancia lateral de los dientes de la estructura (Fig. 3-3).



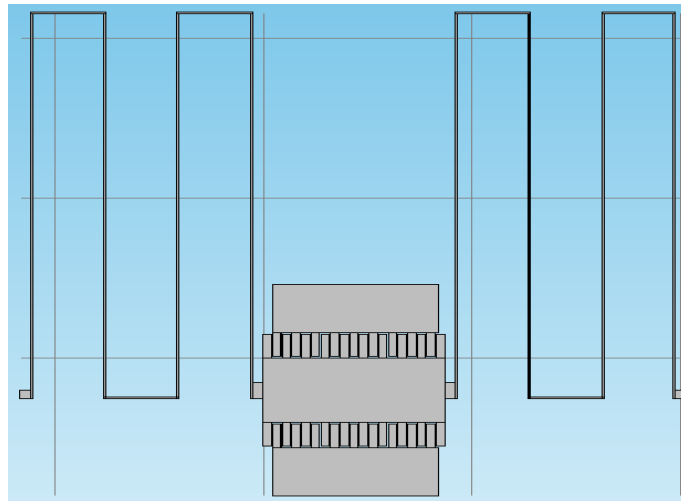


Fig. 3-2 Bosquejo de la estructura del acelerómetro

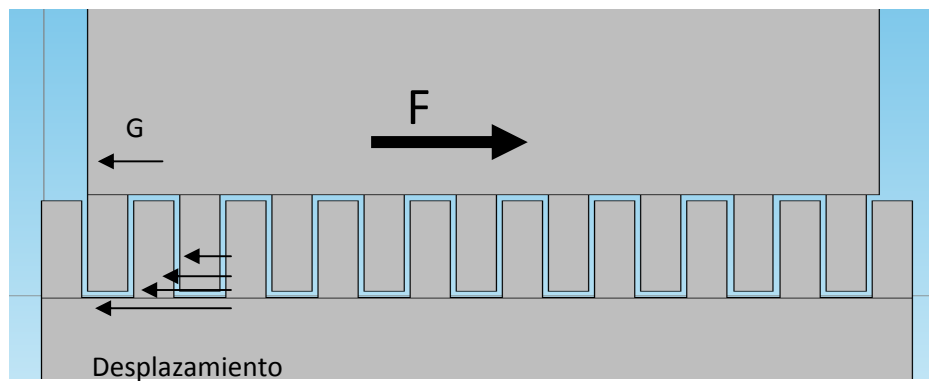


Fig. 3-3 Principio de variación de capacitancia

Para iniciar con los cálculos se podría partir de dos formas: una es proponer el intervalo de capacitancia que se desea sensar y a partir de ello diseñar la estructura, o bien, diseñar la estructura, ver las capacitancias que se generan y posteriormente diseñar la circuitería que manejará dichos intervalos de capacitancia (Ver Fig. 3-4).

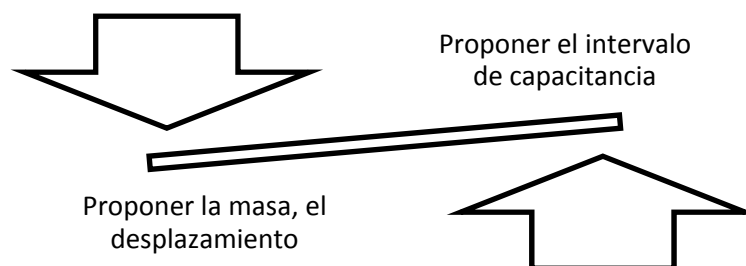


Fig. 3-4 Elección de los parámetros de diseño

La forma en la que se procedió para iniciar este proceso se detalla a continuación.

3.1 Determinación de la geometría

Con el fin de calcular la estructura que tendrá el peine, se planteó el siguiente procedimiento. Inicialmente, basado en las restricciones de la tecnología que se pretende emplear (ONSEMI, 0.5 micras, pozo N, doble polisilicio, doble metal), se establece que el acelerómetro tendrá un desplazamiento máximo de $0.6 \mu\text{m}$ (2λ), lo cual corresponde a la separación mínima entre dos franjas de polisilicio, según las reglas de diseño de la tecnología de ONSEMI ($\lambda=0.3 \mu\text{m}$).

El rango de aceleraciones en el cual se pretende operar al acelerómetro es entre 0.5G y 9G, para una aplicación biológica y que es el que cubre los movimientos del cuerpo humano. Inicialmente, se parte de la Ley de Newton, expresada por la siguiente ecuación (3-1):

$$F = m \cdot a \quad (3-1)$$

Donde:

F: fuerza de aceleración [N]

m: masa de prueba [Kg]

a: aceleración [m/s^2]

Para el cálculo de la fuerza aplicada mediante la Ley de Newton se requiere conocer la masa de la estructura que operará como la masa movible o de prueba del acelerómetro. Esta fue determinada de la geometría mostrada en la Fig. 3-5, la cual fue creada en COMSOL para realizar más adelante simulaciones iniciales por elemento finito del desempeño del acelerómetro. Cabe destacar que esta geometría fue propuesta arbitrariamente pero basada en la magnitud de las dimensiones y tecnologías con las que se crean normalmente los acelerómetros, es decir, del orden de micras.

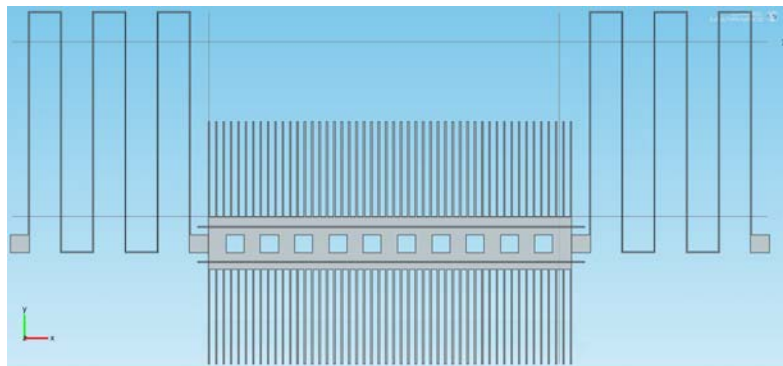


Fig. 3-5 Geometría propuesta del peine móvil

El volumen que arroja esta geometría, con ayuda de COMSOL fue de:

$$V=6081 \mu\text{m}^3$$

El material con el que se fabricará el acelerómetro será silicio policristalino (Poly2), que corresponde a uno de los materiales empleados en la fabricación de circuitos integrados. Para este material, la densidad es de:

$$\rho=2330 \text{ Kg/m}^3$$

Ya con estos datos se puede obtener la masa del acelerómetro prototipo, de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} m &= V \cdot \rho \\ m &= 6081 \cdot 10^{-18} \text{m}^3 \cdot 2330 \text{ Kg/m}^3 \\ m &= 1.4168 \cdot 10^{-11} \text{ Kg} \end{aligned}$$

A continuación, se procede a calcular la constante de rigidez del resorte que se empleará para el acelerómetro, partiendo de la Ley de Hook:

$$F = k \cdot x \quad (3-2)$$

Donde:

k : constante de rigidez del resorte [N/m]

x : desplazamiento debido a una fuerza F aplicada al acelerómetro [m]

La constante de rigidez se calculará para la máxima aceleración considerada para el funcionamiento del acelerómetro, es decir, 9 G ($9.81 \text{ m/s}^2 \times 9$), con la masa calculada anteriormente y se considerará un desplazamiento máximo de $0.6 \mu\text{m}$ para esta aceleración. Entonces, combinando las ecuaciones (3-1) y (3-2) y resolviendo para la constante de rigidez, k , se tiene que:

$$\begin{aligned} k &= \frac{m \cdot a}{x} = \frac{1.4168 \cdot 10^{-11} \cdot 9 \cdot 9.81}{0.6 \cdot 10^{-6}} \\ k &= 2.085 \cdot 10^{-3} \frac{\text{N}}{\text{m}} \end{aligned}$$

Debe hacerse notar que la geometría propuesta fue elegida arbitrariamente, considerando únicamente que ésta ocupará una pequeña área en el circuito integrado. Sin embargo, tanto la geometría como la masa se pueden modificar sin perder de vista el rango de operación que se pretende cubrir con el acelerómetro. También debe quedar claro que el diseño de la geometría y configuración del resorte es un proceso creativo que puede derivar en distintas versiones que darían el mismo resultado esperado de oscilación y constante de rigidez. Por lo tanto, la decisión del mejor diseño



tendrá que estar basado, entre otros criterios, del ingenio y del ajuste dentro de las limitaciones que se puedan presentar para la fabricación y micromaquinado de la estructura. Un ejemplo de lo mencionado anteriormente, se puede ver en la Tabla 3-1, donde se propone un pequeño rango de masas, alrededor de la propuesta anteriormente, de donde se obtienen los coeficientes de rigidez respectivos a partir de la ecuación (3-2). De ahí se calculan los desplazamientos para cada masa y coeficiente, resultando en el mismo desplazamiento, con lo que se demuestra que se pueden proponer una variedad de masas y/o geometrías para la masa de prueba.

Tabla 3-1 Diferentes valores de masa para el cálculo de constantes de rigidez

<i>m</i> [Kg]	<i>k</i> para 9 G [N/m]
1.40E-11	0.00206
1.50E-11	0.00221
1.60E-11	0.00235
1.70E-11	0.00250
1.80E-11	0.00265
1.90E-11	0.00280
2.00E-11	0.00294
2.10E-11	0.00309
2.20E-11	0.00324

En la Tabla 3-2 se muestran diferentes cálculos con las constantes de rigidez mostradas anteriormente (Tabla 3-1). En ésta se observa que para cada masa correspondiente a cada constante de rigidez para cada G seleccionada, se logra exactamente el mismo desplazamiento.

Tabla 3-2 Cálculo del desplazamiento para diferentes G's y diferentes k's

G	<i>x</i> <i>k</i> =0.00206	<i>x</i> <i>k</i> =0.00221	<i>x</i> <i>k</i> =0.00235	<i>x</i> <i>k</i> =0.00250	<i>x</i> <i>k</i> =0.00265	<i>x</i> <i>k</i> =0.00280	<i>x</i> <i>k</i> =0.00294	<i>x</i> <i>k</i> =0.00309	<i>x</i> <i>k</i> =0.00324
0	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00
1	6.67E-08	6.67E-08	6.67E-08	6.67E-08	6.67E-08	6.67E-08	6.67E-08	6.67E-08	6.67E-08
2	1.33E-07	1.33E-07	1.33E-07	1.33E-07	1.33E-07	1.33E-07	1.33E-07	1.33E-07	1.33E-07
3	2.00E-07	2.00E-07	2.00E-07	2.00E-07	2.00E-07	2.00E-07	2.00E-07	2.00E-07	2.00E-07
4	2.67E-07	2.67E-07	2.67E-07	2.67E-07	2.67E-07	2.67E-07	2.67E-07	2.67E-07	2.67E-07
5	3.33E-07	3.33E-07	3.33E-07	3.33E-07	3.33E-07	3.33E-07	3.33E-07	3.33E-07	3.33E-07
6	4.00E-07	4.00E-07	4.00E-07	4.00E-07	4.00E-07	4.00E-07	4.00E-07	4.00E-07	4.00E-07
7	4.67E-07	4.67E-07	4.67E-07	4.67E-07	4.67E-07	4.67E-07	4.67E-07	4.67E-07	4.67E-07
8	5.33E-07	5.33E-07	5.33E-07	5.33E-07	5.33E-07	5.33E-07	5.33E-07	5.33E-07	5.33E-07
9	6.00E-07	6.00E-07	6.00E-07	6.00E-07	6.00E-07	6.00E-07	6.00E-07	6.00E-07	6.00E-07



3.1.1 Metodología de diseño del acelerómetro.

Partiendo de los parámetros tecnológicos de ONSEMI con respecto al polisilicio, que será el material con el que se configurará el acelerómetro, se comienza la propuesta de diseño. También, se hace notar que esta tecnología emplea reglas de diseño escalables y el factor de escalamiento correspondiente para la tecnología de 0.5 micras es de $\lambda=0.3 \mu\text{m}$, la cual será la dimensión base para los criterios de diseño que se aplicarán en esta sección. Dos de las reglas de diseño fundamentales que se aplicarán en este diseño, se refieren al ancho mínimo de franjas de polisilicio, que es de 2λ y a la separación mínima entre dos franjas de polisilicio, que es también de 2λ . La Tabla 3-3 establece los parámetros tecnológicos empleados:

Tabla 3-3 Parámetros Tecnológicos

TOX	0.0141E-6	m
CGBO	1.00E-09	F/m ²
CGSO	1.82E-10	F/m ²
CGDO	1.82E-10	F/m ²
DIST. POLY2 A SUBST.	0.857E-6	m
ESPESOR POLY2	0.4E-06	m

A continuación, tomando el volumen del que se partió ($V=6081 \mu\text{m}^3$), se propone una geometría que se ajuste a los criterios anteriormente mencionados. Una propuesta es la siguiente:

Volumen masa de prueba: $V=6081 \mu\text{m}^3$

Espesor de Poly2: $\epsilon_p=0.4 \mu\text{m}$

De aquí, se puede conocer el área correspondiente a estos datos iniciales:

$$\begin{aligned} \text{Área de la masa de prueba:} \quad l_m \cdot w_m &= \frac{6081 \mu\text{m}^3}{0.4 \mu\text{m}} \\ l_m \cdot w_m &= 15202.5 \mu\text{m}^2 \end{aligned}$$

Donde:

l_m : longitud de la masa de prueba

w_m : ancho de la masa de prueba

Inicialmente, se pueden hacer dos propuestas para la geometría con el área encontrada. La primera sería si se elige que $l_m=w_m$, entonces:



$$l_m = w_m = 123.3 \mu\text{m} = 411\lambda$$

O bien, si se elige que $l_m = 2w_m$, es decir:

$$l_m = 61.65 \mu\text{m} = 205.5\lambda$$

$$w_m = 246.6 \mu\text{m} = 822\lambda$$

Es importante señalar que éstas serían unas geometrías simples e iniciales, las cuales se deberán adaptar y modificar para considerar tanto al proceso de micromaquinado que se ha de realizar para liberar a la masa de prueba o movable, así como para adaptarla para incluir los dedos que formarán parte de una de las placas del capacitor que componen al transistor de compuerta flotante (FGMOS) con coeficiente de acoplamiento variable que funcionará como transductor. Esta adaptación se hará más adelante, una vez que se hayan determinado otros parámetros importantes del diseño de acelerómetro.

Respecto a la capacitancia asociada a la estructura, se requiere determinar la capacitancia total más apropiada con la que se tenga un coeficiente de acoplamiento que permita reflejar un voltaje sobre la compuerta flotante, de tal magnitud que se tenga una corriente I_{DS} que se pueda leer sin problemas y de ser posible, que la variación de I_{DS} sea lo más lineal posible en función de V_{GS} . Esto implicará establecer, entre otras cosas, la longitud y número de dedos que deberá tener la masa de prueba. La capacitancia de cada dedo estará determinada por el área lateral del polisilicio (Poly2), es decir, $0.4 \mu\text{m}$ para la tecnología de $0.5 \mu\text{m}$, y su longitud, como se muestra en la Fig. 3-6.

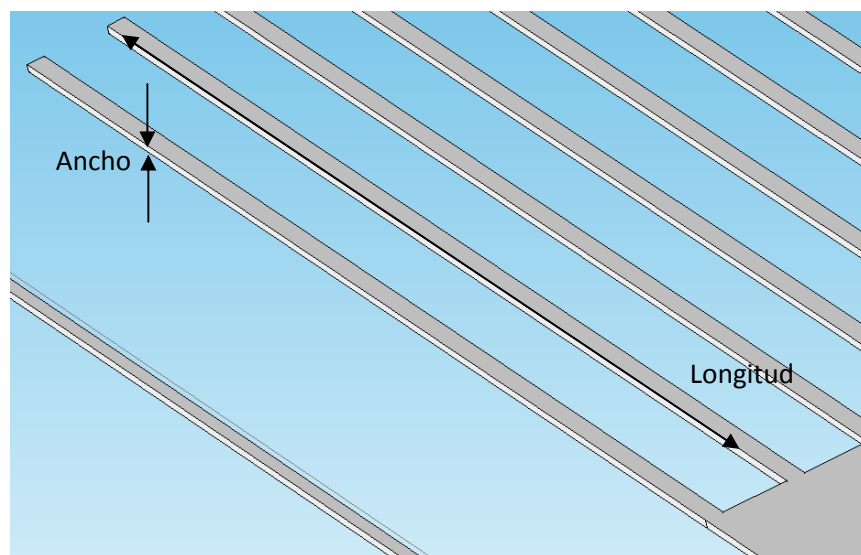


Fig. 3-6 Geometría propuesta para los dedos

En vista del objetivo de la presente propuesta del acelerómetro que emplearía a un FGMOS como transductor, para continuar con el esquema se recomienda diseñar previamente al transistor para determinar la capacitancia apropiada por los dedos de la masa de prueba y así poder calcular un coeficiente de acoplamiento en reposo y en el caso extremo, es decir, con una aceleración de 0 G y de 9 G, respectivamente, todo lo anterior, en función de los parámetros tecnológicos de ONSEMI.

Para esto, se realizaron simulaciones con PSPICE para transistores con distintos aspectos geométricos, W/L (ancho de canal/longitud de canal). Esto se hizo para obtener un compromiso alrededor del mejor rango de corriente que podrían manejar los FGMOS. Un criterio para elegir al transistor, sería aquel que tenga una mayor pendiente de transconductancia, ya que de esta forma la respuesta de salida (I_{DS}) sería la mejor para una pequeña variación de voltaje de compuerta, V_{GS} , el cual será precisamente el parámetro de variación con un coeficiente de acoplamiento variable, ya que el voltaje sobre la compuerta de control será fijo, sin embargo, el voltaje sobre la compuerta flotante será variable como consecuencia de tener un coeficiente de acoplamiento variable. Para el diseño propuesto, este voltaje variable de compuerta corresponderá al voltaje de la compuerta flotante, V_{CF} , cuyo nodo estará compuesto por la masa fija, como se explicará más adelante. Con ayuda de estas simulaciones, se puede determinar el coeficiente de acoplamiento, la capacitancia total de la estructura y el número y longitud de los dedos.

La Fig. 3-7 muestra la gráfica de transconductancia para transistores MOS con seis diferentes aspectos geométricos. De aquí se puede ver que el transistor con un aspecto geométrico $W/L=3\mu\text{m}/0.6\mu\text{m}$ tiene mayor pendiente, por lo que daría una respuesta de corriente con bastante amplitud en respuesta a una pequeña variación de voltaje de compuerta, además de que presenta un tamaño que permite aprovechar el área de integración, ya que no es muy grande. De la gráfica se puede ver que con estas dimensiones, el transistor puede alcanzar alrededor de 1.2mA con un voltaje $V_{GS}=5\text{V}$ y $V_{DS}=5\text{V}$. Por lo tanto, inicialmente se continuará con el diseño contemplando este aspecto geométrico para el FGMOS.

Antes de continuar, cabe mencionar que las siguientes simulaciones que se presentarán, corresponden a un transistor FGMOS con dos compuertas de control. El hecho de incluir una compuerta de control extra, es porque ésta permite ajustar el punto de operación del transistor para ajustarse a su vez la lectura del acelerómetro en rangos de corriente apropiados. El modelo que se emplea en estas simulaciones se muestra en el Apéndice A (FGMOS_N_VH_1_05_aire_3) y como se puede ver del listado del modelo, incluye todas aquellas capacitancias parásitas presentes en el diseño topológico de la estructura. En la Tabla 3-4 se muestran estas capacitancias y la forma como se calculan a partir de los datos tecnológicos y el diseño geométrico propuesto.



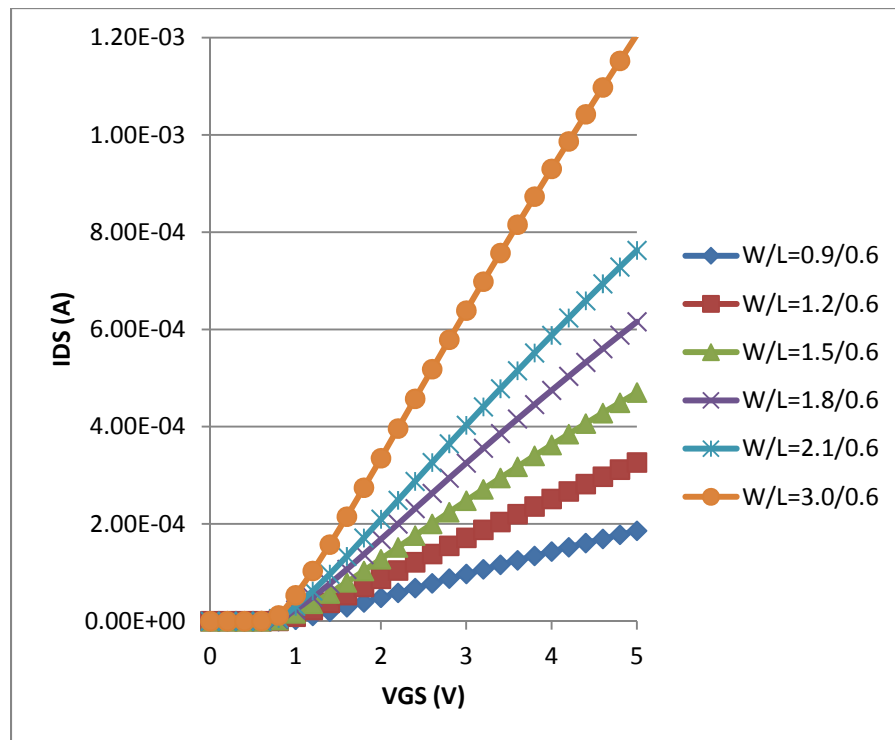


Fig. 3-7 Transconductancia para transistores MOS con seis diferentes aspectos geométricos

Tabla 3-4 Capacitancias presentes en el diseño

Capacitancia	Valor [F]
$C2$	5.00E-14
$CT2=(EPSIO/TOX)*(LN-2*LINT)*(WN-2*WINT)$	2.76E-15
$CT3=CGBO*(LN-2*LINT)$	4.33E-16
$CT4=(CGSO+CGDO)*(WN-2*WINT)$	9.49E-16
$CT5=(EPSI_AIRE/DIST_POLY2_A_SUB)*AREA_POLY2_MOV$	1.58E-13
$CT6=(EPSIO/DIST_POLY2_A_SUB)*AREA_POLY2_FIX$	4.68E-17
$CTOT1=CT1+CT2+CT3+CT4+CT5+CT6$	2.73E-13

La Tabla 3-5 muestra los valores físicos y geométricos empleados para las simulaciones realizadas.



