



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO
PROGRAMA DE MAESTRÍA Y DOCTORADO EN INGENIERÍA
INGENIERÍA ELÉCTRICA – SISTEMAS ELECTRÓNICOS

**SUPERFICIE SELECTIVA DE FRECUENCIA RECONFIGURABLE BASADA EN
DISPOSITIVOS CONMUTABLES MEMS**

TESIS
QUE PARA OPTAR POR EL GRADO DE:
MAESTRO EN INGENIERÍA

PRESENTA:
JUAN GILBERTO VILLALOBOS FLORES

TUTOR (ES) PRINCIPAL(ES)
DR. JORGE RODRÍGUEZ CUEVAS, FACULTAD DE INGENIERÍA

MÉXICO, CDMX ENERO 2021



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

JURADO ASIGNADO:

Presidente: Dr. Martynyuk Oleksandr
Secretario: Dr. Pérez Alcázar Pablo Roberto
1er. Vocal: Dr. Rodríguez Cuevas Jorge
2do. Vocal: Dr. De La Rosa Nieves Saúl
3er. Vocal: Dr. Prado Molina Jorge

Lugar o lugares donde se realizó la tesis: Ciudad Universitaria, México CDMX.

TUTOR DE TESIS:

Dr. Jorge Rodríguez Cuevas

FIRMA

Agradezco a todos los que hicieron posible la realización de esta tesis, incluidos el CONACYT por la beca otorgada y el PAPIIT (proyectos IN118620 e IN119420) por el apoyo brindado.



Índice general

Inicio	1
1. Marco teórico y estado del arte de las superficies selectivas de frecuencia.....	4
1.1. Introducción	4
1.2. Geometría de la celda unidad	5
1.3. Clasificación de las SSF	6
1.3.1. SSF pasivas	6
1.3.1.1. SSF con elementos miniaturizados.....	6
1.3.1.2. SSF escalable con ángulos de incidencia estables.....	8
1.3.1.3. SSF de doble banda con respuesta en frecuencia estrecha.....	9
1.3.2. SSF reconfigurables	10
1.3.2.1. SSFR mediante cargas activas.....	10
1.3.2.2. SSFR mediante MEMS de tipo capacitivo.....	11
1.3.2.3. SSFR mediante interruptores MEMS.....	12
1.3.2.4. SSFR basada en películas de grafeno.....	13
1.3.2.5. SSFR basada en anillos ranurados conmutables.....	14
1.3.2.6. SSFR basada en microfluídica	14
1.3.3. SSF tridimensionales	16
1.3.4. Tabla comparativa	17
1.4. Modelo matemático de estructuras periódicas.....	19
1.4.1. Método del acoplamiento modal	22
1.5. Aplicaciones.....	28
1.6. Referencias	30
2. Marco teórico, análisis y diseño de un dispositivo conmutable MEMS.....	34
2.1. Introducción	34
2.2. Materiales MEMS y técnicas de fabricación	35
2.2.1. Evaporación.....	35
2.2.2. Espurreo catódico	35
2.2.3. Crecimiento y deposición de semiconductores	36

2.2.3.1. Crecimiento de silicio a partir de fundición.....	36
2.2.3.2. Crecimiento epitaxial.....	37
2.2.4. Capas dieléctricas.....	38
2.2.4.1. Formación de películas de óxido por acción térmica.....	38
2.2.4.2. Deposición química en fase de vapor (CVD).....	39
2.2.5. Procesos sustractivos.....	39
2.2.5.1. Grabado químico húmedo.....	39
2.2.5.2. Grabado seco.....	40
2.3. RF MEMS.....	41
2.3.1. Interruptores.....	41
2.3.2. Capacitores variables.....	43
2.3.3. Inductores.....	43
2.3.4. Figuras de mérito.....	44
2.3.5. Ventajas y desventajas de los interruptores MEMS.....	47
2.3.6. Estado del arte.....	48
2.3.6.1. Tabla comparativa.....	54
2.4. Diseño de un interruptor MEMS.....	55
2.4.1. Análisis electromecánico.....	56
2.4.1.1. Constante de rigidez.....	56
2.4.1.2. Voltaje de actuación.....	63
2.4.1.3. Análisis dinámico.....	66
2.4.1.4. Resultados simulados.....	70
2.4.2. Análisis electromagnético.....	74
2.4.2.1. Factor de calidad de conmutación.....	74
2.4.2.2. Parámetros de dispersión y circuito equivalente.....	78
2.5. Referencias.....	90
3. Análisis, diseño y simulación de una SSFR para la banda X.....	92
3.1. Introducción.....	92
3.2. SSF para la banda X.....	92
3.2.1. Modificación de variables en el diseño de la celda.....	95

3.2.2. Circuito eléctrico equivalente de la celda	96
3.3. SSFR para la banda X	101
3.3.1. Polarización de los interruptores MEMS.....	104
3.3.2. SSF con mayor intervalo de reconfiguración	109
3.3.3. Circuito eléctrico equivalente	113
3.4. Ajuste de la celda para una guía de onda WR-90.....	115
3.5. Referencias	121
Conclusiones.....	123
Apéndice 1.....	125

Inicio

Objetivo

Analizar y diseñar una superficie selectiva de frecuencia reconfigurable basada en dispositivos conmutables MEMS, para la banda de frecuencia de 8[GHz] a 12[GHz] (banda X).

Estructura de la tesis

El presente trabajo se divide en tres capítulos:

- 1° Marco teórico y estado del arte de las superficies selectivas de frecuencia.
- 2° Marco teórico, análisis y diseño de un dispositivo conmutable MEMS.
- 3° Análisis, diseño y simulación de una SSFR para la banda X.

En el primer capítulo se definirán los conceptos necesarios para comprender la funcionalidad y aplicabilidad de las superficies selectivas de frecuencia (SSF). Se hará una revisión del estado del arte de las últimas décadas, con el fin de conocer los tipos de SSF desarrolladas en la actualidad. Después, se presentará el procedimiento que se realiza en la formulación matemática de un arreglo periódico de aperturas sobre una pantalla conductora, mediante el cual, se resuelven los campos electromagnéticos en dicho arreglo.

En el segundo capítulo se explicarán brevemente las técnicas de fabricación de los microsistemas electromecánicos (MEMS), así como también, el estado del arte de los que son utilizados en radio frecuencia. Posteriormente, se presentará la propuesta y diseño de un interruptor MEMS de actuación electrostática, y se determinará su comportamiento electromecánico y electromagnético, mediante análisis teórico asistido por simulación en programas especializados.

En el tercer capítulo se diseñará y analizará una SSFR de tipo anillo ranurado para la banda de frecuencia de 8[GHz] a 12[GHz], la cual podrá cambiar su respuesta en frecuencia, gracias a la integración de dos interruptores MEMS controlados por el mismo voltaje de DC. Por último, se adaptará el problema a una guía de onda rectangular WR-90, con el fin de obtener resultados más aproximados al comportamiento real de la SSFR.

Resumen

Las propiedades únicas y la variedad de aplicaciones de las superficies selectivas de frecuencia en los sistemas de comunicaciones, ha producido un extenso campo de investigación en este ámbito. Sus características de filtrado espacial son requeridas en la disminución de interferencia generada por la saturación del espectro radioeléctrico, lo que a su vez, permite aumentar la eficiencia en la transmisión y recepción de señales electromagnéticas. La utilidad de las SSF en frecuencias de microondas abarca su implementación en radomos, arreglos reflectivos, antenas multibanda, redes inalámbricas de área local, etcétera.

A menudo, se busca la manera de controlar remotamente las SSF, es decir, diseñar mecanismos de ajuste sobre sus parámetros en tiempo real. Esto permite que la respuesta en frecuencia de la superficie sea sintonizable. Una opción para conseguirlo es por medio de la integración de dispositivos activos como diodos PIN, varactores, o transistores FET. Sin embargo, una desventaja importante es que dichos elementos son de montaje superficial, cuya implementación se vuelve compleja para estructuras que operan en frecuencias de microondas.

Otra forma de modificar la respuesta de las SSF, es mediante la integración de interruptores MEMS, los cuales presentan ventajas frente a los dispositivos mencionados anteriormente, por ejemplo: pérdidas de inserción bajas, poco consumo de energía y costo de fabricación bajo, al ser construidos en conjunto con las SSF. Además, esto elimina los errores de interconexión entre los dispositivos requeridos en un arreglo completo.

Por lo tanto, en esta tesis se presenta el análisis, diseño y simulación de una superficie selectiva de frecuencia reconfigurable, mediante dos interruptores MEMS, de actuación electrostática, monolíticamente integrados en ella.

En la caracterización del interruptor MEMS, se obtuvo un voltaje de actuación de 0 a 5.5[V]. La liberación del dispositivo se dio en 5.187[V]. El aislamiento y las pérdidas de inserción se obtuvieron configurándolo en serie con dos líneas microcinta, cuyos resultados simulados en el intervalo de 5[GHz] a 15[GHz] fueron de 17.27[dB] a 8.02[dB] y de 0.0299[dB] a 0.0757[dB], respectivamente.

En un primer diseño de la SSFR se presentaron dos opciones de operación: como una superficie de tipo transmisiva y como una pantalla reflectante. La primera opción se consiguió con ambos interruptores en estado abierto, cuyos resultados de simulación mostraron pérdidas de transmisión de 0.0649[dB] en 9.13[GHz] y ancho de banda de 3.19[GHz]. En la segunda opción, con ambos interruptores en estado cerrado, se obtuvo un aislamiento de 19.31[dB] a 13.28[dB] en la banda X.

En el segundo diseño de la SSFR se operaron los interruptores como capacitores variables, en el intervalo dinámico antes del colapso, con un valor de capacitancia de 32.142[fF] a 117.318[fF]. Esto permitió incrementar la reconfigurabilidad de la superficie, ya que, su frecuencia de resonancia fue sintonizable dentro de la banda X. Los resultados de simulación de la celda unidad, incluyendo las líneas de polarización de los interruptores, mostraron pérdidas de transmisión de 0.2[dB] en 11.46[GHz], 0.208[dB] en 11.19[GHz], 0.232[dB] en 10.75[GHz], 0.29[dB] en 10.05[GHz] y 0.482[dB] en 8.35[GHz].

1. Marco teórico y estado del arte de las superficies selectivas de frecuencia

1.1. Introducción

Se le denomina superficie selectiva de frecuencia (SSF) a un arreglo periódico bidimensional, el cual puede ser de dos tipos: conductores impresos sobre un sustrato dieléctrico o aperturas sobre una pantalla metálica. El comportamiento de las SSF es el de un filtro electromagnético ante ondas incidentes, cuyas características son: bajas pérdidas de transmisión, amplio intervalo de operación, alta discriminación contrapolar, entre otras. Estas cualidades dependen de diversos factores, tales como: geometría de la celda unidad, periodicidad con la que se distribuyan los elementos del arreglo, polarización y ángulo de incidencia de la onda electromagnética, propiedades de los materiales empleados en la fabricación, etcétera [2, 5].

Básicamente, existen dos maneras de activar una SSF: mediante la incidencia de una onda plana, o generadores individuales conectados a los elementos que la conforman. En el primer caso, la onda electromagnética es parcialmente transmitida en la dirección hacia delante, y parcialmente reflejada en una dirección especular. Bajo condiciones de resonancia y sin generación de lóbulos secundarios, la amplitud de la onda incidente y reflejada son la misma, mientras que la amplitud de la onda transmitida es nula. En el segundo caso, los generadores tienen que tener la misma amplitud y un cambio lineal en la variación de su fase, para que la superficie emita una o varias ondas planas [2].

La respuesta en frecuencia de una SSF de conductores impresos es semejante a la de un filtro supresor de banda, esto indica que, en el intervalo de operación, la estructura es transparente ante las ondas electromagnéticas incidentes, excepto para las frecuencias que se encuentren en la banda de rechazo. La reflexión máxima se da en la frecuencia de resonancia, la cual se debe a las corrientes inducidas en los elementos del arreglo. Una SSF de tipo ranurado es el caso opuesto al anterior, es decir, la estructura se comporta como un filtro paso banda. La transmisión máxima se obtiene en la frecuencia de resonancia, la cual se debe a la fuerte concentración de campo en las aperturas [6].

1.2. Geometría de la celda unidad

En las SSF, la forma de los elementos que la conforman es de suma importancia, ya que el elemento debe ser capaz de soportar la polarización de la onda incidente, la cual influye significativamente en el desempeño del arreglo. Los parámetros principales son su nivel de polarización cruzada, nivel de dependencia del ángulo de incidencia de la onda incidente, su ancho de banda, su estabilidad de frecuencia de resonancia con respecto al ángulo de incidencia y su relación de separación entre bandas [1].

Los elementos que conforman a las SSF se clasifican dentro de 4 grupos principales:

- Grupo 1: Centro conectado o N-polos.
- Grupo 2: Tipo lazo.
- Grupo 3: Interior sólido o tipo parche.
- Grupo 4: Tipo combinado (de los grupos anteriores).

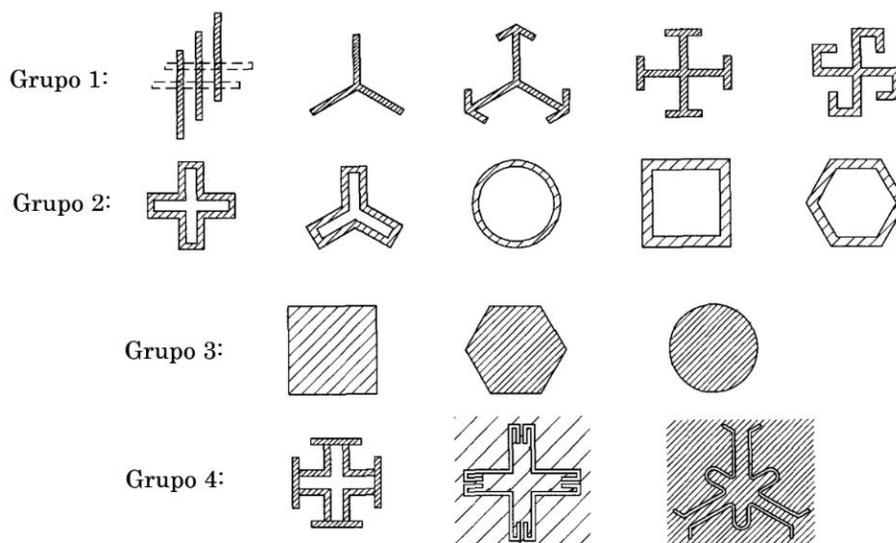


Fig. 1. 1. Geometrías de las SSF [2].

Cada geometría tiene características propias, y su elección entre las posibilidades existentes depende de la aplicación que tendrá la SSF. Un rasgo común es que las dimensiones y el espaciado de los elementos del arreglo son comparables con la longitud de onda operativa. Sin embargo, cuando el espacio entre ellos es amplio, se producen máximos secundarios de radiación [2]. Otro aspecto considerable en el diseño de SSF es el sustrato dieléctrico, el cual

tiene la función de soporte mecánico, ya que las propiedades físicas de sus materiales influyen en la frecuencia de resonancia y el ancho de banda de la estructura [9].

1.3. Clasificación de las SSF

Las SSF generalmente se clasifican en dos tipos: las SSF pasivas o tradicionales son aquellas que producen una única respuesta en frecuencia, de acuerdo a sus parámetros de diseño, es decir, no existe la posibilidad de alterar su comportamiento una vez que son fabricadas. Sin embargo, para algunas aplicaciones es de mayor utilidad tener la posibilidad de controlar alguno de sus parámetros, de tal modo que su respuesta en frecuencia sea sintonizable, a este tipo de SSF se les denomina activas o reconfigurables.

Para obtener SSF reconfigurables, un método muy utilizado es incorporar dispositivos que modifiquen la impedancia equivalente de la SSF modelada como un circuito LC, por ejemplo, diodos varactor [3, 4, 11]. El agregar este tipo de cargas en cada elemento de la superficie se modifican sus características de reflexión, ya que éstas poseen una impedancia variable que puede ser modelada como cargas activas [8]. Para polarizar dichos componentes se requiere de un circuito independiente, y debido al efecto que éste produce en la respuesta en frecuencia, es un aspecto importante en el diseño de SSF reconfigurables. A continuación se muestran diferentes tipos de SSF desarrolladas por grupos de investigación en todo el mundo.

1.3.1. SSF pasivas

1.3.1.1. SSF con elementos miniaturizados

K. Sarabandi y N. Behdad en [20] mostraron un tipo de SSF cuyo bloque de construcción utilizó dipolos resonantes y estructuras ranuradas (ver Fig. 1.2), las cuales tuvieron dimensiones y espaciado mucho más pequeños que la longitud de onda operativa. Con este diseño se obtuvieron características paso banda en un área pequeña de la superficie, lo que a su vez facilitó el filtrado espacial para un frente de onda arbitrario. Dicha SSF fue fabricada usando la tecnología de circuito impreso sobre ambos lados de un sustrato dieléctrico amigable a microondas.

La celda unitaria consistió en dos parches metálicos cuadrados separados por una columna de aire, y respaldados por un tramo de conductor. El arreglo periódico de parches fue impreso sobre uno de los lados del sustrato y actuó como una superficie capacitiva. La malla de conductores impresa del otro lado del sustrato se comportó como una superficie inductiva acoplada, por lo tanto, se obtuvo un comportamiento resonante frente a una onda plana incidente.

En la mayoría de las SSF el modelo eléctrico equivalente de los elementos que las constituyen es un circuito LC paralelo. Sin embargo, las dimensiones de la celda unitaria pueden ser reducidas, si en lugar de utilizar una estructura resonante, los elementos constitutivos son un inductor y un capacitor concentrados adecuadamente dispuestos sobre el arreglo, para que puedan acoplarse al campo magnético y eléctrico de la onda incidente, respectivamente.

Para implementar un resonador tan pequeño, primero se ideó el método de desarrollo de inductores y capacitores de manera compacta. Los capacitores se formaron utilizando dos cintas metálicas adyacentes separadas cierta distancia ($\ll \lambda$), y los inductores mediante cintas metálicas de un grosor específico. Ambos componentes dependieron de la polarización de la onda incidente, es decir, la cinta que fungió como inductor y la separación entre placas del capacitor, tuvieron que ser dispuestas de tal forma que fueran perpendiculares al campo magnético y al campo eléctrico, respectivamente. Como se deseaba reducir la sensibilidad a la polarización, es decir, que la celda unitaria tuviera el comportamiento resonante para polarización horizontal y vertical, se propusieron dos opciones para conseguirlo y se muestran con detalle en [20].

Los resultados mostraron que la conexión en cascada de ambas superficies paso banda permite obtener cualquier filtro multipolar o una respuesta multibanda no proporcional. La respuesta en frecuencia de la estructura se presentó para diferentes ángulos de incidencia, y con base en esto, se concluyó que los diseños de un polo son menos sensibles que los de dos polos, debido a que el espaciamiento entre elementos es mayor.

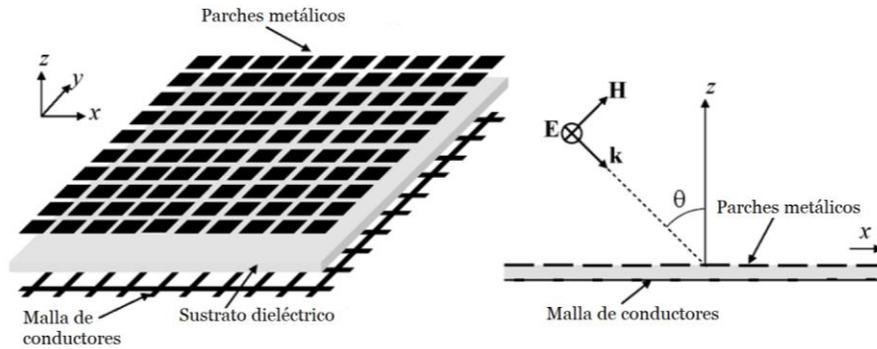


Fig. 1. 2. SSF, perspectiva y vista lateral [20].

1.3.1.2. SSF escalable con ángulos de incidencia estables

En [18] se desarrolló una SSF estable frente a diferentes ángulos de la onda incidente (0° a 30°) con polarizaciones TE y TM, diseñada bajo la disposición repetitiva de una celda unitaria miniaturizada sobre un sustrato dieléctrico delgado. Dicha celda fue una estructura fractal hexagonal, en la cual se repitió un patrón circular de lazos triangulares en intervalos de 60° (ver Fig. 1.3). La técnica de miniaturización, la cual usa un patrón organizado, generalmente tiene una estructura geométrica de elemento fractal. Este método utiliza el espacio de la celda unitaria al máximo, aumentando la densidad del patrón conductor en un área limitada.

De acuerdo al diseño propuesto en [18], la frecuencia resonante del arreglo dependió significativamente de una sola variable (L_{out}), ya que ésta determinó la geometría de toda la estructura. Se escaló la SSF para tres valores de L_{out} : 5.2[mm], 3.1[mm], 2.25[mm], y se obtuvo resonancia en 2.44[GHz], 5.24[GHz], 8.63[GHz], respectivamente.

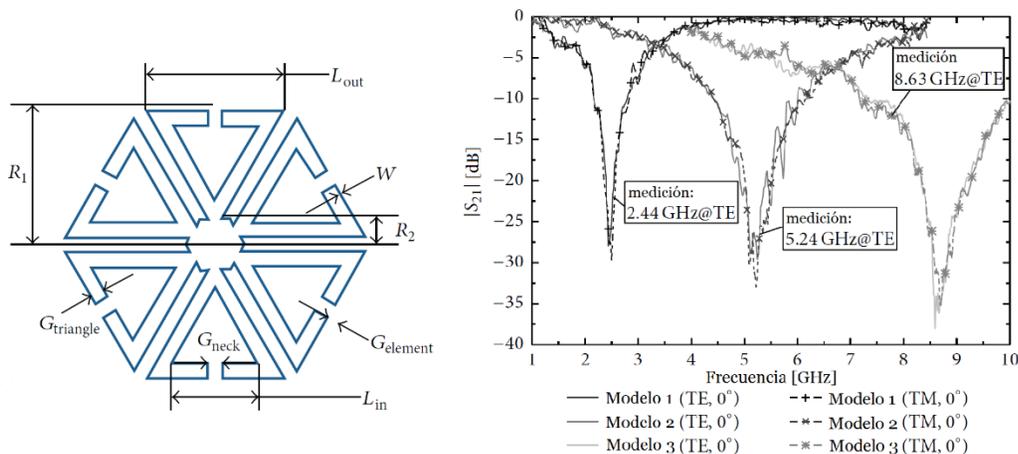


Fig. 1. 3. Celda unitaria y magnitudes de los coeficientes S₂₁ [18].

1.3.1.3. SSF de doble banda con respuesta en frecuencia estrecha

Las SSF de doble banda con espaciamento estrecho entre ambas ha sido un tema de gran interés en grupos de investigación debido a las aplicaciones que éstas proveen, por ejemplo, en enlaces de comunicación conmutados o simultáneos con diferentes transceptores [16].

Una de las características importantes en el diseño de SSF multibanda es la sensibilidad de la respuesta frente a diversos ángulos de incidencia. El tamaño reducido de la celda unitaria y/o el control del espacio entre elementos en el arreglo provoca que la estructura sea más sensible al ángulo de incidencia de la onda electromagnética. Otro aspecto importante que se toma en cuenta en el diseño de este tipo de SSF es la separación entre las frecuencias resonantes, generalmente se desea que dicho espaciamento sea estrecho.

En [19] se desarrolló una SSF de doble banda con espaciamento estrecho entre ambas. Básicamente, la SSF propuesta funcionó como un filtro rechazo de banda con frecuencias resonantes (8.47[GHz] y 10.45[GHz]) estables para la polarización transversal eléctrica (TE) y transversal magnética (TM). Se obtuvo una relación de frecuencia baja (1.23), lo que señaló el espaciamento estrecho entre bandas. Además, la SSF diseñada fue de un grosor muy delgado: 0.021λ ; donde λ es la longitud de onda de la frecuencia operativa más baja.

El arreglo se compuso de parches cuadrados metálicos y brazos en forma de L conectados en los vértices y en el centro de cada lado (ver Fig. 1.4), éstos provocaron la característica de doble banda en la respuesta de la SSF. De acuerdo a los resultados obtenidos, los brazos verticales determinaron la primera frecuencia resonante, mientras que los horizontales la segunda resonancia. Por lo tanto, se tuvo la ventaja de controlar individualmente las frecuencias resonantes. También, los brazos conectados en el centro de cada lado del cuadrado (inclinados 45°), junto con los verticales y horizontales, simulaban una geometría giratoria, lo que favoreció la estabilidad frente a distintos ángulos de incidencia (0° a 60°).

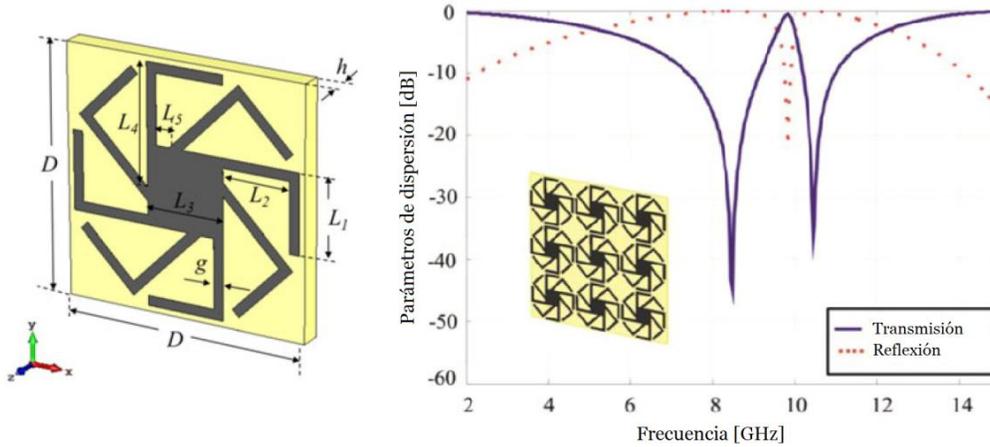


Fig. 1. 4. Celda unitaria y respuesta en frecuencia de la SSF [19].

1.3.2. SSF reconfigurables

1.3.2.1. SSFR mediante cargas activas

T.K. Chang propuso una SSF basada en lazos metálicos rectangulares, los cuales incorporaron diodos PIN debido a su función como conmutadores, y de este modo simular cambios en la geometría básica de la celda unitaria [7]. Dichos diodos fueron conectados en los brazos verticales, previamente divididos, de cada rectángulo; de tal modo que su posición fuera paralela al vector campo eléctrico de la onda incidente (ver Fig. 1.5). Las líneas de polarización se colocaron perpendiculares al campo eléctrico, con el objetivo de no incrementar la inductancia equivalente del arreglo.

Los diodos polarizados en directa formaron una conexión de baja resistencia entre las mitades superior e inferior de los rectángulos, en esta configuración la superficie resonó en 12.6[GHz] con -20[dB] de transmisión nula. Los diodos polarizados en inversa actuaron esencialmente como un circuito abierto entre las mitades, y esto produjo que el arreglo resonara a una frecuencia mucho mayor (36[GHz]), fuera de la banda de interés. Por lo que, en este estado, la superficie se comportó transmisiva en 12.6[GHz] con pérdidas de 0.5[dB] (ver Fig. 1.5).

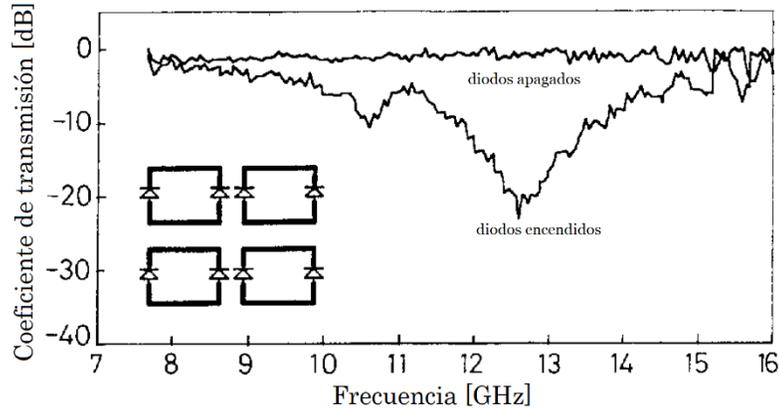


Fig. 1. 5. SSFR y coeficiente de transmisión [7].

1.3.2.2. SSFR mediante MEMS de tipo capacitivo

En [12] se diseñó para la banda X una SSF de elementos ranurados, la reconfigurabilidad se consiguió mediante la implementación de un dispositivo MEMS de capacitancia variable. Dicho dispositivo se colocó en el centro de la ranura (ver Fig. 1.6), donde el campo eléctrico fue más intenso, y de este modo conseguir un mayor impacto en el cambio de capacitancia mediante la deflexión del puente metálico. Los resultados mostraron pérdidas de transmisión de: 3.6[dB] en 8.54[GHz], 3.2[dB] en 9.59[GHz] y 6.4[dB] en 10.26[GHz]. Y anchos de banda de: 425[MHz] en 8.54[GHz], 400[MHz] en 9.59[GHz] y 725[MHz] en 10.26[GHz].

A diferencia de los interruptores MEMS convencionales, en este diseño no fue necesario definir el electrodo de actuación, porque un plano de tierra, en el cual fueron grabadas las ranuras, tuvo esa función. Tras la aplicación de voltaje (0 - 13.5[V]) al puente, éste se movió hacia dicho plano, con lo que se consiguió un aumento en la capacitancia equivalente del arreglo y por ende una disminución en la frecuencia de resonancia. El proceso de fabricación de la estructura no fue complejo; el sustrato fue cuarzo con espesor de 1[mm], el plano de tierra y el puente MEMS fueron 2[μ m] de aluminio, para la formación de los soportes del puente se utilizó SU-8, y como material aislante se usó óxido de silicio.

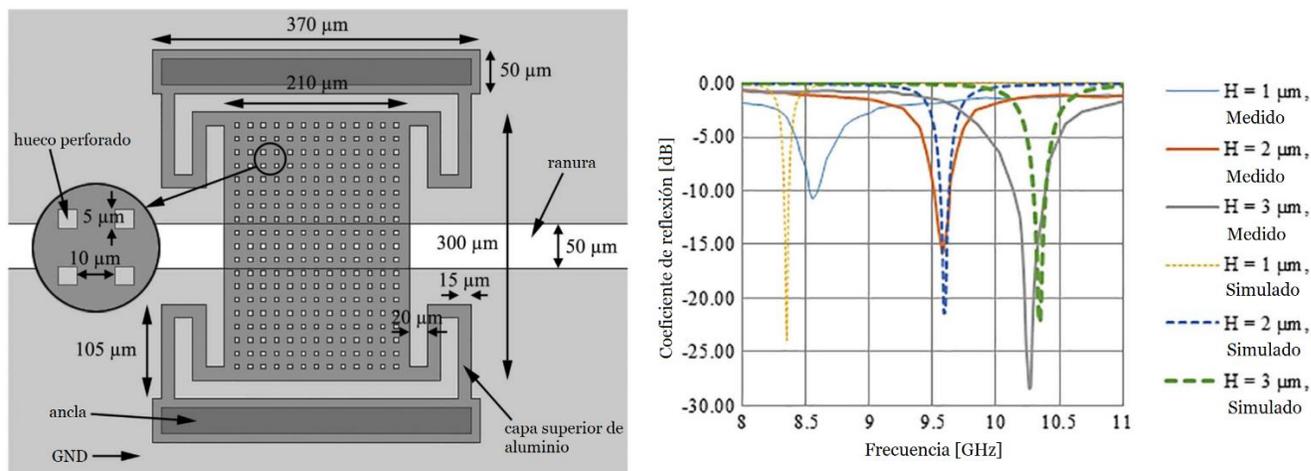


Fig. 1. 6. Capacitor MEMS sobre la ranura y coeficiente de reflexión de la estructura para diferentes alturas del puente MEMS [12].

1.3.2.3. SSFR mediante interruptores MEMS

En [13] se desarrolló para la banda X una SSFR basada en estructuras superformadas. Sobre la capa superior se grabó un patrón de 8 extremidades, las cuales fungieron como interruptores tipo viga en voladizo (ver Fig. 1.7), y de este modo modificar la capacitancia del arreglo. Con los conmutadores en estado abierto, la SSF permitió el paso de una banda de frecuencias en torno a 10[GHz]. En estado cerrado, la SSF se comportó de forma reflectante con alto aislamiento (~ 40 [dB]). La geometría que permitió la resonancia fue de tipo anillo ranurado, grabado en una capa de cobre sobre el sustrato dieléctrico RO4003 de 0.508[mm]. Como aislante, entre el cobre y la capa superior de aluminio, se utilizó un revestimiento de pintura esmaltada con espesor de 20[μm]. La polarización de los interruptores se definió mediante la conexión a una malla de líneas conductoras delgadas impresa en la capa de aluminio.

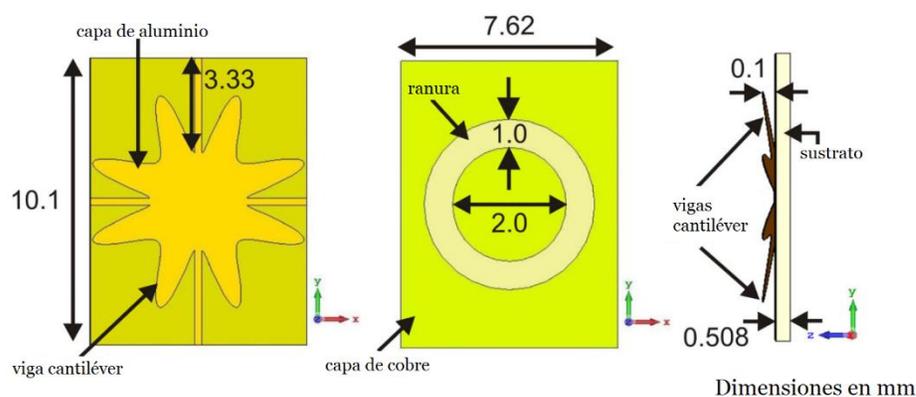


Fig. 1. 7. Celda unitaria de la SSF, vista superior y lateral [13].

1.3.2.4. SSFR basada en películas de grafeno

En [14] se desarrolló una SSF transmisiva basada en películas de grafeno, la cual operó en la banda C (4-8[GHz]). Se utilizó ese material debido a sus propiedades físicas, ya que la alta movilidad de portadores de carga permitió el control de su densidad de carga eléctrica por medio de una diferencia de potencial aplicada. Y de este modo se usó como un recurso eficaz y sintonizable de pérdidas para la manipulación de la respuesta electromagnética de la superficie.

Los elementos del arreglo fueron de tipo cruz ranurada en una capa de plata de 6[μm], la cual fue depositada sobre un sustrato dieléctrico PET (tereftalato de polietileno) con permitividad relativa de 2.25 y tangente de pérdidas de 0.01. En la parte inferior de la estructura se colocaron dos películas de grafeno separadas por tejido humectado con un electrolito líquido (ver Fig. 1.8), de tal forma que los portadores libres (electrones y huecos) pudieran acumularse cuando se aplicara voltaje de polarización entre los electrodos de grafeno.

El comportamiento electrodinámico de las películas de grafeno se obtuvo mediante su impedancia de entrada, determinada con ayuda de teoría de líneas de transmisión. El modelo eléctrico permitió visualizar la dependencia de la estructura con la resistencia superficial del grafeno. Con la caracterización de este material se observó que dicha resistencia disminuyó, de forma no lineal, cuando el voltaje aplicado se incrementó de 0 a 3.6[V], esto sucedió debido al aumento de la densidad de carga eléctrica. La frecuencia de resonancia de la superficie fue 6.5[GHz], los resultados mostraron sintonía en la transmisión y en la absorción con cambios de 81.7% a 25.2% y de 40% a 80%, respectivamente. La curva de reflexión cayó gradualmente alrededor de 10% entre 8[GHz] y 10[GHz] cuando el voltaje incrementó.

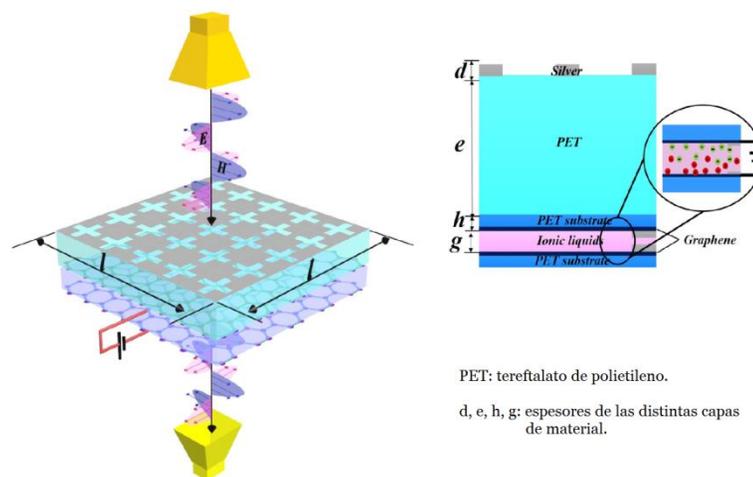


Fig. 1. 8. SSF basada en películas de grafeno, perspectiva y vista lateral [14].

1.3.2.5. SSFR basada en anillos ranurados conmutables

En [15] se desarrolló una SSFR de doble banda con espaciado estrecho, basada en dos anillos ranurados conmutables mediante diodos PIN. La doble resonancia de este arreglo se consiguió por medio de dos anillos concéntricos como celda unitaria. La respuesta de banda estrecha se produjo al seccionar el anillo exterior, lo cual provocó un desplazamiento de su frecuencia de resonancia hacia arriba, siendo mayor que la del anillo interior.

Con la inclusión de los diodos PIN, la SSFR operó en 4 diferentes estados: una sola banda inferior, una sola banda superior, doble banda con espaciado estrecho, y modo reflexivo (ver Fig. 1.9). Los resultados, dentro de la banda X, mostraron una relación de frecuencia de 1.14 con bajas pérdidas de inserción (<0.82 [dB]) a las frecuencias resonantes. Lo anterior se obtuvo gracias al corto circuito en el anillo exterior, ya que de este modo se redujo el acoplamiento mutuo entre los dos anillos, provocado por la interacción de corrientes superficiales en el espacio metálico entre ambas ranuras.

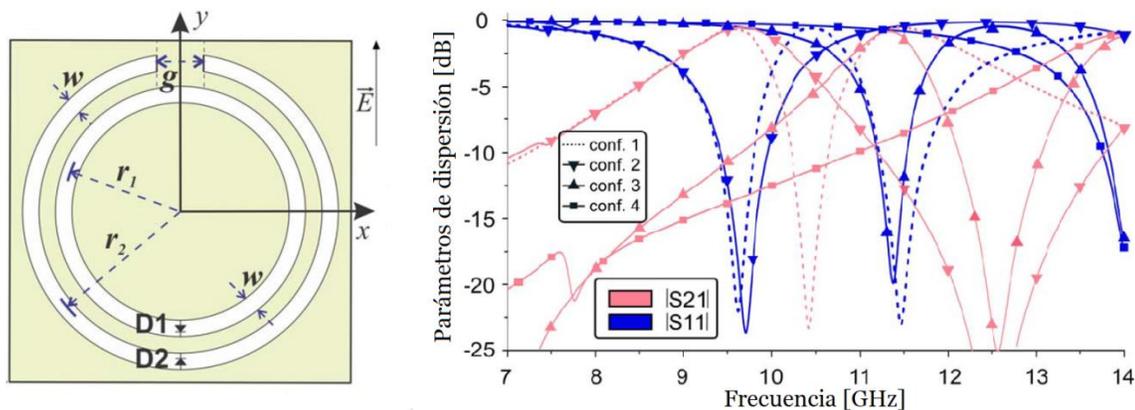


Fig. 1. 9. Celda unitaria y respuesta en frecuencia [15].

1.3.2.6. SSFR basada en microfluídica

En [21] se desarrolló una SSFR multifuncional basada en microcanales grabados en un sustrato elastomérico (Polidimetilsiloxano (PDMS)). La SSFR propuesta se compuso de dos capas de patrones periódicos tipo *meander* encerrados dentro de los lados opuestos de un dieléctrico. Los arreglos estuvieron organizados en polarización ortogonal y controlados

independientemente, por lo tanto, la estructura tuvo la opción de conmutar entre cuatro opciones de filtrado: pasa todo (caso 1) y paso banda (caso 4) que soportaron doble polarización (x y y), paso bajo (caso 2) y paso banda (caso 3) que soportaron una sola polarización (y). Lo anterior se consiguió mediante el flujo bajo presión de un metal líquido con baja viscosidad (Eutéctico galio indio (EGaIn)) dentro de los microcanales superior e inferior. Cabe señalar que el valor de conductividad del EGaIn no presentó cambios en su comportamiento electromagnético en las frecuencias de microondas.

La estructura se analizó de forma separada, es decir, se obtuvo el circuito equivalente de la capa superior e inferior individualmente (ver Fig. 1.10), el desglose se muestra con detalle en [21]. La capa superior produjo un filtrado de tipo rechaza banda, cuya frecuencia de resonancia estuvo muy por encima de la banda de interés, por lo tanto, el diseño asemejó un filtro paso bajo. La capa inferior tuvo un comportamiento de tipo pasa banda (ver Fig. 1.11).

De acuerdo al modelo eléctrico que se obtuvo y a las ecuaciones presentadas en [21], la inductancia y capacitancia efectivas dependieron, entre otros factores, de la permitividad y permeabilidad del sustrato, cuyos valores fueron modificables gracias al metal líquido que se inyectó por separado en los microcanales superior e inferior. De este modo fue que se logró la multifuncionalidad, antes mencionada, de la SSFR.

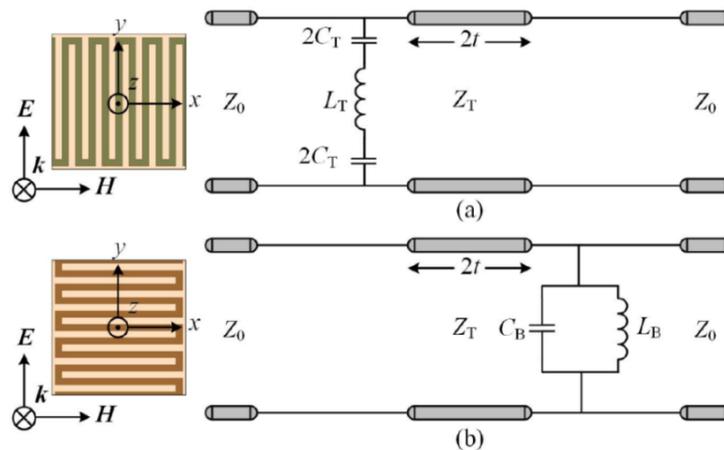


Fig. 1. 10. Circuitos equivalentes para las capas superior e inferior, respectivamente, de la SSFR [21].

