

**CENTRO DE INVESTIGACIÓN CIENTÍFICA Y DE EDUCACIÓN
SUPERIOR DE ENSENADA, BAJA CALIFORNIA**



**PROGRAMA DE POSGRADO EN CIENCIAS
EN ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES**

**Estudio de metodologías de diseño y fabricación de
interruptores y capacitores MEMS de RF y microondas**

Tesis

para cubrir parcialmente los requisitos necesarios para obtener el grado de
Maestro en Ciencias

Presenta:

Julio Cesar Heredia Vega

Ensenada, Baja California, México,
2014

Tesis defendida por
Julio Cesar Heredia Vega

y aprobada por el siguiente Comité

Dr. José Luis Medina Monroy
Director del Comité

Dr. Miguel Ángel Alonso Arevalo
Miembro del Comité

Dr. Ricardo Arturo Chávez Pérez
Miembro del Comité

Dr. José Mireles García
Miembro del Comité

Dr. Víctor Ruiz Cortés
Miembro del Comité

Dr. César Cruz Hernández
Coordinador del Posgrado en
Electrónica y Telecomunicaciones

Dr. Jesús Favela Vara
Director de Estudios de
Posgrado

Octubre, 2014

Resumen de la tesis que presenta Julio Cesar Heredia Vega como requisito parcial para la obtención del grado de Maestro en Ciencias en Electrónica y Telecomunicaciones con orientación en Altas Frecuencias.

Estudio de metodologías de diseño y fabricación de interruptores y capacitores MEMS de RF y microondas

Resumen elaborado por:

Julio Cesar Heredia Vega

En este trabajo de tesis se presentan las metodologías utilizadas para el diseño de capacitores e interruptores MEMS de RF, así como las técnicas de fabricación de los mismos. Se presenta además la metodología de caracterización de interruptores MEMS de RF. Los dispositivos MEMS (sistemas microelectromecánicos por sus siglas en inglés) han tenido un amplio desarrollo en los últimos años, y debido a sus excelentes características, siendo la principal de ellas la miniaturización, se han empleado en diversos campos como en la medicina, la industria automotriz, hardware de computadora, entre otros. En el ámbito de la radiofrecuencia y microondas, son dos los dispositivos que han sobresalido: los interruptores y los capacitores sintonizables. En este trabajo se presenta un estudio y análisis de estos dos dispositivos haciendo una revisión detallada del estado del arte y la información más reciente encontrada en la literatura. Se presenta la metodología empleada para el desarrollo de dos estructuras de interruptores MEMS de RF: un interruptor de contacto óhmico que funciona con líneas CPW en modo impar, y un interruptor capacitivo que funciona con líneas CPW en modo par. Por otro lado, se describe un capacitor variable de dos placas paralelas que está diseñado para que pueda superar el intervalo de sintonización teórico del 50 %, lo cual se logra utilizando dos electrodos que están separados de la estructura que genera la capacitancia. Se presentan resultados del análisis electromagnético y mecánico tanto de los interruptores como del capacitor MEMS de RF. Se efectúa un análisis de las técnicas de fabricación comerciales, así como algunas técnicas de fabricación encontradas en la literatura, las cuales son empleadas por algunos autores en sus propios laboratorios, resaltando las ventajas y desventajas de cada una de ellas. Se presentan resultados experimentales de la caracterización de parámetros S de los interruptores MEMS de RF, donde se incluyen resultados de la caracterización del ciclo de histéresis y confiabilidad. En general, los resultados de sus parámetros S mostraron un buen comportamiento de DC a 10 GHz y de 30 a 50 GHz para los dos interruptores respectivamente.

Palabras clave: Interruptor MEMS de RF, capacitor MEMS de RF, técnicas de fabricación de MEMS

Abstract of the thesis presented by Julio Cesar Heredia Vega as a partial requirement to obtain the Master of Science degree in electronics and telecommunications with orientation in high frequency.

**Design and fabrication methodologies study of RF and microwave MEMS
switches and capacitors**

Abstract by:

Julio Cesar Heredia Vega

This thesis presents the design methodologies of switches and capacitors using MEMS technologies and its manufacturing techniques for operation at RF frequencies. Besides, the characterization methodology of MEMS RF switches is provided. MEMS (Micro Electro Mechanical Systems) have been extensively developed in recent years. Due to its excellent features (the main one miniaturization), have been used in various fields such as in medicine, automotive industry and computer hardware among others. In the field of RF and microwave are two devices that have distinguished: switches and tunable capacitors. This thesis presents the study and analysis of these two devices, making a detailed review of the state of the art information found in the literature. This work presents the used methodology to develop two structures of RF MEMS switches: a ohmic contact switch built with CPW lines working in odd mode, and a capacitive switch built with CPW lines working in even mode. On the other hand, a variable capacitor made with two parallel plates is designed to overcome the theoretical tuning range of 50%, achieved by means of two electrodes separated from the structure that generates the capacitance. The electromagnetic and mechanical analysis results of the RF MEMS switches and capacitors are also presented. An analysis of the commercial manufacturing techniques, as well as some manufacturing techniques found in the literature, used by some authors in their own laboratories, is included highlighting its advantages and disadvantages. Experimental results of the S parameter characterization of RF MEMS switches are provided, including characterization results of the hysteresis loop and reliability. In general, its S parameters results exhibited a good behavior from DC to 10 GHz and from 30 to 50 GHz for the two switches respectively.

Key words: RF MEMS switches, RF MEMS tunable capacitor, MEMS manufacturing techniques

Dedicatoria

A mis papás, a mi hermana y a mis amigos.

Agradecimientos

Agradezco primero a Dios por haberme brindado la salud y la capacidad para poder concluir una etapa más de mi vida.

A mis padres y a mi hermana por estar siempre conmigo a pesar de la distancia. Ustedes son mi fuerza para continuar y seguir superándome.

Al CONACyT y al CICESE por el apoyo económico para realizar mis estudios.

A mi director de tesis el Dr. José Luis Medina Monroy, por dirigir este trabajo de tesis, por haber compartido sus conocimientos conmigo, por sus consejos y por el compromiso que tuvo conmigo y con este proyecto.

Al profesor Lluís Pradell Cara y la profesora Jasmina Casals por haberme permitido realizar una estancia académica en la Universitat Politècnica de Catalunya, y por todos los conocimientos y consejos que compartieron conmigo.

A los miembros del comité: Dr. Miguel Alonso Arevalo, Dr. Ricardo Arturo Chávez Pérez, Dr. José Mireles Jr. García, Dr. Víctor Ruiz Cortés, por todos sus comentarios tan acertados y consejos durante las revisiones.

A mis profesores del área Altas Frecuencias: Dr. Apolinar Reynoso, Dra. Carmen Maya, Dr. Arturo Velazquez, M.C. Benjamín Ramírez y el M.C. Jesús Ibarra por compartir conmigo sus conocimientos durante los cursos impartidos.

A mis amigos de microondas Alfredo, Chuy, Fernanda, Rafa y Reinaldo; y a mis amigos de telecomunicaciones Neto y Rogger, por todas las aventuras compartidas (que espero que continúen) y por estar conmigo en los momentos felices y los no tan felices. Gracias por su amistad que espero nunca termine.

A mi tía Quilina, mi tío Alfredo y mis primos Karyna y Alfred, por estar conmigo en todo momento y siempre aceptarme en su casa; y por último, pero no menos importante a la familia Ceseña Barrios también por aceptarme en su casa y darme apoyo en todo momento.

Tabla de contenido

Resumen español.....	iii
Resumen inglés.....	iv
Dedicatorias.....	v
Agradecimientos.....	vi
Lista de Figuras.....	x
Lista de Tablas.....	xiv
 Capítulo 1. Introducción	 1
1.1 Antecedentes.....	1
1.2 Justificación	2
1.3 Objetivos.....	3
1.4 Estructura de la tesis	3
 Capítulo 2. Fundamentos de MEMS de RF.....	 5
2.1 Interruptores de RF.....	5
2.1.1 Interruptores electrostáticos	6
2.1.2 Interruptores de diodos PIN	7
2.1.3 Interruptores MESFETs de RF.....	9
2.2 Interruptores de MEMS de RF	11
2.2.1 Sistema de actuación de los interruptores MEMS de RF.....	11
2.2.2 Estructuras mecánicas de los interruptores MEMS de RF.....	13
2.2.2.1 Interruptor de viga voladiza	13
2.2.2.2 Interruptor de membrana MEMS de RF.....	15
2.2.2.3 Interruptor lateral MEMS de RF.....	17
2.2.3 Contacto óhmico y capacitivo de los interruptores MEMS de RF.....	18
2.2.4 Estructuras de interruptores MEMS de RF propuestas en la literatura	18
2.2.5 Comparación entre las distintas estructuras de los interruptores MEMS de RF analizados	21
2.3 Capacitores de RF.....	23
2.3.1 Capacitores interdigitados de RF	24
2.3.2 Capacitores MIM de RF	24
2.4 Capacitores MEMS de RF variables.....	25
2.4.1 Intervalo de sintonización.....	27
2.4.2 Capacitancia nominal sin polarización	27
2.4.3 Voltaje de sintonización	27
2.4.4 Inductancia parásita	28
2.2.5 Estructuras de capacitores MEMS de RF propuestas en la literatura	28
2.2.6 Comparación entre los distintos capacitores MEMS de RF analizados	30
 Capítulo 3. Diseño y análisis de interruptores y capacitores MEMS de RF.....	 33
3.1 Diseño de interruptores y capacitores MEMS de RF.....	33
3.1.1 Actuación electrostática	36
3.1.2 Modelo mecánico de la actuación electrostática	38

Tabla de contenido (continuación)

3.1.3 Diseño de una línea CPW	40
3.1.4 Capacitancia	41
3.1.5 Inductancia.....	42
3.2 Software utilizado para el análisis de MEMS	44
3.2.1 ANSYS	44
3.2.2 Momentum	44
3.2.3 HFSS	45
3.2.4 Sugar	45
3.2.5 Comsol.....	46
3.2.6 MEMSlab.....	46
3.2.7 Coventor.....	47
3.3 Análisis electromagnético de interruptores MEMS de RF.....	47
3.3.1 Análisis electromagnético en los estados ON y OFF del interruptor óhmico DBP1.....	50
3.3.2 Circuito equivalente en los estados ON y OFF del interruptor óhmico DBP1.	51
3.3.3 Circuito equivalente en los estados ON y OFF del interruptor óhmico DBP1 adaptado a su impedancia característica.....	55
3.3.4 Análisis electromagnético y circuito equivalente en los estados ON y OFF del interruptor óhmico DBP1 en modo par	57
3.3.5 Análisis electromagnético de los estados ON y OFF del interruptor capacitivo DBP2.....	62
3.3.6 Circuito equivalente de los estados ON y OFF del interruptor capacitivo DBP2.....	64
3.4 Análisis electromagnético de un capacitor MEMS de RF	68
3.5 Análisis mecánico de interruptores MEMS de RF.....	73
3.5.1 Análisis Modal del interruptor DBP1.....	74
3.5.2 Análisis Modal del interruptor DBP1 considerando la tensión mecánica.....	74
3.5.3 Análisis del voltaje de pull-in del interruptor DBP1.....	76
3.6 Análisis mecánico de un capacitor MEMS de RF	77
3.6.1 Análisis Modal de un capacitor MEMS de RF	77
3.6.2 Análisis Modal de un capacitor MEMS de RF considerando la tensión mecánica.....	78
3.6.3 Análisis del voltaje de pull-in del capacitor MEMS de RF variable.	79
Capítulo 4. Fabricación de MEMS.....	81
4.1 Micromecanizado de superficie	81
4.1.1 Capa sacrificial.....	82
4.1.2 Membrana o viga	83
4.1.3 Proceso de fotolitografía	83
4.2 Micromecanizado de sustrato	85

Tabla de contenido (continuación)

4.2.1 Ataque químico isotrópico y anisotrópico	86
4.2.2 Ataque químico húmedo	88
4.2.3 Ataque químico seco	88
4.3 Procesos de fabricación comerciales	89
4.3.1 Proceso Foundacione Bruno Kesler	89
4.3.2 Proceso SUMMiT V	93
4.3.3 Proceso Fraunhofer	95
4.3.4 Proceso PolyMUMPs	98
4.3.5 Proceso MetalMUMPs	102
4.5 Procesos de fabricación propuestos en la literatura	106
4.6 Comparación entre los distintos procesos encontrados en la literatura.....	109
4.5 Problemas relacionados con la fabricación de interruptores y capacitores MEMS de RF	112
4.5.1 Tensión mecánica residual.....	113
4.5.2 Fenómeno de <i>stiction</i>	118
Capítulo 5. Caracterización de interruptores MEMS de RF.....	123
5.1 Caracterización de los parámetros S.....	123
5.1.1 Interruptor de membrana con contacto óhmico y suspensión en diagonal (DBP1)	124
5.1.2 Interruptor de membrana con contacto capacitivo y suspensión meander (DBP2)	126
5.2 Caracterización del ciclo de histéresis.....	128
5.2.1 Medición de ciclado tipo 1	129
5.2.2 Medición de ciclado tipo 2	131
5.2.3 Medición de ciclado rápido.....	131
5.3 Pruebas de confiabilidad	133
Capítulo 6. Conclusiones	139
6.1 Conclusiones generales	139
6.2 Aportaciones.....	140
6.3 Recomendaciones	141
Lista de referencias.....	139
Apéndice 1.....	145
Apéndice 2.....	147

Lista de figuras

Figura 1. Curva característica de voltaje-corriente y circuitos equivalentes del interruptor diodo PIN (modificada de Varadan et al., 2003, pág. 120).	8
Figura 2. Configuración en serie y paralelo del interruptor de diodo PIN (modificada de Varadan et al., 2003, pág. 121).	9
Figura 3. a) MESFET en modo de baja impedancia y b) alta impedancia.	10
Figura 4. Configuración típica del interruptores MESFET (modificada de Varadan et al., 2003, pág. 116).	11
Figura 5. Modelo electro-mecánico de un interruptor MEMS de RF.	12
Figura 6. Esquema de la estructura del interruptor de viga voladiza.	14
Figura 7. Estructura del interruptor de viga voladiza en serie.	14
Figura 8. Esquema del interruptor de viga voladiza en paralelo.	15
Figura 9. Esquema del interruptor de membrana.	15
Figura 10. Esquema del interruptor de membrana paralelo.	16
Figura 11. Esquema del interruptor de membrana en serie.	16
Figura 12. Esquema de un interruptor lateral MEMS de RF.	17
Figura 13. Circuitos equivalentes del contacto óhmico.	18
Figura 14. Circuitos equivalentes del contacto capacitivo.	18
Figura 15. Esquema del interruptor lateral construido por He et al. (2010).	19
Figura 16. Esquema del interruptor diseñado por Hesketh et al. (2008).	20
Figura 17. Fotografía del interruptor diseñado por Park et al. (2000).	21
Figura 18. Esquema de un capacitor planar interdigitado RF (modificado de De Los Santos, 2002, pág. 56).	24
Figura 19. Esquema y circuito equivalente de un capacitor MIM de RF (modificado de De Los Santos, 2002, pág. 58).	25
Figura 20. Esquemas de capacitores MMIC (modificada de Golio., 2001, pág. 869).	25
Figura 21. Esquema de un capacitor variable MEMS de placas paralelas.	26
Figura 22. Modelo esquemático del capacitor de intervalo ancho de sintonización diseñado por (Zou et al., 2000).	28
Figura 23. Fotografía del capacitor diseñado por Shavezipur et al. (2010).	29
Figura 24. Capacitor con una estructura fractal diseñado por Elshurafa and Salama, (2013).	30
Figura 25. Esquema de la actuación electrostática.	36
Figura 26. Gráfica del voltaje aplicado contra el espacio entre las placas de un interruptor con $W = w = 100 \mu\text{m}$, $k = 10 \text{ Nm}$ y $g_0 = 100 \mu\text{m}$	38
Figura 27. Membranas con diferentes ángulos de abertura.	40
Figura 28. Parámetros S para un interruptor con $C_d = 1.2 \text{ pF}$ y $C_d = 0.45 \text{ pF}$ (Rebeiz, 2003, pág. 227).	43
Figura 29. Inductancia calculada para membranas con distintos anclajes (Rebeiz, 2003, pág. 97).	43
Figura 30. Estructura del DBP1 implementada en Momentum®.	48
Figura 31. Estructura del DBP2 implementada en Momentum®.	48
Figura 32. Parámetros S del interruptor DBP1 en estado OFF.	51
Figura 33. Parámetros S del interruptor DBP1 en estado ON.	52
Figura 34. Circuito equivalente de un interruptor MEMS de contacto óhmico en estado OFF.	52

Lista de figuras (continuación)

Figura 35. Comparación de los parámetros S del circuito equivalente y los obtenidos del análisis electromagnético del DBP1 en estado OFF.	53
Figura 36. Circuito equivalente de un interruptor MEMS de contacto óhmico en estado ON.	54
Figura 37. Comparación entre los parámetros S del circuito equivalente y los obtenidos del análisis electromagnético del DBP1 en estado ON.	55
Figura 38. Comparación entre los parámetros S del interruptor adaptado (rojo) y desadaptado (azul) en el estado OFF.	56
Figura 39. Comparación entre los parámetros S del interruptor adaptado (rojo) y desadaptado (azul) para el estado OFF.	57
Figura 40. Comparación de los parámetros S en modo par de los estados ON y OFF.	58
Figura 41. Circuito equivalente del DBP1 en modo par en el estado OFF.	59
Figura 42. Comparación de los parámetros S del circuito equivalente y del análisis electromagnético del DBP1 en modo par en el estado OFF.	59
Figura 43. Circuito equivalente del DBP1 en modo par en el estado ON.	60
Figura 44. Comparación de los parámetros S del circuito equivalente y los obtenidos del análisis electromagnético del DBP1 en modo par en el estado ON.	61
Figura 45. Parámetros S obtenidos del análisis electromagnético del DBP2 en estado OFF.	63
Figura 46. Parámetros S obtenidos del análisis electromagnético del DBP2 en estado ON.	63
Figura 47. Circuito equivalente de un interruptor MEMS de contacto capacitivo para ambos estados OFF y ON.	64
Figura 48. Comparación entre los parámetros S del circuito equivalente y los obtenidos del análisis electromagnético en estado OFF.	65
Figura 49. Comparación entre los parámetros S obtenidos del análisis electromagnético y los obtenidos del circuito equivalente en estado ON.	66
Figura 50. Comparación entre los parámetros S del interruptor DBP2 adaptado (rojo) y desadaptado (azul) en el estado OFF.	67
Figura 51. Comparación entre los parámetros S del interruptor DBP2 adaptado (rojo) y desadaptado (azul) en el estado ON.	68
Figura 52. Diagrama esquemático del capacitor MEMS de RF variable a analizar.	69
Figura 53. Capacitor MEMS de RF implementado en el <i>layout</i> de Momentum.	70
Figura 54. Resultados obtenidos del análisis electromagnético del capacitor MEMS de RF para una separación de 0.1 μm	71
Figura 55. Circuito equivalente de un capacitor MEMS de RF de placas paralelas.	72
Figura 56. Comparación entre los parámetros S del circuito equivalente con los obtenidos del análisis electromagnético del capacitor MEMS de RF.	72
Figura 57. Análisis modal del interruptor DBP1 sin tensión mecánica.	74
Figura 58. Análisis modal del interruptor DBP1 considerando la tensión mecánica residual.	75
Figura 59. Análisis del pull-in del interruptor DBP1.	76
Figura 60. Análisis modal del capacitor MEMS de RF.	77

Lista de figuras (continuación)

Figura 61. Análisis modal del capacitor MEMS de RF considerando la tensión mecánica.....	78
Figura 62. Análisis de pull-in del capacitor MEMS de RF.....	79
Figura 63. Proceso de fotolitografía (Jaeger, 2012).	84
Figura 64. Proceso de fabricación de micromecanizado de sustrato (De Los Santos et al., 2004).	86
Figura 65. Ataque químico isotrópico (modificado de Jaeger, 2002, pág. 271).....	87
Figura 66. Descripción de los planos cristalográficos utilizando los índices de Miller (De Los Santos, 2005, pág. 19).	87
Figura 67. Ataque químico anisotrópico en el cual el plano <111> tiene una baja tasa de eliminación (modificado de Jaeger, 2002, pág. 272).	88
Figura 68. Proceso de fabricación FBK (modificado de Giacomozzi et al., 2011).	92
Figura 69. Interruptor MEMS de contacto óhmico fabricado con el proceso FBK (Pradell, 2012).....	93
Figura 70. Prueba de dispositivos MEMS en el laboratorio.	93
Figura 71. Capas utilizadas en el proceso SUMMiT V.	94
Figura 72. Resonador MEMS de RF fabricado mediante el proceso SUMMiT V.	95
Figura 73. Proceso de fabricación Fraunhofer (modificado de Bolaños et al., 2012).	96
Figura 74. Proceso de fabricación PolyMUMPs (modificado de Carter et al., 2005).	99
Figura 75. Fotografía de un capacitor variable fabricado utilizando el proceso PolyMUMPs (Dec and Suyama, 1998).	102
Figura 76. Proceso de fabricación MetalMUMPs (modificado de Cowen et al., 2002).	103
Figura 77. Fotografía SEM de un capacitor variable fabricado con este proceso (Mansour et al., 2004).	105
Figura 78. Proceso de fabricación del interruptor desarrollado (modificado de Goldsmith et al., 1999).	107
Figura 79. Proceso de fabricación utilizado para el interruptor lateral (modificado de He et al., 2011).	109
Figura 80. Deformación en una viga debido a la tensión mecánica (De Los Santos, 2004, pág. 11).	114
Figura 81. a) <i>Compressive</i> , b) <i>Tensile</i>	114
Figura 82. Capacitor diseñado por (Elshurafa and Salama, 2013).	116
Figura 83. Vista desde arriba del capacitor (Rebeiz and Niu, 2012).	117
Figura 84. Capacitor MEMS DE RF diseñado por (Rebeiz et. al., 2009) el cual es tolerante a la tensión mecánica residual.	117
Figura 85. Fenómeno de stiction.	120
Figura 86. Proceso de fabricación utilizado por (Davis et al., 2004).	122
Figura 87. Montaje utilizado para la caracterización de los parámetros S de los interruptores MEMS de RF.	123
Figura 88. Parámetros S obtenidos de la caracterización, comparados con los del circuito equivalente para el estado OFF.	124
Figura 89. Parámetros S obtenidos de la caracterización comparados con los del circuito equivalente para el estado ON.	125

Lista de figuras (continuación)

Figura 90. Parámetros S obtenidos de la caracterización, comparados con los del circuito equivalente para el estado OFF.....	127
Figura 91. Parámetros S obtenidos de la caracterización, comparados con los del circuito equivalente para el estado ON.....	128
Figura 92. Montaje utilizado para la caracterización del ciclo de histéresis de los interruptores MEMS DE RF.....	129
Figura 93. Tensión de polarización aplicada para la medición de ciclado (tipo 1).....	130
Figura 94. Medición del ciclo de histéresis del DBP1 con 5000 conmutaciones entre cada medición.	130
Figura 95. Evolución del voltaje de actuación con respecto del número de ciclos (cada unidad equivale a 5000 ciclos).	131
Figura 96. Evolución del parámetro S_{21} con respecto al número de conmutaciones para un interruptor MEMS de RF de contacto óhmico.	132
Figura 97. Montaje experimental para la medición de ciclado rápido.....	133
Figura 98. Curvas de histéresis del parámetro S_{21} v.s. Voltaje de un interruptor MEMS de RF de contacto óhmico.	133
Figura 99. Curvas de histéresis Capacitancia-Voltaje para 0 horas y 12 horas.	134
Figura 100. Evolución de la medición del cambio de voltaje	135
Figura 101. Curva originada con la ley de potencia (azul).	136
Figura 102. Extrapolación de la curva generada por la ley de potencia.	137
Figura 103. Resultados de la confiabilidad con la ecuación que es una variante de la ley de potencia (azul).	137
Figura 104. Extrapolación de la curva generada por la variante de la ley de potencia.	138

Lista de tablas

Tabla 1. Comparación entre las estructuras de los interruptores MEMS de RF.....	22
Tabla 2. Comparación entre las estructuras de los capacitores variables MEMS de RF.	31
Tabla 3. Constantes k para cada una de las estructuras mostradas en la Figura 27.	40
Tabla 4. Características de los interruptores DBP1 y DBP2	49
Tabla 5. Propiedades de los materiales de las capas del proceso FBK.....	50
Tabla 6. Elementos del circuito equivalente del DBP1 en el estado OFF.	53
Tabla 7. Elementos del circuito equivalente del DBP1 en el estado ON.	55
Tabla 8. Elementos del circuito equivalente del DBP1 en modo par en el estado OFF.	60
Tabla 9. Elementos del circuito equivalente del DBP1 en modo par en el estado ON.	62
Tabla 10. Elementos del circuito equivalente del DBP2 para el estado OFF.	65
Tabla 11. Elementos del circuito equivalente del DBP2 en estado ON.	67
Tabla 12. Características y dimensiones del capacitor MEMS de RF variable.	69
Tabla 13. Propiedades de las capas de la estructura del capacitor MEMS de RF.....	70
Tabla 14. Resistencia, inductancia y capacitancia obtenidas para el capacitor MEMS de RF variable.....	73
Tabla 15. Datos obtenidos del análisis del DBP1 sin tensión mecánica en ANSYS®.	75
Tabla 16. Datos obtenidos del análisis del DBP1 con tensión mecánica en ANSYS®.	76
Tabla 17. Resultados obtenidos del análisis mecánico de los interruptores DBP1 y DBP2.....	77
Tabla 18. Datos obtenidos mediante el análisis sin tensión mecánica del capacitor MEMS de RF variable.	78
Tabla 19. Datos obtenidos del análisis sin tensión mecánica del capacitor MEMS de RF variable.....	79
Tabla 20. Capa sacrificial y atacante utilizado para diferentes membranas (Liu et. Al., 2010).....	82
Tabla 21. Espesores de las capas del proceso SUMMIT V (Sandia National Laboratories, 2014).	95
Tabla 22. Comparación de los procesos de fabricación comerciales.....	106
Tabla 23. Comparación entre distintos procesos de fabricación.	110
Tabla 25. Elementos del circuito equivalente del DBP1 en estado ON obtenidos de las mediciones.	126
Tabla 25. Elementos del circuito equivalente del DBP2 en estado OFF obtenidos de las mediciones.	127
Tabla 26. Elementos del circuito equivalente del DBP2 en estado ON obtenidos de las mediciones.	128

Capítulo 1. Introducción

La aplicación de la tecnología de MEMS ha tenido en los últimos años un gran impacto en las comunicaciones inalámbricas. El hecho de que los MEMS de RF hagan posible la realización de dispositivos pasivos superiores, tales como interruptores, capacitores conmutables (de dos estados), capacitores continuamente variables, inductores, líneas de transmisión, cambiadores de fase y resonadores entre otros, hace de esta tecnología un candidato primordial para la realización de un sin número de equipos y dispositivos inalámbricos operantes en las esferas del hogar / terrestre, móvil, y del espacio, tales como micro-teléfonos, estaciones base, y sistemas de satélites. Las propiedades esenciales con las que estos sistemas son dotados son las de bajo consumo de potencia, reconfigurabilidad y miniaturización. Es por estas razones que se cree que la tecnología MEMS de RF será la clave para realizar la conectividad inalámbrica universal (De Los Santos Héctor, 2004).

Mediante el desarrollo de la tecnología RF-MEMS, será factible realizar la integración de interruptores de microondas con muy bajo consumo de potencia, inductores de alta calidad, capacitores y varactores, osciladores de alta estabilidad (como el caso de los osciladores de cuarzo); y filtros de alto rendimiento que operan desde decenas de MHz hasta el orden de los GHz. La disponibilidad de estos y otros componentes de microondas adicionales, provee a los diseñadores de circuitos herramientas para desarrollar nuevos y simples (pero poderosos) sistemas reconfigurables y sintonizables de RF. En términos de rendimiento, los MEMS pueden proveer interruptores de microondas de bajas pérdidas y circuitos sintonizables con un amplio rango dinámico, bajo costo y con una mayor flexibilidad que la tecnología actual. (Chanemouga et al, 2013).

1.1 Antecedentes

Los sistemas micro-electro mecánicos han sido desarrollados desde la década de los 70's para su aplicación en diferentes tipos de sensores y acelerómetros. Para ser exactos, K.E. Petersen desarrolló en el año de 1979 el primer interruptor MEMS, utilizando una membrana de silicio y realizado con el proceso de micromecanizado de sustrato.

En la década de los 80s, las mejoras en la deposición de capas delgadas y el mejor entendimiento de las propiedades micro-mecánicas de dichas capas, permitieron el desarrollo de microestructuras utilizando la eliminación de capas de sacrificio. En la segunda mitad de la década de los 80s, diversos investigadores presentaron micro-mecanismos y micro-motores basándose en esta técnica de fabricación (Bustillo et al., 1998). En la década de los 90s, el gobierno de EE.UU. invirtió un gran capital en el desarrollo e investigación en este campo, pero no fue sino hasta la segunda mitad de la década de los 90s, cuando se dio la aplicación de los MEMS en el campo de las microondas, cuando Goldsmith de Texas Instruments y Yao de Rockwell Science Center reportaron de manera independiente dos estructuras de interruptores que funcionaban a altas frecuencias. Sin embargo, el término RF-MEMS apareció por primera vez en la literatura en el año de 1998 (Zewen et al., 2004). La primera estructura hecha con MEMS de RF fue un relevador para microondas, el cual fue producido comercialmente en 1991 (Schaffner , et al, 2001). A partir de esto, se hizo un gran avance en el progreso de la investigación bajo grandes financiamientos tanto de las industrias como el gobierno de Estados Unidos.

Además de la comercialización de algunos dispositivos MEMS integrados (micro-acelerómetros, elementos para aplicaciones en impresoras de inyección de tinta, etc.), los conceptos de factibilidad de dispositivos MEMS más complejos se han demostrado en aplicaciones en diversos campos como el aeroespacial, biomédico, de análisis químico, de las comunicaciones inalámbricas, óptica, etc.

1.2 Justificación

El uso de la tecnología MEMS para aplicaciones en circuitos de microondas promete resolver muchas limitaciones (Chanemouga et al, 2013). Los MEMS de RF pueden:

- Reducir los costos de manufactura.
- Reducir el tamaño y peso de los dispositivos.
- Mejorar el rendimiento y la vida de la batería de dispositivos móviles.

En el diseño de componentes de microondas y ondas milimétricas (amplificadores, mezcladores, osciladores, filtros, etc.) se emplean segmentos de líneas

de transmisión, capacitancias e inductancias para realizar las redes de acoplamiento de los circuitos antes mencionados. A frecuencias con longitudes de onda milimétricas, es muy difícil hacer circuitos reconfigurables y sintonizables. Una manera de resolver este problema es empleando la tecnología MEMS. Mediante la tecnología MEMS es posible realizar capacitores, inductores, líneas de retardo, cambiadores de fase, etc. que se pueden sintonizar e integrar en amplificadores, osciladores, filtros, antenas y otros componentes que operan a frecuencias de microondas y ondas milimétricas. Desde el 2003 el gobierno Mexicano a través de la Secretaría de Economía y el CONACYT ha dado un fuerte impulso al desarrollo de MEMS, apoyando a centros de investigación y universidades con software especializado para el diseño de MEMS y la creación de un centro nacional para la fabricación de MEMS.

1.3 Objetivos

Objetivo general. El objetivo principal de este trabajo de tesis es el de estudiar las metodologías de diseño y fabricación de componentes sintonizables empleando MEMS.

Objetivos particulares:

- Investigación del estado del arte de interruptores y capacitores MEMS de RF.
- Investigación de las metodologías de diseño de interruptores y capacitores MEMS de RF.
- Diseño de interruptores y capacitores MEMS de RF.
- Investigación de las técnicas de fabricación de interruptores y capacitores MEMS de RF.

1.4 Estructura de la tesis

Este trabajo de tesis está organizado de la siguiente forma: en el Capítulo 2 se describen los fundamentos de interruptores y capacitores de RF, así como los fundamentos de interruptores y capacitores MEMS de RF variables. También se realiza

un análisis de las diferentes estructuras de interruptores y capacitores MEMS de RF encontradas en la literatura.

En el Capítulo 3 se describen los conceptos necesarios y las metodologías para poder realizar el diseño de un interruptor o capacitor MEMS de RF. Se presenta la actuación electrostática (la cual es la actuación empleada en los dispositivos desarrollados), en donde se incluyen las ecuaciones mecánicas y eléctricas que la describen. También se presentan las ecuaciones de las capacitancias generadas por los interruptores y capacitores MEMS de RF, las cuales son necesarias para el diseño, así como la descripción de la inductancia. También se presenta el análisis electromagnético de dos interruptores MEMS de RF: uno de contacto óhmico y otro de contacto capacitivo; y de un capacitor MEMS de RF. Se presenta por último en este capítulo, el análisis mecánico tanto de los interruptores como del capacitor variable diseñados.

En el Capítulo 4, se presentan las dos técnicas de fabricación de MEMS más utilizadas, así como el análisis y comparación de algunos de los procesos disponibles comercialmente (incluyendo el proceso en el cual se ha basado el análisis electromagnético y mecánico de los dispositivos MEMS de este trabajo). Se incluye el análisis y un resumen de algunos de los métodos más relevantes encontrados en la literatura y que fueron implementados por los autores en sus propios laboratorios.

En el Capítulo 5, se presenta la caracterización experimental de los parámetros S de los interruptores y se hace una comparación con los obtenidos mediante el análisis electromagnético. Además se presentan resultados de la caracterización del ciclo de histéresis y la confiabilidad de los dos fabricados.

Finalmente en el Capítulo 6 se proporcionan las conclusiones de este trabajo resaltando sus principales aportaciones. También se incluyen algunas recomendaciones para trabajos futuros en esta línea de investigación.

Capítulo 2. Fundamentos de MEMS de RF

En este capítulo se describen los fundamentos de los MEMS de RF, enfocándose en los interruptores y capacitores. En primer lugar se describen los conceptos básicos de los interruptores, así como los tipos más utilizados actualmente: los mecánicos, de diodos PIN, FETs de RF y los interruptores MEMS de RF. Para terminar este capítulo se describen los conceptos básicos de los capacitores y los más utilizados actualmente: capacitores interdigitados y los MIM (*Metal Insulator Metal*). Finalmente se describen los capacitores realizados con tecnología MEMS de RF.

2.1 Interruptores de RF

Los interruptores de RF son elementos utilizados para controlar y dirigir el flujo de la señal de una parte de un circuito a otra, aplicando una señal de control (Golio, 2001). Los interruptores de RF pueden ser de los tipos: absorbivos o reflectivos. Los interruptores absorbivos incorporan una terminal de $50\ \Omega$ en cada puerto de salida con el fin de presentar un bajo VSWR en su posición OFF (no polarizado), así como en la posición ON (polarizado). Los interruptores reflectivos conducen la señal de RF cuando el diodo está polarizado en inversa y refleja la señal de RF cuando se polariza en directa (Medina, 2013).

Los interruptores de microondas más comúnmente utilizados son los mecánicos (de cable coaxial y guía de onda) e interruptores de semiconductores (de diodos PIN y FETs). Los interruptores mecánicos coaxiales y de guía de onda tienen bajas pérdidas por inserción, buen aislamiento en el estado OFF, alto manejo de potencia, y son altamente lineales, sin embargo, son voluminosos, pesados y lentos. Por otro lado, los interruptores de semiconductores, tales como los diodos PIN y transistores tipo FET, proporcionan un tiempo de conmutación mucho más rápido, son más pequeños, menos pesados, pero presentan mayores pérdidas por inserción, consumen mayor potencia, tienen menor aislamiento, manejan menor potencia que los mecánicos (Grand P. D., 2004), son de banda angosta y presentan productos de intermodulación mayores que los mecánicos debido a las no linealidades de los dispositivos (Mollah and Karmakar,

2001).

Las pérdidas por inserción de los interruptores de estado solido son cercanas a 1 dB en el estado ON, y su aislamiento es típicamente -30 dB en estado OFF (Yao and Chang, 1995).

Los interruptores de microondas desarrollados con tecnología MEMS combinan las ventajas de los interruptores mecánicos y de semiconductor. Estos interruptores funcionan para frecuencias elevadas, tienen un bajo consumo de potencia, son pequeños y de muy bajo peso, a diferencia de los interruptores mecánicos. Además, los interruptores MEMS tienen menor costo de fabricación que los interruptores hechos a base de semiconductores (Grand P. D., 2004). También cuentan con gran ancho de banda de operación, la red para polarizarlos es simple y no presentan productos de intermodulación como en los de semiconductor (Mollah y Karmakar, 2001).

2.1.1 Interruptores electrostáticos

Los interruptores electromecánicos han sido utilizados ampliamente en aplicaciones de alta potencia como TV, AM, FM, HF y otros sistemas de transmisión. Debido a la alta potencia, estos dispositivos están hechos con conectores de guía de onda y coaxiales. Debido a que estos interruptores deben de manejar alta potencia, se debe asegurar que tenga una buena relación de onda de voltaje estacionaria (VSWR) y bajas pérdidas por inserción. La conmutación mecánica hace que una línea de transmisión o una trayectoria eléctrica conduzca o interrumpa el paso de la señal de RF, activada mediante una señal de control. Un típico interruptor electromecánico utiliza para su activación un brazo móvil, y un resorte para regresar a su posición original. El interruptor está siempre en la posición inicial hasta que se aplica una corriente a la bobina y regresa a la posición inicial hasta que la corriente es removida de ésta.

Cuando el interruptor se encuentra en el estado OFF, para prevenir que la potencia se refleje a la fuente, se utilizan circuladores y dispositivos de acoplamiento en el diseño para redirigir la señal a una carga. Se añaden también terminaciones internas con cargas generalmente de 50 Ω , para que la señal de RF sea absorbida mientras el interruptor se encuentra en el estado OFF (interruptor absorbivo).

A pesar de que los interruptores electromecánicos tienen excelentes características de RF, como bajas pérdidas por inserción y alto aislamiento, típicamente a cientos de megahertz, éstos tienen una muy baja velocidad de conmutación. Estos interruptores operan a velocidades de 2 a 50 ms y en cuanto a la confiabilidad, pueden soportar varios millones de conmutaciones, esto debido a que el bloqueo y apertura de la línea de transmisión en el interruptor se realiza con partes móviles. La frecuencia de resonancia mecánica de estas partes móviles determinan la máxima frecuencia de operación de este dispositivo (Varadan et al., 2003).

2.1.2 Interruptores de diodos PIN

Los interruptores electromecánicos tienen un rendimiento bajo cuando se trata de velocidad de conmutación. Para aplicaciones donde la velocidad de operación es más importante que el manejo de alta potencia, son utilizados los interruptores de dispositivos de estado sólido. Estos interruptores electrónicos tienen velocidades de varios ordenes de magnitud mayores que los interruptores mecánicos. Además, pueden ser colocados en empaquetados mucho más pequeños y operando a la misma frecuencia. El interruptor de estado sólido más utilizado es el diodo PIN. Debido a que el diodo se encuentra en la línea de la señal de RF, los diseños en serie tienen bajas pérdidas por inserción sobre un amplio intervalo de frecuencias, mientras que el diseño en paralelo tienen un buen aislamiento. . Cuando se requiere de un compromiso entre buen aislamiento y bajas pérdidas por inserción sobre un amplio intervalo de frecuencias se realiza una configuración serie-paralelo (Varadan et al., 2003).

Los dispositivos semiconductores como los diodos PIN tienen una unión de semiconductor que actúa como elemento de control electrónico. Esta unión puede ser conmutada a ON o OFF controlando el voltaje de polarización. La impedancia en serie del diodo PIN cambia de una baja resistencia, bajo polarización directa, a un capacitor de bajas pérdidas bajo polarización inversa.

El nombre del diodo PIN viene de su dopado único, el cual consiste de una región intrínseca altamente dopada intercalada entre una región dopada “p” y otra “n”. Cuando el diodo se polariza directamente, los pares electrón-hueco son inyectados en la región intrínseca. Estos pares de portadores de carga no se recombinan

inmediatamente causando que se almacene una carga y por lo tanto que se reduzca la resistividad (Varadan et al., 2003).

El diodo PIN es similar a los diodos p-n pero con una capacitancia de unión muy pequeña debido a su ancha zona de depleción. La presencia de la región intrínseca ofrece características de operación muy deseables para aplicaciones de interruptores. Esto es, bajo polarización inversa la región intrínseca produce valores de voltaje de ruptura y resistencia muy altos, aproximándose a un interruptor abierto. Cuando el interruptor está en estado OFF, la capacitancia es muy alta (Golio, 2001).

Bajo condiciones de polarización inversa, el circuito equivalente se reduce al mostrado en la Figura 1 (el estado OFF), y bajo condiciones de polarización directa se reduce a la resistencia R_{on} . La resistencia de polarización inversa R_s puede ser expresada como:

$$R_s = R_c + R_i + R_m \quad (1)$$

donde R_c es la resistencia de contacto de la interfaz metal-semiconductor, R_i es la resistencia del canal de la región intrínseca, y R_m es la resistencia de los contactos metálicos. La mínima frecuencia de operación depende de los portadores minoritarios τ :

$$f_c = \frac{1}{2\pi\tau} \quad (2)$$

Los diodo PIN tienen una velocidad de transición de 5 ns, y los retardos en los conductores son de típicamente 30 ns (Varadan et al., 2003).

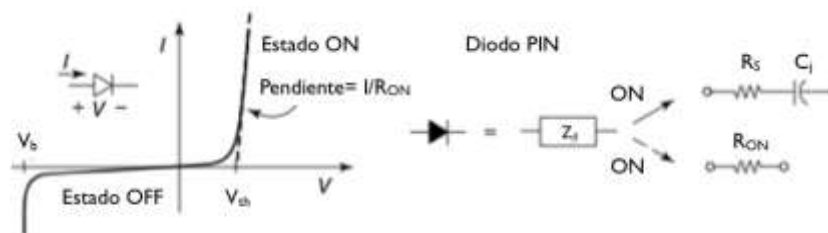


Figura 1. Curva característica de voltaje-corriente y circuitos equivalentes del interruptor diodo PIN (modificada de Varadan et al., 2003, pág. 120).

Las configuraciones en serie y paralelo se muestran en la Figura 2.

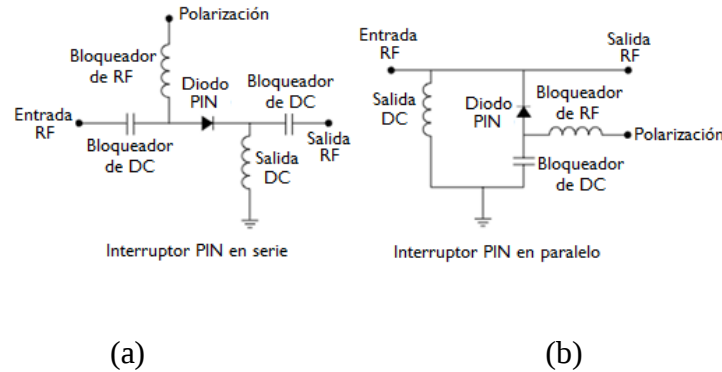


Figura 2. Configuración en serie y paralelo del interruptores de diodo PIN (modificada de Varadan et al., 2003, pág. 121).

En el caso de la configuración en serie mostrada en la figura 2 a), el polarizar el diodo en directa (ON) genera una baja impedancia y la señal fluye de la entrada a la salida. Cuando el diodo está polarizado en inversa (OFF), éste se encuentra en un estado de alta impedancia, causando que la señal de entrada se refleje. En el caso de la configuración en paralelo dado en la figura 2b), cuando el diodo se polariza en directa (ON), el diodo genera una baja impedancia y tiende a ser un corto circuito para la señal que viaja por la línea. Cuando el diodo se polariza en inversa (OFF), la alta impedancia en paralelo cargada en la línea de la señal, hace que ésta sea despreciable y la señal pasa de la entrada a la salida (Varadan et al., 2003).

2.1.3 Interruptores MESFETs de RF

En general, un transistor MESFET puede ser utilizado en dos modos diferentes: como elemento pasivo o activo. En el modo activo, el transistor se utiliza como interruptor de tres terminales donde el transistor se configura de forma similar a un circuito amplificador. Se pueden utilizar transistores FET de una o dos compuertas. El transistor se polariza con un voltaje de drenador positivo y la compuerta con un voltaje negativo, los cuales se establecen de modo que el transistor esté en estado activo

La conmutación del interruptor se logra controlando la ganancia del transistor, la cual puede ser variada varios ordenes de magnitud. Los dispositivos de dos compuertas son particularmente atractivos para esta aplicación debido a que la segunda compuerta puede ser utilizada como puerto de control para un manejo más

eficiente de la ganancia (Golio et al., 2001).

En el modo de operación pasivo, el MESFET se utiliza como un dispositivo pasivo de dos terminales, con la compuerta actuando como puerto de control. Las conexiones de RF son las terminales de drenador y la fuente, y la compuerta tiene una alta impedancia actuando como un circuito abierto para la señal de RF. La impedancia de RF entre el drenador y la fuente depende del voltaje de control de DC en la compuerta. Para aplicaciones de interruptores, los estados de baja y alta impedancia se obtienen haciendo el voltaje en la compuerta igual a cero y empleando un voltaje mayor (numéricamente) que el voltaje de “pinchoff”, respectivamente (Bahl & Bhartia, 2003).