Tabla 3-5 Valores físicos y geométricos empleados para las simulaciones realizadas

Parámetro	Valor	Unidades
<i>EPSIO</i>	3.51E-17	F/ μm
<i>EPSI_AIRE</i>	8.85E-18	F/ μm
<i>DIST_POLY2_A_SUB</i>	0.857	μm
<i>AREA_POLY2_MOV</i>	1.52E-08	m^2
<i>AREA_POLY2_FIX</i>	1.15E-12	m^2

C_1 es la capacitancia formada entre los dedos de la masa de prueba y la masa fija; C_2 es la capacitancia formada entre la segunda compuerta de control y el canal del transistor; CT_2 es la capacitancia de canal; CT_3 es la capacitancia parásita formada entre compuerta sobre el óxido de campo (FOX) y el sustrato; CT_4 es la capacitancia parásita formada entre compuerta y fuente o drenador; CT_5 es la capacitancia parásita formada entre el área de la masa movable y el sustrato; CT_6 es la capacitancia parásita formada entre el área de la masa fija y el sustrato; finalmente, $CTOT1$ es la capacitancia total de la estructura del FGMOS. Debe hacerse notar que C_1 se debe configurar como la primera compuerta de control del arreglo empleado para el FGMOS de dos compuertas de control y que además, será variable pues la separación de los dedos disminuirá en función de la fuerza aplicada al acelerómetro y será la única capacitancia cuyo dieléctrico será el aire, a diferencia de todas las demás, que tendrán SiO_2 como dieléctrico. El modelo equivalente de la estructura a diseñar se muestra en la Fig. 3-8. El valor propuesto para C_2 (0.05pF) resultó ser el que mejor resultados arrojó después de varias simulaciones realizadas empleando valores un orden de magnitud por arriba y por debajo de este valor.

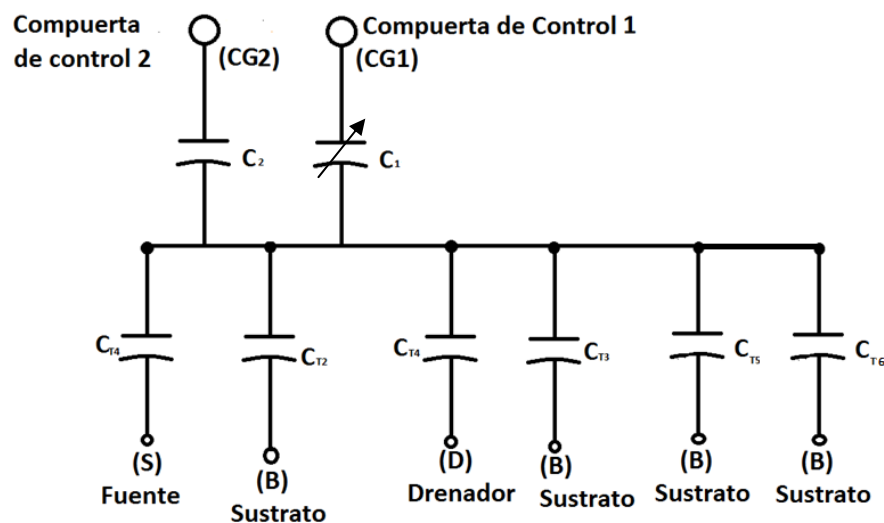


Fig. 3-8 Estructura equivalente del acelerómetro con dos compuertas de control



Corresponde ahora, calcular el desplazamiento que tendrán los dedos de la masa de prueba al aplicar aceleraciones en un rango desde 0G hasta 9G, que es el rango con el que se pretende que opere este acelerómetro. La Tabla 3-6 muestra los desplazamientos, calculados con ayuda de las ecuaciones (3-1) y (3-2) empleando los datos calculados anteriormente y considerando una separación entre dedos en reposo para CI de $0.63\mu\text{m}$ para $G=0$.

Tabla 3-6 Desplazamientos

Aceleración (m/s²)	Desplazamiento (m)	Capacitancia (F/m²)
G	x	CI'
0	0.00E+00	1.40E-05
1	6.67E-08	1.57E-05
2	1.33E-07	1.78E-05
3	2.00E-07	2.06E-05
4	2.67E-07	2.44E-05
5	3.33E-07	2.98E-05
6	4.00E-07	3.85E-05
7	4.67E-07	5.42E-05
8	5.33E-07	9.15E-05
9	6.00E-07	2.94E-04

En la Tabla 3-6 se muestra también el resultado de la capacitancia por unidad de área, CI' , que se tendrá cuando se haya tenido un desplazamiento x de los dedos de la masa de prueba. De aquí, se puede encontrar la longitud total necesaria para los dedos del acelerómetro y la capacitancia en reposo de la que se puede partir para afinar el diseño geométrico. La Tabla 3-7 muestra los valores de la longitud, ld , y número de dedos, nd , así como la capacitancia efectiva propuesta, CI , con las que se realiza el análisis para determinar mas adelante el valor apropiado de CI en reposo del cual partir para continuar con el diseño.



Tabla 3-7 Capacitancia resultante

Capacitancia en reposo propuesta para los dedos	Longitud total de los dedos	Número de dedos
CI (F)	ld (μm)	nd
1.00E-15	179	5.95
2.00E-15	357	11.9
3.00E-15	536	17.9
4.00E-15	714	23.8
5.00E-15	893	29.8
6.00E-15	1070	35.7
7.00E-15	1250	41.7
8.00E-15	1430	47.6
9.00E-15	1610	53.6
1.00E-14	1790	59.5

De la Tabla 3-7, se puede comentar lo siguiente: la primera columna son valores de capacitancia propuestos para cuando el acelerómetro está en reposo y cuyo rango obedece, como ya se comentó, a un estudio previo con simulaciones en PSPICE en el cual se determinó que estas magnitudes eran las más apropiadas para el presente diseño. Vale la pena mencionar que este rango puede llegar a ser diferente en función del diseño que se pretenda hacer y no se debe tomar como definitivo, pero que para el ejercicio que se reporta, presentó resultados aceptables. La segunda columna, que corresponde a la longitud total de los dedos del acelerómetro (recordar que éstos serán las placas del capacitor CI) y esta longitud se calculó tomando el valor correspondiente de CI y se dividió entre el valor de la capacitancia CI' en reposo (1.40×10^{-5} F/m²) y el espesor del polisilicio ($0.4 \mu\text{m}$). La columna correspondiente al número de dedos, se obtuvo al dividir la longitud total de dedos encontrada entre la longitud propuesta para los dedos, que en este diseño se propone de $30 \mu\text{m}$. La razón de esta última dimensión es por cuestiones prácticas, ya que se considera que los dedos de esta longitud tendrán buen soporte físico y no se vencerán por su peso después de eliminar el SiO_2 sobre el que están soportados, como pudiera pasar con dedos más largos después de realizar el micromaquinado, además de que es una longitud común en diseños de los acelerómetros. De esta columna, se puede elegir el número de dedos con los que se quiera configurar al acelerómetro, que en este cálculo van desde aproximadamente 6 dedos hasta aproximadamente 60 dedos.

Por otro lado, cabe recordar que la capacitancia CI de la Tabla 3-7 corresponde a los valores propuestos para cuando la estructura está en reposo y hasta este momento, no se conoce aún el rango de esta capacitancia al aplicar diferentes aceleraciones. Por lo tanto, para conocer este rango, se tendrá



que dividir la capacitancia por unidad de área, CI' (Tabla 3-6), entre el área del dedo ($\epsilon_p \times ld$). El espesor es un parámetro tecnológico fijo de $0.4\mu\text{m}$ y de la Tabla 3-7 se tienen 10 valores a elegir de ld . Para conocer la tendencia del comportamiento de CI con diferentes valores de ld , se pueden graficar los diferentes rangos de esta capacitancia efectiva con ld como parámetro. De esta manera, se generó la Fig. 3-9, donde se presenta la variación de capacitancia en función de la aceleración, considerando diferentes valores de CI en reposo (primeros 5 valores de la primera columna de la Tabla 3-7), de donde se ve que la tendencia es similar con cada valor, por lo que la elección final de la capacitancia a usar en el diseño podría ser cualquiera de las mostradas.

Entonces, de la Tabla 3-7 se eligió un número de aproximadamente 60 dedos, correspondiente a una longitud total de $1790\mu\text{m}$, por ser también un valor muy práctico para implementar en el acelerómetro, pero se podría haber elegido cualquier otro valor de los que aparecen en la Tabla 3-7. Finalmente, habiendo elegido la longitud y número de dedos, a partir de la capacitancia CI' (Tabla 3-6) se puede calcular a continuación la capacitancia efectiva de CI , correspondiente a cada desplazamiento al aplicar una aceleración en el rango a considerar, es decir, desde 0G hasta 9G, y se obtiene de la siguiente manera: $CI' \times \epsilon_p \times ld$.

El resultado tomando la longitud de $1790\mu\text{m}$, se muestra en la Tabla 3-8 y se ilustra en la Fig. 3-9. Estos son los valores que se emplearon para realizar las simulaciones en PSPICE del acelerómetro que emplea al FGMOS.

Tabla 3-8 Rango de capacitancias del acelerómetro en función de la fuerza aplicada.

Aceleración	CI
G	(F)
0	1.01E-14
1	1.12E-14
2	1.28E-14
3	1.47E-14
4	1.74E-14
5	2.14E-14
6	2.75E-14
7	3.88E-14
8	6.55E-14
9	2.11E-13



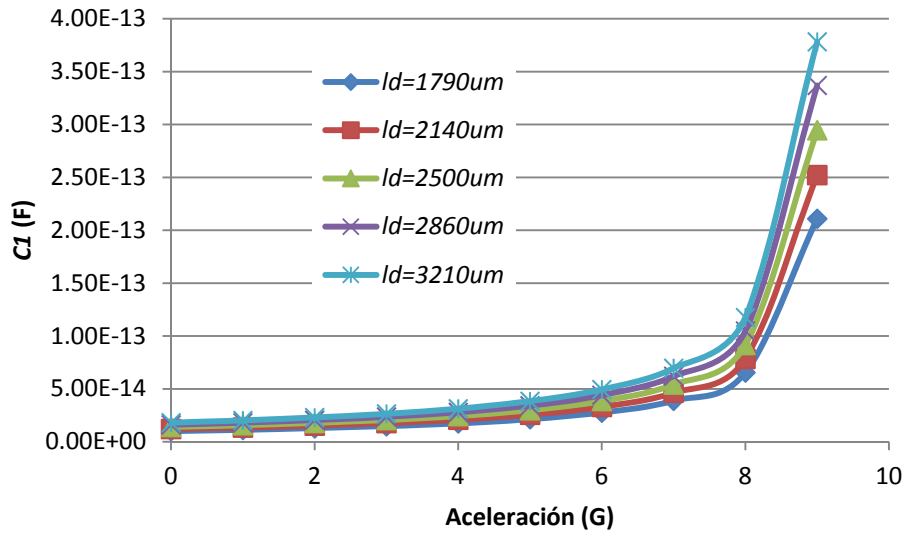


Fig. 3-9 Variación de la Capacitancia $C1$ en función de la Aceleración, con la longitud de los dedos del acelerómetro, como parámetro.

En el Apéndice A (FGMOS_N_VH_1_05_aire_3) se presentan los modelos empleados en estas simulaciones, es decir, el del transistor FGMOS con dos compuertas de control y el modelo para el transistor convencional que se incluye en este último (Apéndice B (v09m-params)) (18). La Fig. 3-10 y la Fig. 3-11 muestran los resultados de la simulación donde se emplean los valores de $C1$ presentados en la Tabla 3-8, de donde se puede ver el aumento de corriente I_{DS} que se tiene conforme aumenta el potencial aplicado en la compuerta en el caso de la Fig. 3-10, y en el caso de la Fig. 3-11 se observa un cambio en la corriente al variar la capacitancia, esto es, al aumentar la aceleración se reduce la separación entre las placas de $C1$ y esto causa que el coeficiente de acoplamiento se incremente, por lo que el voltaje presente en la compuerta flotante, V_{CF} , sea mayor. También se observa de esta gráfica, que es posible aumentar la lectura de corriente al aumentar el voltaje aplicado a la segunda compuerta de control, V_{CG2} .

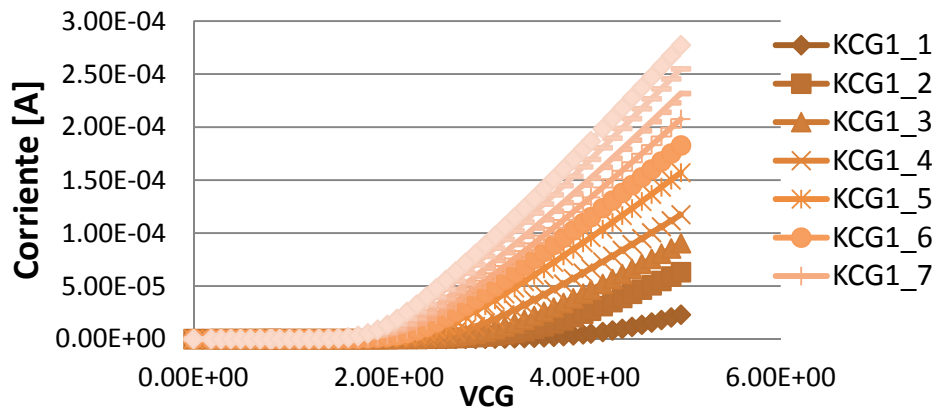


Fig. 3-10 Simulación empleando los valores de capacitancia $C1$ calculados. FGMOS con $W=6\mu\text{m}$ y $L=0.6\mu\text{m}$.



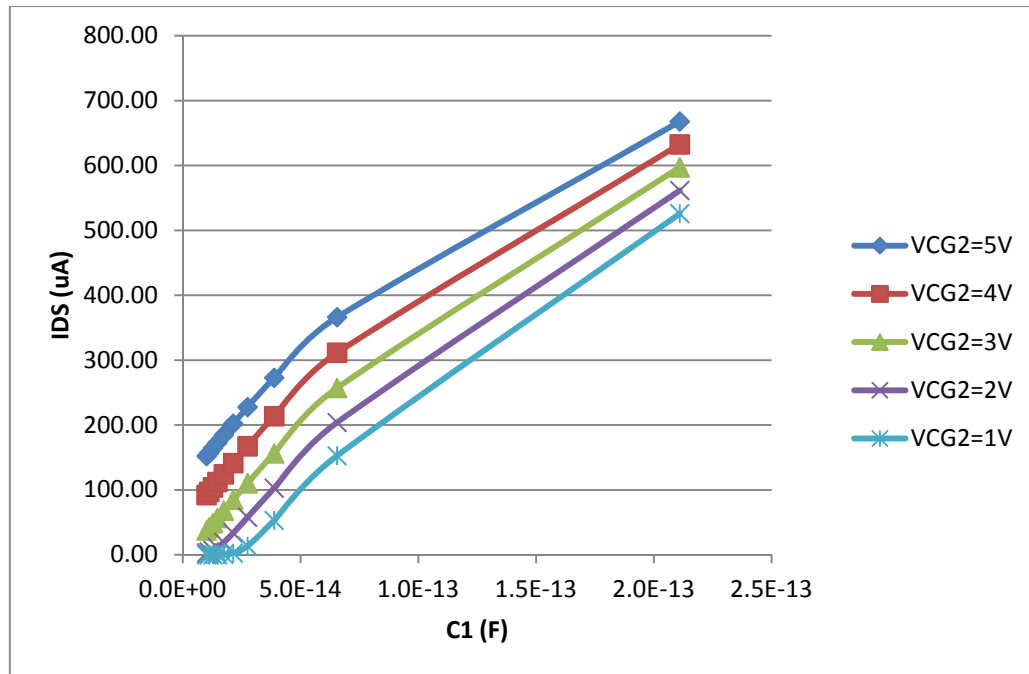


Fig. 3-11 Simulación empleando los valores de capacitancia $C1$ calculados. FGMOS con $W=6\mu\text{m}$ y $L=0.6\mu\text{m}$.

3.2 Utilidad de la segunda compuerta de control

Como se indica en la gráfica de la Fig. 3-11, cada respuesta corresponde a un voltaje diferente en la compuerta de control correspondiente a $C2$, por lo que se demuestra que la lectura se puede ajustar con la ayuda de la segunda compuerta de control. De los datos considerados anteriormente, se puede decir por lo tanto que se tendrá un coeficiente de acoplamiento variable y otro fijo. Es decir, el correspondiente a la primera compuerta de control ($K_{CG1}=C1/CTOT$) será variable y el correspondiente a la segunda compuerta de control ($K_{CG2}=C2/CTOT$) será fijo. Con lo anterior, el voltaje en la compuerta flotante debido a los dos coeficientes de acoplamiento anteriores se puede encontrar de la siguiente manera:

$$V_{CF} = K_{CG1} \cdot V_{CG1} + K_{CG2} \cdot V_{CG2} \quad (3-3)$$

A partir de los valores de la Tabla 3-8, los valores de los respectivos K_{CG} , se muestran en la Tabla 3-9 cuando $C2=0.05\text{pF}$:



Tabla 3-9 Variación de K_{CG1} con $C2=0.05pF$.

K_{CG1} $CI/CTOT$	$K_{CG2} C2/CTOT$ ($C2=0.05pF$)
0.045	0.224
0.050	0.223
0.057	0.222
0.065	0.220
0.076	0.217
0.091	0.214
0.115	0.208
0.154	0.199
0.235	0.180
0.498	0.118

K_{CG1} y K_{CG2} de la Tabla 3-9 son los coeficientes de acoplamiento de la primera y segunda compuerta de control, respectivamente. La razón por la que K_{CG1} aumenta es porque el numerador CI aumenta en la misma razón que el denominador $CTOT$. Por el otro lado, K_{CG2} disminuye ya que el numerador $C2$ es fijo mientras el denominador $CTOT$ aumenta debido a que CI se incrementa al aumentar la fuerza aplicada.

Al hacer una simulación de un FGMOS con dos compuertas de control con los siguientes parámetros: $W/L=3\mu m/0.6\mu m$, CI en un rango desde 1.01×10^{-14} F hasta 2.11×10^{-13} F, $C2=0.05pF$ con $V_{CG1}=5V$ y $V_{CG2}=1V$, se obtienen los voltajes en la compuerta flotante mostrados en la Tabla 3-10:

Tabla 3-10 Voltajes en la compuerta flotante con $C2=0.05pF$, $V_{CG1}=5V$ y $V_{CG2}=1V$.

K_{CG1} ($C2=0.05pF$)	K_{CG2} ($C2=0.05pF$)	V_{CF} (V) (con $V_{CG1}=5V$, $V_{CG2}=1V$)
0.045	0.224	0.48
0.050	0.223	0.50
0.057	0.222	0.54
0.065	0.220	0.57
0.076	0.217	0.63
0.091	0.214	0.70
0.115	0.208	0.81
0.154	0.199	1.00
0.235	0.180	1.38
0.498	0.118	2.62



Teniendo en cuenta lo anterior, se puede realizar la simulación de un transistor NMOS convencional, con el fin de obtener una gráfica de transconductancia donde el rango de voltajes aplicados a la compuerta sea el que aparece en la Tabla 3-10, es decir, el rango de V_{CF} . El resultado se presenta en la Fig. 3-12.