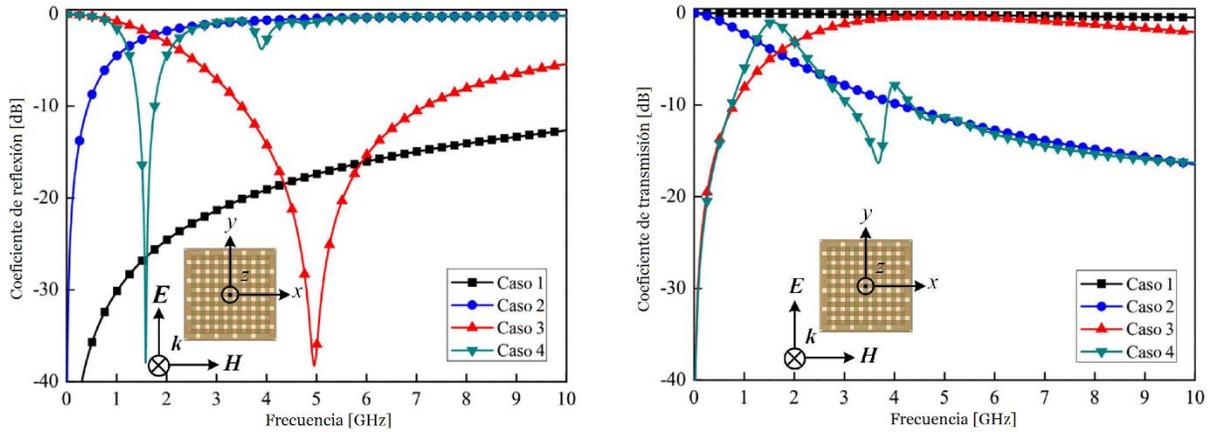


Fig. 1. 11. Respuesta en frecuencia de la SSFR [21].

1.3.3. SSF tridimensionales

Este tipo de estructuras surgen de la necesidad y el interés de mejorar las características de las SSF tradicionales, por ejemplo, la estabilidad angular y el aumento de opciones de filtrado. Una SSF 3D consiste en un arreglo bidimensional periódico de cavidades multimodo, éstas pueden ser: estructuras de guía de onda integrada en el sustrato, líneas microcinta u otras geometrías específicas. Con este tipo de SSF se puede obtener la respuesta en frecuencia deseada controlando el número de modos de propagación y sus acoplamientos con el aire. Con base en lo anterior, el procedimiento de diseño de las SSF 3D es similar al de los filtros elípticos de guía de onda, ya que, mediante los parámetros de diseño, la frecuencia de resonancia y el acoplamiento con el aire de cada modo, se obtiene una matriz de acoplamiento sintetizada. Como se conduce a una respuesta angularmente estable, dicho procedimiento no es necesario repetirlo para diferentes ángulos de incidencia. Por lo tanto, la síntesis de estas estructuras se logra sólo con el caso de incidencia normal, siempre y cuando las dimensiones transversales de la cavidad multimodal elegida sean más pequeñas que la longitud de onda operativa [23].

Una SSF 3D de tipo pasa banda se desarrolló en [24] y consistió en un arreglo periódico bidimensional de líneas microcinta blindadas, el espesor de la estructura fue de 4.8[mm] ($< \lambda/5$ a la frecuencia central). El diseño presentó una respuesta de filtrado elíptico estable bajo una gran variación del ángulo de incidencia. Su construcción fue relativamente compleja, debido a la necesidad de cortar las líneas microcinta y colocar conductores físicos entre ellas. En [23] se mostraron modificaciones a la estructura anterior, con el fin de facilitar su fabricación mediante el ensamblaje de bordes impresos y placas metálicas (ver Fig. 1.12). Cada celda

unitaria contuvo una línea microcinta con un corto circuito a través de ella, una placa metálica fue insertada en la región de aire, con objeto de bloquear las ondas electromagnéticas que se propagan en dicha región entre los puertos de entrada y salida.

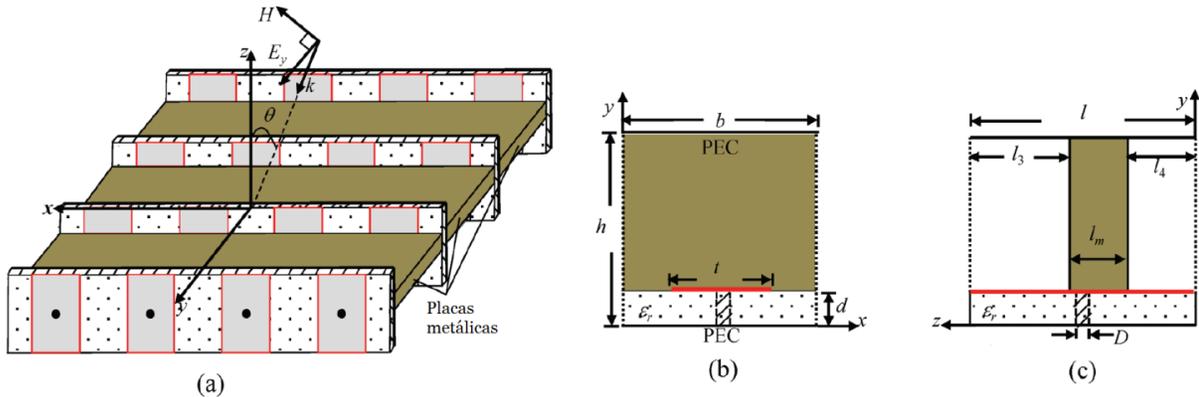


Fig. 1. 12. SSF 3D, perspectiva, vista frontal y vista lateral, respectivamente [23].

1.3.4. Tabla comparativa

Con la finalidad de visualizar las características más relevantes del estado del arte reportado anteriormente, se presentará la información resumida en la tabla 1.1; donde PT significa pérdidas de transmisión y AB ancho de banda. Esta tabla también funcionará como punto de comparación para los resultados del análisis de la SSFR, que se diseñará en el capítulo 3 de esta tesis.

Tabla 1. 1. Características más relevantes de las SSF reportadas.

Referencia y año	Tipo de superficie	Descripción	Ángulo de incidencia	PT/ Aislamiento (en f_0)	AB
[20] 2007	Paso banda	SSF basada en elementos miniaturizados, impresa en ambos lados del sustrato.	0° a 45°	Pérdidas: 0.2[dB] en 11.2[GHz].	1.2[GHz]
[18] 2016	Rechazo de banda	SSF de parches metálicos de forma fractal hexagonal. Estable frente a las polarizaciones TE y TM de la onda incidente.	0° a 30°	Aislamiento: 30[dB] en 5.24[GHz] (modelo 2).	1.57[GHz]

[19] 2017	Rechazo de banda	SSF de doble banda con espaciamiento estrecho (relación de frecuencia de 1.23). Estable frente a las polarizaciones TE y TM de la onda incidente.	0° a 60°	Aislamiento: 40[dB] en 8.47[GHz]. 35[dB] en 10.45[GHz].	4.032[GHz] en 8.47[GHz]. 2.144[GHz] en 10.45[GHz].
[7] 1996	Rechazo de banda	SSFR mediante diodos PIN. Con los diodos polarizados en directa: $f_0=12.6$ [GHz]. En polarización inversa: $f_0=36$ [GHz].	---	Aislamiento: 20[dB] en 12.6[GHz].	3.5[GHz]
[12] 2015	Paso banda	SSFR de tipo ranurada con capacitores MEMS para cambiar la frecuencia de resonancia. Estable frente a las polarizaciones TE y TM de la onda incidente.	0° a 45°	Pérdidas: 3.6[dB] en 8.54[GHz]. 3.2[dB] en 9.59[GHz]. 6.4[dB] en 10.26[GHz].	425[MHz] en 8.54[GHz]. 400[MHz] en 9.59[GHz]. 725[MHz] en 10.26[GHz].
[13] 2019	Multifuncional	SSFR mediante interruptores tipo viga en voladizo. Presentó dos modos de operación: Tipo paso banda y pantalla reflectante.	---	Pérdidas: 2[dB] en 10[GHz].	~350[MHz]
[14] 2019	Paso banda	SSFR de tipo ranurada. La reconfiguración se obtuvo de una fuente de pérdidas variable, debida al control de la densidad de carga eléctrica en un electrolito entre dos películas de grafeno polarizadas.	---	Transmisión de señal en 6.5[GHz]: 81.7%-25.2% con 0[V]-3.6[V] aplicado.	~1.5[GHz]
[15] 2015	Multifuncional	SSFR de doble banda con espaciado estrecho basada en dos anillos ranurados, concéntricos y conmutables mediante dos diodos PIN. Se obtuvieron	---	Pérdidas: >0.82[dB] en todas las f_0 .	Doble banda: ~600[MHz] en 8.6[GHz]. ~1.1[GHz] en 9.8[GHz].

		4 opciones de operación.			Una banda: ~1[GHz].
[21] 2018	Multifuncional	SSFR basada en microcanales grabados en un sustrato elastomérico con control independiente en el suministro de un metal líquido (EGaIn), esto genera modificaciones en la permitividad eléctrica y permeabilidad magnética del sustrato. Se obtuvieron 4 opciones de operación.	0° a 60°	Pérdidas: 1[dB] en 5.16[GHz] (caso 3). 0.9[dB] en 1.61[GHz] (caso 4).	1.16[GHz] (caso 4).

1.4. Modelo matemático de estructuras periódicas

En general, el diseño de estructuras electromagnéticas requiere una formulación variacional que permita determinar su comportamiento frente a ondas incidentes. La resolución de dicho problema puede llegar a ser bastante compleja, es por eso que a lo largo de los años se han desarrollado métodos numéricos que faciliten el proceso, dentro de los cuales se encuentran principalmente: el método de diferencias finitas, el método del elemento finito y el método periódico de momentos. Este último es uno de los más populares para el análisis de estructuras periódicas planas, y en cual están basados programas de simulación comerciales. En este apartado se tratará de forma resumida el procedimiento que se realiza en el método de momentos para el análisis de una superficie periódica (por ejemplo una SSF) [27], [28].

Mediante el teorema de Floquet, el cual es una extensión del teorema de series de Fourier para funciones periódicas, la estructura plana infinita puede formularse de modo que sólo sea necesario resolver los campos electromagnéticos en una sola celda del arreglo, ya que este teorema establece que los campos electromagnéticos reflejados y transmitidos en una estructura periódica infinita pueden ser representados como una sumatoria de ondas planas TE y TM, también llamadas modos Floquet.

El procedimiento consiste en expandir la distribución de campo eléctrico desconocida cerca de la pantalla conductora en un conjunto de funciones de modos Floquet y relacionar los campos magnéticos desconocidos sobre dos lados de la pantalla con las admitancias modales

correspondientes en esas dos regiones. Al hacer coincidir adecuadamente las componentes del campo tangencial en la superficie de la pantalla, se obtiene una ecuación integral para el campo eléctrico desconocido en cada apertura. Posteriormente para conseguir una convergencia más rápida, la distribución desconocida del campo en la apertura se expande en un nuevo conjunto de funciones ortogonales sobre la propia apertura. Con ayuda del método de momentos, la ecuación integral se reduce a un conjunto de ecuaciones lineales, las cuales pueden resolverse con métodos iterativos o directos. Posteriormente, los parámetros de dispersión (reflexión y transmisión) de la estructura se pueden calcular directamente, cuando la distribución de campo en la apertura es conocida.

Se considera una pantalla conductora en el plano xy en $z = z_0$ con aperturas distribuidas periódicamente a lo largo de dos ejes coordenados oblicuos s_1 y s_2 con un ángulo α entre ellos, los cuales dividen el plano en celdas iguales. La celda central delimitada por $abcd$ formando un paralelogramo de longitudes laterales d_1 y d_2 , tal como se muestra en la figura 1.13. θ es el ángulo entre el vector de propagación \vec{k} y la normal al plano de la pantalla, φ es el ángulo entre el eje x y la proyección de \vec{k} sobre el plano xy .

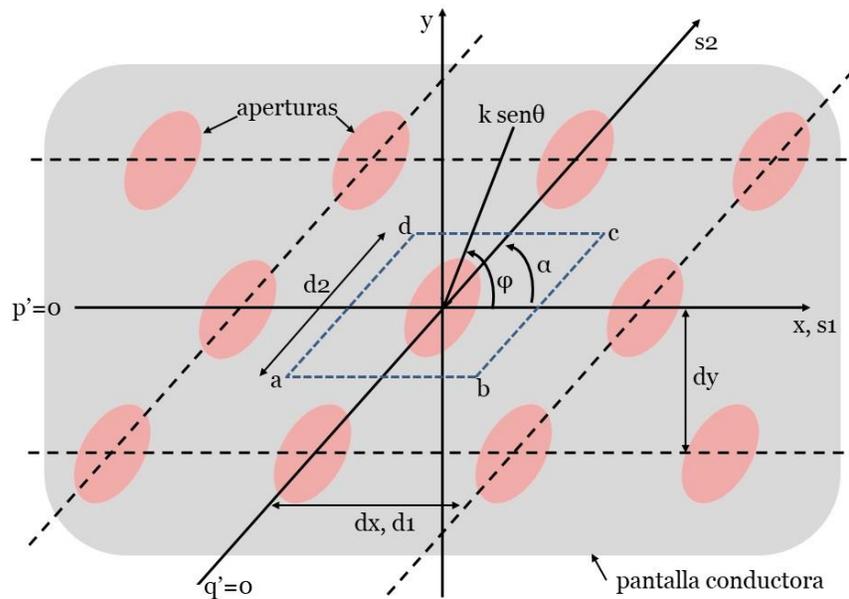


Fig. 1. 13. Superficie periódica en el plano $z = z_0$.

Se asume que todas las aperturas son idénticas y que el espesor de la pantalla conductora es despreciable comparado con la longitud de onda. También hay periodicidad a lo largo de las

coordenadas x y y en las distancias, dx y dy , entre las celdas adyacentes. Los índices p' y q' tienen relación con la fuente o excitación, y mediante éstos se pueden ubicar las celdas en el arreglo. El centro de cualquier celda se representa mediante un vector de posición dado por:

$$\vec{s}_{p'q'} = p'd_1\hat{s}_1 + q'd_2\hat{s}_2$$

Dicho vector es la condición de periodicidad geométrica. Además se asume la periodicidad de la fuente, la cual requiere que la excitación en cada celda sea idéntica en amplitud y con una reducción de fase lineal. Por lo tanto, si se cumplen las dos condiciones de periodicidad, los campos en diferentes celdas son idénticos, excepto por una reducción de fase.

Los campos electromagnéticos cerca de la pantalla deben satisfacer los requerimientos de periodicidad impuesto por el teorema de Floquet, como se explicó anteriormente, por lo tanto el potencial de modo escalar, con la dependencia del tiempo $e^{j\omega t}$ omitida, se escribe:

$$\Psi_{pq} = e^{-j(k_{pq}^x x + k_{pq}^y y + k_{pq}^z z)} \dots \text{Ec. (1.1)}$$

Donde:

$$k_{pq}^x = k \sin \theta \cos \varphi + \frac{2\pi p}{d_x}; \quad k_{pq}^y = k \sin \theta \sin \varphi + \frac{2\pi q}{d_y} - \frac{2\pi p}{d_x \tan \alpha}$$

Con:

$$k_{pq}^{t^2} = k_{pq}^{x^2} + k_{pq}^{y^2}; \quad k_{pq}^{z^2} = k^2 - k_{pq}^{t^2}$$

Por lo tanto:

$$k_{pq}^z = \begin{cases} \sqrt{k^2 - k_{pq}^{t^2}} & \text{si } k^2 \geq k_{pq}^{t^2} \\ -j\sqrt{k_{pq}^{t^2} - k^2} & \text{si } k^2 < k_{pq}^{t^2} \end{cases}$$

Para: $p, q = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm \infty$. La constante de propagación modal k_{pq}^z es real positiva para modos de propagación o imaginaria negativa para modos evanescentes, es decir, que tienen decaimiento exponencial.

El campo distante sólo consiste de los modos TE y TM con $p = 0$ y $q = 0$, de otra manera modos de alto orden podrían existir. Las funciones de modo vectoriales ortonormales para el campo eléctrico transversal pueden obtenerse a partir de los potenciales escalares, ecuación (1.1). Como resultado, se tienen las siguientes funciones de modo vectoriales TE y TM transversales con respecto al eje z :

$$\vec{\Psi}_{pq}^{TE} = \frac{1}{\sqrt{d_x d_y}} \left(\frac{v_{pq}}{t_{pq}} \hat{x} - \frac{u_{pq}}{t_{pq}} \hat{y} \right) \Psi_{pq}$$

$$\vec{\Psi}_{pq}^{TM} = \frac{1}{\sqrt{d_x d_y}} \left(\frac{u_{pq}}{t_{pq}} \hat{x} - \frac{v_{pq}}{t_{pq}} \hat{y} \right) \Psi_{pq}$$

Por lo tanto, en el análisis presente se utiliza el teorema de Floquet y el método de acoplamiento modal del campo electromagnético en una celda unitaria del arreglo para la formulación de las ecuaciones integrales.

1.4.1. Método del acoplamiento modal

Consiste en dividir el espacio en diferentes regiones con interfaces $z = z_1, z_2, \dots$. En donde la geometría y el medio son constantes a lo largo de z , en cada región se expanden los campos en modos Floquet. Las ecuaciones integrales se formulan imponiendo las condiciones de frontera en las interfaces $z = z_1, z_2, \dots$.

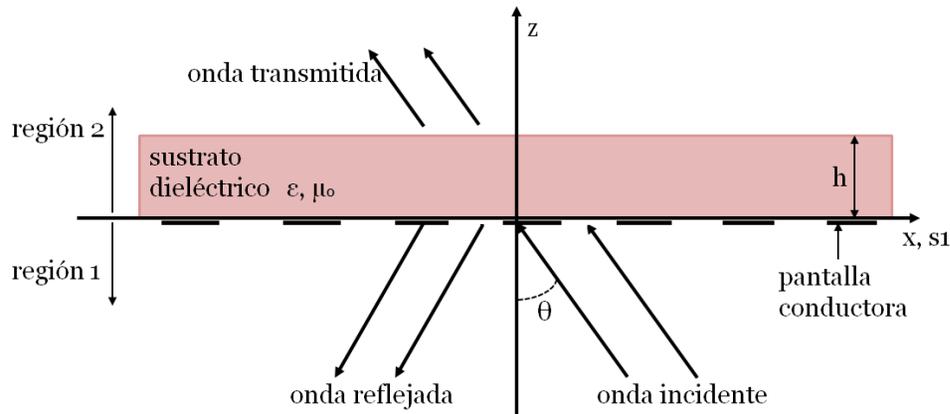


Fig. 1. 14. Superficie periódica, vista desde el plano xz .

En la figura 1.14 se muestra la estructura básica del problema, se asume que todas las dimensiones de las aperturas y el espacio entre ellas son comparables con la longitud de onda del campo electromagnético. Se considera a \vec{E}^i como una onda incidente de amplitud unitaria y polarización arbitraria que se propaga en dirección z positiva, esto es:

$$\vec{E}^i = \hat{u} e^{-j(\vec{k}_0 \cdot \vec{r})}$$

Donde, \hat{u} es un vector unitario, $\vec{k}_0 = k_0(\hat{x} \sin \theta \cos \varphi + \hat{y} \sin \theta \sin \varphi + \hat{z} \cos \theta)$ y $\vec{r} = \hat{x}x + \hat{y}y + \hat{z}z$.

En el plano $z = 0$, los campos totales (eléctrico y magnético) consisten de tres componentes: el campo incidente, el transmitido y el reflejado. Las componentes transversales de los campos incidentes \vec{E}_t^i y \vec{H}_t^i , se expresan mediante una expansión de modos Floquet vectoriales, esto es:

$$\vec{E}_t^i = \sum_{r=1}^2 A_{r00} \vec{\Psi}_{r00} e^{-jk_{00}^z z}$$

$$\vec{H}_t^i = \sum_{r=1}^2 A_{r00} Y_{r00} (\hat{z} \times \vec{\Psi}_{r00} e^{-jk_{00}^z z})$$

Donde A_{r00} es la amplitud de la onda incidente, $\vec{\Psi}_{r00}$ es el modo Floquet incidente, k_{00}^z es la constante de propagación modal, Y_{r00} es la admitancia modal en la primer región, con el subíndice $r = 1$ se indica el modo TE y $r = 2$ el modo TM. El término exponencial $e^{-jk_{00}^z z}$ se refiere a la propagación de un modo Floquet en dirección z positiva. Las componentes transversales de la onda reflejada, \vec{E}_t^r y \vec{H}_t^r , también se expanden en modos Floquet:

$$\vec{E}_t^r = \sum_p \sum_q \sum_{r=1}^2 R_{rpq} \vec{\Psi}_{rpq} e^{jk_{pq}^z z}$$

$$\vec{H}_t^r = - \sum_p \sum_q \sum_{r=1}^2 R_{rpq} Y_{rpq} (\hat{z} \times \vec{\Psi}_{rpq} e^{jk_{pq}^z z})$$

$$p, q = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$$

Donde $\vec{\Psi}_{rpq}$ es el modo Floquet reflejado. Se asume que el espaciamiento entre aperturas es pequeño, por lo tanto en el campo lejano la onda reflejada sólo consiste de los modos TE y TM con $p = q = 0$, ya que de otra manera, modos de alto orden podrían existir. R_{rpq} es el coeficiente de reflexión de cada modo Floquet; con p y q distintos de cero son coeficientes de reflexión para modos Floquet evanescentes. El término exponencial $e^{jk_{pq}^z z}$ se refiere a la

propagación de los modos en dirección z negativa. En el espacio libre, las admitancias modales Y_{rpq} están dadas por:

$$Y_{1pq} = \frac{k_{pq}^z}{\omega\mu_0}, \quad Y_{2pq} = \frac{\omega\varepsilon_0}{k_{pq}^z}$$

Por lo tanto, en la región 1 ($z \leq 0$) los campos transversales \vec{E}_t^1 y \vec{H}_t^1 son:

$$\vec{E}_t^1 = \left(\sum_{r=1}^2 A_{r00} \vec{\Psi}_{r00} e^{-jk_{00}^z z} \right) + \left(\sum_p \sum_q \sum_{r=1}^2 R_{rpq} \vec{\Psi}_{rpq} e^{jk_{pq}^z z} \right)$$

$$\vec{H}_t^1 = \left(\sum_{r=1}^2 A_{r00} Y_{r00} (\hat{z} \times \vec{\Psi}_{r00} e^{-jk_{00}^z z}) \right) - \left(\sum_p \sum_q \sum_{r=1}^2 R_{rpq} Y_{rpq} (\hat{z} \times \vec{\Psi}_{rpq} e^{jk_{pq}^z z}) \right)$$

En la región 2 ($z \geq 0$), las componentes transversales de los campos transmitidos, \vec{E}_t^2 y \vec{H}_t^2 , son:

$$\vec{E}_t^2 = \sum_p \sum_q \sum_{r=1}^2 T_{rpq} \vec{\Psi}_{rpq} e^{-jk_{pq}^z z}$$

$$\vec{H}_t^2 = \sum_p \sum_q \sum_{r=1}^2 T_{rpq} Y_{rpq}^+ (\hat{z} \times \vec{\Psi}_{rpq} e^{-jk_{pq}^z z})$$

$$p, q = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$$

Donde $\vec{\Psi}_{rpq}$ es el modo Floquet transmitido, T_{rpq} son los coeficientes de transmisión de cada modo Floquet, Y_{rpq}^+ son las admitancias modales en la región 2.

La admitancia modal Y_{rpq}^+ para ondas TE y TM que viajan desde el plano $z = 0$ en dirección z positiva, tomando en cuenta la capa dieléctrica de espesor h , se puede determinar mediante la expresión de líneas de transmisión para admitancia de entrada, esto es:

$$Y_{rpq}^+ = Y_{rpq}^d \frac{Y_{rpq} + jY_{rpq}^d \tan(k_{pq}^{zd}h)}{Y_{rpq}^d + jY_{rpq} \tan(k_{pq}^{zd}h)}$$

Y_{rpq} corresponde a la admitancia modal en el espacio libre, Y_{rpq}^d designa a la admitancia modal en la zona dieléctrica, y se calcula:

$$Y_{1pq}^d = \frac{k_{pq}^{zd}}{\omega\mu_0}, \quad Y_{2pq}^d = \frac{\omega\varepsilon_0\varepsilon_r}{k_{pq}^{zd}}$$

Donde ε_r es la permitividad eléctrica relativa del dieléctrico, k_{pq}^{zd} es la constante de propagación modal en el dieléctrico, dada por:

$$k_{pq}^{zd} = \begin{cases} \sqrt{k^2 - (k_{pq}^t)^2} & \text{si } k^2 \geq (k_{pq}^t)^2 \\ -j\sqrt{(k_{pq}^t)^2 - k^2} & \text{si } k^2 < (k_{pq}^t)^2 \end{cases}$$

Donde $k = \frac{2\pi}{\lambda} = \omega\sqrt{\mu_0\varepsilon_0\varepsilon_r}$ es el número de onda.

Acoplado las componentes del campo eléctrico tangencial \vec{E}_t en el plano $z = 0$, se tiene:

$$\vec{E}_t = \vec{E}_t^1(z = 0) = \vec{E}_t^2(z = 0)$$

$$\vec{E}_t = \left(\sum_{r=1}^2 A_{r00} \vec{\Psi}_{r00} \right) + \left(\sum_p \sum_q \sum_{r=1}^2 R_{rpq} \vec{\Psi}_{rpq} \right) = \sum_p \sum_q \sum_{r=1}^2 T_{rpq} \vec{\Psi}_{rpq}$$

Ec. (1. 2) en cada apertura del arreglo.

$\vec{E}_t = \vec{0}$... en la superficie conductora, de acuerdo a la condición de frontera.

La continuidad del campo magnético tangencial en el plano $z = 0$, establece:

$$-\hat{z} \times \vec{H}_t = -\hat{z} \times \vec{H}_t^1(z = 0) = -\hat{z} \times \vec{H}_t^2(z = 0)$$

$$-\hat{z} \times \vec{H}_t = \left(\sum_{r=1}^2 A_{r00} Y_{r00} \vec{\Psi}_{r00} \right) - \left(\sum_p \sum_q \sum_{r=1}^2 R_{rpq} Y_{rpq} \vec{\Psi}_{rpq} \right) = \sum_p \sum_q \sum_{r=1}^2 T_{rpq} Y_{rpq}^+ \vec{\Psi}_{rpq}$$

Ec. (1. 3) en cada apertura.

Los coeficientes de reflexión y transmisión se pueden calcular mediante la integral de superficie del producto punto del campo eléctrico tangencial con sus modos Floquet correspondientes, esto es:

$$R_{rpq} = T_{rpq} = \int_{\text{apertura}} \vec{E}_t \cdot \vec{\Psi}_{rpq}^* ds$$

Ec. (1. 4)

La igualdad se cumple para todo p, q con excepción de $p = q = 0$; en este caso se tiene:

$$A_{r00} + R_{r00} = T_{r00}$$

Sustituyendo la ecuación (1.4) en (1.3) y reduciendo términos, se obtiene la ecuación integral para la distribución del campo eléctrico en la apertura, la cual es:

$$2 \sum_{r=1}^2 A_{r00} Y_{r00} \vec{\Psi}_{r00} = \sum_p \sum_q \sum_{r=1}^2 (Y_{rpq} + Y_{rpq}^+) \vec{\Psi}_{rpq} \int_{\text{apertura}} \vec{E}_t \cdot \vec{\Psi}_{rpq}^* ds$$

Ec. (1. 5)

La solución de esta ecuación integral por el método de momentos depende de la expansión del campo eléctrico tangencial \vec{E}_t en un conjunto de funciones base ortonormales $\vec{\phi}_{lmn}$, las cuales satisfacen la condición de frontera y su elección está relacionada con la geometría de la apertura. Esto es:

$$\vec{E}_t = \sum_m \sum_n \sum_{l=1}^2 F_{lmn} \vec{\phi}_{lmn}$$

Ec. (1. 6)

Aplicando el producto escalar en ambos lados de la ecuación (1.5) con el complejo conjugado de las funciones $\vec{\phi}_{lmn}$ e integrando sobre la apertura, se obtiene:

$$2 \sum_{r=1}^2 A_{r00} Y_{r00} C_{r00}^{LMN*} = \sum_p \sum_q \sum_{r=1}^2 (Y_{rpq} + Y_{rpq}^+) C_{rpq}^{LMN*} \int_{\text{apertura}} \vec{E}_t \cdot \vec{\Psi}_{rpq}^* ds$$

Ec. (1.7)

Donde:

$$C_{rpq}^{LMN} = \int_{\text{apertura}} \vec{\phi}_{LMN} \cdot \vec{\Psi}_{rpq}^* ds$$

C_{rpq}^{LMN} son los coeficientes de acoplamiento entre dos tipos de modos distintos. De acuerdo al método de Galerkin, el cual generalmente se aplica en problemas de estructuras periódicas, las funciones de peso $\vec{\phi}_{LMN}$ se escogen idénticas a las funciones base para asegurar una convergencia rápida del problema. Sustituyendo la ecuación (1.6) en la ecuación (1.7) se llega a:

$$2 \sum_{r=1}^2 A_{r00} Y_{r00} C_{r00}^{LMN*} = \sum_p \sum_q \sum_{r=1}^2 (Y_{rpq} + Y_{rpq}^+) C_{rpq}^{LMN*} \sum_m \sum_n \sum_{l=1}^2 F_{lmn} C_{rpq}^{lmn}$$

Ec. (1.8)

La ecuación (1.8) es un conjunto de ecuaciones lineales con los coeficientes de modo F_{lmn} como incógnitas. Por lo tanto, dicho sistema de ecuaciones se puede escribir de forma matricial, esto es:

$$[Y_{LMN}^{lmn}][F_{lmn}] = 2[I_{LMN}]$$

Ec. (1.9)

Donde $[Y_{LMN}^{lmn}]$ es una matriz de admitancias, el índice de la fila se designa por los subíndices L, M, N , y el índice de la columna por los superíndices l, m, n . Los elementos de la matriz están dados por:

$$Y_{LMN}^{lmn} = \sum_p \sum_q \sum_{r=1}^2 (Y_{rpq} + Y_{rpq}^+) C_{rpq}^{LMN*} C_{rpq}^{lmn}$$

$$I_{LMN} = \sum_{r=1}^2 A_{r00} Y_{r00} C_{r00}^{LMN*}$$

La ecuación matricial (1.9) se puede resolver numéricamente para determinar los coeficientes de modo F_{lmn} , y posteriormente calcular el campo eléctrico \vec{E}_t en la apertura. La precisión del

coeficiente de modo F_{lmn} obtenido de (1.9) depende del número de modos utilizados para aproximar el campo eléctrico en la apertura en (1.2) y (1.6). Después de calcular la distribución de campo, se pueden evaluar los coeficientes de reflexión y transmisión de la estructura periódica a partir de la ecuación (1.4).

1.5. Aplicaciones

Las SSF han sido investigadas con rigor en las últimas décadas, debido al avance científico en los sistemas de comunicaciones en frecuencias de microondas, para la industria comercial y militar. Una aplicación de las SSF comprende a los radomos [25], éstos son estructuras fabricadas de un material resistente a la intemperie, los cuales encierran a radares o antenas para protegerlos de su entorno físico, y de esta forma prevenir daños o mal funcionamiento.

Desde el punto de vista electromagnético, la función de un radomo es disminuir la sección transversal del radar (RCS, por sus siglas en inglés) de antenas fuera de su banda de operación. Para este propósito, generalmente su diseño se asemeja a un filtro selectivo de frecuencia, el cual permite el paso de señales con la menor cantidad posible de pérdidas de inserción dentro de su banda operativa, mientras que refleja, o idealmente absorbe, las señales fuera de banda. De este modo no se degrada el rendimiento eléctrico de la antena y se evitan acoplamientos con antenas cercanas.

La absorción en microondas se refiere a la disipación de energía de ondas electromagnéticas que inciden sobre algún material o dispositivo sin que haya reflexión al exterior. En [17] se desarrolló un absorbedor/reflector conmutable para aplicaciones de banda única y de banda ancha, ambos diseños estuvieron basados en la misma SSFR. Dicha superficie estuvo conformada por parches metálicos de lazos cuadrangulares conectados entre sí, a través de diodos PIN. En el segundo diseño se modificaron las dimensiones de la celda unitaria, ya que se deseaba trabajar en la banda C, también se implementaron resistencias de montaje superficial sobre cada lado de los cuadrados del arreglo, con el fin de incrementar el ancho de banda de absorción. Los resultados mostraron que ambas estructuras fueron insensibles a la red de polarización de los diodos, ya que no se presentaron cambios notables en las frecuencias de resonancia.

En comunicaciones, las antenas reconfigurables son de gran utilidad para ofrecer rendimientos óptimos en sistemas inalámbricos, ya que permiten mejorar la calidad del enlace y minimizar la interferencia. En [22] se desarrolló una antena cilíndrica de haz conmutado con cobertura en un intervalo angular de 360° , la cual pudo operar en dos bandas de frecuencias distintas. Dicha estructura se basó en una antena de alimentación omnidireccional y una SSF con diodos PIN implementados, los cuales permitieron reconfigurarla para conseguir transmisividad o reflectividad deseada frente a ondas electromagnéticas incidentes.

La estructura de [22] se basó en la idea de que una SSF puede ser dividida en dos secciones donde los diodos PIN presenten diferentes estados, y de este modo convertir el haz omnidireccional en uno direccional para ángulos seleccionados. Es decir, un sector de la SSF actúa de forma reflectiva cuando los diodos están encendidos, mientras que el otro funciona transmisivamente a la frecuencia de resonancia. La celda unitaria de la SSF, constó de dos anillos ranurados cuadrados y concéntricos grabados en un lado del sustrato delgado, mientras que en el lado opuesto se grabó el circuito de polarización que conectó los diodos en serie.

También, las SSF se han incorporado en antenas de tipo monopolo, dipolo y parche, con objeto de tener directividad variable. En [10] se muestra que la implementación de diferentes curvaturas de SSF conformes, logra la diversidad del haz en una antena monopolo de doble banda. En los resultados se observó que cuando se incorporó una SSF de forma cóncava, la antena exhibió a $3.5[\text{GHz}]$ un ancho de haz de 3dB en un intervalo de 68° a 130° , mientras que con una SSF convexa el rango fue de 144° a 210° . En ambos casos, la radiación omnidireccional de la antena se mantuvo a $5.8[\text{GHz}]$.

En aplicaciones satelitales se han desarrollado sistemas de comunicación basados en subreflectores dicróicos (generalmente diseñados como SSF), los cuales son estructuras en antenas que permiten filtrar señales, de acuerdo a un plano de polarización dentro de la banda de paso, y después reflejarlas hacia zonas de interés. Con dichas estructuras se consigue que una sola antena opere, por ejemplo, en 3 bandas de frecuencia distintas [26].

1.6. Referencias

- [1] T. K. Wu, *Frequency Selective Surface and Grid Array*. New York: John Wiley & Sons Inc., 1995.
- [2] B. A. Munk, *Frequency Selective Surfaces: Theory and Design*. New York: John Wiley & Sons Inc., 2000.
- [3] C. Mias, “Varactor-Tunable Frequency Selective Surface With Resistive-Lumped-Element Biasing Grids”, *IEEE Microw. and Wirel. Compon. Lett.*, vol. 15, no. 9, pp. 570-572, September 2005.
- [4] L. Bao-Qin, Q. Shao-Bo, T. Chuang-Ming, Z. Hang, Z. Heng-Yang, and L. Wei, “Varactor-tunable frequency selective surface with an embedded bias network”, *IOPscience Chin. Phys. B*, vol. 22, no. 9, pp. 1-4, 2013.
- [5] H. Su, X. Liu, D. Li, X. Chen, C. G. Parini, and T. Kreouzis, “Design and Analysis of Active Frequency Selective Surfaces with Organic Semiconductor” presented at the 21 St. International Symposium on Space Terahertz Technology, Oxford, 2010.
- [6] J. C. Vardaxoglou, *Frequency Selective Surfaces – analysis and design*. Taunton, Somerset, England: Research Studies Press, 1997.
- [7] T. K. Chang, R. J. Langley, and E. A. Parker, “Active frequency-selective surfaces”, *IEEE Proc.-Microw. Anten. Propag.*, vol. 143, no. 1, pp. 62-66, February 1996.
- [8] A. E. Martynyuk, J. I. Martinez-Lopez, and N. A. Martynyuk, “Active frequency-selective surfaces based on loaded ring slot resonators”, *Electron. Letters*, vol. 41, no. 1, pp. 2-4, January 2005.
- [9] G. Albarel, J. S. Tanner, and M. Uhlmann, “The Trinational AMSAR Programmer: CAR Active Antenna Achitecture” in *IEEE International Radar Conference*, Edinburgh, Scotland, 1997, pp. 344-347.

- [10] A. Chatterjee, and S. K. Parui, “Beamwidth Control of Omnidirectional Antenna Using Conformal Frequency Selective Surface of Different Curvatures”, *IEEE Trans. on Anten. and Propag.*, vol. 66, no. 6, pp. 3225-3230, June 2018.
- [11] F. J. Lagunes Vez, J. Rodriguez-Cuevas, A. E. Martynyuk, and J. I. Martinez-Lopez, “Active Frequency Selective Surfaces based on Loaded Ring Patches” presented at the IEEE International Conference on Computational Electromagnetics (ICCEM), 2018.
- [12] M. Safari, C. Shafai, and L. Shafai, “X-Band Tunable Frequency Selective Surface Using MEMS Capacitive Loads”, *IEEE Trans. on Anten. and Propag.*, vol. 63, no. 3, pp. 1014-1021, March 2015.
- [13] A. Kesavan, M. Mantash, and T. A. Denidni, “Supershaped reconfigurable frequency-selective surfaces using cantilever enable switches”, *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 61, pp. 2596-2598, 2019.
- [14] H. Zhang, C. Hu, J. Yang, L. Tang, D. Huang, L. Shao, M. Piao, C. Li, and H. Shi, “Graphene-based active frequency selective surface in microwave frequency”, *Journal of Applied Physics*, vol. 125, issue 9, pp. 1-7, March 2019.
- [15] H. Fabian-Gongora, A. E. Martynyuk, J. Rodriguez-Cuevas, and J. I. Martinez-Lopez, “Active Dual-Band Frequency Selective Surfaces with Close Band Spacing Based on Switchable Ring Slots”, *IEEE Microw. and Wirel. Compon. Lett.*, vol. 25, no. 9, pp. 606-608, September 2015.
- [16] B. Sanz-Izquierdo, E. A. Parker, and J. C. Batchelor, “Dual-band tunable screen using complementary split ring resonators”, *IEEE Trans. on Anten. and Propag.*, vol. 8, no. 11, pp. 3761–3765, 2010.
- [17] S. Ghosh, and K. V. Srivastava, “Polarization-Insensitive Single- and Broadband Switchable Absorber/Reflector and Its Realization Using a Novel Biasing Technique”, *IEEE Trans. on Anten. and Propag.*, vol. 64, no. 8, pp. 3665-3670, August 2016.

- [18] In-Gon Lee, and Ic-Pyo Hong, “Scalable Frequency Selective Surface with Stable Angles of Incidence on a Thin Flexible Substrate”, *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2016, Art. ID 6891065, pp. 1-6, 2016.
- [19] S. Ünalı, S. Çimen, G. Çakır, and U. E. Ayten, “A Novel Dual-Band Ultrathin FSS With Closely Settled Frequency Response”, *IEEE Anten. and Wirel. Propag. Lett.*, vol. 16, pp. 1381-1384, 2017.
- [20] K. Sarabandi, and N. Behdad, “A Frequency Selective Surface With Miniaturized Elements”, *IEEE Trans. on Anten. and Propag.*, vol. 55, no. 5, pp. 1239-1245, May 2007.
- [21] S. Ghosh, and S. Lim, “Fluidically Reconfigurable Multifunctional Frequency-Selective Surface With Miniaturization Characteristic”, *IEEE Trans. on Microw. Theory and Tech.*, vol. 66, no. 8, pp. 3857-3865, August 2018.
- [22] C. Gu, B. Sanz-Izquierdo, S. Gao, J. C. Batchelor, E. A. Parker, F. Qin, G. Wei, J. Li, and J. Xu, “Dual-Band Electronically Beam-Switched Antenna Using Slot Active Frequency Selective Surface”, *IEEE Trans. on Anten. and Propag.*, vol. 65, no. 3, pp. 1393-1398, March 2017.
- [23] A. K. Rashid, B. Li, and Z. Shen, “An Overview of Three-Dimensional Frequency-Selective Structures”, *IEEE Anten. and Propag. Magazine*, vol. 56, no. 3, pp. 43-67, June 2014.
- [24] A. K. Rashid, Z. Shen, and B. Li, “An Elliptical Bandpass Frequency Selective Structure Based on Microstrip Lines”, *IEEE Trans. on Anten. and Propag.*, vol. 60, no. 10, pp. 4661-4669, October 2012.
- [25] F. Costa, and A. Monorchio, “A Frequency Selective Radome With Wideband Absorbing Properties”, *IEEE Trans. on Anten. and Propag.*, vol. 60, no. 6, pp. 2740-2747, June 2012.
- [26] J. A. Vasquez-Peralvo, J. M. Fernandez-Gonzalez, P. Valtr, and J. M. Rigelsford, “Inductive Frequency Selective Surface: An Application for Dichroic Sub-Reflectors”, *IEEE Access*, vol. 8, pp. 22721-22732, January 2020.

[27] Chao-Chun Chen, "Transmission Trough a Conducting Screen Perforated Periodically with Apertures", *IEEE Trans. on Microw. Theory and Tech.*, vol. MTT-18, no. 9, pp. 627-632, September 1970.

[28] J. J. H. Wang, *Generalized Moment Methods in Electromagnetics: Formulation and Computer Solution of Integral Equations*. New York: John Wiley & Sons Inc., 1991.

2. Marco teórico, análisis y diseño de un dispositivo conmutable MEMS

2.1. Introducción

Los microsistemas electro-mecánicos (MEMS, por sus siglas en inglés) son la integración de estructuras mecánicas sobre un sustrato a través de tecnologías de fabricación planar utilizando micro litografía. Dichas estructuras constan de partes fijas y móviles, las cuales mediante una excitación generan una respuesta debido a la alteración de alguna de sus propiedades físicas. La aplicabilidad en distintas áreas de estudio, el tamaño reducido (el cual influye en el bajo consumo de energía y altas velocidades de actuación), la fabricación en serie y su bajo costo son algunos de los beneficios que presentan los MEMS. Estos dispositivos se han desarrollado desde la década de 1970; inicialmente su utilidad fue en sensores de presión, temperatura, y acelerómetros. Sin embargo, su auge comenzó en la década de 1990 debido a la similitud de su proceso de fabricación con el de circuitos integrados de semiconductores convencionales.

Para desarrollar MEMS se tienen que tomar en cuenta las reglas de diseño pertenecientes al proceso de fabricación elegido, ya que el comportamiento de la estructura depende de sus dimensiones, geometría, propiedades de los materiales, entre otros. La fotolitografía es el centro del proceso, y se refiere a la habilidad de transferir patrones geométricos (información) en la superficie de la oblea (sustrato) con ayuda de herramientas tecnológicas computacionales. Básicamente, los MEMS se construyen utilizando dos técnicas [1]:

- Micromaquinado superficial: consiste en la deposición y definición de un patrón litográfico de varias películas delgadas de material, ya sea metálico, cerámico, piezoeléctrico, etc., sobre un sustrato. La intención es que una o más películas se coloquen de forma independiente sobre una parte seleccionada del sustrato, de modo que puedan experimentar movimiento mecánico. Esto se consigue mediante la deposición y remoción de capas sacrificiales debajo de capas estructurales.
- Micromaquinado volumétrico: consiste en la construcción de estructuras mecánicas directamente en el sustrato mediante la remoción selectiva del material que lo conforma.