En el modo pasivo, el estado de baja impedancia del interruptor MESFET está dominado por el canal de conducción totalmente abierto, y la resistencia de canal abierto para el dispositivo es muy baja. El MESFET trabajando en modo pasivo se muestra en la Figura 3 (a) (Golio, 2001).

Para el estado de alta impedancia del MESFET, el circuito equivalente es el mostrado en la Figura 3 (b). Debido a que ahora el canal está cerrado, la capacitancia de la zona de depleción (representada como C_d) aparece en serie entre las terminales de fuente y drenador. En este caso la capacitancia C_{sd} (y la resistencia r_d) entre las terminales de fuente y drenador deben incorporarse en el circuito equivalente. Estos componentes también aparecen en el estado de baja impedancia, pero no se incluyen en el circuito equivalente, debido a que la resistencia en paralelo R_{on} es muy pequeña (Bahl and Bhartia, 2003).

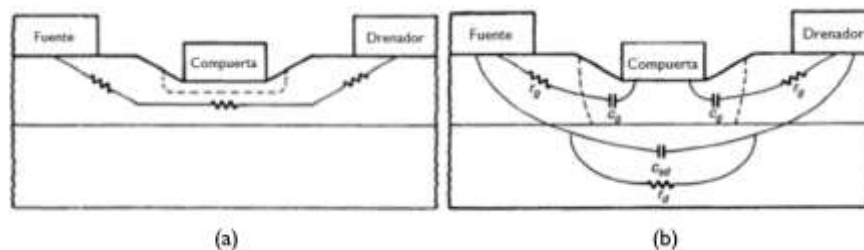


Figura 3. a) MESFET en modo de baja impedancia y b) alta impedancia.

Las configuración en serie se muestra en la Figura 4 (a) y (b); y en paralelo en la Figura 4 (c) y (d) interruptores MESFET .

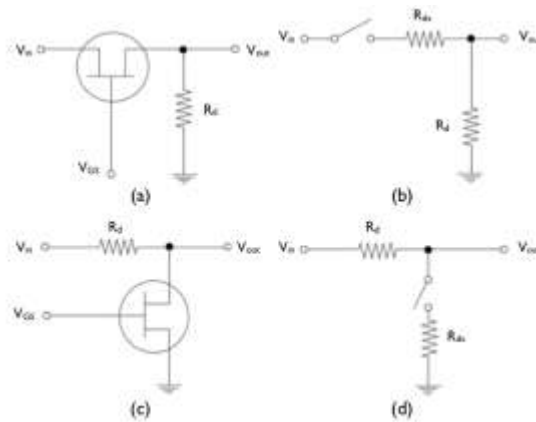


Figura 4. Configuración típica del interruptore MESFET (modificada de Varadan et al., 2003, pág. 116).

2.2 Interruptores MEMS de RF

Los interruptores MEMS de RF son dispositivos electromecánicos que contienen partes móviles (una membrana o tira de metal suspendida sobre un electrodo), los cuales se ponen en movimiento a través de un actuador. Un dispositivo interruptor MEMS de RF, posee dos estados estables al igual que los interruptores basados en semiconductores.

La conmutación entre los dos estados se logra a través del desplazamiento mecánico de un miembro estructural capaz de moverse libremente, llamado armadura. El desplazamiento es provocado por un elemento llamado micro-actuador (De Los Santos, 2004).

Estos dispositivos pueden clasificarse según su método de actuación, por la estructura que se utiliza y por el material de contacto (Mollah y Karmakar, 2001).

2.2.1 Sistema de actuación de los interruptores MEMS de RF

La actuación de un interruptor de MEMS de RF puede ser conceptualizado con un modelo electromecánico de dos placas paralelas con masa igual a cero (como se muestra en la Figura 5); una sobre la otra y separadas por un espacio entre ellas. La

placa superior generalmente se encuentra sostenida por alguna fuerza, como la de un resorte ideal. En esta posición se puede decir que el interruptor está en el estado de “apagado” (OFF). Cuando se aplica una fuerza electrostática entre las placas, el espacio entre ellas se reduce. Este movimiento continúa hasta que la fuerza aplicada sobrepasa la fuerza del resorte, haciendo que las placas paralelas queden unidas. Cuando las placas están unidas de esta forma, el interruptor se encuentra en estado de “encendido” (ON) (Golio, 2001).

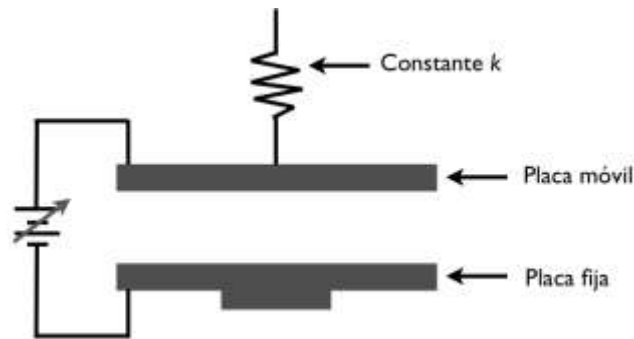


Figura 5. Modelo electro-mecánico de un interruptor MEMS de RF.

Los mecanismos de actuación pueden ser:

- **Electrostático:** Se añaden cargas positivas y/o negativas. Aplicando un voltaje entre ciertos elementos de la estructura del interruptor, producen una fuerza electrostática, la cual produce movimiento.
- **Piezoeléctrico:** Se aplican voltajes en la estructura, los cuales inducen campos eléctricos que provocan movimiento en ciertos materiales denominados materiales piezoeléctricos. El movimiento de estos materiales se aprovecha para la actuación de los interruptores de MEMS de RF.
- **Térmico:** Una corriente que se hace pasar a través de un elemento, causa que éste se caliente y expanda, y el cambio de dimensiones del elemento se aprovecha como mecanismo de actuación.
- **Magnético:** Se producen fuerzas magnéticas para producir el movimiento del interruptor. Las fuerzas magnéticas inducidas pueden ser producidas por un flujo de corriente.

- **Bimetálico:** Se utilizan materiales que tienen deformaciones causadas por bajas temperaturas, y que pueden regresar a su forma original cuando se calientan. El movimiento que se produce por el cambio de las dimensiones de estos materiales al pasar de su estado deformado a su forma original, es aprovechado como mecanismo de actuación.

El mecanismo de actuación más utilizado es el electrostático, debido al hecho de que en el micromecanizado de superficie, la tecnología más comúnmente utilizada para producir actuadores electrostáticos, es compatible con el proceso de fabricación de circuitos integrados (De Los Santos, 2004).

2.2.2 Estructuras mecánicas de los interruptores MEMS de RF

Dentro de la literatura, existen tres diferentes tipos de estructuras para construir un interruptor MEMS de RF. A estas estructuras se les conoce como: interruptor de viga voladiza, de membrana y lateral, los cuales se describen a continuación.

2.2.2.1 Interruptor de viga voladiza

La estructura de tipo viga voladiza consiste de una tira delgada de metal que se encuentra fija en uno de sus extremos y que está suspendida sobre el espacio libre en lo que resta de la estructura (Brown, 1998). Cuando no se está aplicando ningún campo electrostático, la viga o tira está levantada. La viga se mueve hacia abajo cuando se aplica un campo electrostático al contacto de control (electrodo de polarización). Aplicando un campo electrostático la viga se mueve hacia la región de contacto (por donde pasa la señal de RF) (Golio, 2001). Cuando el voltaje de polarización se remueve, el interruptor MEMS regresa a su posición original debido a las fuerzas internas de restauración de la estructura (Rebeiz, 2003).

El comportamiento de la viga de este interruptor, puede dividirse en tres regiones como se muestra en la Figura 6: la región de conexión, la región de actuación y la región de transmisión (Yeong y Ching, 2003) .

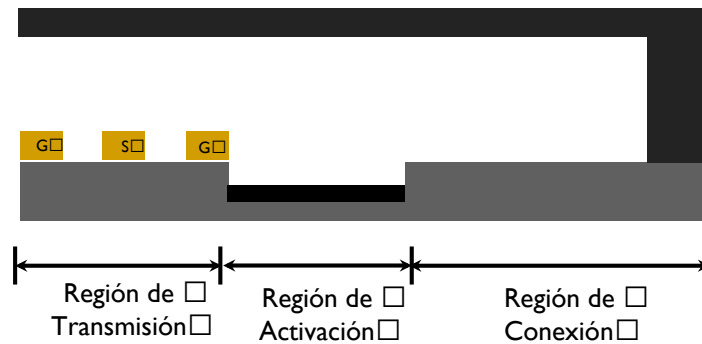


Figura 6. Esquema de la estructura del interruptor de viga voladiza.

Existen dos enfoques para los interruptores de viga voladiza. El primero de ellos se trata de un interruptor en serie. La viga voladiza se fabrica sobre una línea como se muestra en la Figura 7, la cual se encuentra sujeta a la misma línea por donde fluye la señal de RF. Al aplicar cierto voltaje de actuación a la viga, el extremo que no está sujeto hace contacto con la línea. Cuando la viga voladiza hace contacto con la línea la señal de RF fluye de un extremo a otro (modo ON). Cuando el voltaje de actuación deja de ser aplicado, la fuerza de tensión de la viga voladiza hace que ésta regrese a su estado original (Goldsmith et al., 1995).

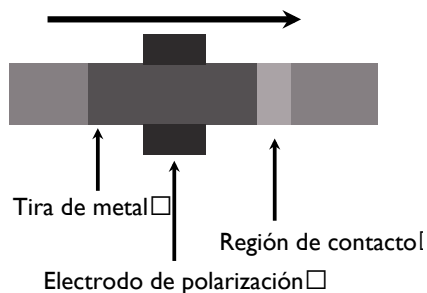


Figura 7. Estructura del interruptor de viga voladiza en serie.

En el segundo enfoque, la viga voladiza no está anclada a la línea por donde fluye la señal, como se puede observar en la Figura 8. La línea de la señal de RF está interrumpida, impidiendo el flujo de energía, y la viga voladiza se encuentra sobre esta abertura. En el estado OFF la viga voladiza se encuentra sobre la interrupción de la línea pero sin hacer contacto sobre ella. Al aplicar un voltaje de actuación determinado,

la viga voladiza se dobla hacia abajo provocando dos regiones de contacto, y con esto, permitiendo el flujo de la señal de RF.

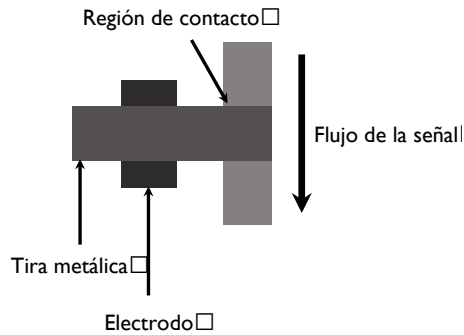


Figura 8. Esquema del interruptor de viga voladiza en paralelo.

2.2.2.2 Interruptor de membrana MEMS de RF

Este interruptor como su nombre lo indica, consiste en una membrana metálica delgada, la cual, a diferencia del interruptor de viga voladiza, se encuentra sujeta de los dos extremos como se muestra en la Figura 9. El electrodo que se utiliza para la actuación del interruptor se encuentra en la parte central de la membrana. La línea central de RF se utiliza como electrodo de actuación, y en otros casos el electrodo se coloca debajo de la línea de RF.

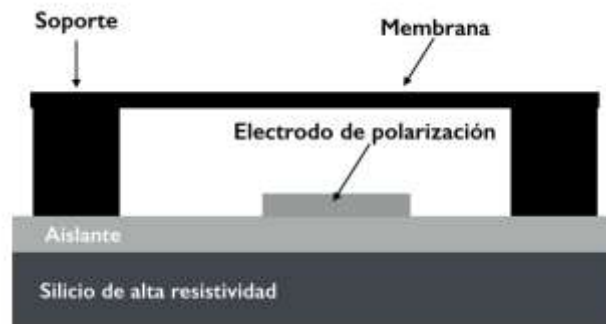


Figura 9. Esquema del interruptor de membrana.

Al igual que en el caso de los interruptores de viga voladiza, existen dos enfoques dentro de los interruptores de membrana: interruptor de membrana en serie y en paralelo.

El interruptor de membrana en paralelo mostrado en la Figura 9, se muestra con mayor detalle en la Figura 10, en donde se puede observar que la membrana metálica delgada se encuentra anclada a los planos de tierra de la línea o guía de onda coplanar (CPW) formando un puente sobre la línea central. En este caso el interruptor se encuentra en estado OFF y la señal de RF fluye normalmente. Al aplicar el voltaje de actuación al interruptor, la membrana que formaba el puente se dobla hasta entrar en contacto sobre la línea central haciendo que la señal de RF se transfiera directamente a los planos de tierra provocando un gran aislamiento entre la salida y la entrada del interruptor.

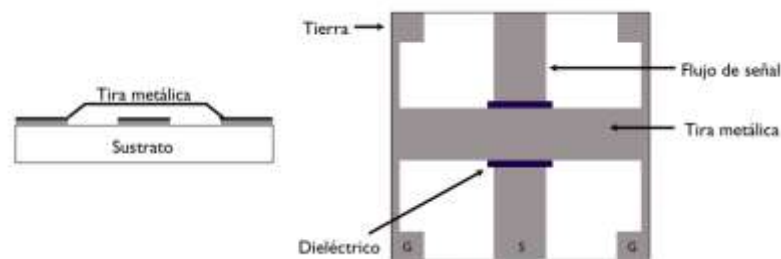


Figura 10. Esquema del interruptor de membrana paralelo.

En el interruptor de membrana en serie mostrado en la Figura 11, cuando la membrana se encuentra elevada, se genera un gran aislamiento entre la entrada y salida del interruptor, lo cual es lo contrario al caso del interruptor de membrana en paralelo.



Figura 11. Esquema del interruptor de membrana en serie.

Cuando se aplica el voltaje de actuación, la membrana se dobla y hace contacto con la línea de salida, lo que provoca el flujo de la señal de RF entre la entrada y la salida.

2.2.2.3 Interruptor lateral MEMS de RF

Este tipo de interruptores implementan una barra metálica, la cual crea un corto circuito entre dos puntos de una línea de transmisión cuando ésta es actuada. La diferencia con los interruptores convencionales, es que en los interruptores laterales el movimiento de la barra metálica es de forma lateral, es decir de forma horizontal.

Comparados con los interruptores de movimiento vertical (membrana y viga), los interruptores laterales tienen mérito de flexibilidad de diseño, proceso simple, alta estabilidad mecánica y confiabilidad (He et al., 2012).

En la Figura 12 se muestra el diagrama de un interruptor lateral. Al aplicar una diferencia de potencial en el actuador, éste genera un movimiento horizontal sobre el contacto, permitiendo que el contacto se mueva hasta entrar en contacto con las líneas de la señal, lo que permite el flujo de potencia a través de ellas.

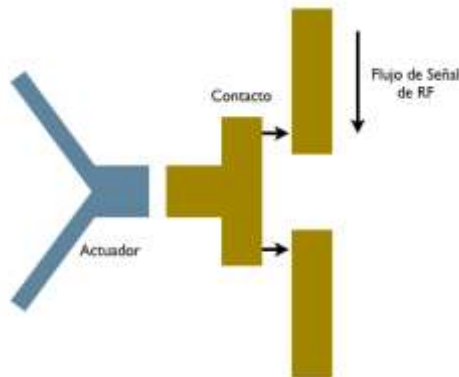


Figura 12. Esquema de un interruptor lateral MEMS de RF.

2.2.3 Contacto óhmico y capacitivo de los interruptores MEMS de RF

Se trata de un contacto óhmico cuando la membrana metálica hace contacto directo con la línea de RF al activarse, es decir, que existe un contacto metal a metal. En la Figura 13 se muestra el circuito equivalente del contacto óhmico de un interruptor para los estados OFF y ON.

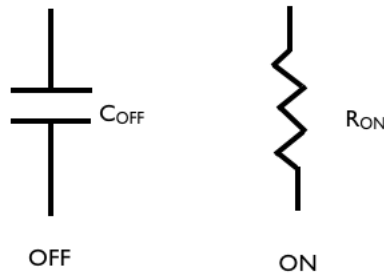


Figura 13. Circuitos equivalentes del contacto óhmico.

Se habla de un contacto capacitivo cuando se coloca un dieléctrico entre la membrana metálica y las líneas de RF. No puede existir un contacto de metal a metal, sino que se crea una capacitancia. El circuito equivalente del contacto capacitivo se muestra en la Figura 14. La resistencia en el caso del estado ON se debe a las líneas de RF (Golio, 2001).

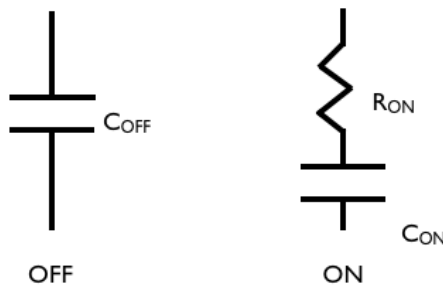


Figura 14. Circuitos equivalentes del contacto capacitivo.

2.2.4 Estructuras de interruptores MEMS de RF propuestas en la literatura

En la literatura se puede encontrar una gran variedad de estructuras utilizadas en el diseño de los interruptores MEMS de RF. En esta sección se han recopilado algunas

de ellas y se han analizado, mostrando sus principales características. Algunas de ellas son estructuras clásicas que se han utilizado durante mucho tiempo por su buen comportamiento mecánico y electromagnético.

El interruptor presentado por He et al. (2012) fue diseñado utilizando un actuador térmico y su principal característica es que utiliza Óxido de Hafnio (HfO_2) como aislante eléctrico. El HfO_2 cuenta con excelentes propiedades físicas, electrónicas y químicas, lo cual lo hace idóneo para su utilización en los interruptores de RF. El interruptor capacitivo propuesto se muestra en la Figura 15. El interruptor consiste de tres partes, incluyendo las líneas CPW, las placas de actuación y el actuador térmico, que están compuestos de silicio (Si) cristalino (*single crystalline silicon SCS*) depositado sobre el sustrato de vidrio. En estado OFF, el interruptor muestra pérdidas de 2.1 dB a 35 GHz y 2.8 dB a 40 GHz. En el estado ON, el aislamiento es de 37 dB a 35 GHz, mientras que su aislamiento máximo de 53 dB se encuentra en 36 GHz. Sin embargo, su aislamiento es superior a 25 dB desde 31 GHz a 40 GHz. Debido a la utilización del HfO_2 , este interruptor puede alcanzar buenas características en alta frecuencia a diferencia del interruptor lateral presentado por Chun et al. (2007)

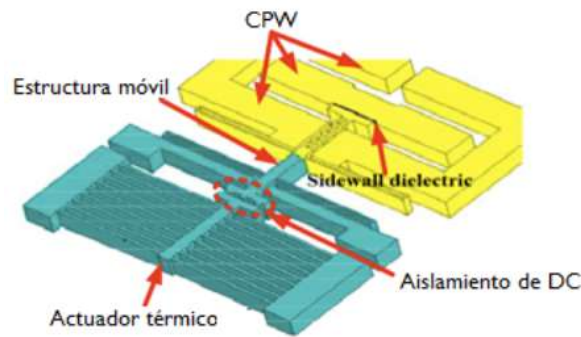


Figura 15. Esquema del interruptor lateral construido por He et al. (2010).

Por otra parte Hesketh et al. (2008) proponen un interruptor de tecnología MEMS de RF con una estructura de viga voladiza. Esta estructura, a diferencia de las presentadas por Yeong-Lin and Ching-Hisang (2003) y Yao and Chang (1995), utiliza un área de contacto mucho más pequeña que la viga, lo que hace que la presión se reduzca, provocando que la viga no quede unida a las líneas de RF, debido a las cargas electrostáticas, permitiendo mejorar el aislamiento del interruptor. Además, en el

área de contacto se incluye una muesca (*dimple*), que permiten reducir las variaciones debido a la tensión mecánica residual (explicada con más detalle en el Capítulo 4), y evitando el rizado indeseado. Este interruptor se muestra en la Figura 16.

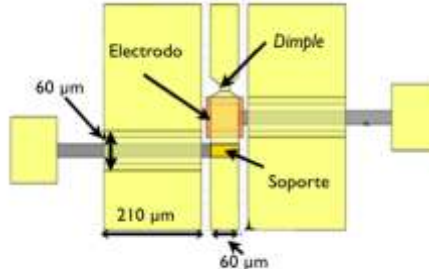


Figura 16. Esquema del interruptor diseñado por Hesketh et al. (2008).

El interruptor muestra 0.37 dB de pérdidas por inserción, 22 dB de pérdidas por retorno hasta 40 GHz y un aislamiento de 23.5 dB para todo el intervalo desde 0 hasta 40 GHz.

Park et al. (2000) presentan un interruptor de membrana, el cual a diferencia de otros interruptores de membrana como el presentado por Goldsmith et al. (1999), está sujeto con soportes tipo *meander*. Esto quiere decir que la forma de las suspensiones es la de una línea doblada, tal y como se muestra en la fotografía de la Figura 17. Debido a que la constante de rigidez (k) es más pequeña para los interruptores que utilizan esta clase de suspensiones, el voltaje de *pull-in* se reduce considerablemente. Este interruptor es activa con 8V y presenta pérdidas por inserción de 0.08dB a 10 GHz, y un aislamiento de 42 dB a 5GHz. En este trabajo de investigación se utiliza una galvanización con Oro (Au) y Cobre (Cu) en la placa móvil para disminuir las pérdidas por inserción y disminuir el voltaje de activación. Se utiliza Titanato de Estroncio (SrTiO_3) como dieléctrico entre la membrana y la línea, debido a su alta constante dieléctrica efectiva, lo que proporciona una capacitancia mayor en el estado ON.

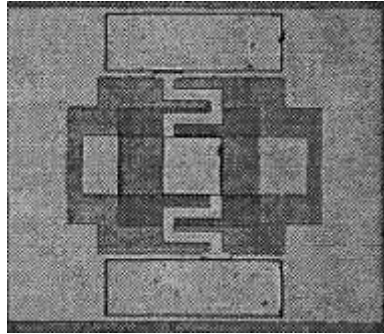


Figura 17. Fotografía del interruptor diseñado por Park et al. (2000).

2.2.5 Comparación entre las distintas estructuras de los interruptores MEMS de RF analizados

En la Tabla 1 se muestra una comparación entre las distintas estructuras de interruptores MEMS de RF analizadas. Se puede apreciar que la gran mayoría de ellos utilizan Au como la membrana de metal suspendido, debido a que este metal tiene muy buenas características mecánicas.

Además, el Au es menos afectado por la tensión mecánica residual, que es lo que provoca deformaciones indeseadas en los interruptores y capacitores después de que son construidos. Los interruptores de contacto óhmico que más destacan son el de Park et al. (2000), Segueni et al. (2007), Pradell et al. (2012) y sobre todo el de Hesketh et al. (2008), los cuales presentan buenas características en alta frecuencia con un voltaje de *pull-in* muy reducido.

Los interruptores capacitivos que utilizan Si_3N_4 , destacan debido a su alta constante dieléctrica, como el interruptor de Zheng et al. (2005) el cual cuenta también con buenas características de RF y un voltaje de *pull-in* no tan elevado.

Tabla 1. Comparación entre las estructuras de los interruptores MEMS de RF.

Características	Interruptores MEMS DE RF				
	(Yao and Chang, 1995)	(Goldsmith et al., 1999)	(Park et al., 2000)	(Rangra et al., 2004)	(Zheng et al., 2005)
Metal Suspendido	SiO ₂ , Al y Au	Al	Au, Cu y Ni	polisilicio Au	Ti/Au/Ti
Dieléctrico	-	Si ₃ N ₄	SrTiO	-	Si ₃ N ₄
Espacio entre la placa móvil y fija (µm)	3	No especifica	2.5	3	1.6
Pérdidas por inserción (dB)	0.1 @ 4 GHz	0. <0.5 @ 40 GHz	0.08 @ 10 GHz	0.24 @20 GHz	0.25 @ 25 GHz
Aislamiento	50 @ 4 GHz	40 @ 40 GHz	42 @ 5 GHz	21 @ 20 GHz	42 @ 25 GHz
Voltaje de actuación (V)	28	50	8	10.8	17
Software	No especifica	No especifica	ANSYS	ANSYS y Coventor	ANSYS y HFSS
Frecuencia (GHz)	de 0 a 4	de 2 a 40	de 2 a 19	de 18 a 30	de 20 a 30

Tabla 1. (continuación)

Características	Interruptores MEMS DE RF				
	Ziaei et al. 2005	Ebel et al. 2006	Segueni et al. 2007	Chun et al. 2007	Hesketh et al. 2008
Metal Suspendido	Au	Au	Au	Si y Au	Al
Dieléctrico	-	Nitruro de Silicio (Si ₃ N ₄)	-	-	-
Espacio entre la placa móvil y fija (µm)	2.5	3	3	1.5	2.5
Pérdidas por inserción (dB)	0.1 @ 10 GHz	0.2 @ GHz	0.32 @ GHz	0.44 @ 2 GHz	0.37 @ 40 GHz
Aislamiento	38 @ 10 GHz	20 @ GHz	30 @ GHz	60 @ 2 GHz	23.5 @ 40 GHz
Voltaje de actuación (V)	35	20	9.2	26	6.39
Software	No especifica	No especifica	ANSYS	ANSYS y HFSS	HFSS
Frecuencia (GHz)	hasta 10	de 8 a 12	de 0 a 20	hasta 10	de 0 a 40

Tabla 1 (Continuación)

Características	Interruptores MEMS DE RF				
	Jang et al. 2012	Pradell et al. 2012	He et al. 2012	Rebeiz and Niu 2012	Rebeiz et al. 2014
Metal Suspendido	Al	Au	Si monocristalino	Au	Au
Dieléctrico	-	-	HfO ₂	-	-
Espacio entre la placa móvil y fija (µm)	No especifica	1.6	No especifica	0.6	0.75
Pérdidas por inserción (dB)	2 @ 110 GHz	1.2 @ 10 GHz	0.7 @ 35 GHz	0.3 @ 20 GHz	2 @ 50 GHz
Aislamiento	20 @ 110 GHz	20 @ 10 GHz	54 @ 35 GHz	20 @ 20 GHz	32 @ 50 GHz
Voltaje de actuación (V)	60	12	No especifica	30	70
Software	HFSS	ANSYS y Momentum	CST	Sonnet	No especifica
Frecuencia (GHz)	de 0 a 40	de 8 a 12	hasta 40	hasta 20	hasta 50

2.3 Capacitores de RF

Existen muchas aplicaciones de banda ancha en donde se requieren de capacitores para controlar los parámetros críticos. Las aplicaciones de los capacitores típicas son: en amplificadores, generadores de frecuencias armónicas, controladores de frecuencias, osciladores y filtros sintonizables. Los sistemas de comunicaciones modernos tienen requerimientos rigurosos de alta calidad, estabilidad, bajo ruido de fase y alto intervalo de sintonización para el caso de los osciladores controlados por voltaje (VCOs). El intervalo de sintonización debe ser suficiente para cubrir toda la banda de frecuencia de interés. Los capacitores sintonizables electrónicamente son los elementos clave para tales VCOs (Varadan, 2003).

Los capacitores son empleados frecuentemente en bloqueadores de DC, circuitos resonantes y redes de acoplamiento. En microondas se utilizan normalmente dos tipos de capacitores: los capacitores interdigitados con valores del orden de 1pF y menores, y el capacitor Metal-Aislante-Metal (por sus siglas en inglés MIM) para valores mayores a 1pF (De Los Santos, 2002).

2.3.1 Capacitores interdigitados de RF

Los capacitores interdigitados pueden modelarse como se muestra en la Figura 18 donde la capacitancia efectiva forma un circuito RLC con la resistencia en serie y la inductancia de los “dedos” del capacitor. Además, la conductividad y la capacitancia a tierra provocada por el sustrato, contribuye a la disminución del factor de calidad Q y la frecuencia de auto-resonancia (Self Resonance Frequency srf). Debido a que el sustrato es el responsable de las parasitancias que deterioran el desempeño, es entendible tratar de eliminarlo utilizando el micromecanizado (De Los Santos, 2002).

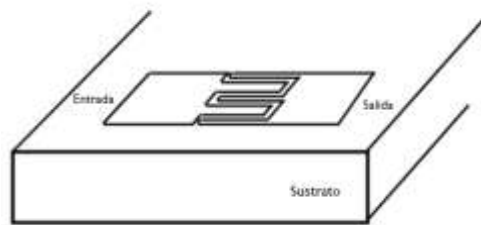


Figura 18. Esquema de un capacitor planar interdigitado RF (modificado de De Los Santos, 2002, pág. 56).

2.3.2 Capacitores MIM de RF

Los capacitores MIM pueden representarse y modelarse como se muestra en la Figura 19. Idealmente, la placas superior e inferior deben de estar aisladas del sustrato. Sin embargo, en el proceso convencional planar, el electrodo inferior se coloca sobre el sustrato, y como consecuencia se carga por la resistencia y capacitancia del mismo. Debido a las parasitancias del sustrato, el factor de calidad se reduce, al igual que su frecuencia de auto-resonancia.

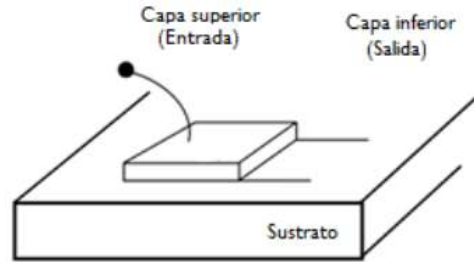


Figura 19. Esquema y circuito equivalente de un capacitor MIM de RF (modificado de De Los Santos, 2002, pág. 58).

A frecuencias de microondas, los efectos parásitos limitan el desempeño de los capacitores. Los dos efectos principales son: las pérdidas de la señal debido a las corrientes de fuga, las cuales afectan su factor de calidad Q , y la frecuencia de auto-resonancia, haciendo que después de esta frecuencia el componente deje de comportarse como capacitor. El espesor final del dispositivo tiene mucha influencia en estas parasitancias y en el desempeño del capacitor. Las parasitancias deben ser modeladas adecuadamente para poder diseñar MMICs (Golio, 2001). En la Figura 20 se muestran distintos capacitores en MMIC.



Figura 20. Esquemas de capacitores MMIC (modificada de Golio., 2001, pág. 794).

2.4 Capacitores MEMS de RF variables

La tendencia de los sistemas de comunicación actuales requieren cada vez mayor volumen de información transmitida en menor tiempo, haciendo necesarios osciladores controlados por voltaje VCOs con ruido de fase muy pequeño y filtros muy selectivos. En consecuencia, los capacitores variables que forman parte de estos circuitos requieren un factor de calidad (Q) elevado (Pradell, 2003).

Los diseños de los VCOs actuales en dispositivos de comunicaciones se fabrican mediante un circuito tanque LC con un factor de calidad Q de 10 o más, para alcanzar los requerimientos de bajo ruido de fase, y se fabrican fuera del circuito integrado. Los valores típicos de los capacitores para un VCO es de 2pF y para el inductor. La sintonización de la frecuencia se logra modulando el ancho de la zona de depleción de un diodo varactor. Desafortunadamente, esta solución es difícil de realizar en forma monolítica. A pesar del progreso sustancial realizado a los inductores en espiral en chip, los diodos varactores de alta calidad requieren de materiales especiales que no están disponibles en los procesos estándares de los circuitos integrados y por lo tanto no son adecuados para su integración monolítica. Los diodos de silicio experimentan pérdidas excesivas en serie, un factor de calidad bajo y un intervalo de sintonización limitado.

Comparados con los diodos varactores de estado sólido, los capacitores sintonizables desarrollados con tecnología MEMS tienen la ventaja de tener bajas pérdidas y tener un intervalo de sintonización mayor (Zou et al., 2000). El voltaje de sintonización puede elegirse al momento de fabricar el capacitor ajustando las dimensiones y suspensiones, representando una gran ventaja sobre los diodos varactores, los cuales tienen un intervalo de sintonización en función del voltaje de alimentación.

En la Figura 21 se muestra el esquema general utilizado para la construcción de capacitores variables de MEMS de RF.

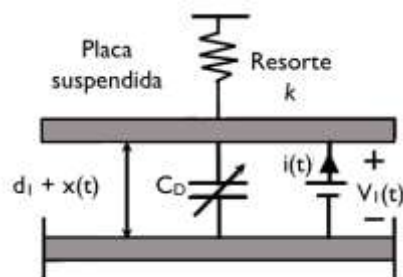


Figura 21. Esquema de un capacitor variable MEMS de placas paralelas.

La placa inferior se encuentra sujeta al sustrato u otras capas del dispositivo y la capa superior se mueve libremente de arriba hacia abajo. El voltaje de actuación se aplica entre éstas dos placas para variar la capacitancia entre ellas, debido a que la placa superior se mueve hacia la placa inferior debido a la fuerza electrostática resultante. El principio de operación de los capacitores MEMS de RF es muy similar al de los interruptores, ya que ambos tienen una membrana o viga que se mueve o dobla al aplicar un voltaje de actuación.

2.4.1 Intervalo de sintonización

El intervalo de sintonización es la medida de que tanto puede cambiar la capacitancia y se da por la relación entre la la capacitancia máxima C_{max} y la capacitancia mínima C_{min} (Kjelgård, 2009):

$$\text{Intervalo de sintonización} = 100 * \left(\frac{C_{max}}{C_{min}} - 1 \right). \quad (3)$$

Las distintas capacitancias parásitas existentes de cada capacitor, causan un decaimiento y variación de las mediciones en el intervalo de sintonización realizable (Zou, 2001).

2.4.2 Capacitancia nominal sin polarización

Es el valor de capacitancia obtenida sin aplicar ningún voltaje de actuación al capacitor. El valor depende de las especificaciones de interés y la frecuencia de operación (Haluzan, 2004).

2.4.3 Voltaje de sintonización

Es el voltaje utilizado para sintonizar el capacitor a un determinado valor de capacitancia. Se requiere que el intervalo de voltajes para sintonizar el capacitor sea pequeño con el fin de que sea compatible con los voltajes de control del sistema en donde será utilizado (Haluzan, 2004).

2.4.4 Inductancia parásita

La capacitancia parásita del capacitor es también un parámetro importante a considerar, debido a que la inductancia parásita junto con la capacitancia generan una frecuencia de auto-resonancia. A frecuencias mayores a la frecuencia de auto-resonancia, el dispositivo empieza a comportarse como inductor, de tal manera que al diseñar un capacitor, debe de considerarse que la frecuencia de auto-resonancia sea mayor a la frecuencia de operación deseada (Haluzan, 2004).

2.2.5 Estructuras de capacitores MEMS de RF propuestas en la literatura

En la literatura se pueden encontrar varias estructuras de capacitores variables utilizando MEMS. El principal objetivo que presentan los autores con sus estructuras es el de incrementar el intervalo de sintonización de la capacitancia. A continuación se muestra un análisis de cada diseño y se destacan sus principales características.

Zou et al. (2000) proponen una estructura para incrementar el intervalo de sintonización utilizando una estructura de dos placas paralelas. Se logró un rango de sintonización máximo del 69.8%, excediendo el límite teórico del 50% correspondiente a un capacitor de placas paralelas convencional. El modelo propuesto para este capacitor consiste de tres placas paralelas designadas como E_1 , E_2 y E_3 , como se muestra en la Figura 22.

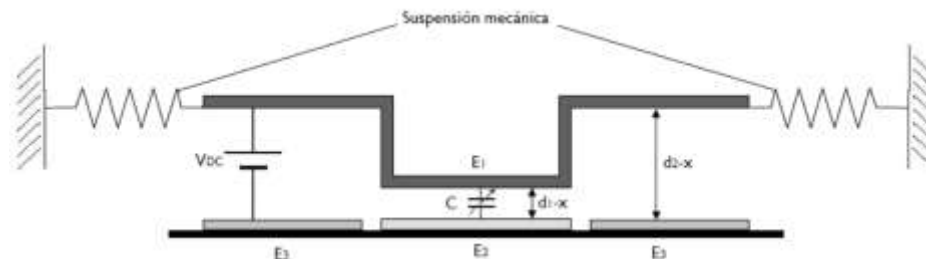


Figura 22. Modelo esquemático del capacitor de intervalo ancho de sintonización diseñado por Zou et al. (2000).

La placa E_1 , es una placa móvil suspendida por cuatro soportes. La placa fija E_2 forma un capacitor variable con la placa E_1 . Las placas fijas E_3 y E_1 se emplean para la actuación electrostática. La distancia entre las placas E_1 y E_2 (d_1) está diseñada para ser más pequeña que la distancia entre las placas E_1 y E_3 (d_2), por lo que la distancia

entre las placas E_1 y E_2 , que es la que genera la capacitancia, se podrá variar desde la distancia inicial d_1 hasta una distancia muy pequeña abarcando un intervalo de sintonización más amplio. Otros autores como Mansour and Bakri-Kassem (2004) y Dec and Suyama (1998) han realizado estructuras también para incrementar el intervalo de sintonización. Los primeros autores colocaron retenedores después de la distancia a la que ocurre el voltaje de *pull-in* de tal forma que la placa superior nunca toque la inferior, mientras que Dec and Suyama (1998) proponen un capacitor de tres placas paralelas para incrementar el intervalo de sintonización.

Shavezipur et al. (2010) presenta un diseño de un capacitor que tiene una alta linealidad con un intervalo de sintonización más amplio que los capacitores convencionales de placas paralelas. El diseño que se presenta una membrana móvil cóncava que entra en contacto con el electrodo fijo antes de que ésta baje al punto de *pull-in*. Esto se logra con la adición de pequeños retenedores fabricados sobre la membrana móvil como se muestra en la Figura 23. Durante la operación del capacitor, mientras el voltaje se incrementa, el área de contacto entre la membrana móvil cóncava y el electrodo fijo se va incrementando, ocasionando que la capacitancia se incremente.

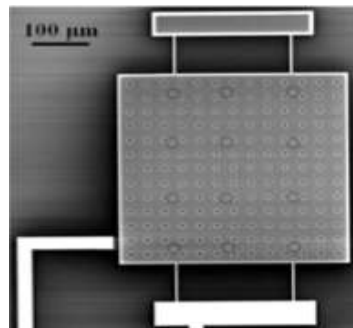


Figura 23. Fotografía del capacitor diseñado por Shavezipur et al. (2010).

Las dimensiones y la curvatura del electrodo pueden ser diseñados ya sea para máxima sintonización o alta linealidad en la respuesta. La capacitancia inicial calculada fue de 0.52 pF, la cual fue menor a los datos medidos debido a las capacitancias de *fringing*. Otros autores como Han et al. (2011) y Elshurafa and Salama (2012) han presentado capacitores que mejoran la respuesta C-V haciendola más lineal. Sin embargo, las estructuras diseñadas por estos autores es mas compleja a la utilizada por Shavezipur et al. (2010).

En el capacitor diseñado por Elshurafa and Salama (2013), se utiliza una estructura fractal para la placa móvil. A su vez el electrodo inferior coincide con la estructura superior perfectamente, de manera que al bajar la placa superior las dos estructuras se acomodan como si fueran las dos piezas de un rompecabezas. En la Figura 24 se muestra el esquema de la estructura del capacitor.

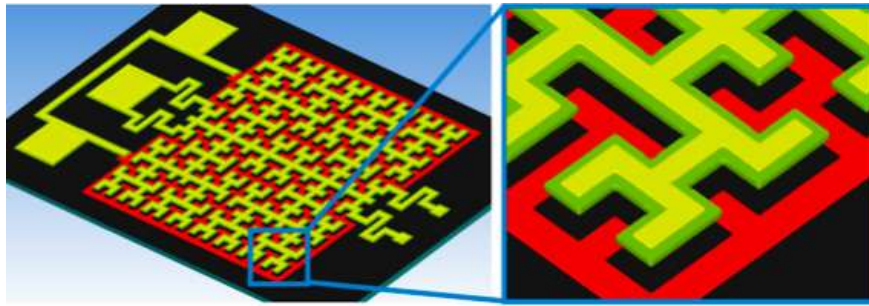


Figura 24. Capacitor con una estructura fractal diseñado por Elshurafa and Salama, (2013).

Podemos observar que debido a que las dos placas encajan como dos piezas de rompecabezas, no se tiene el problema de la colisión de ambas placas al llegar al voltaje de *pull-in*. La capacitancia es creada en gran medida debido a las capacitancia de *fringing* que se generan en la estructura de forma fractal y se va aumentando al acercarse al electrodo inferior como los capacitores de placas paralelas comunes.

2.2.6 Comparación entre los distintos capacitores MEMS de RF analizados

En la Tabla 2 se muestran las estructuras de los capacitores MEMS de RF variables analizados. Se puede observar que los diseños de los autores Shavezipur et al. (2010) y Rebeiz et al. (2009) destacan por su alto intervalo de sintonización una de las principales características que se han tratado de mejorar en los capacitores MEMS de RF variables. La mayoría de los capacitores están fabricados con polisilicio, esto debido a que el proceso PolyMUMPs es un proceso muy flexible para fabricar capacitores MEMS de RF variables y es el material que utiliza, sin embargo el hecho de que algún capacitor utiliza polisilicio no quiere decir que esté fabricado con el proceso PolyMUMPs.

Tabla 2. Comparación entre las estructuras de los capacitores variables MEMS de RF.

Características	Capacitores MEMS de RF				
	(Dec and Suyama, 1998)	(Zou et al., 2001)	(McCormick et al., 2003)	(Yalçincaya et al., 2003)	(Mansour and Kassem, 2004)
Capacitancia (pF)	3.6 a 6.4	0.047 a 0.072	2.89 a 3.3	1 a 2	2 a 10
Rango de sintonización	87 %	69.8 %	11.7 %	100 %	410 %
Espacio entre la placa móvil y fija (μm)	0.75	$d_1=2$ $d_2=3$	2.5	No especifica	1.25
Área (μm^2)	398x398	500x500	1200x1000	No especifica	230x210
Voltaje de actuación (V)	0 a 1.7 0 a 4.4	0 a 19	0 a 12	0 a 3.5	0 a 10
Material de fabricación	polisilicio	Ni y Fe	Si	Si	polisilicio
Software	No especifica	MEMCAD y Sonnet	No especifica	No especifica	Coventor y HFSS
Frecuencia (GHz)	hasta 6	0.045 a 5	hasta 1	hasta 4.08	hasta 1

Tabla 2. (continuación)

Características	Capacitores MEMS de RF				
	(Rebeiz et al., 2009)	(Shavezipur et al., 2010)	(Sreha and Radha, 2011)	(Han et al., 2011)	(Blondy et al., 2012)
Capacitancia (pF)	0.065 a 0.089	1.1 a 12.3	2.89 a 3.3	4.2 a 10.8	0.5 a 1.3
Rango de sintonización	1269.2 %	1050 %	157.1 %	164 %	17.5 %
Espacio entre la placa móvil y fija (μm)	3.5	0.75	0.75	1.25	2.5
Área (μm^2)	118x118	800x800	385x385	400x400	No especifica
Voltaje de actuación (V)	0 a 25.9	0 a 40	0 a 2.5	0 a 45	0 a 75
Material de fabricación	Au	polisilicio	polisilicio	Cu	Au
Software	No especifica	ANSYS	No especifica	Coventor y HFSS	No especifica
Frecuencia (GHz)	hasta 30	No especifica	No especifica	hasta 2	hasta 10

Tabla 2. (continuación)

Características	Capacitores MEMS de RF		
	Elshurafa and Sulama 2012	Elshurafa and Sulama 2013	Oberhamer and Shah 2013
Capacitancia (pF)	0.75 a 0.9	1.3 a 3	0.04 a 0.06
Rango de sintonización	20 %	130 %	48 %
Espacio entre la placa móvil y fija (μm)	1.25	5	4
Área (μm^2)	260x260	No especifica	30x300
Voltaje de actuación (V)	0 a 8	0 a 10	0 a 30.7
Material de fabricación	polisilicio	polisilicio	No especifica
Software	No especifica	COMSOL	COMSOL y HFSS
Frecuencia (GHz)	hasta 5	hasta 4	hasta 40

Capítulo 3. Diseño y análisis de interruptores y capacitores MEMS de RF

En este capítulo se describe el diseño de los interruptores y capacitores MEMS de RF. Se proporcionan los aspectos que deben tomarse en consideración para obtener un buen diseño, mencionando algunos de los programas comercialmente disponibles para efectuar el análisis electromagnético y mecánico. Se presenta el análisis electromagnético, el circuito equivalente y el análisis mecánico de diversos interruptores, así como lo correspondiente para un capacitor MEMS de RF. Este trabajo de tesis involucra el diseño de interruptores de membrana, por lo que las metodologías de diseño estarán enfocadas a éstos.

3.1 Diseño de interruptores y capacitores MEMS de RF

La metodología de diseño de un interruptor MEMS de RF y la de un capacitor MEMS de RF variable son muy similares, ya que en realidad, un interruptor de membrana es semejante a un capacitor pequeño. Cuando la membrana está alejada de la línea de RF, se tiene una capacitancia pequeña, mientras que cuando la membrana baja hasta el material aislante que cubre a la línea de RF, la capacitancia se incrementa. Este es el mismo principio que utiliza un capacitor MEMS de RF variable, sin embargo, para aumentar la capacitancia, tanto el área de la membrana móvil como la fija se incrementan. Además, al aumentar el área de la membrana o placa se tiene que modificar el diseño de los soportes, para que estos sean capaces de levantarla. Es importante tener en cuenta con que proceso de fabricación serán realizados el interruptor o capacitor, ya que los espesores de las capas y los materiales utilizados están definidos por el fabricante. Por lo tanto el diseño de cualquier componente interruptor o capacitor debe adaptarse a las especificaciones del fabricante:

- Espesor de las capas tales como la membrana, líneas de RF, electrodos de actuación, capas de dieléctricos, etc.