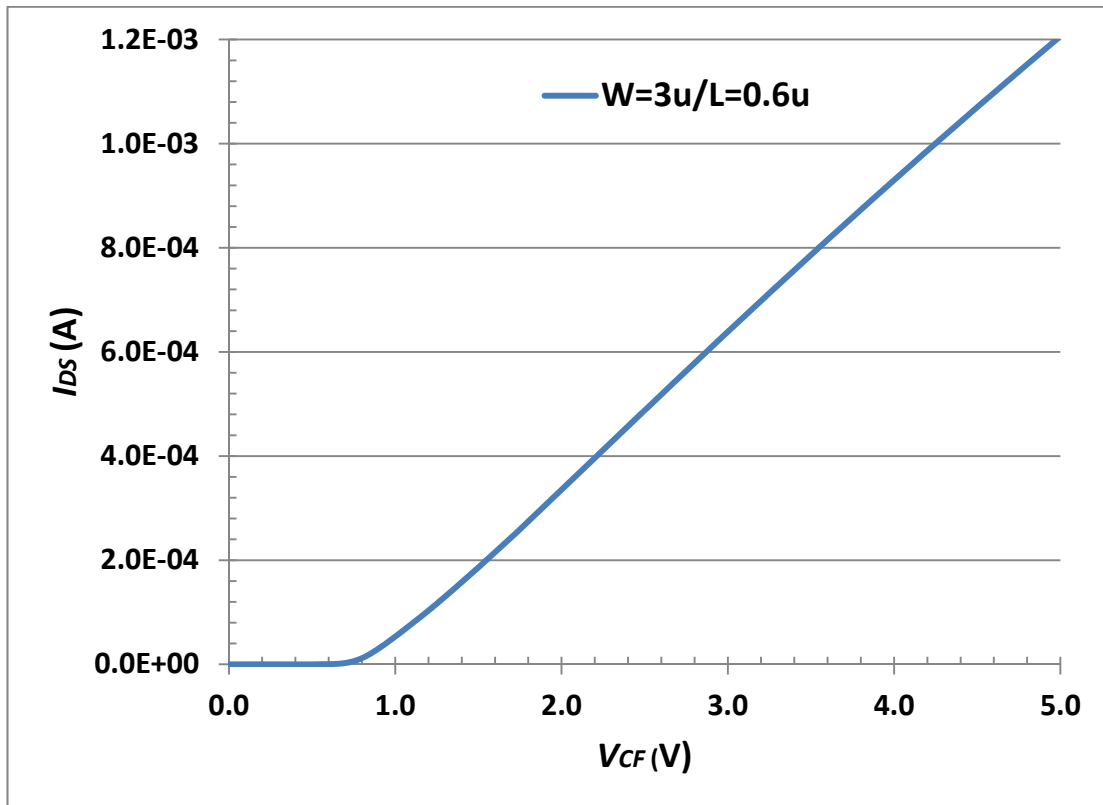


Fig. 3-12 Gráfica de transconductancia del transistor de prueba NMOS

En las Tabla 3-11 y Tabla 3-12 se pueden ver cómo influyen las dos opciones que se mencionaron anteriormente en el valor inducido en la compuerta flotante del FGMOS. Por un lado, se puede ver de la Tabla 3-11 que V_{CF} se puede incrementar al aplicar un voltaje más alto en V_{CG2} , de tal forma que con V_{CF} por arriba de los 2V, se puede hacer que el FGMOS opere en la región lineal de la gráfica de transconductancia. Por otro lado, se puede ver de la Tabla 3-12 que también es posible incrementar el voltaje en la compuerta flotante al aumentar el valor de la capacitancia de acoplamiento $C2$ (0.063pF en este ejemplo). Sin embargo, aún cuando el aumento del valor de la capacitancia fue del orden del 26%, poco es el incremento de V_{CF} comparado cuando $C2=0.05pF$ e incluso, puede llegar a ser menor, como cuando $V_{CG2}=1V$ y $V_{CG2}=2V$.



Tabla 3-11 Voltajes en compuerta flotante con $C2=0.05\text{pF}$.

K_{CG1} $C1/CTOT$	K_{CG2} $C2/CTOT$ (0.05pF)	V_{CF} @ $V_{CG1}=5V$, $V_{CG2}=1V$	V_{CF} @ $V_{CG1}=5V$, $V_{CG2}=2V$	V_{CF} @ $V_{CG1}=5V$, $V_{CG2}=3V$
0.045	0.224	0.48	0.71	0.93
0.050	0.223	0.50	0.73	0.95
0.057	0.222	0.54	0.76	0.98
0.065	0.220	0.57	0.79	1.01
0.076	0.217	0.63	0.84	1.06
0.091	0.214	0.70	0.91	1.13
0.115	0.208	0.81	1.02	1.23
0.154	0.199	1.00	1.20	1.40
0.235	0.180	1.38	1.56	1.74
0.498	0.118	2.62	2.74	2.86

Tabla 3-12 Voltajes en compuerta flotante con $C2=0.063\text{pF}$.

K_{CG1} $C1/CTOT$	K_{CG2} $C2/CTOT$ (0.063pF)	V_{CF} @ $V_{CG1}=5V$, $V_{CG2}=1V$	V_{CF} @ $V_{CG1}=5V$, $V_{CG2}=2V$	V_{CF} @ $V_{CG1}=5V$, $V_{CG2}=3V$
0.043	0.267	0.51	0.78	1.05
0.047	0.266	0.53	0.80	1.06
0.054	0.264	0.56	0.83	1.09
0.061	0.262	0.60	0.86	1.12
0.072	0.259	0.65	0.91	1.16
0.087	0.255	0.72	0.97	1.23
0.109	0.249	0.82	1.07	1.32
0.147	0.238	1.00	1.24	1.47
0.225	0.216	1.37	1.58	1.80
0.483	0.144	2.58	2.72	2.87

Aún así, se puede ver de la gráfica de transconductancia que estableciendo un valor de $C2=0.063\text{pF}$, o bien aumentando el voltaje V_{CG2} con $C2=0.05\text{pF}$, la operación del FGMOS se llevará a cabo en la región lineal de transconductancia, demostrando de esta manera la utilidad de esta compuerta de control extra, la cual puede ayudar a sintonizar la lectura del acelerómetro para una operación más adecuada.



3.3 Influencia del área de la masa fija en el voltaje de compuerta flotante.

Otro factor importante que vale la pena mencionar, es el área de la masa fija ya que contribuye con una capacitancia parásita dentro del arreglo de la estructura que se está proponiendo. Esto es debido a que forma una capacitancia entre el Poly2 con el que se configura la masa fija y el sustrato de silicio donde se fabricaría el acelerómetro. Por lo tanto, es importante demostrar la influencia que tenga la dimensión de esta placa o masa, para poder dimensionarla adecuadamente, ya que como se demostró anteriormente, el voltaje en la compuerta flotante depende del coeficiente de acoplamiento y esta capacitancia parásita es parte de la capacitancia total del arreglo del FGMOS. Como se puede ver del Apéndice (Apéndice A (FGMOS_N_VH_1_05_aire_3)), el parámetro $AREA_POLY2_FIX$ es parte de las capacitancias parásitas y que corresponde a la capacitancia $CT6$ del circuito equivalente ilustrado en la Fig. 3-8. Se sabe que el coeficiente de acoplamiento es inversamente proporcional a la capacitancia total, $CTOT$, por lo que la elección del área de la masa fija será un factor que alterará de manera importante al voltaje en la compuerta flotante, V_{CF} , debido a los voltajes aplicados en ambas compuertas de control que se tienen en la estructura.

A continuación se presenta el análisis a partir del cual se podrá conocer la influencia que tiene el área elegida para la masa fija. La tendencia se puede extrapolar a partir de cuatro áreas elegidas arbitrariamente para este elemento. El caso analizado en la sección anterior corresponde a los valores de compuerta flotante cuando se tiene una razón de:

$$\text{Razón de área de masas} = Z_m = \frac{AREA_POLY2_FIX}{AREA_POLY2_MOV} = \frac{1}{10,000} \quad (3-4)$$

Ahora se presentará junto con los valores correspondientes de 1/4, 1/3 y 1/2, considerando tres voltajes aplicados a las compuertas de control, como a continuación se indica, tomando una capacitancia de acoplamiento para V_{CG2} de 0.05pF:

- I) $V_{CG1}=5V$ y $V_{CG2}=1V$
- II) $V_{CG1}=5V$ y $V_{CG2}=5V$
- III) $V_{CG1}=5V$ y $V_{CG2}=6V$

Es decir, por un lado se variará el área de la masa fija pero también se verá el efecto que se tiene si se varía también el voltaje aplicado a la segunda compuerta de control. Después de realizar simulaciones con PSPICE empleando de nuevo un transistor FGMOS con $W=3\mu m$ y $L=0.6\mu m$ con dos compuertas de control y $C2=0.05pF$, en las siguientes tablas se presentan los voltajes de compuerta flotante obtenidos para cada caso.



Tabla 3-13 V_{CF} para una $Z_m=1/10,000$

$C1/V_{TOT}$	$C2/V_{TOT}$ (0.05pF)	V_{CF1} @ $V_{CG1}=5V,$ $V_{CG2}=1V$
0.045	0.224	0.48
0.050	0.223	0.50
0.057	0.222	0.54
0.065	0.220	0.57
0.076	0.217	0.63
0.091	0.214	0.70
0.115	0.208	0.81
0.154	0.199	1.00
0.235	0.180	1.38
0.498	0.118	2.62

Tabla 3-14 V_{CF} para una $Z_m =1/4$

$C1/V_{TOT}$	$C2/V_{TOT}$ (0.05pF)	V_{CF1} @ $V_{CG1}=5V,$ $V_{CG2}=1V$
0.027	0.133	0.29
0.030	0.132	0.30
0.034	0.132	0.32
0.039	0.131	0.34
0.045	0.130	0.37
0.055	0.129	0.42
0.070	0.127	0.49
0.096	0.123	0.62
0.151	0.116	0.89
0.365	0.087	1.92

Tabla 3-15 V_{CF} para una $Z_m =1/3$

$C1/V_{TOT}$	$C2/V_{TOT}$ (0.05pF)	V_{CF1} @ $V_{CG1}=5V,$ $V_{CG2}=1V$
0.024	1.17E-01	0.25
0.026	1.16E-01	0.26
0.030	1.16E-01	0.28
0.034	1.15E-01	0.30
0.040	1.15E-01	0.33
0.049	1.14E-01	0.37
0.062	1.12E-01	0.44
0.085	1.09E-01	0.55
0.135	1.03E-01	0.79
0.335	7.94E-02	1.77

Tabla 3-16 V_{CF} para una $Z_m =1/2$

$C1/V_{TOT}$	$C2/V_{TOT}$ (0.05pF)	V_{CF1} @ $V_{CG1}=5V,$ $V_{CG2}=1V$
0.019	0.094	0.20
0.021	0.094	0.21
0.024	0.094	0.23
0.027	0.093	0.24
0.032	0.093	0.27
0.039	0.092	0.30
0.050	0.091	0.35
0.069	0.089	0.45
0.112	0.085	0.66
0.288	0.068	1.52



Tabla 3-17 Voltaje en compuerta flotante aplicando diferentes voltajes V_{CG2} .

$V_{CF}@Z_m=1/4$ $V_{CG1}=5V,$ $V_{CG2}=5V$	$V_{CF}@Z_m=1/4$ $V_{CG1}=5V,$ $V_{CG2}=6V$	$V_{CF}@Z_m=1/3$ $V_{CG1}=5V,$ $V_{CG2}=5V$	$V_{CF}@Z_m=1/3$ $V_{CG1}=5V,$ $V_{CG2}=6V$	$V_{CF}@Z_m=1/2$ $V_{CG1}=5V,$ $V_{CG2}=5V$	$V_{CF}@Z_m=1/2$ $V_{CG1}=5V,$ $V_{CG2}=6V$
0.82	0.95	0.72	0.83	0.58	0.67
0.83	0.96	0.73	0.85	0.59	0.68
0.85	0.98	0.74	0.86	0.60	0.69
0.87	1.00	0.76	0.88	0.62	0.71
0.90	1.03	0.79	0.90	0.64	0.73
0.94	1.07	0.83	0.94	0.67	0.76
1.00	1.13	0.88	1.00	0.72	0.81
1.11	1.23	0.99	1.10	0.81	0.89
1.35	1.47	1.21	1.31	1.00	1.08
2.27	2.36	2.08	2.16	1.79	1.86
0.25	0.25	0.33	0.33	0.50	0.50

Los resultados de las tablas anteriores se pueden ver más fácilmente mediante la gráfica presentada en la Fig. 3-13, de donde se observa que conforme se aumente el área de la masa fija, el voltaje en la compuerta flotante se verá reducido debido al aumento de la capacitancia parásita $CT6$ que incluye a $AREA_POLY2_FIX$. Así mismo, se puede ver que se puede corregir el voltaje aplicado a la compuerta del FGMOS para que opere en su región lineal (ver Fig. 3-12) si se incrementa el voltaje V_{CG2} aplicado a la segunda compuerta de control, confirmándose una vez más la utilidad de incluir este elemento en la configuración propuesta.

Desde el punto de vista práctico, el análisis anterior también tiene implicaciones para el diseño geométrico de las masas. Ya se estableció al inicio de capítulo un criterio para definir las dimensiones de la masa movable y se justificó apropiadamente con base en la Segunda Ley de Newton y la Ley de Hook. Con respecto a la masa fija, se puede comentar que la única limitante será el área que se tiene en cuanto a su geometría, ya que se deberá cuidar que no introduzca una capacitancia parásita considerable de tal forma que no se obligue a aplicar voltajes muy elevados en la segunda compuerta de control. Entonces, lo anterior sugiere al diseñador lograr un compromiso entre área y voltajes para concluir con un diseño que no ocupe mucha área y tampoco altos voltajes. Vale la pena comentar que el ejercicio que se hizo en un principio (Secciones 3.1 y 3.2) consideró una razón $Z_m=1/10,000$, sin embargo esta razón podría no ser tecnológicamente viable ya que por las dimensiones calculadas para los dedos de la masa movable y fija, es muy probable que la razón Z_m resulte muy por encima del valor anterior. Basado en el análisis anterior, se podría considerar que un valor que cumpla este compromiso sería $Z_m=1/3$, pero en general, eso dependerá del diseño particular que se realice y será el diseñador quien finalmente deberá tomar en cuenta los resultados aquí



presentados para proponer un diseño; los resultados aquí presentados dan una idea de la influencia que tiene la dimensión de la masa fija y sería la aplicación y el rango de fuerzas a considerar los que definan la geometría final del acelerómetro que se quiera diseñar.

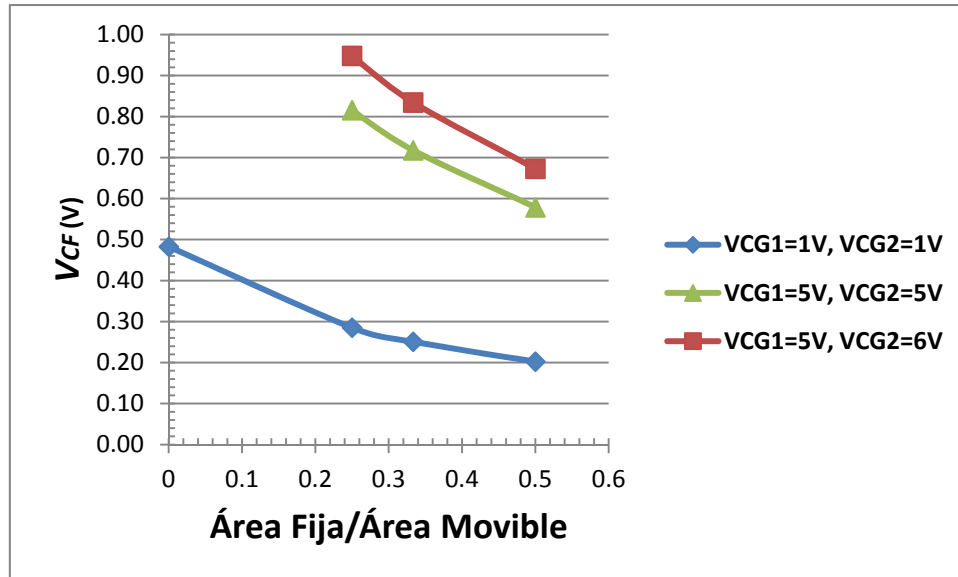


Fig. 3-13 Voltaje en la compuerta flotante del FGMOS en función de la razón Z_m , aplicando diferentes voltajes en la segunda compuerta de control.

A manera de resumen se muestra la Fig. 3-14, en donde se aprecia la variación de la corriente en el drenador del FGMOS, al inducir una variación en la aceleración externa.

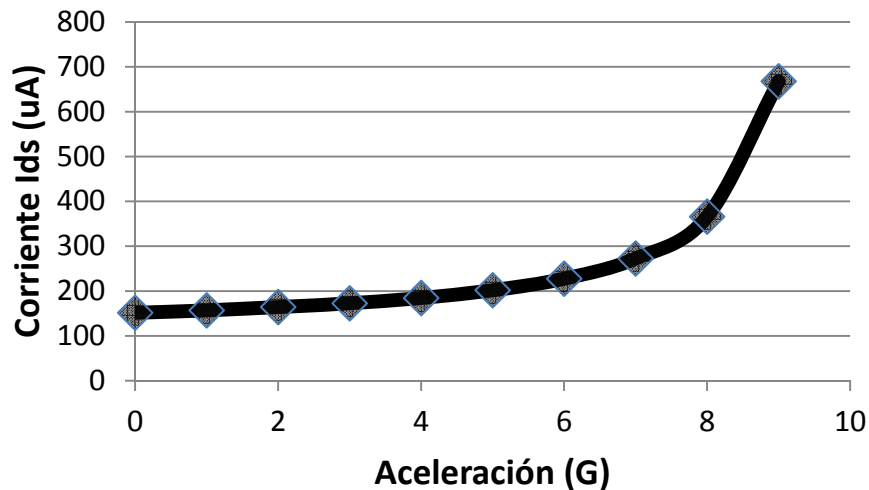


Fig. 3-14 Variación de corriente en función de la aceleración aplicada



3.4 Distribución física para los dedos diseñados del acelerómetro.

Por otro lado, vale la pena mencionar que otra característica que se le encuentra a la presente propuesta, es que con una configuración apropiada a la distribución de los dedos que forman a *CI*, se puede determinar el sentido de la fuerza aplicada. Esto se hace si se utilizan dos masas fijas, una a cada lado de la masa de prueba, Fig. 3-15.

Como se puede apreciar en la Fig. 3-15, se requiere de una asimetría en la distribución de los dedos, de tal forma que cuando se aplique una fuerza en un sentido, a la derecha por ejemplo, la capacitancia C_A disminuye pues las placas *FU* y *MU* se separan, mientras que la capacitancia C_B aumenta ya que las placas *MD* y *FD* se acercan; lo anterior debido a que al aplicar la fuerza, la masa fija se queda en su lugar y la masa móvil sigue el movimiento en el sentido apuesto a la fuerza aplicada. Lo contrario sucede si la fuerza se aplica hacia la izquierda. Así, si se configura a la masa fija como la compuerta flotante del transistor FGMOS, al tener dos masas fijas se obtienen dos transistores FGMOS, de tal forma que debido a la distribución sugerida de los dedos a uno y otro lado de la masa de prueba, se tendría que mientras en un FGMOS se incrementa su coeficiente de acoplamiento, al mismo tiempo se reducirá en el otro, lo que resulta en que en el primero, la corriente será mayor que en el segundo y esta diferencia de corriente se puede utilizar para detectar el sentido de la fuerza. En consecuencia, se deberán configurar 60 dedos de un lado de la masa de prueba y 60 dedos del otro lado, para un total de 120 dedos.

Una vez que se demostró la operatividad de la estructura que emplea al FGMOS como transductor, se puede proceder a configurar la geometría del la masa de prueba, la masa fija y el FGMOS.

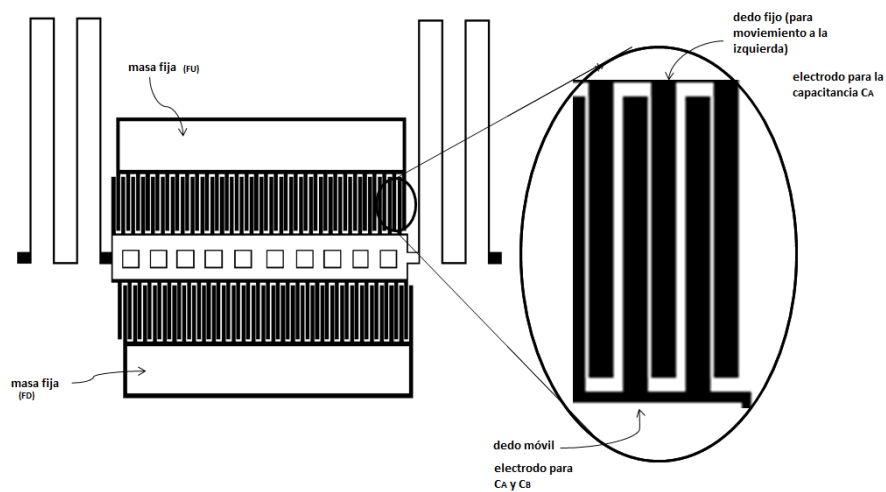


Fig. 3-15 Estructura completa del sensor capacitivo

3.5 Masa de Prueba

Como se mencionó anteriormente, el área encontrada se deberá ajustar para adaptarla a la operación del acelerómetro mediante placas de capacitancia, pero también se deberá considerar el proceso de micromaquinado isotrópico que se empleará para liberar a la masa de prueba. Esto implica la eliminación del SiO₂ que se encuentra por debajo del Poly2. Con la finalidad de reducir el tiempo de micromaquinado y evitar dañar otras zonas de SiO₂ que es preciso conservar, es usual intercalar “ventanas” sobre el área de la masa de prueba, lo que permite el paso de la solución decapante por en medio del área de ésta y atacar lateralmente al óxido con mayor eficiencia. De esta forma, se habrá de distribuir el área calculada en una geometría que incluya alrededor de 120 dedos y ventanas a lo largo y ancho de la masa de prueba.

El área a considerar para este diseño optimizado con base en los parámetros antes encontrados es:

$$\text{ÁREA DE LA MASA FIJA: } 15,202.5\mu\text{m}^2$$

El layout correspondiente a esta área es el que se muestra en la Fig. 3-16

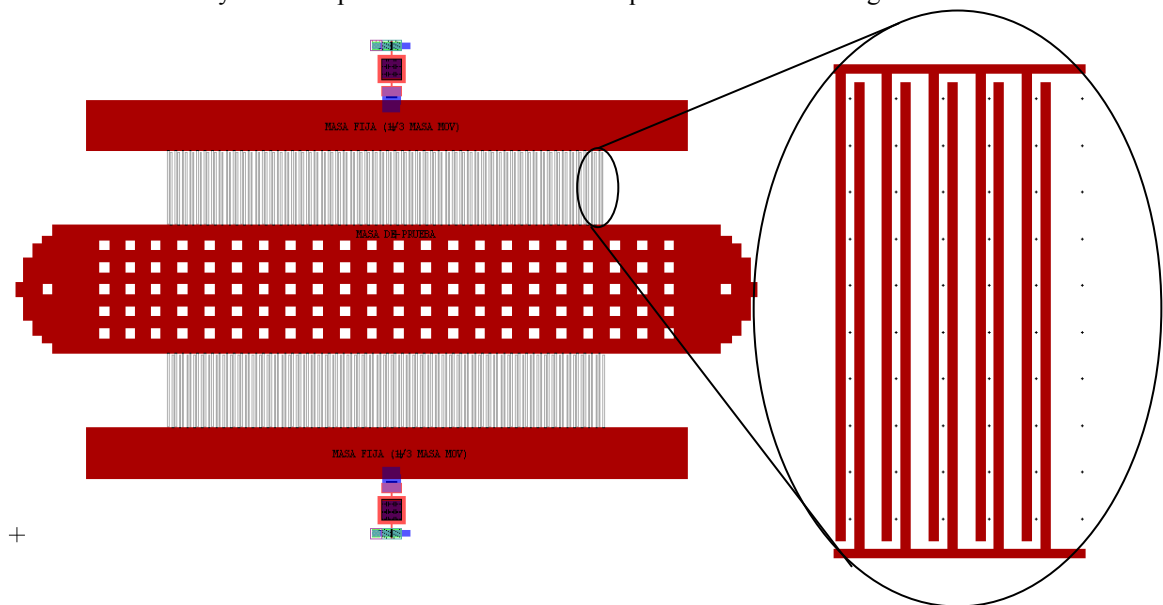


Fig. 3-16 Layout de la propuesta de masa de prueba y de la masa fija

El área de la masa móvil se logró ajustar exactamente a lo que se consideró teóricamente, aunque habría que ver si las “ventanas” a los extremos son suficientes para el micromaquinado por debajo del Poly2, esto se determinará experimentalmente, ya que en este caso la posición, el tamaño y la separación de las ventanas son totalmente arbitrarios.