En la primera parte de este capítulo se presentarán el marco teórico relativo a la tecnología MEMS y el estado del arte de los RF MEMS. Posteriormente, en el apartado 2.4, se expondrá el análisis y diseño de un interruptor MEMS de actuación electrostática para una aplicación en específico.

2.2. Materiales MEMS y técnicas de fabricación

A continuación se presentan los materiales y las técnicas más utilizadas en la tecnología de fabricación de los dispositivos MEMS [4].

2.2.1. Evaporación

Películas metálicas finas pueden evaporarse desde una fuente caliente sobre un sustrato. El sistema de evaporación consta de una cámara de vacío, una bomba, un soporte de obleas, un crisol y un obturador. Una muestra del metal a depositar se coloca en un crisol inerte, y la cámara debe estar a una presión de vacío de 10^{-6} a 10^{-7} [Torr]. Luego, el crisol se calienta utilizando un filamento de tungsteno o un haz de electrones para evaporar rápidamente el metal del crisol y condensarlo en la muestra fría. El espesor de la película está determinado por el periodo de tiempo que se abre el obturador y puede medirse con un monitor de espesor de película basado en microbalanza de cuarzo (QMB). La velocidad de evaporación está en función de la presión de vapor del metal. Por lo tanto, metales con punto de fusión bajo se evaporan fácilmente, sin embargo, aquellos con puntos de fusión altos requieren temperaturas muy altas, lo que puede dañar la estructura. En general, las películas depositadas por evaporación son altamente desordenadas y tienen grandes tensiones residuales, además el proceso de deposición es relativamente lento (algunos nanómetros por segundo) es por esto que sólo se evaporan capas delgadas de metal.

2.2.2. Espurreo catódico

El espurreo catódico es un fenómeno físico que implica la aceleración de iones a través de un gradiente de potencial y el bombardeo de un objetivo (*target*). Los átomos cerca de la superficie del objetivo metálico se vuelven volátiles y se transportan como vapor hacia el sustrato. De esta manera una película crece sobre la superficie del sustrato por deposición.

El sistema típico de espurreo catódico comprende una cámara de vacío, un objetivo de la película deseada, un porta muestras y una fuente de alimentación de DC o RF de alto voltaje. La cámara debe estar a una presión de vacío de 10^{-6} a 10^{-8} [Torr], después se introduce un gas inerte como el helio a una presión del orden de [mTorr], y se procede a encender un plasma de dicho gas. Los iones energéticos del plasma (\sim [keV]) bombardean el objetivo para remover átomos de su superficie, algunos de éstos aterrizan sobre la muestra y forman una película delgada.

Las películas por espurreo catódico tienen mejor uniformidad que las crecidas por evaporación, y el plasma de alta energía supera las limitaciones de temperatura de la evaporación. La mayoría de los elementos de la tabla periódica y los compuestos orgánicos e inorgánicos se pueden utilizar en este proceso de deposición.

2.2.3. Crecimiento y deposición de semiconductores

Entre los semiconductores elementales, el silicio es el más utilizado debido a su importancia en la microelectrónica y los circuitos integrados, así como en el desarrollo de MEMS y nanofabricación. El GaAs es el material más utilizado entre los semiconductores compuestos. La estructura cristalina de muchos semiconductores, incluyendo el silicio y el GaAs, se basa en el sistema cristalino cúbico. La difusión y la implantación iónica son los dos procesos para introducir cantidades controladas de dopantes en semiconductores, estos dos procesos se usan para dopar selectivamente el sustrato semiconductor para producir ya sea regiones tipo n o tipo p. Para resumir los métodos de crecimiento de semiconductores, consideramos el crecimiento de cristales de silicio, ya que es el más utilizado en los MEMS.

2.2.3.1. Crecimiento de silicio a partir de fundición

Básicamente la técnica utilizada es la de Czochralski, ésta comienza con una forma pura de arena (SiO_2) llamada cuarcita colocada en un horno con diferentes materiales que liberan carbono, como el carbón y el coque. Varias reacciones tienen lugar dentro del horno. El silicio que se produce se denomina silicio de grado metalúrgico (MGS) que contiene hasta 2% de impurezas. Posteriormente, el silicio se trata con cloruro de hidrógeno para formar triclorosilano (SiHCl_3), éste es líquido a temperatura ambiente, La destilación fraccionada de éste, elimina las impurezas, y el líquido purificado se reduce en una atmósfera de hidrógeno

para producir silicio de grado electrónico (EGS) a través de la reacción. EGS es un material policristalino de alta pureza y se utiliza como materia prima para preparar obleas de silicio de alta calidad.

En el crecimiento de cristales, el EGS se coloca en el crisol y el horno se calienta por encima de la temperatura de fusión del silicio. Un cristal semilla orientado apropiadamente, por ejemplo [100], se suspende sobre el crisol en un soporte. Parte de la semilla se baja a la masa fundida para que se derrita parcialmente. Posteriormente, la semilla se retira suavemente, la congelación progresiva en la interfaz sólido-líquido produce un mono cristal. Después del crecimiento del cristal, la semilla y el otro extremo del lingote se retiran, ya que es el último en solidificarse.

2.2.3.2. Crecimiento epitaxial

La epitaxia es el crecimiento regular y orientado de un solo cristal con espesor y dopaje controlados, sobre otro cristal similar o el sustrato. Las técnicas epitaxiales se utilizan para hacer películas delgadas, uniones y pozos cuánticos múltiples con un control sin precedentes sobre la pureza cristalina, el nivel de dopaje y los perfiles de espesor.

Las técnicas más comunes son: epitaxia en fase de vapor (VPE, por sus siglas en inglés) y epitaxia de haz molecular (MBE). Con estas tecnologías pueden lograrse niveles de dopaje altamente controlados de 10^{19} [cm^{-3}] o más, y durante el proceso es posible cambiar el nivel de dopaje con un ajuste menor en los parámetros de crecimiento.

- Epitaxia en fase de vapor: En esta técnica, el crecimiento de una capa semiconductor resulta de una reacción química de descomposición en un ambiente gaseoso. Es decir, una mezcla de gases fluye a través de un reactor, y ésta interactúa sobre un sustrato previamente calentado para formar una capa epitaxial.

Por ejemplo, gas de tetracloruro de silicio (SiCl_4) reacciona con gas de hidrógeno (H_2) para dar silicio (Si) y cloruro de hidrógeno (HCl), tal como se muestra en la reacción química:



El gas de hidrógeno se conduce a través de un recipiente calentado en el que se evapora SiCl_4 . Después estos dos gases, junto con otros si se quisieran agregar impurezas dopantes,

se introducen en el reactor donde se encuentra el sustrato caliente; los átomos de silicio liberados en la reacción se depositan sobre su superficie. El HCl permanece gaseoso a la temperatura de reacción y no perturba el cristal en crecimiento.

- Epitaxia de haz molecular: Esta técnica es un proceso controlado de evaporación térmica en condiciones de alto vacío ($\sim 10^{-10}$ [Torr]), y se rige principalmente por procesos cinéticos de superficie. Por ejemplo, en el crecimiento de capas de AlGaAs sobre sustratos de GaAs, los componentes Al, Ga y As, junto con los dopantes, se calientan en celdas cilíndricas separadas. Los haces colimados se expulsan al vacío y se dirigen hacia la superficie del sustrato. La densidad de flujo de un haz que incide sobre el sustrato se controla mediante la temperatura de la celda de efusión, siempre y cuando la apertura de la celda sea más pequeña que la trayectoria libre media de las especies de efusión vaporizadas dentro de ella. Cada celda tiene obturadores mecánicos controlados externamente, los cuales permiten definir cambios abruptos y precisos en el dopaje.

2.2.4. Capas dieléctricas

Los materiales dieléctricos en la fabricación de MEMS son utilizados principalmente como aislantes entre capas conductoras, para máscaras de implantación iónica, y como medios de protección contra humedad o impurezas [4]. La deposición de capas dieléctricas incluye el dióxido de silicio (SiO_2) y nitruro de silicio (Si_3N_4).

2.2.4.1. Formación de películas de óxido por acción térmica

La oxidación térmica es un método por el cual se crece una película delgada de SiO_2 sobre la superficie de una oblea de silicio. La tecnología de dicho método consta de: un horno calentado por resistencia, una fuente; ya sea de oxígeno puro y seco o de vapor de agua puro, y un tubo cilíndrico de cuarzo fundido, el cual contiene las obleas de silicio colocadas verticalmente sobre una base de cuarzo ranurada.

El tubo de cuarzo se encuentra dentro del horno, sin embargo sus dos extremos sobresalen; uno de ellos se conecta a una campana de flujo, por la cual se mantiene circulación de aire filtrado. La campana reduce el polvo en el aire que rodea las obleas y minimiza la contaminación durante la carga de las mismas. Mediante las densidades y pesos moleculares del silicio y el

dióxido de silicio, se obtiene una relación de crecimiento, en la cual, un óxido de espesor x consume una capa de silicio de espesor $0.44x$. La temperatura a la que se lleva a cabo la reacción química de oxidación va de 900 a 1200 [°C].

2.2.4.2. Deposición química en fase de vapor (CVD)

La CVD consiste en la reacción química de una mezcla de elementos en fase gaseosa dentro de un reactor (cámara de vacío) y su precipitación sobre la superficie de un sustrato para formar películas delgadas de sólidos estables. La CVD se utiliza ampliamente en depósitos de SiO_2 , Si_3N_4 y polisilicio. El SiO_2 depositado por CVD no reemplaza al que es crecido térmicamente, el cual tiene propiedades eléctricas y mecánicas superiores. Sin embargo, los óxidos por CVD se utilizan como complemento de los térmicos y para la formación de capas más gruesas en menor tiempo.

Hay tres métodos basados en la CVD que son usados comúnmente para depositar películas delgadas, los cuales son: deposición química en fase de vapor a presión atmosférica (APCVD), deposición química en fase de vapor a baja presión (LPCVD), y deposición química en fase de vapor mejorada con plasma (PECVD). El método apropiado entre estos tres se selecciona conforme a la temperatura del sustrato, la velocidad de deposición y la uniformidad de la película, la morfología, las propiedades eléctricas y mecánicas, y la composición química de las películas dieléctricas.

2.2.5. Procesos sustractivos

Para formar estructuras MEMS funcionales sobre un sustrato, es necesario grabar las películas depositadas previamente y/o el sustrato mismo. El micromaquinado volumétrico se utiliza para fabricar estructuras mecánicas dentro del espesor de un sustrato mediante la remoción selectiva del material. Con esta técnica se puede cubrir un rango desde sub-micras hasta el grosor total del sustrato. En general, existen dos clases de grabado: húmedo y seco, los cuales se explicarán a continuación.

2.2.5.1. Grabado químico húmedo

El grabado químico húmedo es la tecnología de grabado más simple y se aplica ampliamente en los semiconductores, ya que elimina la contaminación resultante del manejo y almacenamiento de obleas; se utiliza para lapearlas y pulirlas, y de este modo tener una superficie plana libre de daños. También se aplica para delinear patrones y abrir ventanas en materiales aislantes. Este tipo de grabado consiste en la inmersión de la oblea en un líquido que contiene el agente grabante, seguido de un enjuague con agua desionizada, y puede ser de dos tipos:

- Grabado húmedo isotrópico: Donde la remoción de material es en todas direcciones a la misma velocidad, es decir, no se ve afectada por la orientación cristalográfica.
- Grabado húmedo anisotrópico: Donde la velocidad de remoción del material depende de la orientación de los planos cristalográficos. Entonces, dado un semiconductor, se tiene la propiedad de disolver un plano cristalográfico mucho más rápido que otros.

Una región en la que el grabado húmedo tiende a disminuir o detenerse, se denomina grabado pausado. En la técnica electroquímica de grabado pausado se aplica un voltaje a la oblea de silicio (ánodo) mediante un contraelectrodo (cátodo) en la solución grabante. Con esta técnica, la oxidación se acelera debido al voltaje positivo aplicado, el cual causa una acumulación de huecos en la interfaz silicio-solución. De este modo, el óxido en la superficie avanza rápidamente mientras la solución lo disuelve fácilmente.

2.2.5.2. Grabado seco

En el grabado seco, el material se pulveriza o disuelve utilizando iones reactivos o grabadores en fase de vapor. Este tipo de grabado se divide en tres clases, las cuales son [6]:

- Grabado por iones reactivos (RIE): El sustrato se coloca dentro de un reactor, en el cual se introducen gases. Posteriormente, se enciende un plasma mediante una fuente de energía de RF, la cual descompone las moléculas de gas en iones. Éstos se aceleran y reaccionan en la superficie del material a grabar, formando otro material gaseoso. Esto se conoce como la parte química del RIE. También hay una parte física similar al proceso de deposición por espurreo catódico. Si los iones tienen energía suficientemente alta pueden remover átomos del material que se grabará, sin reacciones químicas. Es una tarea compleja el desarrollo de procesos que equilibren el grado químico y físico, ya que hay muchos parámetros de ajuste.

- Grabado por espurreo (sputter/pulverización): Es esencialmente RIE sin iones reactivos, los sistemas utilizados son muy similares a los que se utilizan en la deposición por espurreo catódico. La diferencia es que el sustrato se somete al bombardeo iónico en lugar del objetivo.
- Grabado en fase de vapor: En esta técnica, la oblea se coloca dentro de una cámara, en la cual se introducen uno o más gases. El material a grabar se disuelve de la superficie mediante una reacción química con las moléculas de gas. Se debe ser cauteloso en el diseño de este proceso, para evitar la formación de productos secundarios que puedan condensarse en la superficie del sustrato.

2.3. RF MEMS

Los RF MEMS son dispositivos MEMS con funcionalidad específica en radio frecuencia, entre la amplia variedad existente, se pueden identificar dos categorías principales: elementos concentrados y redes complejas. Dentro de la primera se encuentran los interruptores, capacitores e inductores, a menudo se utilizan en líneas de transmisión para modificar su impedancia. En la segunda se localizan los filtros y desplazadores de fase, entre otros, éstos se basan en una combinación adecuada de los componentes de la primera categoría. También hay resonadores, los cuales utilizan vibraciones mecánicas o acústicas de vigas extremadamente pequeñas y delgadas para lograr resonancias con factores de calidad grandes [2].

Los dispositivos RF MEMS tienen diferentes métodos de actuación, la cual puede ser electrostática, piezoeléctrica, magnetostática o térmica, y se refiere al mecanismo utilizado para generar estrés en las partes móviles del dispositivo, con el objetivo de provocar un desplazamiento deseado.

2.3.1. Interruptores

Los interruptores son los dispositivos más comunes y conocidos dentro del ámbito de los RF MEMS, la literatura reporta un gran número de diseños y aplicaciones, ya que son componentes clave en la reconfiguración de redes o plataformas que los incluyen. Además, presentan alto rendimiento en comparación con los conmutadores tradicionales basados en

semiconductores. Existen varias formas de clasificarlos de acuerdo a su configuración, tipo de contacto y principio de funcionamiento mecánico, lo cual se detallará a continuación [5].

- Principio de funcionamiento mecánico: Con respecto a este ámbito, se pueden identificar dos clases principales; los interruptores fijos en sus dos extremos (*fixed-fixed*) y la viga voladiza (*cantilever*). Los del primer tipo constan de una membrana metálica colocada transversalmente sobre la línea donde se transmite la señal de RF. Dicha membrana tiene dos puntos de anclaje y por lo general es simétrica con respecto a la línea de RF. Por otro lado, los interruptores de viga voladiza constan de una membrana anclada de un solo lado. El extremo libre es el que realiza el contacto con el electrodo fijo, la membrana se puede colocar transversalmente o paralelamente con la línea de RF.

- Configuración: Se refiere a la función de conmutación que realiza el interruptor en alguna línea de transmisión o arreglo periódico para el que esté diseñado, las dos posibilidades son serie o paralelo. Tanto los interruptores en serie y en paralelo se caracterizan por dos estados: encendido y apagado, el primero se refiere a un interruptor activado, y el segundo corresponde a la posición de reposo.

Un interruptor serie conduce la señal de RF mientras está activado, y aísla los dos puertos cuando está apagado. En la configuración en paralelo es lo contrario, es decir, se desvía la señal de RF a tierra mientras está encendido y deja pasar la señal de RF cuando está apagado.

- Tipo de contacto: Hace referencia a la unión entre la parte móvil y la parte fija del MEMS cuando está encendido, y puede ser de dos tipos: óhmico o capacitivo. El primero es si la membrana metálica móvil realiza un contacto de metal-metal con el área subyacente. De otra manera, si una capa aislante impide un contacto directo metal-metal, o si no está destinado a tocar el electrodo subyacente, el contacto es capacitivo.

En el contacto metálico, mientras el interruptor está apagado, la resistencia entre la viga suspendida y el electrodo fijo es muy grande, prácticamente infinito. Cuando se activa el interruptor, se establece un contacto de baja resistencia.

En el tipo capacitivo, en estado apagado, se tiene una capacitancia muy pequeña entre las partes fija y móvil, lo que conduce a una impedancia muy grande. La capacitancia incrementa significativamente cuando el interruptor se activa, y de este modo se establece una ruta de baja impedancia entre la parte móvil y fija.

2.3.2. Capacitores variables

Los capacitores variables MEMS (también llamados varactores MEMS) son dispositivos basados en el concepto del capacitor de placas paralelas, en el que al menos una de ellas es móvil con respecto a la otra. Esto provoca que la distancia o el área de traslape entre placas pueda modificarse, lo que conduce a una capacitancia variable. El principio de funcionamiento se reduce a que la estructura permanece en reposo mientras no haya actuación, pero cuando la estructura es polarizada, sus partes suspendidas pueden curvarse o desplazarse de su posición original, según su diseño.

En un varactor de actuación electrostática, un aumento en el voltaje aplicado, implica que la fuerza de atracción electrostática entre la parte fija y móvil se incrementa, lo que causa una disminución en la distancia que las separa, y por ende, se produce un aumento en la capacitancia. Sin embargo, el intervalo dinámico del capacitor no abarca toda la distancia d_0 , ya que, se produce una condición de inestabilidad en el equilibrio entre la fuerza electrostática de atracción y la fuerza mecánica de restauración, cuando el desplazamiento de la placa suspendida alcanza un valor de $\frac{d_0}{3}$, es decir, una separación de $\frac{2d_0}{3}$ entre placas, dicha inestabilidad provoca que la placa móvil colapse sobre la fija, este fenómeno se conoce como *pull-in* [5].

Las características más importantes que exhiben los varactores MEMS son el intervalo de sintonización y el factor de calidad, los cuales deberían ser lo más grandes posible. Un amplio intervalo de sintonización para la capacitancia permite una gran reconfigurabilidad del bloque funcional que lo integra. Por otro lado, un factor de calidad grande asegura una alta selectividad en relación con los filtros pasivos, y en general, un mejor rendimiento debido a las bajas pérdidas.

2.3.3. Inductores

Los inductores son elementos eléctricos fundamentales en aplicaciones de radio frecuencia, los cuales, en principio se construyen como lazos conductores cerrados o espiras metálicas. La tecnología MEMS demostró ser adecuada para la fabricación de inductores de alto rendimiento, ya que se pueden desarrollar una gran variedad de topologías con ayuda de las diferentes

técnicas de micromaquinado. También pueden integrarse fácilmente en redes complejas, que incluyan interruptores y varactores.

La reconfigurabilidad típica de la tecnología MEMS también se ha investigado con respecto a los inductores, ya que tener una inductancia variable agrega funcionalidades a la red en la cual se implementen. Existen varias técnicas que permiten dicha capacidad, algunas de ellas son: integrar micro interruptores para cambiar el valor de inductancia discretamente, alteraciones en el flujo magnético y cambios en la inductancia mutua [7].

El factor de calidad es su parámetro más importante, el cual determina su rendimiento en altas frecuencias, e influye en los dispositivos donde se implementan. Por ejemplo, en los osciladores y amplificadores uno de los objetivos principales es disminuir el ruido de fase y el consumo de energía, esto se consigue mediante la integración de elementos con factores de calidad altos [2]. El factor de calidad se degrada principalmente por las pérdidas en las micro espiras, las cuales se provocan en el sustrato sobre el que se fabrican, por ejemplo el silicio, debido a su baja resistividad. Dichas pérdidas se producen por corrientes parásitas de Foucault que fluyen a través del sustrato, y generan capacitancias entre él y los devanados del inductor [7].

Existen diferentes maneras de incrementar el factor de calidad de un inductor MEMS; una de ellas es elegir un sustrato de bajas pérdidas, otra, es reducir el acoplamiento de los devanados del inductor con el sustrato, mediante un buen aislante entre ellos. Sin embargo, también hay soluciones a nivel de fabricación, por ejemplo, colocar la bobina inductora suspendida en el aire en lugar de ponerla sobre un sustrato. Esto se logra manteniendo la espira sobre una capa de sacrificio, que luego se remueve para liberarla y dejarla flotando. Otra manera es mediante la remoción selectiva de material del sustrato para generar una cavidad de aire debajo del inductor [5].

2.3.4. Figuras de mérito

Los parámetros a considerar en el diseño de interruptores, varactores e inductores RF MEMS se denominan figuras de mérito, y éstas serán detalladas a continuación [4], [7].

- Tiempo de transición: Se define como el tiempo requerido para que la señal de RF de salida aumente del 10% al 90% de su valor para la transición de apagado a encendido y del 90% al

10% para el cambio de encendido a apagado de un conmutador. Es decir, es el tiempo que tarda el voltaje de salida en cambiar dentro de 1[dB] del estado final.

- Tasa de conmutación: También representa el tiempo de alternancia entre los dos estados de un conmutador. Sin embargo, en este caso el tiempo se mide desde el 50% del voltaje de control hasta el 90% de la envolvente de RF cuando se enciende el interruptor. De modo similar, cuando se apaga el interruptor, el tiempo se mide hasta que el voltaje de la señal de RF alcanza el 10% del original. Por lo tanto, la tasa de conmutación es el tiempo requerido para que el conmutador responda en la salida debido al cambio en el voltaje de control, y ésta siempre es mayor que el tiempo de transición.
- Transitorios de conmutación: Son los picos de voltaje que decaen exponencialmente en la entrada, salida o ambos en una ruta de la señal de RF, debidos a un cambio en el voltaje de control. Los transitorios electromecánicos se deben al movimiento del interruptor, los electromagnéticos se deben al intercambio de energía entre los campos eléctricos y magnéticos de los dispositivos en una red.
- Manejo de potencia: Es la potencia máxima de la señal de RF que el dispositivo soporta antes de su degradación. Por lo general, se asume que el nivel de potencia de salida sigue la potencia de entrada con una relación lineal, pero en muchos dispositivos no se mantiene dicha relación. El punto de compresión de 1[dB] se define como el nivel máximo de potencia de entrada en el cual la potencia de salida difiere 1[dB] con respecto a la linealidad.
- Acoplamiento de impedancia: Es un parámetro importante en todos los diseños de alta frecuencia. El dispositivo de conmutación debe acoplarse con la red en su entrada y su salida, para ambos estados; encendido y apagado, y de este modo minimizar el impacto en el rendimiento del resto del sistema. Un componente mal acoplado da como resultado reflexiones fuera de los límites aceptables dentro del circuito.
- Ancho de banda: Es el intervalo de frecuencia de operación en el cual un RF MEMS opera de forma óptima. La mayoría de los sistemas de conmutación no tienen un límite en la frecuencia de operación más baja, pero sí lo tienen en la frecuencia de operación superior. Las pérdidas ocasionadas por resistencias y reactancias parásitas son la causa principal que limita el ancho de banda de los dispositivos MEMS.

- Factor de calidad (Q): En un inductor se define como la relación entre la energía magnética almacenada y la energía disipada durante un ciclo de señal. Este es el parámetro más importante que influye en el rendimiento de los inductores.
En un capacitor se conoce como factor de disipación; es la relación entre la energía en forma de campo eléctrico almacenada y la energía disipada durante un ciclo de señal.
- Pérdidas de inserción: Son las pérdidas de energía que sufren las señales de RF al pasar a través del dispositivo a caracterizar, usualmente se expresa en [dB]. Para medirlas se utilizan los parámetros de dispersión, en particular el coeficiente de transmisión S_{21} , entre las terminales de entrada y salida del circuito. Los componentes resistivos y el efecto piel a frecuencias altas son las principales causas de estas pérdidas, el objetivo de diseño es minimizarlas.
- Aislamiento: Es la relación de potencias de la señal de RF en la entrada y en la salida del dispositivo cuando está en estado abierto (apagado), usualmente se expresa en [dB], y el objetivo del diseño es maximizarla. Se mide con el parámetro S_{21} entre las terminales de entrada y salida del circuito. En los RF MEMS el aislamiento puede degradarse conforme aumenta la frecuencia, debido a la proximidad entre la membrana móvil y la línea de transmisión estacionaria, lo que genera un acoplamiento capacitivo, y esto a su vez corrientes de fuga.
- Frecuencia de autoresonancia: Es la frecuencia en la cual la reactancia capacitiva/inductiva parásita de un inductor/capacitor resuena con la reactancia inductiva/capacitiva, donde éste básicamente se comportará como una resistencia. Superando/disminuyendo dicho valor de frecuencia, la reactancia capacitiva/inductiva se vuelve dominante, esto significa que el inductor/capacitor se comportará como un capacitor/inductor.
- Voltaje de actuación: Todos los sistemas automatizados requieren una señal de control para su actuación, generalmente se trata de un voltaje de DC. Uno de los objetivos en el diseño de dispositivos MEMS es conseguir que el valor de dicho voltaje sea pequeño o dentro de un nivel compatible con el resto del circuito.
- Ciclo de vida: Es la cantidad de ciclos de operación que el dispositivo trabaja de forma óptima, también se conoce como vida útil. En los sistemas electromecánicos existe degradación en las partes móviles, debido a la fatiga y a los efectos ambientales.

- Frecuencia de resonancia: Es la frecuencia en la cual el dispositivo entra en un estado de vibración, debido a la coincidencia de la frecuencia natural del sistema con la frecuencia de la señal de control aplicada. Este parámetro limita la velocidad máxima a la que se puede conmutar el dispositivo.
- Intervalo de sintonización: Es una medida porcentual que indica la cantidad de variación (sintonización) entre los valores mínimo y máximo, ya sea de capacitancia o de inductancia, del dispositivo a caracterizar. Es un parámetro de los capacitores e inductores variables.

2.3.5. Ventajas y desventajas de los interruptores MEMS

Algunas ventajas de los interruptores MEMS contra los diodos PIN o transistores FET [3] son:

- Muy bajo consumo de energía: En ocasiones la actuación electrostática requiere valores de voltaje altos, sin embargo, el dispositivo MEMS no consume corriente eléctrica significativa, por lo tanto, se tiene baja disipación de energía (10-100[nJ] por ciclo de conmutación).
- Aislamiento grande: Los mecanismos móviles en los interruptores y varactores MEMS están separados por columnas de aire, de este modo se tienen valores de capacitancia bajos cuando la distancia de separación es máxima (por lo general en estado apagado), lo que resulta un muy buen aislamiento. Mientras que el de los diodos PIN y transistores FET es pobre en altas frecuencias (10-100[GHz]).
- Pérdidas de inserción bajas: Los interruptores MEMS en serie y paralelo presentan pérdidas de inserción de 0.1[dB] hasta 40[GHz].
- Productos de intermodulación: Los interruptores MEMS tienen un comportamiento en frecuencia de forma casi lineal, ya que no tienen una unión semiconductor, lo que resulta en productos de intermodulación muy bajos.

Sin embargo, los interruptores MEMS también presentan algunas desventajas frente a otros dispositivos de conmutación, por ejemplo:

- Velocidad de conmutación baja: Aproximadamente 2-40[μ s]. Los diodos PIN y transistores FET tienen velocidades de conmutación entre 1 y 100[ns].
- Manejo de potencia: La mayoría de los MEMS no soporta más allá de 500[mW], algunos interruptores de tipo capacitivo toleran más potencia como el de [8] con 4.4[W]. Sin

embargo, los diodos PIN y transistores FET pueden manejar potencias del orden de unidades y decenas de watts sin afectar su confiabilidad.

- Voltaje de actuación alto: Entre 10-80[V].
- Empaquetamiento: Los MEMS tienen que ser empacados en atmósferas inertes (nitrógeno, argón) y con valores de humedad muy bajos, es decir, se requieren sellos casi herméticos. Los empaquetamientos son de costos altos y la técnica que se utilice puede afectar la confiabilidad del interruptor.

La actuación electrostática es una técnica muy confiable y la más utilizada, debido a su bajo consumo de energía, electrodos de dimensiones pequeñas y capas delgadas, y posibilidad de polarizar al dispositivo mediante líneas de alta resistencia. Sin embargo, en muchos casos se manejan voltajes de 10 a 80[V], por lo que se requiere de convertidores que eleven el voltaje de control hasta llegar al voltaje de actuación.

2.3.6. Estado del arte

Algunos dispositivos MEMS, particularmente estructuras multicapa y de geometría con anclaje en dos extremos, sufren alteraciones en el voltaje de colapso y capacitancia de estado superior debido a cambios en la temperatura. También, los interruptores de películas delgadas presentan variaciones en su constante de rigidez al estar expuestos a dichos cambios de temperatura, esto se debe a una reducción del esfuerzo de tracción residual en la estructura, provocada por las fuerzas de reacción en los anclajes.

En [8] se presentó el diseño y fabricación de un interruptor RF MEMS capacitivo de actuación electrostática con un mecanismo de compensación de temperatura, con objeto de reducir la sensibilidad del interruptor ante esfuerzos térmicos. El diseño se basó en el actuador térmico lateral de viga pandeada (actuador térmico Chevron), el cual se ha utilizado en aplicaciones de fuerza y desplazamientos en plano en actuadores mecánicos.

En la figura 2.1 se muestra el diseño mecánico del interruptor. Éste se acciona verticalmente, sin embargo, el mecanismo de compensación térmica produce un movimiento lateral (en lugar de flexión vertical). Una placa suspendida está conectada por N vigas a dos anclajes rígidos; el ancho de cada viga (w_b) es menor que su grosor (t), y su eje está inclinado un ángulo α desde el eje y . Esto da como resultado una gran diferencia de rigidez entre los ejes x y z , es decir $k_z \gg$

k_x . Cuando el dispositivo se calienta o enfría, la expansión/contracción de la estructura se traduce en un desplazamiento en el plano (δ_{Tx}) y se liberan los esfuerzos térmicos internos. Por lo tanto, la placa no se mueve verticalmente ($\delta_{Tz} \approx 0$) y se mantiene un voltaje de colapso constante. Debido a que el diseño fue muy insensible al estrés residual y a los gradientes de tensión, se utilizaron metales de mayor tensión y menor costo, como el níquel o el cobre, para la fabricación de membranas.

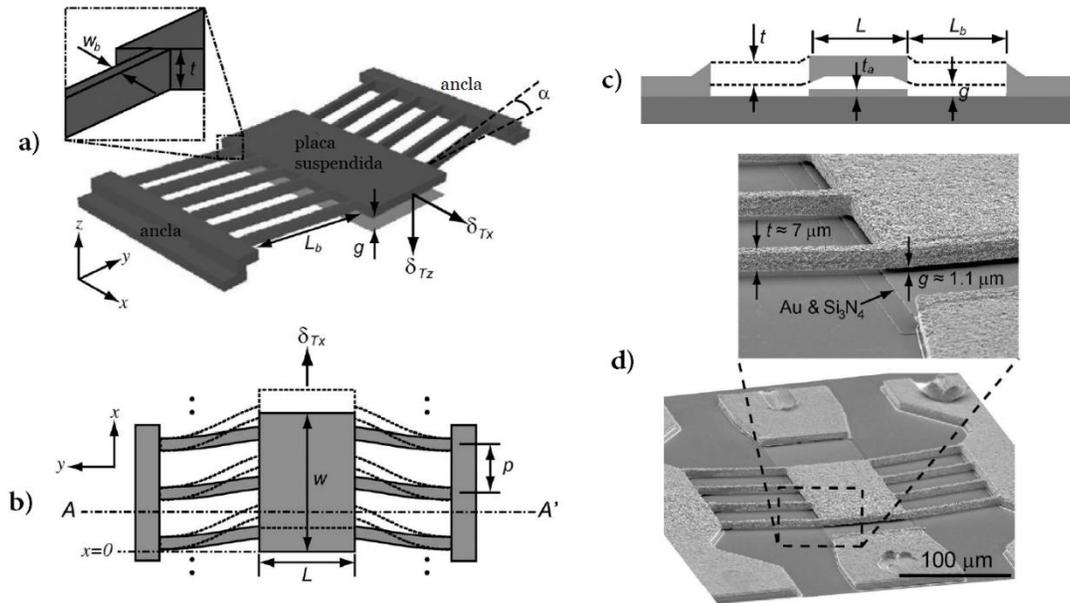


Fig. 2. 1. Esquemático del diseño, vista: a) perspectiva, b) superior, c) sección transversal AA'. d) Fotografía de un interruptor fabricado con 8 vigas de suspensión [8].

Se fabricaron interruptores con 4, 8 y 12 vigas de suspensión, con voltajes de colapso de 34.7, 38.6 y 43[V], respectivamente. Todos ellos demostraron baja sensibilidad a la temperatura, y la variación en el voltaje de colapso fue de ~ 50 [mV/°C] entre 25 y 125[°C]. La razón de capacitancia fue de ~ 20 ($C_{up}=85-115$ [fF], $C_{down}=1.7-2.6$ [pF]) con $Q > 150$ en 10[GHz], en la posición de estado superior. Los tiempos de conmutación y liberación fueron de $\sim 2-5$ [μs] y $\sim 5-6.5$ [μs], respectivamente. Las mediciones de manejo de potencia mostraron estabilidad con 4.4[W] de potencia incidente a 10[GHz], sin sufrir efectos adversos de calentamiento. El interruptor de 12 vigas de suspensión se implementó en paralelo sobre una guía de onda coplanar (CPW), es decir, el puente metálico suspendido se colocó anclado a los dos planos de tierra laterales. Las mediciones realizadas de aislamiento y pérdidas de inserción se muestran en la figura 2.2.

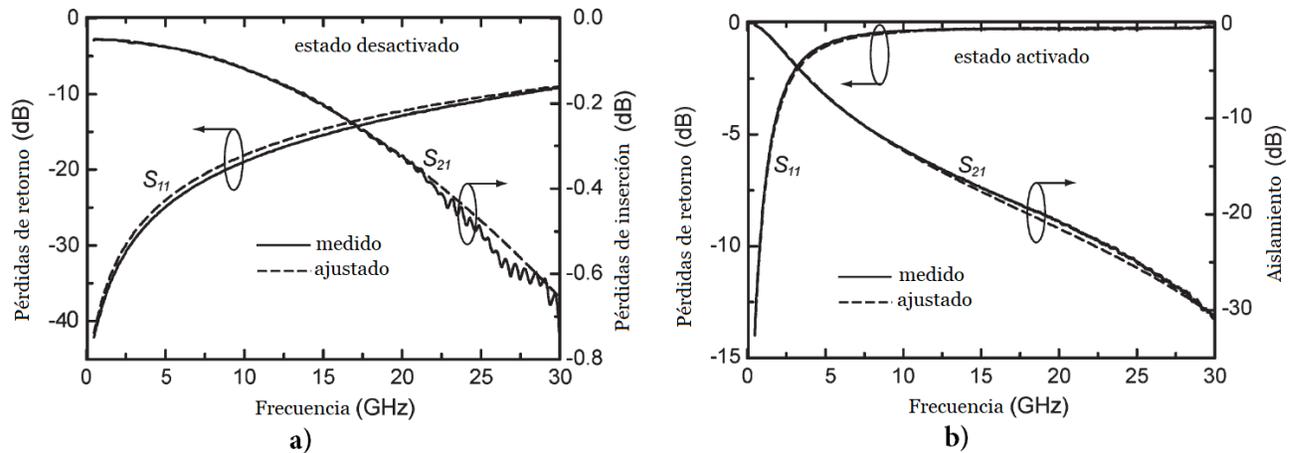


Fig. 2. 2. Parámetros S medidos y ajustados de un interruptor de 12 vigas de suspensión en las posiciones: a) superior, b) inferior [8].

En [9] se propuso un inductor variable en chip integrado a nivel de oblea (WL-CSP). El diseño consistió en un inductor espiral fabricado por la tecnología WL-CSP y una placa metálica móvil sobre él. Dicha placa pudo haberse movido por un mecanismo MEMS, sin embargo, éste no se diseñó. Por lo tanto, para resultados experimentales la placa cambió de posición mediante un micromanipulador. En 2[GHz] la inductancia varió de 4.8 a 2.27[nH], es decir, el rango de sintonización fue de 52.6%. El valor máximo del factor de calidad fue de 50 en 2[GHz].

El WL-CSP es un proceso de empaquetado de CI a nivel de oblea, el cual consta de dos capas de electroplateado de cobre y dos capas de resina. Las capas de cobre son gruesas y tienen baja resistividad, por lo que son buenas alternativas para construir inductores. La literatura reporta que los inductores fijos mediante WL-CSP logran factores de calidad de 30 o más, y éstos pueden fabricarse por encima de los chips Si CMOS.

En la figura 2.3 se muestra el inductor variable diseñado, h es la distancia entre el inductor fijo y la placa metálica móvil. Cuando el flujo magnético del inductor fijo penetra la placa metálica, las corrientes parásitas de Foucault fluyen en ella e inducen un campo magnético contrario, de acuerdo con la ley de Lenz. La inductancia varía al deslizar horizontalmente la placa metálica, debido a que la propia placa impide que el flujo magnético penetre en el inductor. El valor de inductancia también se puede alterar moviendo verticalmente la placa, ya que el flujo magnético que penetra en ella disminuye a medida que aumenta h . La capacitancia parásita y la pérdida resistiva fueron consideradas en el diseño, con objeto de minimizar su impacto en las características del inductor.

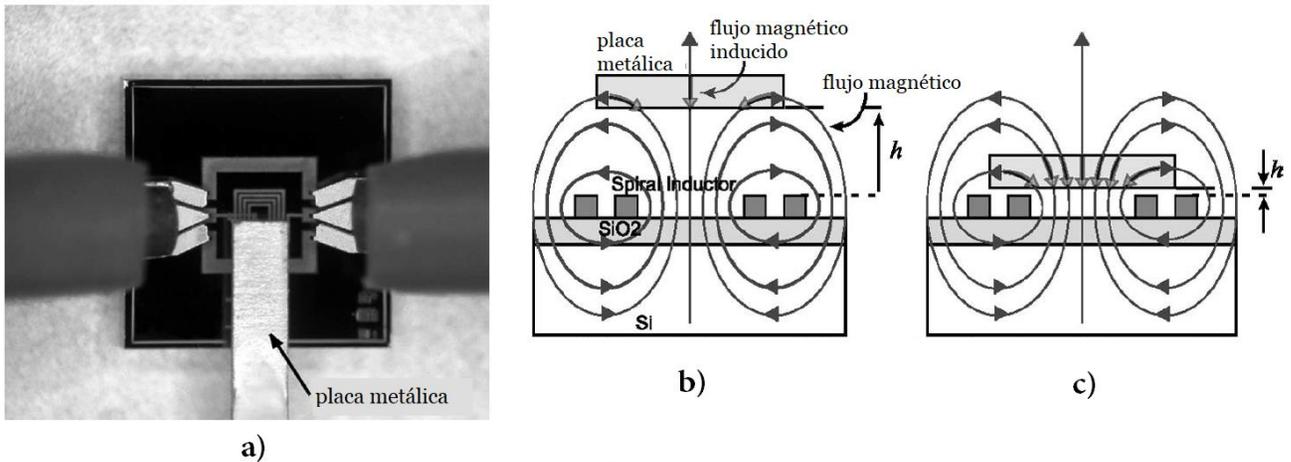


Fig. 2. 3. a) Fotografía del inductor variable. Y esquema del comportamiento del flujo magnético cuando la placa móvil se encuentra: b) alejada del inductor fijo, c) cercana al inductor fijo [9].

En [10] se fabricaron y caracterizaron interruptores capacitivos RF MEMS. Se diseñaron varias tipologías con tres enfoques distintos: 1) el cambio de los parámetros geométricos del puente, 2) el recubrimiento del actuador con un metal flotante y 3) la deposición del puente directamente sobre el actuador. En los interruptores de tipo capacitivo, se sabe que el actuador está cubierto con una capa dieléctrica, por lo que el rendimiento del dispositivo depende de la capacitancia de la unión metal-aislante-metal. La confiabilidad de estos interruptores principalmente se ve afectada por los procesos de carga en la capa dieléctrica, los cuales pueden conducir a un desplazamiento errático del puente y a la conformación imperfecta sobre el actuador.

Las dos razones principales de la conformación imperfecta son: la rugosidad de la superficie del área de contacto y la planitud imperfecta del puente suspendido, la cual se debe a la tensión residual del material. Algunas maneras de mejorar estos inconvenientes son: tener un control fino de la temperatura durante el proceso de liberación del puente para reducir dicha tensión residual, y depositar un metal flotante en el actuador para obtener una capacitancia constante en el estado inferior.

Para la fabricación de los interruptores se utilizó un proceso de ocho máscaras sobre obleas de silicio tipo n {100} con alta resistividad ($5[k\Omega/cm]$) y $625[\mu m]$ de espesor, el cual se detalla en [10]. En el quinto paso litográfico se depositó una capa de cromo de $5[nm]$ de espesor y una de oro de $150[nm]$, y se atacaron por grabado húmedo para obtener una cubierta de metal

flotante. La figura 2.4 muestra los diferentes tipos de interruptores, éstos se colocaron en configuración paralelo sobre una CPW; en donde el conductor central debajo del puente está cubierto con una capa dieléctrica para desviar la señal de RF a tierra cuando el puente está en estado activo. Los huecos que tiene la placa son de $10[\mu\text{m}]$ de diámetro, y tienen como objetivo disminuir la constante de rigidez del puente.