- Los materiales utilizados en la fabricación. El fabricante proporciona las características eléctricas y mecánicas de los materiales que utiliza en sus proceso.
- Dimensiones mínimas y máximas de las líneas de RF.
- Dimensiones de los agujeros utilizados en la membrana.

Los aspectos mencionados anteriormente se deben tomar en cuenta en la metodología de diseño, sin embargo, el fabricante puede tener algunas otras especificaciones que generalmente se pueden encontrar en los manuales de las reglas de diseño proporcionados por ellos mismos. Una vez definido el proceso de fabricación, quedan definidos muchos parámetros los cuales no se pueden modificar para cumplir con las especificaciones electromagnéticas deseadas.

En el caso de los interruptores se debe diseñar también la línea de RF a utilizar, la cual puede ser una línea CPW o una línea de microcinta. Estas líneas se diseñan utilizando algún software especializado para diseñar circuitos distribuidos de alta frecuencia, por ejemplo *Line Calc*®. La línea de RF puede diseñarse para lograr la impedancia característica deseada, utilizando la constante dieléctrica y espesor del sustrato a utilizar para construir las líneas. Se debe considerar que entre más pequeña sea la constante dieléctrica del sustrato, las dimensiones de las líneas diseñadas serán mayores. Aunque generalmente se utiliza la impedancia característica de 50 Ω , en ocasiones las dimensiones de las líneas se ajustan a los instrumentos de medición de quien los construye, dependiendo de la aplicación se le va a dar.

Si se pretende diseñar un interruptor que funcione a frecuencias relativamente bajas (<10 GHz), un capacitor óhmico es el indicado. Como ya se mencionó en el capítulo anterior, estos interruptores muestran buen comportamiento desde DC hasta 10 GHz o un poco mayores. Por el contrario, si el objetivo es diseñar un interruptor para frecuencias mas elevadas, la mejor opción es un interruptor de contacto capacitivo, ya que éstos presentan aislamientos muy buenos para frecuencias de operación muy altas. En el caso de los capacitores, la frecuencia de operación máxima se limita por la frecuencia de resonancia SRF, ya que a frecuencias mayores a la SRF

el capacitor puede dejar de comportarse como tal. La frecuencia de resonancia a su vez, se determina por la misma capacitancia y la inductancia de la membrana.

Las pérdidas por inserción de ambos tipos de interruptores se determina por el acoplamiento capacitivo de la membrana con las líneas de RF. Entre mayor sea la distancia entre la membrana y la línea de RF, su acoplamiento y sus pérdidas por inserción serán menores. Sin embargo, este espacio entre la membrana y las líneas lo dicta el fabricante, por lo que es importante definir cual proceso se empleará para fabricar el interruptor. En los interruptores de contacto capacitivo, su aislamiento se determina también por el acoplamiento capacitivo existente entre la membrana y la línea CPW a través del dieléctrico utilizado. Un dieléctrico con constante dieléctrica grande provocará un acoplamiento mayor, mejorando el aislamiento del interruptor. Otra manera de modificar el aislamiento y sus pérdidas por inserción, es disminuir o aumentar el área de intersección de la membrana con la línea de RF, ya sea modificando el tamaño de las líneas o de la membrana. Se debe tener en cuenta que si el tamaño de la línea de RF se modifica, provoca un cambio en la impedancia característica, lo cual no se recomienda.

Por otro lado, la inductancia también puede afectar el comportamiento del interruptor. Para determinar de una manera adecuada las dimensiones y forma de la membrana, que permitan obtener las características deseadas con precisión, se utiliza un software para realizar el análisis electromagnético (En este trabajo se ha utilizado Momentum[®] que emplea el método de momentos). Entonces, cualquier software de análisis electromagnético puede ser utilizado para analizar estructuras tanto de interruptores como de capacitores MEMS de RF.

Otro aspecto importante a considerar para el diseño de interruptores MEMS de RF y de capacitores MEMS de RF variables, es el de los soportes o suspensiones, ya que la forma física de estos cambian el voltaje de *pull-in*. Soportes muy delgados ocasionan que la constante de rigidez (constante k) sea muy pequeña, teniendo voltajes de actuación bajos y viceversa. Es importante considerar que una constante k muy pequeña, puede ocasionar que el interruptor o capacitor no regrese a su posición

original cuando se deja de aplicar el voltaje de *pull-in*. A continuación se describen las ecuaciones de diseño de los parámetros mencionados anteriormente.

3.1.1 Actuación electrostática

El método de actuación más utilizado para los interruptores y capacitores MEMS de RF es la actuación electrostática. Esto se debe a que este tipo de actuación tiene un consumo de potencia muy bajo (del orden de micro-watts) debido a que la corriente es muy pequeña (del orden de nA). Sin embargo, uno de los mayores problemas en la utilización de este tipo de actuación es el alto voltaje que maneja. Algunos autores como Goldsmith et al., (1999), que no se enfocan en reducir el voltaje de actuación en sus diseños, han obtenido voltajes de hasta 50 V. A pesar de que el alto voltaje es uno de los principales problemas de la actuación electrostática, algunos autores como Hesketh et al. (2008) han logrado reducir los voltajes de actuación hasta 6 V. En la Figura 25 se muestra el esquema de la actuación electrostática, que se representa como un capacitor de dos placas paralelas. El voltaje de actuación se aplica entre las dos placas, haciendo que la placa superior (placa móvil) se mueva hacia la placa inferior (placa fija).

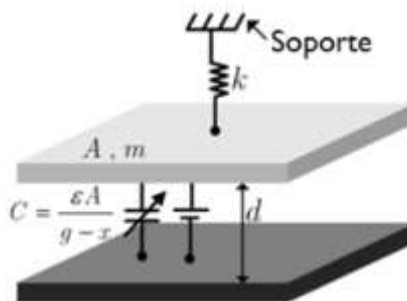


Figura 25. Esquema de la actuación electrostática.

Entre ambas placas de la Figura 25, se genera una capacitancia cuyo valor dependerá de la separación entre las placas y el área de las placas. Si se considera que el ancho de la placa superior es w y el ancho de la placa inferior es W , la capacitancia entre las placas puede expresarse por la siguiente ecuación:

$$C = \frac{\varepsilon_0 W w}{g} \quad (4)$$

donde ε_0 es la permitividad del vacío (la cual es equivalente a $8.8542 \frac{pF}{m}$) y g es la distancia entre las placas. La fuerza electrostática provocada por el voltaje aplicado en las placas se da por la siguiente ecuación (Zhan, 1979):

$$F_e = \frac{1}{2} V^2 \frac{dC(g)}{dg} \quad (5)$$

Si se deriva la ecuación (4) y se sustituye en la ecuación (5) se obtiene:

$$F_e = \frac{1}{2} V^2 \frac{\varepsilon_0 W w}{g^2}. \quad (6)$$

La ecuación (6) representa la fuerza electrostática ejercida en la placa superior, ocasionada por el voltaje de actuación V . Esta fuerza electrostática se iguala a la fuerza de rigidez mecánica:

$$\frac{1}{2} V^2 \frac{\varepsilon_0 W w}{g^2} = k(g_0 - g) \quad (7)$$

donde k es la constante de rigidez o del resorte (considerando a la Figura 25 como un sistema masa resorte) y g_0 como la distancia inicial entre las placas móvil y fija. Si se despeja el voltaje de la ecuación (7) se obtiene:

$$V = \sqrt{\frac{2k}{\varepsilon_0 W w} g^2 (g_0 - g)} \quad (8)$$

La ecuación (8) tiene dos soluciones para un solo valor de voltaje, con respecto a la distancia entre las placas g . Sin embargo esto no es posible, ya que al aplicar un voltaje determinado, la placa superior no puede estar en dos lugares a la vez. Esto ocurre debido que a partir de cierta distancia, existe un punto de desequilibrio. La Figura 26 muestra que el punto de equilibrio se pierde en 30 V. Éste valor se conoce como voltaje de *pull-in* (Rebeiz, 2003).

Derivando la ecuación (8) con respecto a g e igualando a cero, se obtiene que el punto de desequilibrio se da cuando $g = \frac{2}{3} g_0$. Ahora, sustituyendo el valor obtenido en

la ecuación (8) permite obtener el valor del voltaje de *pull-in*:

$$V_p = V\left(\frac{2g_0}{3}\right) = \sqrt{\frac{8k}{27\varepsilon_0 W w}} g_0^3 \quad (9)$$

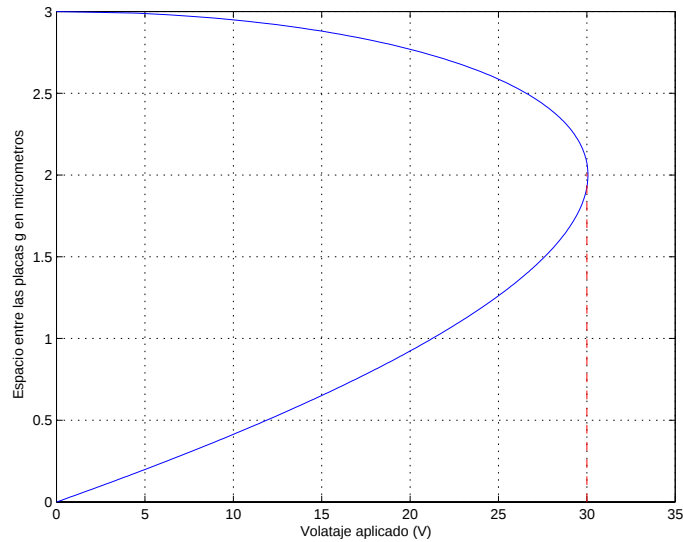


Figura 26. Gráfica del voltaje aplicado contra el espacio entre las placas de un interruptor con $W = w = 100 \mu m$, $k = 10 \frac{N}{m}$ y $g_0 = 100 \mu m$.

3.1.2 Modelo mecánico de la actuación electrostática

Se puede observar que la ecuación (9) incluye la constante k , la cual es un factor de suma importancia en el diseño de un interruptor o un capacitor MEMS de RF, ya que influye directamente en el voltaje de actuación. En un sistema masa-resorte, la respuesta de un sistema mecánico a una fuerza de excitación externa se caracteriza por tres parámetros: su masa M , su rigidez k , y la constante de amortiguamiento D . Considerando a la membrana utilizada en los interruptores MEMS con un posible desplazamiento en el eje z , omitiendo la fuerza de gravedad, utilizando la segunda ley de Newton, y considerando que se aplica una fuerza externa $F \sin \omega t$, la ecuación de movimiento resulta (De Los Santos, 2004):

$$M\ddot{z} + D\dot{z} + kz = F \sin \omega t \quad (10)$$

El sistema puede ser aún más simple si se considera que no existe amortiguamiento, por lo que la solución del sistema se reduce a:

$$M\ddot{z} + kz = 0 \quad (11)$$

o

$$\ddot{z} = -\frac{k}{M}z \quad (12)$$

la cual tiene la solución general de la forma:

$$Z = A \sin t \sqrt{\frac{k}{M}} + B \cos \sqrt{\frac{k}{M}} \quad (13)$$

donde A y B son constantes arbitrarias. La ecuación (13) representa la evolución temporal de la posición de la membrana sin amortiguamiento. Un ciclo ocurre cuando

$\omega_n = t \sqrt{\frac{k}{M}}$, llamada frecuencia natural circular, varía cada 2π radianes. La frecuencia angular natural f_n es:

$$f_n = \frac{\omega_n}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k}{M}} \quad (14)$$

Despejando la constante k de la ecuación (14) se obtiene la siguiente ecuación:

$$k = M(2\pi f_n)^2 \quad (15)$$

Como se mencionó anteriormente, la constante k se determina por los soportes de la membrana. Se pueden observar en la Figura 27 cuatro membranas con soportes realizados a diferentes ángulos de abertura. La Tabla 3 muestra el cambio de la constante k para cada ángulo de abertura. Se puede apreciar que entre mayor es el ángulo, menor es la constante k . Se considera un buen diseño aquel que cuenta con un ángulo de 45° debido a que conserva una buena relación entre la constante k y el voltaje de *pull-in*.

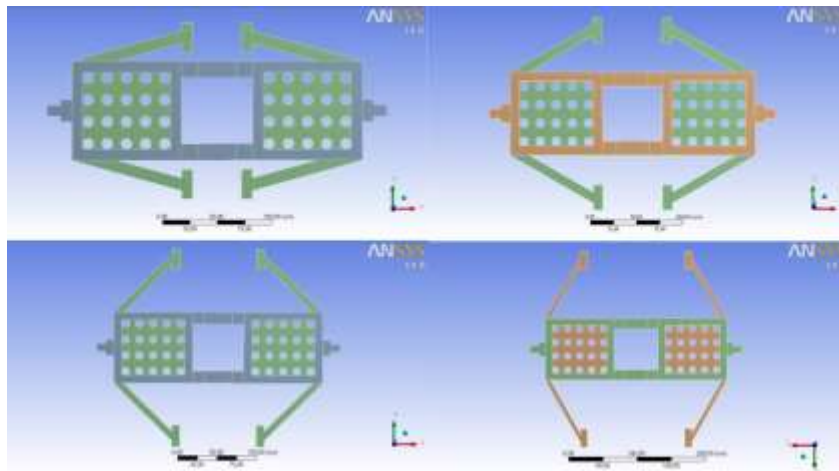


Figura 27. Membranas con diferentes ángulos de abertura.

Tabla 3. Constantes k para cada una de las estructuras mostradas en la Figura 27.

	Constante $K \left(\frac{N}{m} \right)$	Voltaje de <i>pull-in</i> (V)
15 grados	84.2	23.22
30 grados	39.87	15.97
45 grados	27.95	13.37
60 grados	22.79	12.08

Los resultados de la Tabla 3 se obtuvieron utilizando el software de análisis mecánico ANSYS®. Cabe mencionar que los mismos resultados se pueden aplicar a los capacitores MEMS de RF variables.

3.1.3 Diseño de una línea CPW

La línea de transmisión de guía de onda coplanar (CPW) utilizada en los interruptores MEMS de RF debe diseñarse dependiendo de los objetivos del diseñador. La línea se diseña para lograr una impedancia característica determinada, ya sean impedancias estándares como 50 o 75 Ω , o alguna otra especificada por el diseñador. Algunos autores efectúan el diseño en base a la estación de medición o de pruebas que utilizan. Éstas estaciones de medición utilizadas para las mediciones de circuitos de guía de onda coplanar cuentan con puntas especiales con una determinada separación

denominada *pitch*. Comercialmente existen puntas con diversas separaciones (por ejemplo con pitch de 50, 100 o 150 micras), para utilizarlas en la estación de medición, las cuales son muy costosas.

Las ecuación para determinar la impedancia característica de una guía de onda coplanar se muestra a continuación (Zhou, 2006):

$$Z_0 = \frac{30\pi^2}{\sqrt{\frac{(\epsilon_r+1)}{2}}} \left[\ln \left(2 \frac{1+\sqrt{k}}{1-\sqrt{k}} \right) \right]^{-1} \Omega \quad (16)$$

donde $k = \frac{w}{w+2s}$, w es el ancho de la línea central, s la separación entre la línea central y el plano de tierra y ϵ_r la constante dieléctrica del sustrato. Cuando se diseña en base a las dimensiones de las puntas de la estación de prueba donde el dispositivo se medirá, se realiza un análisis de una guía de onda coplanar para obtener su impedancia característica. Se consideran las dimensiones del ancho del conductor central y su espaciado con los planos de tierra, para obtener la impedancia característica. Por otro lado, cuando el diseñador desea una CPW con cierta impedancia característica, se realiza el proceso de síntesis empleando un software especializado, para calcular el ancho de la línea central y su separación con los planos de tierra.

3.1.4 Capacitancia

La capacitancia de la membrana de un interruptor o de un capacitor MEMS de RF puede determinarse utilizando la ecuación clásica para un capacitor de placas paralelas. Cuando el interruptor o capacitor MEMS de RF se encuentra en estado OFF, la capacitancia es muy pequeña y puede calcularse por la siguiente ecuación:

$$C_u = \frac{\epsilon_0 W w}{g + \frac{t_d}{\epsilon_r}} \quad (17)$$

donde t_d y ϵ_r corresponden al espesor y la permitividad del dieléctrico respectivamente. La ecuación (17) se utiliza para interruptores y capacitores que cuentan con una capa de dieléctrico entre la capa fija y la capa móvil. Cuando se desea que en un capacitor la placa o membrana superior haga contacto con la placa inferior, se utiliza la ecuación

(17) determinar su capacitancia. En el caso que el capacitor MEMS de RF variable no cuente con un dieléctrico entre las placas, la ecuación (17) se simplifica como:

$$C_u = \frac{\varepsilon_0 W w}{g} \quad (18)$$

Cuando el interruptor se activa, su capacitancia C_d está dada por:

$$C_d = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r W w}{g} \quad (19)$$

Esta capacitancia es de suma importancia para el diseño de interruptores capacitivos, ya que es la que determina su aislamiento y frecuencia de operación. Para capacitancias C_d grandes, su acoplamiento entre la membrana y la línea central del interruptor se aumenta mejorando su aislamiento (Rebeiz, 2003).

En el caso de los interruptores de contacto óhmico, el aislamiento se determina por la resistencia en serie (R_s), la cual es la suma de la resistencia que se produce en el contacto y la resistencia de la membrana. Para este tipo de interruptores su aislamiento se determina por la inductancia. En la Figura (28) se puede observar el efecto de la capacitancia C_d en los parámetros S_{11} y S_{21} de un interruptor de contacto capacitivo.

3.1.5 Inductancia

Para determinar la inductancia en la membrana de los interruptores y capacitores MEMS de RF, se utiliza un *software* especializado de análisis electromagnético. La inductancia en la membrana, se debe principalmente a la porción de esta misma que se encuentra sobre el espaciado entre los planos de tierra y la línea CPW.

Otro de los factores que determinan la inductancia en la membrana son los soportes utilizados. Los interruptores que utilizan anclajes de tipo *meander* para disminuir la constante k , presentan una inductancia mucho mayor (Rebeiz, 2003).

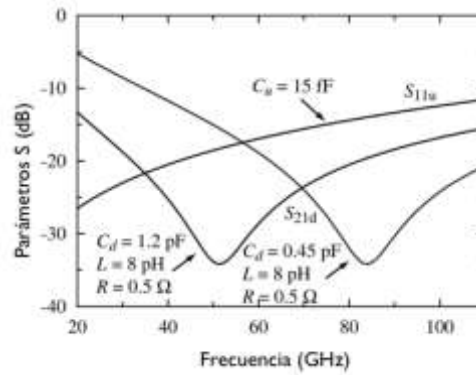


Figura 28. Parámetros S para un interruptor con $C_d = 1.2$ pF y $C_d = 0.45$ pF (Rebeiz, 2003, pág. 227).

En la Figura 29 se presentan los valores calculados de la inductancia para membranas con distintos soportes. La inductancia se determina partiendo del modelo del interruptor o del capacitor. En primer lugar, se determinan los parámetros S haciendo un análisis electromagnético, mediante algún software especializado como ADS Momentum®. Los resultados del análisis se utilizan para ajustar los valores de los componentes del circuito equivalente del interruptor o capacitor para obtener la inductancia y la resistencia en serie.

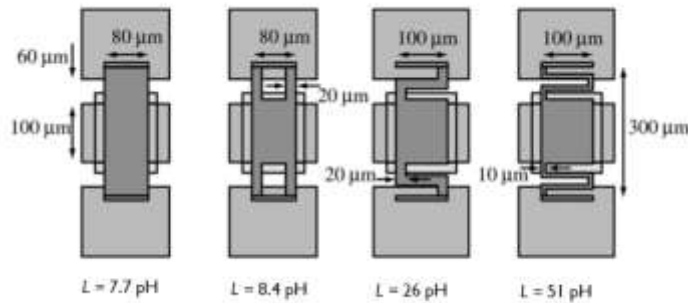


Figura 29. Inductancia calculada para membranas con distintos anclajes (Rebeiz, 2003, pág. 97).

En el caso de los interruptores capacitivos, también se obtiene la capacitancia C_d . En las siguientes secciones se expone con mayor detalle los circuitos equivalentes antes mencionados. Una vez obtenidas la capacitancia y la inductancia, es posible determinar la frecuencia de resonancia por:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (20)$$

Mediante la ecuación (20) se calcula el punto de frecuencia donde se logrará el mayor aislamiento del interruptor de contacto capacitivo.

3.2 Software utilizado para el análisis de MEMS

Se han realizado grandes avances en la fabricación de MEMS, sin embargo, no existe una gran cantidad de software de análisis desarrollado específicamente para MEMS. Un gran número de empresas, universidades y centros de investigación utilizan herramientas que no fueron desarrolladas específicamente para MEMS. Sin embargo con el crecimiento de este campo, se irá incrementando el desarrollo de software especializado, al igual que sucedió con el desarrollo de los circuitos integrados. A continuación se presentan algunos de los paquetes de software aplicados al análisis de MEMS. Algunos de estos paquetes permiten realizar el análisis mecánico, otros el análisis electromagnético y sólo unos pocos para ambos tipos de análisis.

3.2.1 ANSYS

ANSYS es un software de análisis mecánico que utiliza el método numérico de elementos finitos como herramienta para realizar el análisis mecánico de estructuras, incluyendo el análisis dinámico, lineal y no lineal. Además, ANSYS puede realizar el análisis térmico, termo-eléctrico y con materiales piezo-eléctricos. Las geometrías de los paquetes de software de CAD convencionales pueden importarse fácilmente a ANSYS, el cual tiene su propio editor de dibujo para poder realizar estructuras directamente en éste. ANSYS tiene muchas características adicionales y es idóneo para efectuar el análisis mecánico de las estructuras MEMS. Con éste tipo de software se puede obtener el voltaje de pull-in utilizando el análisis modal o estructural (aplicando directamente el voltaje a la estructura), e incluso puede añadirse el estrés residual (ANSYS, Inc., 2014, a).

3.2.2 Momentum

Momentum es un programa de análisis electromagnético que utiliza el método numérico llamado método de momentos, el cual es un método bastante eficiente para el análisis de estructuras planares. El software es compatible con estructuras arbitrarias y con multicapas, permitiendo resolver efectos electromagnéticos muy complejos incluyendo acoplamientos y efectos parásitos. Momentum es un software que se utiliza

para analizar elementos pasivos y obtener los parámetros S, Y o Z de circuitos planares en general, tales como líneas de microcinta, CPW, filtros, MEMS de RF, etc. Además, Momentum es parte del software Advanced Design System ADS, el cual es un simulador de circuitos muy completo que es muy útil para el diseño de circuitos, para hacer el análisis de balance armónico de circuitos no-lineales y la convolución. Momentum ha sido utilizado de manera eficiente para determinar los parámetros S de interruptores y capacitores MEMS de RF. Además, ADS es una buena herramienta para obtener los elementos concentrados de los circuitos equivalentes, lo cual permite predecir el comportamiento de interruptores y capacitores MEMS de RF antes de construirse.

3.2.3 HFSS

HFSS (*High Frequency Structure Simulator*) se basa en el método numérico de elementos finitos avanzado para resolver una amplia gama de aplicaciones de microondas, RF y circuitos de alta velocidad. Además, este software incluye un simulador de circuitos lineales y diseño de redes de acoplamiento. HFSS incluye un proceso de solución automatizada, con lo cual solo se requiere especificar la geometría, las propiedades del material y la salida deseada. A partir de esto, HFSS automáticamente genera una malla eficiente (discretización) para resolver el problema (ANSYS, Inc., 2014, b).

3.2.4 Sugar

Sugar es un software gratuito que está enfocado hacia MEMS. Está basado en técnicas de análisis nodal, y es el mismo utilizado en la simulación de circuitos integrados. Vigas, elementos circuitales, actuación electrostática, y otros elementos pueden modelarse utilizando sistemas de ecuaciones diferenciales.

Sugar puede realizar tres tipos básicos de análisis:

- El análisis estático encuentra el estado de equilibrio del dispositivo. Se le llama también análisis de DC, por tener una analogía al análisis de equilibrio de los circuitos de corriente directa.
- El análisis lineal, es una aproximación lineal a un sistema que puede ofrecer información de suma importancia acerca de la estabilidad del sistema y de la

naturaleza de las oscilaciones cerca del punto de equilibrio. Dentro del análisis lineal se puede realizar el análisis modal, con lo cual se determinan los modos característicos del sistema (y sus frecuencias correspondientes). Es posible observar las formas de los desplazamientos correspondientes a varios modos. Con el análisis de estado estacionario, se determina la frecuencia de una variable especificada por el usuario, cuando se excita con una señal sinusoidal. La representación de este último análisis se realiza mediante diagramas de Bode.

- El otro tipo de análisis es el de estado transitorio, el cual también se llama análisis mecánico, en donde el movimiento del sistema se puede observar con respecto del tiempo. Los resultados de éste análisis es aún poco confiable ya que se encuentra en su etapa de desarrollo (Agogino, 2014).

3.2.5 Comsol

Comsol es un paquete de software que simula distintos fenómenos físicos de los MEMS. Este no es software realizado específicamente para MEMS, sin embargo, cuenta con varias herramientas que si lo son. El módulo de MEMS utiliza una interface predefinida asociada a herramientas de modelado electromagnético, térmico y de fluidos. Se pueden realizar modelos de amortiguamiento como: amortiguamiento por gas en membranas delgadas, amortiguamiento de los soportes y amortiguamiento termo-elástico. También permite la simulación de MEMS que utilizan materiales piezo-eléctricos. Es posible realizar también análisis de transitorios y estacionarios, así como un análisis de capacitancias, impedancias, admitancias, y conectar a circuitos eléctricos externos utilizando SPICE. Comsol cuenta con un módulo para el análisis de estructuras considerando el estrés residual. Se puede realizar el análisis térmico, de amortiguamiento, con tensión mecánica residual y con deformaciones entre otros (COMSOL, 2014).

3.2.6 MEMSlab

Utiliza el método de elementos finitos para predecir el comportamiento de los actuadores de los MEMS. Este software permite al usuario definir la información básica del actuador, con el fin de conocer el voltaje de actuación y las características de

capacitancia, para valores de voltaje inferiores y superiores del voltaje de pull-in. El análisis cuasiestático y dinámico de diferentes tipos de membranas puede obtenerse utilizando un análisis numérico utilizando la ecuación de *Kirchoff-Love plate*, la cual se utiliza para determinar deformaciones. Este software permite obtener la constante k utilizando el modelo masa – resorte (Adeosun et al., 2013).

3.2.7 Coventor

Coventor utiliza un método basado en el análisis de elementos finitos, llamado análisis paramétrico de elementos finitos, con el cual se logra una mayor rapidez en el análisis de MEMS. Este software permite realizar el análisis dinámico de MEMS, así como analizar la integración de MEMS con circuitos integrados y con circuitos interaccionando con el empaquetado.

Se hace mucho énfasis en los interruptores y capacitores MEMS de RF, ya que la simulación de estos dispositivos ha sido algo desafiante debido al estrés residual, el análisis de *pull-in*, el fenómeno de *stiction* y el rebote que puede ocasionarse en los contactos capacitivos. Sin embargo, los desarrolladores de Coventor creen haber cubierto todo este desafío (Coventor, In., 2014).

3.3 Análisis electromagnético de interruptores MEMS de RF

A continuación se presentan resultados del análisis electromagnético de tres interruptores realizados con la técnica de fabricación desarrollada por la *Foundazione Bruno Kessler FBK*, la cual se describe con mayor detalle en el Capítulo 4.

Los interruptores analizados en esta sección, a los que se les denomina DBP1 (Dispositivo Bajo Prueba 1) y DBP2 (Dispositivo Bajo Prueba 2), son dos dispositivos fabricados sobre sustratos de cuarzo. El DBP1 es un interruptor MEMS del tipo óhmico, cuyos soportes tienen forma diagonal. Al diseñar este dispositivo, se ha añadido a su estructura una ventana en el centro de la membrana para reducir la capacitancia entre la membrana y el conductor central, minimizando así la influencia del interruptor sobre el modo par de la línea CPW. En la Figura 30 se puede observar la estructura del DBP1

implementado en el software Momentum utilizado para realizar el análisis electromagnético.

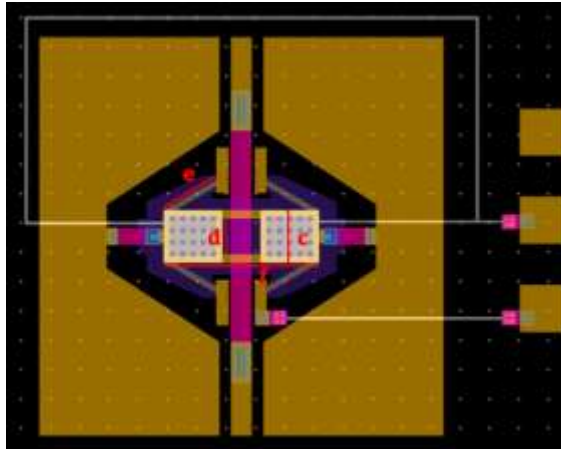


Figura 30. Estructura del DBP1 implementada en Momentum®.

En la Figura 31 se puede observar la estructura del DBP2, implementado en Momentum, el cual es un interruptor MEMS capacitivo que está diseñado con soportes o suspensión tipo *meander*, la cual se asemeja a una línea doblada varias veces, y que tiene la misma longitud de una línea recta (que no está doblada), pero que ocupa un menor espacio.

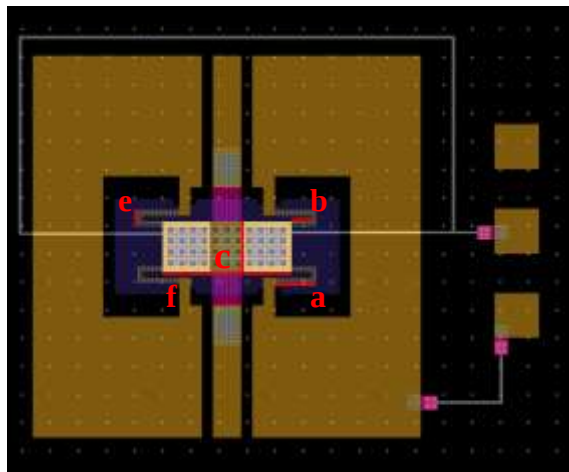


Figura 31. Estructura del DBP2 implementada en Momentum®.

El interruptor DBP2 funciona con líneas CPW en modo par y utiliza un metal suspendido *FLOMET* (por las siglas en inglés de *floating metal*). El FLOMET es una capa metálica suspendida que se encuentra entre el dieléctrico y la membrana, por

arriba de la línea central, lo cual permite un mejor contacto entre la membrana y el dieléctrico.

En la Tabla 4, se muestran las principales características físicas de los interruptores DBP1 y DBP2 descritos anteriormente. La definición de las capas para los dos interruptores es la misma, debido a que están contruidos mediante la misma técnica de fabricación.

La Tabla 5 muestra las propiedades de los materiales utilizados proporcionados por el fabricante del método FBK y que son necesarias para realizar el análisis electromagnético. Estas capas se describen con mayor detalle en el Capítulo 4.

Tabla 4. Características de los interruptores DBP1 y DBP2

Características	Interruptores MEMS DE RF	
	DBP1	DBP2
Material de la membrana	Au	Au
Longitud de la meander, a (μm)	-	30
Longitud de los soportes, b (μm)	-	75
Ancho del puente (Bridge) c (μm)	90	90
Anchura de la ventana, d (μm)	60	-
Longitud de los soportes, e (μm)	90	35
Longitud del puente (Bridge) f (μm)	265	230
Área de contacto (μm^2)	12.3x10	50x90
Sustrato	Cuarzo	Cuarzo
Área del electrodo (μm^2)	2 de 100x90	85x90
Tipo de contacto	Óhmico	Capacitivo
Espacio entre la membrana y la línea CPW (μm)	1.51	1.51

Tabla 5. Propiedades de los materiales de las capas del proceso FBK.

Parámetro	Capa			
	Espacio	LTO	Óxido	Cuarzo
Espesor (μm)	1.6	0.1	1.4	300
Permitividad	1	3.94	3.94	3.8
Conductividad	-	-	-	0.0002

Para cada uno de los dos interruptores (DBP1 y DBP2) se realizó lo siguiente:

- Análisis electromagnético en los estados ON y OFF.
 - Circuito equivalente en los estados ON y OFF.
 - Análisis en modo par en los estados ON y OFF.
 - Circuito equivalente con la impedancia adaptada en los estados ON y OFF.
- y se describen a continuación.

3.3.1 Análisis electromagnético en los estados ON y OFF del interruptor óhmico DBP1

El primer análisis que se efectuó para el interruptor DBP1 (dado en la figura 30), es el análisis electromagnético en estado OFF, obteniéndose los resultados que se muestran en la Figura 32. Se puede observar en esta figura, que en el estado OFF la membrana casi no interfiere en el comportamiento electromagnético y que el interruptor se comporta como una línea. Se aprecia que el interruptor presenta un S_{11} menor a -10 dB con pérdidas por inserción (S_{21}) menores a -0.5 dB hasta la frecuencia de 12 GHz. Este interruptor funciona mejor en frecuencias bajas debido a que es un interruptor óhmico, cuyo contacto entre la línea y la membrana se hace de manera directa (donde no existe ningún dieléctrico entre ambos como en el caso de los interruptores capacitivos, en los cuales una señal de DC o muy cercana a ella puede bloquearse).

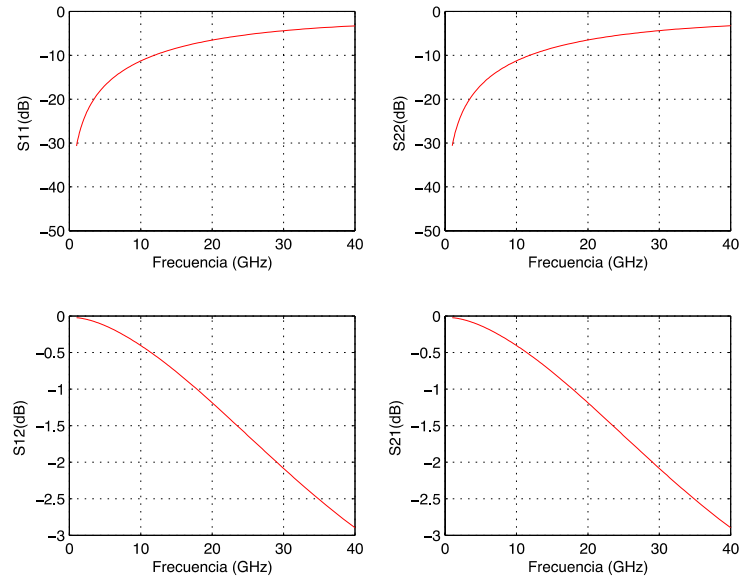


Figura 32. Parámetros S del interruptor DBP1 en estado OFF.

Por otro lado, en la Figura 33 se muestran los parámetros S del interruptor DBP1 en estado ON. Se puede observar que el parámetro S_{11} es muy pequeño (menor a -1dB) y su aislamiento (S_{12}) es menor a -8dB a frecuencias inferiores a 10 GHz. Se observa que aún hasta la frecuencia de 40 GHz se refleja casi todo. El aislamiento de este interruptor es excelente para frecuencias menores a 3 GHz donde $S_{12} < -17$ dB.

3.3.2 Circuito equivalente en los estados ON y OFF del interruptor óhmico DBP1.

En la Figura 34 se puede observar el circuito equivalente de un interruptor MEMS de RF de contacto óhmico. Este circuito consiste de dos elementos de impedancia Z y tres elementos en paralelo (R_s , C y L). La resistencia R_s se debe al contacto directo metal-metal y a la resistencia de la membrana, la capacitancia C se debe a la intercepción entre la línea CPW y la membrana y la inductancia L se debe a la membrana. El circuito equivalente del interruptor óhmico de la Figura 34 se implementó en el paquete de software ADS®. Haciendo un ajuste a los valores de los elementos del circuito equivalente con los datos obtenidos del análisis electromagnético correspondientes al interruptor DBP1, se logró una excelente aproximación como se puede apreciar en la Figura 35.

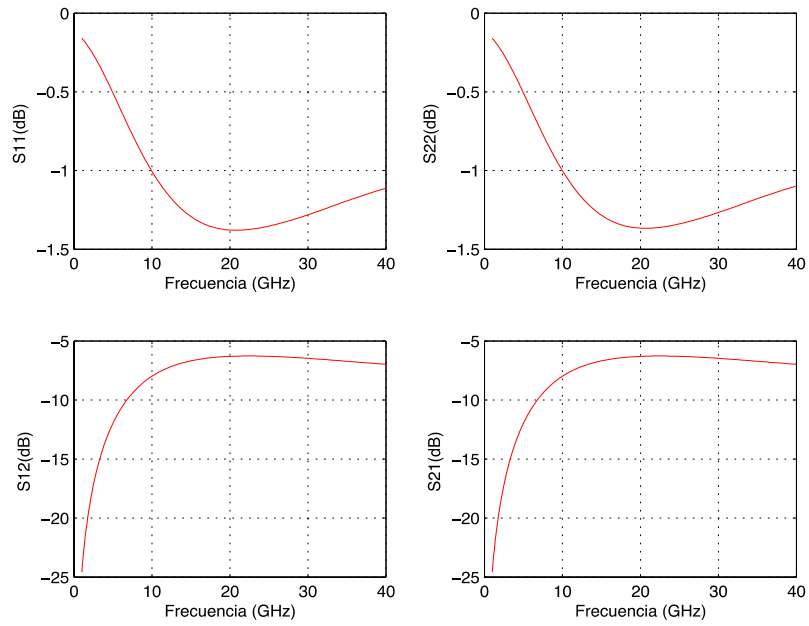


Figura 33. Parámetros S del interruptor DBP1 en estado ON.

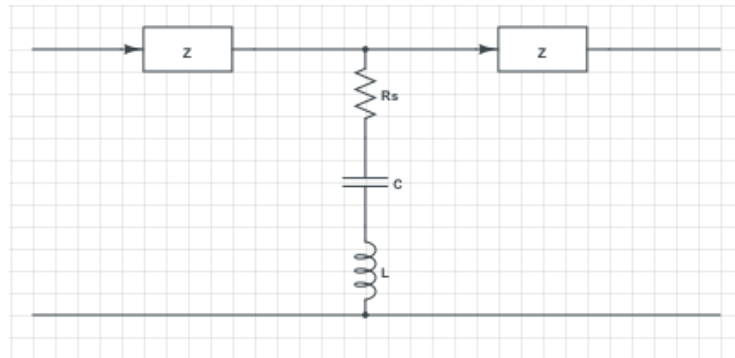


Figura 34. Circuito equivalente de un interruptor MEMS de contacto óhmico en estado OFF.

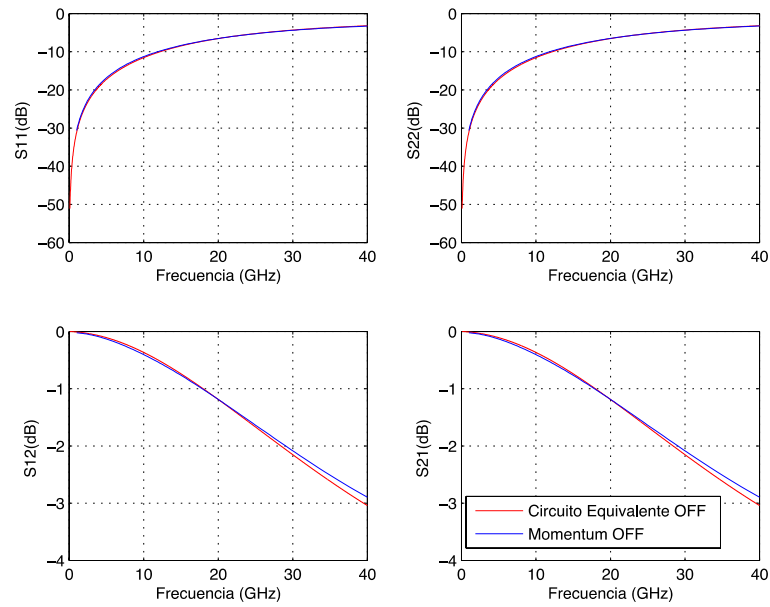


Figura 35. Comparación de los parámetros S del circuito equivalente y los obtenidos del análisis electromagnético del DBP1 en estado OFF.

En la Tabla 6 se muestran los valores de los elementos utilizados en el circuito equivalente. Se agregaron los elementos L_m (inductancia) y C_m (capacitancia), debidas a las líneas CPW. La capacitancia C en el estado OFF es muy pequeña debido a que la membrana tiene una separación de la línea CPW mayor que en el estado ON. La resistencia R en este caso es debida sólo a la línea CPW.

Tabla 6. Elementos del circuito equivalente del DBP1 en el estado OFF.

Elemento	Valor
Inductancia debida a las líneas CPW (L_m)	0.06938 nH
Capacitancia debida a las líneas (C_m)	6.5 fF
Capacitancia debida a la membrana (C)	0.5 fF
Inductancia de la membrana (L)	0.2232 nH
Resistencia (R_s)	0.64279 Ω

Por otro lado, en la Figura 36 se presenta el circuito equivalente de un interruptor MEMS de RF óhmico en estado ON. Este circuito consta de dos líneas con impedancia Z_0 , y un circuito en paralelo central formado por una resistencia R_s y una inductancia L . Se puede observar que en este caso no se ha incluido una capacitancia debido a que la membrana hace contacto directo con la línea CPW.

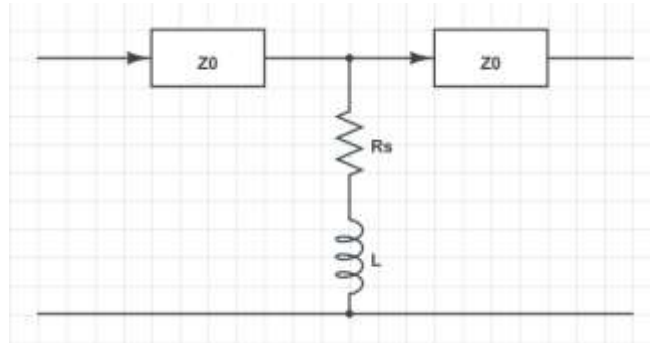


Figura 36. Circuito equivalente de un interruptor MEMS de contacto óhmico en estado ON.

De manera similar que en el estado OFF, el circuito equivalente se implementó en ADS[®] y se realizó una comparación con los parámetros S obtenidos mediante el análisis electromagnético, como se muestra en la Figura 37. Se puede apreciar que los parámetros S se ajustan muy bien con la respuesta obtenida del análisis electromagnético. Los valores de los elementos del circuito equivalente en estado ON se muestran en la Tabla 7, donde se puede observar que los valores son idénticos a los del estado OFF, sólo que en este caso se ha eliminado la capacitancia ($C=0$ pF).

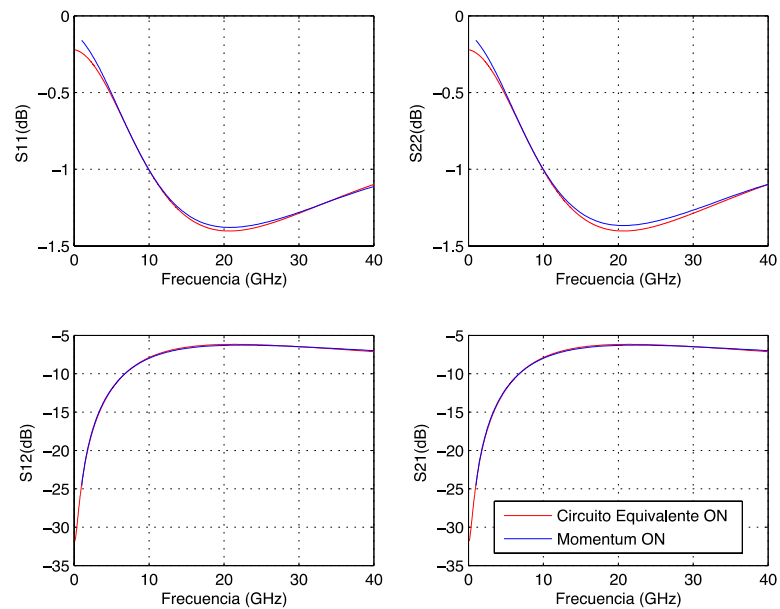


Figura 37. Comparación entre los parámetros S del circuito equivalente y los obtenidos del análisis electromagnético del DBP1 en estado ON.

Tabla 7. Elementos del circuito equivalente del DBP1 en el estado ON.

Elemento	Valor
Inductancia debida a las líneas CPW (L_m)	0.06938 nH
Capacitancia debida a las líneas (C_m)	6.5 fF
Capacitancia debida a la membrana (C)	0
Inductancia de la membrana (L)	0.2232 nH
Resistencia (R)	0.64279 Ω

3.3.3 Circuito equivalente en los estados ON y OFF del interruptor óhmico DBP1 adaptado a su impedancia característica

Los parámetros S obtenidos de los circuitos equivalentes mostrados anteriormente, se realizaron utilizando una impedancia de 50 Ω a la entrada y salida, sin embargo, la impedancia característica del interruptor DBP1 es de 96.33 Ω , provocando un desacoplamiento.