3.6 El resorte y la constante de rigidez

En la Tabla 3-1 se muestran diferentes cálculos con las constantes de rigidez y en la Tabla 3-2 se observa que para cada masa que corresponde a cada constante de rigidez y G seleccionada, se logra exactamente el mismo desplazamiento. El siguiente paso de la metodología consiste en diseñar una estructura cuya constante de rigidez en el eje de movimiento, corresponda a las diferentes k 's mostradas en la Tabla 3-2. Para esto, se debe pensar en una forma básica de estructura, así que se hicieron pruebas para proponer finalmente una forma que se pueda emplear en el prototipo aquí presentado, apoyándose en las formas básicas para resortes mostradas en (18). Las configuraciones básicas se muestran en las Fig. 3-17, Fig. 3-19, Fig. 3-20 y Fig. 3-21 en donde la primera configuración es la mostrada en la Fig. 3-17, la cual consiste en un par de vigas ancladas en un extremo y sujetas a la masa de prueba. Para esta configuración se tendrá una constante de rigidez correspondiente a cada viga y una constante de rigidez correspondiente a todo el arreglo, de tal forma que la constante de rigidez para cada viga está dada por la ecuación (3-5).

$$k_y = \frac{12EI}{L^3} \quad (3-5)$$

Donde:

k_y : la rigidez en el eje de movimiento $\left[\frac{N}{m} \right]$

E : módulo de Young del material a utilizar $\left[\frac{N}{m^2} \right]$

I = momento de inercia $\left[\frac{kg}{m^2} \right]$

L : longitud de la viga [m]

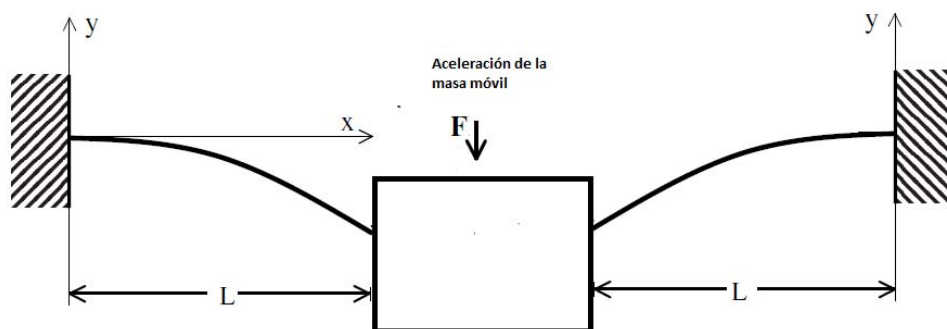


Fig. 3-17 Resorte formado con vigas empotradas en un extremo y libres en el otro



Dado que las vigas o resortes están conectadas en paralelo, como se muestra en la Fig. 3-18, si el marco de referencias es el mismo para ambas, la constante de rigidez equivalente en este caso será la descrita por la ecuación (3-6):

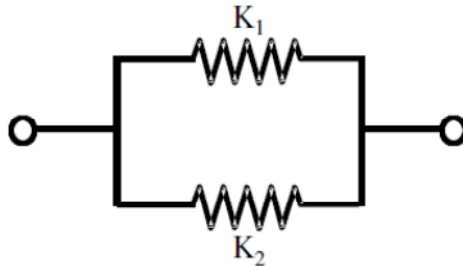


Fig. 3-18 Resortes en paralelo

$$k_{eq} = k_1 + k_2 \tag{3-6}$$

Enseguida, la segunda configuración considerada es la que se muestra en la Fig. 3-19. Para este caso al igual que el anterior, se muestran vigas cada una con su propia constante de rigidez (aunque del mismo valor, ya que las vigas están configuradas con las mismas dimensiones); la constante de rigidez en el eje de movimiento de cada viga estará dada por la ecuación (3-7).

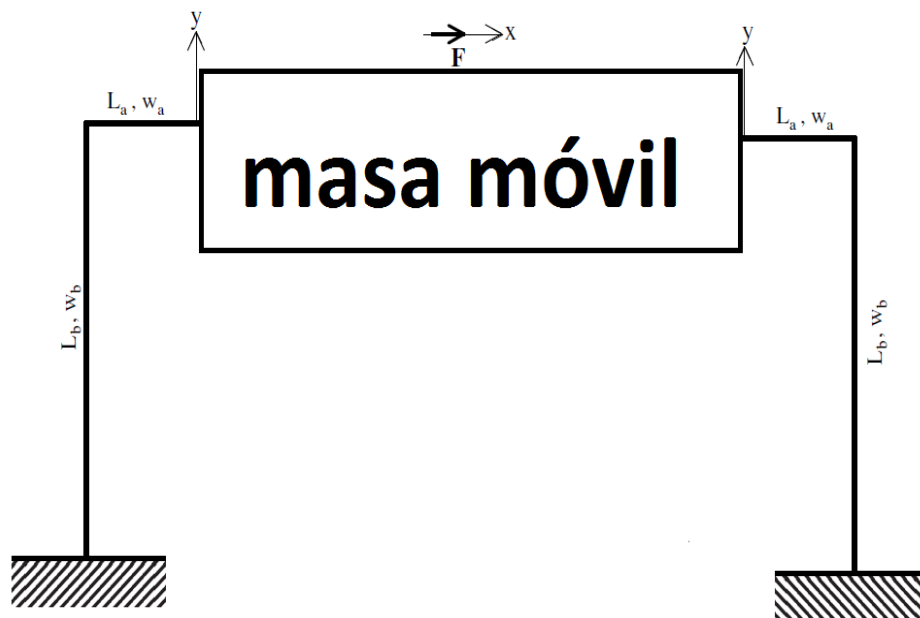


Fig. 3-19 Segunda configuración de resortes para la estructura capacitiva



$$k_x = \frac{Et}{4} \left(\frac{w_b}{L_b} \right)^3 \left(\frac{4L_b + L_a \left(\left(\frac{w_b}{w_a} \right)^3 \right)}{L_b + L_a \left(\left(\frac{w_b}{w_a} \right)^3 \right)} \right) \quad (3-7)$$

Donde:

t: espesor de la viga [m]

w_b, w_a : ancho de la viga [m]

L_b, L_a : longitud de la viga [m]

Al igual que el caso anterior, la constante de rigidez equivalente del arreglo final será la suma de cada constante de rigidez de cada arreglo, ya que éstas también están conectadas en paralelo.

La tercera configuración propuesta consiste del arreglo mostrado en la Fig. 3-20. La constante de rigidez en el eje de movimiento, para cada resorte está dada por la ecuación (3-8)

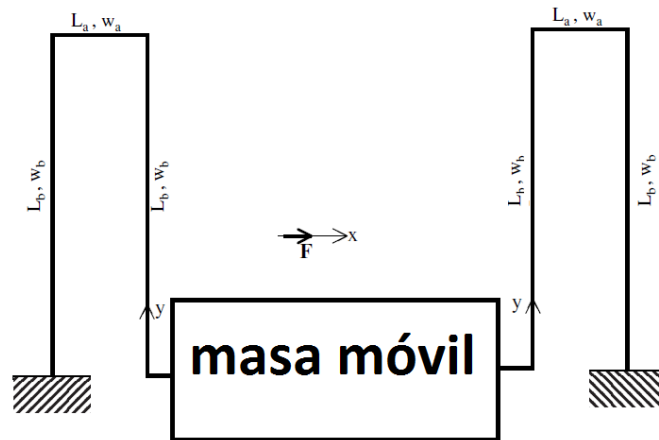


Fig. 3-20 Tercera configuración de resortes para la estructura capacitiva

$$k_x = \frac{Et}{4} \left(\frac{w_b}{L_b} \right)^3 \left(\frac{2L_b + L_a \left(\left(\frac{w_b}{w_a} \right)^3 \right)}{L_b + 2L_a \left(\left(\frac{w_b}{w_a} \right)^3 \right)} \right) \quad (3-8)$$

La cuarta y última configuración para los resortes consiste en la estructura mostrada en la Fig. 3-21. Esta configuración resulta ser una variación de la tercera configuración, la diferencia es que



presenta una serie de arreglos con resorte de tal manera que para el resorte de cada extremo se debe considerar primero un arreglo de resortes en serie (como el que se muestra en la Fig. 3-22)

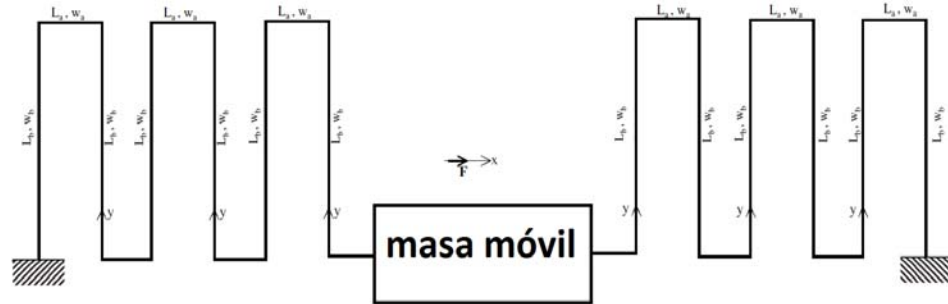


Fig. 3-21 Cuarta configuración de resortes para la estructura capacitiva

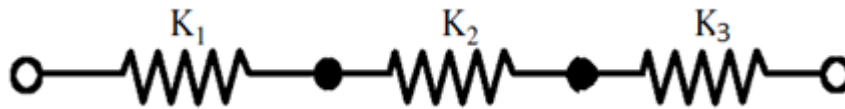


Fig. 3-22 Combinación de resortes en serie (Allen, 2005)

Para obtener la constante de rigidez de un arreglo de resortes en serie como los de la Fig. 3-22, se utiliza la ecuación (3-9) para calcular la media armónica.

$$k_{eq} = \frac{1}{\frac{1}{k_1} + \frac{1}{k_2} + \frac{1}{k_3}} \quad (3-9)$$

Posteriormente se calcula el paralelo de éstos por medio de la ecuación (3-6) como en los diseños anteriores, dado que los resortes están también configurados en paralelo.

Cabe resaltar en esta parte que realmente la configuración mostrada en la Fig. 3-21 se debe calcular como la configuración en serie de seis resortes de cada lado y a su vez, este conjunto de seis resortes estará en paralelo con el siguiente conjunto de seis resortes del lado opuesto. En la ecuación (3-9) se desprecia la constante de rigidez de tres de los resortes (Fig. 3-23, \$K_2\$, \$K_4\$ y \$K_6\$) debido a que ésta es muy grande (del orden de \$10^3\$ N/m) comparada con las otras tres constantes (Fig. 3-23, \$K_1\$, \$K_3\$, \$K_5\$ que es del orden de \$10^{-3}\$ N/m), así que al calcular la media armónica, la contribución de los tres



resortes (Fig. 3-23, K_2 , K_4 y K_6) será casi nula. Así, la constante de rigidez equivalente se calcula con las ecuaciones (3-6), (3-8) y (3-9).

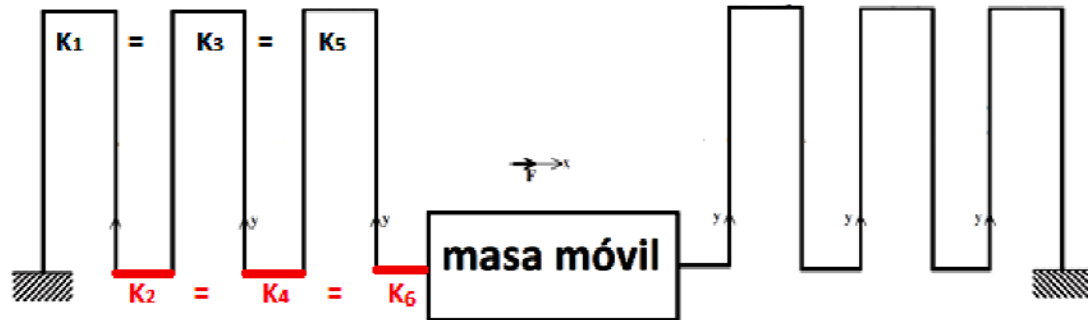


Fig. 3-23 Configuración detallada

Con el propósito de demostrar que todas las estructuras se pueden diseñar de tal forma que tengan una constante de rigidez como las mostradas en la tabla inicial, se diseñó una estructura con cada configuración para cada constante de rigidez. Estos diseños se realizaron considerando un espesor de viga constante que corresponde al parámetro tecnológico de fabricación que proporciona MOSIS, que para este caso será de $0.4\mu\text{m}$; el ancho de las vigas o resortes se consideró de 2λ , que corresponde al ancho mínimo permitido por las reglas de diseño para trazar una línea de polisilicio. Se considera este parámetro de ancho mínimo ya que se desea diseñar una estructura que ocupe la menor área posible. En caso de considerar un mayor ancho, la estructura resultaría en un área efectiva mayor, ya que la rigidez de ésta aumenta, y en general, se desean bajos valores de rigidez. Los resultados se muestran en la Tabla 3-18, donde el parámetro A corresponde al área efectiva que ocupa el diseño de la estructura en su totalidad:

Tabla 3-18 Dimensiones de los diseños propuestos para la constante de rigidez

K [N/m]	Configuración uno	Configuración dos	Configuración tres	Configuración cuatro
0.00206	L = 237.64 μm A = 73590 μm^2	$w_b = 0.6\mu\text{m}$ $w_a = 0.6\mu\text{m}$ $L_b = 232.9\mu\text{m}$ $L_a = 20\mu\text{m}$ A = 47979 μm^2	$w_b = 0.6\mu\text{m}$ $w_a = 0.6\mu\text{m}$ $L_b = 181.7\mu\text{m}$ $L_a = 15\mu\text{m}$ A = 37207 μm^2	$w_b = 0.6\mu\text{m}$ $w_a = 0.6\mu\text{m}$ $L_b = 126.1\mu\text{m}$ $L_a = 10\mu\text{m}$ A = 41845 μm^2
0.00221	L = 232.14 μm A = 72236 μm^2	$w_b = 0.6\mu\text{m}$ $w_a = 0.6\mu\text{m}$ $L_b = 227.4\mu\text{m}$ $L_a = 20\mu\text{m}$ A = 47083 μm^2	$w_b = 0.6\mu\text{m}$ $w_a = 0.6\mu\text{m}$ $L_b = 177.3\mu\text{m}$ $L_a = 15\mu\text{m}$ A = 36541 μm^2	$w_b = 0.6\mu\text{m}$ $w_a = 0.6\mu\text{m}$ $L_b = 123.1\mu\text{m}$ $L_a = 10\mu\text{m}$ A = 41171 μm^2
0.00235	L = 227.14 μm A = 71079 μm^2	$w_b = 0.6\mu\text{m}$ $w_a = 0.6\mu\text{m}$ $L_b = 222.7\mu\text{m}$ $L_a = 20\mu\text{m}$ A = 46317 μm^2	$w_b = 0.6\mu\text{m}$ $w_a = 0.6\mu\text{m}$ $L_b = 173.6\mu\text{m}$ $L_a = 15\mu\text{m}$ A = 35972 μm^2	$w_b = 0.6\mu\text{m}$ $w_a = 0.6\mu\text{m}$ $L_b = 120.5\mu\text{m}$ $L_a = 10\mu\text{m}$ A = 40596 μm^2
0.00250	L = 222.79 μm A = 69937 μm^2	$w_b = 0.6\mu\text{m}$ $w_a = 0.6\mu\text{m}$ $L_b = 218\mu\text{m}$ $L_a = 20\mu\text{m}$ A = 45561 μm^2	$w_b = 0.6\mu\text{m}$ $w_a = 0.6\mu\text{m}$ $L_b = 169.9\mu\text{m}$ $L_a = 15\mu\text{m}$ A = 35409 μm^2	$w_b = 0.6\mu\text{m}$ $w_a = 0.6\mu\text{m}$ $L_b = 118\mu\text{m}$ $L_a = 10\mu\text{m}$ A = 40028 μm^2
0.00265	L = 218.5107 μm A = 68883 μm^2	$w_b = 0.6\mu\text{m}$ $w_a = 0.6\mu\text{m}$ $L_b = 213.7\mu\text{m}$ $L_a = 20\mu\text{m}$ A = 44863 μm^2	$w_b = 0.6\mu\text{m}$ $w_a = 0.6\mu\text{m}$ $L_b = 166.5\mu\text{m}$ $L_a = 15\mu\text{m}$ A = 34891 μm^2	$w_b = 0.6\mu\text{m}$ $w_a = 0.6\mu\text{m}$ $L_b = 115.6\mu\text{m}$ $L_a = 10\mu\text{m}$ A = 39503 μm^2
0.00280	L = 214.53 μm A = 67905 μm^2	$w_b = 0.6\mu\text{m}$ $w_a = 0.6\mu\text{m}$ $L_b = 209.8\mu\text{m}$ $L_a = 20\mu\text{m}$ A = 44216 μm^2	$w_b = 0.6\mu\text{m}$ $w_a = 0.6\mu\text{m}$ $L_b = 163.4\mu\text{m}$ $L_a = 15\mu\text{m}$ A = 34410 μm^2	$w_b = 0.6\mu\text{m}$ $w_a = 0.6\mu\text{m}$ $L_b = 113.5\mu\text{m}$ $L_a = 10\mu\text{m}$ A = 39017 μm^2
0.00294	L = 211.07 μm A = 67054 μm^2	$w_b = 0.6\mu\text{m}$ $w_a = 0.6\mu\text{m}$ $L_b = 206.3\mu\text{m}$ $L_a = 20\mu\text{m}$ A = 43652 μm^2	$w_b = 0.6\mu\text{m}$ $w_a = 0.6\mu\text{m}$ $L_b = 165.6\mu\text{m}$ $L_a = 10\mu\text{m}$ A = 32470 μm^2	$w_b = 0.6\mu\text{m}$ $w_a = 0.6\mu\text{m}$ $L_b = 111.6\mu\text{m}$ $L_a = 10\mu\text{m}$ A = 38594 μm^2
0.00309	L = 207.603 μm A = 66200 μm^2	$w_b = 0.6\mu\text{m}$ $w_a = 0.6\mu\text{m}$ $L_b = 202.8\mu\text{m}$ $L_a = 20\mu\text{m}$ A = 43087 μm^2	$w_b = 0.6\mu\text{m}$ $w_a = 0.6\mu\text{m}$ $L_b = 160\mu\text{m}$ $L_a = 10\mu\text{m}$ A = 31684 μm^2	$w_b = 0.6\mu\text{m}$ $w_a = 0.6\mu\text{m}$ $L_b = 109.7\mu\text{m}$ $L_a = 10\mu\text{m}$ A = 38169 μm^2
0.00324	L = 204.34 μm A = 65399 μm^2	$w_b = 0.6\mu\text{m}$ $w_a = 0.6\mu\text{m}$ $L_b = 199.6\mu\text{m}$ $L_a = 20\mu\text{m}$ A = 42557 μm^2	$w_b = 0.6\mu\text{m}$ $w_a = 0.6\mu\text{m}$ $L_b = 157\mu\text{m}$ $L_a = 10\mu\text{m}$ A = 31315 μm^2	$w_b = 0.6\mu\text{m}$ $w_a = 0.6\mu\text{m}$ $L_b = 107.9\mu\text{m}$ $L_a = 10\mu\text{m}$ A = 37771 μm^2



Con la finalidad de resumir la Tabla 3-18 y normalizando los datos con respecto al área más pequeña ocupada, que corresponde al diseño de la configuración tres con $K=0.00324$ N/m, los resultados se muestran en la Tabla 3-19:

Tabla 3-19 Comparación de las áreas efectivas que ocupan los diseños propuestos para la estructura del acelerómetro

Constante de rigidez [N/m]	Configuración uno [μm^2]	Configuración dos [μm^2]	Configuración tres [μm^2]	Configuración cuatro [μm^2]
0.00206	2.34A	1.53A	1.18A	1.33A
0.00221	2.30A	1.50A	1.16A	1.31A
0.00235	2.26A	1.47A	1.14A	1.29A
0.00250	2.23A	1.45A	1.13A	1.27A
0.00265	2.19A	1.43A	1.11A	1.26A
0.00280	2.16A	1.41A	1.09A	1.24A
0.00294	2.14A	1.39A	1.03A	1.23A
0.00309	2.11A	1.37A	1.01A	1.21A
0.00324	2.08A	1.35A	A	1.20A

Del ejercicio anterior se derivan varias conclusiones, la primera es que dependiendo del eje en el cual se considere el movimiento, será el tamaño del resorte. Por ejemplo, para la configuración dos, tres y cuatro, el eje de movimiento es horizontal por lo tanto las vigas que forman el resorte no estarán bajo flexión en ningún momento. Sin embargo, para la configuración uno se observa que las vigas estarán sometidas a un esfuerzo mucho más grande que las configuraciones dos, tres y cuatro, de tal manera que es preferible una estructura más compleja que una sencilla pero que muestra desventajas como mayor oscilación en la dinámica del sistema y mayor esfuerzo en la viga. Además, según la constante de rigidez que tenga, será el área efectiva que utiliza como se puede ver en la tabla anterior. Por ejemplo, para la constante de rigidez con valor de $K=0.00324$ N/m, se observa que ocupará menor área efectiva, si se toma una constante de rigidez con valor de $K=0.00324$ N/m, ésta tendrá mayor área ya que el valor de constante de rigidez es menor.