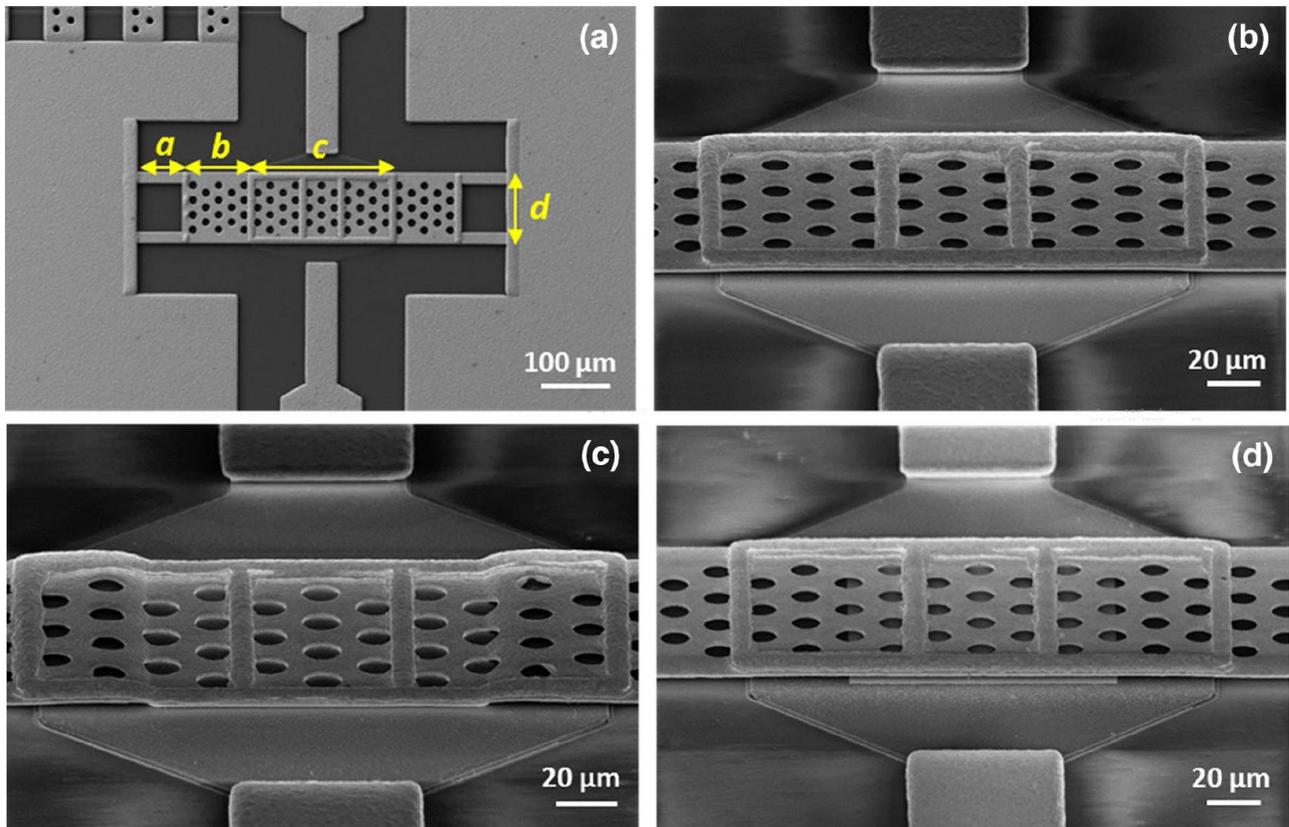


Fig. 2. 4. Fotografías de los dispositivos fabricados, a) vista superior de un interruptor D1. Ampliación en el área de contacto de: b) puente suspendido sin metal flotante, c) puente fijo en el actuador sin metal flotante, d) puente suspendido con metal flotante [10].

En la figura 2.4.b)-d) se muestra un acercamiento de la parte central de las tres tipologías de puentes fabricados. En la figura 2.5 se presenta un resumen de la variación de materiales en el área de contacto y los diferentes parámetros geométricos del puente, los cuales se etiquetaron con las letras *a*, *b*, *c*, *d*.

	a (μm)	b (μm)	c (μm)	d (μm)	Metal flotante sobre el actuador	Espacio de aire bajo el puente
D4	145	43	200	150	No	Sí
D3	65	165	190	100	No	Sí
D2	94	43	200	150	No	Sí
D1	65	100	190	100	No	Sí
D1A	65	100	190	100	No	No
D1F	65	100	190	100	Sí	Sí

Fig. 2. 5. Propiedades del puente de cada interruptor [10].

Los parámetros S de los interruptores fabricados se midieron en los estados superior e inferior, y se observó el impacto en su rendimiento en RF. El modelado electromagnético de los interruptores se utilizó para interpretar el comportamiento medido. Las pruebas de confiabilidad de los interruptores, bajo la aplicación de una excitación de voltaje bipolar, muestran una respuesta electromecánica correcta de hasta 10^7 ciclos. Los resultados obtenidos se muestran en la figura 2.6.

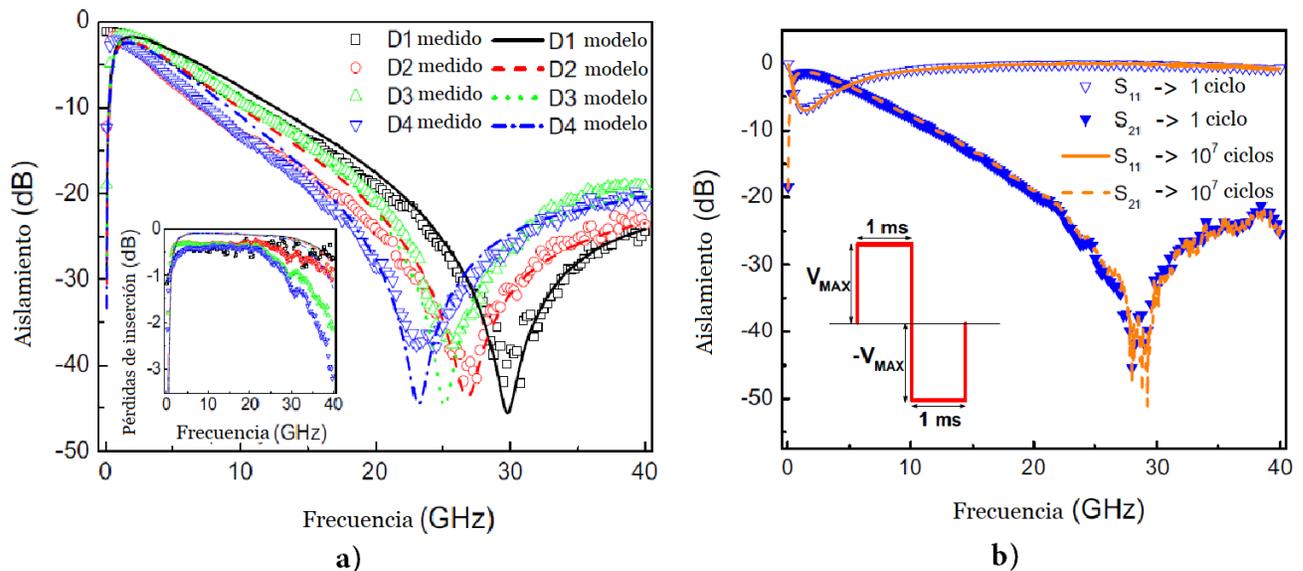


Fig. 2. 6. a) Parámetros S medidos y modelados de los interruptores D1, D2, D3 y D4. b) Aislamiento del interruptor D1 después de 1 y 10^7 ciclos de señal [10].

2.3.6.1. Tabla comparativa

Con la finalidad de visualizar las características más relevantes del estado del arte reportado anteriormente, se presentará la información resumida en la tabla 2.1. Ésta también funcionará como punto de comparación para los resultados del análisis del interruptor MEMS, que se obtendrán en el apartado 2.4 de esta tesis.

Tabla 2. 1. Características más relevantes de los RF MEMS reportados.

Referencia y año	Descripción	Implementación	Capacitancia/ Inductancia	Aislamiento	Pérdidas de inserción
[8] 2010	Interruptores de tipo capacitivo de actuación electrostática con mecanismos de compensación térmica. El tercer modelo tuvo un voltaje de colapso de 43[V].	Configuración en paralelo con una guía de onda coplanar (CPW). Frecuencia de operación: 1[GHz] a 30[GHz].	$C_{sup} = 85[\text{fF}] - 115[\text{fF}]$. $C_{inf} = 1.7[\text{pF}] - 2.6[\text{pF}]$.	0[dB] a 31[dB].	0.05[dB] a 0.65[dB].
[9] 2006	Inductor espiral variable mediante la colocación de una placa metálica móvil sobre él. Se obtuvo $Q_{max} = 50$ en 2[GHz].	Empaquetado de escala chip a nivel de oblea (WL-CSP).	$L = 4.8[\text{nH}]$ a 2.27[nH].	----	----
[10] 2016	Interruptores de tipo capacitivo de actuación electrostática con diferentes parámetros de diseño. Se obtuvieron voltajes de actuación entre 20[V] y 30[V].	Configuración en paralelo con una guía de onda coplanar (CPW). Frecuencia de operación: 2[GHz] a 40[GHz].	----	1[dB] a 25[dB]. 43[dB] en 30[GHz].	0.5[dB] hasta 20[GHz]. 3.5[dB] en 40[GHz].

2.4. Diseño de un interruptor MEMS

A continuación se presenta el análisis de un interruptor MEMS de actuación electrostática. La propuesta de diseño fue de acuerdo a su aplicación, la cual es reconfigurar una superficie selectiva de frecuencia de tipo anillo ranurado para la banda X. Esto se logra integrando el conmutador dentro de la ranura y modificando el valor de la capacitancia entre anillos, mediante una película conductora con forma de doble T (ver figura 2.7). Cabe señalar que la parte que realiza la actuación electrostática es la viga de aluminio doblemente apoyada (color gris) con un electrodo de cobre por debajo de ésta. Es decir, la película doble T se encuentra aislada de polarización de DC, ya que entre ella y la viga de aluminio se encuentra una película de BCB, el cual es un aislante.

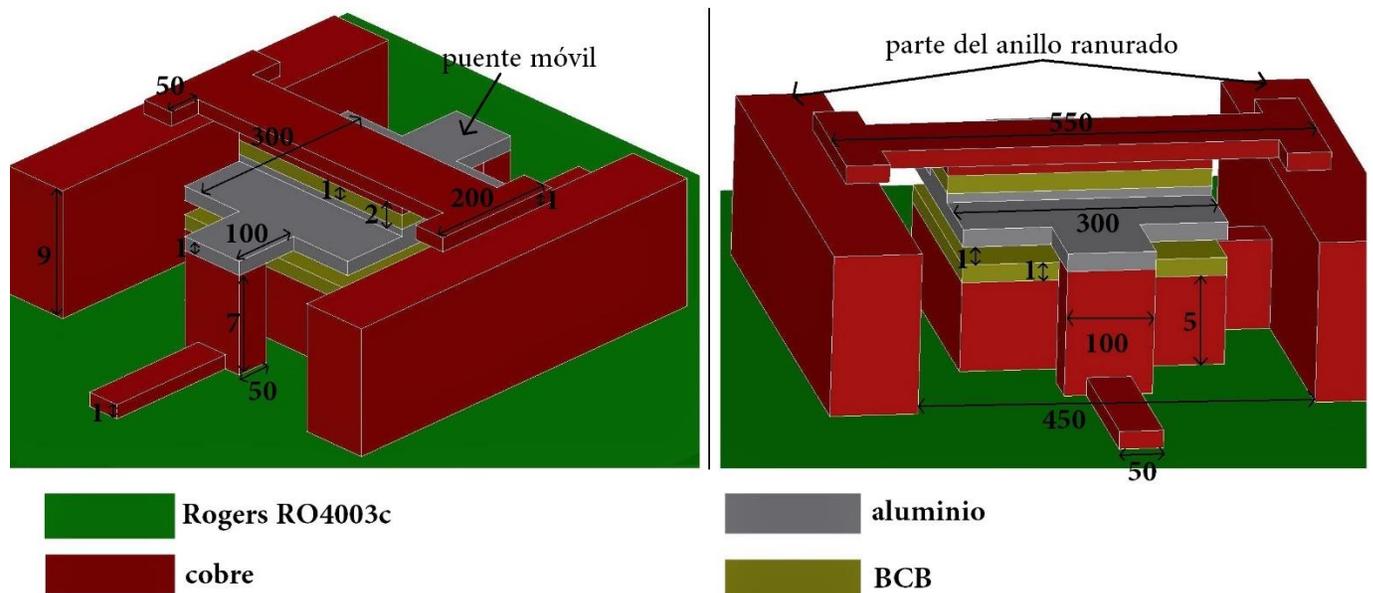


Fig. 2. 7. Vista 3D del MEMS propuesto, escalado en el eje z. (Acotaciones en [μm]).

El diseño del dispositivo MEMS toma en cuenta las reglas del proceso de fabricación con el cual se trabaje, ya que las propiedades de los materiales y su deposición influyen en su comportamiento. El interruptor propuesto (Fig. 2.7) se diseñó bajo el proceso de fabricación de *Tecnología de circuito impreso flexible* desarrollado en el Departamento de Electrónica de la Facultad de Ingeniería de la UNAM [19]. Éste, básicamente consiste en utilizar un sustrato amigable a microondas, metales: cobre, aluminio, plata y oro como material estructural, BCB (cyclotene) como dieléctrico, y fotoresina para generar capas de sacrificio. Para ver los pasos de fabricación del interruptor de la figura 2.7, consultar el Apéndice 1.

2.4.1. Análisis electromecánico

2.4.1.1. Constante de rigidez

Primero se realiza un análisis estático para determinar, de forma aproximada, la constante de rigidez del puente MEMS, ésta sirve como un parámetro concentrado que caracteriza aproximadamente las propiedades mecánicas del interruptor y, como se verá más adelante, el voltaje de actuación depende del valor de dicha constante. Como se puede ver en la figura 2.7, la parte del dispositivo que está sometida a fuerzas electrostáticas es la membrana de aluminio. De acuerdo a su forma, ésta puede representarse como una viga con extremos simplemente apoyados, los cuales no presentan desplazamiento horizontal.

La constante de rigidez k puede modelarse en dos partes: una debido a la flexión de la viga frente a cargas externas (k'), y otra debido al estrés axial residual como resultado del proceso de fabricación (k'') [2]. A continuación se presenta el desarrollo para calcular cada una de las proporciones de k .

Cuando se carga una viga, el eje longitudinal inicialmente recto, el cual pasa por el centroide de cada área de sección transversal, se deforma en lo que se conoce como curva de deflexión, la cual depende de la ubicación de las fuerzas aplicadas, y de los soportes de la viga. La curva elástica de una viga puede representarse matemáticamente mediante la siguiente ecuación diferencial, cuya deducción se presenta en [11] o [13]:

$$EI \frac{d^2v}{dx^2} = -M$$

Ec. (2. 1)

Donde: E es la constante de elasticidad del material de la viga (módulo de Young), I es el momento de inercia del área de sección transversal con respecto a un eje neutral, M el momento flector de la viga y v es la deflexión de la viga, la cual ocurre a una distancia x del origen de un sistema coordenado xy .

Cuando una viga se somete a fuerzas externas se crean fuerzas y pares internos que actúan en la sección transversal mn de cada parte de la viga ubicada a una distancia x (ver Fig. 2.8). En el

análisis estático, estas fuerzas internas deben ser de tal magnitud que equilibren las fuerzas externas aplicadas. Por lo general se reduce la resultante a una fuerza cortante V que actúa paralela a la sección transversal, y un par flexionante, cuyos efectos resultan en lo que se conoce como el momento flector M [12]. En la figura 2.8 se muestra la simplificación del puente del dispositivo MEMS como una viga con extremos simplemente apoyados, donde no se presenta desplazamiento horizontal en ninguno de los apoyos, con el objetivo de obtener su momento flector, y de esta forma poder sustituirlo en la ecuación (2.1).

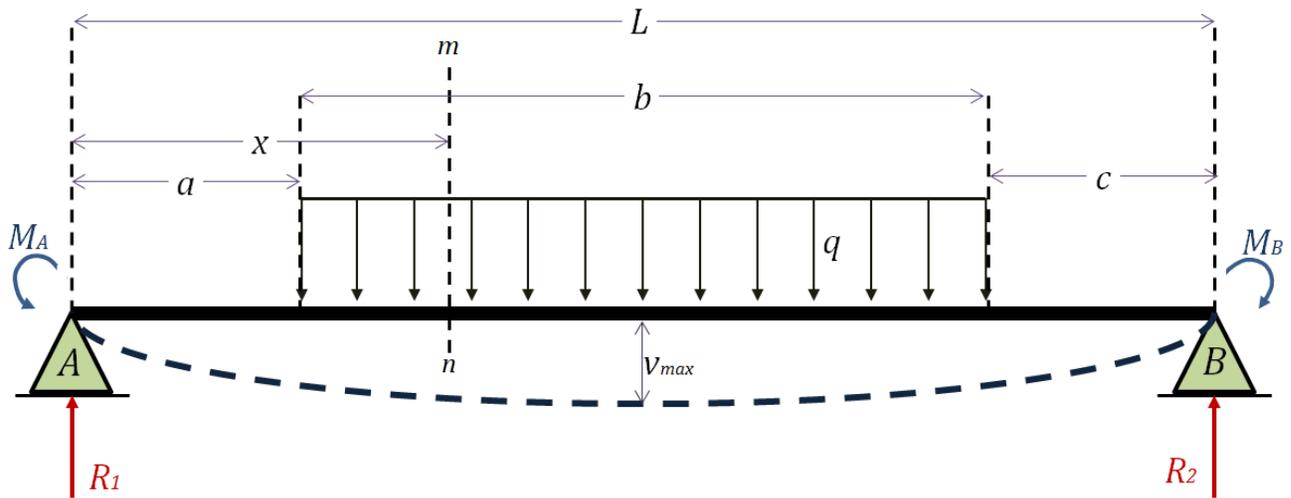


Fig. 2. 8. Viga simplemente apoyada.

Los efectos de la fuerza electrostática de atracción entre los electrodos, se representan como una carga uniformemente distribuida sobre una sección de la viga (área de traslape de los electrodos). Primero se determinan las magnitudes de las reacciones R_1 y R_2 en los apoyos de la viga, mediante las ecuaciones de equilibrio para fuerzas y momentos con respecto a A y B (momentos positivos en sentido anti horario), la carga uniforme se reemplaza por su resultante qb , esto es:

$$\begin{aligned} \Sigma M_A = 0: \quad & -qb \left(a + \frac{b}{2} \right) + R_2 L = 0 \\ R_2 = & \frac{qb}{L} \left(a + \frac{b}{2} \right) \\ & \text{Ec. (2. 2)} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \Sigma M_B = 0: \quad & -qb \left(c + \frac{b}{2} \right) - R_1 L = 0 \\ R_1 = & \frac{qb}{L} \left(c + \frac{b}{2} \right) \\ & \text{Ec. (2. 3)} \end{aligned}$$

$$\Sigma F_y = 0: \quad R_1 + R_2 - qb = 0$$

Como la carga uniforme sólo actúa en una parte de la viga, se deben de considerar 3 secciones de longitud a , b , c , tal como se muestra en la figura 2.8. Y se tiene que determinar la fuerza cortante y el momento flector en cada una de dichas porciones. Esto es:

- Región 1 ($0 < x < a$):

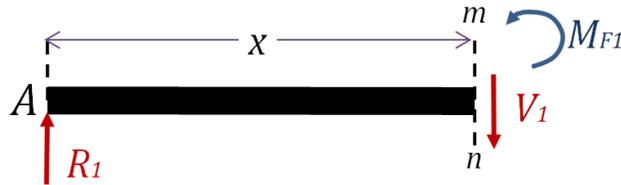


Fig. 2. 9. Región 1

$$\begin{aligned} \Sigma F_y = 0: \quad R_1 - V_1 = 0; \quad V_1 = R_1 \\ \Sigma M_{mn} = 0: \quad -R_1x + M_{F1} = 0; \quad M_{F1} = R_1x \dots \text{Ec. (2. 4i)} \end{aligned}$$

- Región 2 ($a < x < a+b$):

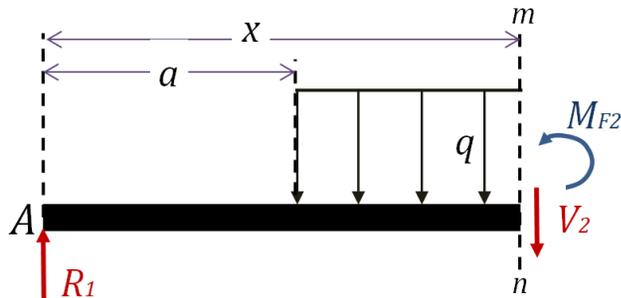


Fig. 2. 10. Región 2.

$$\begin{aligned} \Sigma F_y = 0: \quad R_1 - V_2 - q(x - a) = 0; \quad V_2 = R_1 - q(x - a) \\ \Sigma M_{mn} = 0: \quad -R_1x + q(x - a) \left(\frac{x-a}{2} \right) + M_{F2} = 0; \quad M_{F2} = R_1x - q \frac{(x-a)^2}{2} \dots \text{Ec. (2. 4ii)} \end{aligned}$$

- Región 3 ($a+b < x < L$):

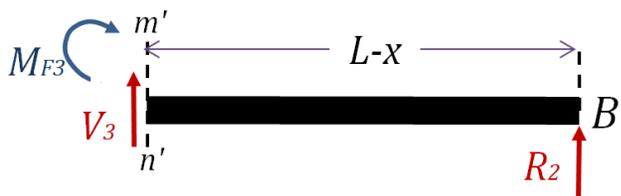


Fig. 2. 11. Región 3.

$$\Sigma F_y = 0: \quad R_2 + V_3 = 0; \quad V_3 = -R_2$$

$$\Sigma M_{mn} = 0: \quad R_2(L - x) - M_{F3} = 0; \quad M_{F3} = R_2(L - x) \dots \text{Ec. (2. 4iii)}$$

Una vez obtenidas las ecuaciones de los momentos flectores (2.4i, 2.4ii, 2.4iii), éstas se sustituyen en la ecuación (2.1), y se obtienen 3 ecuaciones diferenciales, una para cada región de la viga. Esto es:

$$EI \frac{d^2v}{dx^2} = -R_1x \quad \dots (0 < x < a)$$

$$EI \frac{d^2v}{dx^2} = -R_1x + \frac{q(x - a)^2}{2} \quad \dots (a < x < a + b)$$

$$EI \frac{d^2v}{dx^2} = -R_2(L - x) \quad \dots (a + b < x < L)$$

Sustituyendo el valor de las reacciones $R1$ y $R2$ (Ec. 2.2, 2.3) en las ecuaciones diferenciales anteriores, y resolviendo por integración, se obtiene:

$$EI \frac{dv}{dx} = \frac{-qb \left(c + \frac{b}{2}\right) x^2}{2L} + C_1 \quad \dots (0 < x < a)$$

Ec. (2. 5i)

$$EI \frac{dv}{dx} = \frac{-qb \left(c + \frac{b}{2}\right) x^2}{2L} + \frac{q(x - a)^3}{6} + C_2 \quad \dots (a < x < a + b)$$

Ec. (2. 5ii)

$$EI \frac{dv}{dx} = \frac{qb \left(a + \frac{b}{2}\right) (L - x)^2}{2L} + C_3 \quad \dots (a + b < x < L)$$

Ec. (2. 5iii)

Volviendo a integrar:

$$EIv = \frac{-qb \left(c + \frac{b}{2}\right) x^3}{6L} + C_1x + C_4 \quad \dots (0 < x < a)$$

Ec. (2. 6i)

$$EIv = \frac{-qb \left(c + \frac{b}{2}\right) x^3}{6L} + \frac{q(x - a)^4}{24} + C_2x + C_5 \quad \dots (a < x < a + b)$$

Ec. (2. 6ii)

$$EIV = \frac{-qb \left(a + \frac{b}{2}\right) (L - x)^3}{6L} + C_3x + C_6 \quad \dots (a + b < x < L)$$

Ec. (2. 6iii)

Donde $C_1, C_2, C_3, C_4, C_5, C_6$ son constantes de integración, y para determinarlas se utilizan las condiciones de frontera. Sustituyendo $x=0$ y $v=0$ en la ecuación (2.6i) se obtiene: $C_4=0$. Sustituyendo $x=L$ y $v=0$ en la ecuación (2.6iii) se obtiene: $C_3L+C_6=0$; $C_6=-LC_3$.

Cuando $x=a$, las pendientes (Ec. 2.5i, 2.5ii) deben ser iguales, por lo tanto: $C_1=C_2$. De las ecuaciones (2.6i, 2.6ii), cuando $x=a$ se tiene la misma deflexión (v), ya que $C_1=C_2$, por lo tanto: $C_4=C_5=0$. Cuando $x=a+(b/2)$ en la ecuación (2.5ii) la pendiente dv/dx es cero, ya que la deflexión es máxima, de acuerdo con la distribución de la carga sobre la viga, por lo tanto:

$$0 = \frac{-qb \left(c + \frac{b}{2}\right) \left(a + \frac{b}{2}\right)^2}{2L} + \frac{q \left(a + \frac{b}{2} - a\right)^3}{6} + C_2$$

$$C_2 = \frac{qb \left(c + \frac{b}{2}\right) \left(a + \frac{b}{2}\right)^2}{2L} - \frac{qb^3}{48} = C_1$$

La región central de la viga ($a < x < a+b$) es donde se presenta la deflexión máxima, por lo tanto, para determinar de forma aproximada la constante de rigidez del puente MEMS, la ecuación de interés es la (2.6ii), sustituyendo en ella las constantes de integración se tiene:

$$EIV = \frac{-qb \left(c + \frac{b}{2}\right) x^3}{6L} + \frac{q(x - a)^4}{24} + \frac{qb \left(c + \frac{b}{2}\right) \left(a + \frac{b}{2}\right)^2 x}{2L} - \frac{qb^3 x}{48}$$

Cuando $x = a + \frac{b}{2}$:

$$EIV_{max} = \frac{-qb \left(c + \frac{b}{2}\right) \left(a + \frac{b}{2}\right)^3}{6L} + \frac{qb^4}{384} + \frac{qb \left(c + \frac{b}{2}\right) \left(a + \frac{b}{2}\right)^3}{2L} - \frac{qb^3 \left(a + \frac{b}{2}\right)}{48}$$

De acuerdo con el diseño del interruptor MEMS $a=c$, por lo tanto:

$$EIV_{max} = \frac{-qb \left(a + \frac{b}{2}\right)^4}{6L} + \frac{qb^4}{384} + \frac{qb \left(a + \frac{b}{2}\right)^4}{2L} - \frac{qb^3 \left(a + \frac{b}{2}\right)}{48}$$

$$EIv_{max} = \frac{qb \left(a + \frac{b}{2}\right)^4}{3L} - \frac{qb^4}{128} - \frac{qb^3a}{48}$$

Ec. (2. 7)

Por lo tanto, la proporción de la constante de rigidez debida a las fuerzas y pares internos que se producen en la viga, debido a fuerzas externas, es:

$$k' = \frac{qb}{v_{max}} = \frac{EIqb}{\frac{qb \left(a + \frac{b}{2}\right)^4}{3L} - \frac{qb^4}{128} - \frac{qb^3a}{48}} = \frac{384LEI}{128 \left(a + \frac{b}{2}\right)^4 - 3Lb^3 - 8Lb^2a}$$

Ec. (2. 8)

Para determinar la proporción de la constante de rigidez debida al estrés axial residual, se considera la viga como una barra estirada a la cual se le aplica una fuerza puntual, tal como se muestra en la figura 2.12.

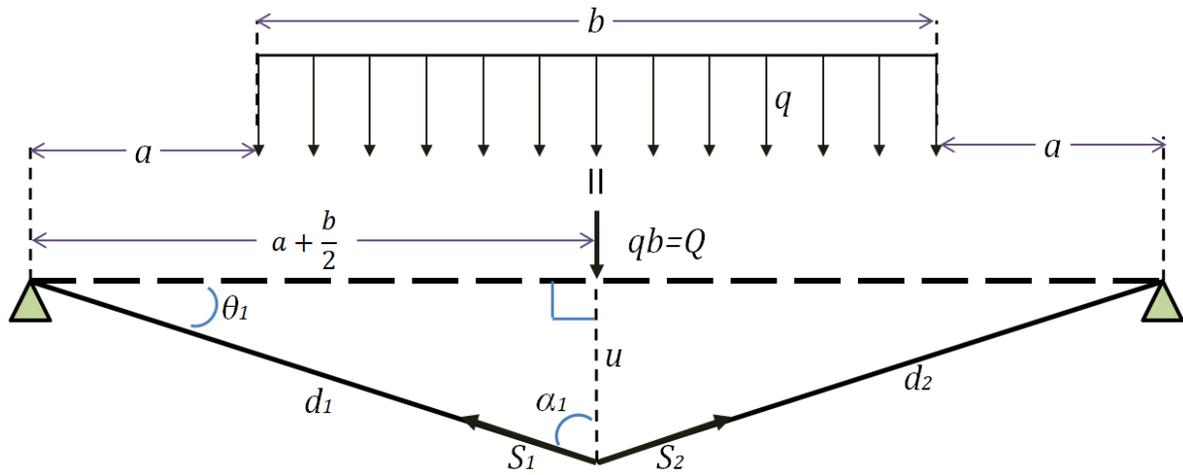


Fig. 2. 12.

El esfuerzo axial en la barra se determina mediante el concepto de la ley de Hooke, la cual se puede expresar como [11]:

$$\gamma = \frac{SL}{AE}$$

Donde γ es la elongación de la barra, S es la fuerza de tensión inicial en el cable, A es el área de la sección transversal de la barra, L su longitud y E su módulo de elasticidad.

Analizando la figura 2.12, y mediante trigonometría, se puede determinar la elongación de la barra desde su estado inicial, esto es:

$$d_1^2 = u^2 + \left(a + \frac{b}{2}\right)^2 ; \quad d_1 = \sqrt{u^2 + \left(a + \frac{b}{2}\right)^2} = d_2$$

$$\Delta_1 = d_1 - \left(a + \frac{b}{2}\right) = \Delta_2$$

Por lo tanto, Δ_1 y Δ_2 son las longitudes de elongación de la barra debido a un desplazamiento u pequeño. La elongación unitaria es:

$$\delta = \frac{\Delta_1}{a + \frac{b}{2}}$$

La magnitud de la fuerza de tensión axial correspondiente es [14]: $S_1 = S + AE\delta = S_2$.

La proyección de S_1 sobre el eje y es: $s_1 = S_1 \cos \alpha_1$, y como se tiene un triángulo rectángulo, se utiliza la siguiente función trigonométrica:

$$\cos \alpha_1 = \frac{\text{cateto adyacente}}{\text{hipotenusa}} = \frac{u}{d_1}$$

Por lo tanto:

$$s_1 = S_1 \frac{u}{d_1}$$

Igualando la magnitud de la fuerza aplicada Q con las fuerzas de tensión axiales proyectadas en dirección vertical:

$$Q = 2S_1 \frac{u}{d_1}$$

Por lo tanto, la proporción de la constante de rigidez del puente MEMS, debida al estrés axial residual, es:

$$k'' = \frac{Q}{u} = \frac{2S_1 \frac{u}{d_1}}{u} = \frac{2S_1}{d_1} = \frac{2(S + AE\delta)}{\sqrt{u^2 + \left(a + \frac{b}{2}\right)^2}} = \frac{2\left(\frac{\Delta_1 AE}{L} + AE\delta\right)}{\sqrt{u^2 + \left(a + \frac{b}{2}\right)^2}}$$

Ec. (2. 9)

Una vez que se obtuvieron las expresiones para k' y k'' (ecuaciones 2.8 y 2.9), sus efectos se suman, y con esto se obtiene la aproximación total de la constante de rigidez del puente MEMS propuesto. Esto es:

$$k = k' + k''$$

$$k = \frac{384LEI}{128\left(a + \frac{b}{2}\right)^4 - 3Lb^3 - 8Lb^2a} + \frac{2\left(\frac{\Delta_1 AE}{L} + AE\delta\right)}{\sqrt{u^2 + \left(a + \frac{b}{2}\right)^2}}$$

Ec. (2. 10)

Sustituyendo los datos en la ecuación (2.10), de acuerdo con el diseño propuesto del interruptor MEMS (Fig. 2.7), se determina k para este dispositivo, esto es:

L	500[μm]
E (Al)	68.9[GPa]
a	100[μm]
b	300[μm]
$I = \frac{\text{ancho} * \text{espesor}^3}{12}$	$2.5 * 10^{-23}[m^4]$
u	1[μm]
$A = \text{ancho} * \text{espesor}$	$3 * 10^{-10}[m^2]$
δ	$8 * 10^{-6}$
Δ_1	2[nm]

$$k = 1.9843 \left[\frac{N}{m} \right]$$

2.4.1.2. Voltaje de actuación

Para determinar el voltaje de actuación del dispositivo, se considera el modelo de un capacitor de placas planas paralelas, las cuales están separadas y cargadas eléctricamente. De la literatura se sabe que la siguiente expresión es válida para cualquier capacitor:

$$Q = CV$$

Donde Q es la carga eléctrica, C la capacitancia y V la diferencia de potencial. La gráfica de la función anterior puede ser de la siguiente forma:

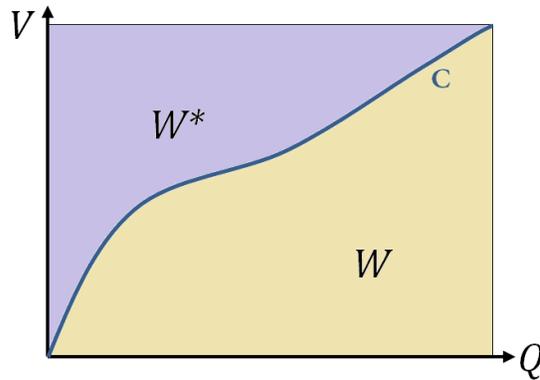


Fig. 2. 13. Curva de capacitancia.

W es la energía almacenada y W^* la energía complementaria. De la figura 2.13 se puede determinar W^* mediante:

$$W^*(V) = \int_0^V QdV = \int_0^V CVdV = \frac{CV^2}{2}$$

Además, para un capacitor de placas paralelas se tiene la siguiente expresión:

$$C = \frac{\epsilon A}{d}$$

Donde ϵ es la constante dieléctrica del material entre placas, A es el área de traslape y d es la separación entre placas. Por lo tanto, para un capacitor de placas paralelas se tiene:

$$W^*(V) = \frac{\epsilon AV^2}{2d}$$

Ec. (2. 11)

Ahora, considerando que una de las placas es móvil con respecto a la otra, es decir d variable, se tiene la figura 2.14. La movilidad de la placa suspendida depende de la fuerza electrostática entre placas debido a la distribución de carga eléctrica en ellas.

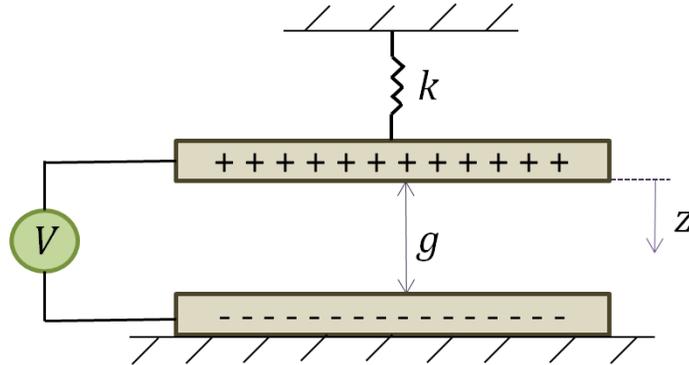


Fig. 2. 14. Modelo con placa móvil.

Donde k se puede entender como la constante de rigidez que presenta la placa móvil, g es la distancia entre placas en reposo, z el desplazamiento de la placa móvil. Por lo tanto:

$$d(z) = g - z$$

$$\text{Trabajo} = \text{Fuerza eléctrica} * \text{desplazamiento} = F_e d$$

Ec. (2. 12)

Igualando la ecuación (2.10) con (2.11), tomando en cuenta que ahora d depende de z , se tiene:

$$\frac{\epsilon AV^2}{2d} = F_e d$$

$$F_e(V, z) = \frac{\epsilon AV^2}{2d^2} = \frac{\epsilon AV^2}{2(g - z)^2}$$

Ec. (2. 13)

En el sistema mostrado en la figura 2.14 también existe una fuerza mecánica de oposición, debida a la necesidad de la placa móvil por regresar a su estado natural, y ésta puede determinarse mediante la ley de Hooke como: $F_m = kz$.

El peso de la placa móvil no se considera para el análisis, ya que su masa en un actuador MEMS es muy pequeña. Por lo tanto, en equilibrio estático $\sum F = 0$, con lo que se puede obtener la siguiente expresión:

$$F_m = F_e$$

$$kz = \frac{\epsilon AV^2}{2(g-z)^2}$$

Despejando a V:

$$V = \sqrt{\frac{2kz(g-z)^2}{\epsilon A}}$$

Ec. (2. 14)

Donde V es el voltaje aplicado al actuador MEMS, k es la constante de rigidez del puente, g es la separación en reposo entre los electrodos, A es el área de traslape, z es el desplazamiento del puente y ϵ es la permitividad eléctrica del material que separa los electrodos.

La inestabilidad del sistema o colapso entre placas, en este tipo de actuadores MEMS, ocurre a una distancia de $z = \frac{g}{3}$, por lo tanto, el voltaje en el cual sucede el colapso es:

$$V_p = \sqrt{\frac{2k \frac{g}{3} \left(g - \frac{g}{3}\right)^2}{\epsilon A}} = \sqrt{\frac{8kg^3}{27\epsilon A}}$$

Ec. (2. 15)

El valor de V_p se determina sustituyendo los datos en la ecuación (2.15):

k	1.9843 $\left[\frac{N}{m}\right]$
g	2 $[\mu m]$
ϵ	$8.8542 * 10^{-12} \left[\frac{F}{m}\right]$
A	$9 * 10^{-8} [m^2]$

$$V_p = 2.429[V]$$

2.4.1.3. Análisis dinámico

Es útil analizar el interruptor MEMS a partir del modelo mecánico del sistema masa-resorte mostrado en la figura (2.15), ya que, mediante su respuesta en frecuencia se pueden determinar parámetros como la frecuencia natural y el factor de calidad. Es importante señalar que este

modelo se basa en aproximaciones; la primera de ellas se refiere a la geometría, ya que se deprecian efectos como la flexión de las vigas. Es decir, supone que los componentes del sistema permanecen paralelos en toda desviación. La segunda aproximación se refiere a la fuerza electrostática; se asume que ésta puede calcularse a partir de la expresión de placas paralelas. Esto requiere que los campos de borde sean insignificantes, y para conseguirlo es necesario que la relación de aspecto del dispositivo sea pequeña, es decir, la longitud del componente desviado debe ser grande en comparación con la desviación [15].

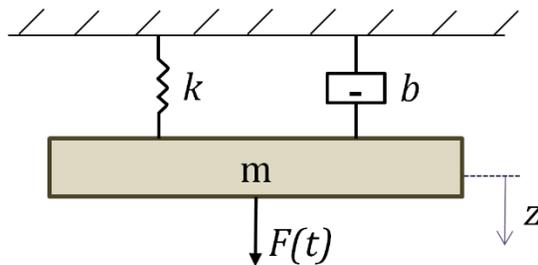


Fig. 2. 15. Sistema masa-resorte.

La ecuación que rige el modelo masa-resorte se obtiene a partir de la segunda ley de Newton, esto es:

$$m \frac{d^2z}{dt^2} = \sum \text{fuerzas}$$

Las fuerzas que actúan en el sistema son: la fuerza debida al resorte (F_s), la fuerza de amortiguación (F_d) linealmente proporcional a la velocidad, y la fuerza aplicada (F), la cual se trata comúnmente como una fuerza electrostática, debida al voltaje suministrado.

$$m \frac{d^2z}{dt^2} = F_s + F_d + F(t)$$

$$m \frac{d^2z}{dt^2} = -kz - b \frac{dz}{dt} + F(t)$$

$$m \frac{d^2z}{dt^2} + b \frac{dz}{dt} + kz = F(t)$$

Ec. (2. 16)

Donde: z es el desplazamiento de la parte móvil, m es su masa, k es la constante de rigidez, b es el coeficiente de amortiguamiento. Resolviendo la ecuación (2.16) mediante la transformada de la Laplace, con condiciones iniciales nulas ($z(0) = 0, \frac{dz(0)}{dt} = 0$):

$$ms^2z(s) + bsz(s) + kz(s) = F(s)$$

$$\left(s^2 + \frac{b}{m}s + \frac{k}{m}\right)z(s) = \frac{F(s)}{m}$$

Por lo tanto, la función de transferencia del sistema es:

$$\frac{z(s)}{F(s)} = \frac{1}{k} \frac{\frac{k}{m}}{s^2 + \frac{b}{m}s + \frac{k}{m}}$$

Ec. (2. 17)

De la teoría de control, se pueden determinar la frecuencia natural del sistema (ω_n) y el factor de calidad (Q) a partir de la ecuación (2.17), esto es:

$$\omega_n^2 = \frac{k}{m}; \quad \omega_n = \sqrt{\frac{k}{m}}$$

Ec. (2. 18)

$$2\xi\omega_n = \frac{b}{m}; \quad \xi = \frac{b}{2m\omega_n} = \frac{b}{2m\sqrt{\frac{k}{m}}} = \frac{b}{2\sqrt{mk}}$$

$$Q = \frac{1}{2\xi} = \frac{1}{\frac{b}{\sqrt{mk}}} = \frac{\sqrt{mk}}{b}$$

Ec. (2. 19)

La frecuencia natural es una propiedad intrínseca del sistema, definida por las características de los elementos que lo conforman. El factor de calidad es adimensional e indica el grado de amortiguamiento del sistema.

El coeficiente de amortiguamiento de una viga MEMS está determinado por variables de su entorno, por ejemplo, presión y temperatura. A medida que la placa móvil avanza, el aire que está debajo debe ser empujado, y por ende, las moléculas de aire son sometidas a colisiones en el espacio entre placas. El amortiguamiento de una placa con geometría rectangular se deriva de forma linealizada de la ecuación para película de gas compresible de Reynolds [16], con lo que se obtiene:

$$b = \frac{\mu L B^3}{h^3} \beta$$

Ec. (2. 20)

Donde: μ es el coeficiente de viscosidad del aire, h es la separación inicial entre placas, L y B es el largo y ancho de la placa móvil, respectivamente, β es una constante que depende de la relación $\frac{B}{L}$, cuando $B=L$: $\beta = 0.42$ [16].

Sustituyendo los datos en las ecuaciones (2.18), (2.19) y (2.20), de acuerdo con diseño del interruptor MEMS propuesto, se tiene:

k	1.9843 $\left[\frac{N}{m}\right]$
ρ (Al)	2600 $\left[\frac{kg}{m^3}\right]$
$L = B$	300 $[\mu m]$
$Vol = L * B * espesor$	$9 * 10^{-14} [m^3]$
$m = Vol * \rho$	$2.34 * 10^{-10} [kg]$
μ a 23°C y presión atmosférica	$18.27 * 10^{-6} \left[\frac{N s}{m^2}\right]$
h	2 $[\mu m]$

Por lo tanto:

$$\omega_n = 9.2086 * 10^4 \left[\frac{rad}{s}\right]$$

$$b = 0.00777 \left[\frac{N s}{m}\right]$$

$$Q = 0.00277$$

El tiempo de conmutación se obtiene a partir de la ecuación (2.16) y se define cuando $z=h$. Éste depende altamente del voltaje aplicado, ya que la fuerza electrostática es directamente proporcional al voltaje. Para vigas con coeficiente de amortiguamiento pequeño ($b \approx 0$) y factor de calidad $Q < 0.5$, el tiempo de conmutación estimado [2] se determina como:

$$t_s \approx \frac{2bh^3}{3\epsilon AV_s^2}$$

Ec. (2. 21)

V_s es el voltaje aplicado al dispositivo y A el área de traslape entre electrodos. Por lo tanto, el tiempo de conmutación cuando $V_s=10[V]$ es:

$$t_s \approx \frac{2 * 0.00777 * (2 * 10^{-6})^3}{3 * (8.8542 * 10^{-12}) * (90 * 10^{-9}) * 10^2} = 520[\mu s]$$

2.4.1.4. Resultados simulados

Con objeto de comparar los resultados del análisis teórico hecho en los apartados anteriores, se simulará el interruptor en la herramienta ingenieril *CoventorWare*®, el cual es un programa donde se diseñan MEMS desde su proceso de fabricación, y se resuelve, mediante algoritmos numéricos basados en el método de elemento finito, su comportamiento electromecánico a partir de excitaciones definidas por el usuario. Por lo tanto, a continuación se mostrará el diseño del interruptor en este programa, y se obtendrán resultados simulados.