En la Figura 38, se muestran los parámetros S del circuito equivalente del interruptor desadaptado, obtenidos utilizando una impedancia de 50 Ω y comparados con los del interruptor adaptado, obtenidos con la impedancia de 96.33 Ω para el estado OFF. Se puede observar que la respuesta del interruptor DBP1 mejora notablemente, ya que su parámetro $S_{11} < -20$ dB con pérdidas por inserción < 0.1 dB hasta 15 GHz, y siendo menores a 0.4dB aún hasta 40 GHz donde su $S_{11} < -12$ dB. Esta mejora se debe a la adaptación o acoplamiento del interruptor ya que la energía que llega al interruptor no se pierde o refleja como cuando está desadaptado.

En la Figura 39 se muestran los parámetros S del interruptor DBP1 en estado ON, utilizando la impedancia de 50 Ω y comparados con los obtenidos con la impedancia del interruptor de 96.33 Ω . Se puede observar en este caso una gran mejoría en los parámetros hasta la frecuencia de 22 GHz. El aislamiento del interruptor se mejora notablemente (entre 4 y 8 dB), así como su parámetro S_{11} el cual se incrementa aproximadamente 0.5 dB en este estado.

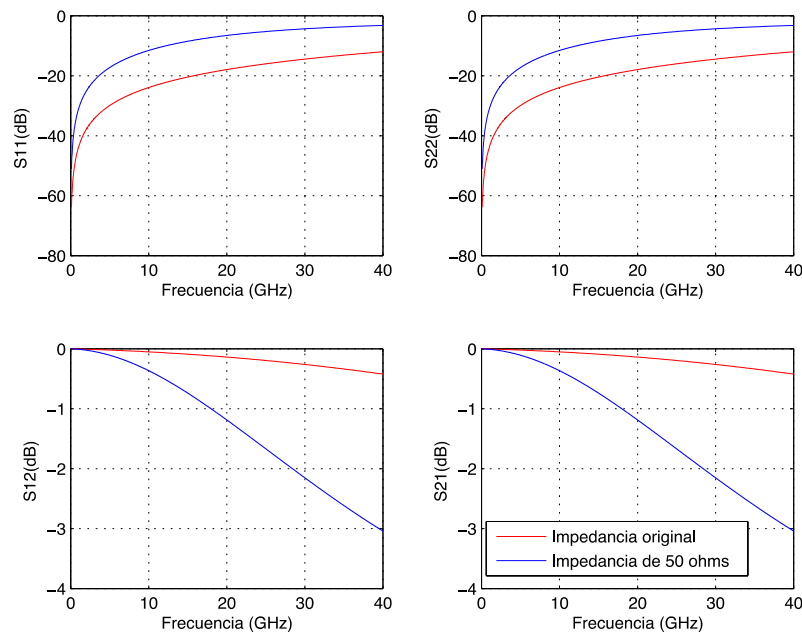


Figura 38. Comparación entre los parámetros S del interruptor adaptado (rojo) y desadaptado (azul) en el estado OFF.

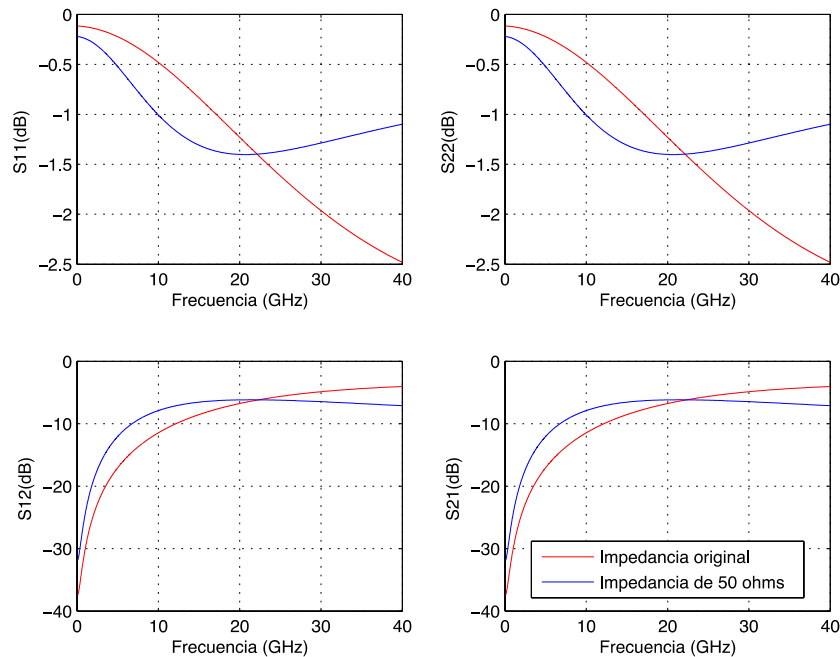


Figura 39. Comparación entre los parámetros S del interruptor adaptado (rojo) y desadaptado (azul) para el estado OFF.

3.3.4 Análisis electromagnético y circuito equivalente en los estados ON y OFF del interruptor óhmico DBP1 en modo par

Es importante resaltar que una línea CPW está formada por un conductor central y dos planos de tierra y puede funcionar en dos modos: modo par o modo impar. Cuando la señal de RF viaja a través de la línea central se dice que la línea funciona en modo par. Por el contrario, cuando la señal viaja por uno de los planos de tierra y la referencia es el segundo plano de tierra, quedando inutilizada la línea central, se dice que la línea CPW funciona en modo impar. El interruptor DBP1 está diseñado para ser utilizado en modo impar, de tal forma que, cuando se actúa la membrana, los planos de tierra se unen y la señal se envía a la línea de referencia, provocando un gran aislamiento e impidiendo que la señal de RF se transfiera desde la entrada hacia la salida.

En primer lugar se realizó el análisis electromagnético del interruptor en modo par en los estados ON y OFF, mostrando sus parámetros S obtenidos en la Figura 40. Debido a que la membrana une los planos de tierra en el estado ON, esta no debe

interferir en el flujo de la señal, es decir, que los parámetros de los estados ON y OFF (idealmente) no deben presentar ninguna diferencia entre ellos.

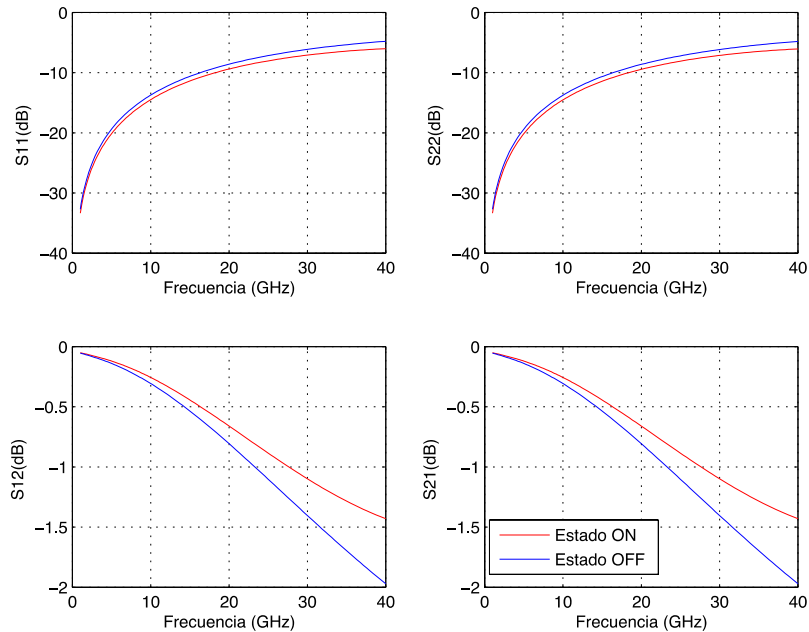


Figura 40. Comparación de los parámetros S en modo par de los estados ON y OFF.

Se puede observar en la Figura 40 que no existe mucha diferencia entre los estados OFF y ON, particularmente en bajas frecuencias. La diferencia que existe entre ellos se debe a que en el estado ON, la proximidad de la membrana con la línea CPW es menor que en el caso del estado OFF.

El circuito equivalente del DBP1 en modo par, en el estado OFF, se muestra en la Figura 41. La resistencia en serie R_s se debe a la resistencia formada por los contactos, así como a la resistencia de la membrana. La inductancia se debe a la membrana metálica. La capacitancia C se debe a la línea central y las capacitancias C_c a los planos de tierra.

Los parámetros S obtenidos del circuito equivalente y del análisis electromagnético del DBP1 en modo par en el estado OFF se muestran en la Figura 42. Se puede observar que ambos parámetros S son muy similares, mostrando una diferencia mayor en los parámetros S_{21} y S_{12} , sin embargo, esta diferencia es menor a -0.3 dB hasta 40 GHz.

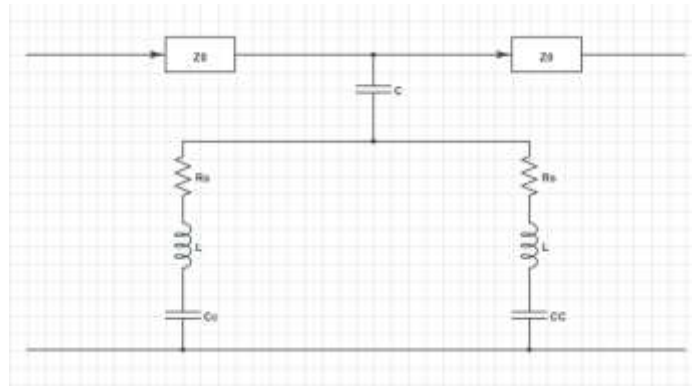


Figura 41. Circuito equivalente del DBP1 en modo par en el estado OFF.

En la Tabla 8 se muestran los valores de los elementos del circuito equivalente utilizados para realizar el análisis en ADS. Estos valores se determinaron utilizando como referencia los parámetros S obtenidos del análisis electromagnético del circuito. Se puede observar que tanto la capacitancia como la inductancia son aproximadamente la mitad de los valores de los elementos obtenidos para el circuito equivalente en modo impar, debido a que ahora la energía pasa a través de la línea central.

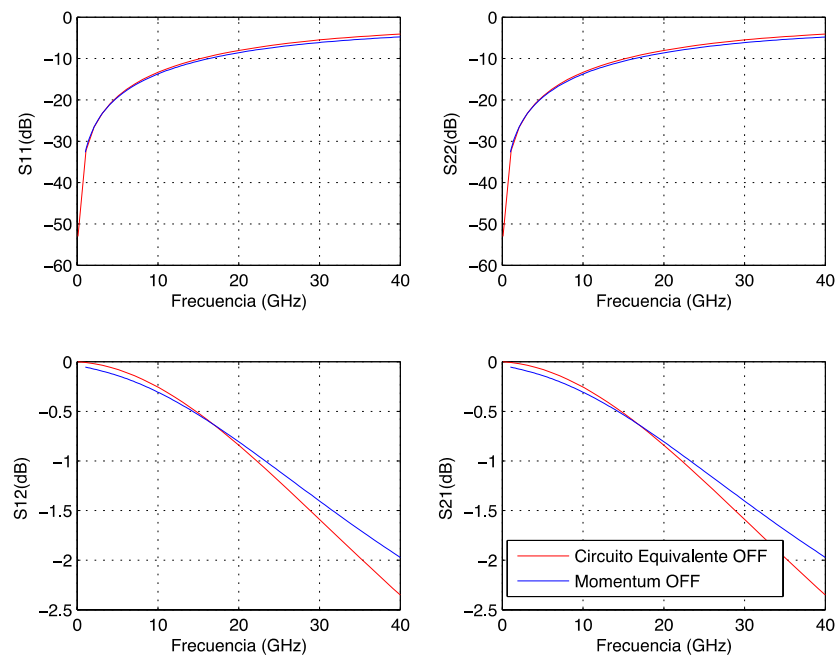


Figura 42. Comparación de los parámetros S del circuito equivalente y del análisis electromagnético del DBP1 en modo par en el estado OFF.

Tabla 8. Elementos del circuito equivalente del DBP1 en modo par en el estado OFF.

Elemento	Valor
Inductancia debida a las líneas CPW (L_m)	0 nH
Capacitancia debida a las líneas (C_m)	5 fF
Segunda inductancia debida a la línea CPW (L_p)	0.03 nH
Capacitancia debida a los contactos (C_c)	0.9 fF
Capacitancia debida a la membrana (C)	2 fF
Inductancia de la membrana (L)	0.12 nH
Resistencia (R)	0.32 Ω

El circuito equivalente del interruptor DBP1 en modo par, en el estado ON se muestra en la Figura 43. Se puede observar que el circuito equivalente es muy similar al del estado OFF, donde la única diferencia es que en el estado ON no se incluye la capacitancia de los contactos óhmicos. Esto se debe a que al activarse el interruptor y pasar a estado ON, la membrana baja y los extremos hacen contacto directamente con los planos de tierra evitando la capacitancia.

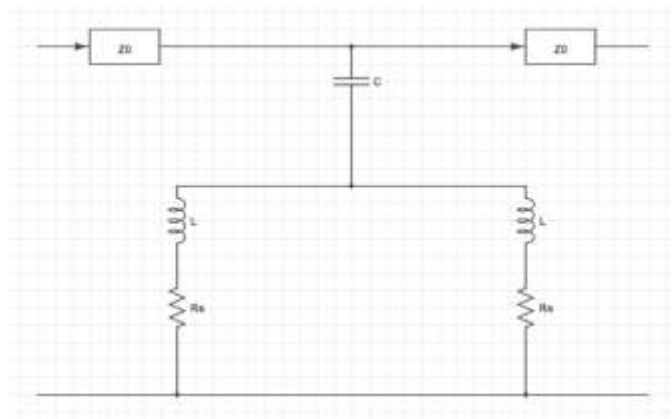


Figura 43. Circuito equivalente del DBP1 en modo par en el estado ON.

En la Figura 44 se muestran los parámetros S del circuito equivalente comparados con los obtenidos del análisis electromagnético del interruptor en modo par y en estado ON. Los parámetros que se muestran son muy similares sobre todo los parámetros S_{11} y S_{22} , mostrando una mayor variación o desajuste en los parámetros S_{12} y S_{21} que en el caso del estado OFF. La mayor diferencia obtenida en estos parámetros es de 0.5dB a la frecuencia de 40 GHz.

Los valores del circuito equivalente del DBP1 en modo par en el estado ON, se muestran en la Tabla 9. Al igual que en el circuito equivalente para el estado OFF, estos datos se obtuvieron para lograr la convergencia con los obtenidos mediante el análisis electromagnético. En este caso si existe una capacitancia debida a la membrana, ya que ahora la membrana no toca la línea por donde viaja la señal de energía. Se puede observar que ahora la inductancia L es cero y que debido a que la membrana se acerca más a la línea central (aunque no logra tocarla) la capacitancia se incrementa.

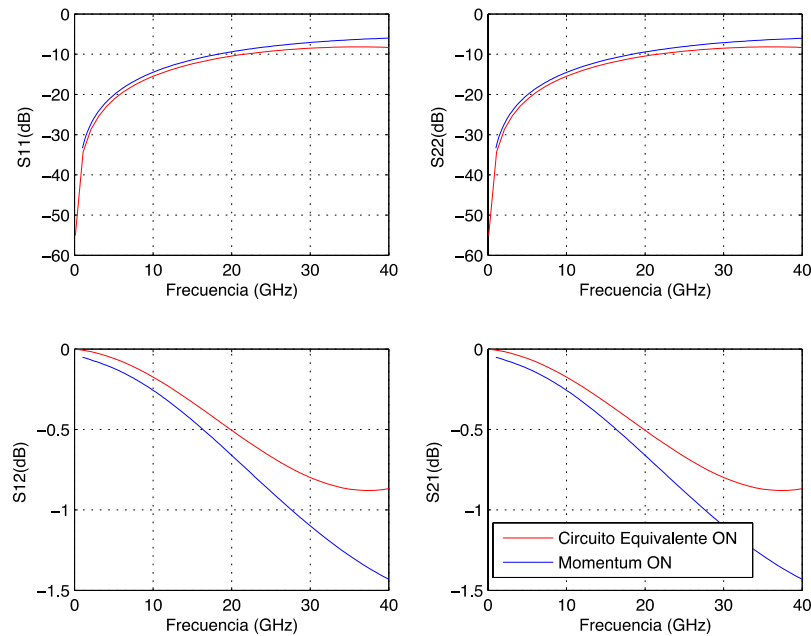


Figura 44. Comparación de los parámetros S del circuito equivalente y los obtenidos del análisis electromagnético del DBP1 en modo par en el estado ON.

Tabla 9. Elementos del circuito equivalente del DBP1 en modo par en el estado ON.

Elemento	Valor
Inductancia debida a las líneas CPW (L_m)	0 nH
Capacitancia debida a las líneas (C_m)	5 fF
Segunda inductancia debida a la línea CPW (L_p)	0.04 nH
Capacitancia debida a la membrana (C)	31.0065 fF
Inductancia de la membrana (L)	0.12 nH
Resistencia (R)	0.32 Ω

3.3.5 Análisis electromagnético de los estados ON y OFF del interruptor capacitivo DBP2

En esta sección se presentan resultados del análisis electromagnético del interruptor capacitivo denominado DBP2 utilizando Momentum[®], de manera similar al realizado al interruptor óhmico DBP1. En la Figura 45 se pueden observar los parámetros S obtenidos del análisis electromagnético del interruptor DBP2 en estado OFF. Se puede observar un parámetro S_{11} menor a -15 dB en todo el intervalo de frecuencias desde DC hasta 80 GHz, así como pérdidas por inserción menores a 0.52 dB en el mismo rango. El interruptor capacitivo presenta un mejor comportamiento en altas frecuencias que el interruptor óhmico, sin embargo, en estado OFF también presenta muy buenas características.

En la Figura 46 se muestran los parámetros S del DBP2 en estado ON. Se puede apreciar que el interruptor capacitivo presenta muy buen comportamiento en el intervalo de frecuencias de 22 GHz a 80 GHz, donde presenta un aislamiento ($S_{21} < -20$ dB) y un $S_{11} < 0.5$ dB, con lo que se garantiza que la señal de RF no pasa a través del interruptor. Se puede notar que el mejor aislamiento se logra a la frecuencia de 40 GHz.

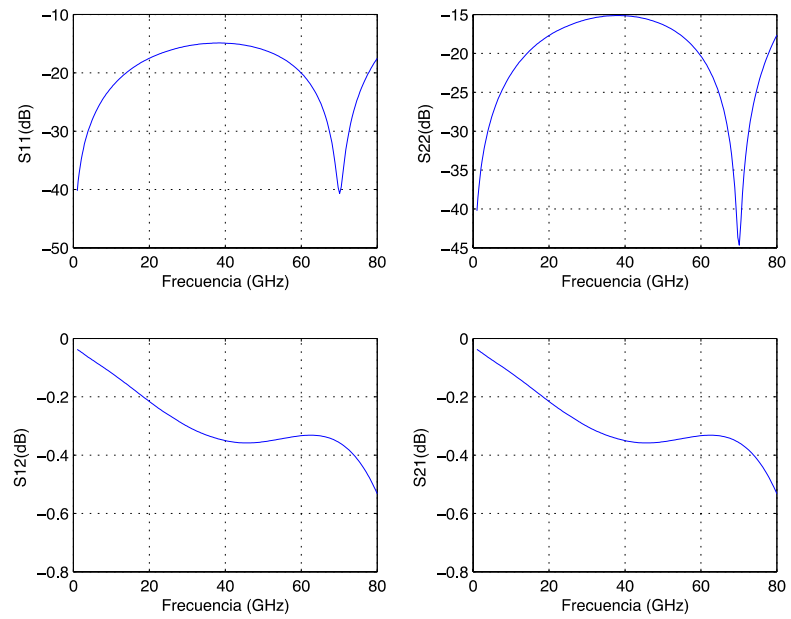


Figura 45. Parámetros S obtenidos del análisis electromagnético del DBP2 en estado OFF.

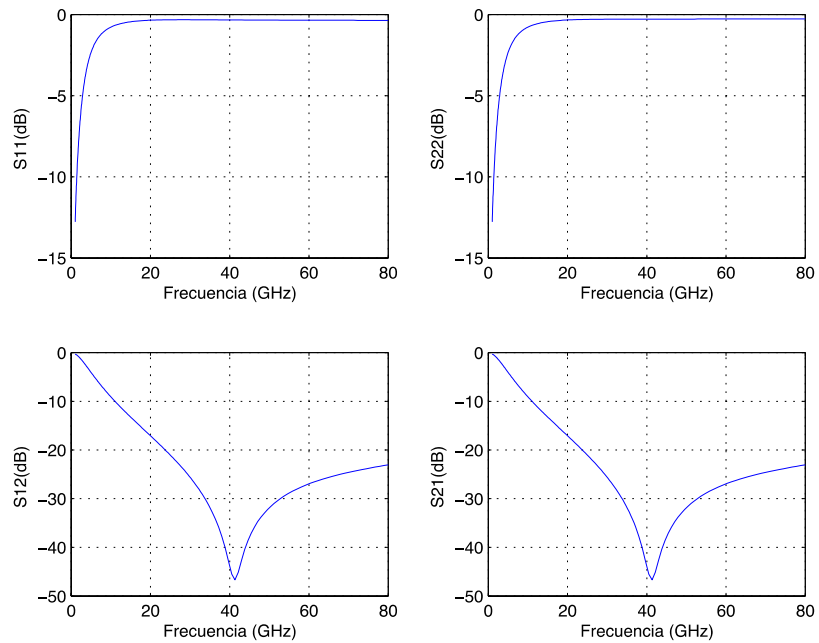


Figura 46. Parámetros S obtenidos del análisis electromagnético del DBP2 en estado ON.

3.3.6 Circuito equivalente de los estados ON y OFF del interruptor capacitivo DBP2

El circuito equivalente de un interruptor capacitivo de membrana se muestra en la Figura 47. Este circuito equivalente representa los estados ON y OFF, a diferencia del interruptor de contacto óhmico, en donde el circuito equivalente del estado ON no incluye la capacitancia. Esto se debe a que el contacto en los interruptores óhmicos es directo, mientras que en los capacitivos se incluye un dieléctrico, el cual impide el contacto directo de metal a metal. El circuito equivalente consiste de dos líneas con impedancia Z y un circuito en paralelo RLC, donde R se denomina R_s .

En la Figura 48 se muestran los parámetros S obtenidos del análisis electromagnético, comparados con los obtenidos del circuito equivalente del interruptor DBP2 en estado OFF. Se puede observar que todos los parámetros del circuito equivalente convergen con los del análisis electromagnético, aunque en el caso de los parámetros S_{12} y S_{21} se observa una pequeña diferencia la cual es menor a 0.05dB. Se puede observar que sus pérdidas por inserción $S_{21} < -0.52\text{dB}$ y $S_{11} < -15\text{dB}$ hasta 80GHz.

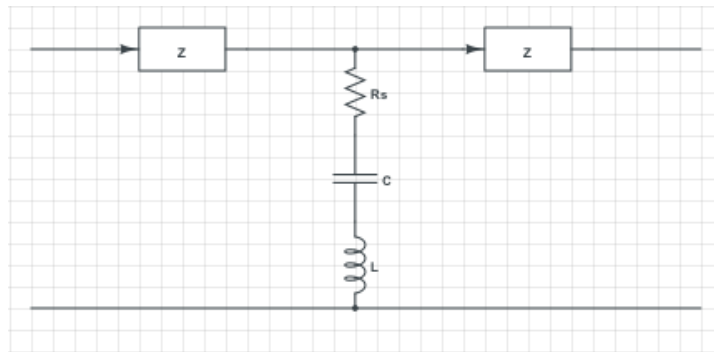


Figura 47. Circuito equivalente de un interruptor MEMS de contacto capacitivo para ambos estados OFF y ON.

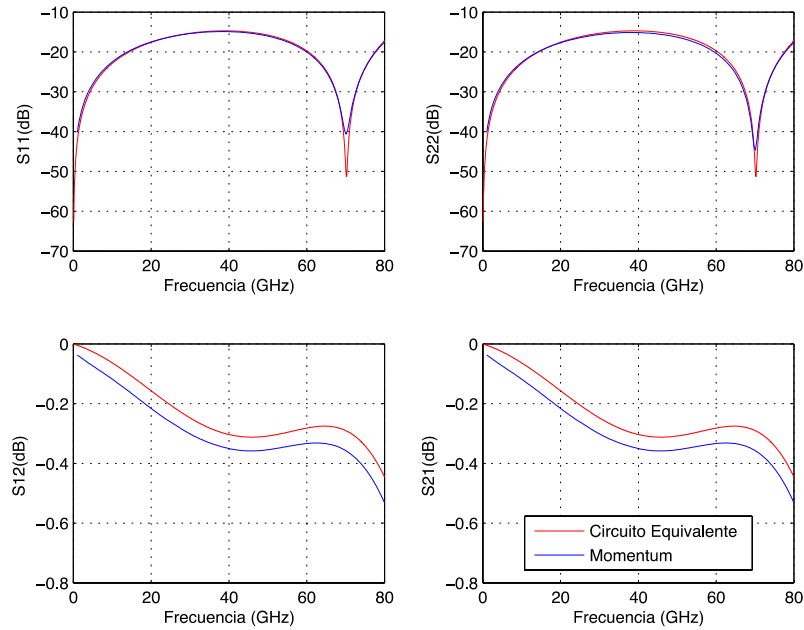


Figura 48. Comparación entre los parámetros S del circuito equivalente y los obtenidos del análisis electromagnético en estado OFF.

Los valores de los elementos del circuito equivalente del interruptor capacitivo, DBP2 obtenidos utilizando ADS[®] se muestran en la Tabla 10. De manera similar que en el interruptor de contacto óhmico, la capacitancia entre la membrana y la línea CPW es muy pequeña, debido a que existe una gran separación entre ellas. En este caso la resistencia R_s tiene una gran influencia por la resistividad de la línea CPW.

Tabla 10. Elementos del circuito equivalente del DBP2 para el estado OFF.

Elemento	Valor
Inductancia debida a las líneas CPW (L_m)	0 nH
Capacitancia debida a las líneas (C_m)	8.5 fF
Capacitancia debida a la membrana (C)	32 fF
Inductancia de la membrana (L)	0.009 nH
Resistencia (R)	0.235 Ω

En la Figura 49 se muestra la comparación entre los parámetros S del circuito equivalente con los obtenidos del análisis electromagnético del interruptor DBP2 para el estado ON. Ambos resultados son muy similares, notándose una pequeña diferencia entre los parámetros S_{12} y S_{21} cerca de la frecuencia de resonancia de 40 GHz.

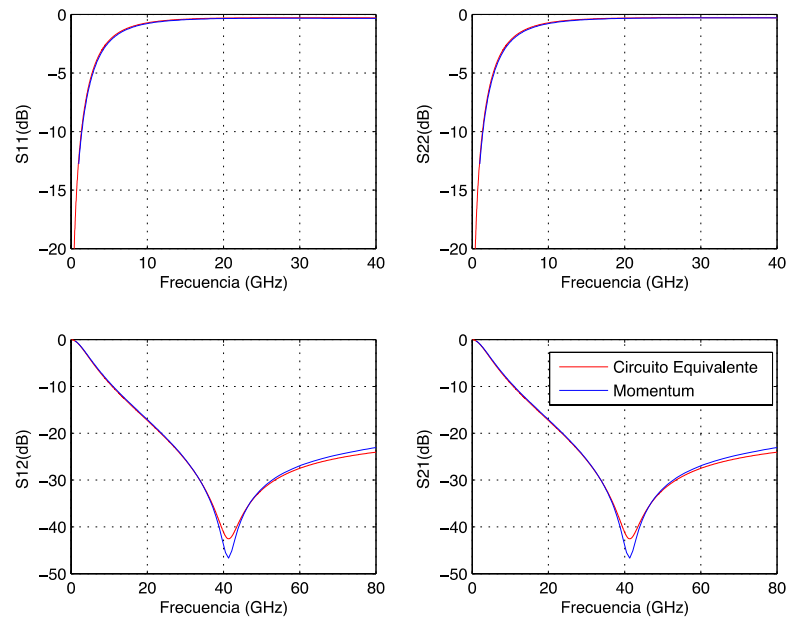


Figura 49. Comparación entre los parámetros S obtenidos del análisis electromagnético y los obtenidos del circuito equivalente en estado ON.

Los valores obtenidos de los elementos del circuito equivalente del DBP2 en estado ON se muestran en la Tabla 11. Se puede observar que la capacitancia producida por la membrana es mucho mayor en este caso (de 1.651pF) comparada con 32fF del estado OFF. Este cambio en la capacitancia se debe a que la membrana se movió hasta tocar el dieléctrico entre esta misma y la línea CPW. Debido a que se trata de un interruptor con contacto capacitivo, la resistencia se mantiene igual en el estado ON.

Haciendo un análisis similar al efectuado para el DBP1, enseguida se presentan resultados del interruptor DBP2. Se puede observar que los resultados son muy parecidos a frecuencias menores a 30 GHz y que a frecuencias mayores divergen en gran manera. Se observa que la adaptación de la impedancia resulta necesaria en las altas frecuencias.

Tabla 11. Elementos del circuito equivalente del DBP2 en estado ON.

Elemento	Valor
Inductancia debida a las líneas CPW (Lm)	0 nH
Capacitancia debida a las líneas (Cm)	8.5 fF
Capacitancia debida a la membrana (C)	1.651 pF
Inductancia de la membrana (L)	0.009 nH
Resistencia (R)	0.235 Ω

En la Figura 51 se presentan los resultados correspondientes al DBP2 en el estado ON, donde se puede observar que los parámetros S, en general son muy parecidos, mejorando un poco en todo el intervalo de frecuencia, aunque ésta mejora no es tan notable como en el caso del interruptor de contacto óhmico. Se puede apreciar que el parámetro S_{11} se acercó mas a cero, mientras que el aislamiento del interruptor se mejoró aproximadamente 5 dB.

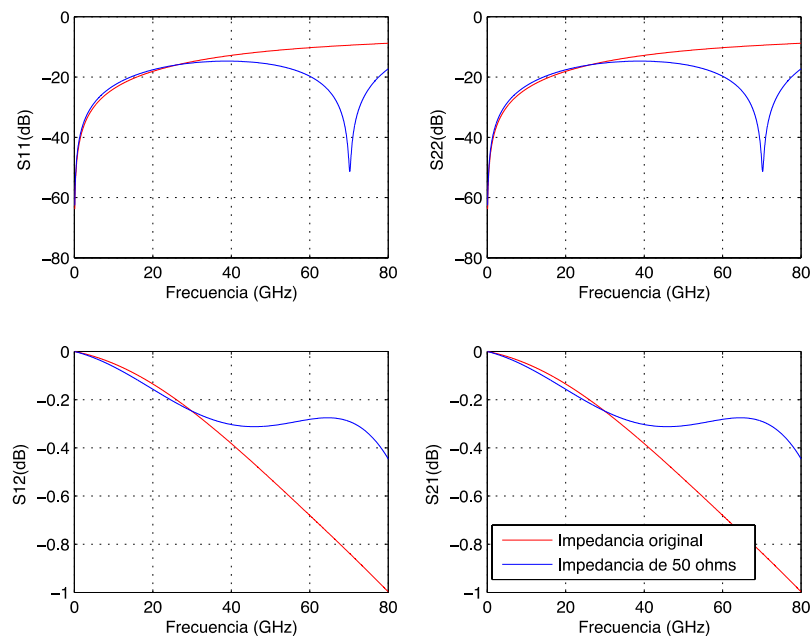


Figura 50. Comparación entre los parámetros S del interruptor DBP2 adaptado (rojo) y desadaptado (azul) en el estado OFF.

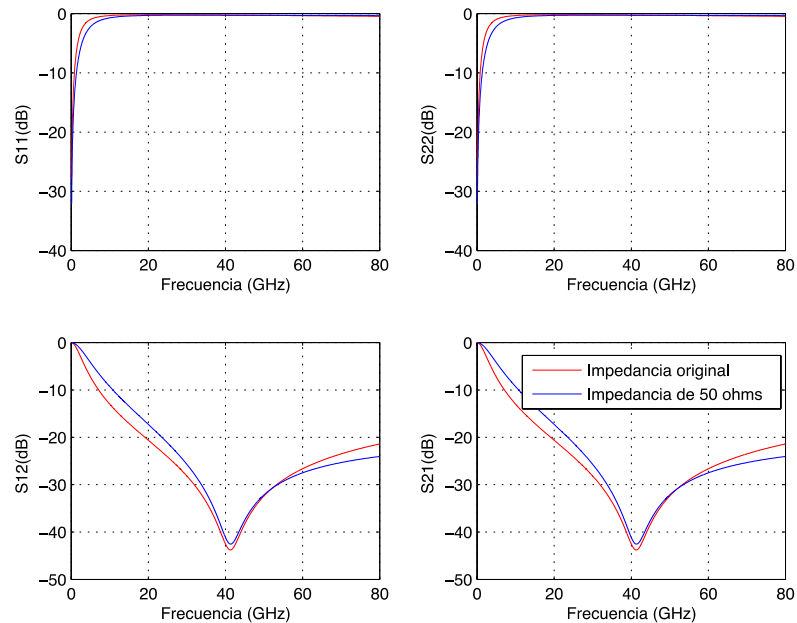


Figura 51. Comparación entre los parámetros S del interruptor DBP2 adaptado (rojo) y desadaptado (azul) en el estado ON.

3.4 Análisis electromagnético de un capacitor MEMS de RF

Se ha realizado el análisis electromagnético de un capacitor MEMS de RF variable desarrollado con placas independientes para efectuar la actuación y modificar la capacitancia utilizando el paquete de software de análisis electromagnético Momentum[®].

El diseño del capacitor se basa en el método de fabricación PolyMUMPS. Cuenta con un sustrato de Silicio (Si) y placas metálicas que producen la capacitancia, así como con los electrodos para efectuar la actuación realizados en polisilicio. El diagrama esquemático del capacitor diseñado que se analizará se muestra en la Figura 52. Se puede observar que los electrodos (en color rojo) están separados de la placa fija (en color gris), y además se encuentran alejados de la placa móvil (en color verde claro), lo cual permite obtener un intervalo de sintonización mayor que el teórico del 50 %, tal y como fue sugerido por (Zou et al., 2000).

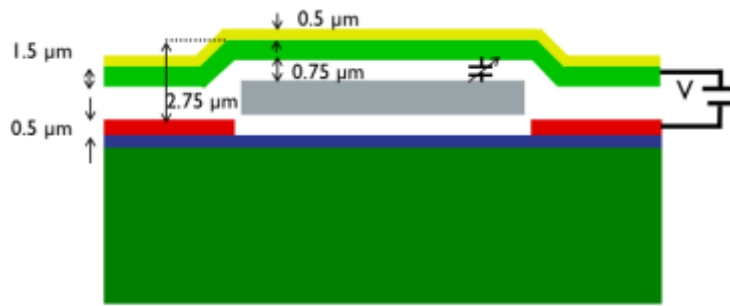


Figura 52. Diagrama esquemático del capacitor MEMS de RF variable a analizar.

En la Tabla 12 se muestran las principales características y dimensiones del capacitor MEMS de RF a analizar, y en la Figura 53 se muestra el capacitor implementado en el paquete de software Momentum® utilizado para la realización del análisis electromagnético del interruptor.

En la Tabla 13 se muestran las principales características de las capas del capacitor. Se puede observar que la capa de Óxido tiene un espesor de $0.75\ \mu\text{m}$, el cual es la separación entre las placas que definen la capacitancia. Esta separación es la que se variará en el software de análisis electromagnético para obtener las distintas capacitancias.

Tabla 12. Características y dimensiones del capacitor MEMS de RF variable.

Características	Capacitor variable de placas paralelas
Material de los electrodos	polisilicio
Material de la placa fija	polisilicio
Material de la placa móvil	polisilicio y Au
Longitud de los soportes, a (μm)	125
Longitud de los soportes, b (μm)	120
Área total del capacitor (μm^2)	445x500
Área de los electrodos (μm^2)	455x150
Área de la región de capacitancia (μm^2)	445x210
Voltaje de actuación (V)	9
Sustrato	Si

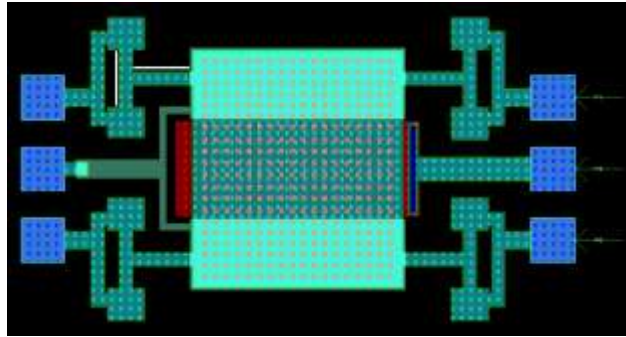


Figura 53. Capacitor MEMS de RF implementado en el "Layout " de Momentum.

Tabla 13. Propiedades de las capas de la estructura del capacitor MEMS de RF.

Parámetro	Capa			
	Óxido	Nitruro	Si (dopado)	Si
Espesor (μm)	0.75	0.6	5	300
Permitividad	1	4.8	11.8	11.8
Conductividad	-	-	-	66.66

Considerando las dimensiones y parámetros dados en las Tablas 12 y 13, se realizó el análisis electromagnético del capacitor mostrado en la figura 53, para diversas separaciones (0.1 μm hasta 0.75 μm), siendo esta última la distancia inicial con la cual se obtiene la capacitancia mínima. La capacitancia y la inductancia se obtuvieron utilizando el parámetro S_{11} determinado del análisis electromagnético y utilizando las ecuaciones (19) y (20):

$$C = \frac{1}{2\pi f X_c} \quad (21)$$

$$L = \frac{1}{(2\pi f_c)^2 C} \quad (22)$$

donde X_c es la reactancia capacitiva, f es la frecuencia a la cual se toma la reactancia y f_c es la frecuencia de resonancia del circuito RLC.

En la Figura 54 se muestra el parámetro S_{11} obtenido para una separación de 0.1 μm. El análisis electromagnético fue realizado hasta 10 GHz, y la frecuencia de

resonancia es de 4 GHz aproximadamente (donde la fase es cero), por lo que se puede asegurar que el capacitor funcionará al menos hasta 4 GHz correctamente.

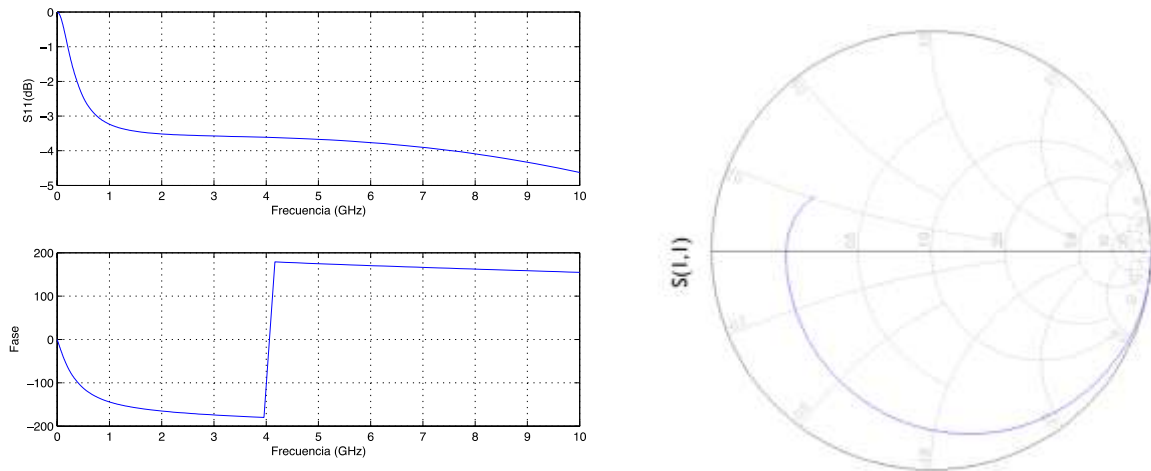


Figura 54. Resultados obtenidos del análisis electromagnético del capacitor MEMS de RF para una separación de 0.1 μm .

Este capacitor funciona en baja frecuencia debido a que los materiales utilizados en el proceso de PolyMUMPs, no están optimizados para funcionar a frecuencias muy altas, al ser un proceso de propósito general. Utilizando las ecuaciones (19) y (20) se determinan la capacitancia y la inductancia del capacitor MEMS de RF. Al implementar dichas ecuaciones en ADS[®], se obtienen la capacitancia y la inductancia del capacitor correspondientes a una separación de las placas de 0.1 μm . El valor de la capacitancia resultó de 9.76 pF y la inductancia de 157.9 pH. El valor de capacitancia resultó bastante elevado debido a la proximidad de las placas paralelas, lo cual se puede lograr gracias al diseño en donde los electrodos de polarización están separados.

Utilizando los datos obtenidos del análisis electromagnético, se realizó el circuito equivalente del capacitor utilizando los valores de $C=9.76\text{pF}$ y $L=157.9\text{nH}$ calculados previamente. En la Figura 55 se muestra el circuito equivalente del capacitor MEMS de RF variable. La resistencia R se debe a los contactos en donde se conectan las puntas de prueba (sondas de medición), la inductancia L se debe a la membrana móvil, y la capacitancia C a la membrana y el electrodo inferior del capacitor.

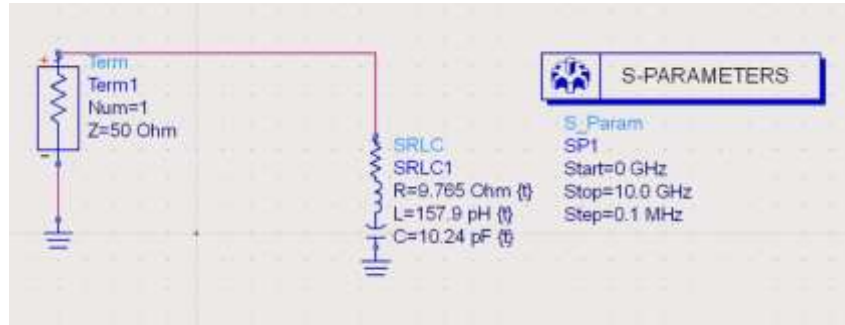


Figura 55. Circuito equivalente de un capacitor MEMS de RF de placas paralelas.

En la Figura 56 se muestra la comparación entre los parámetros S del circuito equivalente con los obtenidos mediante el análisis electromagnético. Se puede observar una buena aproximación hasta la frecuencia de resonancia de 4 GHz y que solo existe una pequeña diferencia en las frecuencias más altas.

En la Tabla 14 se muestran los valores de los elementos del circuito equivalente obtenidos, utilizando los resultados del análisis electromagnético para diversas separaciones de las capas. Para cada separación de las placas, se realizó su análisis electromagnético correspondiente.

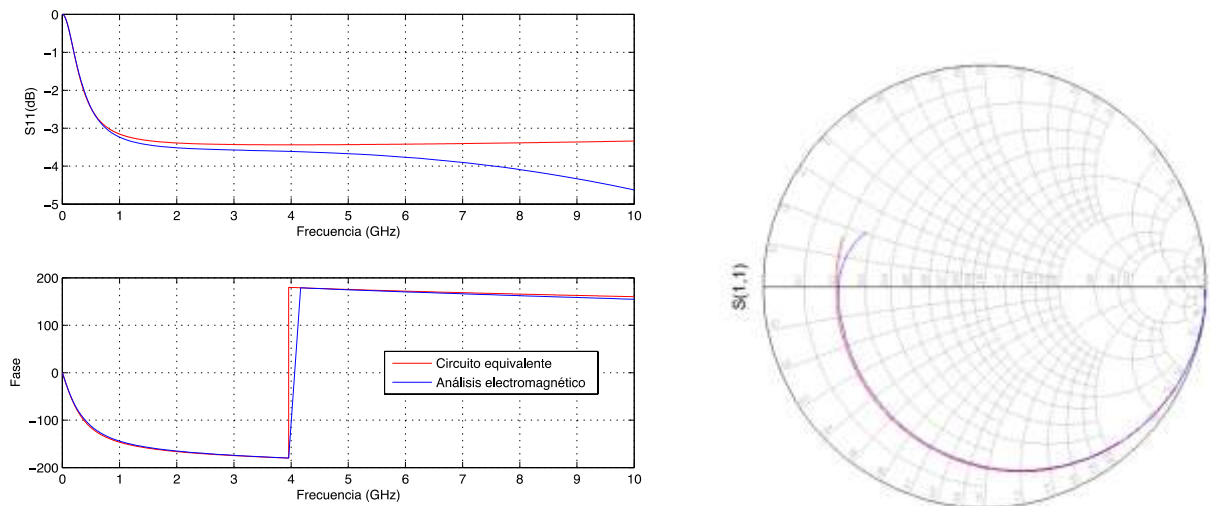


Figura 56. Comparación entre los parámetros S del circuito equivalente con los obtenidos del análisis electromagnético del capacitor MEMS de RF.

Tabla 14. Resistencia, inductancia y capacitancia obtenidas para el capacitor MEMS de RF variable.