3.7 La constante de amortiguamiento

La teoría de la vibración mecánica es la base en el diseño de microacelerómetros. El sistema más simple en vibración mecánica es conocido con un sistema masa-resorte (Fig. 3-24, (a)). La masa está sujeta a un resorte con una constante de resorte K . Este sistema parte del equilibrio y al aplicar una pequeña fuerza que cambie su condición, se generará una oscilación.



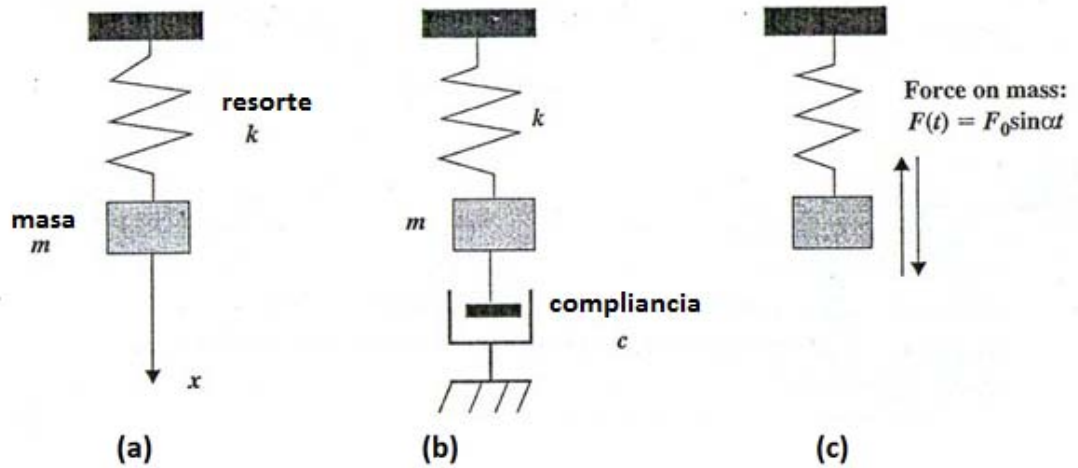


Fig. 3-24 Sistema masa resorte, (a) vibración libre, (b) masa-resorte-amortiguador, (c) Vibración forzada

El desplazamiento de la masa ($X(t)$) en un instante dado (t), se obtiene al resolver la ecuación de movimiento dada por la segunda Ley de Newton (ecuación (3-10)):

$$m \frac{d^2 X(t)}{dt^2} + kX(t) = 0 \quad (3-10)$$

La solución a la ecuación (3-10) tiene la forma:

$$X(t) = C_1 \cos(\omega_n t) + C_2 \sin(\omega_n t) \quad (3-11)$$

De la cual, la frecuencia angular de vibración de la masa es:

$$\omega_n = (k/m)^{\frac{1}{2}} \quad (3-12)$$

Y C_1 y C_2 son constantes arbitrarias que se determinan con condiciones iniciales dadas. La frecuencia angular ω_n es conocida como la frecuencia natural del sistema, esta cantidad es importante para determinar la frecuencia de resonancia del sistema de una estructura sólida. Tiene unidades de rad/s. Y la frecuencia de vibración de la masa estará dada por la ecuación (3-13) :

$$f = \frac{\omega_n}{2\pi} \quad (3-13)$$



La representación física del sistema que simboliza al microacelerómetro se muestra en la Fig. 3-25. Si se considera una masa con un valor de $m = 1.4168 \times 10^{-11}$ y una constante de rigidez $k = 2.085 \times 10^{-3}$ N/m, por medio de la ecuación (3-12) y (3-13) se calcula la frecuencia de resonancia.

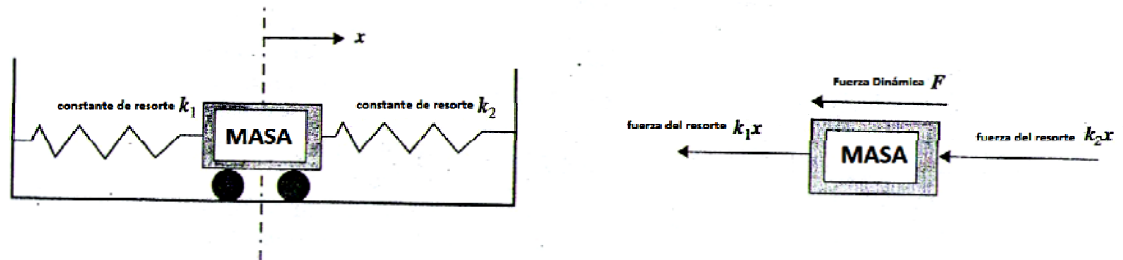


Fig. 3-25 Diagrama de configuración de la estructura del acelerómetro

$$\omega_n = \sqrt{\frac{k_1 + k_2}{m}} = \sqrt{\frac{2.085 \times 10^{-3} \text{ N/m}}{1.4168 \times 10^{-11} \text{ kg}}} = 12.13 \times 10^3 \text{ rad/s}$$

$$f = \frac{\omega_n}{2\pi} = \frac{12.13 \times 10^3 \text{ rad/s}}{2\pi} = 1.93 \text{ KHz}$$

Con estos datos es posible calcular la sensibilidad que tendrá el sistema:

$$A = 1/\omega_0^2 = \frac{1}{(12.13 \times 10^3)^2} = 6.79 \text{ nm/G}$$

Se observa de la solución (ecuación (3-11)) que se propone para el sistema, que éste estará oscilando con una amplitud constante. La oscilación de la masa, a partir de su posición inicial de equilibrio, se extenderá indefinidamente con el tiempo. El comportamiento que predice esta ecuación no será realista, ya que si el sistema recibe un estímulo externo y después de un periodo largo no vuelve a recibir éste, la masa tenderá a regresar al reposo. Por esta razón el sistema físico que representa el microacelerómetro deberá ser representado por medio de la Fig. 3-24 (b), así al agregar un componente de amortiguamiento que frene las oscilaciones del sistema se podrá predecir el desplazamiento de la masa por medio de una función de posición.



Si introducimos un amortiguador al sistema (Fig. 3-24 (b)) éste introduce un una resistencia al movimiento vibratorio de la masa, también conocido como efecto amortiguador, lo que resulta en la reducción de la amplitud, ya que esto es lo que sucederá físicamente en el sistema.

Asumiendo que el amortiguador tiene un coeficiente de amortiguamiento c que generará un retardo proporcional a la vibración de la masa, la ecuación de movimiento se modifica como se muestra en la ecuación (3-14):

$$m \frac{d^2X(t)}{dt^2} + c \frac{dX(t)}{dt} + kX(t) = 0 \quad (3-14)$$

Donde c se define por medio de la ecuación (3-15) y tiene unidades de fuerza entre velocidad.

$$c = 1/k \quad (3-15)$$

En este caso la configuración del acelerómetro quedaría como se muestra en la Fig. 3-26.

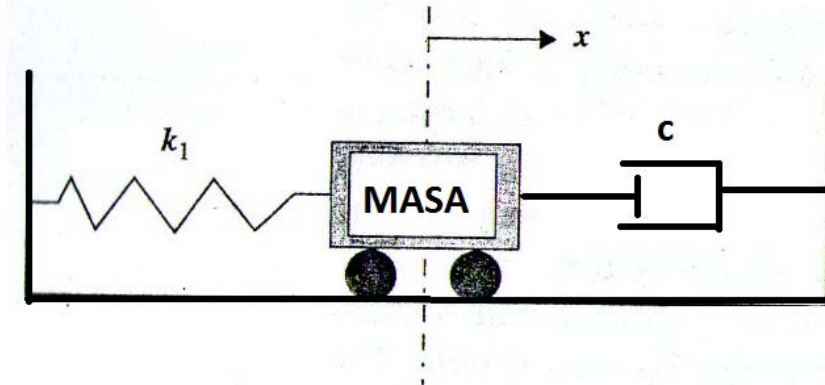


Fig. 3-26 Nueva configuración del acelerómetro con un sistema masa- resorte- amortiguador

Para el caso particular del sistema, la compliancia mecánica (c) se calculará obteniendo la inversa de una de las dos constantes de rigidez que se “reemplazará” para obtener el comportamiento del sistema.

$$c = \frac{1}{k_2} = \frac{1}{1.0425 \text{ e} - 3} = 959.23 \text{ m/N}$$



La posición instantánea de la masa, $X(t)$, se comporta de diferentes formas dependiendo del parámetro de amortiguamiento, definido como:

$$\lambda = c/2m \quad (3-16)$$

Si $\lambda^2 - \omega^2 > 0$ el sistema será sobreamortiguado

Si $\lambda^2 - \omega^2 = 0$ el sistema será críticamente amortiguado

Si $\lambda^2 - \omega^2 < 0$ el sistema será subamortiguado

Para este caso:

$$\lambda = \frac{c}{2m} = \frac{959.23 \text{ m/N}}{2 * 1.4168 \times 10^{-11} \text{ kg}} = 3.38 \times 10^{13} \text{ s}^2/\text{kg}^2$$

$$\lambda^2 - \omega^2 = (3.38 \times 10^{13})^2 - (12.13 \times 10^3)^2 = 1.14 \times 10^{27}$$

Por lo tanto el sistema será sobre-amortiguado y la ecuación que describe la posición instantánea de la masa se propone por medio de la ecuación:

$$X(t) = Ae^{\beta t} \quad (3-17)$$

Sustituyendo la ecuación (3-17) en la ecuación (3-14) se obtiene la ecuación característica del sistema (3-18):

$$m\beta^2 + c\beta + k = 0 \quad (3-18)$$

De ésta se observa que tendrá dos raíces, β_1 y β_2

$$\beta_1 = \frac{-c + \sqrt{c^2 - 4mk}}{2m} \approx -12.16 \times 10^3$$

$$\beta_2 = \frac{-c - \sqrt{c^2 - 4mk}}{2m} \approx -8.4 \times 10^{13}$$

Si la ecuación característica tiene dos raíces, entonces la solución propuesta será de la forma que se observa en (3-19):

$$x(t) = A_1 e^{\beta_1 t} + A_2 e^{\beta_2 t} \quad (3-19)$$



Para conocer A_1 y A_2 se deberán proponer dos condiciones iniciales: $x(0)$ y $\dot{x}(0)$; en este caso, se proponen conocidas, la posición inicial y la velocidad inicial del sistema. Si se considera que la masa parte de una velocidad cero, pero ya ha alcanzado el desplazamiento máximo para condiciones de operación en el mayor rango, es decir, $0.6\mu\text{m}$ de desplazamiento cuando el sistema se estimuló con 9G 's de aceleración, los valores de A_1 y A_2 serán:

$$A_1 = x(0) + \frac{x(0)\beta_1}{(\beta_2 - \beta_1)} \approx x(0) \quad (3-20)$$

$$A_2 = -\frac{x(0)\beta_1}{(\beta_2 - \beta_1)} \approx 0 \quad (3-21)$$

De las ecuaciones (3-20) y (3-21) se observa que para el caso de A_1 su valor tiende a ser la posición inicial del sistema ya que $\beta_2 \gg \beta_1$ y el segundo término de la ecuación (3-20) tenderá a cero; para el caso de A_2 sucede algo similar debido a que $\beta_2 \gg \beta_1$ ésta tenderá a ser cero. Así, según la ecuación (3-22) la solución a la ecuación diferencial que describe el movimiento del sistema desde el estado transitorio hasta el estado estable será:

$$x(t) = 0.6 \times 10^{-6} e^{-12.16 \times 10^3 t} \quad (3-22)$$

La gráfica que corresponde a dicha ecuación se muestra en la Fig. 3-27.

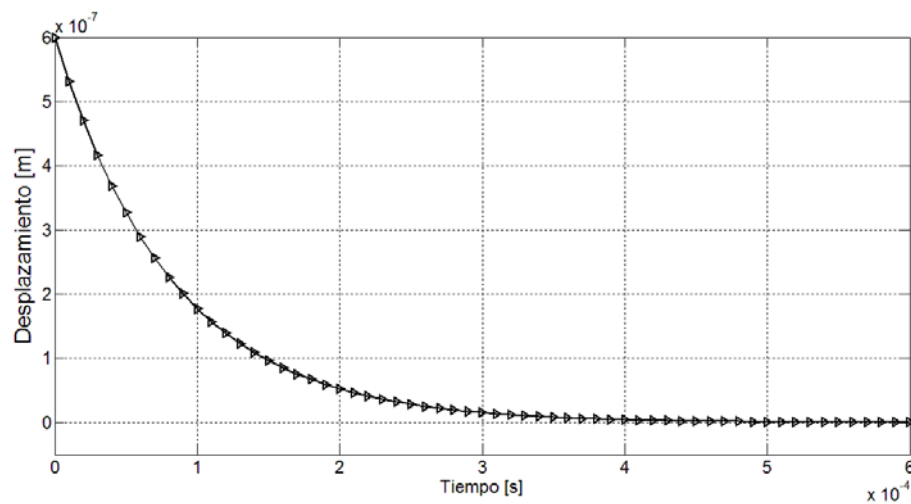


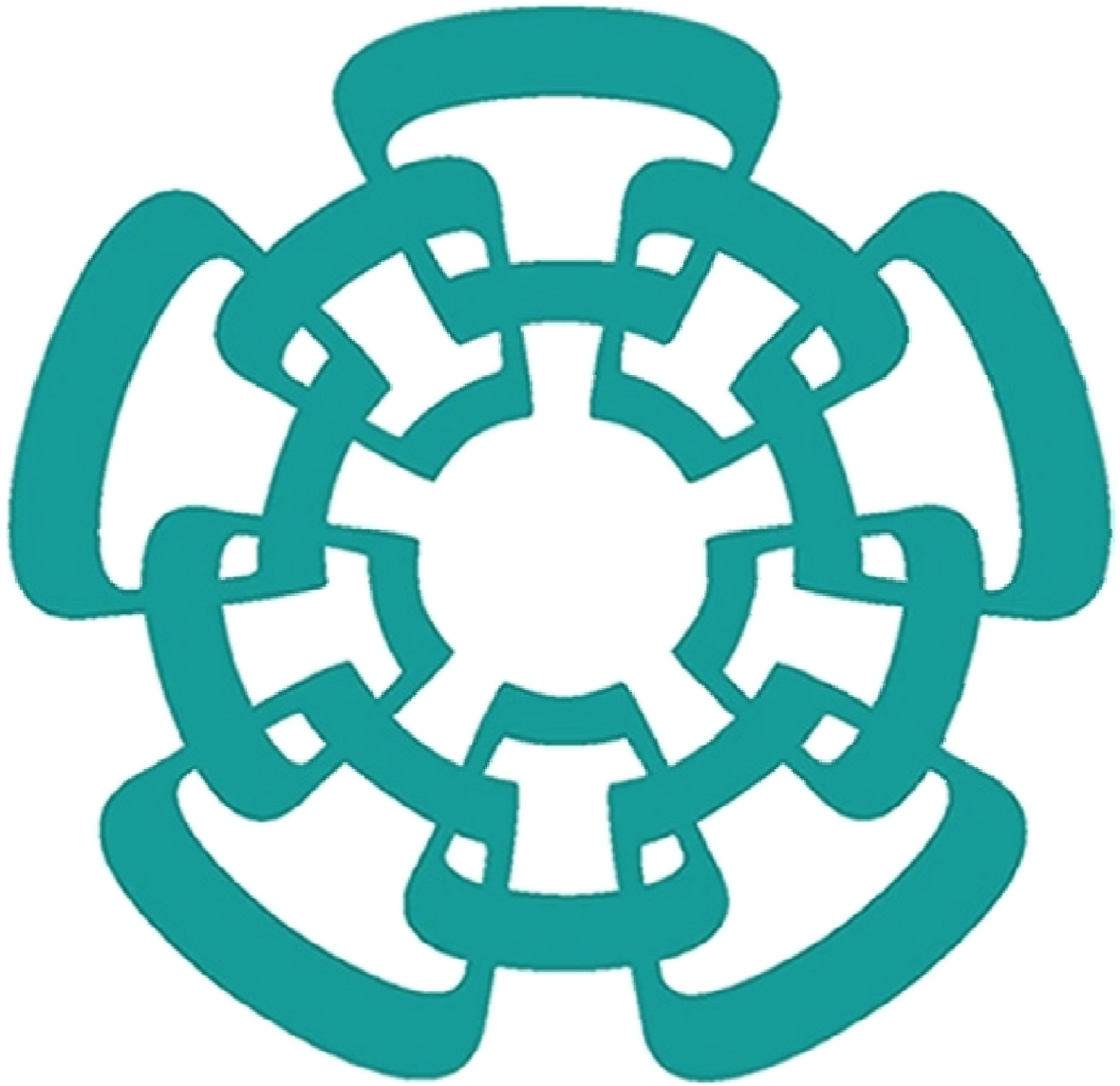
Fig. 3-27 Comportamiento dinámico del sistema



3.8 Conclusiones de capítulo

De este capítulo se puede concluir lo siguiente, se observa que para un tiempo menor a 50ms el sistema llegará al estado estable, se demuestra además que este valor está muy arriba de la frecuencia máxima de operación, donde inicialmente se planteó de 12 Hz o de forma equivalente 83.33ms, así tendrá al menos 33.33 ms para recuperar su posición inicial y comenzar el sensado del siguiente movimiento. Otro punto que cabe resaltar, es que la sensibilidad del sistema es de 6.79 nm/G, a pesar de tener una masa de prueba relativamente pequeña (0.014nKg), por ejemplo, el MEMS acelerómetro mostrado en (2) tiene una masa de prueba de 885nKg tiene una sensibilidad de 0.2 μ m/G,





Capítulo cuatro:

Aspectos Experimentales

4 Aspectos experimentales

De la metodología propuesta en el capítulo tres, se deberán rescatar y resumir algunos resultados con el fin de proponer algunas formas de solución para alcanzar un diseño integral de estructura que brinde la rigidez necesaria para lograr el desplazamiento deseado. Por lo tanto se parte de los siguientes datos conocidos:

El volumen que arroja esta geometría de la sección 3.5 es:

$$V=6081 \mu\text{m}^3$$

La masa del acelerómetro prototipo estará configurada por un prisma rectangular con las siguientes dimensiones: $95\mu\text{m} \times 160.02\mu\text{m} \times 0.4\mu\text{m}$, ya que para fines de simulación la geometría de la masa de prueba no influye en el cálculo del resorte:

$$m = 1.4168 \cdot 10^{-11} \text{ Kg}$$

La constante de rigidez del resorte que se empleará para el acelerómetro, partiendo de la Ley de Hook es:

$$k = 2.085 \cdot 10^{-3} \frac{\text{N}}{\text{m}}$$

Con este valor de constante de rigidez se establecerá el diseño de los resortes, apoyándose en tabla de valores mostrada en el Apéndice C (Constantes Físicas).

4.1 Diseños Creativos de Resortes con $k = 2.085 \cdot 10^{-3} \frac{\text{N}}{\text{m}}$

El primer diseño creativo corresponde a la configuración número uno de la Fig. 3-17 (mostrada en el capítulo anterior), las dimensiones de este diseño con $k = 2.085 \cdot 10^{-3} \frac{\text{N}}{\text{m}}$ serán:

$$L = 236.69 \mu\text{m}$$

Con el fin de verificar el funcionamiento de este diseño, se realizó una simulación con COMSOL, empleando la geometría que se muestra en la Fig. 4-1:



Fig. 4-1 Diseño Uno



Los resultados de la simulación se muestran en la Fig. 4-2 y Fig. 4-3 donde se muestran en el dibujo los bordes correspondientes a la posición inicial (o en reposo) y la figura iluminada corresponde a la masa desplazada debido a una aceleración de 9G's.

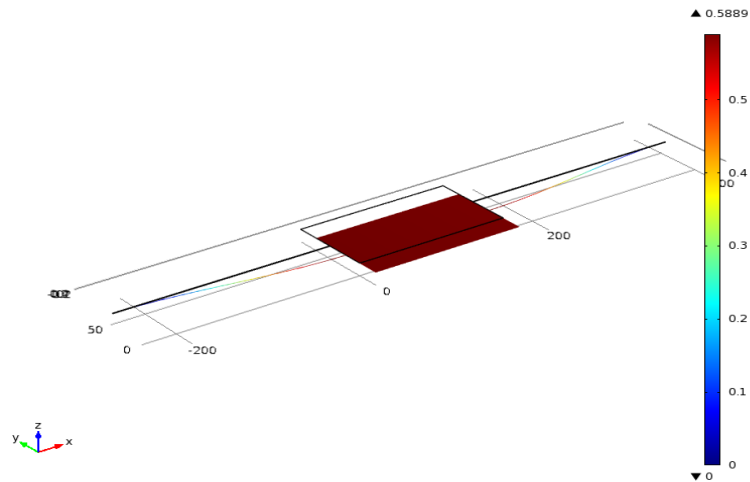


Fig. 4-2. Vista en isométrico del desplazamiento de la configuración uno simulada con COMSOL.

De esta simulación se obtuvo un desplazamiento máximo de $0.5889 \mu\text{m}$ cuando se estimula con 9 G's, lo que corresponde a una desviación del valor esperado de 1.11%.