En primer lugar, se definen las propiedades físicas de los materiales y la secuencia de depósitos y ataques necesarios en el proceso de fabricación de *Tecnología de circuito impreso flexible*, tal como se muestra en la figura 2.16. Una vez realizado lo anterior, se define la geometría de las máscaras para la formación del dispositivo, mediante la vista superior de un esquemático en 2D (ver Fig. 2.17). Después, se construye el modelo en 3D y se corrobora que corresponda al dispositivo deseado, si no es así, se corrigen errores en los pasos anteriores.

Number	Step Name	Layer Name	Material Name	Thickness	Mask Name	Photoresist	Depth
0	Substrate	sustrato	Rogers4003C	203	SubstrateMask		
1	Metal Plating	cobre	COPPER	9			
2	Straight Cut				ataquecobre8um	+	8
3	Straight Cut				ataquecobre2um1	+	2
4	Straight Cut				ataquecobre2um	-	2
5	Conformal Shell	cydotene	cydotene	1			
6	Straight Cut				ataqueBcbElectrodo	+	
7	Planar Fill	sacrificio	BPSG	0			
8	Straight Cut				ataquesacrificio	-	2
9	Conformal Shell	PuenteAluminio	ALUMINUM	1.5			
10	Conformal Shell	BcbAislante	cydotene	1			
11	Conformal Shell	CobreSoporte	COPPER	0.5			
12	Straight Cut				ataquecobreSop	+	
13	Straight Cut				ataqueBcbSop	+	
14	Straight Cut				ataqueAlSop	+	0.5
15	Straight Cut				ataquePuenteAl	+	
16	Planar Fill	sacrificio2	BPSG	0			
17	Conformal Shell	VigaSuperior	COPPER	1			
18	Straight Cut				ataqueVigaSup	+	
19	Delete		BPSG				

Fig. 2. 16. Definición del proceso de fabricación en *CoventorWare*®.

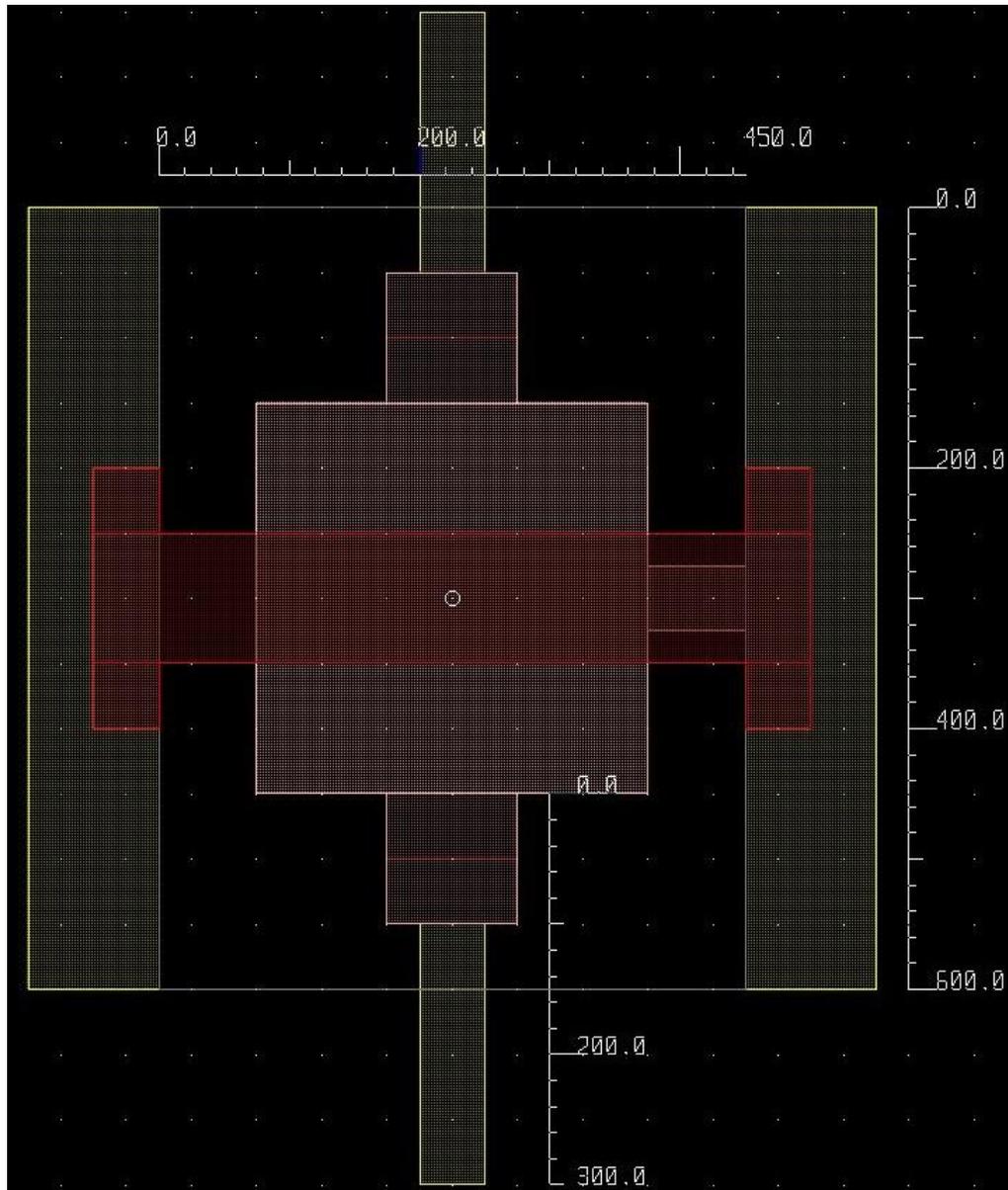


Fig. 2. 17. Esquemático en 2D. (Acotaciones en [μm]).

Con el modelo en 3D, se prosigue a definir las partes fijas y móviles de la estructura, así como también, el mallado, el cual es pieza fundamental en la resolución del problema (ver Fig. 2.18). Conviene utilizar un mallado fino basado en bloques estructurados, para que los resultados se aproximen correctamente al comportamiento real del dispositivo. Por último, se define una excitación correspondiente a un voltaje de control, y se aplica a partes del interruptor previamente seleccionadas, con el fin de visualizar su movimiento conforme el incremento de voltaje.

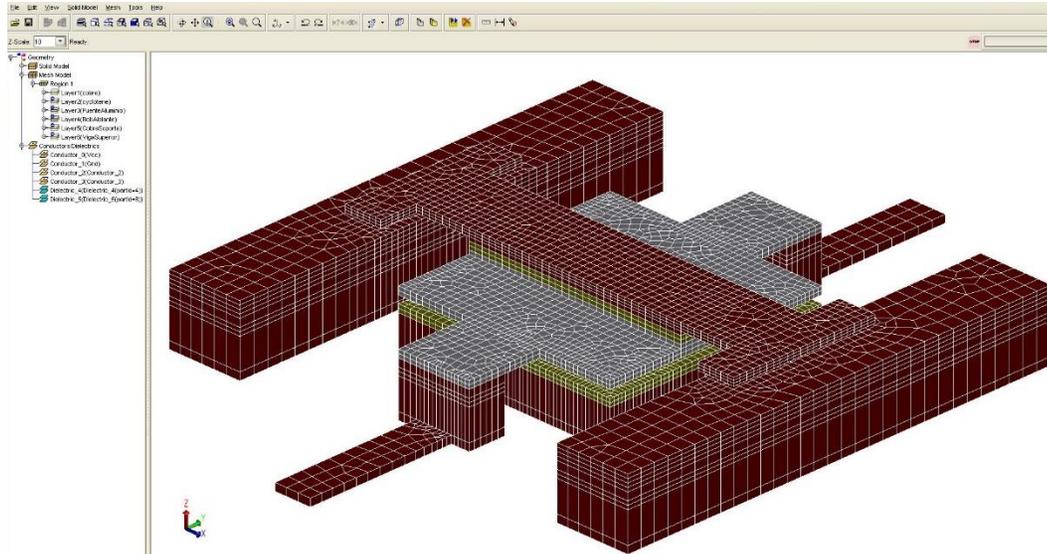


Fig. 2. 18. Modelo 3D del interruptor junto con su mallado.

En los resultados de simulación obtenidos (Fig. 2.19), puede verse que el comportamiento del interruptor es el deseado. Es decir, conforme aumenta el voltaje aplicado, el puente de aluminio doblemente apoyado se desplaza hacia el electrodo fijo. En la figura 2.20 se visualiza la distancia recorrida para cada incremento de voltaje. Donde el colapso del puente se dio en 5.5[V], un valor que si bien no es igual al calculado en el análisis teórico, es aproximado. Lo cual se debe a que *CoventorWare*® considera más variables en la resolución del problema.

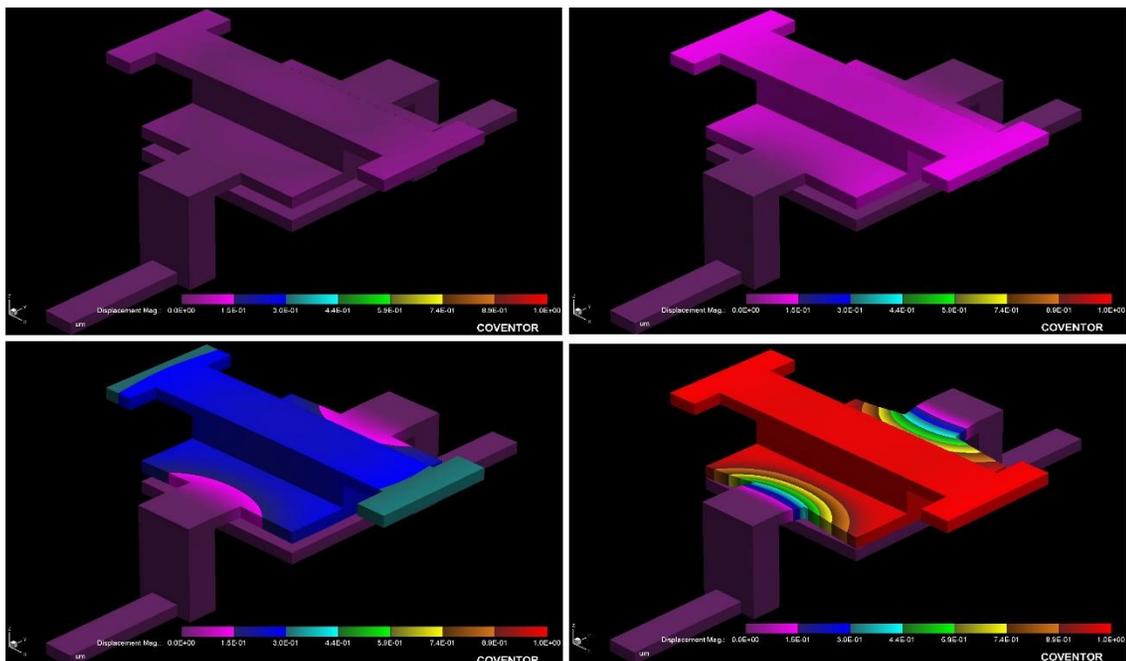


Fig. 2. 19. Resultados de simulación electromecánica.

C mechDomain

	Vcc_trajectory (V)	Node Displacement Maximum
Step_1	0	4,529778E-02 (µm)
Step_2	1	5,405355E-02 (µm)
Step_3	2	8,219153E-02 (µm)
Step_4	3	1,356696E-01 (µm)
Step_5	4	2,223683E-01 (µm)
Step_6	5	3,691419E-01 (µm)

C mechDomain

	Vcc_trajectory (V)	Node Displacement Maximum
Step_1	5	3,711055E-01 (µm)
Step_2	5,1E00	3,952286E-01 (µm)
Step_3	5,2E00	4,24157E-01 (µm)
Step_4	5,3E00	4,601833E-01 (µm)
Step_5	5,4E00	5,117211E-01 (µm)
Step_6	5,5E00	6,602796E-01 (µm)

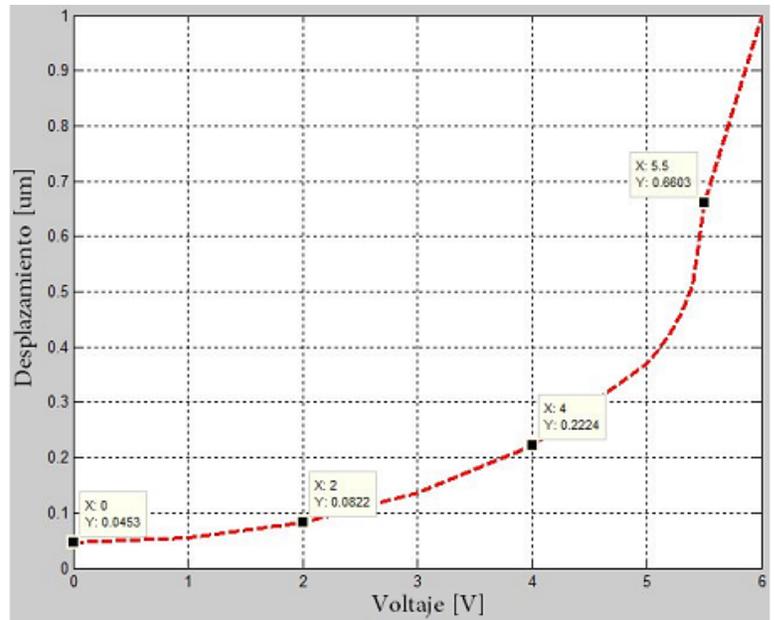


Fig. 2. 20. Desplazamiento del puente móvil con respecto al voltaje aplicado.

También se realizó un análisis de liberación del puente una vez sucedido el colapso. Para esto, se habilitó una opción en el programa, que aplica, si fuese necesario, un voltaje inverso para separar las superficies en contacto. De acuerdo con la figura 2.21, puede verse que no fue necesaria dicha acción, ya que, la estructura se liberó cuando el voltaje de control llegó a 5.1875[V].

C mechDomain

	Vcc_trajectory (V)	Node Displacement Maximum
Step_1	8	1,075634E00 (µm)
Step_2	7	1,09571E00 (µm)
Step_3	6	1,132912E00 (µm)
Step_4	5	3,722229E-01 (µm)
Step_5	4	2,100923E-01 (µm)
Step_6	3	1,175295E-01 (µm)
Step_7	2	6,433757E-02 (µm)
Step_8	1	3,484442E-02 (µm)
Step_9	0	3,09754E-02 (µm)

5,125E00	4,004772E-01 (µm)
5,1875E00	1,053233E00 (µm)

C Summary

Vcc_trajectory (V)	Iterations	Status	Contact
8	6	Converged	Yes
7	3	Converged	Yes
6	12	Converged	Yes
5,5E00	7	Converged	Yes
5,25E00	5	Converged	Yes
5,1875E00	14	NonConverged	No
5,125E00	14	Converged	No
5	12	Converged	No

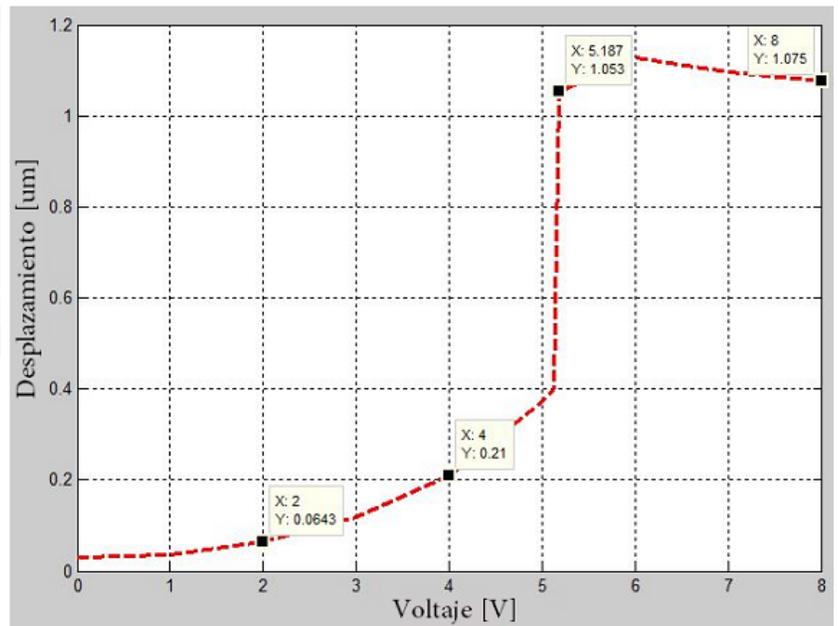


Fig. 2. 21. Liberación del puente móvil.

2.4.2. Análisis electromagnético

El propósito del interruptor MEMS antes presentado (Fig. 2.7) es reconfigurar una superficie selectiva de frecuencia que opere en la banda X. Por lo tanto, es necesario determinar su desempeño en esta banda de frecuencias, y de esta forma conocer las ventajas que éste pudiera tener contra otros dispositivos conmutables que se utilizan para este fin, por ejemplo, diodos PIN. A continuación, se mostrará la obtención del circuito equivalente, el factor de calidad de conmutación, las pérdidas de inserción y el aislamiento del interruptor.

2.4.2.1. Factor de calidad de conmutación

El factor de calidad de conmutación es una figura de mérito que caracteriza a los interruptores, sin importar su naturaleza o principio de operación. Este parámetro relaciona las impedancias en los estados abierto y cerrado del dispositivo, para describir su comportamiento en el intervalo de frecuencias de microondas, y posteriormente optimizarlo [17].

Como se sabe, un interruptor puede cambiar entre dos estados diferentes, éstos se pueden representar con las impedancias: $z_1 = r_1 + jx_1$ (estado cerrado) y $z_2 = r_2 + jx_2$ (estado abierto). Si las impedancias z_1 y z_2 se usan como carga en un bipuerto recíproco sin pérdidas, ver figura 2.22, entonces la impedancia de entrada del bipuerto sería:

$$z_{in}^{(1)} = r_{in}^{(1)} + jx_{in}^{(1)}, \quad z_{in}^{(2)} = r_{in}^{(2)} + jx_{in}^{(2)}$$

Ec. (2. 22)

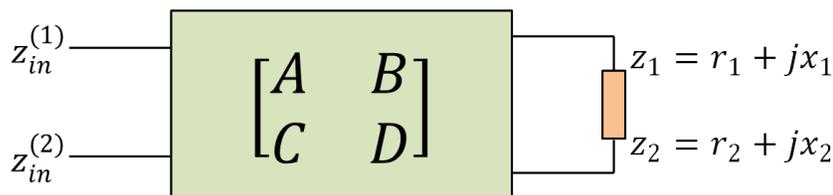


Fig. 2. 22. Red bipuerto sin pérdidas.

Las impedancias $z_{in}^{(1)}$ y $z_{in}^{(2)}$ deben alterarse de tal manera que proporcionen máxima influencia en el circuito de microondas formado por el bipuerto (red de transformación) y el interruptor.

Idealmente, los dos estados del interruptor son: la reflexión total de la señal de RF (estado abierto) y la transmisión de la señal sin sufrir pérdidas (estado cerrado) [17].

Con la red de transformación se pretende tener dos coeficientes de reflexión, uno para cada estado del interruptor. Asumiendo que el dispositivo es ideal, los dos coeficientes de reflexión son iguales en magnitud, pero desfasados 180°. Por lo tanto, las condiciones que aseguran un cambio máximo en el circuito y además simplifican el análisis son:

$$x_{in}^{(1)} = x_{in}^{(2)} = 0, \quad r_{in}^{(1)} \ll z_0 \ll r_{in}^{(2)}$$

Ec. (2. 23)

Por lo tanto: $z_{in}^{(1)} = r_{in}^{(1)}$ y $z_{in}^{(2)} = r_{in}^{(2)}$. El factor de calidad de conmutación (K) se sugiere como:

$$K = \frac{r_{in}^{(2)}}{r_{in}^{(1)}}$$

Ec. (2. 24)

Ahora, es conveniente describir la red de transformación mediante su matriz de parámetros ABCD, esto es:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a & jb \\ jc & d \end{bmatrix}$$

Donde: a, b, c, d son números reales y j es la unidad imaginaria. Para asegurar que la red sea recíproca se debe cumplir: $ad + bc = 1$. Por lo tanto, las impedancias Z_1 y Z_2 se transforman en las impedancias de entrada del bipuerto, esto es:

$$z_{in}^{(1,2)} = \frac{a(r_{1,2} + jx_{1,2}) + jb}{jc(r_{1,2} + jx_{1,2}) + d}$$

Ec. (2. 25)

Tomando por separado la parte real e imaginaria de la expresión (2.25), se tiene:

$$r_{in}^{(1,2)} = \frac{r_{1,2}}{d^2 \left(1 - 2 \frac{c}{d} x_{1,2} + \frac{c^2}{d^2} (r_{1,2}^2 + x_{1,2}^2) \right)}$$

Ec. (2. 26)

$$x_{in}^{(1,2)} = \frac{bd + (ad - bc)x_{1,2} - ca(r_{1,2}^2 + x_{1,2}^2)}{d^2 \left(1 - 2\frac{c}{d}x_{1,2} + \frac{c^2}{d^2}(r_{1,2}^2 + x_{1,2}^2) \right)} = 0$$

Ec. (2. 27)

De la ecuación (2.27) se obtiene el sistema de ecuaciones con respecto a los elementos de la matriz ABCD, esto es:

$$bd + (ad - bc)x_{1,2} - ca(r_{1,2}^2 + x_{1,2}^2) = 0$$

Ec. (2. 28)

De (2.28) se obtiene:

$$r_{1,2}^2 + x_{1,2}^2 = \frac{bd + (ad - bc)x_{1,2}}{ca}$$

Ec. (2. 29)

Sustituyendo (2.29) en (2.26) y desarrollando, se obtiene:

$$r_{in}^{(1,2)} = \frac{a r_{1,2}}{d \left(1 - \frac{c}{d} x_{1,2} \right)}$$

Ec. (2. 30)

Definiendo las relaciones:

$$\frac{a}{d} = n^2, \quad \frac{c}{d} = y, \quad \frac{b}{d} = z$$

Ec. (2. 31)

Con (2.31), el sistema de ecuaciones (2.28) se puede reescribir como:

$$z + (n^2 - yz)x_{1,2} - yn^2(r_{1,2}^2 + x_{1,2}^2) = 0$$

Ec. (2. 32)

De (2.30) y (2.31) se puede ver que, en el caso de $x_{in}^{(1,2)} = 0$, el parámetro n es un coeficiente de transformación, el cual se puede seleccionar para obtener valores deseados de $r_{in}^{(1,2)}$.

Si se conocen r_1, r_2, x_1 y x_2 , y se selecciona n ; (2.30) y (2.32) hacen posible determinar todos los elementos de la matriz ABCD. El punto es sintetizar el bipuerto, transformando las impedancias z_1 y z_2 en las resistencias $r_{in}^{(1)}$ y $r_{in}^{(2)}$. Para completar la formulación del problema, se toma en consideración la dependencia de la frecuencia.

Desarrollando el sistema (2.32) con la condición $ad + bc = 1$, se obtiene:

$$y^2((r_1^2 + x_1^2)x_2 - (r_2^2 + x_2^2)x_1) - y((r_1^2 + x_1^2) - (r_2^2 + x_2^2)) + (x_1 - x_2) = 0$$

La solución de la ecuación anterior es un primer paso en la síntesis de la matriz ABCD. Desarrollando esta ecuación se llega a:

$$x_1 - x_2 = \frac{y(r_1^2(1 - yx_2) - r_2^2(1 - yx_1))}{(1 - yx_2)(1 - yx_1)}$$

Ec. (2.33)

Ahora, (2.30) se puede reescribir utilizando (2.31), esto es:

$$r_{in}^{(1,2)} = \frac{n^2 r_{1,2}}{1 - yx_{1,2}}$$

Utilizando (2.24) y la ecuación anterior se obtiene:

$$K = \frac{r_{in}^{(2)}}{r_{in}^{(1)}} = \frac{\frac{n^2 r_2}{1 - yx_2}}{\frac{n^2 r_1}{1 - yx_1}} = \frac{r_2(1 - yx_1)}{r_1(1 - yx_2)}$$

Reescribiendo la ecuación anterior:

$$K = \frac{r_2}{r_1} + \frac{r_2(x_2 - x_1)}{r_1(1 - yx_2)} y$$

Ec. (2.34)

De forma análoga se determina:

$$\frac{1}{K} = \frac{r_1}{r_2} + \frac{r_1(x_1 - x_2)}{r_2(1 - yx_1)} y$$

Ec. (2.35)

Sumando (2.34) y (2.35) se obtiene:

$$K + \frac{1}{K} = \frac{r_1}{r_2} + \frac{r_2}{r_1} + \frac{r_1^2(1 - yx_2) - r_2^2(1 - yx_1)}{(1 - yx_2)(1 - yx_1)} \frac{x_1 - x_2}{r_1 r_2} y$$

La ecuación anterior es simétrica con respecto a $r_{in}^{(1)}$ y $r_{in}^{(2)}$. Sustituyendo (2.33) en la ecuación anterior se llega a:

$$K + \frac{1}{K} = \frac{r_1}{r_2} + \frac{r_2}{r_1} + \frac{(x_1 - x_2)^2}{r_1 r_2}$$

Ec. (2.36)

En conclusión, el factor de calidad de conmutación de un interruptor se calcula mediante la ecuación (2.36). Para el diseño propuesto, se determinará su valor a partir de las impedancias equivalentes que se obtengan en el desarrollo del siguiente apartado.

2.4.2.2. Parámetros de dispersión y circuito equivalente

Los parámetros de dispersión son una característica muy importante de los interruptores RF MEMS, ya que, brindan información sobre su comportamiento en microondas. Mediante el coeficiente de reflexión en directa (parámetro S_{11}), se puede determinar la impedancia normalizada de la estructura, y por ende, representarla con un circuito eléctrico equivalente. El coeficiente de transmisión en directa (parámetro S_{21}) permite conocer el aislamiento y las pérdidas de inserción, en estado abierto y cerrado, respectivamente.

En este apartado se utilizará la herramienta ingenieril *CST Microwave Studio*, el cual es un programa especializado en simulación de campos electromagnéticos en estructuras tridimensionales. Dicho programa está codificado de tal forma que resuelve las ecuaciones de Maxwell de forma discreta mediante un algoritmo de integración finita en el dominio del tiempo o la frecuencia [18]. También, se usará el programa *Advanced Design System (ADS)*, el cual comúnmente se emplea en el análisis de circuitos de microondas, para simular el circuito eléctrico equivalente de la estructura.

Por lo tanto, para determinar los parámetros de dispersión del interruptor MEMS propuesto (Fig. 2.7), éste se conecta en una red de dos puertos como la que se muestra en la figura 2.23. Donde Z_0 es la impedancia característica de las líneas de transmisión conectadas en los puertos 1 y 2 del dispositivo a caracterizar, βl es la longitud eléctrica de la línea y $Z_L = Z_0$ es la impedancia de carga.

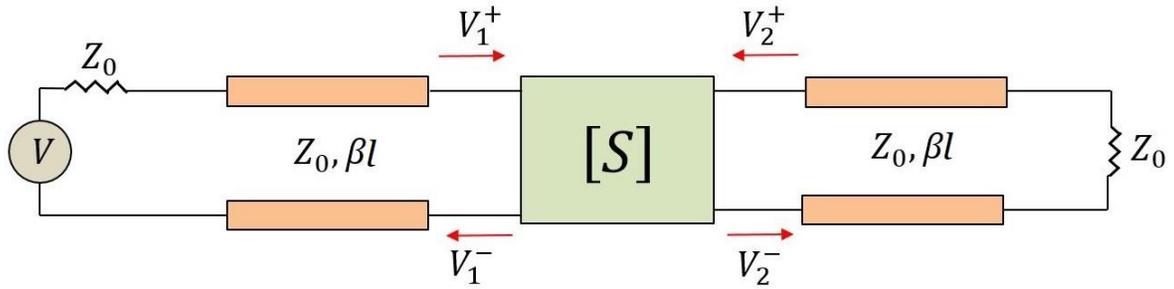


Fig. 2. 23. Red bipuerto para determinar los parámetros de dispersión.

$$S_{ij} = \left. \frac{V_i^-}{V_j^+} \right|_{V_k^+ = 0} \quad \text{para } i, j, k = 1, 2 \text{ con } k \neq j$$

$$S_{11} = \left. \frac{V_1^-}{V_1^+} \right|_{V_2^+ = 0}, \quad S_{21} = \left. \frac{V_2^-}{V_1^+} \right|_{V_2^+ = 0}$$

En CST se diseñaron dos microcintas sobre un mismo sustrato pero separadas 450[μm] (ver Fig. 2.24). Sus dimensiones se definieron de tal forma que la impedancia característica de dichas líneas de transmisión resultara de 50[Ω], y tuvieran una longitud de 1[mm]. Posteriormente se colocaron dos puertos de guía de onda en los extremos de la estructura, para obtener sus parámetros de dispersión mediante simulación (ver Fig. 2.25) y representar la impedancia de fuente y carga, ambas de 50[Ω].

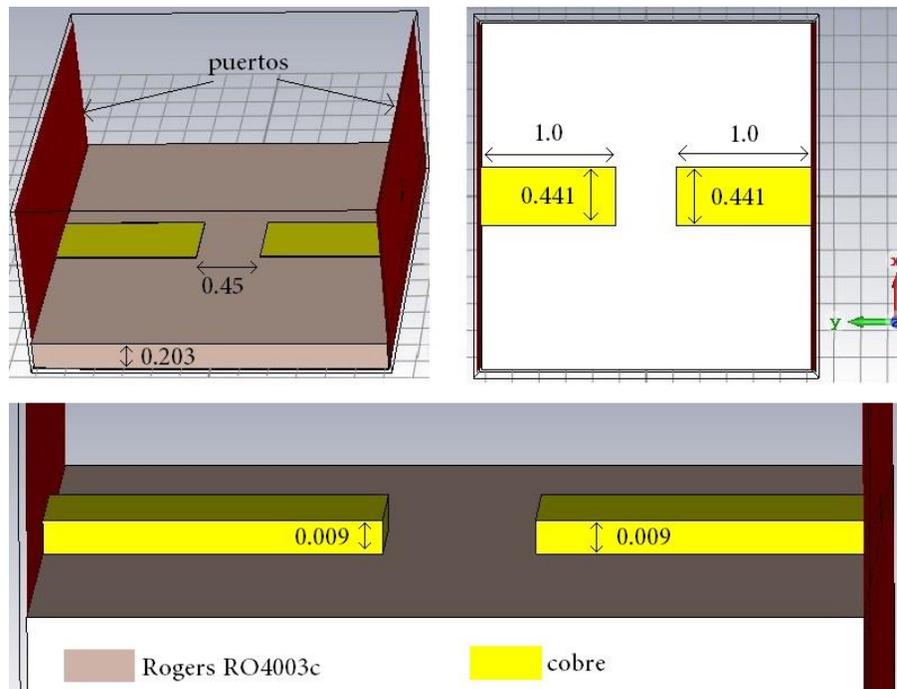


Fig. 2. 24. Microcintas.

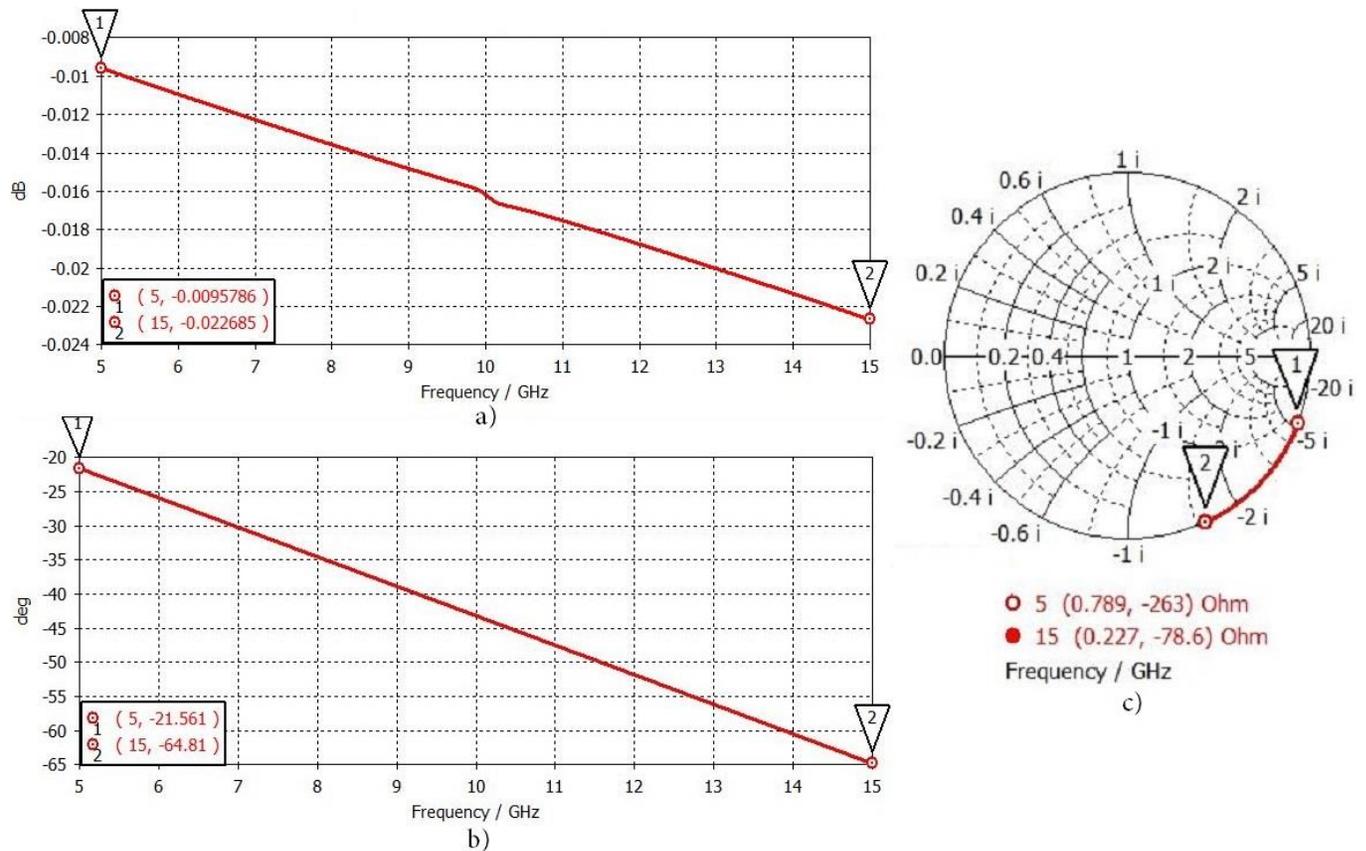


Fig. 2. 25. Coeficiente S11: a) magnitud, b) fase, c) impedancia normalizada. Simulación en CST.

Después, se construyó un circuito eléctrico que modelara el comportamiento de la estructura de la figura 2.24. En ADS existen componentes predefinidos, cuyos parámetros son especificados por el usuario. Por lo tanto, en la sección de líneas de transmisión se seleccionaron microcintas y se definieron sus parámetros (ver Fig. 2.26). W es el ancho del conductor, L su longitud, $Subst$ es el sustrato sobre el cual está impreso y S la separación entre conductores. Los resultados de simulación en ADS se muestran en la figura 2.27, donde se aprecia que éstos son muy aproximados a los obtenidos en CST (Fig. 2.25).

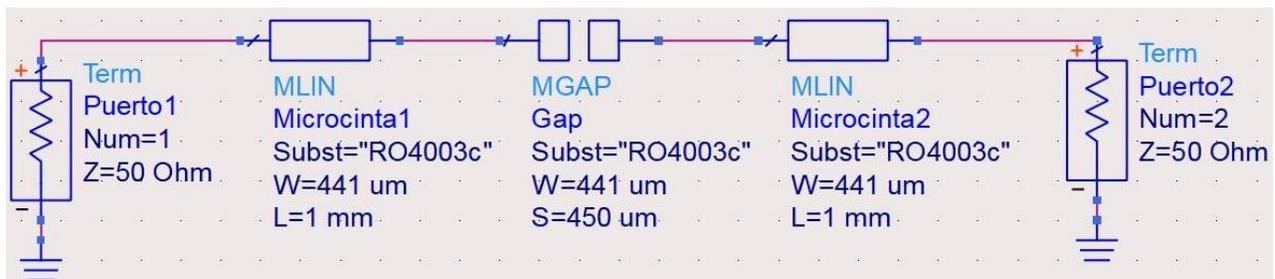


Fig. 2. 26. Modelo eléctrico de las microcintas.

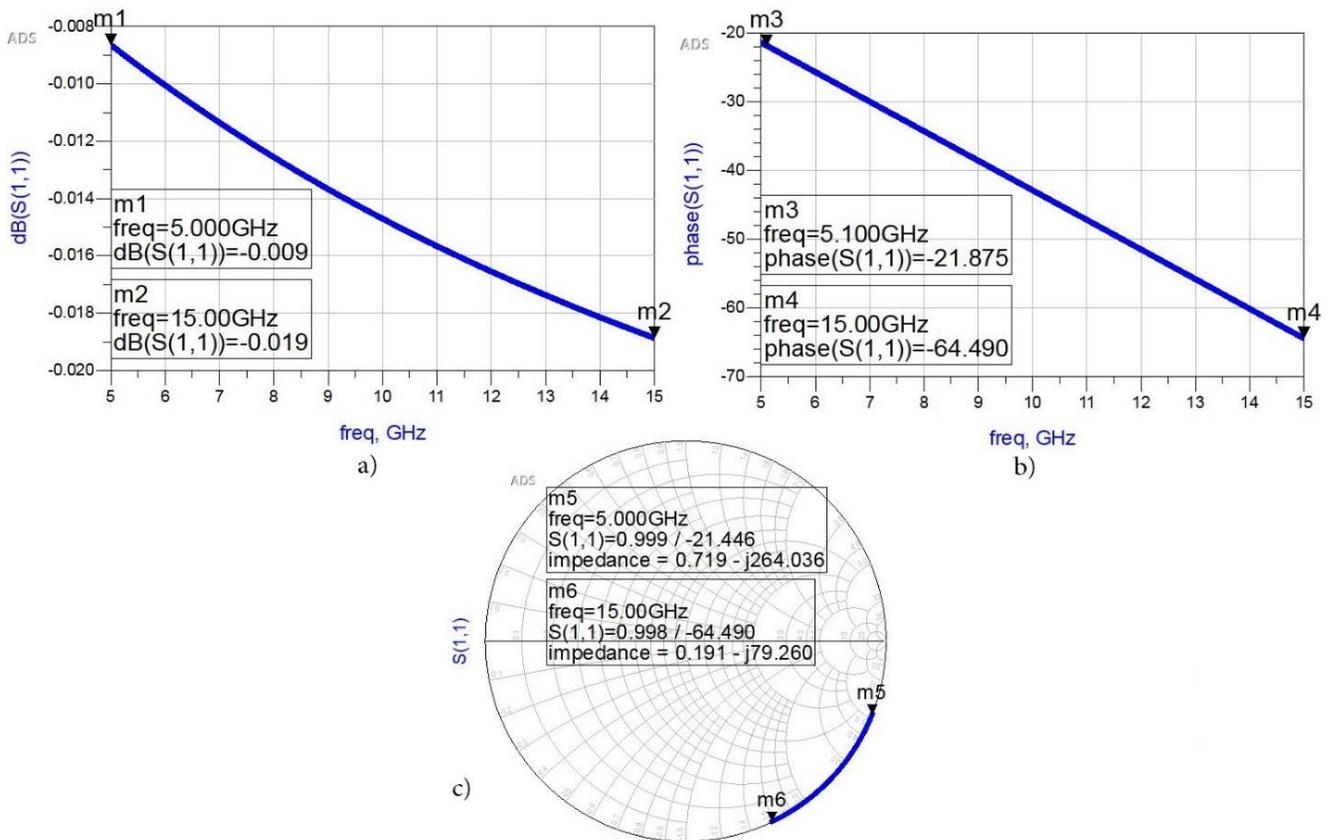


Fig. 2. 27. Coeficiente S11: a) magnitud, b) fase, c) impedancia normalizada. Simulación en ADS.

Una vez caracterizadas las líneas de transmisión, se integró el dispositivo MEMS en el espacio entre ellas (ver Fig. 2.28), de tal modo que estuviese conectado en serie con la estructura. De esta forma, se provoca un contacto metálico entre las microcintas y la membrana superior del interruptor en estado cerrado.

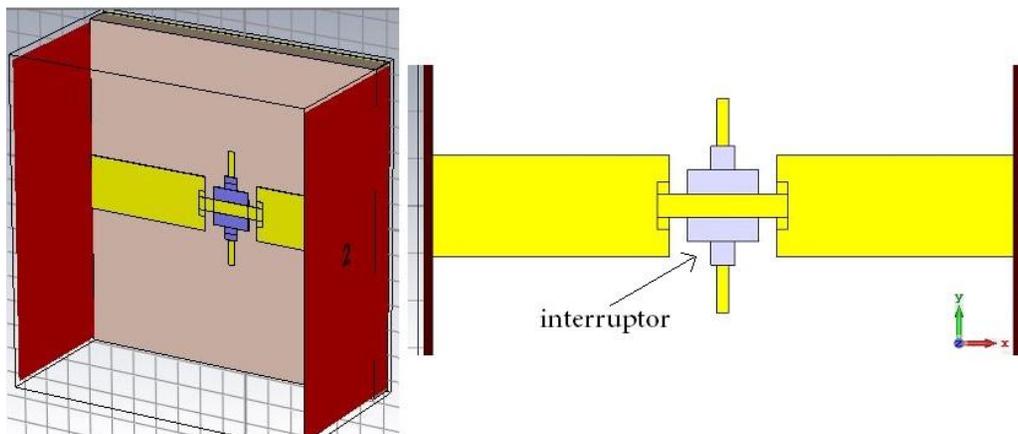


Fig. 2. 28. Interruptor en serie con las microcintas.

- Circuito abierto:

En la estructura de la figura 2.28, se definió el interruptor en estado abierto (ver Fig. 2.29), después se obtuvo el coeficiente S11, mediante simulación en CST. Los resultados se muestran en la figura 2.30, donde puede verse en la carta Smith que predomina el efecto capacitivo de la estructura, debido a la separación entre las microcintas y la viga superior del interruptor.

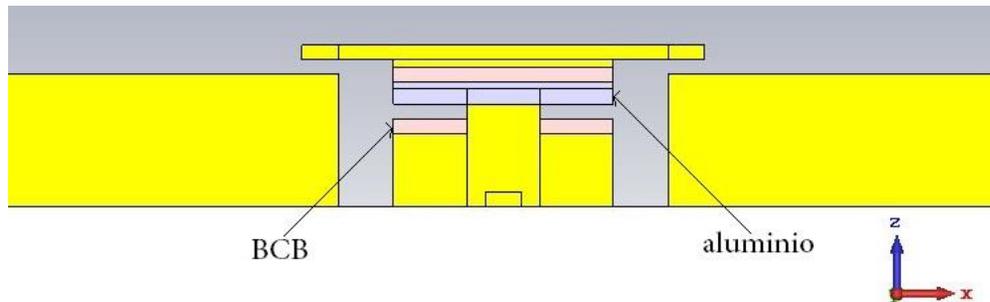


Fig. 2.29. Interruptor en estado abierto.