Espacio entre placas (en μm)	Resistencia (R) Ω	Inductancia (L)nH	Capacitancia (C)pF
0.75	10.83	157.9	2.59
0.7	10.83	157.9	2.67
0.6	10.43	157.9	2.88
0.5	10.43	157.9	3.16
0.4	10.23	157.9	3.59
0.3	9.93	157.9	4.31
0.2	9.93	157.9	5.75
0.1	9.7	157.9	9.76

Se puede observar que los valores de la resistencia y capacitancia se modifican, mientras que el de la inductancia no se modifica al variar el espacio entre las dos placas del capacitor. La resistencia se modifica solo un poco y es de aproximadamente 10 Ω , mientras que su capacitancia se modifica en gran manera (9.76pF-2.59pF). El intervalo de sintonización obtenido utilizando la ecuación (3) es del 276.83 %.

3.5 Análisis mecánico de interruptores MEMS de RF

En esta sección se muestra el análisis mecánico de los dos interruptores diseñados y analizados electromagnéticamente proporcionados anteriormente (DBP1 y DBP2). El análisis mecánico se realiza para conocer el comportamiento mecánico del interruptor, el cual está directamente relacionado con los soportes y el peso de la membrana. Se han realizado tres tipos de análisis: uno en donde se utilizan las frecuencias naturales de oscilación del sistema, otra también utilizando las frecuencias de oscilación del sistema, pero considerando la tensión mecánica (conocida en inglés como *tensión mecánica residual* la cual se explica con mayor detalle en el Capítulo 4), y por último, el análisis de *pull-in*, en el cual se aplica directamente a la membrana, una diferencia de potencial para determinar su voltaje de actuación. Para realizar éstos tipos de análisis se ha utilizado el software ANSYS®, el cual es un software especializado en análisis mecánico y que utiliza el Método de Elementos Finitos.

3.5.1 Análisis Modal del interruptor DBP1

El análisis modal, permite determinar las frecuencias naturales de una estructura mecánica, y debido a que la membrana de los interruptores MEMS se modela por un sistema de un grado de movimiento, se pueden utilizar las frecuencias naturales y la masa para calcular el valor de la constante k mediante de la ecuación (15).

En primer lugar se realiza el análisis del interruptor sin considerar la tensión mecánica. En la Figura 57 se puede observar la membrana del interruptor implementada en ANSYS®. Los resultados en la figura se representan con una escala de colores que va desde el azul hasta el rojo, donde el color rojo muestra el mayor cambio de movimiento o deformación en la membrana. Los valores obtenidos de las frecuencias naturales y de la masa se muestran en la Tabla 15. Se toma la frecuencia natural que provoca el movimiento clásico del sistema masa-resorte, el cual se da sólo en el eje Z. En este caso, se trata de la Frecuencia 2 y se utiliza la ecuación (15) para obtener la constante k cuyo valor es de $36.05 \frac{N}{m}$. Utilizando la ecuación (9) se obtiene el voltaje de pull-in el cual resultó de 15.19 V.

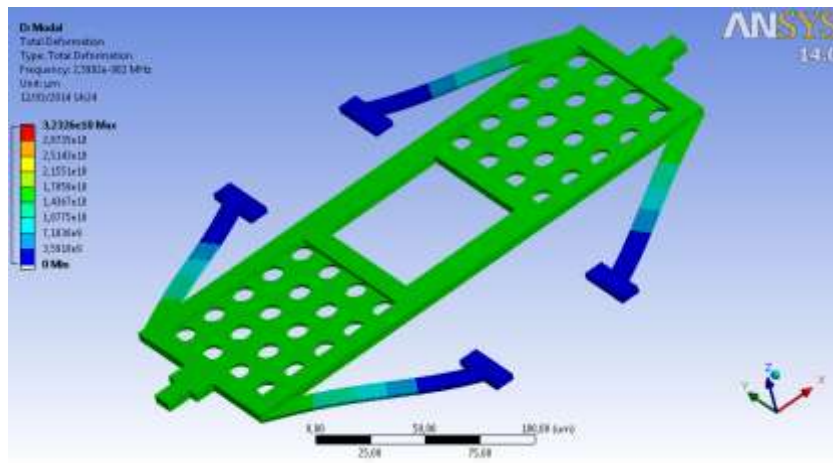


Figura 57. Análisis modal del interruptor DBP1 sin tensión mecánica.

3.5.2 Análisis Modal del interruptor DBP1 considerando la tensión mecánica.

Al considerar la tensión mecánica residual, la membrana sufre una deformación lo cual cambiará sus frecuencias naturales, y por lo tanto su valor de la constante k como se puede observar en la Figura 58.

Tabla 15. Datos obtenidos del análisis del DBP1 sin tensión mecánica en ANSYS®.

Masa y modos(fn)	Valor obtenido del análisis mecánico
Masa	1.3519×10^{-9} kg
Frecuencia 1	2.4819×10^{-2} MHz
Frecuencia 2	2.5992×10^{-2} MHz
Frecuencia 3	6.0476×10^{-2} MHz
Frecuencia 4	0.10199×10^{-2} MHz

En la Tabla 16 se muestran los valores de las frecuencias naturales considerando la tensión mecánica en la membrana. Nuevamente, la frecuencia natural de interés es la Frecuencia 2, la cual se utiliza para calcular la constante k . El valor obtenido para la constante k es de $39.87 \frac{N}{m}$ con lo cual se determina un voltaje de *pull-in* de 15.97 V. Se puede observar un ligero aumento de k y el *pull-in* con respecto a los anteriores sin considerar tensión mecánica.

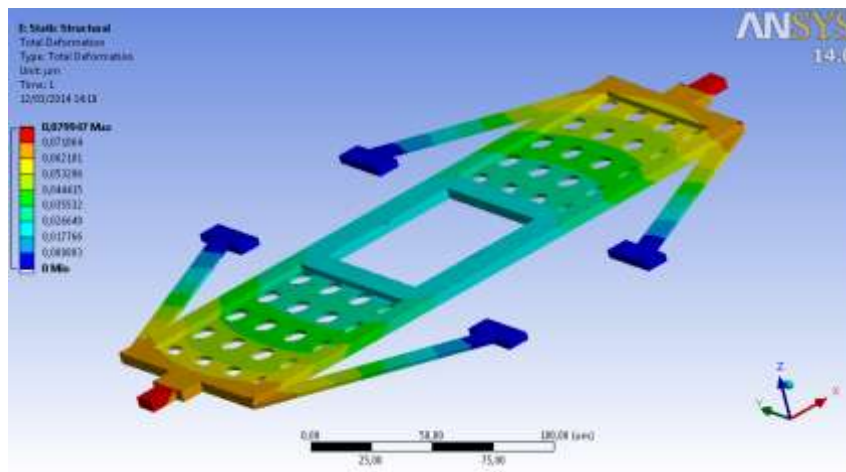


Figura 58. Análisis modal del interruptor DBP1 considerando la tensión mecánica residual.

Nuevamente, la frecuencia natural de interés es la Frecuencia 2, la cual se utiliza para calcular la constante k . El valor obtenido para la constante k es de $39.87 \frac{N}{m}$ con lo cual se determina un voltaje de *pull-in* de 15.97 V.

Tabla 16. Datos obtenidos del análisis del DBP1 con tensión mecánica en ANSYS®.

Masa y modos (fn)	Valor obtenido del análisis mecánico
Masa	1.3519×10^{-9} kg
Frecuencia 1	2.5886×10^{-2} MHz
Frecuencia 2	2.7334×10^{-2} MHz
Frecuencia 3	6.2973×10^{-2} MHz
Frecuencia 4	0.1013×10^{-2} MHz

3.5.3 Análisis del voltaje de pull-in del interruptor DBP1

El análisis de *pull-in* de la membrana, se realiza variando el voltaje en los electrodos, con lo cual se hará que el interruptor se active cuando alcance el voltaje de *pull-in*. Se puede observar en la Figura 59 la posición de la membrana, la cual ANSYS® muestra utilizando un código de colores. El voltaje de *pull-in* obtenido con este análisis es de 16 V, muy cercano al calculado en el análisis modal, el cual fue de 15.97 V.

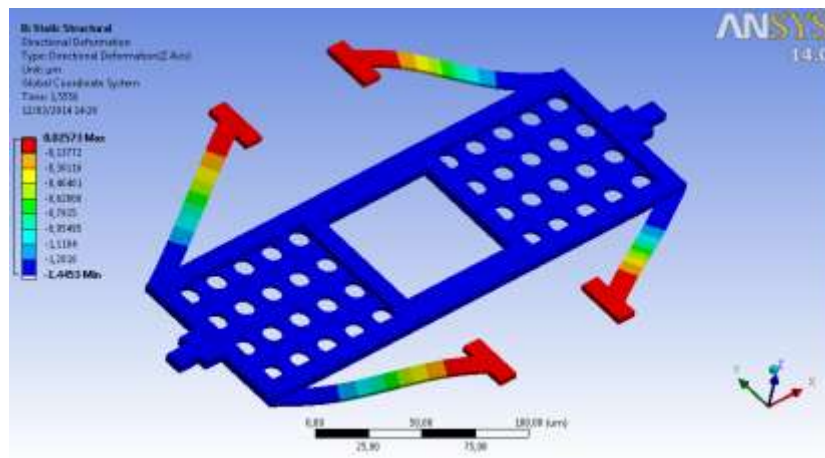


Figura 59. Análisis del pull-in del interruptor DBP1.

Un análisis mecánico similar al DBP1, también fue realizado para el interruptor DBP2, el cual emplea soportes tipo *meander*. En la Tabla 17 se puede observar que los voltajes y constantes k son muy parecidas para ambos interruptores.

Tabla 17. Resultados obtenidos del análisis mecánico de los interruptores DBP1 y DBP2.

	Suspensión diagonal DBP1		Suspensión <i>meander</i> DBP2	
	Constante k $\left(\frac{N}{m}\right)$	Voltaje de <i>pull-in</i> (V)	Constante $k \left(\frac{N}{m}\right)$	Voltaje de <i>pull-in</i> (V)
Análisis modal sin tensión mecánica	36.05	15.19	33.85	15.96
Análisis modal con tensión mecánica	39.87	15.97	32.54	15.65
Análisis de <i>pull-in</i>	-	16	-	16

3.6 Análisis mecánico de un capacitor MEMS de RF

En esta sección se realiza el análisis mecánico del capacitor MEMS de RF, el cual es exactamente igual que el realizado previamente para los interruptores MEMS de RF. Se ha realizado el análisis modal, el análisis modal con tensión mecánica residual y el análisis de *pull-in* para el capacitor MEMS de RF utilizando el software ANSYS®.

3.6.1 Análisis Modal de un capacitor MEMS de RF

En la Figura 60, se muestra la membrana del capacitor MEMS de RF al realizar el análisis modal sin utilizar la tensión mecánica residual. Las frecuencias naturales de oscilación se muestran en la Tabla 18.

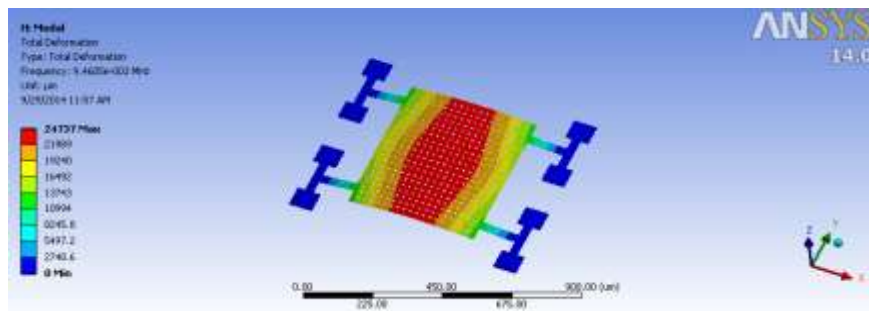


Figura 60. Análisis modal del capacitor MEMS de RF.

En este caso, la frecuencia natural que representa el movimiento en el eje Z del capacitor es la Frecuencia 1. Utilizando la frecuencia, la masa del dispositivo y las ecuaciones (15) y (9), se determinan la constante k y el voltaje de *pull-in* respectivamente. Con estas ecuaciones se encontró que la constante k es de $12.301 \frac{N}{m}$ y que el voltaje de *pull-in* es de 8.05 V.

Tabla 18. Datos obtenidos mediante el análisis sin tensión mecánica del capacitor MEMS de RF variable.

Masa y modos (fn)	Valor obtenido del análisis mecánico
Masa	3.4816×10^{-9} kg
Frecuencia 1	9.4605×10^{-3} MHz
Frecuencia 2	1.493×10^{-2} MHz
Frecuencia 3	2.5914×10^{-2} MHz
Frecuencia 4	3.6746×10^{-2} MHz

3.6.2 Análisis Modal de un capacitor MEMS de RF considerando la tensión mecánica

Al considerar la tensión mecánica residual, se obtiene una deformación en la membrana, lográndose una deformación muy pequeña, ya que se observó que la Figura 61 no difiere de manera significativa de la Figura 60.

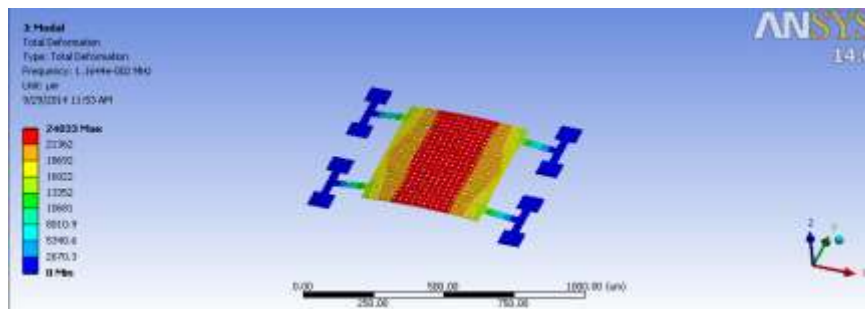


Figura 61. Análisis modal del capacitor MEMS de RF considerando la tensión mecánica.

Las frecuencias de oscilación obtenidas del análisis modal considerando la tensión mecánica residual se muestran en la Tabla 19. La frecuencia de oscilación de interés y la utilizada para calcular la constante k es la Frecuencia 1.

Utilizando la Frecuencia 1, la masa de la membrana y la ecuación (15) se obtiene la constante k ($18.63 \frac{N}{m}$), y a su vez utilizando la constante k y la ecuación (9), se determina el voltaje de *pull-in*, el cual es 9.85 V.

Tabla 19. Datos obtenidos del análisis sin tensión mecánica del capacitor MEMS de RF variable.

Masa y modos(fn)	Valor obtenido del análisis mecánico
Masa	3.4816×10^{-9} kg
Frecuencia 1	1.1644×10^{-2} MHz
Frecuencia 2	1.5784×10^{-2} MHz
Frecuencia 3	2.7855×10^{-2} MHz
Frecuencia 4	3.7566×10^{-2} MHz

3.6.3 Análisis del voltaje de pull-in del capacitor MEMS de RF variable.

Siguiendo un procedimiento similar al realizado para los interruptores MEMS de RF, se realizó el análisis de *pull-in* correspondiente al capacitor MEMS de RF, aplicando diversos voltajes desde 0 V hasta 20 V. En la Figura 62, se muestra la membrana del capacitor actuada al aplicar un voltaje superior al voltaje de *pull-in*. El voltaje de *pull-in* obtenido con éste análisis fué de 9.33 V.

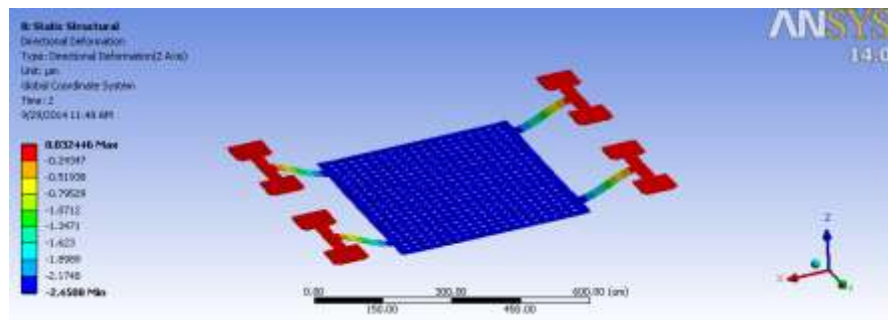


Figura 62. Análisis de pull-in del capacitor MEMS de RF.

El análisis mecánico presentado en este trabajo, es una parte fundamental y necesaria para el diseño de interruptores y capacitores de MEMS de RF, ya que éste análisis permite predecir el voltaje de *pull-in*. Además, utilizando ANSYS® o cualquier otro software que permita realizar este tipo de análisis, se pueden modificar las estructuras, hacer pruebas y optimizaciones hasta encontrar el voltaje de *pull-in* deseado. Sin embargo, también se debe tener en consideración el valor de la constante k , ya que aunque se consiga un valor muy pequeño de k para lograr disminuir el voltaje

de pull-in, esto puede ocasionar que la fuerza de restauración sea muy poca, provocando que la membrana no regrese a su posición original al retirar el voltaje de actuación (dejar de aplicar el voltaje).

En el siguiente capítulo se describen los procesos que se utilizan para la fabricación de interruptores y capacitores MEMS de RF.

Capítulo 4. Fabricación de MEMS

En este capítulo se describen los procesos de fabricación de MEMS. En primer término, se describen los dos enfoques principales que se han utilizado para la construcción de MEMS: el micromecanizado de superficie y el micromecanizado de sustrato. Posteriormente, se describen algunos de los procesos más utilizados comercialmente y finalmente se presentan de manera breve los procesos utilizados por algunos autores, de manera independiente, y que se encuentran en la literatura.

4.1 Micromecanizado de superficie

El proceso de micromecanizado de superficie se demostró por primera vez en la década de los 60's utilizando capas metálicas, sin embargo, no fue hasta la década de los 80's cuando se realizaron microestructuras utilizando ésta técnica y empleando polisilicio como material estructural (Payne et.al., 1995). Las estructuras resultantes (referidas como estructuras 2.5 D) se localizan principalmente sobre la superficies del sustrato en forma de capas delgadas. Las dimensiones de las estructuras formadas por este proceso de fabricación, pueden ser un orden de magnitud más pequeñas que las generadas mediante el proceso de micromecanizado de sustrato (Varadan, 2003).

Esta técnica, consiste en la deposición de capas delgadas de distintos materiales sobre un sustrato, y se utilizó originalmente para la fabricación de circuitos integrados. Los materiales depositados pueden ser diversos: metales, SiO_2 y Si_3N_4 , por mencionar algunos, los cuales, se utilizan como material de sacrificio para poder generar estructuras en tercera dimensión. A la utilización de capas de sacrificio en una técnica de fabricación, se le conoce como micromecanizado de superficie (*surface micromachining*).

La rápida y basta adopción de esta técnica se pudo completar debido a que se utiliza la misma infraestructura, equipo y herramientas utilizados en la fabricación de los circuitos integrados convencionales. Esto permite que el costo de fabricación de los MEMS fabricados con ésta técnica sea muy bajo. Utilizando el proceso de fotolitografía,

se transfiere la geometría deseada de la estructura a las capas del sustrato, ya sea para las líneas, electrodos o el material de sacrificio.

4.1.1 Capa de sacrificio

La capa de sacrificio, es una capa que se utiliza como soporte para depositar la capa que servirá para fabricar la membrana o viga suspendida. Debido a que la característica principal del micromecanizado de superficie es la capa de sacrificio, es necesario elegirla de manera adecuada. Se debe tomar en cuenta, el material utilizado para el sustrato y la estructura, así como los procesos subsecuentes que serán empleados para la eliminación de la misma. Los materiales más utilizados como capa de sacrificio son el SiO_2 , material fotorresistivo, poliamida, SU-8 (material fotorresistivo hecho a base de *epoxi*), PMMA (plástico conocido como polimetilmetacrilato) y algunos metales.

En la Tabla 20 se muestran algunos de los materiales utilizados como estructuras, materiales de sacrificio y las sustancias de eliminación más utilizados en el proceso de micromecanizado de superficie adecuados para MEMS de RF.

Tabla 20. Capa sacrificial y atacante utilizado para diferentes membranas (Liu et. Al., 2010).

Capa de sacrificio	Membrana o viga	Atacante
polisilicio	SiC, SiN	TMAH, KOH
polisilicio	Óxido	TMAH
Poliimida	Al, SiC, SiN, TiN	Plasma-Oxígeno
Oxido	SiC, SiN, polisilicio, TiN	HF
Oxido	Ti, Al	73% HF
Cu	Ni	H_2O_2 :HAC:H ₂ O
Al	Ni	H_3PO_4 :HAC:HNO ₃
Ni	Cu	HNO ₃
Cu, Ni, Al	Au	HNO ₃

4.1.2 Membrana o viga

Para la selección del material empleado en las partes móviles, es necesario considerar las características mecánicas, tales como el módulo de *Young*, la relación de *Poisson*, la tensión de ruptura y la tensión mecánica residual. El módulo de *Young* y la tensión mecánica residual, juegan un papel muy importante en la determinación del voltaje de actuación, para el caso de los interruptores y capacitores. Por esta razón, se debe conocer con anticipación el material que se va a utilizar en la fabricación, con la finalidad de poder diseñar estos dispositivos de manera correcta. Además, el estrés residual puede provocar que la membrana quede deformada después de finalizar el proceso de fabricación.

La tensión mecánica de la estructura móvil depende de las condiciones en que fue depositado el material, así como del material utilizado para fabricar la membrana (o viga) y el material de la capa de sacrificio (Liu, 2010).

El material más utilizado para fabricar las estructuras móviles en los MEMS de RF es el oro (Au), debido a su baja reactividad química (*chemical inertness*), baja resistividad, y bajo nivel de oxidación. En la literatura se puede encontrar un gran número de materiales que han sido utilizados además del Au, y con resultados muy favorables. Algunos de estos materiales utilizados de manera frecuente como estructuras móviles son: el polisilicio (utilizado en el proceso PolyMUMPs), Al (Young and Boser, 1996), Cu (Park et. al., 2000); aleaciones como: Ti/Au, y en algunos casos materiales dieléctricos como el dióxido de silicio (Yao and Chang, 1995).

4.1.3 Proceso de fotolitografía

Uno de los procesos más importantes del micromecanizado de superficie es la fotolitografía. Este proceso transfiere las geometrías (líneas, electrodos, estructuras mecánicas, etc.) al sustrato. El proceso básico mostrado en la Figura 63, empieza con la deposición del material fotorresistivo (*photoresist* en inglés), sobre el material en donde se grabará la estructura (Figura 63 (a)). Posteriormente, se utiliza una mascarilla que se coloca sobre el material fotorresistivo (Figura 63 (b)). Esta mascarilla protege en ciertas zonas al material fotorresistivo, de los efectos de la luz ultra violeta, la cual lo

debilita permitiendo que puedan ser removidas solo algunas partes de él (Figura 63 (c)). La eliminación del material fotorresistivo se lleva a cabo utilizando algún químico o gas (el cual depende del tipo de material fotorresistivo utilizado). Después de haber eliminado el material fotorresistivo deseado, se obtiene lo mostrado en la Figura 63 (d), en donde podemos observar que solo una parte del SiO_2 queda protegida por el material fotorresistivo. El siguiente paso es utilizar un ataque químico húmedo o gaseoso para eliminar las partes del SiO_2 que no están protegidas por el material fotorresistivo, obteniendo el resultado que se muestra en la Figura 63 (e). Por último, el material fotorresistivo que protegía al SiO_2 se elimina y se obtiene el resultado mostrado en la Figura 63 (f) .

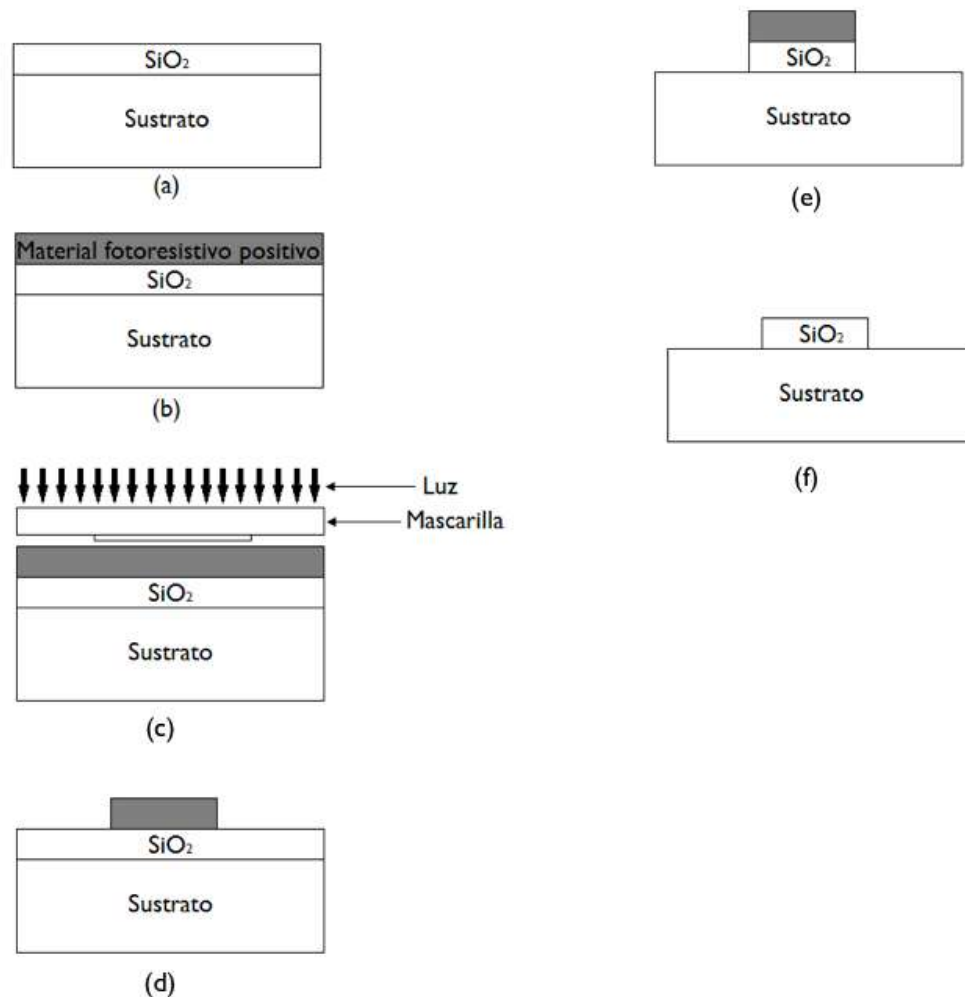


Figura 63. Proceso de fotolitografía (Jaeger, 2012).

4.1.4 Liberación de la estructura móvil

Uno de los pasos más importantes en el proceso de micromecanizado de superficie, es la liberación de la estructura móvil, debido a que si no se hace de manera correcta, el dispositivo puede presentar problemas de *stiction* (Descrito con mayor detalle en la sección 4.5).

El fenómeno de *stiction* puede ocurrir en dos ocasiones y por razones distintas. Después de la fabricación del dispositivo, el problema de *stiction* puede ocurrir por la acumulación de cargas en la zona de contacto de los interruptores, provocando que el dispositivo se quede “pegado”, y disminuyendo su grado de confiabilidad. Éste problema se ha tratado de solucionar añadiendo un dieléctrico en la zona de contacto de los interruptores (Goldsmith et. al., 1999), impidiendo que se presente un contacto directo metal-metal. Aunque se logra aumentar la confiabilidad con esta técnica, el problema no se elimina por completo, ya que algunas cargas eléctricas pueden quedar atrapadas dentro del dieléctrico, haciendo que la estructura móvil quede enganchada al dieléctrico. Una solución alternativa es la de utilizar otro método de actuación que no sea electrostático como el caso de la actuación térmica, un claro ejemplo de este diseño es presentado por Daneshmand et al. (2009), en el cual presenta un interruptor que utiliza una actuación térmica, y que no presenta el fenómeno de *stiction*.

El otro caso relacionado con el fenómeno de *stiction*, ocurre en el proceso de fabricación. En este caso el problema ocurre debido al ataque químico realizado mediante *wet etching*, ya que la capilaridad provocada por los líquidos y la corta distancia entre la estructura móvil y el sustrato, pueden hacer que estas dos queden totalmente unidas.

4.2 Micromecanizado de sustrato

Este proceso de fabricación no es utilizado comúnmente en los dispositivos MEMS de RF, excepto en los interruptores laterales, sin embargo, es utilizado ampliamente en otro tipo de MEMS (como sensores de presión, acelerómetros y cartuchos de impresoras). El proceso de micromecanizado de sustrato es una

tecnología con mayor desarrollo que el micromecanizado de superficie. Este proceso surgió en los primeros años de la década de los 60's y ha sido utilizado en la fabricación de diferentes micro-estructuras. El término “micromecanizado de sustrato” se refiere a que este proceso realiza estructuras micro-mecánicas dentro del sustrato eliminando selectivamente partes de éste (Kovaks et al., 1998).

Este proceso elimina ciertas partes del sustrato para crear estructuras móviles (como membrana y vigas), lo cual se logra haciendo agujeros o hoyos, zanjás o ranuras y otras estructuras. En la Figura 64 se muestra un ejemplo en donde se realiza una zanja dentro de un sustrato.

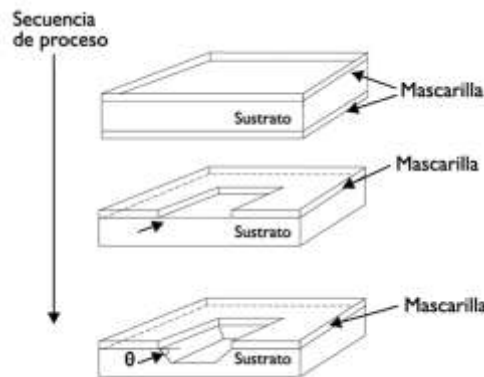


Figura 64. Proceso de fabricación de micromecanizado de sustrato (De Los Santos et al., 2004).

El método de eliminación utilizado por este proceso es mediante el ataque químico, el cual puede ser húmedo o seco, y puede ser de tipo isotrópico o anisotrópico.

4.2.1 Ataque químico isotrópico y anisotrópico

Cuando un ataque químico se realiza de forma isotrópica, éste consume al sustrato en todas las direcciones posibles, es decir, que la intensidad del ataque químico, y por lo tanto, la profundidad de la eliminación del sustrato realizada, es la misma en todas direcciones. En la Figura 65 se puede observar un sustrato que ha sido atacado químicamente de forma isotrópica.

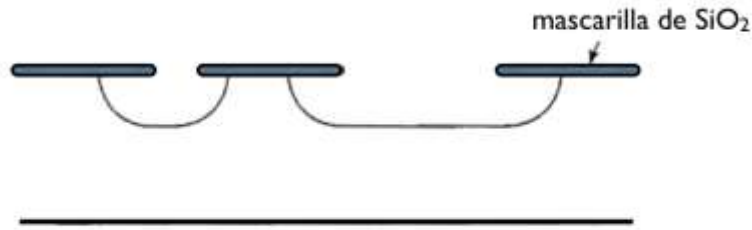


Figura 65. Ataque químico isotrópico (modificado de Jaeger, 2002, pág. 271).

La mayoría de los atacantes químicos más utilizados son del tipo isotrópico, sin embargo, existen algunos atacantes que eliminan el sustrato dependiendo de la orientación. Estas orientaciones se determinan por los planos atómicos, los cuales a su vez se obtienen por la cristalografía del material utilizado. Estos planos se identifican por los números de Miller, en los cuales, entre mayor es el número de átomos por plano, menor será la tasa de eliminación (De Los Santos, 2005). En la Figura 66 se muestra la notación utilizada en los planos.

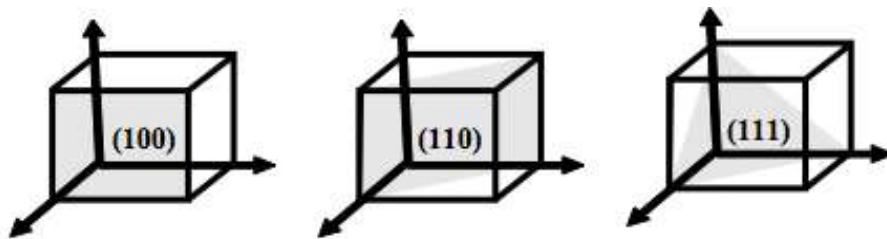


Figura 66. Descripción de los planos cristalográficos utilizando los índices de Miller (De Los Santos, 2005, pág. 19).

Cuando la eliminación producida por el atacante químico depende de los planos cristalográficos, entonces se le llama atacante anisotrópico. En este caso el atacante químico elimina el sustrato en dirección de ciertos planos con mayor velocidad, por lo que pueden producirse superficies muy planas, que pueden intersectarse para formar ángulos muy bien definidos (Jaeger, 2002). En la Figura 67 se muestra un ataque químico anisotrópico.

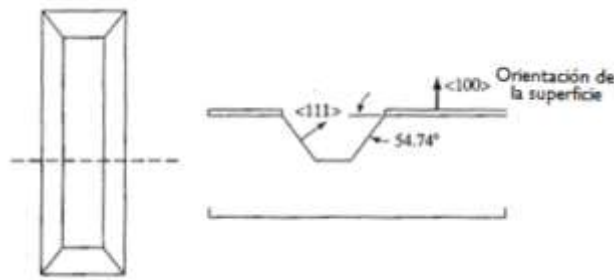


Figura 67. Ataque químico anisotrópico en el cual el plano $\langle 111 \rangle$ tiene una baja tasa de eliminación (modificado de Jaeger, 2002, pág. 272).

4.2.2 Ataque químico húmedo

El ataque químico húmedo es un método muy selectivo, sin embargo, es difícil de controlar y deja muchos residuos sobre el sustrato después de ser utilizado. Como su nombre lo indica, para realizar este proceso se utiliza un atacante líquido. El ataque químico húmedo se realiza mediante tres pasos principales: la adición del atacante al sustrato, la reacción química que se efectúa entre el atacante y el sustrato, y la eliminación de los residuos provocados por el proceso (Campbell, 2001). Un claro ejemplo del ataque químico húmedo es el proceso BOE (por sus siglas en inglés *Buffered Oxide Etch*), el cual utiliza una solución de ácido fluorhídrico. El ataque se realiza sumergiendo el sustrato en la solución. A temperatura ambiente, el ácido ataca el SiO_2 más rápido que con el material fotorresistivo o el Si. La tasa de eliminación en este proceso es de 10 a 100 nm/min a la temperatura de 25 °C, dependiendo de la densidad de la capa de SiO_2 . La tasa de eliminación es dependiente de la temperatura, y ésta se monitorea de manera cuidadosa durante el proceso. La tasa de eliminación también depende del tipo de óxido a eliminar. Cuando éste contiene altas cantidades de fósforo (P), la eliminación se realiza más rápido. Por el contrario, si el óxido contiene una alta concentración de boro (B), la tasa de eliminación se reduce. La eliminación química húmeda tiende a ser un proceso isotrópico.

4.2.3 Ataque químico seco

Se le llama ataque químico en seco cuando se utiliza plasma como atacante. El principio básico del ataque de plasma es simple, se utiliza un gas de baja presión, al cual se le aplica una diferencia de potencial para generar un plasma, en donde se forman especies químicas (iones, moléculas, átomos, etc.) y se elige un químico de tal

forman reacciones con el sólido al cual se quiere atacar químicamente (Jansen et. al. 1995). El proceso en seco requiere solo de pequeñas cantidades de gases reactivos o reactantes, mientras que el proceso húmedo requiere de cantidades más grandes de químicos líquidos.

Los sistemas de plasma utilizan una excitación de RF, la cual ioniza gases en un sistema de vacío. La fuente de RF normalmente opera a una frecuencia de 13.56 MHz. Sin embargo estos sistemas pueden operar a frecuencias del orden de KHz y en algunos casos en el orden de microondas (GHz). El modo de operación de los sistemas de plasma depende de la presión a la cual se esté utilizando, así como de la estructura de la cámara de vacío. El ataque químico estándar opera dentro de la mayor de las tres presiones utilizadas.

La técnica llamada *ion milling* utiliza la energía de un ion de un gas noble como el Ar^+ para atacar la superficie de la oblea. El ataque ocurre debido al choque de átomos del Ar^+ con los de la superficie de la oblea. Utilizando esta técnica se puede lograr un ataque altamente anisotrópico.

4.3 Procesos de fabricación comerciales

A continuación se describen algunos procesos de fabricación de MEMS de RF que se encuentran disponibles comercialmente. Dentro de estos procesos, se encuentra la técnica FBK, la cual fue utilizada para construir los interruptores MEMS de RF diseñados y analizados que se presentaron en el Capítulo 3.

4.3.1 Proceso Foundacione Bruno Kesler

Se trata de un proceso de fabricación que utiliza ocho mascarillas para la fabricación de interruptores MEMS de RF, tanto del tipo capacitivo como óhmico, que fue desarrollado por el laboratorio FBK-IRST ubicado en Trento, Italia. El diagrama de flujo de este proceso se muestra en la figura 68. Este proceso utiliza una capa de polisilicio que sirve para la implementación de líneas de polarización de alta resistividad. Se basa en técnicas de micromecanizado de superficie y tecnología CMOS estándar. A continuación se describen cada una de las etapas del proceso de fabricación. El

proceso puede implementarse sobre un sustrato de Cuarzo ($\epsilon_r=3.8$) o de silicio ($\epsilon_r=9.8$):

En este proceso, primero se deposita una capa de 1000 nm de espesor de óxido térmico la cual será la capa aislante, la cual se genera mediante oxidación térmica húmeda a la temperatura de 975°C. Las cargas atrapadas entre la frontera del SiO₂ y el silicio generan pérdidas en el sustrato, por lo que se somete nuevamente a 975°C por 50 minutos en una atmosfera de Nitrógeno. Posteriormente, se deposita una capa de polisilicio de 630 nm de grosor mediante la técnica *Low-Pressure Chemical Vapor Deposition* (LPCVD) a 630 °C, y se dopa con B mediante implantación de iones. En este punto se definen las resistencias y electrodos de actuación utilizando la fotolitografía. El grabado se realiza con un químico basado en Cloro Cl. Después de remover la capa fotoresistiva, los iones de B implantados se activans eléctricamente sometiendo el sustrato a 925°C en una atmosfera de Nitrógeno durante una hora.

Posteriormente, se deposita una capa de SiO₂ de 300 nm de espesor (utilizando LPCVD) empleando TEOS (*Tetraethyl orthosilicte*) a 718°C que proporciona un alto grado de aislamiento para los electrodos de actuación. Se definen también las vías de contacto resistivo entre el polisilicio y las capas resistivas posteriores utilizando una segunda mascarilla y un grabado a base de Flúor. En la Figura 68 (a) se muestra la deposición del polisilicio, el SiO₂ y el TEOS.

Después de eliminar la material fotorresistivo se deposita una multicapa metálica por *sputtering* (30 nm Ti, 50 nm TiN, 410 nm AlSi, 60 nm Ti y 80 nm TiN). El espesor total de la multicapa será el mismo que el de la capa de polisilicio. En la Figura 68 (b) se muestra la deposición de la multicapa metálica. La multicapa se cubre con 100nm de óxido de baja temperatura (low temperatura oxide, LTO) para proporcionar una capa aislante, necesaria para los interruptores capacitivos paralelos y se definen los vías para realizar el contacto óhmico de la multicapa con la siguiente capa metálica. El metal se graba con una tercera mascarilla. Enseguida, se deposita una capa de 100 nm de SiO₂ utilizando LPCVD a 430°C con hidruro de silicio. Se realiza una cuarta mascarilla la cual define los agujeros metalizados en la capa LTO. Posteriormente, se deposita

una capa de adhesión de cromo de 5nm de espesor, seguida de una capa de oro de 150 nm de grosor utilizando un cañón de electrones, debido a que el oro no tiene una buena adhesión sobre el óxido de silicio. La principal función de esta capa es metalizar (cubrir con un metal) los contactos eléctricos expuestos de los interruptores óhmicos para obtener contactos de baja resistividad. Esta capa también permite implementar interruptores de contacto capacitivo con metalización flotante, así como capacitores tipo MIM. La metalización flotante (*floating metal*) se define con la quinta mascarilla y utilizando un grabado húmedo. El LTO y la metalización flotante pueden observarse en la Figura 68 (c).

Se deposita la capa sacrificial utilizando un material fotorresistivo. Se eligió el material fotorresistivo porque puede ser eliminado fácilmente utilizando *oxygen plasma*. El espesor estándar es de 3 μm , pero pueden utilizarse distintos espesores en el intervalo de 1.6 μm a 4.5 μm . La sexta mascarilla se emplea para definir el *spacer*, el cual puede ser observado en la Figura 68 (d). Enseguida, se evapora una capa conductiva empleando el proceso de electroplateado "*electroplating*" en toda la oblea. Esta capa se compone de 2.5 μm de Cr, para adhesión, una capa de 2.5 nm de Au (utilizada como conductor), y una capa sacrificial de 2 nm de Cr para incrementar la adhesión de la capa del material fotorresistivo. En la Figura 68 (e) se muestra la deposición de la capa de Au.

Se realizan las membranas móviles mediante una capa gruesa de material fotorresistivo positivo (no representada en el esquema). Enseguida se hace crecer una capa de oro de 1.8 μm de grosor llamada CPW utilizando el proceso de *electroplating*. La capa delgada *Bridge* se utiliza principalmente para fabricar estructuras móviles y suspendidas, mientras que las líneas de baja resistencia, los planos de tierra y los puntos de anclaje se fabrican utilizando las dos capas de oro. Frecuentemente la capa CPW se deposita también sobre la capa *Bridge* para lograr una estructura más rígida, mientras que la deformación ocurre en los anclajes. Para controlar las regiones de contacto en los interruptores de contacto óhmico, la parte central de la membrana móvil se fabrica con una capa gruesa de oro (*Bridge* más *CPW*), de tal forma que ésta se mueva de forma más rígida sobre los electrodos.

El último paso del proceso, es la liberación de la estructura suspendida, removiendo la material fotorresistivo con *oxygen plasma*. La temperatura y los parámetros de los procesos de ataque se optimizan de tal manera que las deformaciones causadas por los gradientes de estrés a lo largo del espesor de las capas, se reducen. Finalmente, la estructura final obtenida se muestra en la Figura 68 (f) (Giazomozzi et al., 2012).

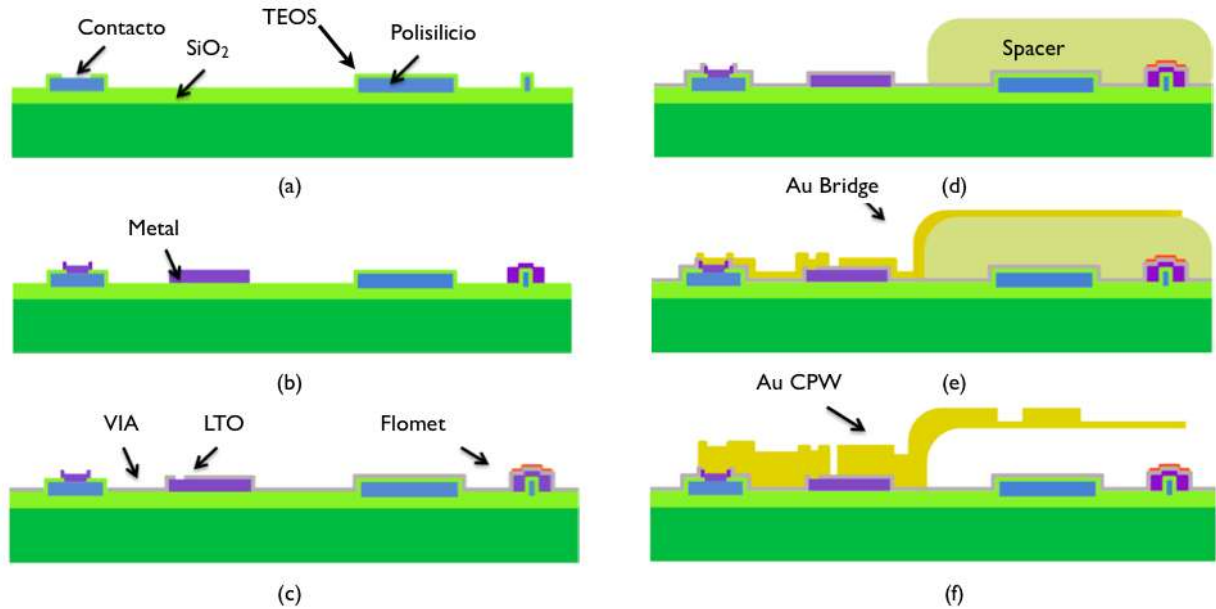


Figura 68. Proceso de fabricación FBK (modificado de Giacomozzi et al., 2011).

En la Figura 69 se muestra un interruptor MEMS de RF de tipo membrana fabricado mediante este proceso, y en la Figura 70 se muestra la medición de un MEMS realizada en el laboratorio de la *Foundazione Bruno Kessler FBK en Trento Italia*.

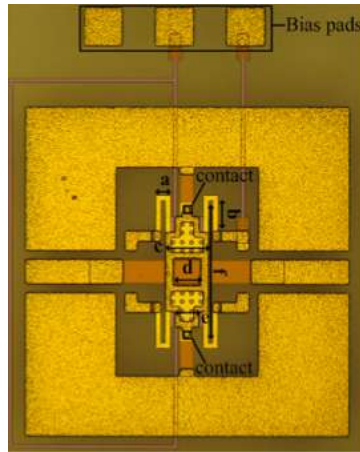


Figura 69. Interruptor MEMS de contacto óhmico fabricado con el proceso FBK (Pradell., 2012).