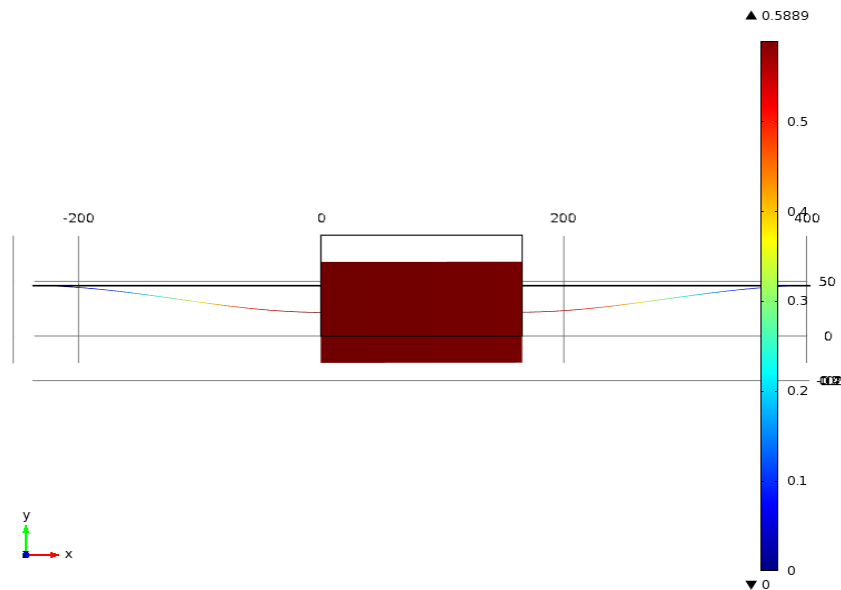


Fig. 4-3 Vista en el plano xy del desplazamiento de la configuración uno simulada con COMSOL.



El segundo diseño creativo corresponde a la configuración número cuatro de la Fig. 3-21, (mostrada en el capítulo anterior), las dimensiones de este diseño con $k = 2.085 \cdot 10^{-3} \frac{N}{m}$ serán:

$$w_b = 0.6 \mu m$$

$$L_b = 123 \mu m$$

$$w_a = 0.6 \mu m$$

$$L_a = 10 \mu m$$

Con el fin de verificar el funcionamiento de este diseño, también se simuló con COMSOL; la geometría utilizada se muestra en la Fig. 4-4.

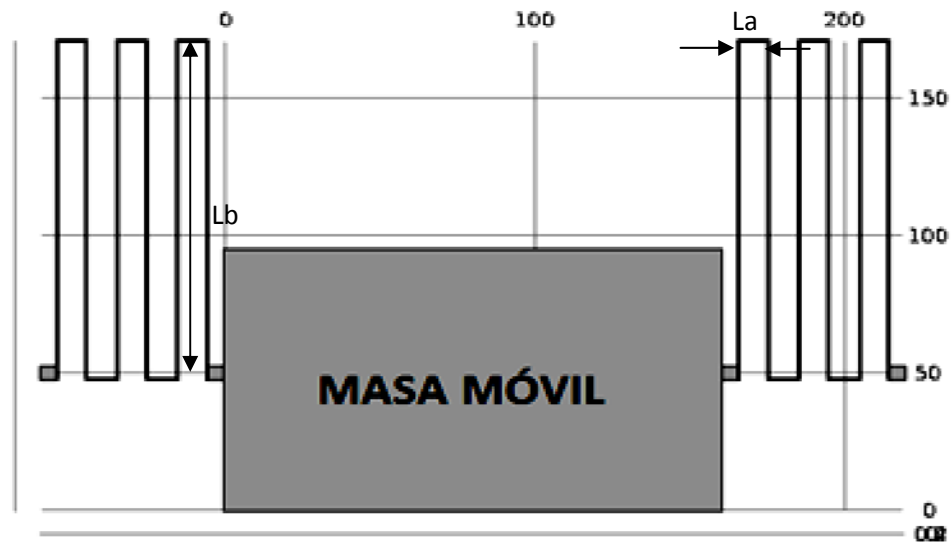


Fig. 4-4 Dibujo con las dimensiones del diseño creativo dos

Para verificar que este diseño presenta un desplazamiento en la masa móvil de $0.6 \mu m$ cuando se le aplican 9G's de aceleración externa, se realizó una simulación bajo estas mismas condiciones. El resultado de dicha simulación se muestra en la Fig. 4-5 y en la Fig. 4-6, en las que se observa la posición en equilibrio de la estructura (en bordes) y la posición final después de la aplicación de fuerza (iluminada).

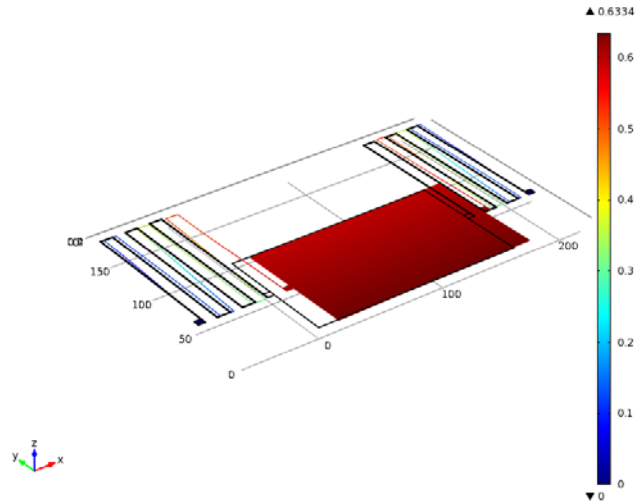


Fig. 4-5 Vista en isométrico del desplazamiento de la masa móvil de la propuesta dos, simulada con COMSOL.

De esta simulación se observa un desplazamiento máximo de $0.6334 \mu\text{m}$ cuando se estimula con 9G's de aceleración externa. Lo anterior corresponde a una desviación del 3.34%.

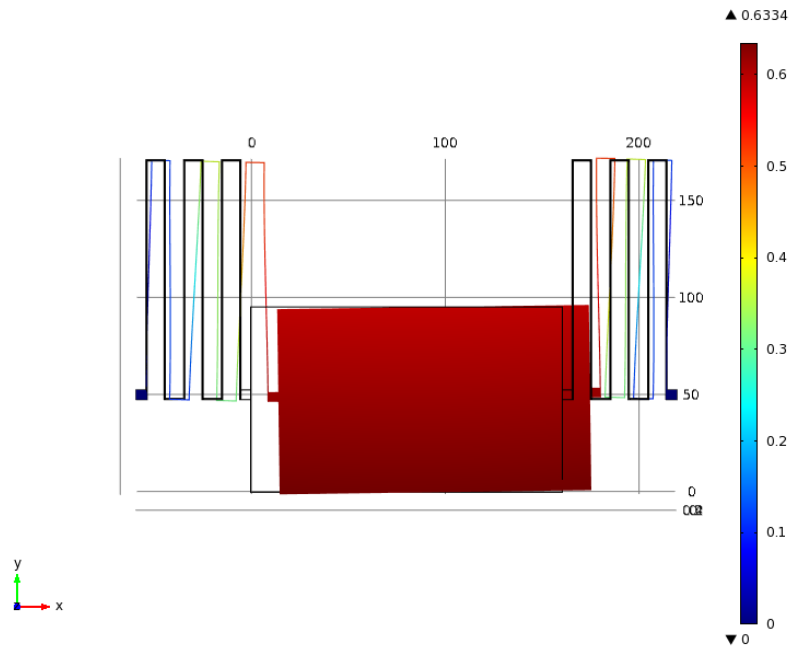


Fig. 4-6 Vista en plano xy del desplazamiento de la masa móvil de la propuesta dos, simulada con COMSOL.

A continuación, con el fin de optimizar el diseño creativo de la configuración anterior se propuso analizar la geometría mostrada en la Fig. 4-7. Este diseño cuenta con cuatro resortes, todos conectados



en paralelo y la constante de rigidez total será la suma de cada constante de cada resorte, en donde ésta se calcula por medio de la ecuación (3-8) y la ecuación (3-9).

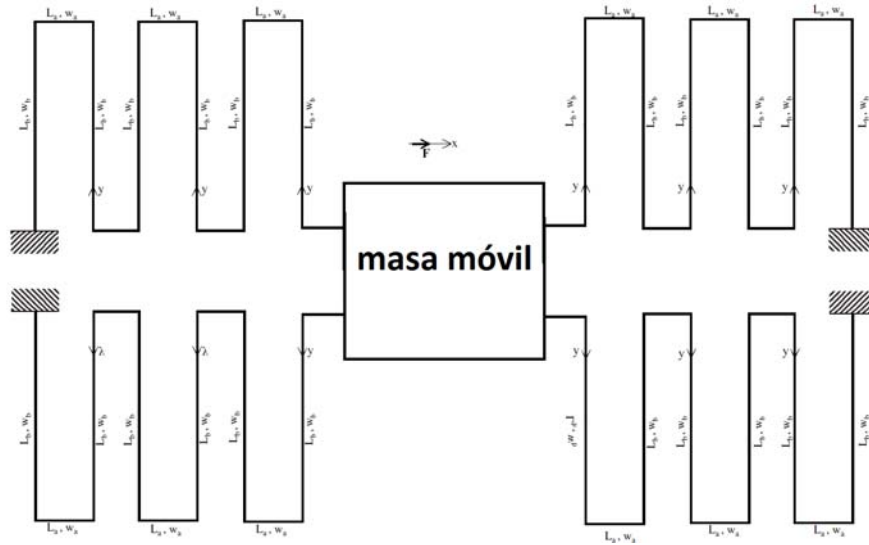


Fig. 4-7 Diseño creativo tres

Las dimensiones de este diseño con $k = 2.085 \cdot 10^{-3} \frac{N}{m}$ serán:

$$w_b = 0.6 \mu m$$

$$w_a = 0.6 \mu m$$

$$L_b = 236.69 \mu m$$

$$L_a = 15 \mu m$$

El diseño en COMSOL con las medidas mostradas anteriormente se observa en la Fig. 4-8:

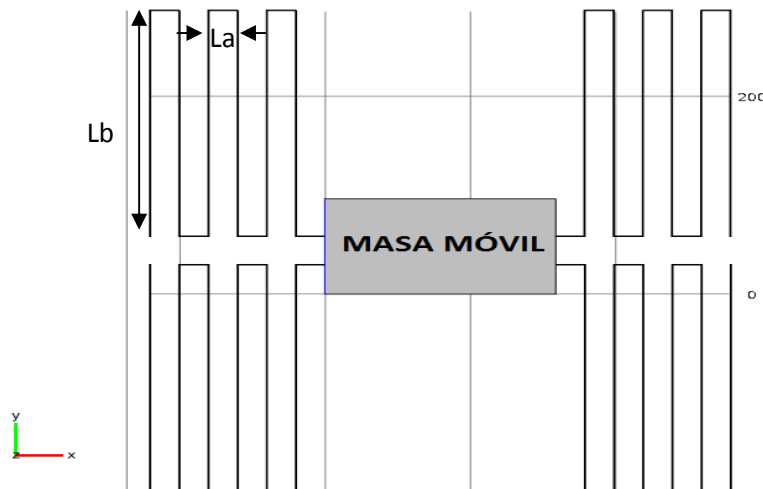


Fig. 4-8 Dibujo correspondiente a las medidas del diseño creativo tres



La simulación en COMSOL se muestra en la Fig. 4-9, Fig. 4-10 y Fig. 4-11. De igual forma que en las figuras anteriores, la posición en estado de equilibrio de la masa móvil se representa en bordes y la masa desplazada se muestra iluminada.

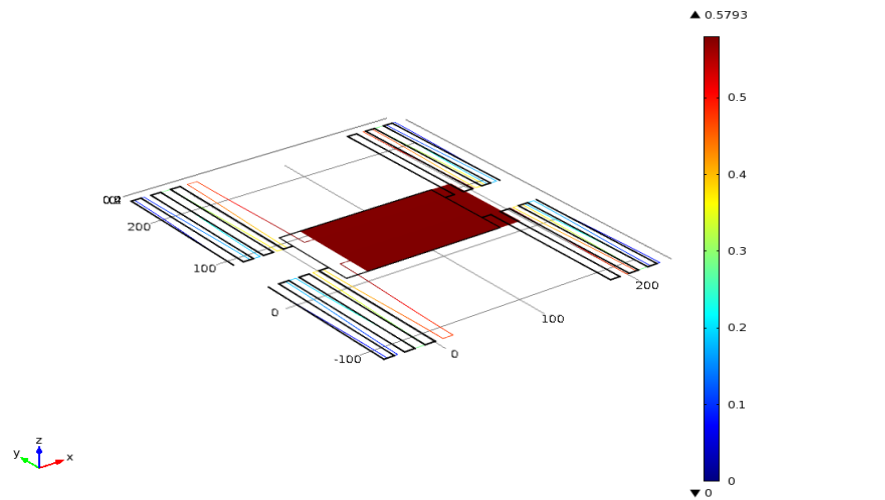


Fig. 4-9 Vista del desplazamiento de la masa móvil de la propuesta tres, simulada con COMSOL.

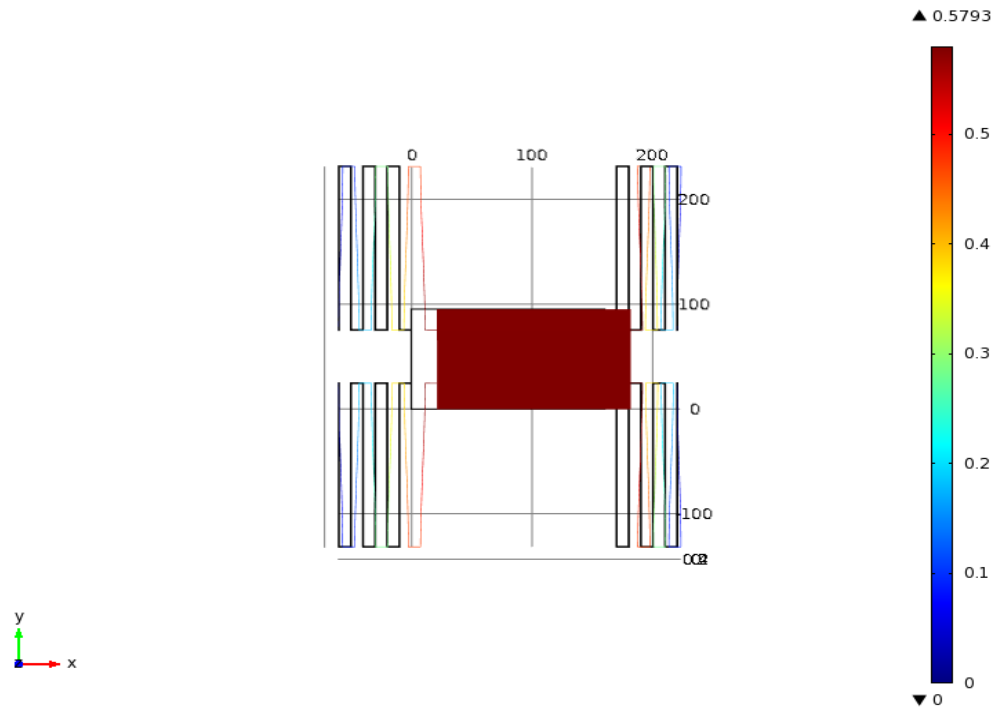


Fig. 4-10 Vista en plano xy del desplazamiento de la masa móvil de la propuesta tres, simulada con COMSOL.

De esta simulación se observa que se tiene un desplazamiento máximo de $0.5793\mu\text{m}$ para un estímulo externo de $9G$'s, lo que representa una desviación de 2.07% del valor esperado.



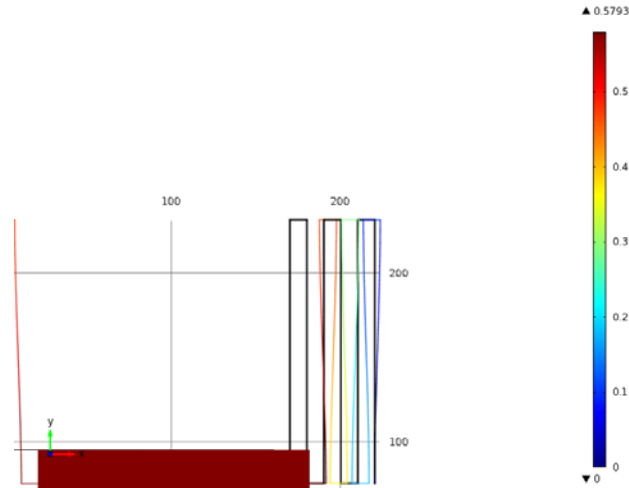


Fig. 4-11 Acercamiento a la deformación de uno de los resortes que soportan a la estructura, simulada con COMSOL.

Combinando el diseño creativo de la configuración número uno y la número tres se muestra la última disposición en la Fig. 4-12.

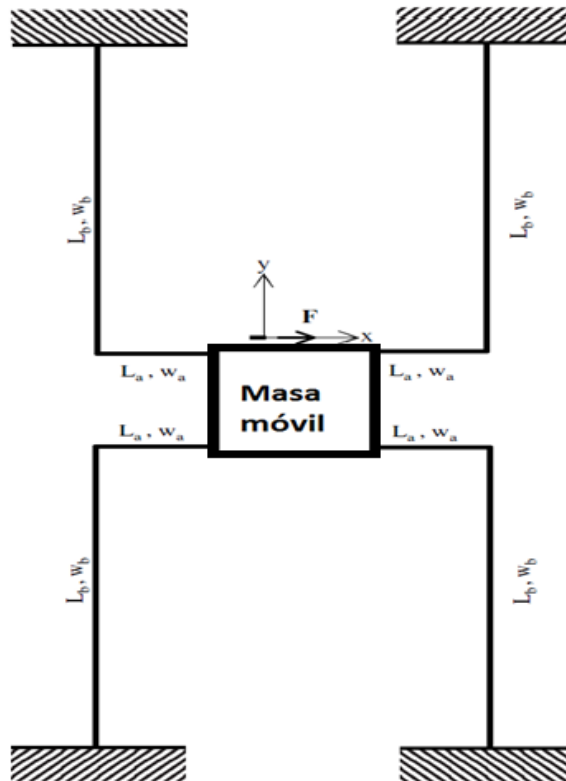


Fig. 4-12 Diseño creativo cuatro



Esta disposición se calculó por medio de la ecuación (4-1):

$$k_x = \frac{Et}{4} \left(\frac{w_b}{L_b} \right)^3 \left(\frac{4L_b + \left(\frac{w_b}{w_a} \right)^3}{L_b + \left(\frac{w_b}{w_a} \right)^3 L_a} \right) \quad (4-1)$$

Las dimensiones del modelo físico con una constante de rigidez igual a 2.085N/m2 están representadas en la Fig. 4-13. Las dimensiones de éste son:

$$w_b = 0.6\mu m$$

$$w_a = 0.6\mu m$$

$$L_b = 294\mu m$$

$$L_a = 15\mu m$$

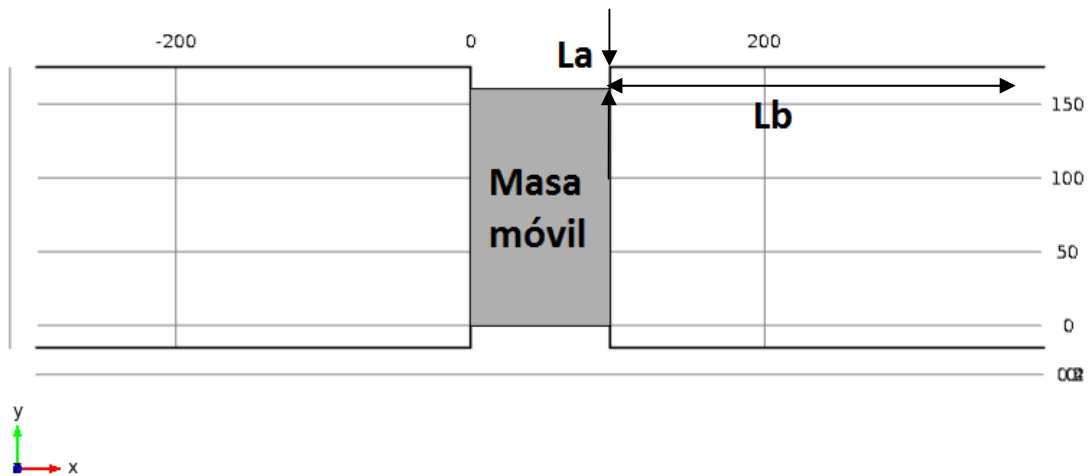


Fig. 4-13 Diseño cuatro

Con el fin de verificar que este diseño efectivamente presente un desplazamiento de 0.6 μ m para un aceleración de 9G's se simuló el comportamiento de éste en COMSOL. Los resultados se muestran en la Fig. 4-14 y en la Fig. 4-15, de donde se observa que la desviación que presenta es de 2.18%, ya que el desplazamiento máximo es de 0.5782 μ m.



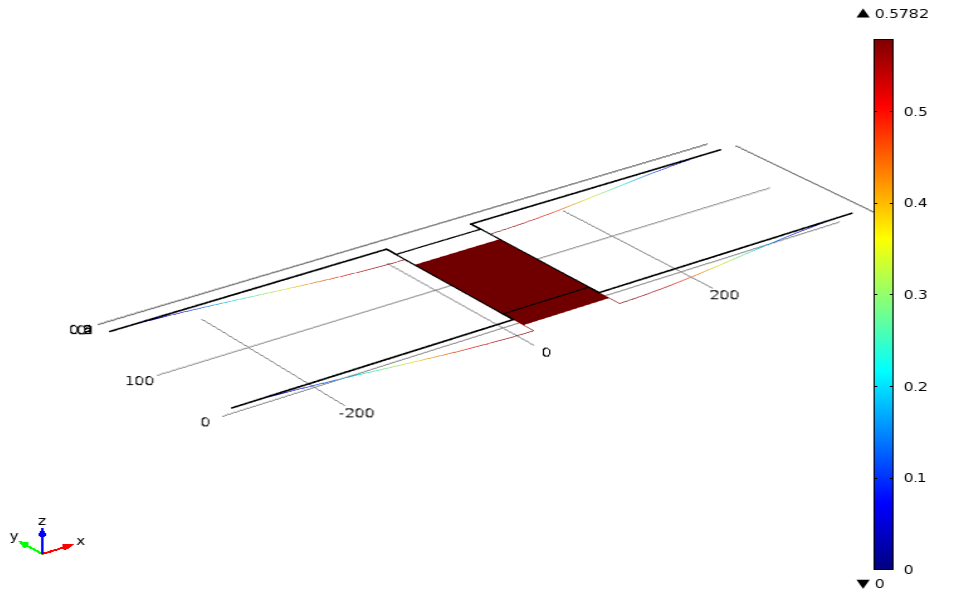


Fig. 4-14 Vista en isométrico del desplazamiento del diseño cuatro, simulado con COMSOL.