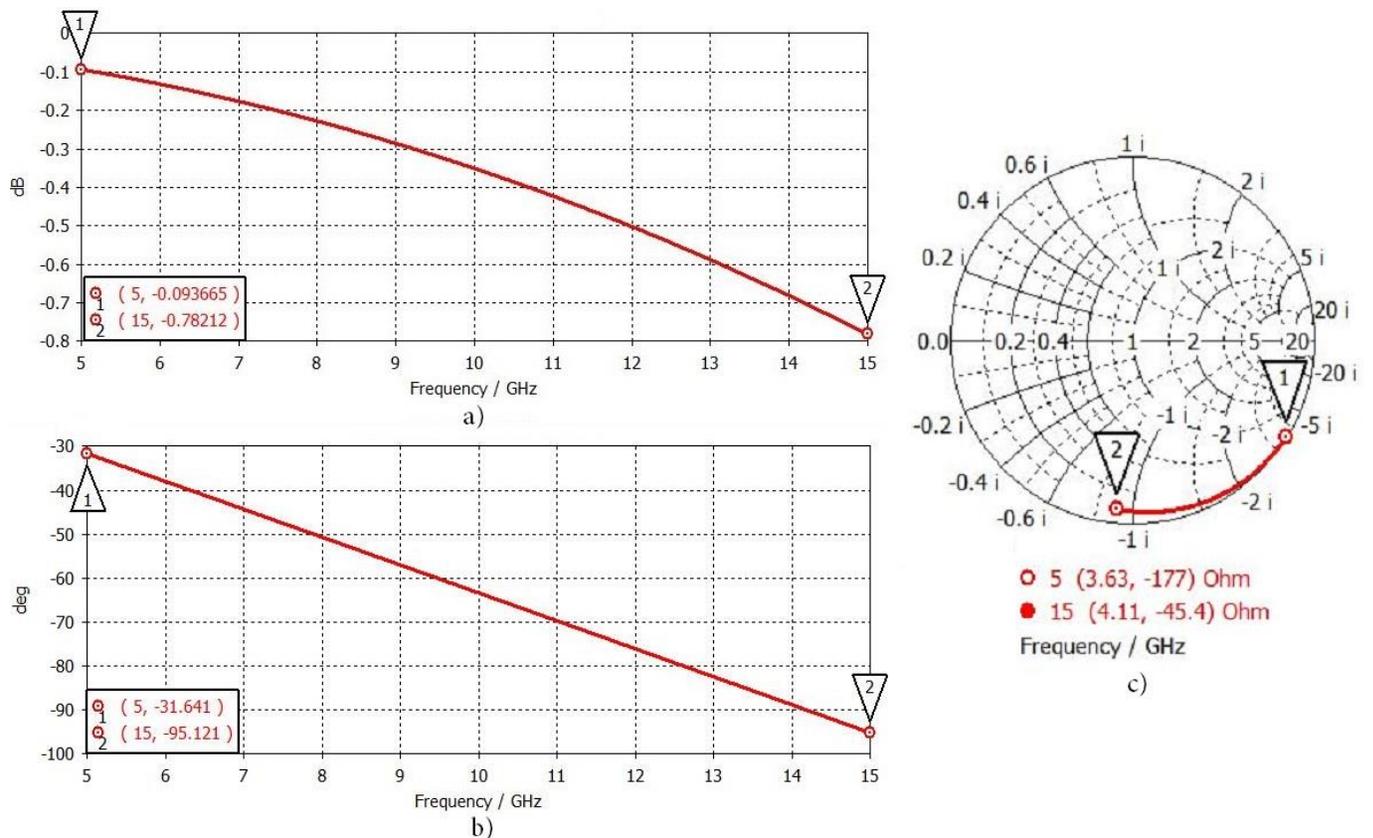


Fig. 2.30. Coeficiente S11: a) magnitud, b) fase, c) impedancia normalizada. Simulación en CST.

Para obtener el circuito equivalente del interruptor abierto, primero se calculó la capacitancia entre la viga superior de cobre y los extremos de las microcintas, mediante la teoría de placas planas paralelas, esto es:

$$C = \frac{\epsilon_r \epsilon_0 A}{d}$$

Donde ϵ_r es la permitividad relativa del dieléctrico entre placas, ϵ_0 es la permitividad del espacio libre, A es el área de traslape entre placas y d la separación entre ellas. Por lo tanto, se sustituyen los datos: $\epsilon_r = 1$, $\epsilon_0 = 8.8542 * 10^{-12} \left[\frac{F}{m} \right]$, $A = (50[\mu m])(200[\mu m])$, $d = 1[\mu m]$ en la ecuación anterior, y se obtiene:

$$C = 88.54[fF]$$

De acuerdo con el diseño del interruptor, la viga superior con forma de doble T genera dos efectos capacitivos de igual magnitud, uno en cada extremo. Por ende, la capacitancia total del dispositivo puede tratarse como dos capacitores del mismo valor conectados en serie, esto es:

$$C_{int} = \frac{88.54[fF]}{2} = 44.27[fF]$$

Después, se colocaron puertos discretos en el interruptor, para determinar las reactancias inductivas y las pérdidas resistivas, debidas a la conductividad finita de sus partes metálicas. De esta forma, se logró proponer un circuito eléctrico equivalente (Fig. 2.31), el cual se simuló y se ajustó en ADS, de tal forma que los resultados convergieran con los obtenidos en CST. En la figura 2.32 se muestran los resultados de simulación en ADS.

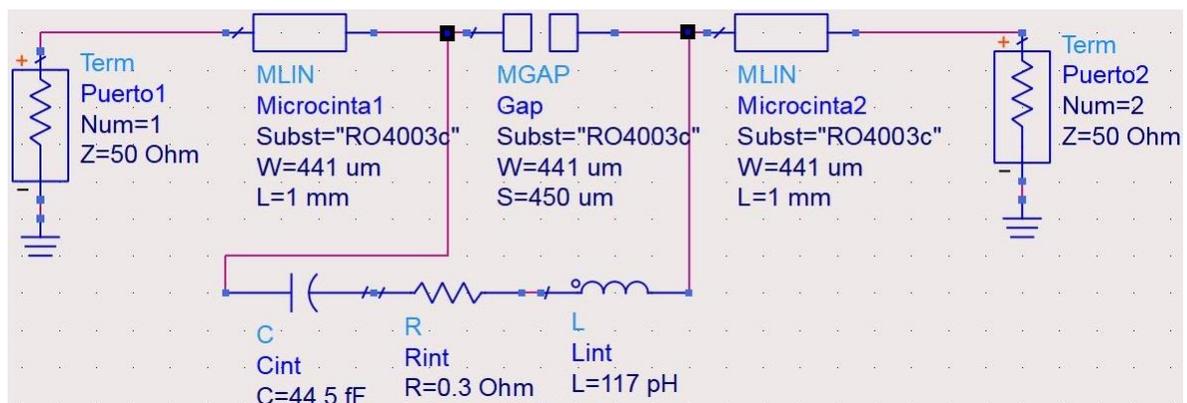


Fig. 2. 31. Circuito eléctrico equivalente de la estructura en estado abierto.

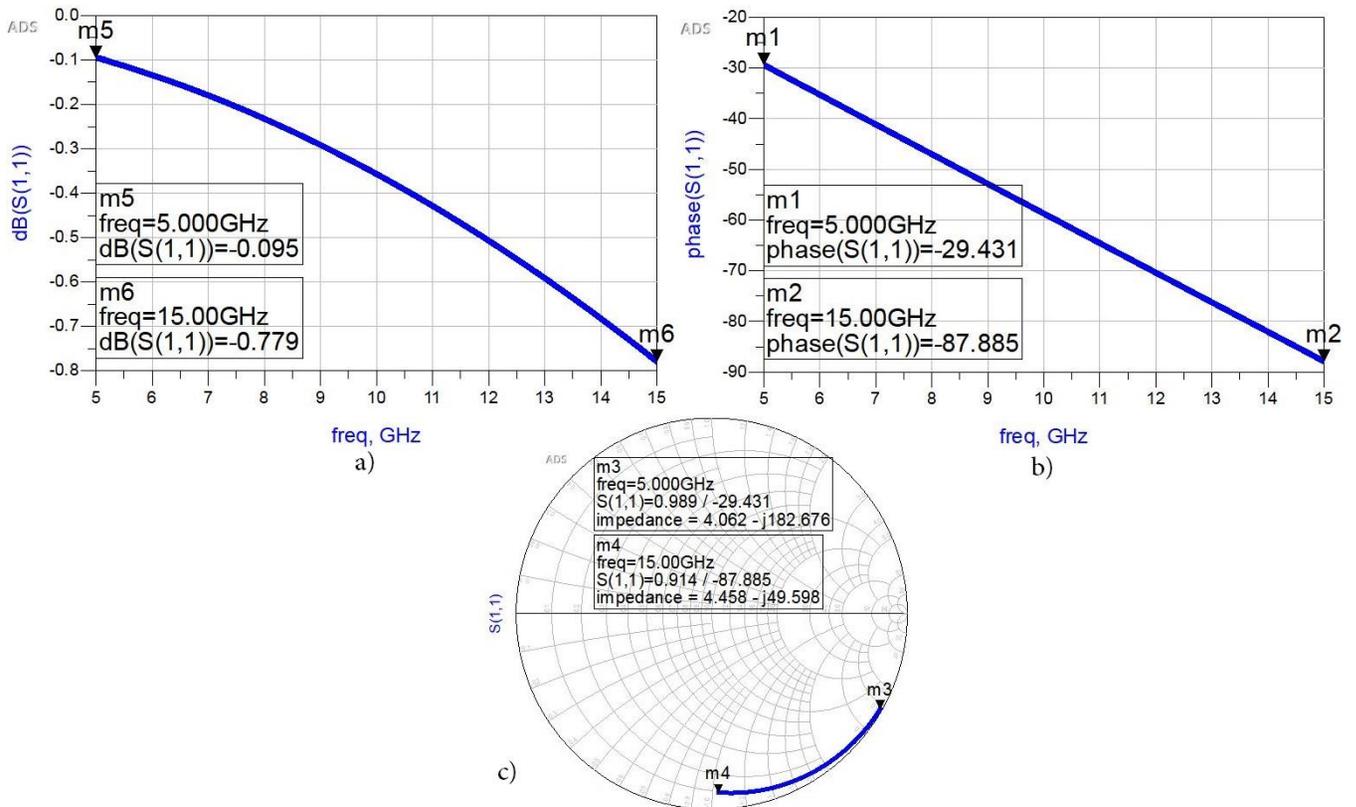


Fig. 2. 32. Coeficiente S11: a) magnitud, b) fase, c) impedancia normalizada. Simulación en ADS.

- Circuito cerrado:

En la estructura de la figura 2.28, se definió el interruptor en estado cerrado (ver Fig. 2.33), después se obtuvo el coeficiente S11, mediante simulación en CST. Los resultados se muestran en la figura 2.34, donde puede verse que en este estado el comportamiento de la estructura ya no es capacitivo, debido al contacto metálico entre la viga superior de cobre y ambas microcintas. Por lo que, la capacitancia C_{int} se convierte en un circuito corto. El circuito eléctrico equivalente y su simulación en ADS se muestran en las figuras 2.35 y 2.36.

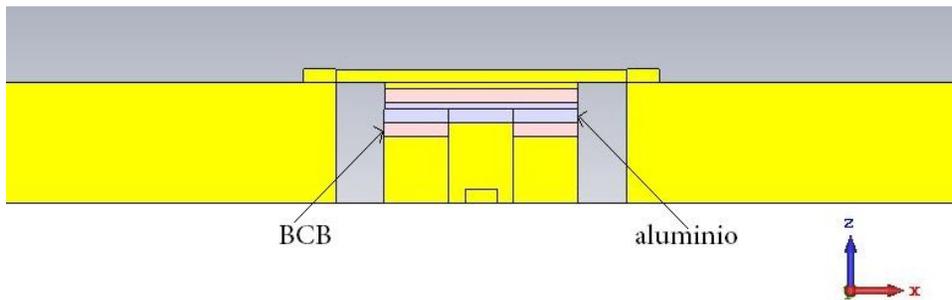


Fig. 2. 33. Interruptor en estado cerrado.

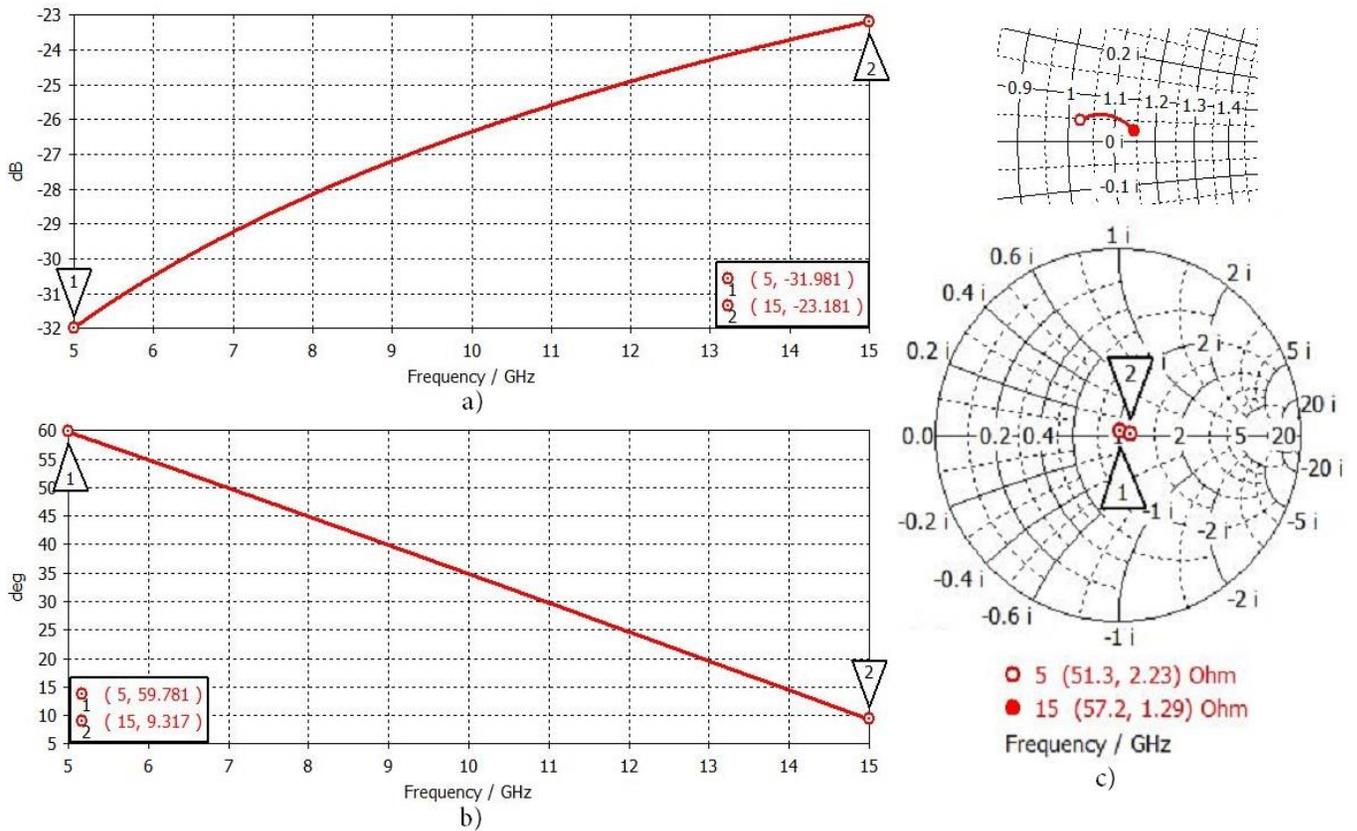


Fig. 2. 34. Fig. 2. 35. Coeficiente S11: a) magnitud, b) fase, c) impedancia normalizada. Simulación en CST.

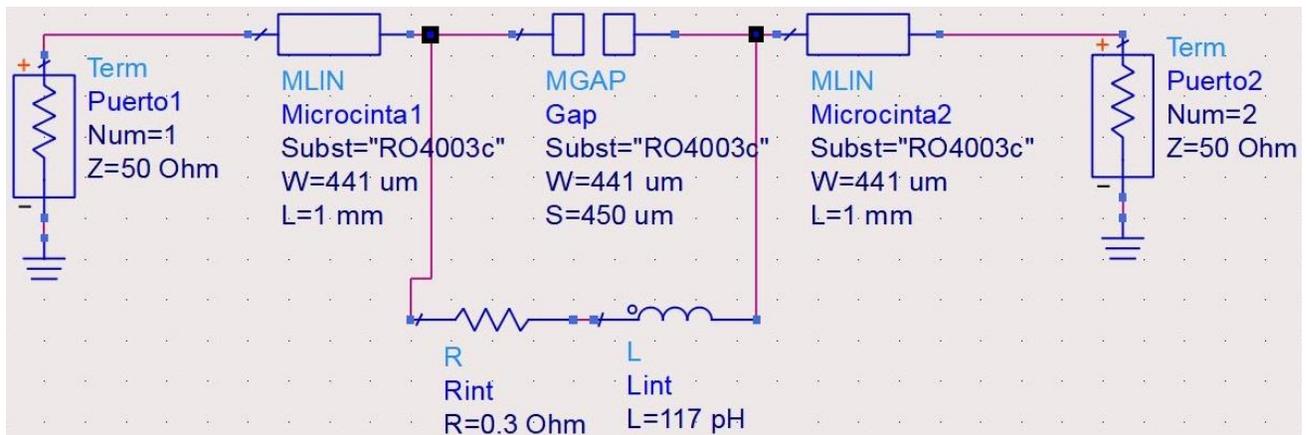


Fig. 2. 36. Circuito eléctrico equivalente de la estructura en estado cerrado.

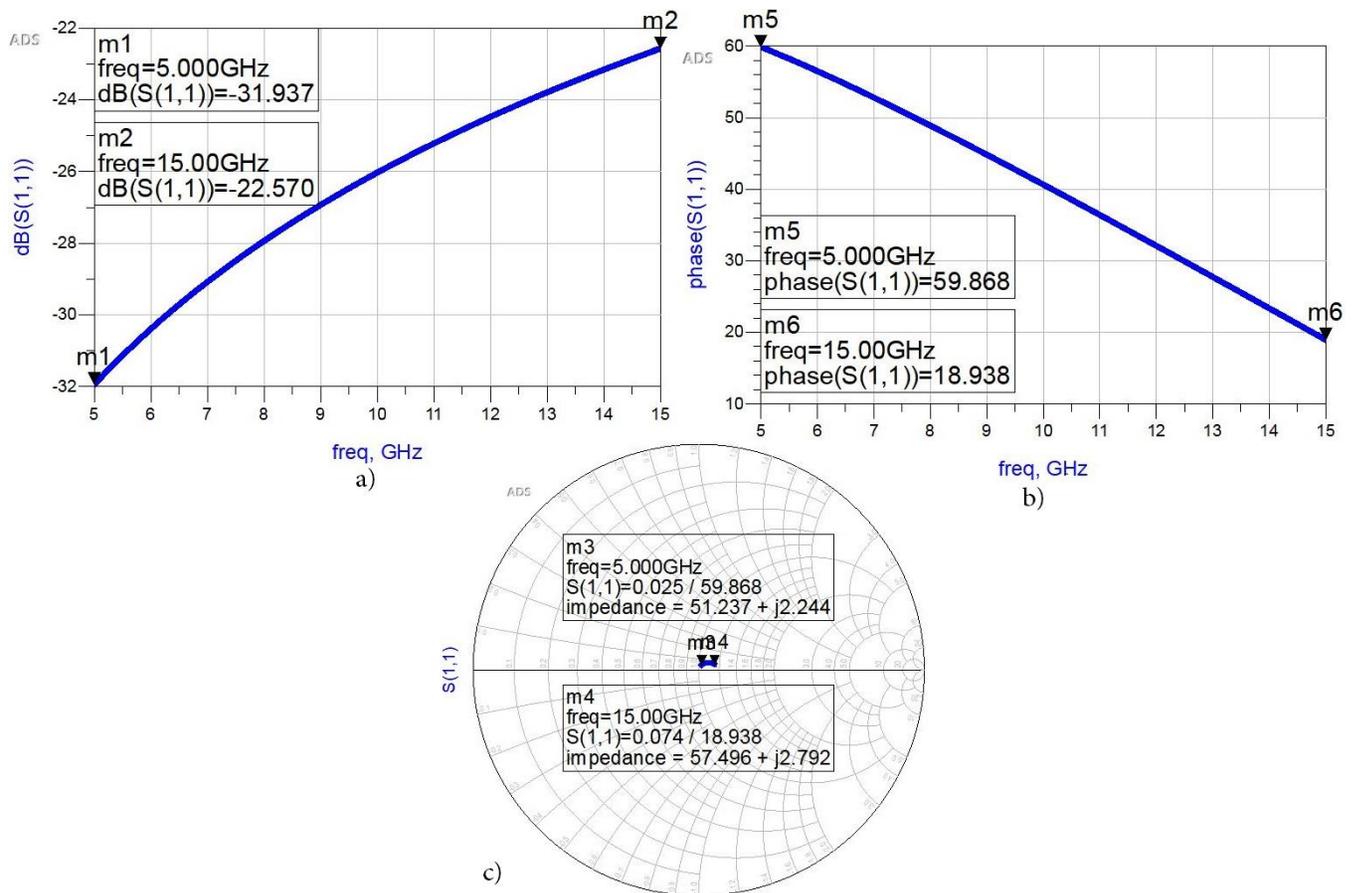


Fig. 2. 37. Fig. 2. 38. Coeficiente S11: a) magnitud, b) fase, c) impedancia normalizada. Simulación en ADS.

- Aislamiento:

La magnitud del coeficiente de transmisión en directa ($|S_{21}|$), cuando el interruptor se encuentra en estado abierto, permite visualizar el aislamiento de la estructura. El resultado de la simulación en CST se muestra en la figura 2.37. El aislamiento también se obtuvo simulando el circuito eléctrico equivalente en ADS, cuya gráfica se muestra en la figura 2.38. Esto se hizo con la finalidad de comprobar que dicho circuito describiera correctamente el comportamiento en microondas del interruptor abierto.

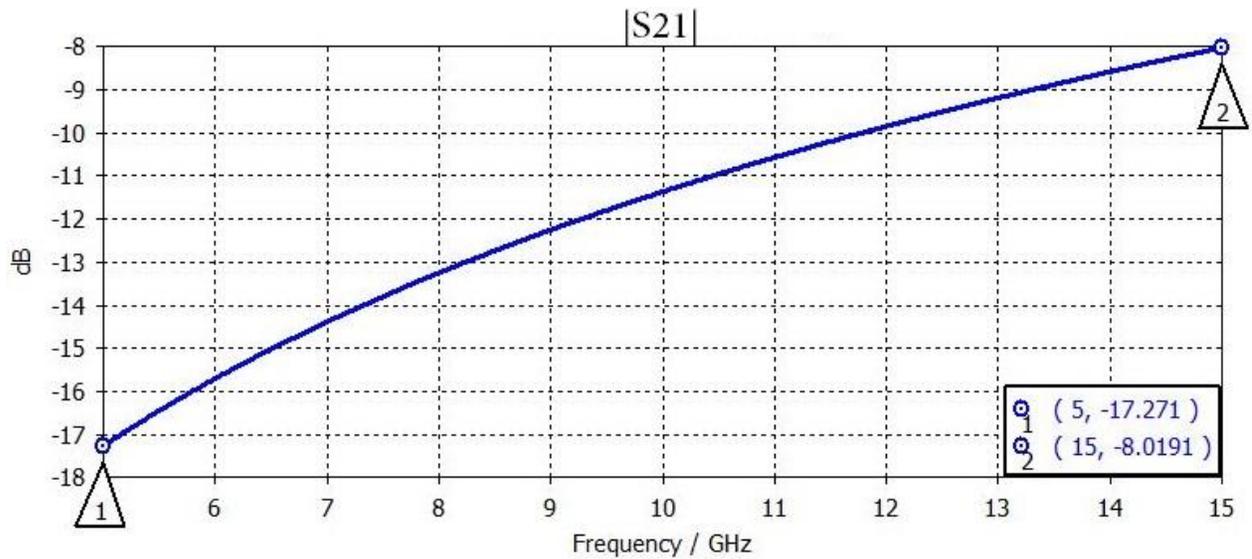


Fig. 2. 39. Aislamiento en [dB], obtenido en CST.

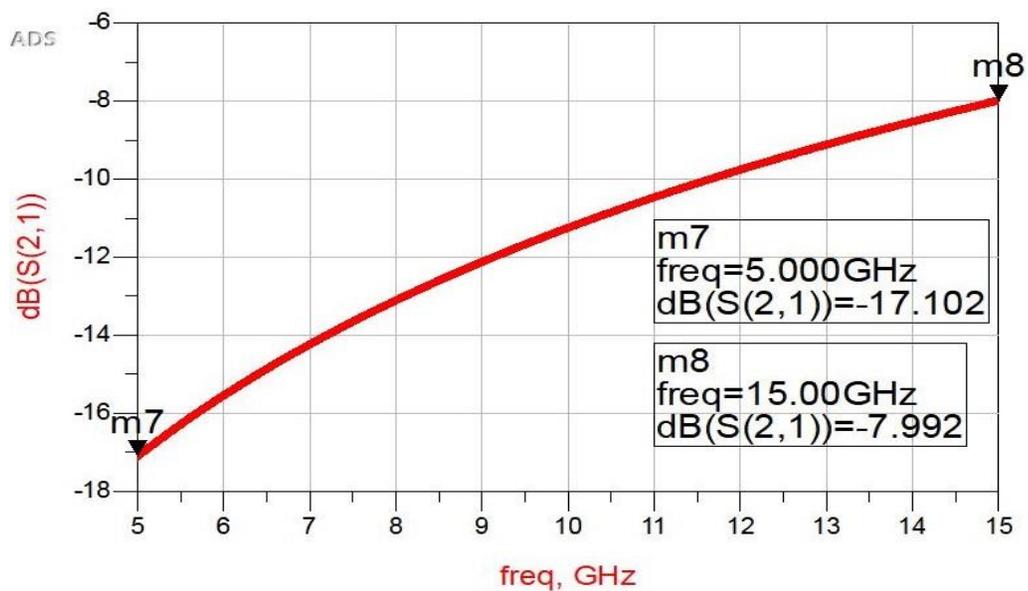


Fig. 2. 40. Aislamiento en [dB], obtenido en ADS.

- Pérdidas de inserción:

La magnitud del coeficiente de transmisión en directa ($|S_{21}|$), cuando el interruptor se encuentra en estado cerrado, permite visualizar las pérdidas de inserción debido a su inclusión entre las líneas de transmisión. El resultado de la simulación de la estructura en CST se muestra en la figura 2.39. Las pérdidas de inserción también se obtuvieron simulando el circuito

eléctrico equivalente en ADS, cuya gráfica se muestra en la figura 2.40. Esto se hizo con la finalidad de comprobar que dicho circuito describiera correctamente el comportamiento en microondas del interruptor cerrado.

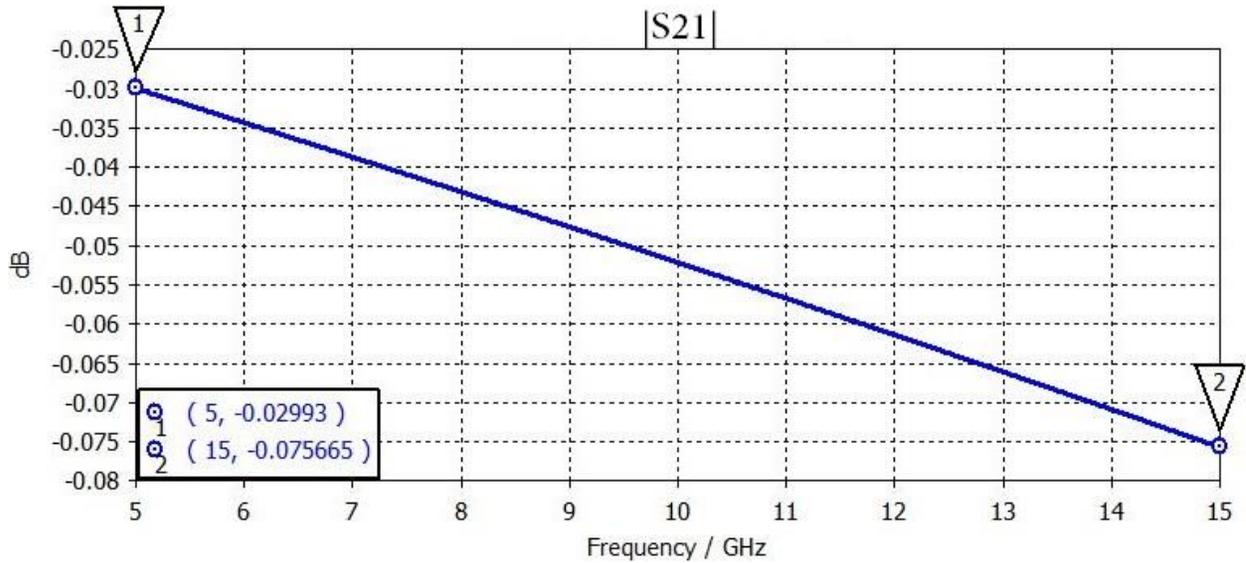


Fig. 2. 41. Pérdidas de inserción en [dB], obtenidas en CST.

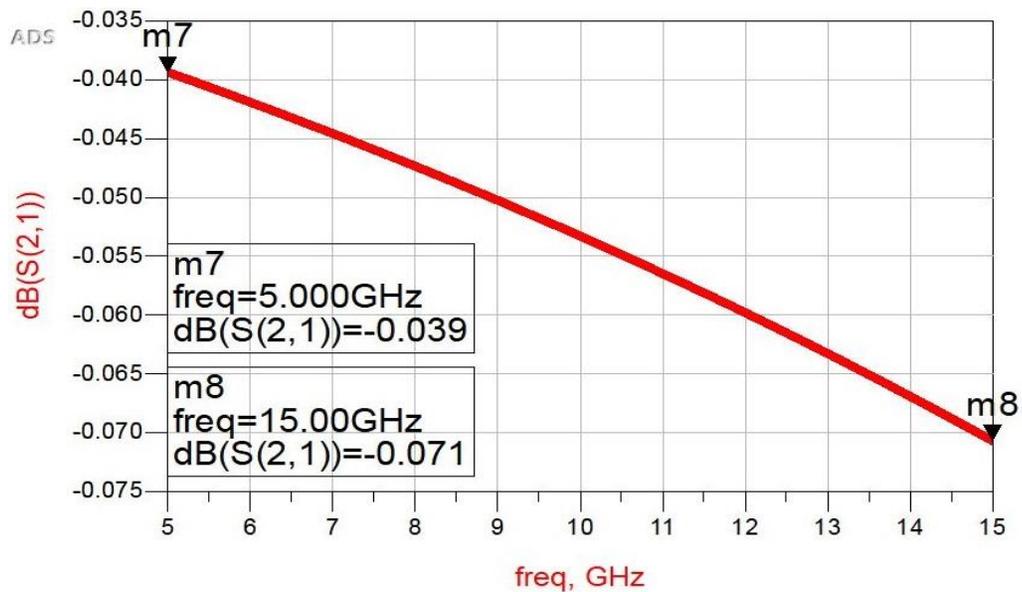


Fig. 2. 42. Pérdidas de inserción en [dB], obtenidas en ADS.

Analizando las gráficas anteriores, se puede ver que el aislamiento está por debajo de los niveles óptimos que se han reportado en el estado del arte. Esto se debe al diseño del interruptor, en

particular a la separación entre la líneas de transmisión (microcintas) y la viga superior de cobre en forma de doble T, ya que es muy pequeña (1[μm]). Sin embargo, en el capítulo siguiente se conceptualizará al interruptor en conjunto con su aplicación, por lo que, los valores de aislamiento del dispositivo no afectarán en ella. Respecto a las pérdidas de inserción, sus valores son muy bajos (-0.02993 a -0.075665[dB]) de acuerdo con el estado del arte reportado, lo que significa que el interruptor transmite la señal de RF eficientemente, es decir, no se presentan pérdidas significativas en ella.

Se obtuvieron los valores de impedancia del interruptor para ambos estados (abierto y cerrado), a partir de su circuito eléctrico equivalente extraído de las figuras 2.31 y 2.35. Se calcularon 100 datos, ya que dichas impedancias son dependientes de la frecuencia. Éstos se sustituyeron en la ecuación (2.36) del apartado 2.4.2.1, y se graficó el factor de calidad de conmutación (Fig. 2.41). Donde puede verse que su magnitud en los límites de la banda X fue de 2.221×10^6 a 9.87×10^5 , estos valores son muy altos, lo cual tiene relación con las pérdidas de inserción del interruptor, ya que éstas son menores a 0.1[dB].

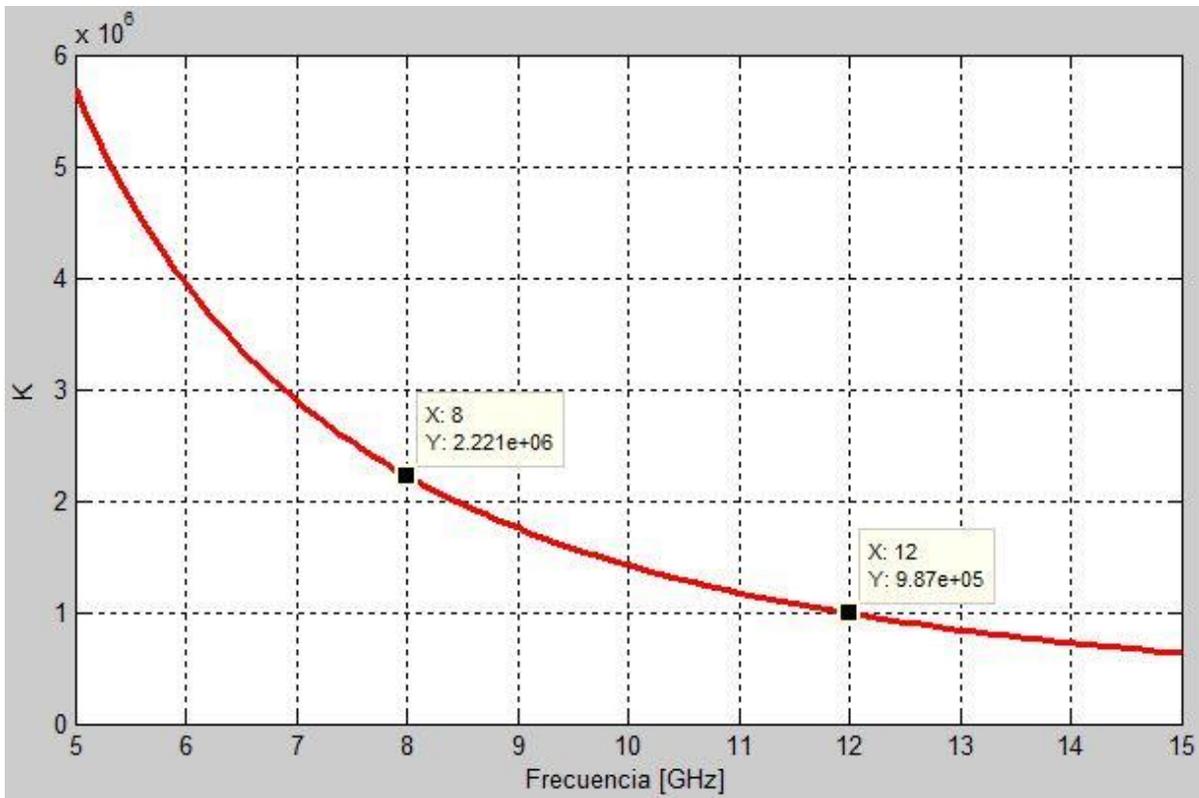


Fig. 2.43. Factor de calidad de conmutación del interruptor.

2.5. Referencias

- [1] E. R. Brown, "RF MEMS Switches for Reconfigurable Integrated Circuits", *IEEE Trans. on Microw. Theory and Tech.*, vol. 46, no. 11, pp. 1868-1880, November 1998.
- [2] G. M. Rebeiz, *RF MEMS: Theory, Design, and Technology*. John Wiley & Sons, Inc., 2003.
- [3] G. M. Rebeiz, and J. B. Muldavin, "RF MEMS Switches and Switch Circuits", *IEEE microwave magazine*, pp. 59-71, December 2001.
- [4] V. K. Varadan, K. J. Vinoy, and K. A. Jose, *RF MEMS and Their Applications*. John Wiley & Sons Ltd, 2003.
- [5] J. Iannacci, *Practical Guide to RF-MEMS*. Wiley-VCH Verlag GmbH & Co. KGaA, 2013.
- [6] MEMSnet alojado por MEMS and Nanotechnology Exchange. *Etching Processes* (en línea). Sitio web: <https://www.memsnet.org/mems/processes/etch.html>, consultado el 15.04.2020.
- [7] O. F. Hikmat, and M. S. Mohamed Ali, "RF MEMS Inductors and Their Applications-A Review", *Journal of Microelectromechanical Systems*, vol. 26, no. 1, pp. 17-44, February 2017.
- [8] R. Mahameed, and G. M. Rebeiz, "A High-Power Temperature-Stable Electrostatic RF MEMS Capacitive Switch Based on a Thermal Buckle-Beam Design", *Journal of Microelectromechanical Systems*, vol. 19, no. 4, pp. 816-826, August 2010.
- [9] K. Okada, H. Sugawara, H. Ito, K. Itoi, M. Sato, H. Abe, T. Ito, and K. Masu, "On-Chip High-Q Variable Inductor Using Wafer-Level Chip-Scale Package Technology", *IEEE Trans. on Electron Devices*, vol. 53, no. 9, pp. 2401-2406, September 2006.
- [10] A. Persano, F. Quaranta, G. Capoccia, E. Proietti, A. Lucibello, R. Marcelli, A. Bagolini, J. Iannacci, A. Taurino, and P. Siciliano, "Influence of design and fabrication on RF performance of capacitive RF MEMS switches", *Microsystem Technologies*, pp. 1-7, January 2016.

- [11] S. Timoshenko, *Strength of Materials Part 1: Elementary Theory and Problems*. D. Van Nostrand Company, Inc., 1940.
- [12] J. M. Gere, and S. Timoshenko, *Mechanics of Materials*. Springer-Science+Business Media, B. V., 1991.
- [13] R. C. Hibbeler, *Mechanics of Materials*. Pearson, 2011.
- [14] S. Timoshenko, *Vibration Problems in Engineering*. D. Van Nostrand Company, Inc., 1937.
- [15] J. A. Pelesko, and D. H. Bernstein, *Modeling MEMS and NEMS*. Chapman & Hall/CRC, 2003.
- [16] M. Bao, *Analysis and Design Principles of MEMS Devices*. Elsevier B.V., 2005.
- [17] I. B. Vendik, O. G. Vendik, and E. L. Kollberg, "Commutation Quality Factor of Two-State Switchable Devices", *IEEE Trans. on Microw. Theory and Tech.*, vol. 48, no. 5, pp. 802-808, May 2000.
- [18] CST Studio Suite, software de simulación de campo electromagnético (en línea). Sitio web: <https://www.3ds.com/es/productos-y-servicios/simulia/productos/cst-studio-suite/>, consultado el 28.06.2020.
- [19] Mendoza Rosales, Domingo Teodoro. (2007). "Desarrollo de un interruptor MEMS para la banda Ka utilizando tecnología flexible de circuito impreso". (Tesis de Maestría). Universidad Nacional Autónoma de México, México. Recuperado de <https://repositorio.unam.mx/contenidos/86644>.

3. Análisis, diseño y simulación de una SSFR para la banda X

3.1. Introducción

Como se presentó en el primer capítulo, las SSF son de gran utilidad en aplicaciones en microondas, por ejemplo, en sistemas de comunicaciones y desarrollo de antenas. Una de sus cualidades es la posibilidad de reconfigurar su respuesta en frecuencia, mediante elementos que alteren sus propiedades físicas, éstos pueden ser: dispositivos de parámetros concentrados (diodos PIN y varactores), sustratos de permitividad variable, RF MEMS, entre otros. En este capítulo se diseñará una SSF que opere en la banda X, se integrará el interruptor MEMS diseñado en el capítulo 2, y se analizará la estructura en conjunto para obtener su respuesta en frecuencia.

La SSF que se analizará en el desarrollo de este capítulo será de tipo anillo ranurado, la cual tiene un comportamiento semejante a un filtro electromagnético de tipo paso banda, es decir, suprime todas las frecuencias excepto la de resonancia. Se seleccionó esta geometría debido a sus características óptimas en microondas, tales como: pérdidas de transmisión bajas, ancho de banda estrecho, buena estabilidad respecto al ángulo de incidencia y compatibilidad con ondas electromagnéticas de polarización circular [1, 2].

Una propiedad importante de este tipo de SSF es su comportamiento resonante, cuyo valor depende principalmente del radio medio del anillo, cuando su tamaño es comparable con la longitud de onda incidente. Una manera de cambiar la respuesta en frecuencia de la estructura, es agregando *stubs* radiales al anillo, y conmutarlos mediante dispositivos activos como interruptores MEMS, diodos PIN y varactores [3].

3.2. SSF para la banda X

La geometría de la SSF propuesta se muestra en la figura 3.1, se puede ver que es de tipo anillo ranurado, cuyas dimensiones de cada celda son iguales. Donde rm es el radio medio, re el radio exterior y ri el radio interior de la ranura, a y b son las longitudes de la celda unitaria, h el espesor del sustrato.

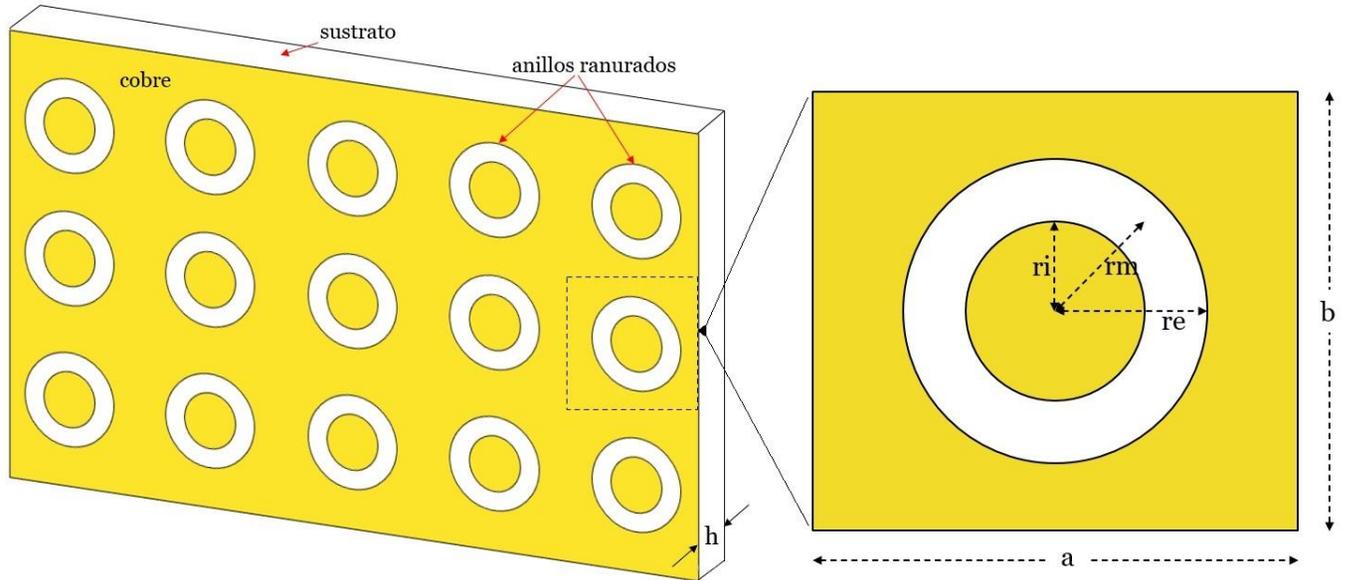


Fig. 3. 1. SSF propuesta.