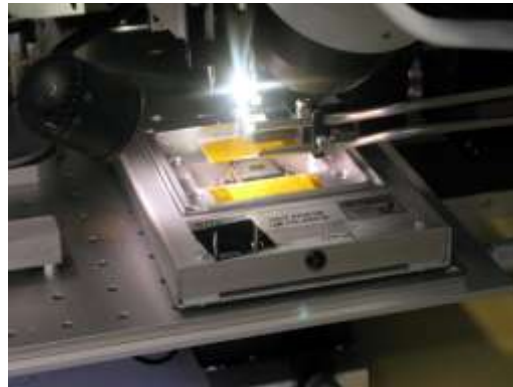


Figura 70. Prueba de dispositivos MEMS en el laboratorio.

4.3.2 Proceso SUMMiT V

El proceso SUMMiT V (por sus siglas en inglés Sandia Ultra-Planar Multi-level MEMS Technology) es una tecnología de fabricación de MEMS de una micra ($1\mu\text{m}$), la cual utiliza 5 niveles desarrollada por *Sandia Laboratories*. La técnica utilizada por este proceso es el de micromecanizado de superficie y utiliza cuatro capas de polisilicio. El proceso cuenta además con capas de óxido como material de sacrificio, las cuales se intercalan entre cada capa de polisilicio. El espesor de las capas de sacrificio define la cantidad de polisilicio destinado para los anclajes. Las capas de óxido que se encuentran por debajo de las capas de polisilicio se planarizan utilizando la técnica CMP (por sus siglas en inglés chemical mechanical polishing), lo cual reduce diversos problemas encontrados en el proceso de litografía y del ataque químico, liberando al diseñador de algunas limitaciones que se presentarían debido a estos problemas. Al final, se puede añadir una capa delgada de metal, la cual proporciona una baja

resistividad para conexiones eléctricas. En la Figura 71 se muestra una sección transversal de las capas utilizadas en el proceso SUMMiT V. El sustrato utilizado está fabricado de *single cristal silicon*.



Figura 71. Capas utilizadas en el proceso SUMMiT V.

Las capas de polisilicio se muestran en la Figura 71 con el nombre de MMPOLY0 hasta MMPOLY4, mientras que las capas de sacrificio tienen el nombre de SACOX1 hasta SACOX4. La capa metálica se define con el nombre de PTNMETAL. La utilización de cuatro capas de polisilicio hace que esta tecnología pueda aplicarse para fabricar dispositivos muy complejos con un incremento de la confiabilidad y robustez.

El proceso se basa en la deposición y definición de manera cíclica de las dos capas principales: la capa de óxido utilizada como sacrificio y la capa de polisilicio utilizada como material estructural. El proceso de fotolitografía y de ataque químico utilizados, se basan en los procesos estándares empleados para la fabricación de circuitos integrados. Para depositar las capas de polisilicio y SiO_2 se utiliza la técnica LPCVD y para el ataque químico (definición de las capas) se utiliza la técnica RIE (por sus siglas en inglés *reactive ion etching*). La ventaja de utilizar el micromecanizado de superficies es que es un proceso en el cual se pueden obtener lotes de dispositivos (*batch-process*), que además no requiere el ensamblaje de piezas, y utiliza la tecnología de fabricación de circuitos integrados, la cual es capaz de producir a gran escala. En la Tabla 21 se muestran los espesores de las capas utilizadas en el proceso SUMMiT V.

En la Figura 72 se muestra un oscilador para utilizarse en filtros, y que está diseñado con el proceso de fabricación SUMMiT V. Las ventajas de estos resonadores

fabricados con polisilicio, comparados con los resonadores fabricados con materiales piezoeléctricos incluyen una Q mucho más alta, rapidez de sintonización y baja sensibilidad a las vibraciones (Sandia National Laboratories, 2014).

Tabla 21. Espesores de las capas del proceso SUMMiT V (Sandia National Laboratories, 2014).

Capa	Espesor (μm)
MMPOLY0	0.29
SACOX1	2.04
DIMPLE1 Depth	-
MMPOLY1	1.02
SACOX2	0.3
MMPOLY2	1.53
SACOX3	1.84
DIMPLE3 Backfill	0.4
MMPOLY3	2.36
SACOX4	1.75
DIMPLE4 Backfill	0.21
MMPOLY4	2.29

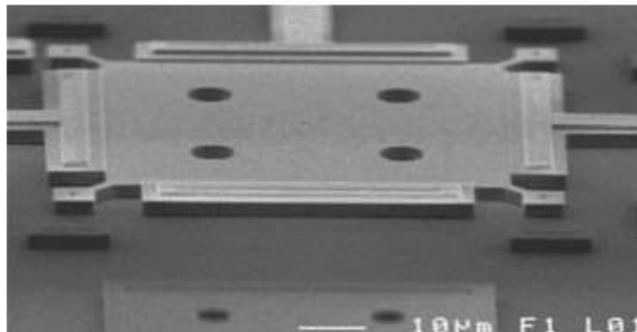


Figura 72. Resonador MEMS de RF fabricado mediante el proceso SUMMiT V (Sandia National Laboratories, 2014).

4.3.3 Proceso Fraunhofer

A continuación se describe el proceso de fabricación desarrollado en el ISIT (*Institute of Silicon Technology*) y utilizado por Bolaños et al. (2012). El proceso discutido emplea siete mascarillas. El sustrato de silicio de alta resistividad (HR-Si mayor a 3 K Ω cm) tiene 500 μm de espesor.

El proceso comienza con la pasivación y aislamiento de la superficie del sustrato HR-Si con una capa de polisilicio y una capa de oxido térmico de 2 μm de espesor, para evitar el efecto de los portadores de carga libre en la interfaz del sustrato, y por lo tanto reducir las pérdidas a frecuencias de microondas. El proceso continua con una capa de tantalio Ta de 25 nm depositada por evaporación. Esta capa funciona como punto de polarización (*bias*) y tiene una alta resistividad de 100 Ω/sq (primera capa). En la Figura 73 se presenta el proceso de fabricación Fraunhofer, en donde se muestra la deposición del Ta en la Figura 73(a).

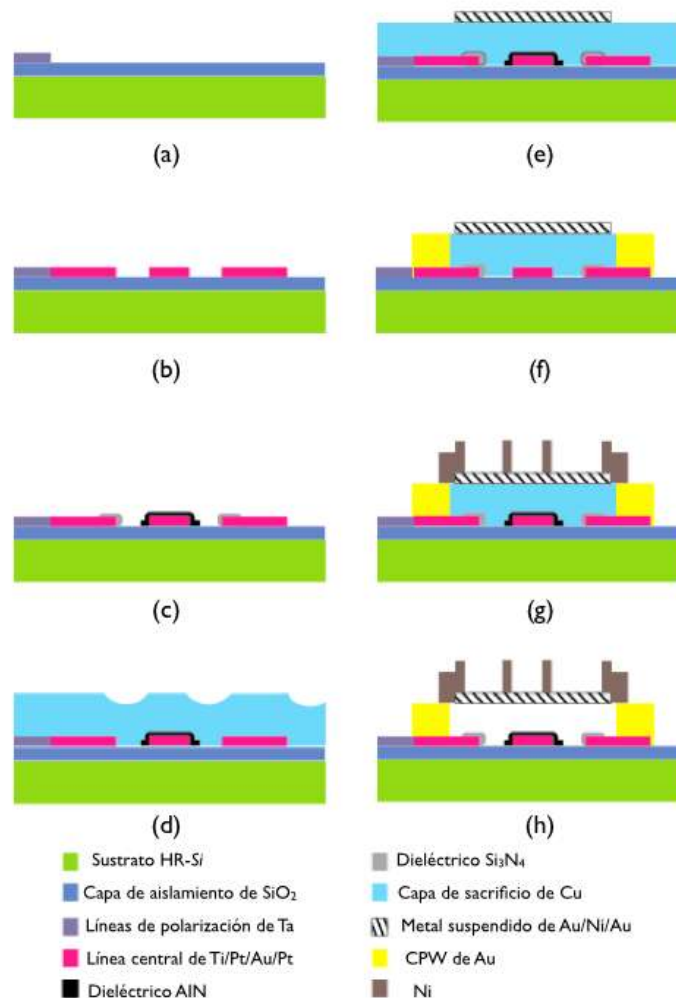


Figura 73. Proceso de fabricación Fraunhofer (modificado de Bolaños et al., 2012).

Posteriormente, se deposita una capa de 400 nm de espesor formada por cuatro metales (Ti/Pt/Au/Pt) como se muestra en la Figura 73(b). Esta capa se deposita por medio de evaporación, para formar los electrodos inferiores del MEMS capacitivo. A esta capa se le da forma utilizando el proceso *lift-off* (segunda mascarilla). Este metal,

junto con el metal de la membrana suspendida, pueden modificar la función de trabajo del aislante de carga y por lo tanto es una parte clave en la confiabilidad del dispositivo. El electrodo inferior está cubierto por 300 nm de AlN no-piezoeléctrico amorfo, que tiene una permitividad de $\epsilon_r = 9.8$, o bien de Si_3N_4 , depositada por el proceso PECVD, que tiene una permitividad de $\epsilon_r = 7.5$. Se selecciona el AlN debido a su alta constante dieléctrica y sus excepcionales características, tales como su alta conductividad térmica, alta fuerza dieléctrica y a su banda de energía amplia. El Si_3N_4 se utiliza como referencia, debido a que es uno de los dieléctricos empleados tradicionalmente en la fabricación de MEMS. El Si_3N_4 está estructurado utilizando RIE mientras que el AlN es estructurado por una disolución acuosa llamada TMAH con la tercera mascarilla. La deposición de los dos dieléctricos se muestra en la Figura 73(c).

Enseguida, se deposita una capa sacrificial de Cu de 4.5 μm de espesor utilizando *electroplating* después de la evaporación de Ti y Cu como adhesivo. La capa de Cu se planariza por medio del proceso CMP. El espesor de la capa sacrificial determina el espacio de aire debajo de la membrana suspendida. La capa sacrificial se muestra en la Figura 73(d). Más adelante, se evapora y estructura una capa de 900 nm de espesor de Au/Ni/Au utilizando el proceso *ion milling* (cuarta mascarilla), como se muestra en la Figura 73(e).

La tensión mecánica de la membrana metálica puede afectar el desempeño del interruptor y limitar el tiempo de vida a largo plazo, después de una deformación por medio del desgaste. Los metales con un bajo punto de fusión son los más susceptibles al desgaste gradual. El Ni y el Au se seleccionan por sus características mecánicas y eléctricas y por su resistencia al desgaste gradual debido a sus altos puntos de fusión. Además, estos metales tienen coeficientes térmicos similares lo que reduce la tensión térmica. La membrana suspendida de Au/Ni/Au se diseña con agujeros para reducir el tiempo de liberación y mejora la velocidad de conmutación reduciendo el amortiguamiento.

Por otro lado, la capa sacrificial de Cu se estructura con la quinta máscara y el proceso de ataque húmedo. La capa delgada de Ti/Au se evapora, y una capa de Au

de 3 μm de espesor se galvaniza para darle forma a los conductores CPW, utilizando el proceso *lift-off* (sexta máscara). Esta capa de Au depositada se puede observar en la Figura 73(f).

Posteriormente, se deposita una capa de Níquel Ni de 14 μm de espesor (utilizando el proceso *electroplated*, séptima máscara) para crear los soportes y las barras rígidas, de tal forma que se elimine la deformación de la membrana (con un estrés residual de tensión de aproximadamente 500 MPa) y por lo tanto, mejorar el comportamiento mecánico del interruptor. Esta capa de Ni se puede apreciar en la Figura 73(e). Para concluir con el proceso de fabricación, se remueven las capas de sacrificio de Ti/Au y la capa de Cu, utilizando el proceso *wet etching* para poder liberar la estructura. Este último paso se completa utilizando un secado de punto crítico, para obtener la estructura final liberada como se muestra en la Figura 73(f).

4.3.4 Proceso PolyMUMPs

El proceso PolyMUMPS es una técnica utilizada para la fabricación de MEMS de propósito general. Los pasos del proceso completo se muestra en la Figura 74. Este proceso, tiene las características principales del proceso estándar de micromecanizado de superficie: el polisilicio se utiliza como material estructural, la deposición de óxido (PSG) se emplea como capa de sacrificio, y el Si_3N_4 como aislante eléctrico entre el polisilicio y el sustrato.

El proceso está diseñado para ser lo más general posible, y para ser capaz de realizar diseños múltiples en un solo sustrato de Si. Debido a que el proceso no está optimizado para fabricar una estructura en específico, el espesor de las capas estructurales y de sacrificio se eligen para tratar de ajustarse a las aplicaciones más comunes, seleccionando las reglas de diseño para garantizar el máximo rendimiento posible.

El proceso PolyMUMPS cuenta con tres capas de polisilicio que se realizan utilizando el micromecanizado de superficie. Este proceso se deriva del trabajo

realizado en BSAC (*Berkely Sensors and Actuators Center*) en la Universidad de California Berkely a finales de los años 80's y principio de los 90's.

El proceso comienza con un sustrato de Si tipo n de 150 mm de espesor y con una resistividad de 1-2 Ωcm . La superficie del sustrato se dopa con P en un horno de difusión estándar, utilizando una capa de sacrificio de vidrio de fosfosilicato (PSG) como la fuente de dopado. Esto ayuda a evitar la acumulación de carga (feedthrough) en el sustrato, debida a fuentes electrostáticas en la superficie. Después de la eliminación de la capa de PSG, una capa de 600 nm de nitrato de silicio LPCVD se deposita en la superficie del sustrato como una capa aislante.

Después de esto, se deposita directamente por deposición una capa de 500 nm de polisilicio LPCVD llamada Poly0. La capa Poly0 se define (patterned) utilizando la técnica de fotolitografía, el cual es un proceso que incluye el revestimiento de las capas con el material fotorresistivo, la exposición del material fotorresistivo y el revelado del material fotorresistivo para crear el grabado deseado. Después de generar la forma deseada con el grabado del material fotorresistivo, la capa Poly0 se ataca químicamente en un sistema de plasma (*Plasma Etched System*). En la Figura 74(a) se muestra la deposición del nitruro y la capa de polisilicio.

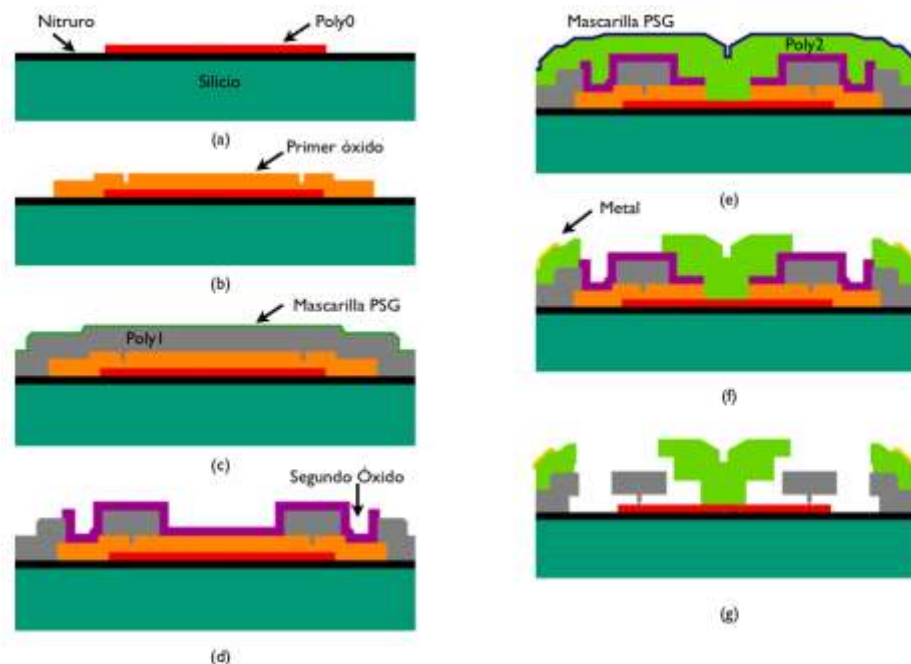


Figura 74. Proceso de fabricación PolyMUMPs (modificado de Carter et al., 2005).

Enseguida, se deposita una capa de sacrificio de 2 μm de vidrio de fosfosilicato (PSG) utilizando LPCVD y un recocimiento a una temperatura de 1050°C durante una hora en Ar. Esta capa de PSG conocida como primer óxido, se remueve al final del proceso para liberar la primera capa mecánica de polisilicio. La deposición del primer óxido se muestra en la Figura 74(b). Se definen las geometrías deseadas en la capa de sacrificio representada por la capa llamada DIMPLES. Los hoyuelos se transfieren a la capa de sacrificio PSG utilizando un sistema RIE (*Reactive Ion Etch*). Después de esto, se establece otra geometría en las capas, lo cual define los agujeros metalizados que llegan hasta el primer óxido y que se llenarán con la capa Poly1. A esta capa que define los agujeros metalizados se le llama ANCHOR1.

Después de definir la capa ANCHOR1, se agrega la siguiente capa de polisilicio (Poly1), la cual tiene un espesor de 2 μm . Se deposita una capa de 200 nm de PSG sobre la capa Poly1 y el sustrato es recocido a una temperatura de 1050°C durante una hora, lo cual hace que el polisilicio se dope con P de la capa PSG. La exposición del sustrato a alta temperatura también ayuda a que se reduzca la tensión mecánica neta en la capa Poly1. Los patrones se dibujan sobre el polisilicio y sobre la capa PSG utilizando fotolitografía. La deposición de la segunda capa de polisilicio (Poly1) y la deposición del PSG se muestra en la Figura 74(c).

Se deposita una capa más resistente que el material fotorresistivo para hacer el grabado sobre el polisilicio (PSG). De esta forma las geometrías deseadas se transfieren de forma más fácil hacia el silicio. La capa PSG restante se remueve utilizando RIE. Después de que la capa Poly1 se deposita, una segunda capa sacrificial (segundo óxido, 750 nm de espesor) se deposita y expone a altas temperaturas. Se dibujan patrones sobre el segundo óxido utilizando dos capas distintas con diferentes objetivos. El nivel POLY1_POLY2_VIA genera agujeros metalizados que van del segundo óxido hasta la capa Poly1, lo que proporciona una conexión mecánica y eléctrica de las capas Poly1 y Poly2. Se dibujan los patrones en el nivel POLY1_POLY2_VIA utilizando litografía y se ataca químicamente utilizando RIE. El nivel ANCHOR2 permite atacar químicamente el primer y segundo óxido. Se dibujan los patrones en la capa ANCHOR2 utilizando fotolitografía y se ataca químicamente utilizando RIE, al igual que se realizó con la capa POLY1_POLY2_VIA. La deposición y

definición de la segunda capa de óxido se muestra en la Figura 74(d).

Después de esto, se deposita la segunda capa estructural, llamada Poly2 (1.2 μm de espesor), seguida por una deposición de 200 nm de PSG. Tal y como sucede en el caso de la capa Poly1, la capa PSG actúa como capa de grabado y como fuente dopante para la capa Poly2. La tercera capa de polisilicio (Poly2) y la mascarilla PSG se muestran en la Figura 74(e). El sustrato se expone a 1050°C para dopar el polisilicio y reducir el estrés residual. Se dibujan los patrones deseados sobre la capa Poly2 utilizando litografía. Las capas de polisilicio y PSG se atacan químicamente por procesos de Plasma y RIE, de manera similar a como se realizó en la capa Poly1.

Enseguida se coloca el material fotosensible en el cual se dibujan las geometrías necesarias utilizando fotolitografía. Después, el material fotosensible se remueve y se ataca químicamente la capa Poly2 y la PSG. La última capa que se deposita en el proceso, es una capa metálica de 0.5 μm , la cual se puede observar en la Figura 74(f). Esta capa permite tener superficies altamente reflectivas, conexiones eléctricas, uniones y puntos de pruebas. Se dibujan las geometrías deseadas sobre la oblea y se deposita el metal utilizando el proceso *lift-off*.

La eliminación de los óxidos se realiza sumergiendo la oblea en un baño de 49% de HF de 1.5 a 2 minutos. Después de esto, la oblea se sumerge en agua DI durante varios minutos, para después sumergirla en alcohol con el fin de reducir los problemas de *stiction*. Enseguida se expone la oblea a 110 °C en un horno durante al menos 10 minutos. Generalmente, el último paso lo realizan los usuarios, sin embargo, para aquellos que lo soliciten, MEMSCAP puede realizarlo por una tarifa adicional. La estructura final liberada se puede observar en la Figura 74(g) (Carter et al., 2005). En la Figura 75 se muestra la fotografía de un capacitor variable MEMS de RF construido con el proceso PolyMUMPs.

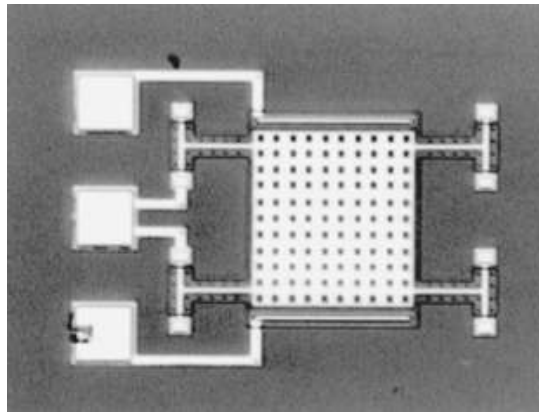


Figura 75. Fotografía de un capacitor variable fabricado utilizando el proceso PolyMUMPs (Dec and Suyama, 1998).

4.3.5 Proceso MetalMUMPs

El proceso llamado MetalMUMPs se derivó de los trabajos realizados por la empresa MEMSCAP en la década de los 90's. Este proceso se desarrolló originalmente para la fabricación de micro-relevadores basados en tecnología de actuación térmica, sin embargo, pasó a convertirse en una técnica de propósito general. MetalMUMP's es una técnica de micromecanizado de superficie que fue diseñada para la creación de MEMS de Ni de propósito general. En la Figura 76, se muestra el proceso de fabricación de un interruptor MEMS implementado mediante este proceso. El material estructural del proceso es Ni, el cual también funciona para definir la interconexiones del dispositivo. Una capa de óxido (PSG) sirve como material de sacrificio, y el Si_3N_4 funciona como material aislante. El sustrato utilizado es de silicio, y este puede ser eliminado parcialmente para formar una trinchera, lo cual permite un mayor aislamiento térmico y eléctrico. Se puede depositar una capa de Au sobre el Ni para obtener una menor resistencia.

La intención de la empresa desarrolladora de este proceso (MEMSCAP) es el de ofrecer un proceso muy general que sea capaz de abarcar la mayor cantidad de aplicaciones posibles, y que soporte diseños múltiples en una sola oblea de silicio. Debido a que el proceso de fabricación no fue diseñado para fabricar un dispositivo en particular, los espesores de las capas se eligieron para tratar de adaptarse a la mayoría de los usuarios. El proceso MetalMUMP's se resume a continuación:

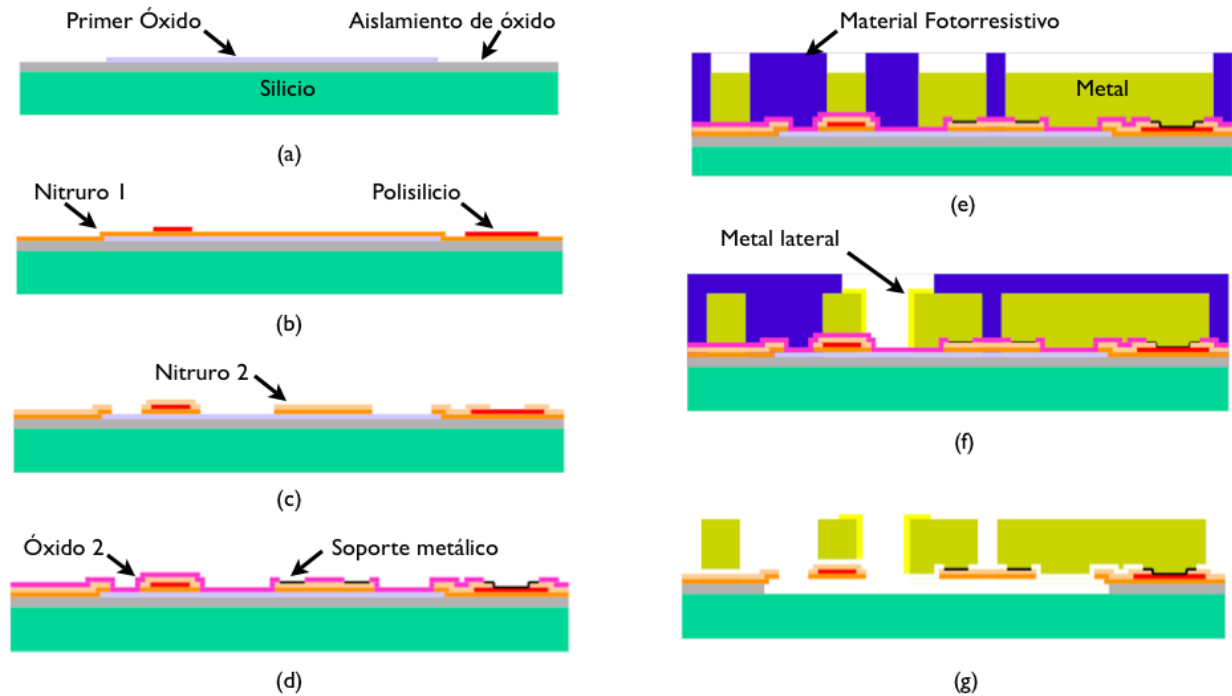


Figura 76. Proceso de fabricación MetalMUMPs (modificado de Cowen et al., 2002).

En primer lugar, se utiliza un sustrato de silicio tipo n, y sobre este se hace crecer una capa de SiO_2 de $2\ \mu\text{m}$ que sirve de aislamiento. Después se deposita la capa óxido 1, la cual es una capa de PSG de $0.5\ \mu\text{m}$ de espesor que funciona como capa sacrificial. Esta capa se define utilizando el proceso de fotolitografía y establece la primer mascarilla utilizada en el proceso (OXIDE1). Esta capa define además los lugares en donde se realizarán las trincheras del sustrato de silicio. En la figura 76(a) se muestra el sustrato de silicio sobre el cual se crece el dióxido de silicio (SiO_2) y se deposita la capa de óxido 1.

Después, se deposita una capa de nitruro de $0.35\ \mu\text{m}$, la cual tiene múltiples propósitos. Uno de ellos es la encapsulación de la capa de polisilicio (junto con la capa Nitruro 2). Esta capa también sirve como protección del sustrato y define los lugares donde este último será atacado químicamente para formar las trincheras. La capa de polisilicio de $0.7\ \mu\text{m}$ se deposita sobre el nitruro. Esta capa se calienta y dopa para mejorar sus propiedades eléctricas. La capa de polisilicio se define y ataca químicamente con el proceso de fotolitografía, lo cual define la segunda mascarilla (POLY). Esta capa se puede utilizar como material estructural y para formar elementos

resistivos. En la Figura 76(b) se muestra la deposición de las capas del nitruro y el polisilicio.

El siguiente paso es la deposición de una segunda capa de nitruro de baja tensión mecánica residual, llamada Nitruro 2 de 0.35 μm de espesor. La combinación de las capas Nitruro 1 y 2 se establecen utilizando la tercer mascarilla llamada NITRHOLE. Después, se deposita una segunda capa de óxido (PSG) de 1.1 μm de espesor, el cual funciona como material de sacrificio para la estructura móvil formada de Ni, y que se elimina al final del proceso. La capa Óxido 2 se define utilizando la cuarta mascarilla del proceso llamada METANCH, y posteriormente se elimina utilizando la eliminación química en húmedo. En la Figura 76(c) se puede observar la manera en que se deposita la segunda capa de nitruro.

La capa Óxido 2 permite definir los anclajes de la estructura (mostrados en color negro en la Figura 76(d)). Estos anclajes metálicos se depositan utilizando Cr y Pt con la técnica *lift-off*. Posteriormente, se deposita una capa de 500 nm de espesor de Cu cubierto con Ti.

El siguiente paso es la deposición del Ni, el cual define la estructura metálica. Para la deposición del Ni se utiliza la quinta mascarilla del proceso. A esta mascarilla se le llama METAL, que se utiliza para depositar el material resistivo que se emplea para proteger las regiones donde no se desea que se deposite el Ni como se muestra en la Figura 76(e). El espesor de la capa de Ni es de 20 μm . Subsecuentemente una capa de Au de 0.5 μm se deposita sobre el Ni, proporcionando una buena conductividad en los contactos, y propicia un buen ambiente para la conexión eléctrica externa (*wire bonding*). Utilizando la sexta mascarilla llamada GOLDOVP, se deposita una capa de Au sobre los lados verticales del Ni, como se muestra en la Figura 76(f), ayudando a que los contactos tengan una menor resistividad. Utilizando una capa gruesa de material resistivo, se protegen las regiones donde no se desea depositar la capa de Au. El material fotorresistivo se establece utilizando un ataque químico húmedo. El espesor de la capa de Au puede ser desde 1 hasta 3 μm .

El último paso es la liberación, con lo cual se eliminan todas las capas de sacrificio. En la Figura 76(g) se muestra la liberación de la estructura de Ni. Enseguida se realiza la trinchera en el sustrato de silicio utilizando KOH, con lo cual se forma una trinchera de 25 μm de profundidad. Esto ocurre en las áreas definidas por las mascarillas ÓXIDO1 y NITRHOLE. Esta trinchera proporciona un aislamiento térmico y eléctrico (Cowen et al., 2012). Como ejemplo de esta metodología, en la Figura 77 se puede observar una fotografía de un capacitor MEMS de RF variable construido con este proceso.

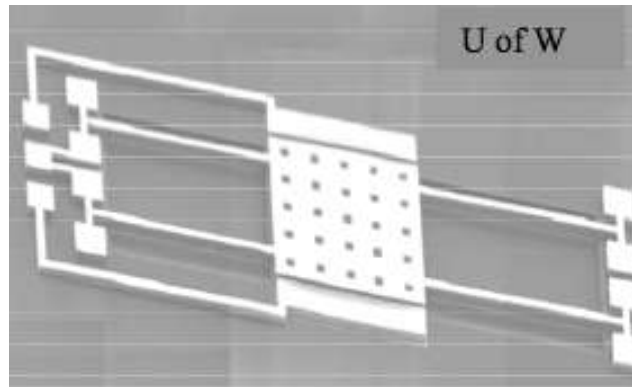


Figura 77. Fotografía SEM de un capacitor variable fabricado con este proceso (Mansour et al., 2004).

4.4 Comparación entre los distintos procesos de fabricación comerciales

En la Tabla 22 se muestra una comparación de algunas de las características de los procesos comerciales descritos anteriormente. Se puede observar que todos los procesos utilizan un sustrato de alta resistividad, a excepción del SUMMiT V y PolyMUMPs, debido a que éstos son procesos de propósito general. Sin embargo, aunque estos dos últimos procesos no están enfocados para alta frecuencia, se pueden lograr diseños con buenas características de RF, como los realizados por (Dec and Suyama, 1998; Mansour and Bakri-Kassem, 2004).

La mayoría de los procesos utilizan el óxido PSG como material de sacrificio, a excepción del proceso FBK el cual emplea un material fotorresistivo, y el proceso MetalMUMPs, que utiliza Ti/Au. En general, la mayoría de los procesos utilizan la

eliminación química húmeda, a excepción del proceso FBK, el cual utiliza un ataque químico en seco. Los procesos SUMMiT V, Fraunhofer y PolyMUMPS utilizan polisilicio como líneas de RF, mientras que el proceso FBK y MetalMUMPS utilizan Au. Estos dos últimos presentan menos pérdidas de energía debido a que el Au es un mejor conductor que el polisilicio. También se observa que los procesos Fraunhofer y MetalMUMPS solo fabrican dispositivos con la posibilidad de un solo espacio entre placas, mientras que los otros tres cuentan con dos o más espacios, teniendo mayor flexibilidad para el diseño.

Tabla 22. Comparación de los procesos de fabricación comerciales.

	Interruptores MEMS de RF				
	FBK	SUMMiT V	Fraunhofer	PolyMUMPS	Metal MUMPS
Sustrato	Silicio de alta resistividad y cuarzo	Silicio de baja resistividad	Silicio de baja resistividad tipo N	Silicio Monocristalino	Silicio de alta resistividad
Material estructural	Au con reforzamiento de Au	polisilicio cubierto con una capa de Au	polisilicio y Níquel cubierto de Au	polisilicio cubierto con una capa de Au	Capa de Au/Ni/Au
Material de sacrificio	Material Fotorresistivo	Óxido PSG	Óxido PSG	Óxido PSG	Ti/Au
Proceso de liberación	Ataque químico de <i>Oxygen Plasma</i>	Baño de ácido hidrofluorhídrico (HF) con secado de punto crítico	Baño de ácido hidrofluorhídrico (HF) con secado de punto crítico	Baño de ácido hidrofluorhídrico (HF) con secado de punto crítico	Ataque químico húmedo (HF)
Líneas de RF	Au	polisilicio cubierto con Au	polisilicio	polisilicio	Au
Espacio de aire entre electrodo superior e inferior	3 y 1.6 μm	0.75 y 2.75 μm	1.6 μm	2, 1.75 y 1.84 μm	4.5 μm

4.5 Procesos de fabricación propuestos en la literatura

De la revisión extensa de la literatura relacionada con las técnicas de fabricación de MEMS, se encontraron 20 trabajos publicados entre 1995 y 2012. Estos procesos se utilizan por los autores para fabricar sus propios diseños, y la mayoría de estos se realizan empleando sus propios métodos y la tecnología con la que cuentan en los laboratorios de sus instituciones. El método en general no difiere en gran medida de los

métodos comerciales, sin embargo, los métodos de deposición y los materiales utilizados pueden ser muy diferentes. Dadas las limitaciones de espacio de este documento, a continuación se presentan dos de los procesos más relevantes.

Goldsmith et al. (1999) presentan un interruptor de tipo membrana con contacto capacitivo de bajas pérdidas. El proceso de fabricación utilizado es el micromecanizado de superficie, el cual emplea un sustrato de silicio de alta resistividad ($5000 \Omega\text{cm}$). Este sustrato ha sido utilizado por otros autores como Rangra et al. (2004) y Tang et al. (2004). La utilización de este sustrato proporciona mejores características de RF.

Como aislante se deposita óxido térmico y por medio de pulverización catódica se fabrica el electrodo de W. Estos electrodos se aíslan utilizando Si_3N_4 , con un espesor de $2000 \text{ \AA}$, depositado con la técnica PECVD. Las líneas de transmisión de Al se depositan por medio de evaporación, las cuales se establecen utilizando un ataque químico húmedo por medio de solventes comerciales. Utilizando también Al, se definieron los anclajes para la membrana suspendida. La capa de sacrificio es de material fotorresistivo y la membrana se fabrica con Al, mediante una pulverización catódica y definida utilizando un ataque químico húmedo. La liberación de la membrana se realiza empleando un ataque en seco de plasma. En la Figura 78 se resume el proceso de fabricación del interruptor MEMS.

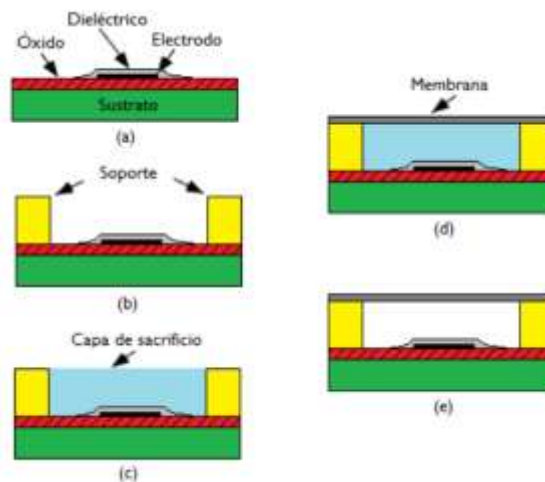


Figura 78. Proceso de fabricación del interruptor desarrollado (modificado de Goldsmith et al., 1999).

He et al. (2012) proponen un interruptor de contacto capacitivo que cuenta con un actuador térmico. El material de la estructura móvil es silicio monocristalino, el cual tiene un nivel muy bajo de tensión mecánica residual. Para fabricar este interruptor, los autores utilizan la técnica de transferencia de sustrato y micromecanizado de sustrato, y además emplean un sustrato de silicio monocristalino de baja resistividad para construir las capas estructurales (sustrato donador) y un sustrato de vidrio como el sustrato objetivo.

Como primer paso, se utiliza la técnica RIE (*reactive ion etching*) para construir trincheras en el sustrato de silicio de 10 μm como se aprecia en la Figura 79(a). Posteriormente, se utiliza la técnica unión anódica (*anodic bonding* en inglés) para unir el sustrato de silicio con el sustrato de vidrio (Figura 79(b)), para después utilizar un ataque químico de Hidróxido de Potasio (KOH) con el fin de disminuir el espesor del sustrato de silicio, y lograr una estructura móvil de 60 μm y un espacio de aire de 10 μm como se muestra en la Figura 79(c).

Enseguida, se deposita una capa de Al sobre el sustrato de silicio, la cual se utiliza como mascarilla. El sustrato de silicio se define utilizando DRIE y obteniendo una estructura como la que se muestra en la Figura 79(d). Después se adhiere a la estructura obtenida hasta ahora una capa de material fotorresistivo, para después depositar una capa de Cr/Au de 400/4000 Å de espesor. La capa de material fotorresistivo unida al sustrato, permite que la capa de Cr/Au solo sea depositada en los lugares deseados. La capa de Cr/Au sirve para disminuir las pérdidas a frecuencias de RF como se muestra en la Figura 79(e).

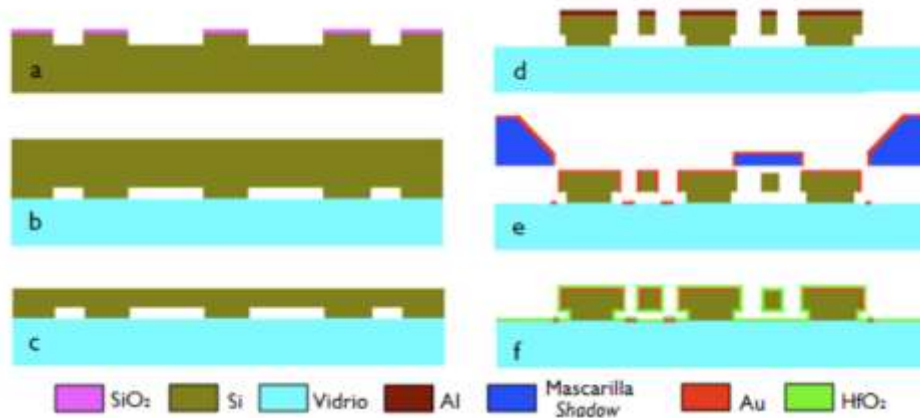


Figura 79. Proceso de fabricación utilizado para el interruptor lateral (modificado de He et al., 2011).

Después de retirar el material fotorresistivo, se deposita una capa de 10 nm de HfO_2 sobre toda la estructura utilizando el proceso ALD (de sus siglas en inglés *atomic layer deposition*). Esta capa es la que proporciona el acoplamiento capacitivo entre las líneas de RF y la estructura móvil del interruptor. El autor menciona que los dos procesos claves de este proceso es la utilización del material fotorresistivo empleado para depositar la capa de Cr/Au de manera (a la cual se le llama mascarilla sombra o *shadow*) y la utilización del proceso ALD. Cabe mencionar que en la deposición de capas sobre la estructura, siempre la capa que se deposita en la parte horizontal del sustrato, tiene un espesor mayor que la depositada sobre las paredes de éste.

4.6 Comparación entre los distintos procesos encontrados en la literatura

A continuación, un análisis y comparación de los diversos procesos de fabricación de MEMS encontrados en la literatura se presenta en la Tabla 23. La mayoría de los dispositivos MEMS se realizan utilizando el proceso de micromecanizado de superficie, sin embargo, la mayoría de los interruptores laterales se fabrican mediante el micromecanizado de sustrato.

Tabla 23. Comparación entre distintos procesos de fabricación.

	Interruptores MEMS de RF				
	(Yao and Chang, 1995)	(Goldsmith et al., 1995)	(Goldsmith et al., 1999)	(Park et al., 2000)	(Rangra et al., 2004)
Tipo de proceso	M. de superficie*	M. de superficie	M. de superficie	M. de superficie	M. de superficie
Sustrato	GaAs	Silicio	Silicio de alta resistividad (5000 Ω cm)	GaAs o cuarzo	Silicio de alta resistividad (5000 Ω cm) tipo P
Material estructural	SiO ₂ cubierto con Al	SiO ₂ cubierto de Al	Al	Au, Cu o Ni	Au
Material de sacrificio	Poliimida	Polímero	Material fotorresistivo	Poliimida	Material fotorresistivo
Proceso de liberación	Ataque químico de <i>Oxygen Plasma</i>	Ataque químico de <i>Plasma</i>	Ataque químico de <i>Oxygen Plasma</i>	Ataque químico de <i>Plasma</i>	Ataque químico de <i>Plasma</i>
Líneas de RF	Au	Al	Al	No especificado	Au
Dieléctrico	-	-	Si ₃ N ₄	Titanato de estroncio SrTiO ₃	LTO
Espacio entre placas	3 μ m	3 μ m	No especificado	3 μ m	3 μ m
Electrodo inferior	Au	No especificado	Tungsteno	Au	Au

M.= micromecanizado

El material comúnmente utilizado como sustrato es el Si, sin embargo, algunos autores prefieren utilizar el Si de alta resistividad, debido a que funciona mejor para aplicaciones de alta frecuencia. Otro semiconductor que se utiliza también es el GaAs debido a sus excelentes propiedades en altas frecuencias.

El proceso de liberación también depende del material utilizado como capa sacrificial. Se puede observar que la mayoría de los autores utiliza el material fotorresistivo y la poliimida como material de sacrificio. Los procesos que utilizan sustratos de alta resistividad y ataque químico de plasma, permiten obtener mejores resultados.

Tabla 23. (Continuación)

	Interruptores MEMS de RF				
	(Blondy et al., 2004)	(Zheng et al., 2005)	(Segueni et al., 2007)	(Hesketh et al., 2008)	(Bolaños et al., 2012)
Tipo de proceso	M. de superficie	M. de superficie	M. de superficie	M. de superficie	M. de superficie
Sustrato	No especifica	GaAs Semi-asilante	Silicio	Cerámica o Alúmina	Silicio de alta resistividad
Material estructural	Ti/Au/Ti	Au	Au	Au	Au/Ni/Au
Material de sacrificio	Material fotorresistivo	Poliimida	Dieléctrico	Material fotorresistivo AZ-6632	Cu
Proceso de liberación	Ataque químico húmedo con secado en punto crítico	Ataque químico con <i>Developer</i>	Ataque químico (los autores no dan más detalles)	Ataque químico de acetona, relleno de material fotorresistivo y eliminación de plasma	Ataque químico húmedo
Líneas de RF	Cr/Au	AuGeNi/ Au	Los autores no dan detalles de las líneas	Au	Au
Dieléctrico	-	Si ₃ N ₄	Si ₃ N ₄	-	Si ₃ N ₄
Espacio entre placas	3 µm	2 µm	3 µm	2.5 µm	4.5 µm
Electrodo inferior	Cr/Au	AuGeNi/ Au	Au	Cr	Ti/Pt/Au/Pt

La mayoría de los trabajos publicados emplean como proceso de eliminación el de plasma, debido a que se trata de una eliminación seca que impide la formación del fenómeno de *stiction*. Algunos autores utilizan procesos de eliminación en húmedo, y algún proceso extra como el secado en punto crítico, o bien la utilización de alcohol o *developer* para evitar el fenómeno de *stiction*.

Tabla 23. (Continuación)

	Interruptores MEMS de RF Laterales				
	(Tang et al., 2004)	(Li et. al., 2004)	(Chun et al., 2007)	(Jang et al., 2010)	(He et. al., 2012)
Tipo de proceso	M. de sustrato	M. de superficie	M. de sustrato	M. de sustrato	M. de sustrato
Sustrato	Silicio de alta resistividad (4000 Ωcm)	Silicio de alta resistividad	Silicio sobre vidrio	Vidrio y Silicio	Vidrio y Silicio Monocristalino
Material estructural	Silicio monocristalino cubierto de Al	polisilicio	Silicio	Silicio	Silicio Monocristalino
Material de sacrificio	-	SiO_2	-	-	-
Proceso de liberación	Ataque químico de ácido hidrofúorhídrico	Ataque químico de ácido hidrofúorhídrico	Proceso DRIE	No especifica	Proceso DRIE
Líneas de RF	Silicio monocristalino cubierto de Al	Au	Silicio cubierto de Au	Au	Silicio monocristalino cubierto de Cr/Au
Dieléctrico	-	Si_3N_4	-	-	HfO_2
Método de actuación	Actuador electrostático fabricado de silicio	Actuador electro-térmico fabricado con polisilicio	Actuador electrostático o en forma de peine fabricado con silicio	Actuador electrostático en forma de peine fabricado con polisilicio	Actuador electro-térmico fabricado con silicio monocristalino

4.5 Problemas relacionados con la fabricación de interruptores y capacitores MEMS de RF

A continuación, se describen dos de los problemas más comunes que se presentan en los interruptores y capacitores MEMS de RF, debido a los procesos de fabricación y materiales utilizados. Además, se mencionan algunas de las soluciones que se les han dado a estos problemas. Es muy importante conocer estos problemas para obtener un mejor diseño de los dispositivos, ya que si no se consideran, el interruptor o capacitor pueden quedar inservibles inmediatamente al terminar su fabricación.