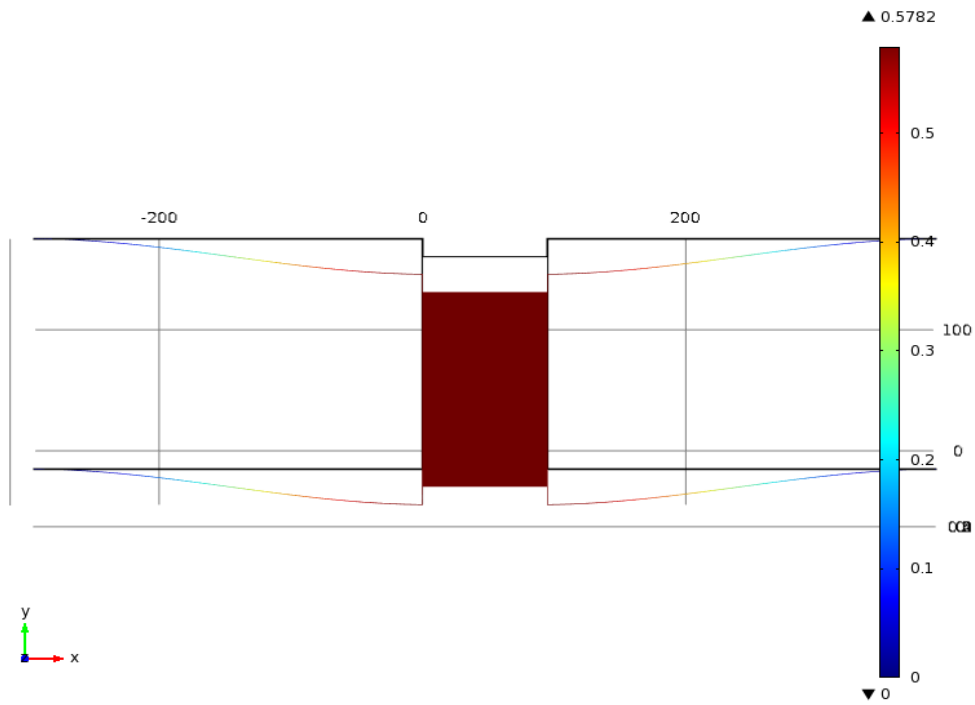

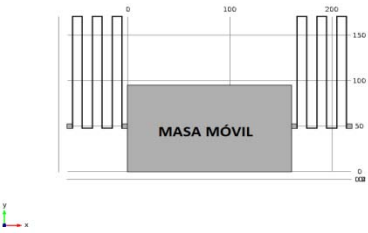
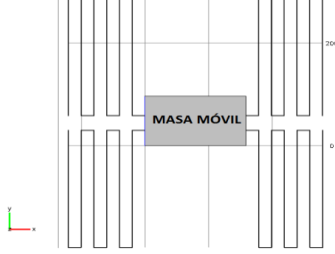
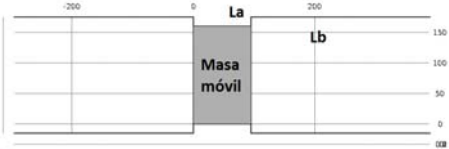


Fig. 4-15 Vista en el plano xy del desplazamiento del diseño cuatro, simulado con COMSOL.

Los resultados resumidos se muestran en la Tabla 4-1.



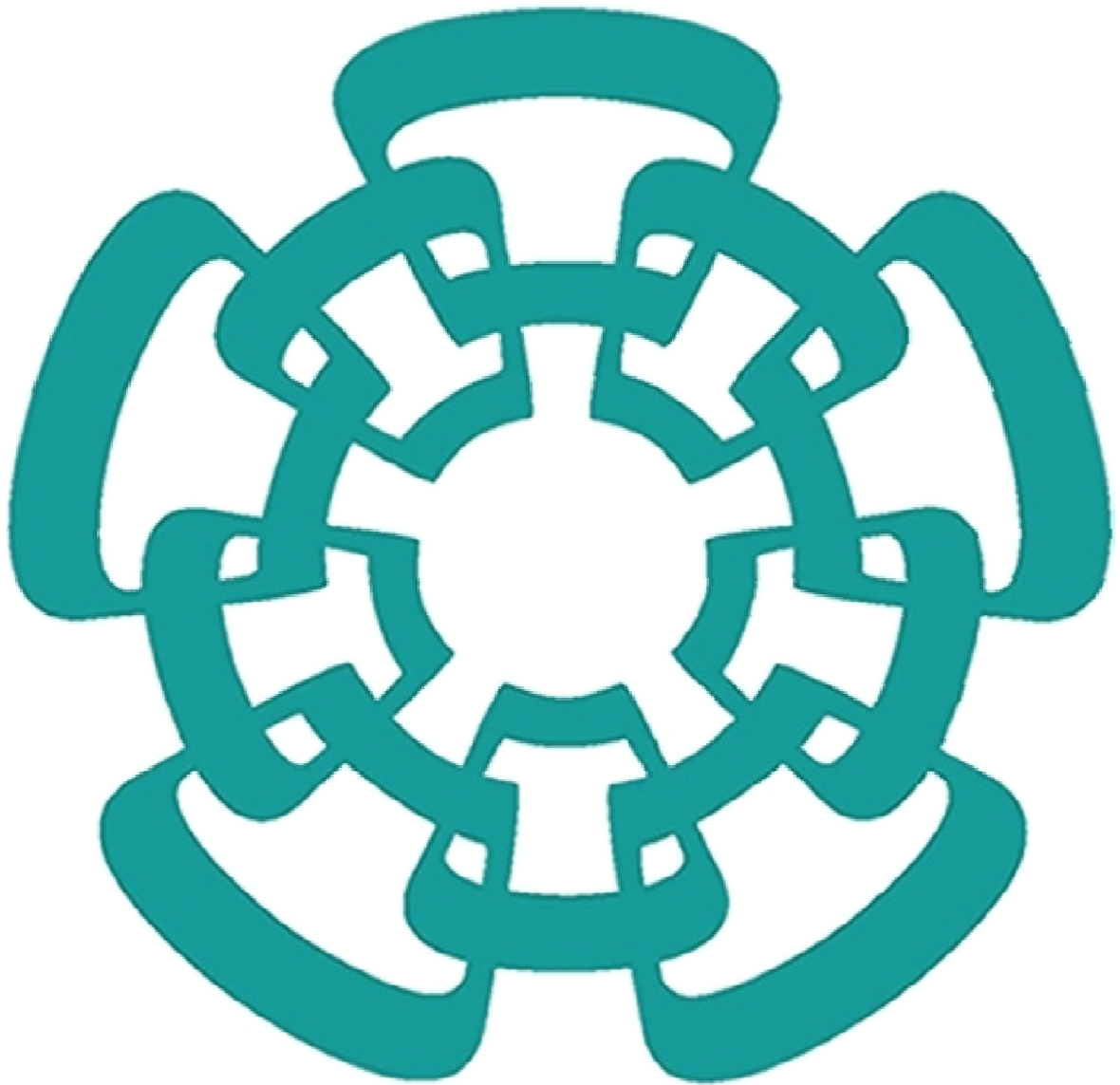
Tabla 4-1 Resultados de las propuestas de resorte

Número de diseño	Valor de desplazamiento esperado [μm]	Valor de desplazamiento obtenido [μm]	Desviación [%]
 <p>Propuesta uno</p>	0.6	0.5889	1.41
 <p>Propuesta dos</p>	0.6	0.6334	3.34
 <p>Propuesta tres</p>	0.6	0.5793	2.07
 <p>Propuesta cuatro</p>	0.6	0.5782	2.18

4.2 Conclusiones de capítulo

Del análisis anterior se puede comentar lo siguiente, el diseño creativo uno muestra una menor desviación al valor esperado, pero necesita mayor área efectiva para su implementación; la propuesta número dos es la que necesita una menor área efectiva de las cuatro, pero su principal desventaja es que tiene la mayor desviación, sin embargo a pesar de estas características pudiera ser una de las mejores opciones debido a que la longitud de sus resortes es mucho menor, comparada con las otras cuatro, por lo que se esperaría que tuviera una menor probabilidad de oscilación durante el sensado. Así se introduce menor ruido en la medición (aunque esto se puede solucionar introduciendo unos rieles que le impidan a la masa moverse en una dirección distinta para la cual fue diseñada). La propuesta tres tiene las mismas ventajas de la propuesta dos a excepción de que ocupa mayor área efectiva, y esto es debido a que al dividir la constante de rigidez en cuatro resortes y no en dos (como en la segunda propuesta), se deberán configurar resortes con una constante de rigidez menor, lo que a su vez se traduce en una viga ligeramente más larga para cada resorte. Para el caso de la propuesta cuatro, las vigas que conforman los resortes que sostienen a la masa son hasta del doble de longitud que algunas de las configuraciones anteriores. Por lo anterior, esta configuración no resulta muy óptima ya que tiene mayor posibilidad de presentar oscilaciones indeseadas debido al largo excesivo de su configuración.





Capítulo cinco:

Materiales y Métodos

5 Materiales y Métodos

Para el proceso de fabricación de este MEMS Acelerómetro se pensó en tecnología de 0.5 μm , disponible por medio de la compañía ON-SEMI, las características de esta tecnología se muestran en la Tabla 5-1.

Tabla 5-1 Características del proceso de fabricación (19).

Material del sustrato	P-Type, Bulk or EPI
Ancho mínimo de canal	0.6 μm
Espesor del óxido de compuerta	13.5 nm
Tamaño del Contacto/Via	0.5 μm
Contacto de compuerta	3.9 μm
Espesor de la capa metálica	675 nm
Composición del Metal	TiN/AlCu/TiN

Esta tecnología de fabricación cuenta con dos capas de metal y dos capas de polisilicio para fabricar capacitores entre poly1-poly2. Uno de los criterios más importantes para diseñar la geometría de la estructura capacitiva son las reglas que establece ON-Semiconductor para su proceso de fabricación. Para mayor detalle de estas reglas, consultar la siguiente página web:

<http://www.onsemi.com/PowerSolutions/content.do?id=16693>.

El MEMS Acelerómetro forma parte de una plataforma de sensado por medio de MEMS, ésta está comprendida por dos sensores de presión, un sensor de gas y una red neuronal, además del acelerómetro, el diseño completo se muestra en la Fig. 5-1.



Fig. 5-1 Plataforma de sensado por medio de MEMS

El layout presentado en la Fig. 5-2, es la representación de uno de los diseños mostrados en capítulos anteriores. En esta figura se muestra la configuración del acelerómetro con la electrónica necesaria para realizar la transducción, además de las ventanas para el post-proceso.

Fig. 5-2 Layout del diseño inicial

A continuación se detallará cada parte del diseño. En la Fig. 5-3 se muestra la estructura del peine móvil, la cual está dibujada empleando la capa de poly2. Esto se hizo con el objetivo de tener una capacitancia parásita menor, ya que si esta estructura se hiciera empleando poly1, la cual tiene una mayor proximidad con el sustrato, resulta en una característica desfavorable para el diseño pues aumenta la magnitud de la capacitancia parásita. En esta misma figura se observan los contactos de la masa móvil. En este caso, por medio de éstos se establecerá el potencial de la compuerta de control uno (V_{CG1}) (pin externo), además de servir como sujeción al sustrato, ya que con fin de que dicha masa sea móvil, se debe retirar el óxido y la capa de poly2 que está por debajo de ella.

Fig. 5-3 Layout de la masa móvil

La Fig. 5-4 muestra la geometría que tienen los rieles para la masa móvil, estos se implementaron con la finalidad de impedir que la masa móvil tenga un movimiento en un eje distinto al que se está sensando, además de evitar que un impacto mecánico comprometa la integridad de la estructura y por otro lado prevenir el pandeo que tendrá la masa sobre el eje vertical debido a su peso. Dichos rieles están implementados en la capa inmediata anterior, que corresponde a poly1.

Fig. 5-4 Rieles para la masa móvil

A continuación, en la Fig. 5-5 se muestra el Layout de la masa fija. Ésta, al igual que la masa móvil, está implementada en la capa de poly2, con el fin de formar un capacitor entre los dedos de la masa móvil y los dedos de la masa fija, ya que si se implementa en otra capa esto sería imposible de lograr. Esta masa está anclada al sustrato por el óxido de campo que está por debajo y que se debe conservar después del micromaquinado que se ha de realizar al área que comprende la masa móvil. Además, la masa fija lleva contactos al Metal 1, el cual servirá para interconectar con la compuerta flotante del transistor FGMOS que estará polarizado por la segunda compuerta de control a través del capacitor de acoplamiento, C2.

Fig. 5-5 Layout de la masa fija

En la Fig. 5-6 se observa el Layout del capacitor C2 y en ésta se aprecian los contactos con los que se establece el nodo que comparte con el capacitor C1 y los contactos para establecer el potencial de compuerta VCG2 (pin externo), además de la prolongación de Poly1, la cual será utilizada para formar la compuerta flotante del transistor que se usará para leer la señal.

Fig. 5-6 Layout del capacitor de la compuerta V_{CG2} .

En la Fig. 5-7 se observa el transistor utilizado para leer la señal de salida de la estructura capacitiva. Para esto se utiliza un transistor para cada lado (derecha o izquierda) con la misma configuración, es decir, el drenador se conecta a una fuente de alimentación VDD positiva y la fuente estará conectada al potencial de referencia. Por medio de la intensidad de corriente que circule a través del drenador, es como se diferenciará entre cada valor de aceleración, además que dependiendo de cuál de los dos transistores tenga mayor corriente, se podrá determinar la dirección de la fuerza aplicada. Por la que se requiere de dos pines externos, uno para medir la intensidad de corriente de cada transistor.

Fig. 5-7 Transistor usado para leer la señal de la estructura capacitiva, con $W=12\mu\text{m}$ y $L=0.6\mu\text{m}$.

Para facilitar el post-proceso del MEMS, se implementó una ventana sobre la masa móvil (a excepción de las sujeciones) y los dedos de la masa fija, ya que es en esta zona en donde se debe asegurar que sólo sea el óxido de silicio el material que esté rodeando a dicha zona. Persiguiendo este objetivo se colocó este layout. El layout de *Overglass* se usa para impedir que se coloque la capa de vidrio protector y así facilitar el proceso de liberar la estructura móvil. La Fig. 5-8 muestra este layout.

Fig. 5-8 Layout para el Overglass

La Fig. 5-9 muestra el layout de una estructura que tiene como finalidad eliminar la carga inicial no contemplada, ya sea en la capa de poly1 o en la capa de poly2, ya que entre estas capas se forman las estructuras capacitivas base del diseño. En el caso de la capa de poly2 será la carga contenida entre la masa móvil y la masa fija; se utiliza una estructura como ésta para cada parte de la masa fija y una para la masa móvil, esto con la finalidad de no cambiar el punto de polarización del transistor al cual está conectada esta estructura capacitiva, lo mismo sucede con la capa de poly1, ya que el capacitor C2 se forma entre ésta y poly2. Este proceso es necesario ya que de otra forma estaríamos trabajando en un punto de polarización desconocido, porque la carga inicial sería diferente de cero.

Fig. 5-9 Layout para eliminar la carga incluida en el sistema

Finalmente el diseño mostrado en la Fig. 5-1 se fabricó en un Chip de 2x2 mm². Éste se muestra en las Fig. 5-10. El layout presentado en la Fig. 5-2 se muestra en la Fig. 5-11.

Fig. 5-10 Microfotografía de Acelerómetro Fabricado.

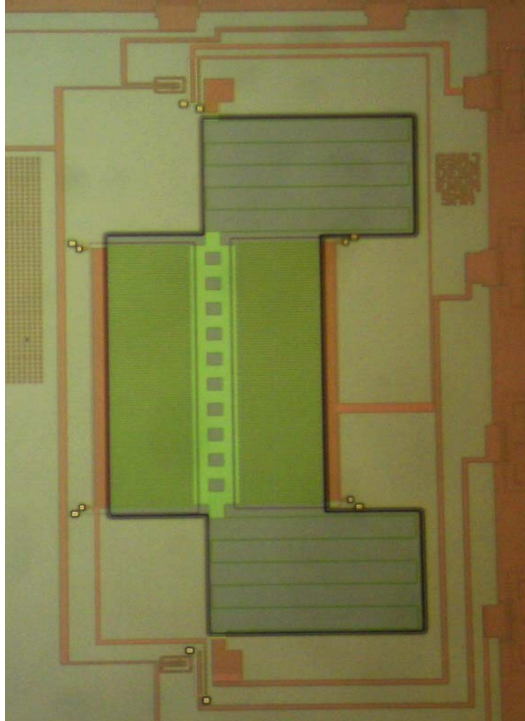
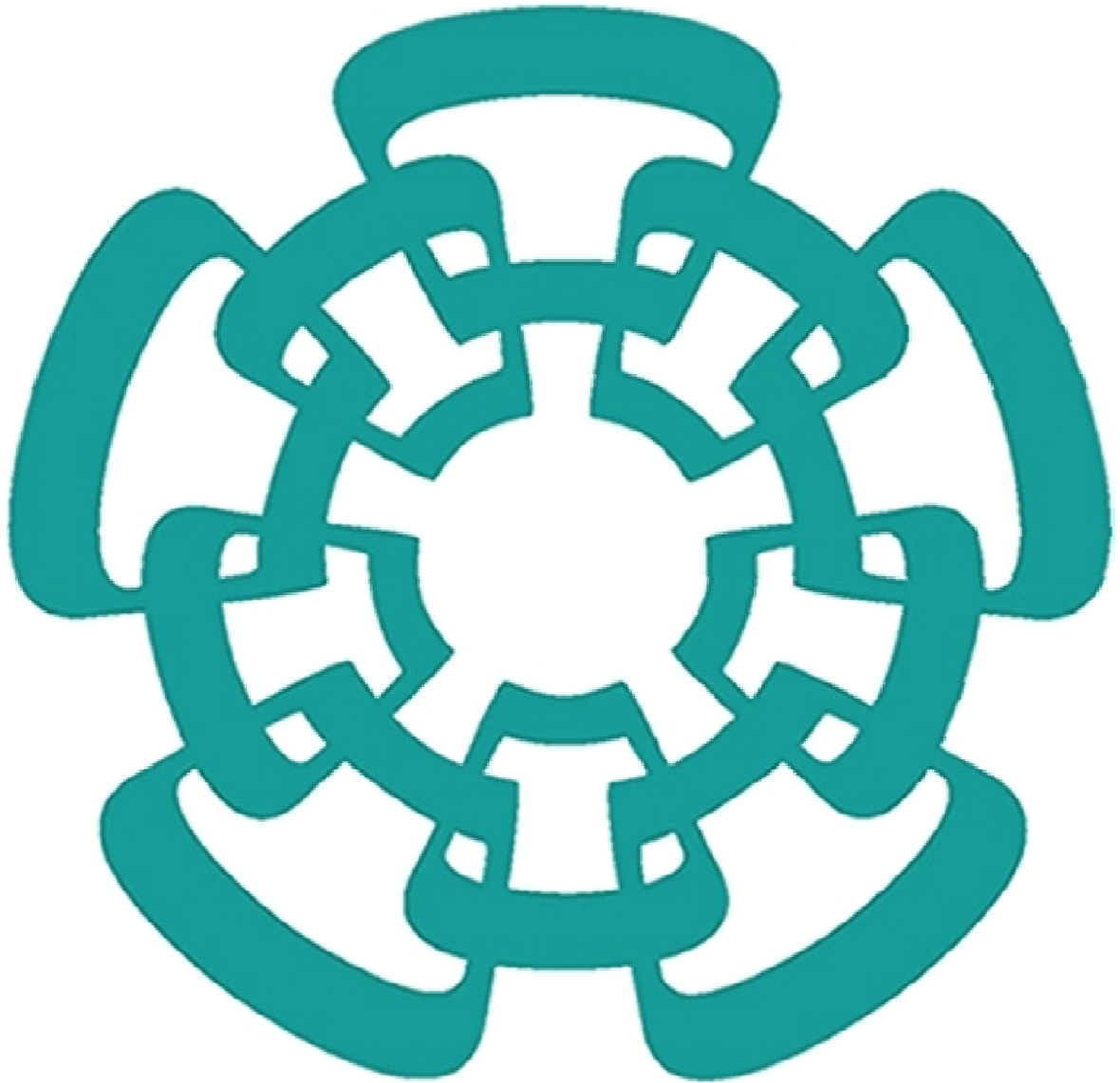


Fig. 5-11 Acelerómetro dentro del Dado

5.1 Conclusiones de capítulo

En este capítulo se mostró cómo el diseño estructural y el diseño electrónico se unen para su fabricación, dicho proceso de fabricación es totalmente compatible para ser realizado durante la misma corrida de producción. Esto muestra ventajas importantes, ya que a pesar de necesitar un post-proceso de micromaquinado, para el cual se deben dibujar algunas mascarillas adicionales, los efectos de capacitancia parásita que aparecen al conectar dos chips diferentes por medio de cables externos se elimina por completo, además de facilitar en gran medida el proceso de fabricación. Esta condición de conexión permite el uso de sólo seis pines, dos para alimentación, dos para establecer los voltajes de compuerta flotante y dos más para la medición.