En el estudio de SSF, se les considera como estructuras periódicas infinitas, donde el comportamiento de una celda puede extrapolarse al de todo el arreglo, ya que la influencia de las celdas vecinas sobre una en particular es la misma, sin importar su posición en dicho arreglo. Por esta razón, el análisis de la SSF propuesta se hará sobre una celda unitaria.

Los materiales empleados en la SSF están sujetos al proceso de fabricación, el cual se presentó en el diseño del interruptor MEMS del apartado 2.4. En éste, se utiliza un sustrato amigable a microondas con bajas pérdidas, por ejemplo, el Rogers RO4003c. Dicho sustrato tiene un espesor de 203[μm] e incluye dos capas de cobre de 9[μm] depositadas por el fabricante. Una de éstas se remueve por completo, y la otra se utiliza para definir los anillos ranurados.

En la banda X, la longitud de onda está dentro del intervalo de 37.47 a 24.98[mm], por lo tanto, las dimensiones de la celda unitaria y el espaciamiento con las celdas vecinas se seleccionan de un tamaño comparable, de tal modo que la estructura sea sensible a la onda electromagnética incidente y pueda modificar sus características espacio temporales. A partir de la práctica se ha determinado una expresión que permite relacionar de forma aproximada el radio medio del anillo con la longitud de onda resonante (λ_0), ésta es:

$$\lambda_0 = 2\pi r_m$$

Ec. (3. 1)

Por lo tanto, si se quisiera una frecuencia de resonancia de 12[GHz], el radio medio tendría que ser:

$$r_m = \frac{\lambda_0}{2\pi} = \frac{2.998 * 10^8 \left[\frac{m}{s} \right]}{(2\pi)(12 * 10^9 [Hz])} = 3.976 [mm]$$

Con base en lo anterior, se definieron las dimensiones restantes de la celda (ver tabla 3.1). El ancho de la ranura se fijó de 450[μm], ya que la integración posterior del MEMS requiere ese tamaño, partiendo de ese valor se determinan el radio exterior e interior del anillo.

Tabla 3. 1. Dimensiones de la celda unitaria (eCu = espesor del cobre).

re	4.201[mm]
ri	3.751[mm]
$r_m = \frac{re + ri}{2}$	3.976[mm]
a	10.16[mm]
b	10.16[mm]
h	203[μm]
eCu	9[μm]

Empleando las dimensiones de la tabla 3.1 para la celda propuesta (Fig. 3.1), se dibujó la estructura en el programa CST (utilizado en el capítulo anterior), y mediante simulación, se obtuvo la respuesta en frecuencia de la celda unitaria (Fig. 3.2).

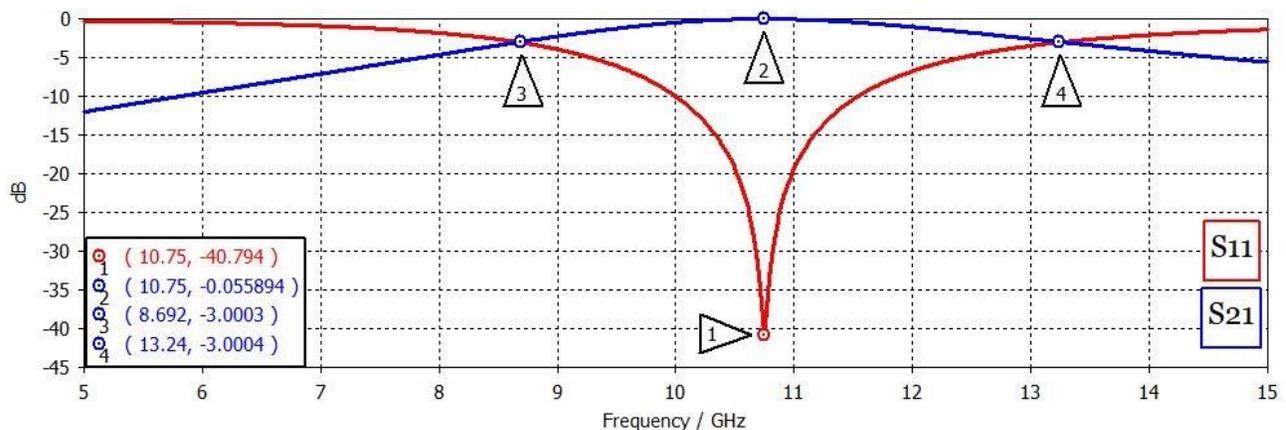


Fig. 3. 2. Parámetros de dispersión de la celda unitaria.

Como se puede ver en la figura 3.2, el comportamiento en microondas de la estructura asemeja un filtro electromagnético de tipo paso banda, suprimiendo todas las frecuencias excepto la de resonancia, la cual es 10.75[GHz]. El ancho de banda es 4.548[GHz], las pérdidas de transmisión son -0.0559[dB] y la reflexión es -40.794[dB], ambos en f_0 . La frecuencia de resonancia, a pesar de ser cercana, no fue la esperada ($f_0=12$ [GHz]) debido a que la respuesta no sólo depende del radio medio del anillo, sino también de muchos otros factores, entre los más influyentes se encuentran: la distancia entre celdas, el ancho del anillo, el espesor del sustrato, así como también su permitividad eléctrica [4].

3.2.1. Modificación de variables en el diseño de la celda

Anteriormente, se ha explicado que la respuesta en frecuencia de una SSF puede cambiar si se modifica alguna variable en su diseño, por ejemplo, las dimensiones o materiales. Para mostrar dicha variación se simuló distintas celdas en CST, manteniendo la geometría de tipo anillo ranurado y, en principio, las dimensiones de la tabla 3.1. Sin embargo, éstas se fueron alterando una a la vez, de modo que, se observara su influencia en el comportamiento de la estructura. Las curvas obtenidas tienen la misma forma que las mostradas en la figura 3.2, lo que cambia es el punto donde se da la resonancia, el ancho de banda (AB), la reflexión y las pérdidas de transmisión, ambas en f_0 . Por lo tanto, los resultados se presentan en las tablas 3.2, 3.3, 3.4 y 3.5.

Tabla 3. 2. Resultados obtenidos al modificar el ancho del anillo.

Ancho del anillo [μm]	f_0 [GHz]	AB [GHz]	Reflexión [dB]	Pérdidas [dB]
100	9.65	2.367	-32.28	-0.194
300	10.39	3.74	-39	-0.076
550	10.96	5.09	-41.47	-0.047

Tabla 3. 3. Resultados obtenidos al modificar el radio medio del anillo.

Radio medio del anillo [mm]	f_0 [GHz]	AB [GHz]	Reflexión [dB]	Pérdidas [dB]
3.0	14.7	3.556	-36.28	-0.0896
3.5	12.53	4.106	-38.45	-0.069
4.2	9.94	4.726	-41.79	-0.0511

Tabla 3. 4. Resultados obtenidos al modificar la permitividad eléctrica del sustrato.

ϵ_r sustrato	f_0 [GHz]	AB [GHz]	Reflexión [dB]	Pérdidas [dB]
2	12.12	5.7	-44.11	-0.0426
4	10.44	4.316	-40.1	-0.0587
6	9.34	3.463	-37.86	-0.0732

Tabla 3. 5. Resultados obtenidos al modificar el tamaño de la celda.

a = b [mm]	f_0 [GHz]	AB [GHz]	Reflexión [dB]	Pérdidas [dB]
9.5	10.385	5.173	-41.65	-0.0498
12	11.105	3.205	-38.68	-0.0761
15	11.01	1.864	-35.19	-0.1237

3.2.2. Circuito eléctrico equivalente de la celda

De acuerdo con investigaciones previas [1, 3], la respuesta en frecuencia de una SSF de tipo anillo ranurado es semejante a la de un circuito resonante paralelo. Este modelo eléctrico de

parámetros concentrados es aproximado, sin embargo, se utiliza para explicar a nivel físico el comportamiento de la SSF. Para obtener dicho modelo se analizan los materiales y su distribución en la celda unitaria, esto es: en las zonas metálicas (cobre) aparece un efecto inductivo debido a las corrientes superficiales inducidas por la onda electromagnética incidente, también, se tienen pérdidas resistivas por la conductividad finita del metal y por el paso de la onda a través del sustrato. En la apertura anular se presenta un efecto capacitivo debido al campo eléctrico generado por la acumulación de carga en la ranura.

Los elementos que conforman el modelo eléctrico se determinan a partir de la dirección del vector campo eléctrico de la onda incidente, ya que, su interacción con la SSF es lo que desencadena los efectos capacitivo e inductivo. Sin embargo, siendo la celda unitaria una estructura simétrica, es correcto aproximarla como un circuito resonante paralelo para la polarización vertical u horizontal. De la literatura [8], la ecuación que determina la frecuencia de resonancia para este tipo de circuitos es:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{eq}C_{ap}}}$$

Ec. (3. 2)

Donde L_{eq} es la inductancia equivalente de las zonas metálicas de la celda y C_{ap} es la capacitancia de la apertura. Sus valores se determinarán con ayuda del programa CST mediante simulación.

Primero se procede a conectar dos capacitores de prueba C1 y C2 sobre el eje vertical del anillo (ver Fig. 3.3), ya que en esta zona el campo eléctrico en la apertura es más intenso. Esto se debe a la selección de la polarización de la onda incidente, ya que, ésta tiene el vector campo eléctrico en dirección vertical. Las dimensiones de la celda unitaria de la figura 3.3 se muestran en la tabla 3.1.

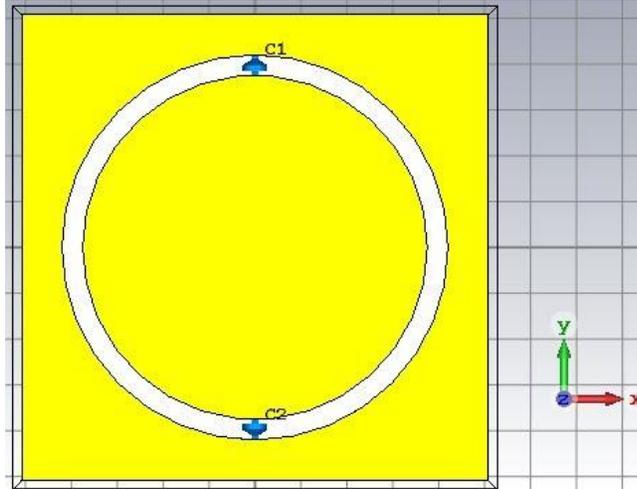


Fig. 3. 3. Anillo ranurado con C1 y C2 en paralelo.

Introduciendo estos elementos de valor conocido, el circuito equivalente se modifica, ya que la capacitancia de la apertura tiene los dos capacitores conectados en paralelo, por lo tanto, la frecuencia de resonancia se calcula como:

$$f_{0m} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{eq}(C_{ap} + C_{peqm})}}$$

Ec. (3. 3)

Donde $C_{peqm}=C1//C2$ es la capacitancia de prueba que se introdujo en la ranura. Mediante manipulación algebraica, de la ecuación 3.3 se obtiene:

$$C_{ap} = \frac{1}{4\pi^2 f_{0m}^2 L_{eq}} - C_{peqm}$$

Ec. (3. 4)

De la ecuación 3.2:

$$L_{eq} C_{ap} = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2}$$

Ec. (3. 5)

Sustituyendo la ecuación 3.4 en 3.5:

$$L_{eq} \left(\frac{1}{4\pi^2 f_{0m}^2 L_{eq}} - C_{peqm} \right) = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2}$$

Despejando L_{eq} de la expresión anterior:

$$L_{eq} = \frac{f_0^2 - f_{0m}^2}{4\pi^2 f_0^2 f_{0m}^2 C_{peqm}}$$

Ec. (3. 6)

Sustituyendo en la ecuación 3.6: la capacitancia de prueba $C_{peq1}=200$ [fF] y las frecuencias de resonancia determinadas mediante simulación en CST $f_0=10.75$ [GHz] y $f_{01}=7.72$ [GHz], se obtiene:

$$L_{eq} = 1.0291[nH]$$

Con el valor de L_{eq} se calcula C_{ap} a partir de la ecuación 3.2, esto es:

$$C_{ap} = \frac{1}{4\pi^2 (10.75[GHz])^2 (1.0291[nH])} = 213[fF]$$

Para reducir el error en el cálculo de la frecuencia de resonancia a partir de la ecuación 3.2 y de la simulación en CST, se repite el procedimiento anterior y se determinan nuevos valores de L_{eq} y C_{ap} para una capacitancia de prueba $C_{peq2}=60$ [fF] con $f_{02}=9.7$ [GHz], cuyos resultados son: $L_{eq}=833.7$ [pH] y $C_{ap}=262.9$ [fF]. Después, se toma el promedio entre estos nuevos valores y los anteriores (obtenidos con C_{peq1}), por lo que resulta:

$$L_{eq} = 931.4[pH], \quad C_{ap} = 237.95[fF]$$

Para determinar el valor de la resistencia del circuito resonante paralelo, se utiliza la ecuación:

$$AB = \frac{1}{RC_{ap}}$$

Ec. (3. 7)

Donde AB es el ancho de banda. Despejando R de la ecuación 3.7 y sustituyendo datos:

$$R = \frac{1}{ABC_{ap}} = \frac{1}{(4.548[GHz])(237.95[fF])} = 924.05[\Omega]$$

Este valor de resistencia corresponde a las pérdidas de la onda electromagnética al propagarse en el medio y a la conductividad finita del cobre de la inductancia asociada. Sin embargo, las

pérdidas debidas a la propagación de la onda pueden modelarse mediante líneas de transmisión, para tener mejor aproximación del comportamiento de la estructura.

En el diseño del circuito en ADS, se toma en consideración el medio donde se propaga la onda electromagnética hasta llegar a la superficie, su reflexión y transmisión. De la literatura [8], se sabe que la impedancia intrínseca del aire es $377[\Omega]$. La impedancia del sustrato RO4003c, el cual funge como línea de transmisión, se puede calcular mediante las expresiones para un medio de bajas pérdidas [11], ya que, su factor de disipación ($\tan \delta = 0.0027$) es menor que 0.01. Por lo tanto:

$$\eta_s = 120\pi \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} = 120\pi \sqrt{\frac{1}{3.55}} = 200.086[\Omega]$$

Para determinar la longitud eléctrica del sustrato:

$$EL = \beta l = \frac{2\pi}{\lambda} l = \frac{2\pi f}{v_p} l = \frac{2\pi(10 * 10^9[Hz])}{159.1132 * 10^6 \left[\frac{m}{s}\right]} (203 * 10^{-6}[m]) = 0.025516\pi[rad] = 4.593^\circ$$

Donde: β es la constante de fase de la onda, λ la longitud de onda de referencia, l la longitud física de la línea (profundidad del sustrato) y $v_p = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}}$ es la velocidad de fase de la onda. Por lo tanto, el modelo eléctrico de la celda se muestra en la figura 3.4 y su respuesta en frecuencia en la figura 3.5. R_p es la resistencia de la inductancia asociada, vista en paralelo, la cual puede aproximarse como:

$$R = (377[\Omega] + 377[\Omega] + 200.086[\Omega]) // R_p = 924.05[\Omega]$$

$$924.05 = \frac{(954.086)R_p}{954.086 + R_p}; \quad R_p \cong 29.4[k\Omega]$$

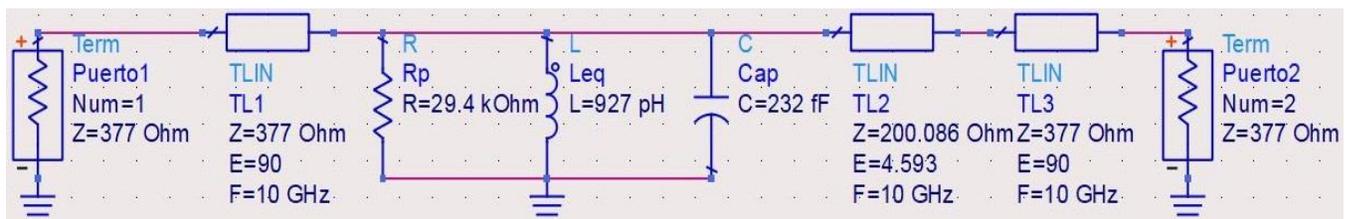


Fig. 3. 4. Modelo eléctrico de la celda unitaria.

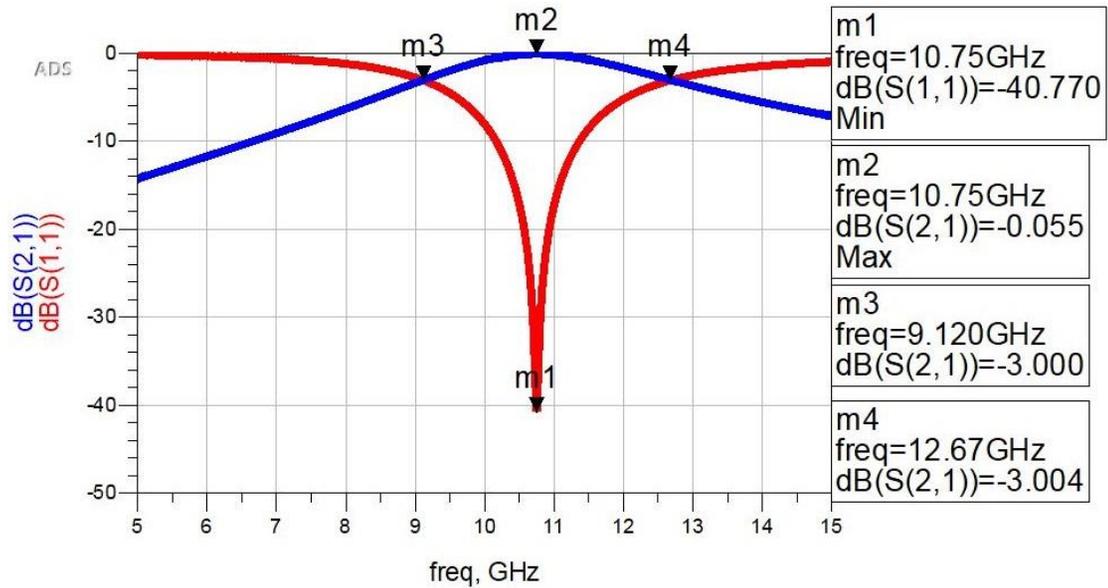


Fig. 3. 5. Respuesta en frecuencia (en ADS).

Se puede observar en la figura 3.5 que los resultados de ADS son muy aproximados a los que se obtuvieron en CST (ver Fig. 3.2), debido a un ajuste en los valores de L_{eq} y C_{ap} . Esto indica que el circuito eléctrico equivalente de la figura 3.4 es una representación correcta del comportamiento de la estructura en microondas.

3.3. SSFR para la banda X

Una vez realizado el análisis y diseño de la SSF de tipo transmisiva, en esta sección se mostrará una manera de reconfigurar su respuesta en frecuencia, basándose en el principio de operación presentado en [5]. Se utilizarán dos interruptores MEMS, cuyo funcionamiento se estudió previamente en el apartado 2.4. Se escogió este tipo de conmutadores, ya que una apuesta en el desarrollo de SSFR es tener monolíticamente integrados los dispositivos en la estructura.

Por lo tanto, partiendo de la SSF de anillo ranurado (ver Fig. 3.3), y siendo el campo eléctrico más intenso en el eje vertical de la celda, debido a la polarización de la onda incidente, se integraron en la ranura dos interruptores MEMS de dimensiones iguales. Ambos colocados a la misma distancia del centro del anillo, para mantener la simetría de la celda, y sobre el eje vertical, para maximizar su influencia en el comportamiento de la estructura. En la figura 3.6 se muestra lo antes descrito y en la 3.7 los interruptores en estado abierto y cerrado.

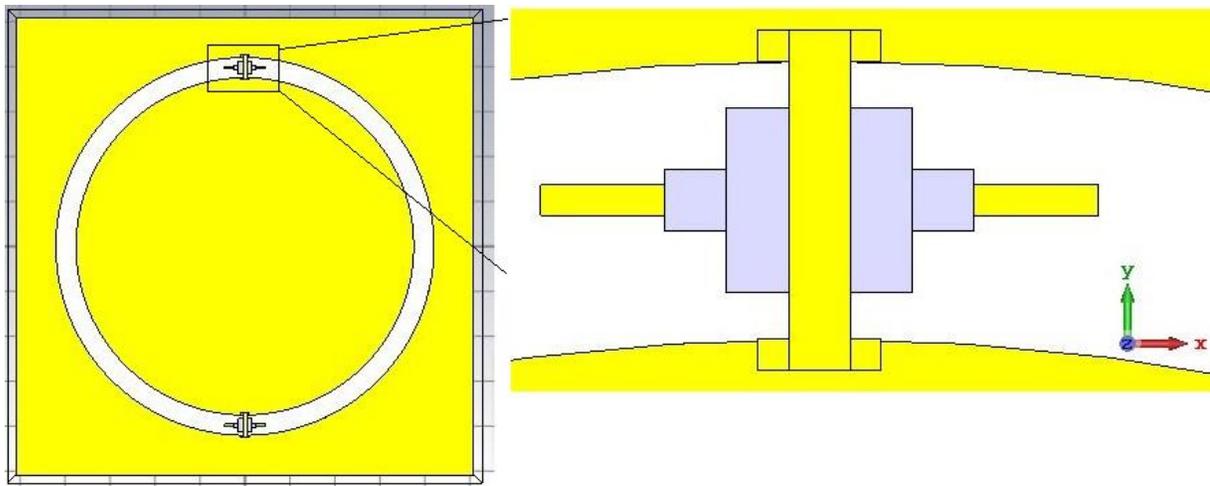


Fig. 3. 6. Celda unitaria con interruptores MEMS.

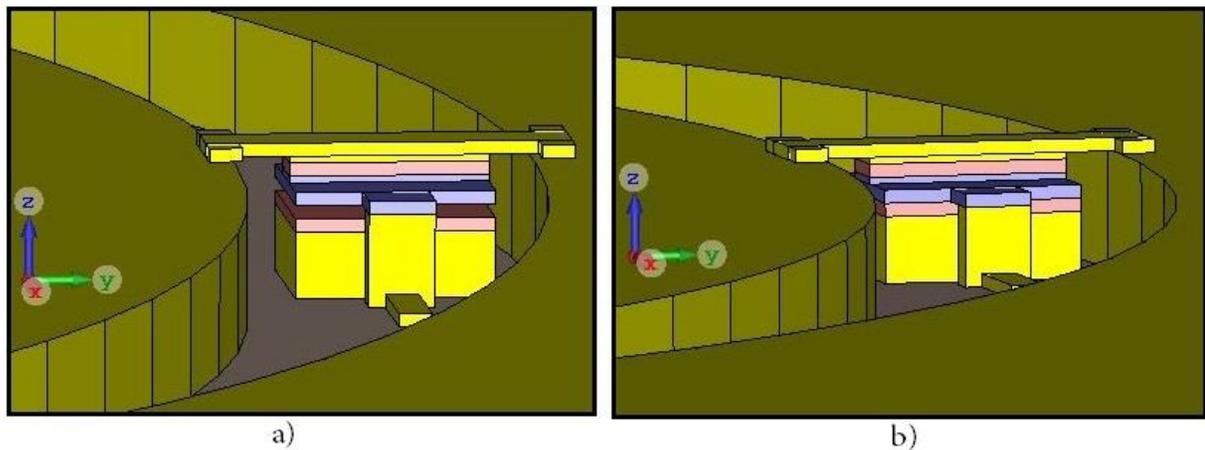


Fig. 3. 7. Interruptores en estado: a) abierto, b) cerrado.

Se configuró la onda incidente con polarización lineal y dirección de propagación hacia la superficie de la estructura. Se simularon dos casos para la celda: en el primero, ambos interruptores están apagados, es decir, estado abierto (Edo.1). Y en el segundo, ambos están encendidos, es decir, estado cerrado (Edo.2). La respuesta en frecuencia obtenida se muestra en la figura 3.8.

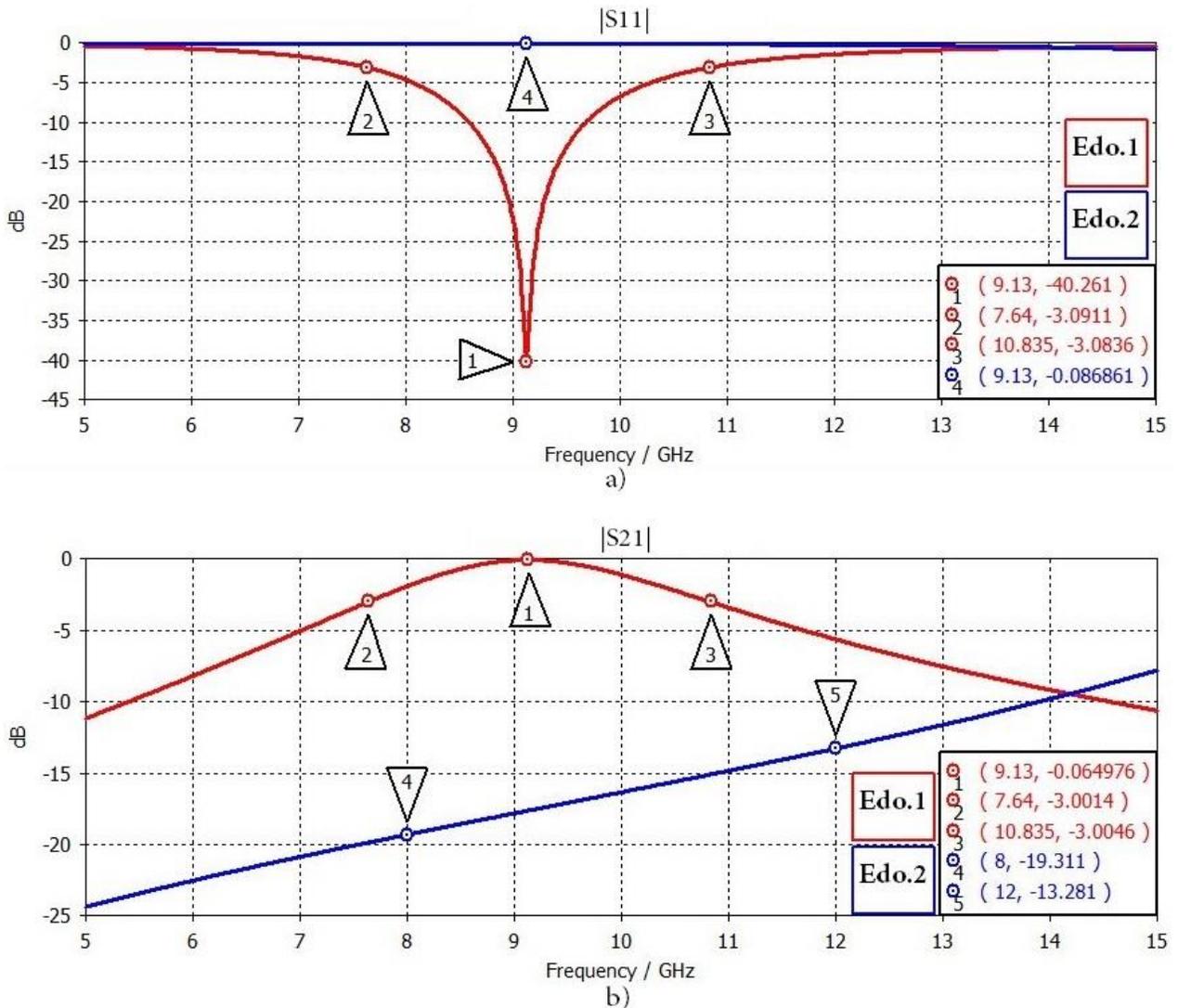


Fig. 3. 8. Respuesta en frecuencia de la celda unitaria. a) $|S_{11}|$, b) $|S_{21}|$.

Analizando las curvas obtenidas para el estado 1 (interruptores abiertos), éstas presentaron la misma forma que las mostradas en la figura 3.2. Sin embargo, la frecuencia de resonancia tuvo un corrimiento hacia la izquierda, esto indicó predominancia del efecto capacitivo de los interruptores. También, se redujo el ancho de banda y hubo un pequeño aumento en las pérdidas de transmisión.

En el estado 2 (interruptores cerrados), se provoca un contacto metálico entre la viga superior (forma de doble T) de los MEMS y las zonas exterior e interior del anillo ranurado. Lo cual genera semejanza con una pantalla metálica cuando el campo eléctrico de la onda incidente es paralelo al eje vertical de la celda.

3.3.1. Polarización de los interruptores MEMS

Un paso importante en el diseño de SSFR es la polarización de los elementos activos, ya que, las líneas de suministro de energía influyen en el comportamiento en microondas de toda la estructura. El objetivo es conseguir que dichas líneas sean lo menos invasivas posible, de modo que las alteraciones en la respuesta en frecuencia no sean considerablemente altas.

Respecto a la celda unitaria de la figura 3.6, ésta se diseñó para que los cambios de estado simultáneos de los interruptores modificaran su respuesta en frecuencia, cuando el campo eléctrico incidente fuese paralelo al eje vertical de la celda. Por lo tanto, son convenientes líneas de polarización horizontales porque su influencia en la respuesta sería menor. Esto se debe a que dichas líneas estarían en paralelo con el campo magnético incidente, y por lo tanto, no se generaría un efecto inductivo, de acuerdo con la ley de Lenz.

Por lo tanto, el suministro de voltaje de DC a los interruptores MEMS será por medio de líneas horizontales de cobre, las cuales conectarán al puente de aluminio (placa móvil) del dispositivo por ambos lados, mediante dos postes de cobre de $100 \times 100 [\mu\text{m}]$ y $9 [\mu\text{m}]$ de altura (ver Fig. 3.9 y 3.10). Para la referencia a tierra se aprovecha parte de la celda, y se conecta el electrodo fijo del interruptor a la zona metálica exterior a la ranura, con esto se elimina la necesidad de conexiones adicionales para la referencia del voltaje de DC (ver Fig. 3.10). Cabe señalar que las dimensiones de las líneas polarizadoras están basadas, principalmente, en la resolución del proceso de fabricación.

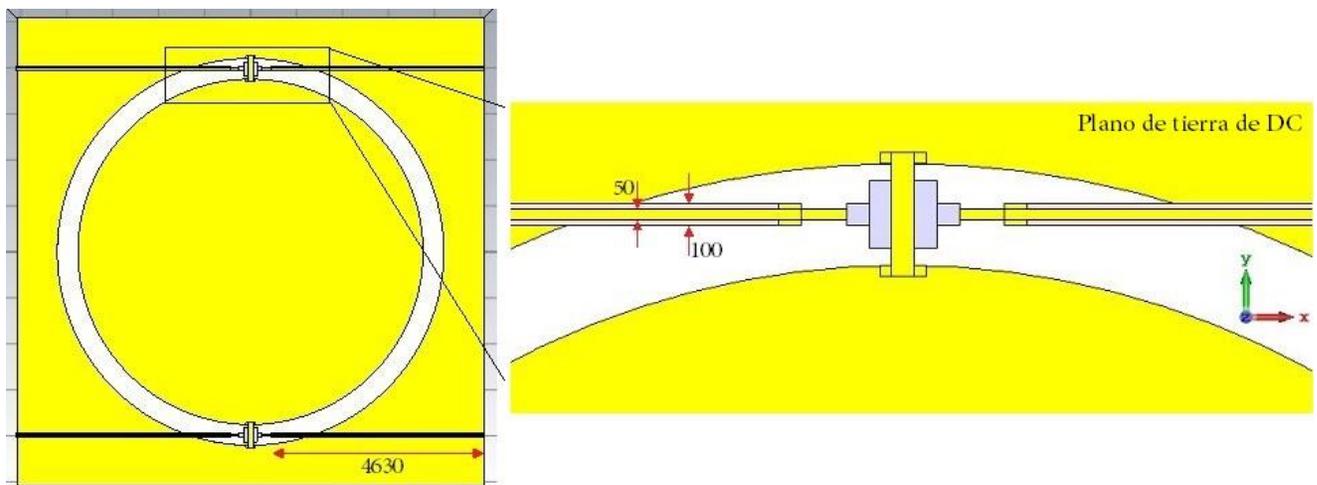


Fig. 3. 9. Celda unitaria con líneas de polarización para los interruptores. Acotaciones en $[\mu\text{m}]$.

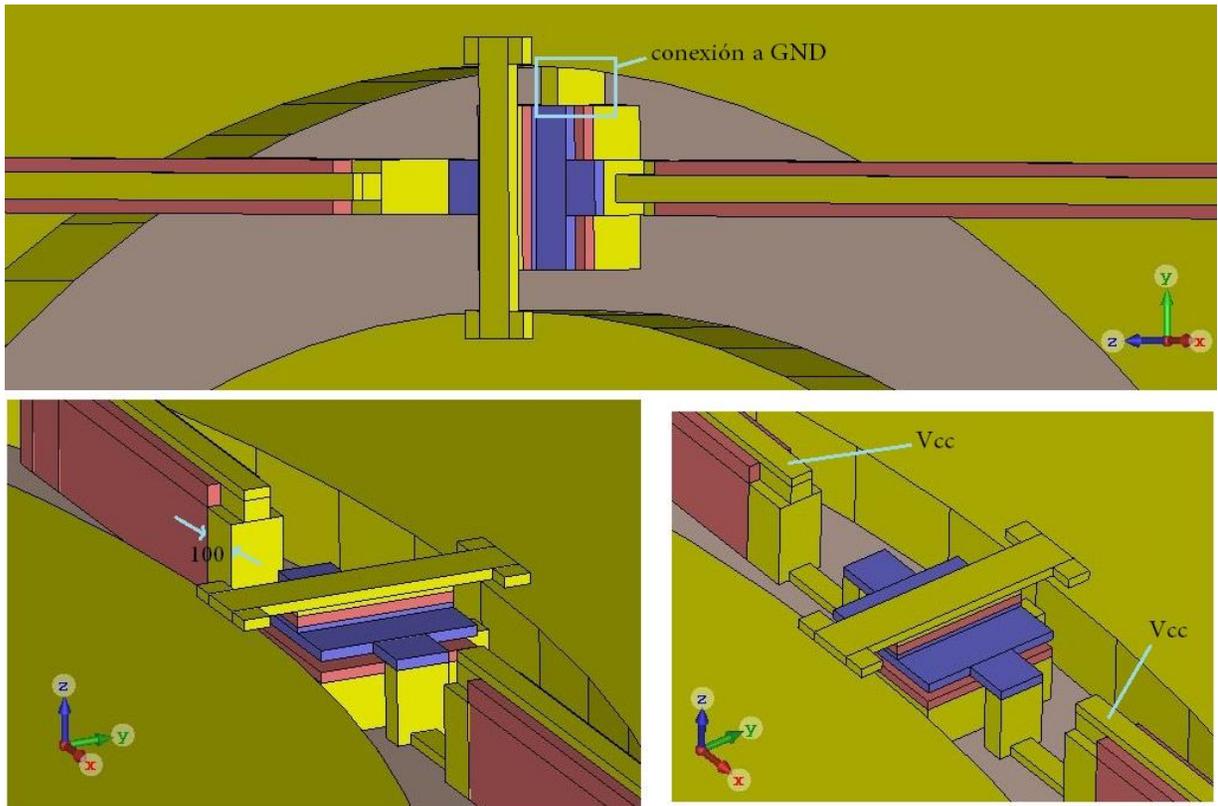


Fig. 3. 10. Diferentes vistas del interruptor con sus líneas de polarización. Factor de exageración de 6 en z.

El ancho de las líneas de polarización se escogió de $50[\mu\text{m}]$, su espesor de $1[\mu\text{m}]$ y su longitud de $4.53[\text{mm}]$; de modo que pudieran interconectarse con celdas vecinas. Las líneas se depositan sobre una capa de $2[\mu\text{m}]$ de BCB, con objeto de aislarlas del plano de tierra (ver Fig. 3.9). Dicha capa de BCB tiene la misma longitud que las líneas de cobre, y su ancho es el doble ($100[\mu\text{m}]$) para proporcionar un mejor soporte.

La impedancia de cada una de las cuatro líneas polarizadoras es la misma y debido a su diseño, se puede calcular mediante las expresiones para una microcinta [8], las cuales son:

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{d}{W}}}$$

Ec. (3. 8)

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_e} \left[\frac{W}{d} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{W}{d} + 1.444 \right) \right]}$$

Ec. (3.9)

Donde Z_0 es la impedancia característica de la microcinta, ε_e es la permitividad efectiva, ε_r es la permitividad relativa del sustrato sobre el cual se deposita el conductor, W es el ancho del conductor y d es el espesor del sustrato. Sustituyendo los datos de diseño en las ecuaciones 3.8 y 3.9, la impedancia característica de cada línea es: $Z_0 = 8.338[\Omega]$.

La celda mostrada en las figuras 3.9 y 3.10 se simuló en CST con los interruptores en estado abierto, los resultados se muestran en la figura 3.11. Se puede observar que la frecuencia de resonancia cambió de 9.13[GHz] a 7.9[GHz], y las pérdidas de transmisión aumentaron. La forma de la curva del coeficiente de reflexión también se alteró, ya que presenta una segunda resonancia dentro del ancho de banda de la primera. Con los interruptores en estado cerrado, los resultados fueron muy similares a los de la figura 3.8.

La polarización utilizada, a pesar de alterar en un grado considerable la respuesta de la celda, fue la que produjo menos cambios en el comportamiento de la estructura, por lo tanto, se mantendrá en análisis posteriores.

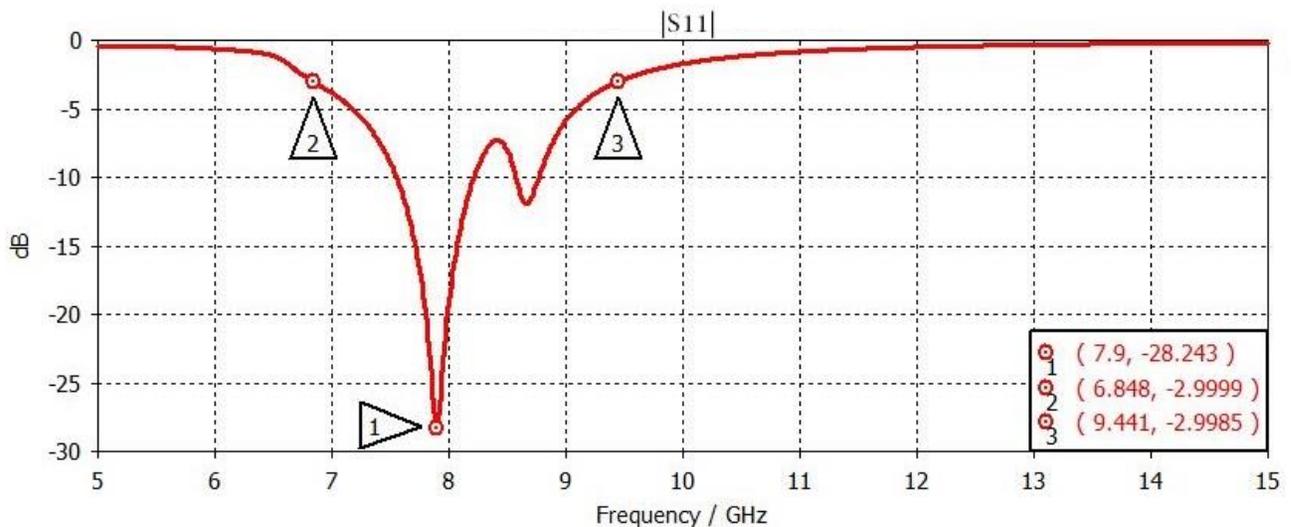


Fig. 3. 11. Magnitud del coeficiente S11 de la celda con interruptores y líneas de polarización.

Como la resonancia obtenida con los interruptores abiertos resultó estar fuera de la banda X, se decidió modificar el radio medio del anillo, esta acción permitió recorrer la resonancia hacia la derecha (entre 8 y 12[GHz]). Con este cambio no fue necesario alterar algún otro parámetro de

la celda, los interruptores o su polarización. Por lo tanto, se analizó la estructura para 4 valores diferentes de rm , y los resultados mostraron que efectivamente la resonancia aumentó con la reducción del radio medio (ver Fig. 3.12).

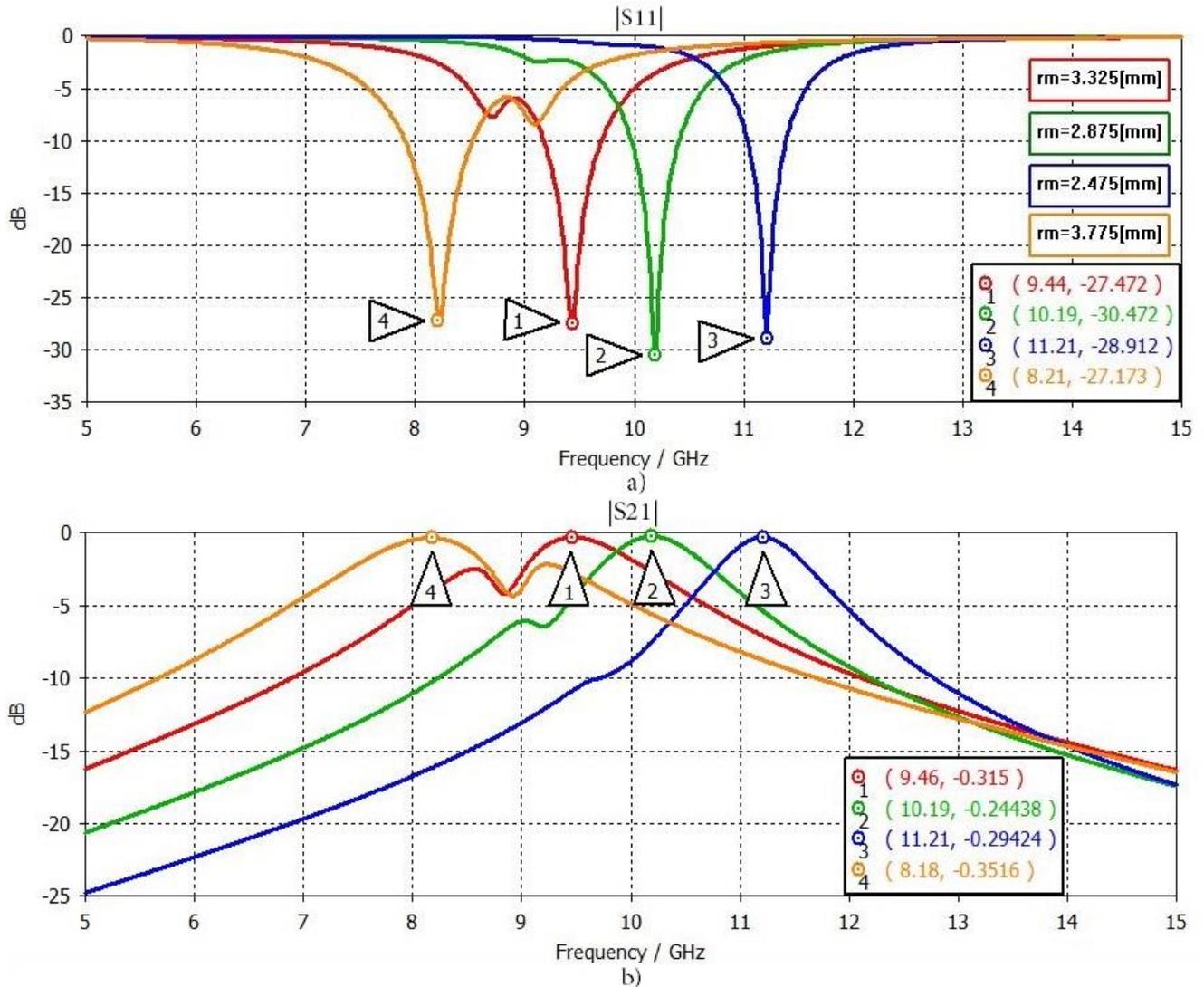


Fig. 3. 12. Respuesta en frecuencia para celdas con diferente radio medio. a) $|S_{11}|$, b) $|S_{21}|$.