Tabla 23. (Continuación)

	Capacitores MEMS de RF Variables				
	(Young and Boser, 1996)	(Dec and Suyama, 1998)	(Zou et al., 2001)	(McCormick et al., 2003)	(Mansour et al., 2003)
Tipo de proceso	M. de superficie	M. de superficie	M. de superficie	M. de sustrato	M. de superficie
Sustrato	Silicio	Silicio de baja resistividad	Vidrio Pyrex	Silicon sobre aislante (SOI)	Silicio de baja resistividad
Material estructural	Al	polisilicio cubierto de Au	Aleación Ni-Hierro	Silicio Monocristalino	Ni
Material de sacrificio	Material fotorresistivo	Óxido PSG	Cu	Óxido PSG	Óxido PSG
Proceso de liberación	Ataque químico de <i>Oxygen Plasma</i>	Ataque químico de ácido hidrofluorhídrico	Ataque químico (no menciona más detalles)	DRIE	Ataque químico de ácido hidrofluorhídrico
Líneas de RF	Contactos de Al	polisilicio	Au	Silicio Monocristalino cubierto de oro	polisilicio
Espacio entre placas	1.5 μm	0.75 μm	2 μm	2.5 μm	1.25 μm
Electrodo inferior	Al	polisilicio	Au	-	polisilicio

4.5.1 Tensión mecánica residual

Se le llama tensión mecánica residual (*residual stress* en inglés), a la tensión mecánica final exhibida por las capas del dispositivo después de la fabricación. Al aplicar una fuerza a un cuerpo, éste sufre una distorsión debido a la fuerza aplicada. Después de retirar la fuerza, el cuerpo queda bajo tensión mecánica, provocando deformaciones. La tensión mecánica residual afecta principalmente a la membrana móvil de los interruptores y capacitores MEMS de RF, y el efecto más notorio es el de la deformación de la membrana. Una deformación en la membrana modifica el valor de la constante k y por lo tanto su voltaje de pull-in.

La tensión mecánica residual puede modificar tanto la estructura, incluso llevándola al punto de fallo o quiebre. Además, si la deformación es demasiado prominente, el interruptor o capacitor puede funcionar de manera poco satisfactoria o incluso quedar inservible. La acumulación de la tensión mecánica residual afecta

también a la frecuencia de resonancia del dispositivo, lo cual a su vez modifica la velocidad de operación del dispositivo, su constante K , y como consecuencia, se modifica el voltaje de *pull-in*.

La tensión mecánica residual puede clasificarse como intrínseca y extrínseca, dependiendo de cual factor es el causante. La tensión mecánica residual intrínseca se atribuye al proceso de deposición de las capas (el cual no es totalmente uniforme), a las impurezas, al sustrato utilizado y al cambio de fase de los distintos materiales utilizados en las capas, mientras que la extrínseca se debe principalmente a los diferentes coeficientes de temperatura de los materiales (Madou, 2002). El entendimiento de la tensión mecánica residual intrínseca no se ha dado por completo y es la que más afecta a la membrana. En la Figura 80 se muestra el efecto que causa la tensión mecánica residual en la viga de un interruptor.

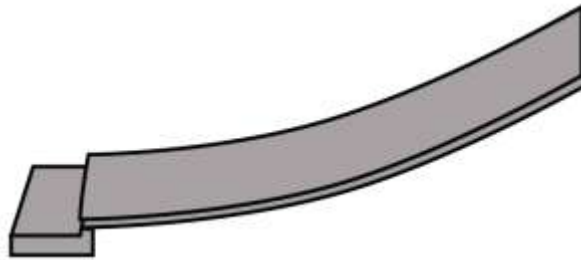


Figura 80. Deformación en una viga debido a la tensión mecánica(De Los Santos, 2004, pág. 11).

El efecto de la tensión mecánica residual en las membranas de los dispositivos MEMS de RF, puede verse físicamente de dos formas: si la tensión mecánica residual es de naturaleza compresiva, la membrana tendrá la forma de una catenaria. Por el contrario, si la tensión mecánica residual es de tensión, la membrana tomará la forma de un arco. La naturaleza de los dos tipos de tensión mecánica se muestran en la Figura 81.



Figura 81. a) De compresión, b) De Tensión.

La temperatura es un factor importante en la generación de la tensión mecánica residual. La diferencia de los coeficientes de temperatura de las distintas capas depositadas para fabricar el dispositivo, hace que los materiales se expandan o contraigan a diferentes velocidades, ocasionando que se genere la tensión mecánica residual. A temperaturas bajas, la tensión mecánica residual que domina es del tipo *tensile*, y con el aumento de la temperatura la tensión mecánica cambia a ser del tipo *compressive* (Madou, 2002). La constante k presenta un cambio de $\pm 20\%$ en un intervalo de -20°C a 85°C , lo cual provoca un cambio de $\pm 10\%$ en el voltaje de *pull-in* (Rebeiz, 2003).

La temperatura es un elemento clave en los procesos de fabricación. Muchos de los procesos utilizados en la deposición de capas se realizan a muy altas temperaturas, lo que causa que se genere una tensión mecánica residual en las membranas. Además de los procesos de deposición, otras técnicas como el *annealing* (recalentado) se realizan a muy altas temperaturas. En general, el intervalo de tensión mecánica residual en las capas de los dispositivos varia entre 10 MPa y 50 GPa. El diseño de un interruptor o capacitor MEMS de RF será adecuado, si el cambio en la separación entre la placa y la línea de RF, o en la separación existente entre las placas superior e inferior, es menor a 0.1 (del espacio entre placas) dentro del intervalo de temperatura requerido.

En ocasiones, se emplea intencionalmente la tensión mecánica del tipo *tensile*. Debido a que este tipo de tensión ocasiona que la membrana se curve en forma de arco, hace que la membrana sea menos susceptible al fenómeno de *stiction*. Por otro lado la tensión mecánica del tipo *compressive* se evita debido a que, además de deformar la membrana, puede propiciar que se presente el fenómeno de *stiction* (Hesketh et al., 2009).

Para evitar que un dispositivo MEMS de RF se afecte por la tensión mecánica residual, se utilizan dos maneras: controlando los parámetros del proceso de fabricación de las capas, de tal forma que la tensión mecánica se reduzca, y/o perfeccionar la geometría del dispositivo para lograr una mejora en la rigidez de la membrana, lo cual ocasiona una reducción de la deformación de la misma. La

reducción de la tensión mecánica residual, es importante para mejorar el rendimiento y operación de los dispositivos MEMS de RF. Debido a la tensión mecánica residual, las capas delgadas sufren deformaciones, las cuales pueden ser aprovechadas para investigar y medir el estado de stress, lo cual a su vez sirve para encontrar la forma de evitar este problema (Hesketh et al., 2009).

El capacitor libre de tensión mecánica residual, propuesto por Elsurafa and Salama (2013), esta formado por un electrodo superior de forma fractal, con la estructura entretejida, y se muestra en la Figura 82, lo cual permite que la estructura no esté sujeta a una tensión mecánica. Además, los autores mencionan que el proceso de fabricación se beneficia debido a que la capa sacrificial puede eliminarse de manera más rápida, sin la necesidad de hacer agujeros en la estructura.

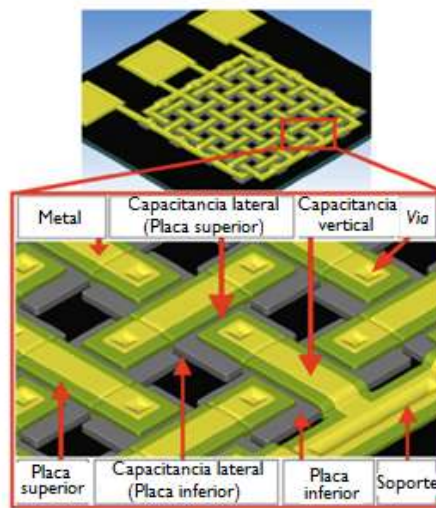


Figura 82. Capacitor diseñado por (Elshurafa and Salama, 2013).

La estructura propuesta por Rebeiz and Niu (2012), dada en la Figura 83, se afecta muy poco por la tensión mecánica residual, sin embargo, no se proporcionan muchos detalles de cómo se evita que esta estructura se afecte. Los soportes del capacitor tienen una abertura de 45° para disminuir la acumulación de la tensión mecánica residual en éstos. Los resultados obtenidos del comportamiento del capacitor son muy buenos, ya que se observó solo un cambio de 2 V para una tensión mecánica residual de 50 MPa.

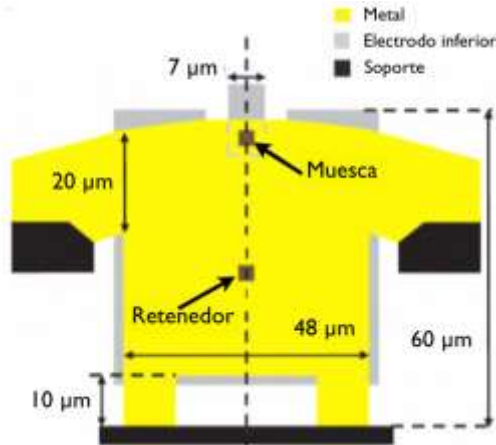


Figura 83. Vista desde arriba del capacitor (Rebeiz and Niu, 2012).

Por otro lado, Rebeiz et al. (2009) proponen una estructura circular. La placa suspendida se encuentra anclada simétricamente en cuatro posiciones, con soportes en forma de arco, lo cual permite obtener un dispositivo tolerante al efecto de la tensión mecánica residual. El autor no proporciona muchos detalles de cómo estos soportes evitan que la estructura se afecte por la tensión mecánica residual, sin embargo, los resultados obtenidos muestran un cambio de sólo 1.44 N/m para una tensión mecánica residual de 180 MPa. El capacitor propuesto se muestra en la Figura 84.

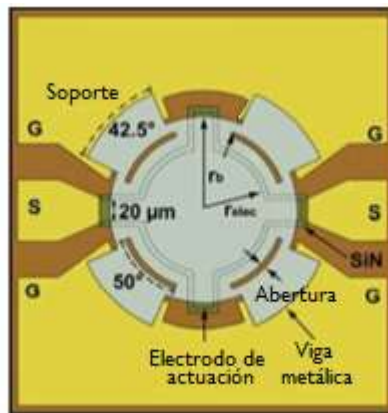


Figura 84. Capacitor MEMS DE RF diseñado por (Rebeiz et. al., 2009) el cual es tolerante a la tensión mecánica residual.

Por otra parte, Orpana and Korhonen (1991), realizaron experimentos sobre la tensión mecánica residual controlando el proceso de fabricación. Utilizando polisilicio como material de la membrana, demostraron que calentando el dispositivo a 1050°C antes de la eliminación de la capa sacrificial, se reduce el nivel de tensión mecánica

residual en un 90%. Además de esto, hicieron experimentos dopando al dispositivo con As+ ($1 \times 10^{16} \text{ cm}^{-2}$), logrando disminuir el nivel de tensión mecánica residual en un 97 %. Lo anterior también se logró empleando P+ como dopante ($2 \times 10^{16} \text{ cm}^{-2}$).

Chan et al. (2007) diseñaron dos interruptores MEMS de RF que contienen una muesca. Esta muesca (*dimple* en inglés) ayuda a que la estructura sea más tolerante a la tensión mecánica residual. Las muescas hacen que la estructura tenga una mayor rigidez, lo cual a su vez ocasiona que el dispositivo se afecte menos por la tensión mecánica residual.

Rahman and Ramen (2004) utilizan una capa de Au como membrana y la técnica *sputtering*. Éstos demostraron que cambiando la presión del Argón y la potencia de RF de la deposición, la tensión mecánica residual puede disminuirse o aumentarse. Los autores cambiaron la presión del gas argón en la cámara de deposición, para observar el cambio en la tensión mecánica residual, para varias potencias de RF.

El cambio de tensión mecánica residual del tipo *compressive* a *tensile* se da alrededor de 2.5 Pa, para las potencias de 80 a 100 W, mientras que el cambio para la potencia de 110 W se da antes de 1 Pa. La variación del espesor de la capa delgada de Au afecta también a la tensión mecánica residual que tendrá la membrana al final del proceso de fabricación.

A medida que el espesor de la membrana va en aumento, la tensión mecánica pasa del tipo *compressive* al tipo *tensile*. Para un espesor de 400 μm aproximadamente, se tiene un valor de menor tensión mecánica. Este experimento se realizó para una potencia de deposición de 110 W y una presión de 0.5 Pa, utilizando el proceso *sputtering*.

4.5.2 Fenómeno de *stiction*

Durante el proceso de micromecanizado de superficie, al realizar la liberación de la membrana puede ocurrir el fenómeno de *stiction*. Este fenómeno se produce durante uno de los pasos más importantes de todo el proceso: la liberación de la estructura móvil. Para liberar las estructuras móviles en los MEMS, es necesario eliminar la capa

sacrificial, para lo cual, se utiliza un atacante químico. Este atacante químico elimina todo el material de la capa sacrificial para que la membrana, (en el caso de un interruptor), quede elevada por encima del sustrato y de las demás capas depositadas sobre él (proceso conocido comúnmente como eliminación química o *etching*). Al realizar el ataque químico, los fluidos utilizados pueden hacer que, debido a las fuerzas de tensión superficial, la membrana quede unida al sustrato. A este fenómeno se le conoce como *stiction*.

Generalmente, el fenómeno de *stiction* se genera al realizar el enjuague del dispositivo al utilizar agua deionizada, el cual es el último paso del proceso de fabricación, después del ataque químico. La tensión superficial del agua atrapada une la estructura liberada hacia el sustrato, conforme la delicada membrana móvil se va secando. Una vez que la estructura móvil queda unida al sustrato, la fuerza necesaria para liberar a la estructura es lo suficientemente grande para dañar el dispositivo de manera permanente.

El riesgo de que ocurra el fenómeno de *stiction* puede ser causado por:

- Fuerzas capilares originadas por la deshidratación de los meniscos (curvas formadas por los líquidos depositados en algún recipiente).
- Fuerzas electrostáticas formadas por la estructura móvil y el sustrato después de que el dispositivo se libera.

Este problema también se incrementa cuando el dispositivo tiene una estructura móvil demasiado larga, debido a que el incremento de longitud origina un “pandeo” en la estructura, lo que incrementa la posibilidad de que la estructura quede pegada, y debido a la proximidad de ésta con el sustrato se ve incrementada. Cabe destacar que cuando la separación entre la estructura móvil y el sustrato es menor, el riesgo de que el fenómeno de *stiction* ocurra es mayor (Madou, 2001).

En la Figura 85 se muestra el fenómeno de *stiction*. Se puede observar que la tensión superficial del líquido utilizado para enjuagar, mantiene a la membrana unida al sustrato. Para evitar este fenómeno se deben de considerar dos factores muy

importantes al momento de diseñar el dispositivo: crear estructuras con una separación grande y diseñar suspensiones con una constante de elasticidad elevada (Pradell et al., 2001).

Una de las soluciones que se han utilizado para este problema, es el de la utilización de ataques químicos en seco, como lo es el ataque químico por plasma. Este proceso al utilizar un gas ionizado, evita los problemas que los líquidos ocasionan en el proceso de fabricación del dispositivo. Además, el plasma es más fácil de controlar, permitiendo que el proceso de eliminación pueda iniciarse y detenerse de manera más controlada que en el caso del ataque químico húmedo. Esto es bastante útil, debido a que dejar a los sustratos siendo atacados químicamente por estos procesos, puede resultar en un daño irreparable al dispositivo. La presión del gas y la potencia del plasma deben ser cuidadosamente controladas para que se asegure la eliminación total de la capa sacrificial y prevenir el fenómeno de stiction Young et al., (1996). Diversos autores como Yao et al., (1995) , Young et al., (1996) y Park et al. (2000), han utilizado este proceso para construir interruptores y capacitores MEMS de RF.

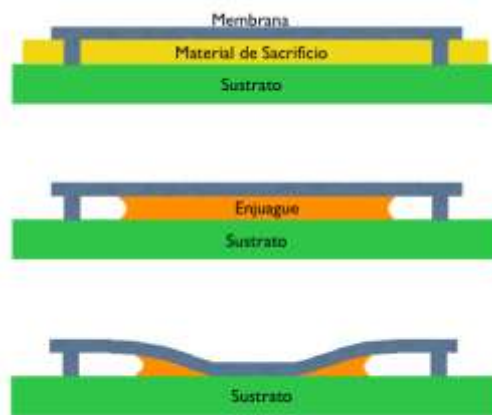


Figura 85. Fenómeno de stiction.

Por otro lado, se ha demostrado que una simple modificación en la microestructura (mayormente en el filo), puede cambiar la manera en que los líquidos se secan, lo cual puede reducir significativamente el riesgo de que ocurra el fenómeno de stiction. Estas modificaciones pueden hacerse de manera más sencilla dentro del proceso de fabricación, en comparación con los agujeros y otros tipos de estructuras. Otro método para reducir el fenómeno de stiction es el de elevar la temperatura durante

el proceso de fabricación. A pesar de que la tensión superficial depende débilmente de la temperatura, este proceso reduce el fenómeno de stiction de forma significativa (Bustillo et al., 1995).

Por su parte, Rahman and Ramer (2010) mencionan que en algunas estructuras MEMS de RF, se deja una tensión mecánica del tipo *tensile* muy bajo de forma intencional, con el fin de que la viga quede un poco curva, para que así se evite el fenómeno de stiction debido a la presencia de las fuerzas de *Van der Waals* durante la liberación del dispositivo. Otra de las soluciones es la reducción de la tensión superficial del líquido utilizado para el enjuague, por ejemplo, utilizando vapor de HF (ácido fluorhídrico). Otros autores han utilizado este proceso demostrando su efectividad, como Wang et al. (2004) y Tang et al. (2004). Otra técnica alternativa consiste en la congelación y sublimación del líquido utilizado en el enjuague a baja presión.

Además de las tres técnicas mencionadas anteriormente, existe otra llamada secado supercrítico, en la cual se utiliza CO_2 (utilizada por el proceso PolyMUMPs) a una temperatura de 35°C , bajo una presión de 1100 psi. Bajo estas condiciones el CO_2 no presenta una tensión superficial. Múltiples autores han utilizado esta técnica con resultados satisfactorios (Ebel et al., 2006; Bolaños et al., 2012 ; Blondy et al., 2012 ; Han et al., 2011).

Otra técnica consiste en utilizar un ataque químico húmedo, sin embargo, el líquido utilizado para el enjuague del dispositivo se sustituye con material fotorresistivo (después de realizar el enjuague). Este material fotorresistivo sirve como soporte para la estructura y se elimina utilizando la técnica RIE con plasma. Además, el dispositivo se somete a un ambiente de plasma, el cual contiene CHF_3 , lo cual resulta en la deposición de una capa de fluorocarbón (FC), la cual actúa como capa anti-stiction. El autor menciona que ésta técnica es menos complicada que las técnicas HF y congelación-sublimación (ambas mencionadas anteriormente), y que además se logra una mejor reproducibilidad (Davis et al., 2004). El proceso utilizado por Davis et al. (2004) se muestra en la Figura 86.

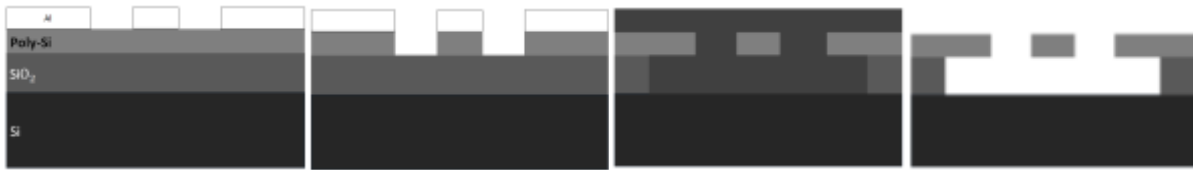


Figura 86. Proceso de fabricación utilizado por (Davis et al., 2004).

Después de Davis et. al. (2004), Rahman and Ramer (2010) utilizaron éste método, con el cual desarrollan y construyen un actuador MEMS de RF en serie con bajo voltaje de actuación. Utilizaron acetona para la eliminación de la capa sacrificial, e inmediatamente emplearon material fotorresistivo para rellenar la estructura móvil. En este proceso se hace girar el dispositivo a 3000 rpm para lograr una uniformidad en el material fotorresistivo, y enseguida se hace un calentado suave. Los autores mencionan que en ningún momento del proceso se permite que el dispositivo se seque, lo que asegura que no ocurra el fenómeno de *stiction*. Para remover el material fotorresistivo se utiliza el proceso *oxygen plasma ashing* en un RIE.

Otros autores como Zou et al. (2000) and Zheng et al. (2005) han utilizado la sustancia denominada *developer*, que es la misma utilizada en el revelado fotográfico. El enjuague se realiza utilizando alcohol. Algunos autores como He et al. (2013) and McCormick et al. (2003) utilizan DRIE para la eliminación de la capa sacrificial.

Capítulo 5. Caracterización de interruptores MEMS de RF

En este capítulo se muestran los resultados de la caracterización de los interruptores MEMS de RF analizados en el Capítulo 3. Se realizaron pruebas muy rigurosas para conocer la confiabilidad de los interruptores y además se obtuvieron los parámetros S para todos los interruptores en los estados ON y OFF.

5.1 Caracterización de los parámetros S

La caracterización de parámetros S de los interruptores MEMS de RF se realizó utilizando un analizador de redes vectorial Agilent PNA-X N5245A. Los dispositivos bajo prueba se colocaron en una máquina de puntas o estación de sondas “Summit Cascade Microtech 9000” y se polarizaron utilizando una fuente de voltaje Agilent N6700B. El montaje del banco de caracterización se muestra en la Figura 87.

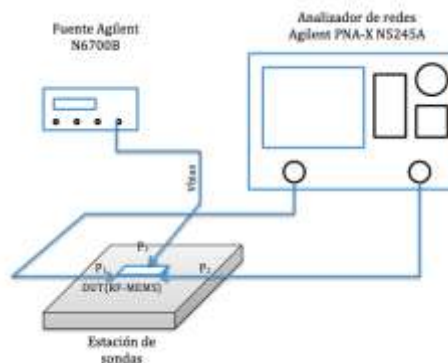


Figura 87. Montaje utilizado para la caracterización de los parámetros S de los interruptores MEMS de RF.

Se ha realizado la caracterización de una gran cantidad de interruptores MEMS de RF, sin embargo, solo se presentan las mediciones obtenidas de un interruptor MEMS de RF de contacto óhmico (DBP1) y otro de contacto capacitivo (DBP2), ya que los resultados de los demás dispositivos tienen respuestas muy similares. Con los parámetros S obtenidos de cada interruptor, se determinan también los valores de los elementos de los circuitos equivalentes para los estados OFF y ON de cada interruptor.

5.1.1 Interruptor de membrana con contacto óhmico y suspensión en diagonal (DBP1)

Este interruptor fabricado en un sustrato de cuarzo, se caracterizó utilizando el montaje de la Figura 87. Los resultados de los parámetros S obtenidos de la medición se muestran en la Figura 88. Utilizando estos datos se obtuvieron los parámetros S del circuito equivalente del interruptor. Se puede observar que el interruptor muestra un buen comportamiento en las frecuencias bajas. Desde DC hasta 10 GHz se observa que el S_{11} es menor a -13 dB, y que sus pérdidas por inserción $S_{21} < -0.75$ dB.

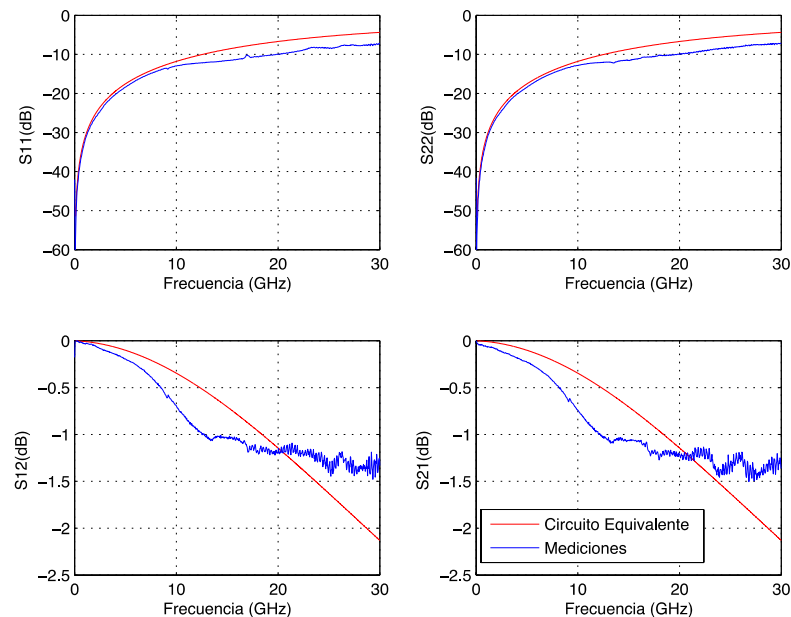


Figura 88. Parámetros S obtenidos de la caracterización, comparados con los del circuito equivalente para el estado OFF.

En la Tabla 24 se muestran los valores del circuito equivalente para el estado OFF, obtenidos de los parámetros S medidos. Debido a que los contactos del interruptor son muy pequeños y a que la membrana se encuentra muy alejada de la línea CPW, la capacitancia C generada es extremadamente baja. Se puede observar una resistencia muy baja debido a que el interruptor se encuentra en estado OFF y aún no existe ningún contacto entre la membrana y la línea CPW.

Tabla 24. Elementos del circuito equivalente del DBP1 en estado OFF obtenidos de las mediciones.

Elemento	Valor
Inductancia debida a las líneas CPW (L_m)	0.04554 nH
Capacitancia debida a las líneas (C_m)	0 fF
Capacitancia debida a la membrana (C)	0.5 fF
Inductancia de la membrana (L)	0.179 nH
Resistencia (R)	0.3 Ω

Para medir los parámetros S en estado de encendido ON, se aplicó un voltaje de actuación de 30 V al interruptor. Las mediciones obtenidas se muestran en la Figura 89. De estos resultados, se puede observar que este interruptor cuenta con buenas características para frecuencias muy bajas. Las características son buenas desde DC hasta 10 GHz, en donde el aislamiento ($S_{21} < -10\text{dB}$) se ha disminuído en gran medida.

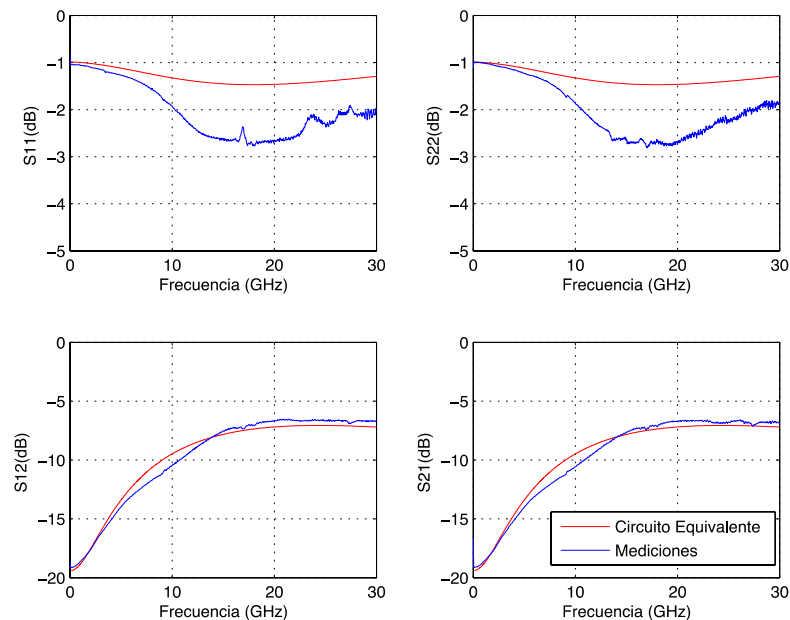


Figura 89. Parámetros S obtenidos de la caracterización comparados con los del circuito equivalente para el estado ON.

De manera similar al proceso realizado para el estado OFF, utilizando las mediciones del interruptor, se realizó el circuito equivalente, pero ahora en estado ON. Los valores obtenidos del circuito equivalente se muestran en la Tabla 25. Debido a que se trata de un interruptor de contacto óhmico, no se incluye la capacitancia C como

en el caso del estado OFF. Además, se observa que la resistencia R incrementa su valor considerablemente debido al contacto metal-metal.

Tabla 24. Elementos del circuito equivalente del DBP1 en estado ON obtenidos de las mediciones.

Elemento	Valor
Inductancia debida a las líneas CPW (L_m)	0.04554 nH
Capacitancia debida a las líneas (C_m)	0 fF
Inductancia de la membrana (L)	0.179 nH
Resistencia (R)	3 Ω

5.1.2 Interruptor de membrana con contacto capacitivo y suspensión meander (DBP2)

Las mediciones que se presentan a continuación, se obtienen de la caracterización del DBP2, el cual es un interruptor de contacto capacitivo que funciona con una línea CPW en modo par. Se pueden observar en la Figura 90, las mediciones obtenidas del interruptor en estado OFF, comparadas con el circuito equivalente realizado en base a estas mediciones. Las mediciones obtenidas muestran un comportamiento excelente en todo el intervalo de frecuencia desde DC a 50 GHz, ya que las pérdidas por retorno se mantienen por debajo de los -20 dB, garantizando una buena adaptación, y con pérdidas por inserción menores a -0.3 dB.

Los valores de los elementos del circuito equivalente obtenidos para el estado OFF que se muestran en la Tabla 25, se determinaron utilizando las mediciones del interruptor. La capacitancia entre la membrana y la línea central de la CPW es muy pequeña debido a que la membrana está muy alejada de la línea central.

Los resultados de las mediciones y del circuito equivalente para el estado OFF se pueden observar en la Figura 91. El interruptor presenta un comportamiento excelente en el intervalo de frecuencias de 25-50GHz, ya que como se puede apreciar, el aislamiento supera los 20 dB a partir de 25 GHz. Las pérdidas por retorno son muy cercanas a cero en este intervalo de frecuencia, algo que es deseable debido a que se desea interrumpir el paso de la señal.

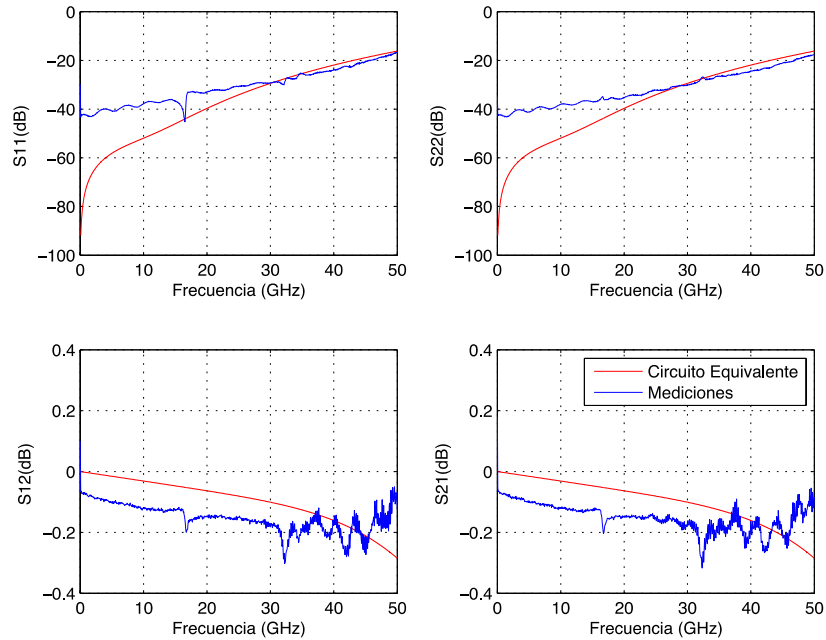


Figura 90. Parámetros S obtenidos de la caracterización, comparados con los del circuito equivalente para el estado OFF.

Tabla 25. Elementos del circuito equivalente del DBP2 en estado OFF obtenidos de las mediciones.

Elemento	Valor
Inductancia debida a las líneas CPW (Lm)	0 nH
Capacitancia debida a las líneas (Cm)	8.5 fF
Capacitancia debida a la membrana (C)	55.8 fF
Inductancia de la membrana (L)	0.009 nH
Resistencia (R)	0.08 Ω

En la Tabla 26 se muestran los valores de los elementos del circuito equivalente. Se puede observar que el valor de la capacitancia se incrementó considerablemente, debido a que la membrana se colocó muy cerca de la línea central de la CPW, siendo separada solo por una capa aislante. Esta capacitancia, junto con la inductancia L de la membrana son las que provocan que se genere una frecuencia de resonancia.

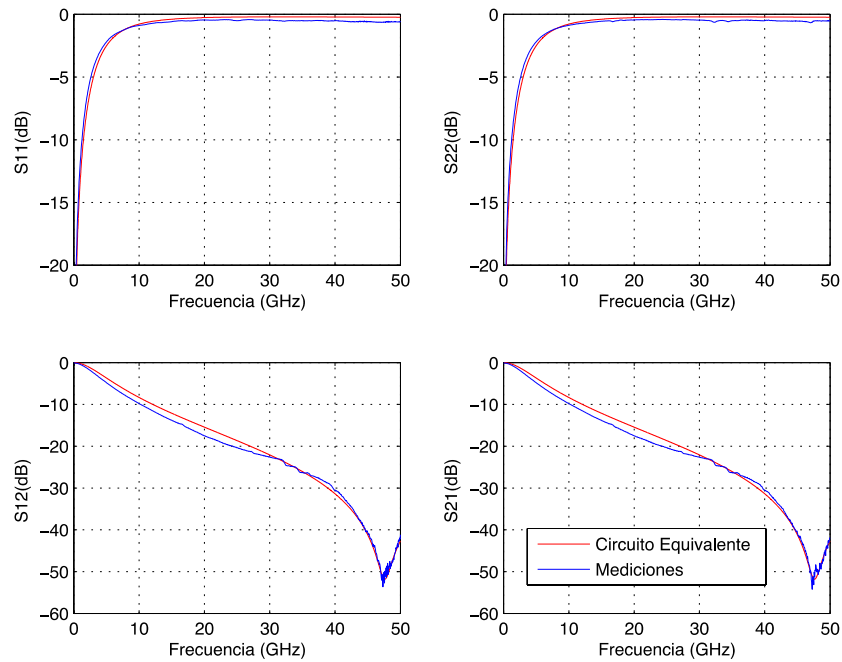


Figura 91. Parámetros S obtenidos de la caracterización, comparados con los del circuito equivalente para el estado ON.

Tabla 26. Elementos del circuito equivalente del DBP2 en estado ON obtenidos de las mediciones.

Elemento	Valor
Inductancia debida a las líneas CPW (L_m)	0 nH
Capacitancia debida a las líneas (C_m)	8.5 fF
Capacitancia debida a la membrana (C)	1.49 fF
Inductancia de la membrana (L)	0.00975 nH
Resistencia (R)	0.008 Ω

5.2 Caracterización del ciclo de histéresis

En la Figura 92, se muestra el diagrama de bloques del montaje utilizado para la caracterización del ciclo de histéresis de los interruptores. Los interruptores y capacitores MEMS de RF forman un ciclo de histéresis con respecto de los parámetros S, ya que, después de que el interruptor se actúa, cuando se comienza a disminuir el voltaje de actuación, el interruptor se desactivará al aplicar un voltaje menor al de actuación. Debido a esto, se forma un ciclo de histéresis. Utilizando un *software*

previamente diseñado en la *Universitat Politècnica de Catalunya*, es posible realizar cuatro tipos de mediciones a un interruptor MEMS. Este *software* implementado en MATLAB, utiliza el puerto GPIB para controlar la fuente de tensión o de voltaje Agilent N6700 y adquirir los parámetros S del analizador Agilent PNA-X N5245A. La fuente de tensión polariza al interruptor y el analizador de redes mide el parámetro S_{21} a una cierta frecuencia la cual se puede establecer en el programa. Detectando el cambio en el parámetro S_{21} al realizarse la conmutación, el software muestra el voltaje de *pull-in*. El paso del barrido de voltaje realizado por el programa, también se establece por el usuario, y para cada paso se hace una medición de S_{21} . Las mediciones tomadas por el programa se pueden observar en tiempo real.

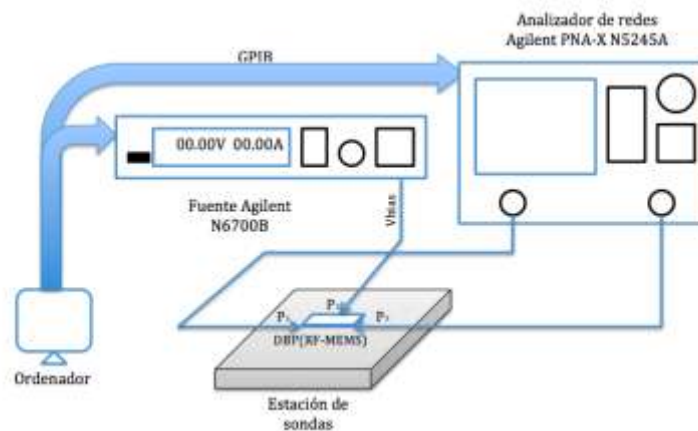


Figura 92. Montaje utilizado para la caracterización del ciclo de histéresis de los interruptores MEMS DE RF.

5.2.1 Medición de ciclado tipo 1

En este tipo de medición, el programa realiza N ciclos de histéresis (donde N se establece por el usuario), y entre cada ciclo de histéresis, el dispositivo conmuta M veces (M también establecido por el usuario). La tensión de polarización aplicada durante el ciclado sigue el comportamiento descrito en la Figura 93.

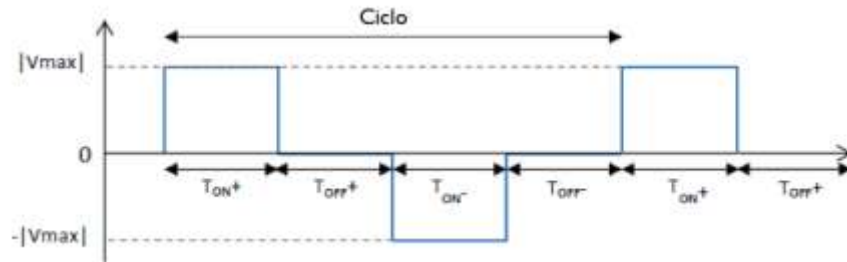


Figura 93. Tensión de polarización aplicada para la medición de ciclado (tipo 1).

En la Figura 94 se muestran los ciclos de histéresis de los parámetros S_{21} medidos del DBP1. Se puede observar que a medida que el número de ciclos se incrementa, el voltaje en el cual la membrana regresa a su posición original después de haber sido actuada (conocido como voltaje de *pull-out*), va disminuyendo.

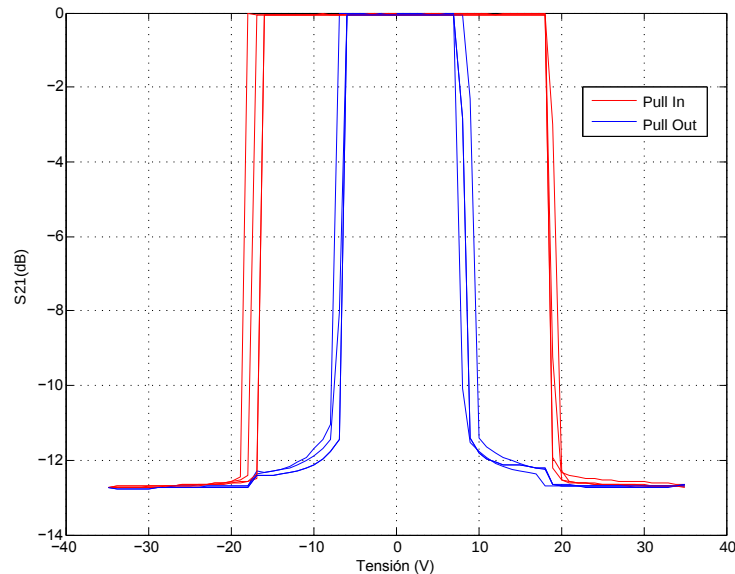


Figura 94. Medición del ciclo de histéresis del DBP1 con 5000 conmutaciones entre cada medición.

Además de la medición del ciclo de histéresis, en la Figura 95 se muestra la evolución del voltaje con respecto del número de conmutaciones aplicadas al interruptor. Resulta más fácil visualizar como el voltaje de *pull-out* va disminuyendo conforme el número de actuaciones se incrementa. Se puede apreciar en la Figura 95 como el voltaje de *pull-out* disminuye su valor conforme se incrementa el número de ciclos, debido al desgaste que van sufriendo los soportes del interruptor.

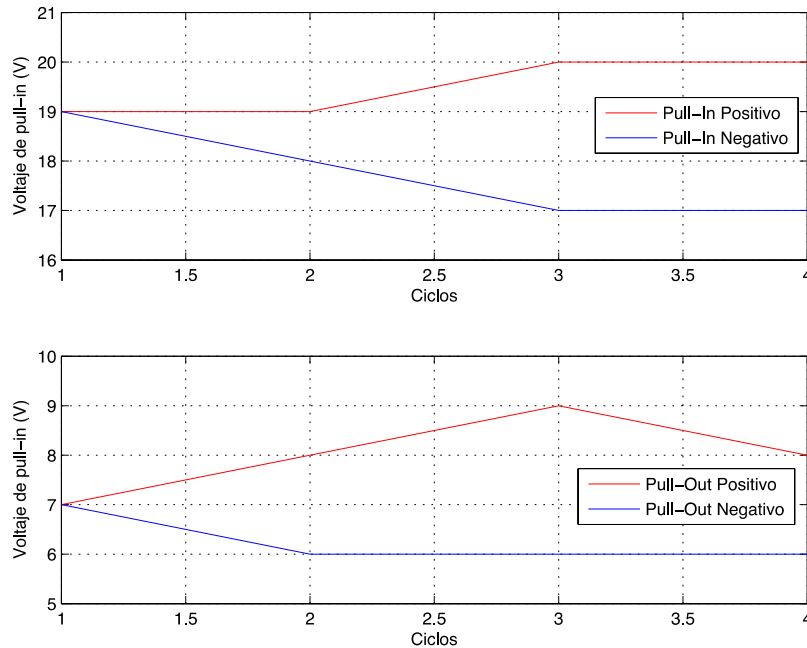


Figura 95. Evolución del voltaje de actuación con respecto del número de ciclos (cad aunidad equivale a 5000 ciclos).

5.2.2 Medición de ciclado tipo 2

El ciclado tipo 2 permite obtener la evolución del parámetro S_{21} medido en conmutaciones sucesivas para un interruptor idéntico al DBP1, pero con un sustrato de silicio. Este interruptor MEMS de RF es de contacto óhmico con suspensiones en diagonal fabricado en sustrato de silicio. La medición se realiza cuando el dispositivo está actuado (TON). En la Figura 96 se puede apreciar la medición del parámetro S_{21} y su evolución con respecto a las conmutaciones realizadas por el interruptor. Se puede observar que conforme se incrementa el número de conmutaciones, el aislamiento en estado ON disminuye (de $S_{21} < -25\text{dB}$ a $S_{21} < -20\text{dB}$), debido a que las suspensiones del interruptor se van debilitando, lo que impide que la membrana baje o suba completamente.

5.2.3 Medición de ciclado rápido

Utilizando una señal senoidal de 10 Hz, se puede realizar un ciclado mucho más rápido, ya que al aplicar esta señal el interruptor se activa en cada semiciclo. Haciendo esto, se puede evaluar al interruptor durante jornadas de actuación más amplias y en

mucho menor tiempo que las mediciones presentadas anteriormente. Utilizando las técnicas anteriores, se realizan hasta 15,000 conmutaciones en aproximadamente nueve horas, y utilizando una señal senoidal de 10 Hz se pueden realizar hasta 648,000 conmutaciones en el mismo tiempo. Se eligió una señal de 10 Hz debido a que al utilizar una frecuencia mayor, los interruptores dejaban de funcionar rápidamente.

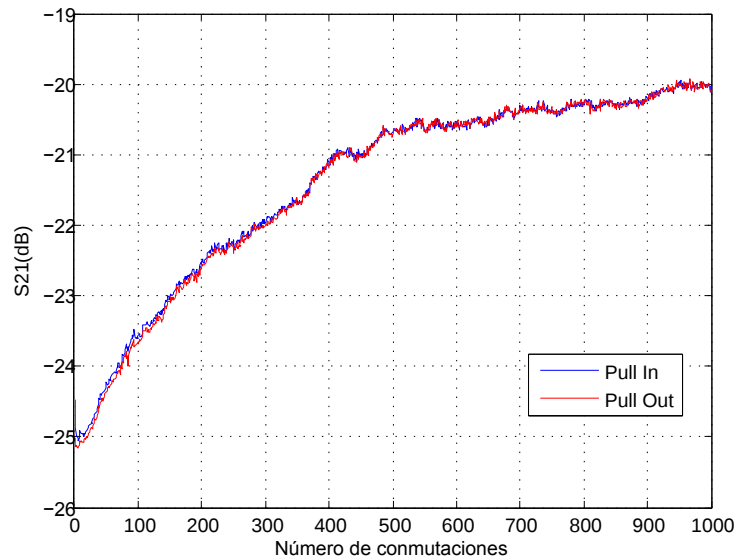


Figura 96. Evolución del parámetro S_{21} con respecto al número de conmutaciones para un interruptor MEMS de RF de contacto óhmico.