Capítulo seis:

Conclusiones

6 Conclusiones

6.1 Aportaciones del trabajo

En el desarrollo de MEMS Acelerómetros existen infinidad de variantes para hacer la transducción entre la aceleración y un parámetro electrónico medible. La aportación que tiene este trabajo es que por medio de sólo dos transistores se puede obtener dicho parámetro, en este caso una variación de corriente, además de que la estructura utilizada permite hacer mediciones de aceleraciones dinámicas y aceleraciones estáticas.

Un problema que se presenta en la mayoría de las configuraciones existentes para medir aceleración por medio de un método de variación de capacitancia es que la capacitancia parásita presente en las estructuras dificulta la medición, en este caso la estructura está diseñada de tal forma que la capacitancia parásita esté todo el tiempo referida a tierra y no interfiera en la medición.

La metodología de transducción propuesta no requiere de una señal de entrada variante en el tiempo, ni un amplificador de transconductancia para eliminar el efecto de la capacitancia parásita, únicamente requiere de un potencial fijo en DC para realizar la transducción.

Una aportación importante, es que el área total que ocupa la estructura junto con la electrónica asociada no supera un cuadrado de $350\mu\text{m}$ por lado y un espesor de $0.4\mu\text{m}$, mientras que sólo la masa del acelerómetro mostrado en (2) ocupa un área de $1\text{mm} \times 1\text{mm} \times 0.38\text{mm}$.

Comparado con el acelerómetro de ADXL50 de Analog Devices que tiene una masa de 0.2 nKg , el acelerómetro diseñado tiene una masa 14.28 veces menor, logrando una buena sensibilidad.

Con este trabajo se amplía la aplicación de los transistores FGMOS más allá de su uso tradicional de memorias digitales y analógicas, siendo utilizado como un transductor.

Otra de las aportaciones es el establecimiento de una metodología de diseño y fabricación de acelerómetros aprovechando la compatibilidad de la tecnología C-MOS para fabricación de circuitos integrados con algunos de los procesos de micromaquinado realizados a los MEMS.

Típicamente los acelerómetros mostrados en las referencias anteriores están implementados con dos pares de dedos que van desde cuarenta hasta cien, mientras que el diseño mostrado funciona con treinta pares o incluso menos, a pesar de que los espesores comunes de acelerómetros comerciales tiene un espesor de capa para formar los capacitores de $2\mu\text{m}$, y los diseños mostrados aquí se implementaron usando un espesor de capa de sólo $0.4\mu\text{m}$.



6.2 Trabajo futuro

Las perspectivas que se tiene con este trabajo es inicialmente hacer el micromaquinado para lograr liberar la masa móvil, además de la caracterización del acelerómetro, ya que se deberá comprobar que el comportamiento predicho teóricamente corresponda con el comportamiento real del MEMS Acelerómetro.

Optimización de diferentes diseños de resortes para disminuir tanto la longitud como el área de los diseños aquí presentados.

Explorar otros rangos de fuerzas aplicadas, por encima de los 9 G's.

Idear un montaje adecuado para la caracterización de este tipo de estructuras en el laboratorio de VLSI de la SEES.

6.3 Productos

Como principal producto, de este trabajo se derivó un trámite de patente, con la finalidad de proteger la propiedad intelectual del diseño presentado.



REFERENCIAS

1. **Tai-Ran Hsu.** *MEMS & Microsystems, Desing and Manufacture.* New York : MacGraw-Hill, 2002.
2. **Kaajakari, Ville.** *Practical MEMS.* s.l. : Small Gear Publishing , 2009.
3. **Baltes, Brand, Fedder, Hierlod, Korvink, Tabat.** *CMOS- MEMS.* s.l. : WILEY-VCH, 2005.
4. *High G MEMS Accelerometer For Compact kinetic Energy Missile (CKEM).* **Robert Stewart, Robert Thede, Paul Couch, Dave Tarrant.** US Army Reserch, Development and Engineering Command, Redstone Arsenal, AL : IEEE, 2004, Vol. 04. 0-7803-8416-4.
5. *Packaging effects on the performances of MEMS for high-G acceleromerometer: Frequency-domain and time-domain analyses.* **Zhaonian Chang, Weidong Huang, Xia Cai, Bulu Xu, Le Luo, Xinxin Li.** Sino-Swedish Microsystem Integration Technology (SMIT) Center, Shanghai University, China : IEEE, 2004, Vol. 04. 0-7803-8620-5.
6. *A Monolithic Three-Axis Micro-g Michomachined Silicon Capacitive Accelerometer.* **Juseok Chae, Haluk Kulah, Khalil Najafi.** 2, Korea : Journal Of Microelectromechanical Systems IEEE, April 2005, Vol. 14. 1057-7157.
7. *A Single- Axis- Low- Cost Accelerometer Fabricated Using Printed-Circuit- Board Techniques.* **Dapeng Qiao, Grantham K. H. Pang, Man-Kit Mui, David C.C. Lam.** 12 Diciembre 2009, IEEE ELECTRON DIVICE LETTERS Vol. 30 No. 12, págs. 1293-1295.
8. *Reserch on the Out Characteristics of MEMS Convective Accelerometer under Heavy Impact.* **Shao-Chun Sun, geng-Chen Shi.** Enero 2009, Conference on Nano/Micro Engineered and Molecular Systems.
9. *Design of MEMS based capacitive accelerometer.* **T.K. Sethuramalingam, A.- Vimalajuliet.** 2010, ICMET 2010, págs. 565- 568.
10. *Desing of MEMS low range accelerometer.* **Guo Tao, Xiang Ting, Fei Qingguo.** 2011, Third International Conference on Measuring Technology ans Mechatronics Automation, págs. 982 -985.
11. **Rudolf, Felix.** *US 4483194* USA, 1984.
12. **Paul T. Bannet, David F. Mietu, Ronald J. Gutteridge, Ljubisa Ristic, Daniel N. Jr. Koury.** *Laterally sensitive accelerometer and method for making.* *EP 0582797B1* Francia, 18 de Diciembre de 1996. Internacional .



13. **Yubo Miao, Ranganathan Nagarajan, Uppili Shridhar, Rakesh Kumar, Qinxin Zhang.** *US20030209076 USA*, 2003.
14. **Senturia, Stephen D.** *Microsystem Design*. USA : Springer, 2001.
15. **D. Kahng, S. M. Sze.** *A floating gate and its application to memory devices*. s.l. : the Bell System Technical Journal, 1967. Vol. 46.
16. **Barranca, D. en C. Mario Alfredo Reyes.** Apuntes FGMOS.
17. **Cruz, Gaspar Csados.** Extracción de Parámetros de Tunelamiento Fowler-Nordheim en Transistores FGMOS y su Modelo Analógico para Simulación en Programación con Spice. México D.F. : s.n., Marzo de 2009.
18. **Ponce, Víctor Hugo Ponce.** *Sensor Inteligente de Imágenes en tecnología CMOS, con Aplicaciones en Robótica*. México D.F. : Tesis para obtener el grado de Doctor en Ciencias , 2005.
19. *Micro Electro Mechanical System Design*. s.l. : Taylor & Francis Group, L. L. Faulkner, 2005.
20. **On-semi.** www.onsemi.com/PowerSolutions/content.do?id=16693. [En línea] 2012. [Citado el: 19 de Mayo de 2012.] Mayo.



Apéndices

Apéndice A (FGMOS_N_VH_1_05_aire_3)

```

* OrCAD Model Editor - Version 9.0
*$
.subckt TMCf1_VH_NMOS_AIRE_3 DN SN BN G1 G2
*-----
*           CINVESTAV
*   DEPARTAMENTO DE INGENIERIA ELECTRICA
*           SEES
*   MODELO COMPLETO PARA TRANSISTOR DE COMPUERTA FLOTANTE CON
*           DOS COMPUERTAS DE CONTROL.
*           SOLO TRANSISTOR NMOS
*   MODELO DESARROLLADO POR VICTOR HUGO PONCE PONCE.
*   MODELO ADAPTADO PARA LA TECNOLOGIA DE 0.5 MICRAS DE ON SEMIC.
*           CORRIDA V09M
*-----
*   DECLARACION DE PARAMETROS, PASADOS AL MODELO MEDIANTE EL SIMBOLO
*   EN EL EDITOR ESQUEMATICO. C1 ES LA CAPACITANCIA ENTRE DEDOS
*   DEL ACELEROMETRO OBTENIDA DEL LAYOUT (0.4 MICRAS MULTIPLICADO
*   POR LA LONGITUD DE LOS DEDOS QUE SALEN DE LA MASA MOVIBLE).
*   C2 ES LA CAPACITANCIA DE ACOPLAMIENTO CON CF PARA VCG2.
+           PARAMS: C1=0 C2=0
+           AREA_POLY2_FIX=0
+           AREA_POLY2_MOV=0
+           LN=0   WN=0
+           ASN=0  PSN=0
+           ADN=0  PDN=0
*-----
*   PARAMETROS EXTRAIDOS DEL PROCESO DE FABRICACION CMOS
*   SE DEBEN MANTENER ACTUALIZADOS.
*   POR EJEMPLO, EN PSPICE "CGBO" EQUIVALE A "CGBON" PARA UN NMOS.
*   EN EL MODELO BSIM3 PARA TRANSISTORES DE CANAL CORTO (SUBMICRO)
*   SE SUBSTITUYE LD POR LINT Y WD POR WINT. PHIN SE SUBSTITUYE
*   POR PB.
*-----
*   DESCRIPCION PARA EL TRANSISTOR NMOS.
.PARAM      CGBO=1.0E-9  CGSO=1.82E-10  CGDO=1.82E-10
+           WINT=1.965107E-7  LINT=8.377083E-8  PB=0.840291
+           TOX=1.41E-8
+           SEP_DEDOS=0.9E-6
*+         V(SENS)=0
*           TOX Y SEP_DEDOS: en metros
*-----
*-----
*   EXPRESIONES DEL MODELO
*-----
*-----
.PARAM RGDE=1E12
.PARAM EPSI_AIRE=8.86E-12 ;PERMITIVIDAD ENTRE DEDOS (AIRE)
.PARAM EPSIO=34.51E-12   ;PERMITIVIDAD DEL SIO2
*           farads/metro
.PARAM DIST_POLY2_A_SUB=0.849978E-6; SEPARACION POLY2-SUBST.
*           metros
*-----
*   CAPACITANCIAS DE CONTROL DE ENTRADA

```



```

C1 G1 CF {C1}
C2 G2 CF {C2}
*-----
* RESISTENCIAS ASOCIADAS A LAS COMPUERTAS DE CONTROL
RG1 G1 0 {RGDE}
RG2 G2 0 {RGDE}
*-----
* SUMA DE LAS CAPACITANCIAS DE CONTROL (Cin) EN ESTE CASO
* SE TIENEN DOS COMPUERTAS DE CONTROL. UNA DE ELLAS (C1) ES PARA
* POLARIZAR AL TRANSISTOR Y LA OTRA (C2) ES PARA ESTABLECER UN
* VOLTAJE EN LA COMPUERTA FLOTANTE QUE PERMITA OPERAR EN UN
* RANGO APROPIADO DE CAPACITANCIAS.
VCT1 CT1 0 {C1+C2}
RVCT1 CT1 0 {RGDE}
*-----
* CAPACITANCIA PARASITA ENTRE CF Y CANAL, "COXN", NMOS
VCT2 CT2 0 {(EPSIO/TOX)*(LN-2*LINT)*(WN-2*WINT)}
RVCT2 CT2 0 {RGDE}
*-----
* CAPACITANCIA PARASITA ENTRE CF Y SUSTRATO (NMOS)
VCT3 CT3 0 {CGBO*(LN-2*LINT)}
RVCT3 CT3 0 {RGDE}
*-----
* CAPACITANCIA PARASITA ENTRE CF Y FUENTE Y DRENADOR, NMOS
VCT4 CT4 0 {(CGSO+CGDO)*(WN-2*WINT)}
RVCT4 CT4 0 {RGDE}
*-----
* CAPACITANCIA PARASITA ENTRE POLY2_MOV Y SUSTRATO
VCT5 CT5 0 {(EPSI_AIRE/DIST_POLY2_A_SUB)*AREA_POLY2_MOV}
RVCT5 CT5 0 {RGDE}
*-----
* CAPACITANCIA PARASITA ENTRE POLY2_FIX Y SUSTRATO
VCT6 CT6 0 {(EPSIO/DIST_POLY2_A_SUB)*AREA_POLY2_FIX}
RVCT6 CT6 0 {RGDE}
*-----
* CAPACITANCIA TOTAL (TERMINO DEL DENOMINADOR PARA EL POTENCIAL
* DE CF) EL CALCULO DE LAS CAPACITANCIAS SE HACE A TRAVES DE
* FUENTES DE VOLTAJE, SIENDO UN METODO EQUIVALENTE
ECTOT CTOT 0 VALUE={V(CT1)+V(CT2)+V(CT3)+V(CT4)+V(CT5)+V(CT6)}
RECTC CTOT 0 {RGDE}
*-----
* TERMINOS PARA EL POTENCIAL DE COMPUERTA FLOTANTE
*-----
* POTENCIAL DEBIDO A LA CAPACITANCIA DE CONTROL
*
ECIN CIN 0 VALUE={C1/V(CTOT)*V(G1)+C2/V(CTOT)*V(G2)}
RECIN CIN 0 {RGDE}
*-----
* POTENCIAL DE CF EN FUNCION DE LOS POTENCIALES EN FUENTE,
* DRENADOR Y SUSTRATO DEL NMOS

EDSN DSN 0 VALUE={CGSO*(WN-2*WINT)/V(CTOT)*V(SN)+CGDO*(WN-
2*WINT)/V(CTOT)*V(DN)
+ +CGBO*(LN-2*LINT)/V(CTOT)*V(BN)}
*
REDSN DSN 0 {RGDE}

```



```

*-----
* POTENCIAL DE CF EN FUNCION DE LOS POTENCIALES EN EL CANAL
* Y SUSTRATO, NMOS
*
EOXBN OXBN 0 VALUE={{(EPSIO/TOX)*(LN-2*LINT)*(WN-
2*WINT)*(V(SN)+2*PB))/V(CTOT)}}
*
REOXBN OXBN 0 {RGDE}
*-----
* POTENCIAL DE CF EN FUNCION DEL POTENCIAL EN POLY2_FIX SOBRE
* OXIDO GRUESO (BACK-PLATE) PARA UN PROCESO POZO N

EPOL2 POL2 0
VALUE={{(EPSIO/DIST_POLY2_A_SUB)*AREA_POLY2_FIX*V(BN)/V(CTOT)}}
RPOL2 POL2 0 {RGDE}
*-----
* POTENCIAL DE CF EN FUNCION DEL POTENCIAL EN POLY2_MOV SOBRE
* OXIDO GRUESO (BACK-PLATE) PARA UN PROCESO POZO N

EPOL3 POL2_M 0
VALUE={{(EPSI_AIRE/DIST_POLY2_A_SUB)*AREA_POLY2_MOV*V(BN)/V(CTOT)}}
RPOL3 POL2_M 0 {RGDE}
*-----
* POTENCIAL TOTAL EN LA COMPUERTA FLOTANTE

ECF CF 0 VALUE={V(DSN)+V(OXBN)+V(CIN)+V(POL2)+V(POL2_M)}
RECF CF 0 {RGDE}
*-----
* MOSFET ASOCIADO AL MODELO

M1 DN CF SN BN MN1 L={LN} W={WN} AD={ADN} AS={ASN} PD={PDN} PS={PSN} OFF
*-----
.ends TMCF1_VH_NMOS_AIRE_3

```



Apéndice B (v09m-params)

```

*          MOSIS WAFER ELECTRICAL TESTS
*
*          RUN: V09M          VENDOR: AMIS (ON-SEMI)
*          TECHNOLOGY: SCN05     FEATURE SIZE: 0.5 microns
*          Run type: SHR
*
*
*
*
* V09M SPICE BSIM3 VERSION 3.1 PARAMETERS
*
*SPICE 3f5 Level 8, Star-HSPICE Level 49, UTMOST Level 8
*
* DATE: Feb 4/11
* LOT: V09M          WAF: 2103
* Temperature_parameters=Default
.MODEL MN1 NMOS (LEVEL = 7
+VERSION = 3.1          TNOM = 27          TOX = 1.41E-8
+XJ = 1.5E-7          NCH = 1.7E17          VTH0 = 0.6033055
+K1 = 0.9193622      K2 = -0.1065538      K3 = 20.591979
+K3B = -9.1011155    W0 = 4.393248E-8    NLX = 1.426577E-9
+DVT0W = 0          DVT1W = 0          DVT2W = 0
+DVT0 = 0.8628177    DVT1 = 0.4045315    DVT2 = -0.5
+U0 = 455.6568715    UA = 1E-13          UB = 1.383698E-18
+UC = 8.07605E-12    VSAT = 1.97155E5    A0 = 0.5976138
+AGS = 0.1289087     B0 = 2.029789E-6    B1 = 5E-6
+KETA = -2.756238E-3  A1 = 2.328154E-4    A2 = 0.3
+RDSW = 1.074553E3   PRWG = 0.0988607    PRWB = 7.238942E-3
+WR = 1             WINT = 1.965107E-7    LINT = 8.377083E-8
+XL = 1E-7          XW = 0              DWG = -8.437034E-9
+DWB = 3.078094E-8   VOFF = -7.633973E-5  NFACTOR = 1.1573034
+CIT = 0            CDSC = 2.4E-4        CDSCD = 0
+CDSCB = 0          ETA0 = 3.231837E-3   ETAB = 4.803812E-3
+DSUB = 0.0537894    PCLM = 2.1073222    PDIBLC1 = 4.117691E-4
+PDIBLC2 = 1.173409E-3  PDIBLCB = -0.2714521  DROUT = 2.514784E-4
+PSCBE1 = 2.167284E10  PSCBE2 = 4.309903E-9  PVAG = 0
+DELTA = 0.01        RSH = 84.3          MOBMOD = 1
+PRT = 0            UTE = -1.5          KT1 = -0.11
+KT1L = 0           KT2 = 0.022         UA1 = 4.31E-9
+UB1 = -7.61E-18     UC1 = -5.6E-11      AT = 3.3E4
+WL = 0             WLN = 1            WW = 0
+WWN = 1            WWL = 0            LL = 0
+LLN = 1            LW = 0            LWN = 1
+LWL = 0            CAPMOD = 2          XPART = 0.5
+CGDO = 1.82E-10     CGSO = 1.82E-10     CGBO = 1E-9
+CJ = 4.175598E-4     PB = 0.840291       MJ = 0.4297322
+CJSW = 3.483931E-10  PBSW = 0.8          MJSW = 0.2059566
+CJSWG = 1.64E-10    PBSWG = 0.8         MJSWG = 0.2059566
+CF = 0             PVTH0 = -0.0505758  PRDSW = 281.2200286
+PK2 = -0.0697499    WKETA = -6.123851E-3  LKETA = -2.318372E-3 )
*

```




```

*
.MODEL MP1 PMOS (LEVEL = 7
+VERSION = 3.1          TNOM = 27          TOX = 1.41E-8
+XJ = 1.5E-7           NCH = 1.7E17        VTH0 = -0.9152268
+K1 = 0.553472        K2 = 7.871921E-3    K3 = 8.3456329
+K3B = 0.8137476      W0 = 1E-8           NLX = 1.661298E-7
+DVT0W = 0            DVT1W = 0           DVT2W = 0
+DVT0 = 0.6826241     DVT1 = 0.2907764    DVT2 = -0.3
+U0 = 201.3603195     UA = 2.408572E-9     UB = 1E-21
+UC = -1E-10          VSAT = 1.043844E5    A0 = 0.8625012
+AGS = 0.097008       B0 = 5.131287E-7     B1 = 0
+KETA = -4.865785E-3  A1 = 4.099078E-4     A2 = 0.5220155
+RDSW = 3E3           PRWG = -0.0260778    PRWB = -0.0514886
+WR = 1               WINT = 2.224208E-7   LINT = 1.277363E-7
+XL = 1E-7           XW = 0               DWG = 1.017918E-11
+DWB = -2.133914E-8   VOFF = -0.0728335    NFACTOR = 1.0000003
+CIT = 0              CDSC = 2.4E-4        CDSCD = 0
+CDSCB = 0            ETA0 = 0              ETAB = -0.0178415
+DSUB = 0.3875471     PCLM = 2.4913442     PDIBLC1 = 0.0335017
+PDIBLC2 = 3.071184E-3 PDIBLCB = 0.0157585  DROUT = 0.1973195
+PSCBE1 = 1E8         PSCBE2 = 3.383681E-9 PVAG = 0.0150059
+DELTA = 0.01         RSH = 107.7          MOBMOD = 1
+PRT = 0              UTE = -1.5           KT1 = -0.11
+KT1L = 0             KT2 = 0.022          UA1 = 4.31E-9
+UB1 = -7.61E-18      UC1 = -5.6E-11       AT = 3.3E4
+WL = 0               WLN = 1              WW = 0
+WWN = 1              WWL = 0              LL = 0
+LLN = 1              LW = 0               LWN = 1
+LWL = 0              CAPMOD = 2           XPART = 0.5
+CGDO = 2.35E-10      CGSO = 2.35E-10     CGBO = 1E-9
+CJ = 7.137225E-4     PB = 0.8741848       MJ = 0.4883246
+CJSW = 2.425711E-10  PBSW = 0.8           MJSW = 0.2079833
+CJSWG = 6.4E-11      PBSWG = 0.8          MJSWG = 0.2079833
+CF = 0               PVTH0 = 5.98016E-3   PRDSW = 14.8598424
+PK2 = 3.73981E-3     WKETA = 7.275123E-3  LKETA = 0.0298866
*

```



Apéndice C (Constantes Físicas)

Símbolo	Nombre	Valor
ϵ_0	Permitividad del vacío	$8.85 \cdot 10^{-12} F/m$
$k_B T$	Energía Térmica	$4.14 \cdot 10^{-21} J$
E_P	Módulo de Young	160GPa