El montaje experimental para la medición de ciclado rápido utilizado se muestra en la Figura 97. Se puede observar que se utiliza un generador de funciones para crear la señal senoidal, y éste se conecta a un amplificador para poder alcanzar el voltaje de *pull-in* de los interruptores, debido a que el generador de funciones no genera un voltaje muy alto.

En la Figura 98 se muestran los resultados de la evolución del ciclo de histéresis en una gran cantidad de mediciones, hasta 1.2 millones de ciclos, realizadas a un interruptor MEMS de RF de contacto óhmico con suspensión meander en sustrato de silicio. Estas rigurosas pruebas fueron posibles gracias a las mediciones rápidas realizadas utilizando una señal senoidal de 10 Hz con una amplitud de 40 V.

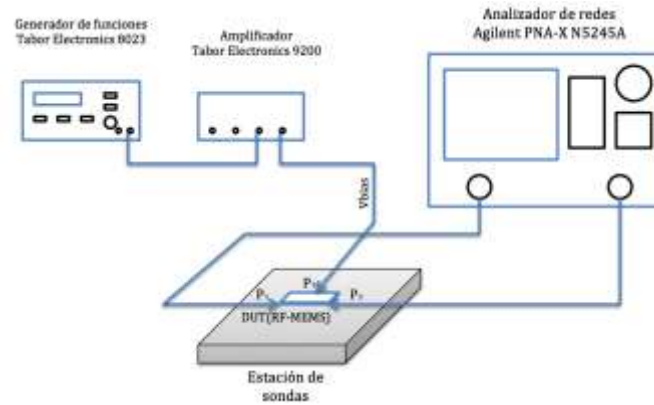


Figura 97. Montaje experimental para la medición de ciclado rápido.

Se puede apreciar en la Figura 98 la manera en que los voltajes de *pull-in* y *pull-out* van disminuyendo.

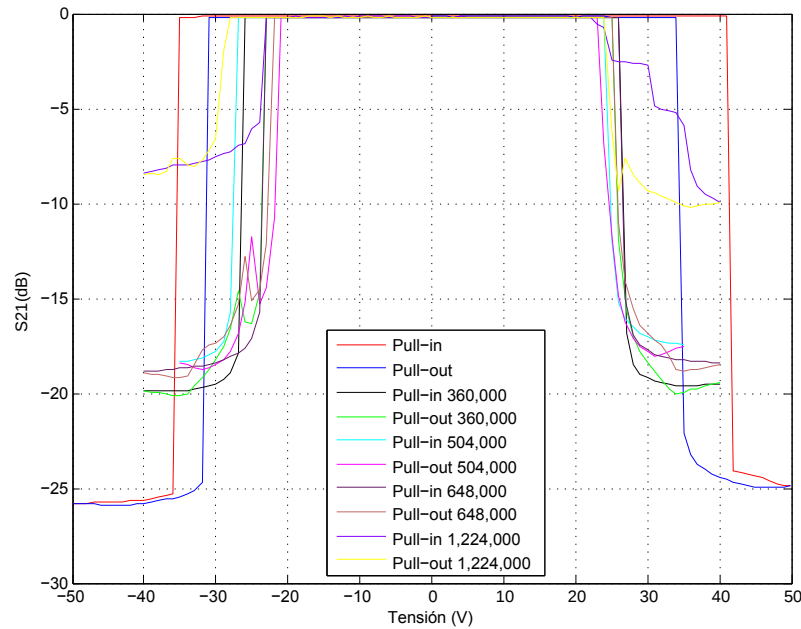


Figura 98. Curvas de histéresis del parámetro S_{21} v.s. Voltaje de un interruptor MEMS de RF de contacto óhmico.

5.3 Pruebas de confiabilidad

Para medir la confiabilidad de los interruptores, se han realizado pruebas de conmutación muy rigurosas, en las cuales se hace actuar el dispositivo múltiples veces hasta llegar al momento en que dejan de funcionar. El ciclo de histéresis de cada

interruptor se obtuvo con el fin de observar el cambio en los parámetros del dispositivo, conforme se iba incrementando el número de conmutaciones.

Para realizar las pruebas de confiabilidad, se ha utilizado el interruptor al cual pertenecen las curvas de histéresis mostradas en la Figura 99. En esta figura, se muestra la capacitancia en función del voltaje de polarización para periodos de 0 y 12 horas. Para poder conocer la confiabilidad de este interruptor se utilizó el metodo presentado en (Giacomozzi et al., 2011), en donde se utiliza una aproximación con la ecuación de la ley de potencia para predecir el tiempo de vida de los interruptores MEMS.

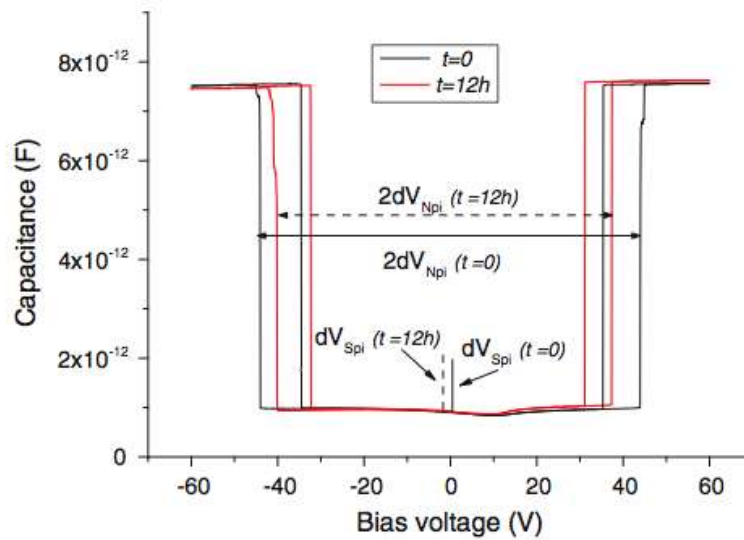


Figura 99. Curvas de histéresis Capacitancia-Voltaje para 0 horas y 12 horas.

En primer lugar, se caracterizan los cambios en las curvas de histéresis. Para esto se toma en cuenta el tiempo de evolución de los voltajes de *pull-in* positivo y negativo (V_{PI}^+ y V_{PI}^-) y los voltajes de *pull-out* (V_{PO}^+ y V_{PO}^-). Con referencia a la Figura 99 se definen los parámetros de las ecuaciones

$$dV_{sx}(t) = \frac{V_x^+(t) + V_x^-(t)}{2} \quad (23)$$

$$dV_{Nx}(t) = \frac{V_x^+(t) - V_x^-(t)}{2} \quad (24)$$

donde x es PI o PO. $dV_{Sx}(t)$ es la medida de la asimetría de la curva de histéresis del interruptor, mientras que $dV_{Nx}(t)$ determina el ancho de la ventana de la curva de histéresis. Idealmente $dV_{Sx}(0) = 0$. Después de un tiempo t las variaciones con respecto a $t = 0$ se definen como:

$$\Delta V_{Sx}(t) = dV_{Sx}(0) - dV_{Sx}(t) \quad (25)$$

$$\Delta V_{Nx}(t) = dV_{Nx}(0) - dV_{Nx}(t) \quad (26)$$

Aplicando las ecuaciones (23) y (24) a los resultados de las mediciones y utilizando el software MATLAB, se obtienen las gráficas mostradas en la Figura 100.

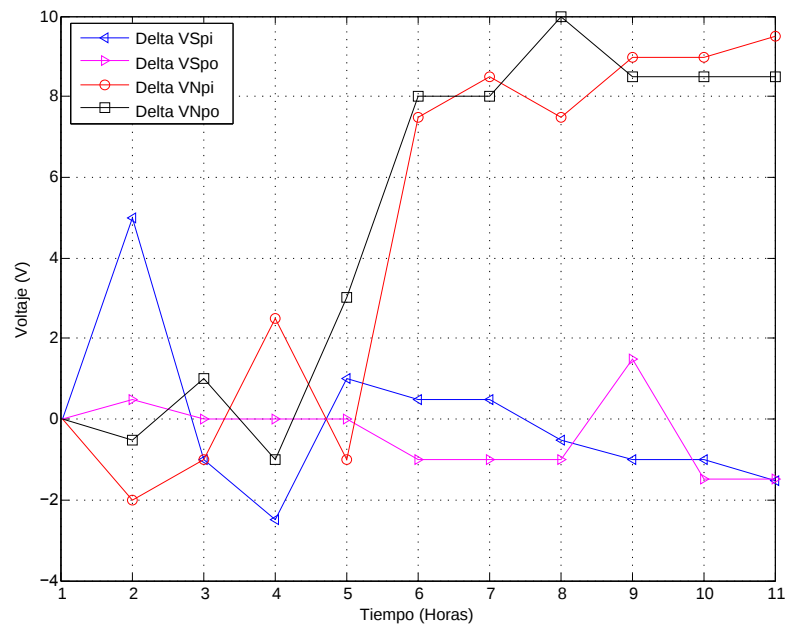


Figura 100. Evolución de la medición del cambio de voltaje

Cabe mencionar que $\Delta V_{Nx}(t)$ y $\Delta V_{Sx}(t)$ se incrementan con el tiempo, lo cual puede provocar un fallo en el interruptor después de un determinado tiempo. La condición de fallo más importante se alcanza cuando el valor de V_{PO} (positivo o negativo) cruza el voltaje cero y el interruptor ya no puede des-actuar, ocurriendo cuando:

$$V_{PO}^{\pm}(t_{fail}) = \pm \Delta V_{NPO}(t_{fail}) - \Delta V_{SPO}(t_{fail}) + V_{PO}^{\pm}(0) = 0 \quad (27)$$

donde t_{fail} es el tiempo de fallo. Si se supone que t_{fail} es lo suficientemente grande para que ΔV_{SPO} tenga un valor constante, el tiempo de evolución de ΔV_{NPO} es lo que determina t_{fail} . Utilizando la ecuación de la ley de potencia se puede hacer una aproximación de la curva de ΔV_{NPO} , como se muestra en la Figura 101.

Si se considera que ΔV_{SPO} tiene un valor constante igual a cero, entonces el interruptor fallará cuando $\Delta V_{NPO} = V_{PO}(0)$. Para poder predecir el tiempo en que esta condición ocurrirá, se puede extender la curva generada por la ley de potencia obteniendo como resultado lo que se muestra en la Figura 102.

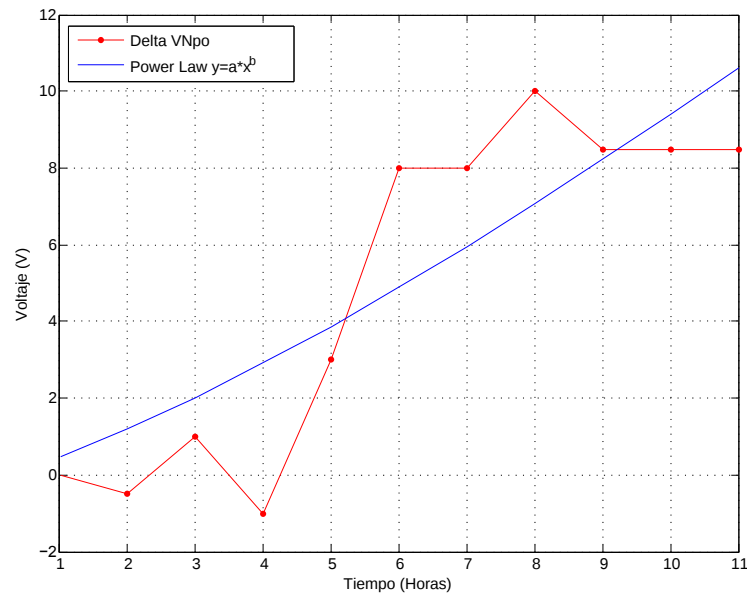


Figura 101. Curva originada con la ley de potencia (azul).

El valor de $V_{PO}(0)$ obtenido para este interruptor es de 31.99 V. Observando la gráfica de la Figura 102, se puede apreciar que este valor se alcanza en 26 horas. Con esto se puede llegar a la conclusión de que el interruptor dejará de funcionar al estar 26 horas conmutando diez veces por segundo (10 Hz) con un voltaje de actuación de 40 V. Además, se utilizó una variante de la ley de potencia, la cual tiene una constante extra para lograr un mejor ajuste. Esta ecuación se aplicó y se obtuvo lo que se muestra en la Figura 103.

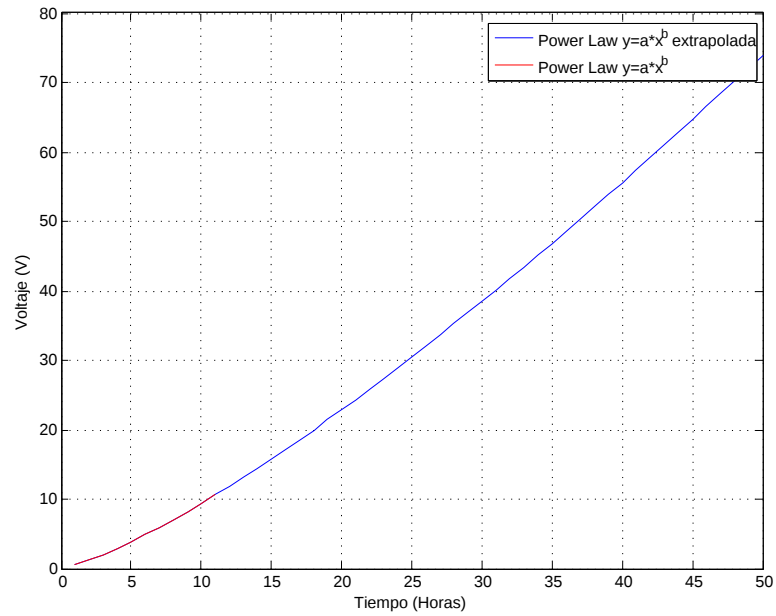


Figura 102. Extrapolación de la curva generada por la ley de potencia.

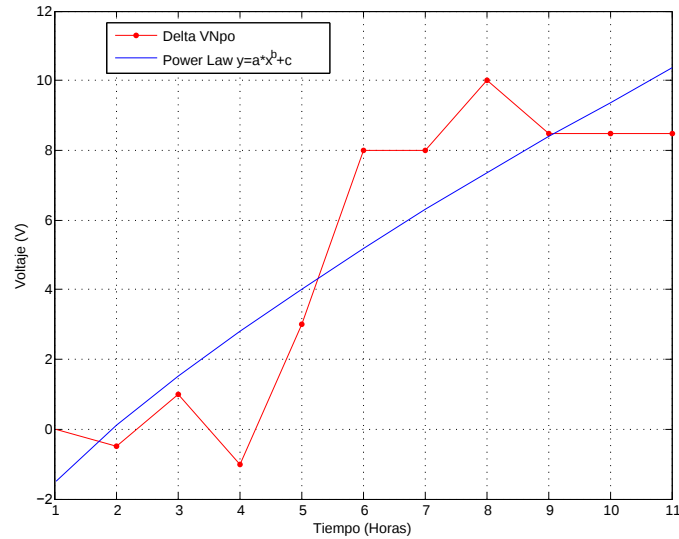


Figura 103. Resultados de la confiabilidad con la ecuación que es una variante de la ley de potencia (azul).

Realizando la extrapolación del nuevo ajuste se obtienen los resultados que se muestran en la Figura 104. Para este caso, se puede observar que el tiempo de fallo es de 38 horas, el cual es un poco mayor al obtenido con la curva clásica de la ley de potencia. Se puede observar que la curva obtenida de ΔV_{NPO} tiende a incrementar, sin embargo, los datos no son muy constantes. Se podrían obtener mejores resultados si los datos tuvieran mayor repetitividad.

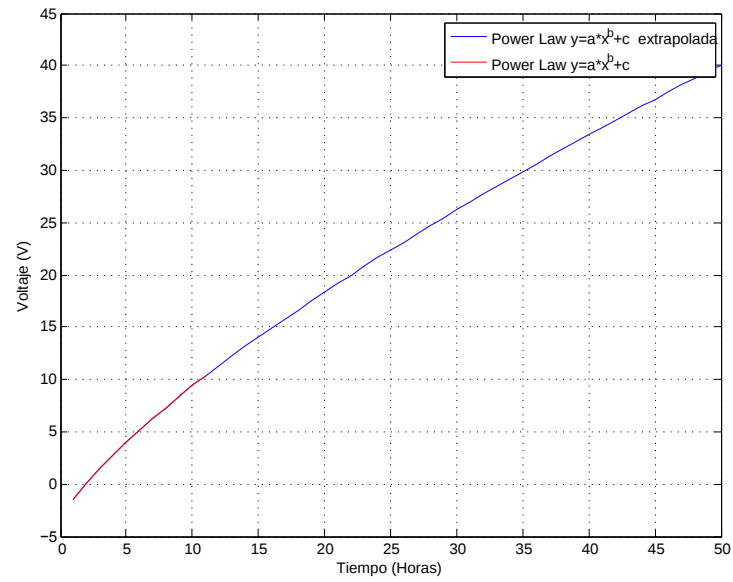


Figura 104. Extrapolación de la curva generada por la variante de la ley de potencia.

Capítulo 6. Conclusiones

En este capítulo se presentan las conclusiones generales de este trabajo de tesis. Se mencionan también las aportaciones que se realizaron para poder cumplir con los objetivos. Además, se incluyen también las recomendaciones para los trabajos futuros que se enfoquen en esta área.

6.1 Conclusiones generales

- Se realizó una investigación y análisis de las distintas estructuras de interruptores y capacitores MEMS de RF encontradas en la literatura.
- Se presentó la metodología utilizada para el diseño de dos interruptores MEMS de RF, uno de contacto óhmico y otro de contacto capacitivo; así como la utilizada para diseñar un capacitor MEMS de RF, la cual es muy parecida para ambos casos debido a la similitud de las estructuras.
- Se realizó el análisis electromagnético de los interruptores y capacitores MEMS de RF mediante Momentum[®] para poder determinar su comportamiento en frecuencia.
- Se realizó el análisis mecánico de los interruptores y capacitores MEMS de RF mediante ANSYS[®], con lo cual determina el voltaje de *pull-in*, la constante elástica k y se logró observar el comportamiento de estos dispositivos.
- Se realizó una investigación, análisis y comparación de las diversas técnicas de fabricación comerciales, así como las desarrolladas y utilizadas por diversos autores en la literatura.
- Se investigaron y analizaron los fenómenos de *stiction*, y de la tensión mecánica residual, que son dos fenómenos que provocan problemas en el diseño y construcción de MEMS de RF.
- Se realizó la caracterización experimental de los dos interruptores a los cuales se les realizó el análisis electromagnético, obteniéndose resultados de sus parámetros S hasta 50GHz. Asimismo, se caracterizó el ciclo de histéresis y la confiabilidad de interruptores MEMS fabricados.

6.2 Aportaciones

Las principales aportaciones de este trabajo de tesis son las siguientes:

- En general, la principal aportación de este trabajo es la investigación realizada en el tema de MEMS, así como el documento de tesis mismo, que contiene una descripción de las metodologías de diseño, análisis electromagnético y mecánico, procesos de fabricación y caracterización de dispositivos MEMS de RF. Este documento podrá servir como herramienta o como guía para futuros trabajos que pretendan diseñar o fabricar dispositivos MEMS.
- Investigación bibliográfica extensa de estructuras adecuadas para el desarrollo de interruptores y capacitores MEMS de RF.
- El estudio e investigación de las metodologías de diseño de interruptores y capacitores MEMS de RF.
- Se describieron los diferentes paquetes de software utilizados para el análisis electromagnético y mecánico de MEMS de RF, resaltando sus ventajas y desventajas.
- Se presentaron resultados del diseño y análisis electromagnético y mecánico de interruptores y capacitores MEMS de RF.
- Se presentó la metodología y resultados de los circuitos equivalentes de los interruptores y capacitores MEMS de RF.
- Se describieron las metodologías y procesos de fabricación. La comparación entre los distintos métodos de fabricación ayuda a que algún diseñador de RF pueda guiarse en la selección del proceso que más se ajuste a sus intereses.
- La comparación y análisis realizado a las distintas estructuras tanto de los interruptores como de los capacitores MEMS de RF, permite conocer el funcionamiento de estos dispositivos y seleccionar la estructura que mejor se adapte a las necesidades del usuario.
- Las ecuaciones de diseño, los circuitos equivalentes, los resultados del análisis electromagnético y mecánico, así como las tecnologías y procesos de fabricación presentados en esta tesis, muestran todo el proceso que se debe realizar para desarrollar completamente dispositivos MEMS, proceso que es de suma importancia para el desarrollo de México en esta rama.

6.3 Recomendaciones

A continuación se presentan algunas recomendaciones para aquellos que deseen ingresar en el campo de los MEMS de RF o ampliar este trabajo:

- Analizar a mayor profundidad los interruptores laterales y de viga voladiza, así como los capacitores interdigitados, ya que debido a la limitación de tiempo y espacio, solo se profundizó en los interruptores de membrana y de un capacitor de placas paralelas.
- Profundizar más en los conceptos de los distintos tipos de actuación, ya que, aunque la actuación electrostática es la más utilizada debido a su bajo consumo de potencia, existen otras alternativas como la actuación térmica, la cual maneja niveles de voltaje muy bajos. Esto es de suma importancia para dispositivos portátiles (Teléfonos, Tablets, etc.) donde los voltajes y corrientes disponibles son pequeños.
- Profundizar en las técnicas de fabricación, ya que existen otras técnicas como el proceso LIGA que no fueron mencionadas en este trabajo por falta de tiempo y espacio para profundizar en ellas. Esto permitirá a cualquier diseñador tener una gama más amplia de procesos a considerar desde la etapa de diseño.

Lista de referencias

- Adeosun, O., Palit, S., Jain, A., and Alam, M. (3 de Octubre de 2013). *nanHub*. Recuperado el 3 de Agosto de 2014 de MEMS LAB: <https://nanohub.org/resources/18282?rev=23>
- Agogino, A. (2014). *Berkeley Sensors and Actuators*. Recuperado el 3 de Agosto de 2014 de Sugar: <http://www-bsac.eecs.berkeley.edu/cadtools/sugar/>
- ANSYS, Inc. (a) (2014). ANSYS. Recuperado el 3 de Agosto de 2014 de MEMS: <http://www.ansys.com/Industries/Electronics%20and%20Semiconductor/Application%20Highlights/MEMS>
- ANSYS, Inc. (b) (2014). ANSYS. Recuperado el 3 de Agosto de 2014 de HFSS: <http://www.ansys.com/staticassets/ANSYS/staticassets/resourcelibrary/brochure/ansys-hfss-brochure-14.0.pdf>
- Blondy, P., Barriere, F., Passerieux, D., Mardivirin, D., and Pothier, A. (2012). An Inverted-Gap Analog Tuning RF-MEMS Capacitor with 250 Milliwatts Power Handling Capability. *25th International Conference of Micro Electro Mechanical Systems* , 676-679.
- Bustillo, J. M., Howe, R. T., and Muller , R. S. (1998). Surface Micromachining for Microelectromechanical Systems. *Proceedings of the IEEE* , 86 (8), 1552-1574.
- Bahl, I. B. (2003). *Microwave and Solid State Circuit Design* (2^a. ed.). Ottawa, Ontario, Canadá: Wiley-Interscience.
- Bolaños-Fernandez, M., Buitrago, E., and Ionescu, A. (2012). RF MEMS Shunt Capacitive Switches Using AlN Compared to Si₃N₄ Dielectric. *Journal of Microelectromechanical Systems*, 21 (5), 1229-1240.
- Brown, E. (1998). RF MEMS Switches for Reconfigurable Integrated Circuits. *IEEE Transactions on microwave Theory and Techniques* , 46 (11), 1868-1880.
- Campbell, S. A. (2001). *The Science of Engineering of Microelectronic Fabrication* (2^a. ed.). Oxford: Oxford University Press.
- Chan, E., Daneshmand, M., Mansour, R. R., and Ramer, R. (2007). Novel Beam Design for Compact RF MEMS Series Switches. *Asia-Pacific Microwave Conference* , 1-4.
- Chanemouga, P., Saraswathi, D., Baskar, S., and Shailesh, V. (2013). A Novel Cram of Reconfigurable Patch Antenna using RF MEMS. *IEEE* .
- Carter, J., Cowen, A., Hardy, B., Mahadevan, R., Stonefield, M., and Wilcenski, S. (2005). PolyMUMPs Design Handbook. MEMSCAP Inc. (11^{va}. ed.)
- Chun, K., Kang, S., and Kim, H. (2007). Lateral DC Contact RF MEMS Switch with Fine Gap Combs. *Proceedings of the IEEE* , 1-4.

Lista de referencias (continuación)

Cowen, A., Dudley, B., Hill, E., Walters, M., Wood, R., Johnson S., Wynands H. and Busbee H. (2002). *MetalMUMPs Design Handbook*. MEMSCAP Inc., Durham (1^a. ed.).

Coventor, I. (2014). *Coventor*. Recuperado el 3 de Agosto de 2014 de MEMS+: <http://www.coventor.com/mems-solutions/products/mems/>

COMSOL, Inc. (2014). *COMSOL*. Recuperado el 3 de Agosto de 2014 de MEMS Software: <http://www.comsol.com/mems-module>

Davis, Z. J., and Forsén, E. S. (2004). Dry release of suspended nanostructures. *Microelectronic Engineering Journal* , 73 (SI), 487-490.

Daneshmand, M., Fouladi, S., Mansour, R. R., Lisi, M., and Stajcer, T. (2009). Thermally-actuated latching RF MEMS switch. In *Microwave Symposium Digest, 2009. MTT'09. IEEE MTT-S International* (pp. 1217-1220). IEEE.

Dec, A., and Suyama, K. (1998). Micromachined Electro-Mechanically Tunable Capacitors and their Applications to RF IC's. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* , 46 (12), 2587-2596.

De Los Santos, H. (2005). *Principles and Applications of NanoMEMS Physics*. Países Bajos: Springer.

De Los Santos, H. (2002). *RF MEMS Circuits Design For Wireless Communications*. Londres: Artech House.

De Los Santos, H., and Richards, R. (2001). MEMS for RF/Microwave Wireless Applications: The Next Wave Part I. *Microwave Journal* , 57-62.

De Los Santos, H., and Richards, R. (2001). MEMS for RF/Microwave Wireless Applications: The Next Wave Part II. *Microwave Journal* .

De Los Santos, H., Fischer, G., Tilmans, H., and van Beek, J. T. (2004). RF MEMS para Lograr RF MEMS para Lograr Conectividad Inalámbrica Conectividad Inalámbrica Universal: Universal: Parte 1—Fabricación . *IEEE Microwave Magazine* , 36-46.

Elshurafa, A. M., Salama, K. N., and Ho, P. H. (2012). Low voltage RF MEMS variable capacitor with linear C-V response. *Electronics Letters* , 48 (7).

Elshurafa, A. M., Salama, K. N., and Ho, P. H. (2013). Modeling and Fabrication of an RF MEMS Variable Capacitor with a Fractal Geometry. *International Symposium on Circuits and Systems* , 2711-2714.

Lista de referencias (continuación)

- Ebel, J. L., Cortez, R., Leedy, K. D., and Strawser, R. E. (2006). A Latching Capacitive RF MEMS Switch in a Thin Film Package. *Microwave Symposium Digest* , 259-262.
- Giacomozzi, F., Mulloni, V., Iannacci, C., Margesin, B., and Faes, A. (2011). A Flexible Fabrication Process for RF MEMS Devices. *Romanian Journal of Information Science and Technology* , 14 (3), 259-268.
- Goldsmith, C., Lin, T.-H., Powers, B., Wu, W.-R., and Norvell, B. (1995). Micromachined Membrane Switches for Microwave Applications. *IEEE Proceedings* .
- Goldsmith, C., Yao, Z. J., Chen, S., Eshelman, S., and Denniston, D. (1999). Micromachined Low-Loss Microwave Switches. *IEEE Journal of Microelectromechanical Systems* , 8 (2), 129-134.
- Golio, M. (2001). *The RF and Microwave Handbook*. EE.UU.: CRC Press.
- Grand, P., and Denhoff, M. (Agosto de 2004). A Comparison Between RF MEMS Switches and Semiconductor Switches. *International Conference on MEMS, NANO and Smart Systems* , 515-521.
- Haluzan, D. (2003). *Microwave LIGA-MEMS Variable Capacitors*. Saskatchewan: Department of Electrical Engineering University of Saskatchewan.
- Han, C.-H., Choi, D.-H., Choi, S.-J., and Jun-Bo, Y. (Enero de 2011). MEMS Variable Capacitor with Superior Linearity and Large Tuning Ratio by Moving the Plate to the Increasing-Gap Direction. *MEMS 2011* .
- Hesketh, T., Rahman, H. U., and Ramer, R. (2008). Low Actuation Voltage RF MEMS Series Switch with Novel Beam. *International Conference on Emerging Technologies* , 116-119.
- He, X.-J., Wang Cui-Jan, G. J.-F., Zhong-Jun, C., Fu, J.-H., and Meng, F.-Y. (2012). Lateral RF MEMS Capacitive Switch Based on HFO₂ Film for Millimeter Wave Applications. *5th Global Symposium on Millimeter Waves* , 637-640.
- Jaeger, R. (2002). *Modular Series on Solid State Devices Volumen V: Introductin to Microelectronic Fabrication* (2^a. ed.). Nueva Jersey: Prentice Hall.
- Jansen, H., Han, G., Elwenspoek, M., and Fluitman, J. (1995). A Survey on the Reactive Ion Etching of Silicon Microtechnology. *Journal of Microelectromechanics and Microengineering* , 6 (1), 14-28.
- Kjelgard, K. G. (2009). *Out-of-Plane CMOS-MEMS variable capacitor*. Oslo: University of Oslo.

Lista de referencias (continuación)

- Kovaks, G., Maluf, N., and Petersen, K. (1998). Bulk Micromachining of Silicon. *Proceedings of the IEEE* , 86 (8), 1536-1551.
- Liu, B., Lv, Z., Li, Z., He, X., and Hao, Y. (2010). A Surface Micromachining Process Utilizing Dual Metal Sacrificial Layer for Fabrication of RF MEMS Switch. *Proceedings of the 2010 5th IEEE International Conference on Nano/Micro Engineered and Molecular Systems* , 620-623.
- McCormick, D. T., Li, Z., and Tien, N. C. (2003). Silicon MEMS Tunable Capacitors Operating in Dielectric Fluid . *The 12th International Conference on Solid State Sensors, Actuators and Microsystems* .
- Mulloni, V., Solazzi, F., Resta, G., and Giacomozzi, F. (Abril de 2013). RF-MEMS switch design optimization for long term reliability. *Symposium on Design Test, Integration and Packaging of MEMS/MOEMS* , 1-6.
- Madou, M. J. (2002). *Fundamentals of Microfabrication* (2^a. ed.). EE.UU.: CRC Press.
- Mansour, R. R., and Bakri-Kassem, M. (2004). An Improved Design for Parallel Plate MEMS Variable Capacitors. *IEEE Proceedings* .
- Medina, J. L. (2013). *Apuntes de clase de la materia de Caracterización de Dispositivos y Componentes de Microondas*. Apuntes, CICESE, Electrónica y Telecomunicaciones, Ensenada.
- Mollah, M. N., and Karmakar, N. C. (2001). RF MEMS Switches: Paradigms of Microwave Switching. *Microwave Conference* , 3, 1024-1027.
- Oberhammer, J., and Shah, U. (2013). Characterization of High-Q Laterally Moving RF MEMS Tuneable Capacitor. *Proceedings of the 8th European Microwave Integrated Circuits Conference*, 352-355.
- Orpana, M., and Korhonen, A. O. (Junio de 1991). Control of residual stress of polysilicon thin films by heavy doping in surface micromachining. *International Conference on Solid-State Sensors and Actuators* , 957-960.
- Payne, R. S., Sherman, S., Lewis, S., and Howe, R. T. (Febrero de 1995). Surface Micromachining: From Vision to Reality to Vision. *IEEE International Solid State Circuits Conference* , 164-165.
- Park, J. Y., Kim, G. H., Chung, K. W., and Bu, J. U. (2000). Micromachined Low Actuation Voltage RF MEMS Capacitive Switches, Technology and Characterization. *Microwave Symposium Digest* , 1, 283-286.
- Pradell, L., Casals, J., Contreras, A., Giacomozzi, F., Colpo, S., and Ianacci, J. (2012). A RF-MEMS Switchable CPW air-bridge. *Proceedings of the 7th European Microwave Integrated Circuits Conference* , 441-444.

Lista de referencias (continuación)

Pradell, L., and Girbau, D. (Septiembre de 2003). Condensadores Variables de RF con tecnología MEMS. *XVIII Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio*.

Rahman, H. U., and Ramer, R. (Agosto de 2010). Experimental considerations for fabrication of RF MEMS switches. *Symposium on Quality Electronic Design* , 49-55.

Rangra, K., Giacomozzi, F., Margesin, B., Lorenzelli, L., Mulloni, V., Collini, C., et al. (2004). Micromachined Low Actuation Voltage RF MEMS Capacitive Switches, Technology and Characterization. *Proceedings of Semiconductor Conference*, 1.

Rebeiz, G. M. (2003). *RF MEMS Theory, Design and Technology*. Hooken, Nueva Jersey, EE.UU.: John Wiley and Sons.

Rebeiz, G., and Niu, C. (Junio de 2012). A Miniature RF MEMS Metal-Contact Switch with High Biaxial and Stress-Gradient Tolerance. . *Microwave Symposium Digest* , 1-3.

Rebeiz, G., Blondy, P., Zareie, H., Yahiaoui, A., and Yang, H.-H. (Junio de 2014). A Compact High-Isolation DC-50 GHz SP4T RF MEMS Switch. *Proceedings of IEEE* , 256-260.

Rebeiz, G., Reines, I., and Pillans, B. (2009). A Stress-Tolerant Temperature-Stable RF MEMS Switched Capacitor. *22nd International Conference On Micro Electro Mechanical Systems* , 880-883.

Sandia National Laboratories. (2014). *Sandia Lab*. Consultado 3 de Agosto de 2014 de MicroElectroMechanicalSystems MEMS: https://www.mems.sandia.gov/about/rf-mems_2013.html

Segueni, K., Garrec, L. L., Rollier, A.-S. R., Touati, S., Kanciurzewski, A., Buchaillot, L., et al. (2007). Totally Free-Flexible Mmembrane for Low Voltage MEMS Metal Contact Switch. *Proceedings of the 37th European Microwave Conference* , 1153-1156.

Shavezipur, M., Nieva, P., Khajepour, A., and Hashemi, S. M. (2010). Development of Parallel-Plate-Based MEMS Tunable Capacitors with Linearized Capacitance-Voltage Response and Extended Tuning Range. *Journal of Micromechanics and Microengineering* , 20 (2).

Shafner , J., Sievenpiper, D., Loo, R., Lee, T., and Livingston, S. (2001). A Wideband Beam Switching Antenna Using RF MEMS Switches. *IEEE Antenna International Symposium* , 3, 658-661.

Sreeja, B. S., and Radha, S. (2011). Design and Modeling of a Wide Tuning Range, High Q, Low Supply Voltage MEMS Based Tunable Capacitor for Wireless Communication Applications. *11th International Conference: The Experience of Designing and Application* , 399-402.

Lista de referencias (continuación)

- Tang, M., Liu, A. Q., Agarwal, A., Zhang, Q. X., and Win, P. (2004). A New Approach of Lateral RF MEMS Switch. *Analog Integrated Circuits and Signal Processing* , 165-173.
- Varadan, V., J., V. K., and A., J. K. (2003). *RF MEMS and Their Applications*. John Wiley and Sons.
- Wang, Y., Li, Z., McCormick, D. T., and Tien, N. C. (2004). A Low-Voltage Lateral MEMS Switch With High RF Performance. *Journal of Microelectromechanical System* , 13 (6).
- Yao, J., and Chang, M. (Junio de 1995). A Surface Micromachined Miniature Switch for Telecommunications Applications with Signal Frequencies from DC Up to 4 GHz. *The 8th International Conference on Solid-State Sensors and Actuators and Eurosensors IX* , 384-387.
- Yeong-Lin, L., and Ching-Hsiang, T. (2003). Design of Cantilever-Type Microwave Micromachined Switches. *Asia-Pacific Conference on Applied Electromagnetics* , 63-66.
- Young, and Boser, B. E. (1996). A Micromachined Variable Capacitor for Monolithic Low-Noise VCO's. *Proceedings of International Conference on Solid State Sensors and Actuators* , 86-89.
- Zewen, L., Xiaofeng, L., Yun, X., Jia , W., Zhongming, C., Litian, L., et al. (Agosto de 2004). The Key Technologies in Silicon Based Microwave and RF MEMS Device Fabrication. *4th International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology Proceedings* , 1-6.
- Zheng, W.-B., Huang, Q.-A., Liao, X.-P., and Li, F.-X. (2005). RF MEMS Membrane Switches on GaAs Substrates for X-Band Applications. *Journal of Microelectromechanical Systems* , 14 (3), 464-471.
- Zhou, L. (2006). *RF MEMS DC Contact Switches for Reconfigurable Antennas*. Tesis de Maestría en Ciencias. Faculty of San Diego State University. 110 p.
- Ziaei, A., Dean, T., and Yves, M. (2005). Lifetime Characterization of Capacitive Power RF MEMS switches. *Gallium Arsenide and other Semiconductor Application Symposium* , 509-512.
- Zou, J., Liu, C., Schutt-Aine, J., Chen, J., & Kang, S. M. (2000, December). Development of a wide tuning range MEMS tunable capacitor for wireless communication systems. In *Electron Devices Meeting, 2000. IEDM'00. Technical Digest. International*, 403-406. IEEE.

Apéndice 1

Propiedades físicas de los materiales usados en el análisis mecánico.

Au

Propiedad	Valor	Unidad
Densidad	1.928E-14	Kg μm^{-3}
Coeficiente Isotrópico de Expansión Térmica	1.42e-05	C ⁻¹
Elasticidad Isotrópica		
Obtenido de	Young's Mod.	
Módulo de Young	75000	MPa
Relación de Poisson	0.42	
Módulo de Compresibilidad	1.5625E+05	MPa
Módulo de Tensión Cortante	26408	MPa
Conductividad Térmica Isotrópica	3.18E+08	pW μm^{-1}
Calor Específico	1.2874E+14	pJ kg ⁻¹ C ⁻¹
Resistividad Isotrópica	2.216E-14	TΩ um

Cr

Propiedad	Valor	Unidad
Densidad	7.19E-15	Kg μm^{-3}
Coeficiente Isotrópico de Expansión Térmica	4.9E-06	C ⁻¹
Elasticidad Isotrópica		
Obtenido de	Young's Mod.	
Módulo de Young	2.79E+05	MPa
Relación de Poisson	0.21	
Módulo de Compresibilidad	1.6034E+05	MPa
Módulo de Tensión Cortante	1.1529E+05	MPa
Conductividad Térmica Isotrópica	9.39E+07	pW μm^{-1}
Calor Específico	4.88E+14	pJ kg ⁻¹ C ⁻¹
Resistividad Isotrópica	1.25E-13	TΩ um

Óxido

Propiedad	Valor	Unidad
Densidad	2.1E-15	Kg μm^{-3}
Coeficiente Isotrópico de Expansión Térmica	1.6E-06	C ⁻¹
Elasticidad Isotrópica		
Obtenido de	Young's Mod.	
Módulo de Young	2.7E+05	MPa
Relación de Poisson	0.23	
Módulo de Compresibilidad	1.6667E+05	MPa
Módulo de Tensión Cortante	1.0976E+05	MPa
Conductividad Térmica Isotrópica	1E+06	pW μm^{-1}
Calor Específico	1E+15	pJ kg ⁻¹ C ⁻¹
Resistividad Isotrópica	1E+12	TΩ um

Polisilicio

Propiedad	Valor	Unidad
Densidad	2.33E-15	Kg μm^{-3}
Coefficiente Isotrópico de Expansión Térmica	2.65E-06	$^{\circ}\text{C}^{-1}$
Elasticidad Isotrópica		
Obtenido de	Young's Mod.	
Módulo de Young	1.69E+05	MPa
Relación de Poisson	0.064	
Módulo de Compresibilidad	64602	MPa
Módulo de Tensión Cortante	79417	MPa
Conductividad Térmica Isotrópica	1.56E+08	$\text{pW } \mu\text{m}^{-1}$
Resistividad Isotrópica	9.97E-10	$\text{T}\Omega \mu\text{m}$

Cuarzo

Propiedad	Valor	Unidad
Densidad	2.2E-15	Kg μm^{-3}
Coefficiente Isotrópico de Expansión Térmica	5.5E-07	$^{\circ}\text{C}^{-1}$
Elasticidad Isotrópica		
Obtenido de	Young's Mod.	
Módulo de Young	72000	MPa
Relación de Poisson	0.16	
Módulo de Compresibilidad	35294	MPa
Módulo de Tensión Cortante	31034	MPa
Conductividad Térmica Isotrópica	1.3E+06	$\text{pW } \mu\text{m}^{-1}$
Calor Específico	6.7E+14	$\text{pJ kg}^{-1} ^{\circ}\text{C}^{-1}$
Resistividad Isotrópica	1E-06	$\text{T}\Omega \mu\text{m}$

Silicio

Propiedad	Valor	Unidad
Densidad	2.33E-15	Kg μm^{-3}
Coefficiente Isotrópico de Expansión Térmica	2.65E-06	$^{\circ}\text{C}^{-1}$
Elasticidad Isotrópica		
Obtenido de	Young's Mod.	
Módulo de Young	1.69E+05	MPa
Relación de Poisson	0.064	
Módulo de Compresibilidad	64602	MPa
Módulo de Tensión Cortante	79417	MPa
Conductividad Térmica Isotrópica	1.56E+08	$\text{pW } \mu\text{m}^{-1}$
Calor Específico	7.13E+14	$\text{pJ kg}^{-1} ^{\circ}\text{C}^{-1}$
Resistividad Isotrópica	2E-05	$\text{T}\Omega \mu\text{m}$

Apéndice 2

Códigos de programación utilizados en ANSYS®.

Código de ANSYS® para la definición de elementos (electrodos, soportes, membrana, *bridge* y región óhmica o capacitiva).

```
! Commands inserted into this file will be executed just prior to the Ansys SOLVE command.
! These commands may supersede command settings set by Workbench.
! Active UNIT system in Workbench when this object was created: Metric (um, kg, uN, s, V,
mA)
/prep7
allsel
cmsel,s,Electrode
cm,act_pad,node
emtgen,'act_pad','act_pad_elem','act_pad_gnd','UZ',-ARG2,0.07,0.01
allsel
cmsel,s,Ohmic
cm,sens_pad,node
emtgen,'sens_pad','sens_pad_elem','sens_pad_gnd','UZ',-ARG3,0.07,0.01
allsel
cmsel,s,Capacitance
cm,sens_pad2,node
emtgen,'sens_pad2','sens_pad2_elem','sens_pad2_gnd','UZ',-ARG2,0.07,0.01
allsel
/solu
allsel
cmsel,s, BRIDGE
inistate, set, mat,matid
inistate,define,,,,ARG1,ARG1
allsel
cmsel,s, CPW
inistate, set, mat,matid
inistate,define,,,,ARG4,ARG4
allsel
cmsel,s,act_pad,node
cmsel,a,sens_pad,node
cmsel,a,sens_pad2,node
d,all,volt,0
ic,all,volt,0
allsel
cmsel,s,act_pad_gnd,node
cmsel,a,sens_pad_gnd,node
cmsel,a,sens_pad2_gnd,node
d,all,UX,0,,,UY,UZ
ic,all,ux,0
ic,all,uy,0
```

```
ic,all,uz,0
d,all,volt,0
ic,all,volt,0
allsel
```

Código de ANSYS® para la actuación de la membrana.

```
! Commands inserted into this file will be executed just prior to the Ansys SOLVE command.
! These commands may supersede command settings set by Workbench.
! Active UNIT system in Workbench when this object was created: Metric (um, kg, uN, s, V,
mA)
! Applied Voltage
allsel
cmsel,s,act_pad_gnd,NODE
d,all,volt,ARG1
allsel
```

NOTA: En el caso de que se trate de un interruptor capacitivo, el “Name Selection” llamado “Ohmic” no debe ser creado, y por lo tanto, tendremos que borrar en el archivo la parte de “Ohmic”. Las partes que tendríamos que borrar se encuentran subrayadas en los comandos del archivo “Initial” mostradas anteriormente.

Código de ANSYS® para agregar la tensión mecánica residual.

```
! Commands inserted into this file will be executed just prior to the Ansys SOLVE command.
! These commands may supersede command settings set by Workbench.
! Active UNIT system in Workbench when this object was created: Metric (um, kg, uN, s, V,
mA)
/prep
/solu
allsel
cmsel,s, BRIDGE
inistate, set, mat,matid
inistate,define,,,,ARG1,ARG1
allsel
cmsel,s, CPW
inistate, set, mat,matid
inistate,define,,,,ARG2,ARG2
allsel
```