De acuerdo con los resultados de la figura 3.12, se puede observar que las variaciones del radio medio del anillo y la frecuencia de resonancia presentan un comportamiento con tendencia lineal. Por lo tanto, a continuación se determinará un modelo aproximado que asocie una de éstas variables en función de la otra. Se utilizará el método de mínimos cuadrados, ya que, es una técnica de análisis numérico que ajusta pares de datos a una función de la siguiente forma:

$$y = mx + b$$

Donde: y es la variable dependiente, x la variable independiente, m la pendiente de la recta y b la intersección con el eje de las ordenadas. Las constantes del modelo (m , b) se determinan mediante expresiones propias de la formulación del método, las cuales son:

$$m = \frac{\sum_{i=1}^n x_i (y_i - \bar{y})}{\sum_{i=1}^n x_i (x_i - \bar{x})}$$

$$b = \bar{y} - m\bar{x}$$

$$\bar{x} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i, \quad \bar{y} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n y_i$$

Sustituyendo los datos de la tabla 3.6 en las expresiones anteriores, se obtiene:

Tabla 3. 6. Datos para el modelo lineal.

x = rm [mm]	y = f₀ [GHz]
3.976	7.9
3.775	8.21
3.325	9.44
2.875	10.19
2.475	11.21
2.2	12.25

$$\bar{x} = 3.104, \quad \bar{y} = 9.868, \quad m = -2.645, \quad b = 18.078$$

Por lo tanto, el modelo lineal que determina la frecuencia de resonancia en función del radio medio del anillo, referente a la celda unitaria de la SSFR con los interruptores abiertos y sus líneas de polarización, es:

$$f_0[GHz] = -2.645rm[mm] + 18.078$$

En la figura 3.13 se contrastan la gráfica de la función f_0 (recta color azul) y los datos de la tabla 3.6 (círculos rojos); obtenidos mediante simulación en CST.

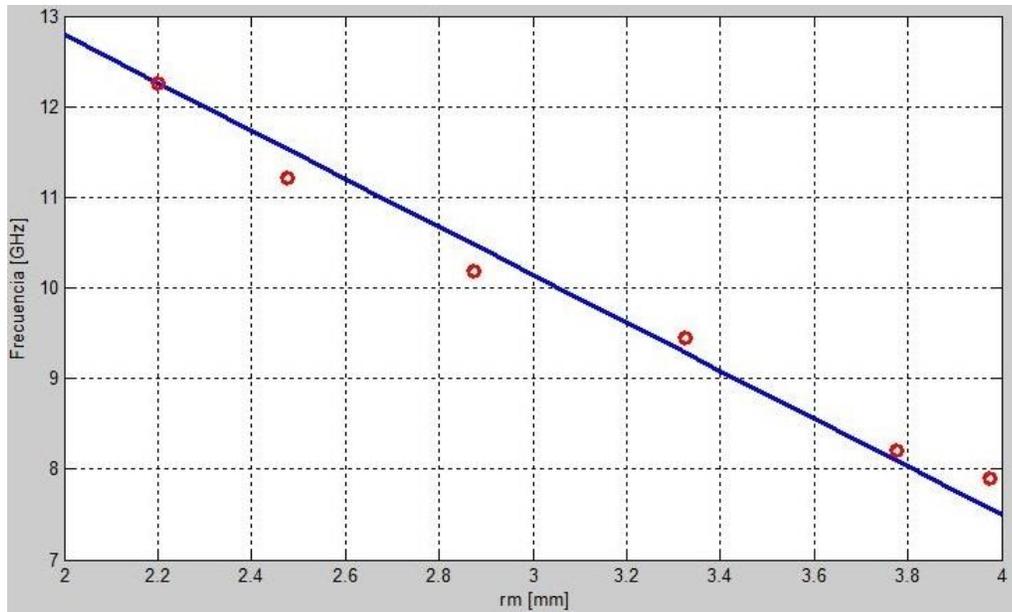


Fig. 3. 13. Gráfica de frecuencia vs. rm.

3.3.2. SSF con mayor intervalo de reconfiguración

La superficie diseñada en el apartado anterior presentó dos opciones de operación: como una SSF de tipo transmisiva cuando los interruptores estaban abiertos, y como una pantalla metálica cuando los interruptores estaban cerrados. Sin embargo, la reconfiguración de la superficie puede aumentar si se operan ambos interruptores como capacitores variables, dentro del rango dinámico antes del colapso de la placa móvil.

De acuerdo con el diseño del interruptor, visto en el capítulo 2, la separación entre electrodos es de $2[\mu\text{m}]$: $1[\mu\text{m}]$ de BCB y $1[\mu\text{m}]$ de aire. Como el colapso se presenta en $\frac{g_0}{3} = \frac{2[\mu\text{m}]}{3}$, esto permite controlar, mediante el voltaje de DC aplicado, el movimiento de la placa móvil en un intervalo de 0 a $0.667[\mu\text{m}]$. Aprovechando esta característica, la celda de la SSFR puede sintonizarse al valor de resonancia deseado, ya que, la distancia entre la viga superior de los interruptores y las zonas metálicas que definen la ranura sería controlable.

Por lo tanto, se modificó el radio medio del anillo para tener una resonancia cercana al límite superior de la banda X; el valor elegido fue de 2.675[mm]. Después, se cambiaron las alturas de los postes de cobre que sostienen al puente de aluminio (placa móvil) de 7[μm] a 8[μm], y del electrodo fijo de 5[μm] a 6[μm], manteniendo una separación en reposo de 2[μm] entre ellos (ver Fig. 3.15). De esta manera no se altera la forma del interruptor, y por lo tanto, tampoco su comportamiento electromecánico.

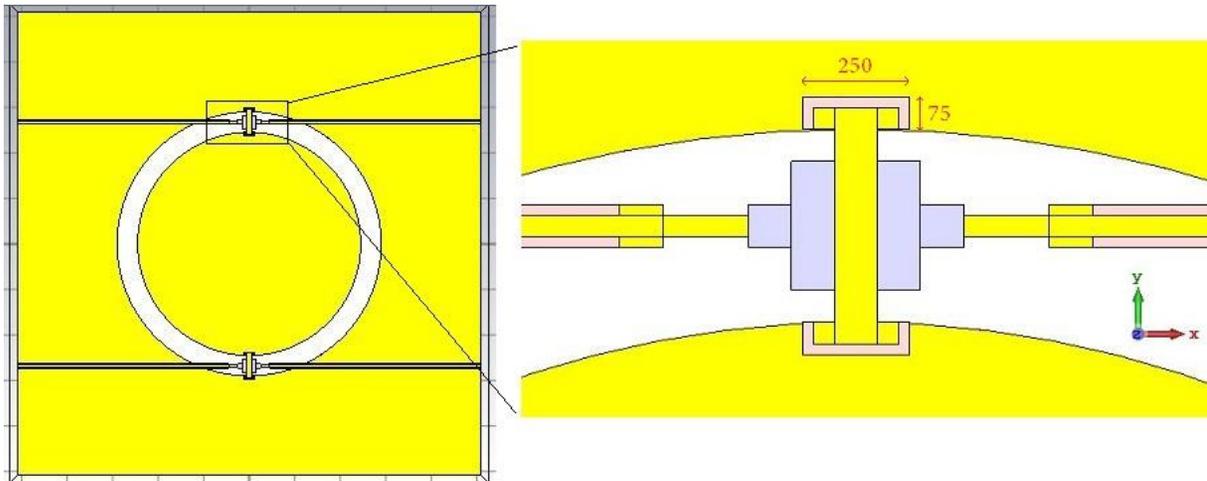


Fig. 3. 14. Celda unitaria de la SSFR. Acotaciones en [μm].

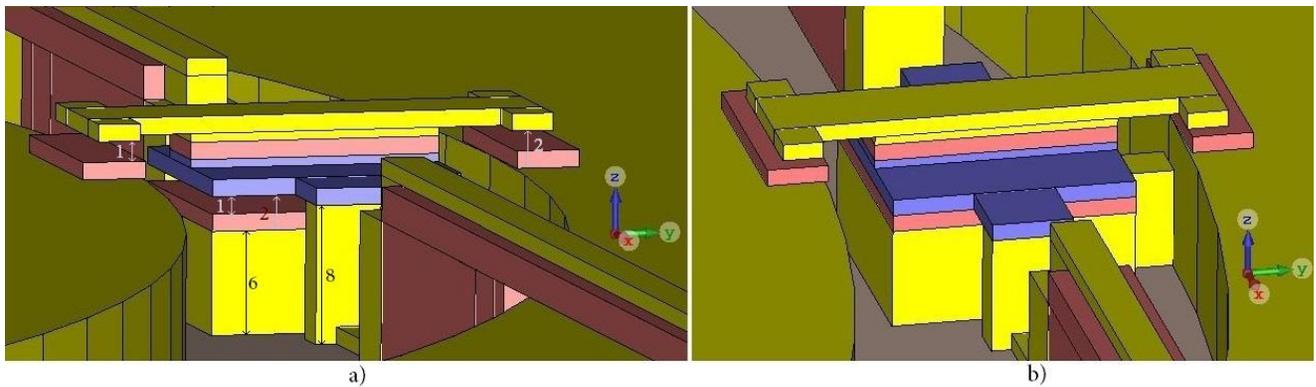


Fig. 3. 15. Interruptor en estado: a) abierto, b) cerrado. Acotaciones en [μm].

Debido a los cambios de altura realizados, se modificó la separación de 1[μm] a 2[μm] entre la viga superior de cobre (forma de doble T) y las zonas metálicas que definen al anillo ranurado. Por lo tanto, se agregaron cuatro películas rectangulares de BCB de 1[μm] de espesor, de tal forma que en la zona de traslape hubiera 1[μm] de BCB y 1[μm] de aire (ver Fig. 3.14 y 3.15).

De esta manera se obtiene un mayor intervalo de sintonización de la SSFR, ya que, conforme baja la viga de cobre, aumenta la capacitancia en el área de traslape.

Debido a que los interruptores son utilizados como capacitores variables, es preciso determinar la capacitancia en su estado superior (sin aplicar voltaje de DC) e inferior (cuando se da el colapso del puente MEMS). Para esto se utiliza la teoría de placas planas paralelas, esto es:

$$C = \frac{\epsilon_r \epsilon_0 A}{d}$$

Ec. (3. 10)

Donde ϵ_r es la permitividad relativa del dieléctrico entre placas, ϵ_0 es la permitividad del espacio libre, A es el área de traslape entre placas y d la separación entre ellas. Sin embargo, cuando se tienen dos dieléctricos diferentes [11], distribuidos uno sobre otro, como es el caso del interruptor MEMS (aire y BCB), la capacitancia se determina por:

$$C = \frac{\epsilon_{r1} \epsilon_{r2} \epsilon_0 A}{\epsilon_{r2} d_1 + \epsilon_{r1} d_2}$$

Ec. (3. 11)

Donde $\epsilon_{r_{1,2}}$ es la permitividad relativa de cada material dieléctrico y $d_{1,2}$ sus espesores. Por lo tanto, para el estado superior (C_{sup}) se sustituyen los siguientes datos en la ecuación 3.11: $\epsilon_{r1} = 1$, $\epsilon_{r2} = 2.65$, $\epsilon_0 = 8.8542 * 10^{-12} \left[\frac{F}{m} \right]$, $A = (50[\mu m])(200[\mu m]) = 10 * 10^{-9} [m^2]$, $d_1 = d_2 = 1[\mu m]$. Y la capacitancia para el estado inferior (C_{inf}) se calcula mediante la ecuación 3.10 con $\epsilon_r = 2.65$:

$$C_{sup} = 64.284[fF], \quad C_{inf} = 234.636[fF]$$

De acuerdo con el diseño del interruptor, la viga de cobre con forma de doble T genera dos efectos capacitivos de igual magnitud, uno en cada extremo. Por ende, la capacitancia total del dispositivo puede tratarse como dos capacitores del mismo valor conectados en serie, esto es:

$$C_{supT} = \frac{64.284[fF]}{2} = 32.142[fF], \quad C_{infT} = \frac{234.636[fF]}{2} = 117.318[fF]$$

Para calcular la capacitancia equivalente que afecta a la celda unitaria de la SSF, basta con resolver el paralelo de los dos interruptores integrados a ella, esto es:

$$C_{supEq} = 2 * 32.142[fF] = 64.284[fF], \quad C_{infEq} = 2 * 117.318[fF] = 234.636[fF]$$

La estructura de la figura 3.14 se simuló en pasos de $0.2[\mu\text{m}]$ para la altura de la placa móvil de aluminio (A_{pAl}), desde su estado en reposo hasta el colapso. Su respuesta en frecuencia se muestra en la figura 3.16 y los resultados están resumidos en la tabla 3.7.

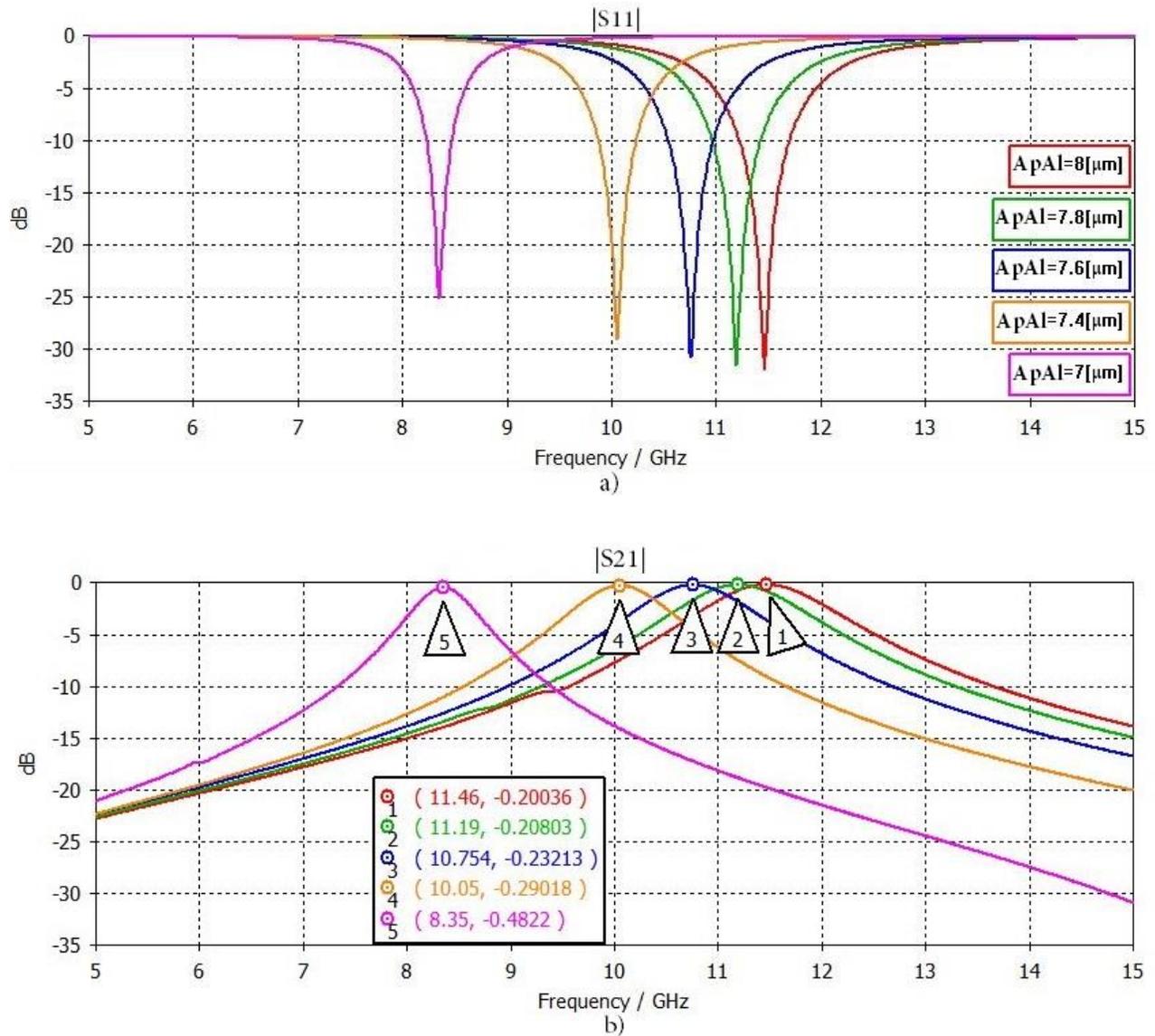


Fig. 3. 16. Respuesta en frecuencia: a) $|S_{11}|$, b) $|S_{21}|$.

Tabla 3. 7. Resultados obtenidos de simulación.

ApAl [μm]	f₀ [GHz]	AB [GHz]	Reflexión [dB]	Pérdidas [dB]
8	11.46	1.37	-31.88	-0.2004
7.8	11.19	1.318	-31.54	-0.208
7.6	10.754	1.217	-30.71	-0.2321
7.4	10.05	1.011	-28.99	-0.2902
7	8.35	0.653	-25.14	-0.4822

Como puede observarse en los resultados obtenidos (figura 3.16 y tabla 3.7), se logró reconfigurar la celda de la SSFR mediante cambios de altura en el puente móvil de los interruptores MEMS. Dichos cambios provocan que la capacitancia, entre los interruptores y las zonas metálicas que definen la ranura, aumente o disminuya de acuerdo con la teoría de placas planas paralelas, y esto a su vez produce que la frecuencia de resonancia y las demás características de la celda se modifiquen.

3.3.3. Circuito eléctrico equivalente

Al igual que en el apartado 3.2.2, en el estudio de SSFR también es conveniente tener un modelo eléctrico que represente el comportamiento electromagnético de la celda. En un principio, se obtendrá a partir de la estructura con interruptores sin líneas de polarización de DC (ver Fig. 3.6 y 3.7). Tomando como referencia el circuito eléctrico de la figura 3.4, el cual representa la celda pasiva, simplemente se añadirán elementos de parámetros concentrados que modelen de manera aproximada a los interruptores en los estados abierto y cerrado.

En el caso de la celda con ambos interruptores en estado abierto, parte de los resultados en CST mostraron un corrimiento de la frecuencia de resonancia hacia la izquierda; característica propia de un aumento de capacitancia en el modelo eléctrico. Partiendo de esta idea, una forma sencilla de representar a los interruptores es mediante una red serie conectada en paralelo con la capacitancia de la apertura. Dicha red consta de un capacitor (C_a); generado por la

separación entre la viga superior MEMS y las regiones de cobre que definen la ranura, y un inductor (L_a) con sus respectivas pérdidas (R_a) debidas a la conductividad finita del metal. En la figura 3.17 se muestra el circuito antes descrito.

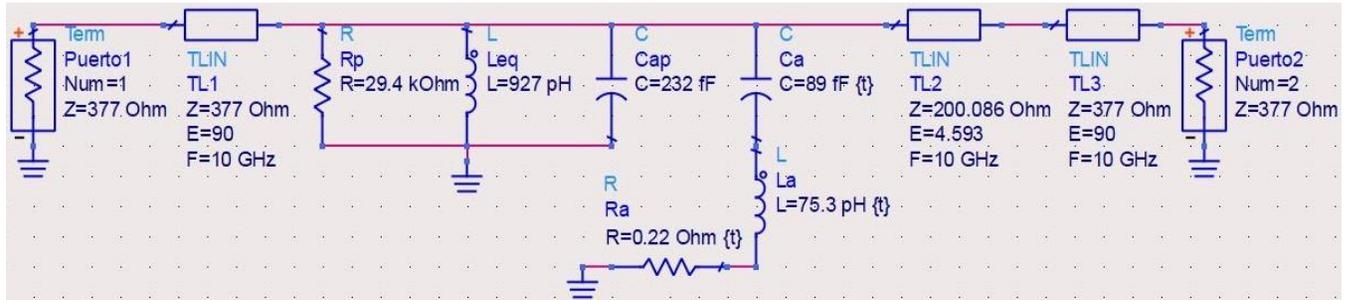


Fig. 3.17. Circuito eléctrico equivalente de la celda con interruptores en estado abierto.

Los valores de los elementos C_a , L_a y R_a del circuito anterior se ajustaron en ADS, de tal modo que los resultados de simulación coincidieran lo mejor posible con los obtenidos en CST. Sin embargo, se tomaron como referencia los valores del circuito equivalente del interruptor, analizado en el capítulo 2. En la figura 3.18 se muestran los parámetros de dispersión obtenidos en ADS. Donde se observa que el modelo eléctrico propuesto tiene un comportamiento muy semejante a la estructura simulada en CST (ver Fig. 3.8), por lo tanto, se concluye que es una aproximación correcta.

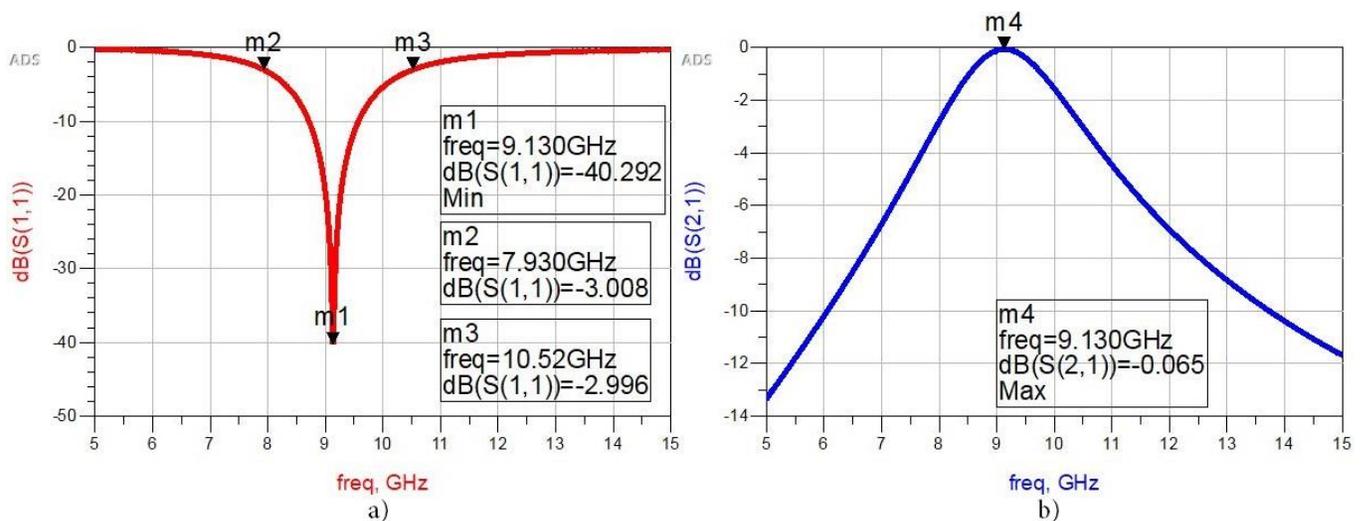


Fig. 3.18. Parámetros de dispersión de la celda con interruptores abiertos: a) $|S_{11}|$, b) $|S_{21}|$.

En el caso de la celda con ambos interruptores cerrados, se provoca un contacto metálico entre la viga superior MEMS y las regiones que definen la ranura, ya que, se elimina la separación entre éstas. Por lo tanto, en esta situación se puede sustituir a los interruptores por un inductor (L_c) con pérdidas (R_c) debidas a la conductividad finita del metal. El modelo eléctrico para este estado se muestra en la figura 3.19. Al igual que en el caso anterior, para definir L_c y R_c se tomaron como referencia los valores del circuito equivalente del capítulo 2. Sin embargo, éstos se ajustaron en ADS de modo que los resultados coincidieran con los de CST.

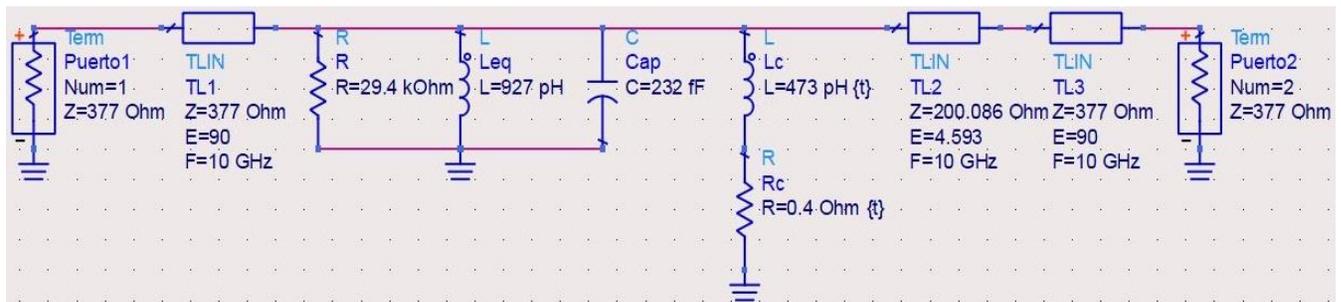


Fig. 3. 19. Circuito eléctrico equivalente de la celda con interruptores en estado cerrado.

En la figura 3.20 se presentan los parámetros de dispersión obtenidos en ADS, los cuales se aproximan bastante a los de CST (ver Fig. 3.8). Esto indica que el modelo eléctrico propuesto del anillo con ambos interruptores en estado cerrado es correcto.

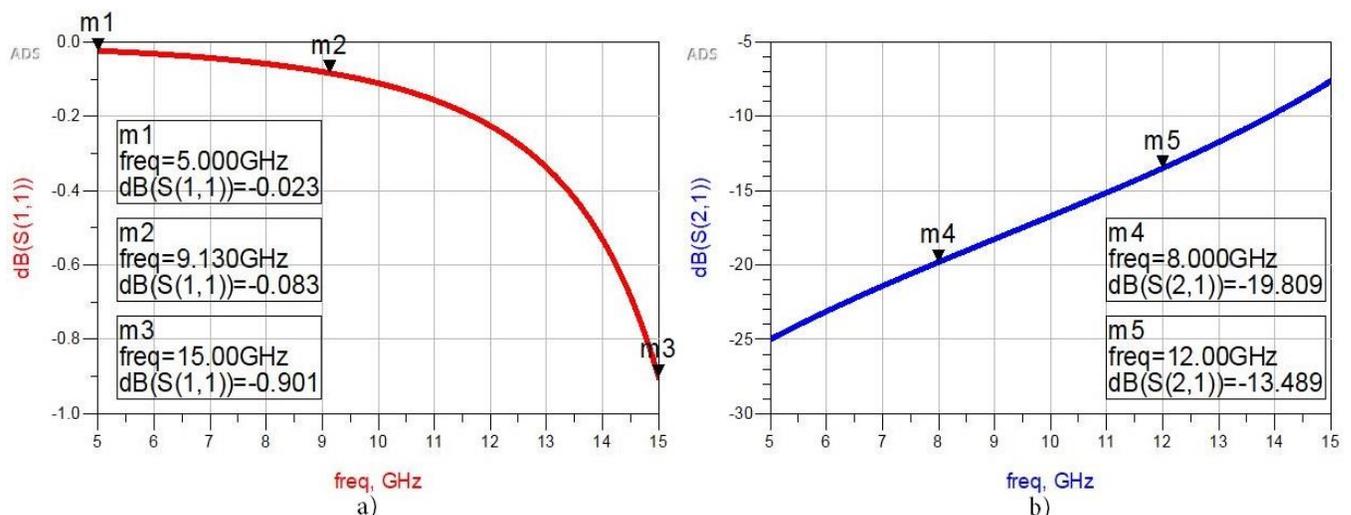


Fig. 3. 20. Parámetros de dispersión de la celda con interruptores cerrados: a) $|S_{11}|$, b) $|S_{21}|$.

3.4. Ajuste de la celda para una guía de onda WR-90

El análisis de los apartados anteriores se ha hecho para una celda de la SSFR, debido a que su comportamiento puede extrapolarse al del arreglo completo. Sin embargo, para fines prácticos y obtención de resultados experimentales, los parámetros de dispersión de la superficie se miden mediante un simulador de guía de ondas. Esto requiere que las dimensiones de la celda unitaria sean modificadas, de tal forma que cubran la sección transversal de una guía de onda rectangular WR-90. La elección en específico de esta guía se debe a su intervalo de frecuencia de operación, el cual abarca de 8.2[GHz] a 12.4[GHz].

Las dimensiones de la sección transversal de la guía de onda WR-90 son 22.86[mm]x10.16[mm]. Respetando el diseño original de la celda unitaria de 10.16[mm]x10.16[mm], se entiende que si se colocan dos celdas adyacentes, el largo y altura resultantes serían 20.32[mm] y 10.16[mm], respectivamente. Esto cubre parcialmente los requerimientos de la guía de onda, pero provee una ventaja, ya que no se altera ninguna variable en el diseño de la celda. Para completar el área restante, se decidió ajustar el largo de cada celda unitaria a 11.43[mm], y de este manera, en conjunto se tendría 22.86[mm]. Con esta modificación se tiene un solo cambio en el diseño original de la celda, correspondiente a la separación horizontal entre anillos, la cual pasa de 5.08[mm] a 5.715[mm].

En el presente análisis, el modo de propagación de interés es el dominante. En una guía de onda rectangular corresponde al modo TE_{10} [8], cuya frecuencia de corte cuando el interior de la guía es aire es 6.557[GHz]. Por lo tanto, para determinar la profundidad de la guía, se considera una onda plana incidente con polarización lineal y frecuencia de 10[GHz]; se determina su longitud de onda, y basta con utilizar ese valor para dimensionar la profundidad de la guía. Esto es:

$$\lambda_g = \frac{c}{f} = \frac{2.998 * 10^8 [m/s^2]}{10 [GHz]} = 29.98 [mm]$$

Con respecto a la polarización de los interruptores MEMS, se utilizaron las líneas descritas en el apartado 3.3.1, la única variación que tuvieron fue su longitud, la cual cambió de 4.53[mm] a 5.165[mm]. También se definieron dos contactos de cobre de 100[μm]x100[μm] (ver Fig. 3.21) en el extremo de una línea superior y una inferior. Su objetivo es funcionar como puntos de unión entre las líneas polarizadoras y la fuente de alimentación de DC. Los espesores de dichos contactos son 2[μm] de BCB y 1[μm] de cobre. Cabe señalar que se mantuvieron las cuatro

líneas polarizadoras en cada celda, aunque no fueran necesarias en la adaptación a la guía de onda, para mantener la simetría de la misma.

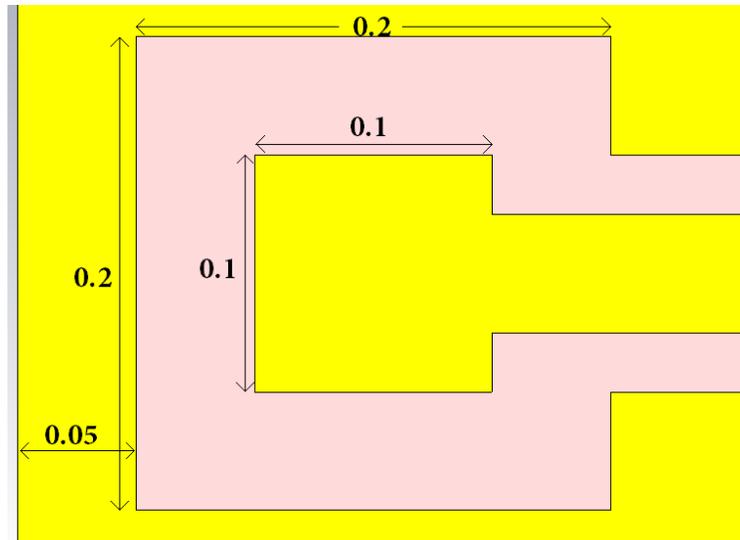


Fig. 3. 21. Contacto de cobre. Acotaciones en [mm].

Otro aspecto importante en la adaptación del problema, es el diseño de filtros basados en *stubs* abiertos, conectados en las líneas de polarización entre los interruptores y la fuente de alimentación de DC. Cuyo objetivo es proteger a dicha fuente de cualquier señal de AC que pudiera dirigirse a ella, es decir, su función es proveer una tierra virtual a la frecuencia de operación de la onda incidente (10[GHz]).

Este tipo de polarización con filtros se presentó en [6] obteniendo muy buenos resultados. Por lo tanto, dichos filtros se diseñaron y optimizaron con ayuda de CST. Se escogió una geometría triangular porque permite tener un comportamiento semejante a un filtro supresor de banda con frecuencia central en 10[GHz] y un ancho de banda que abarque el intervalo de frecuencia de interés. Para que los *stubs* se comporten de tal forma, se debe cumplir que su longitud (q) sea seis veces menor que la longitud de onda de la señal incidente [7], y de esta manera su impedancia a la frecuencia de rechazo sea cercana a cero. Esto es:

$$q < \frac{\lambda_g}{6} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r} \cdot 6}$$

Ec. (3. 12)

Donde λ_0 es la longitud de onda incidente y ϵ_r es la permitividad relativa del dieléctrico (BCB) sobre el cual se deposita el conductor (ver Fig. 3.22). Sustituyendo los datos de diseño en la ecuación 3.12, se tiene:

$$q < \frac{29.98[\text{mm}]}{6\sqrt{2.65}} = 3.07[\text{mm}]$$

En la figura 3.22 se muestra el *stub* conectado a la línea polarizadora. Como se mencionó anteriormente, con ayuda de CST se simuló la estructura para distintos valores de q y x , con el fin de obtener la menor impedancia de entrada posible. Cuya gráfica se muestra en la figura 3.23, donde se puede ver que en 10[GHz] su valor es muy cercano a 0[Ω]. Las dimensiones con las cuales se obtuvieron dichos resultados son: $q=0.88[\text{mm}]$ y $x=4.17[\text{mm}]$.

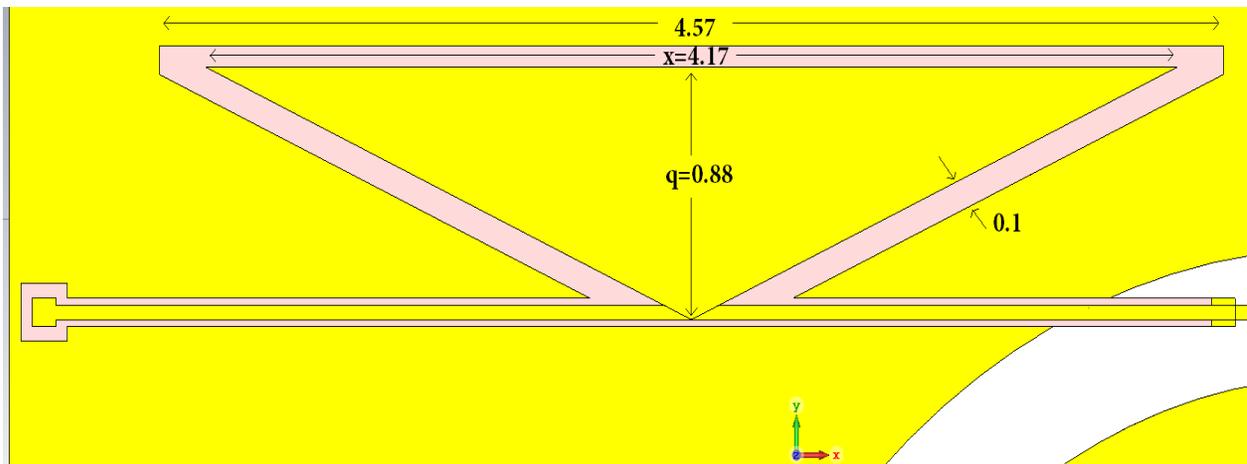


Fig. 3.22. *Stub* abierto sobre una capa de 2[μm] de BCB. Acotaciones en [mm].

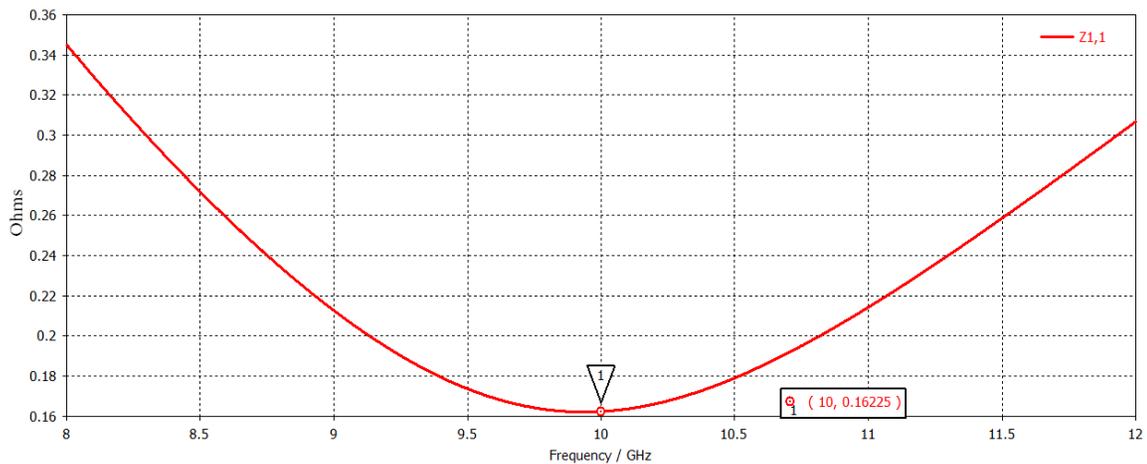


Fig. 3.23. Impedancia de entrada del *stub*.

Una vez comprendidos el ajuste de la celda unitaria a la guía de onda WR-90 y la polarización de los interruptores, se construye la estructura en CST (Fig. 3.24 y 3.25), lo cual permite obtener resultados de simulación muy aproximados al comportamiento real de la SSFR. En la figura 3.25 se observa que la guía de onda es representada por un volumen de aire encerrado en paredes metálicas (prisma en color azul translúcido); dentro de él, en el plano $z=0$, se introducen las celdas adyacentes. Las gráficas de los parámetros de dispersión se muestran en la figura 3.26, y los resultados se encuentran resumidos en la tabla 3.8.

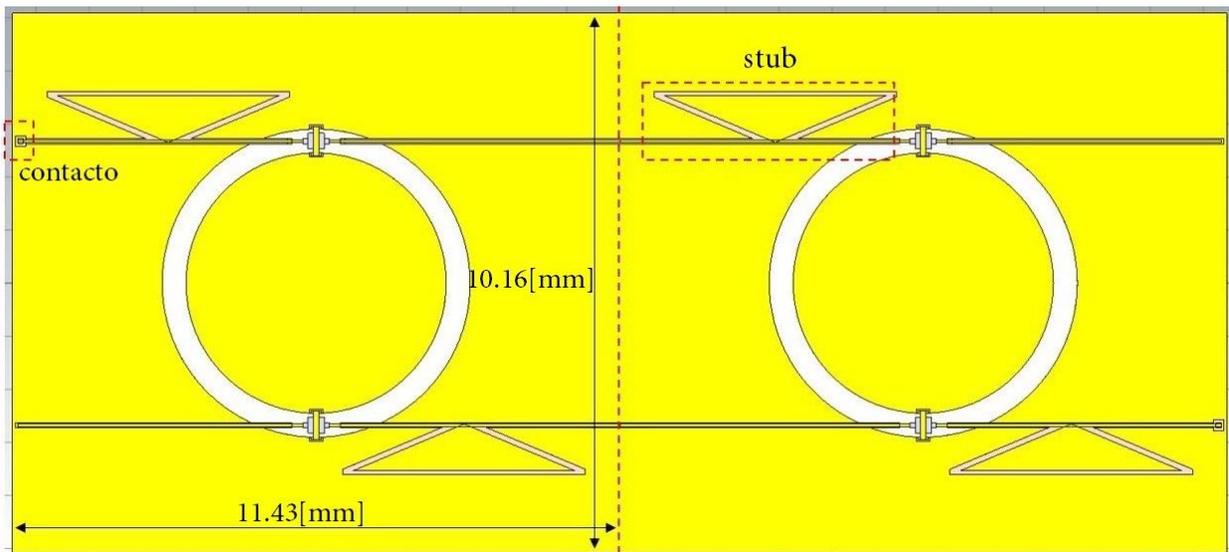


Fig. 3. 24. Celdas adyacentes ajustadas.

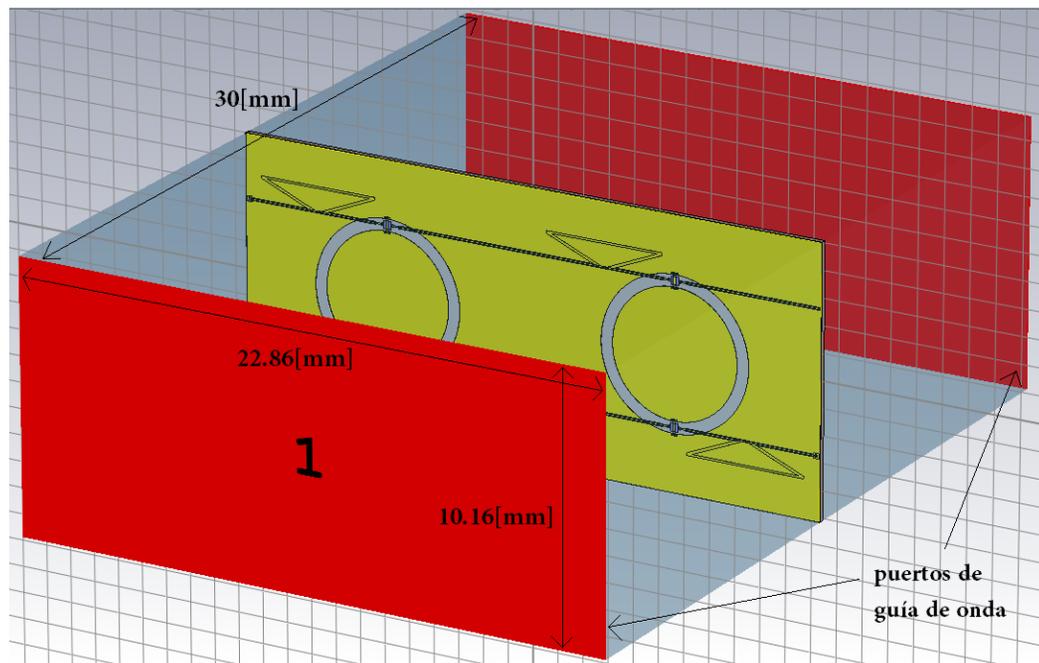


Fig. 3. 25. Estructura completa en CST.

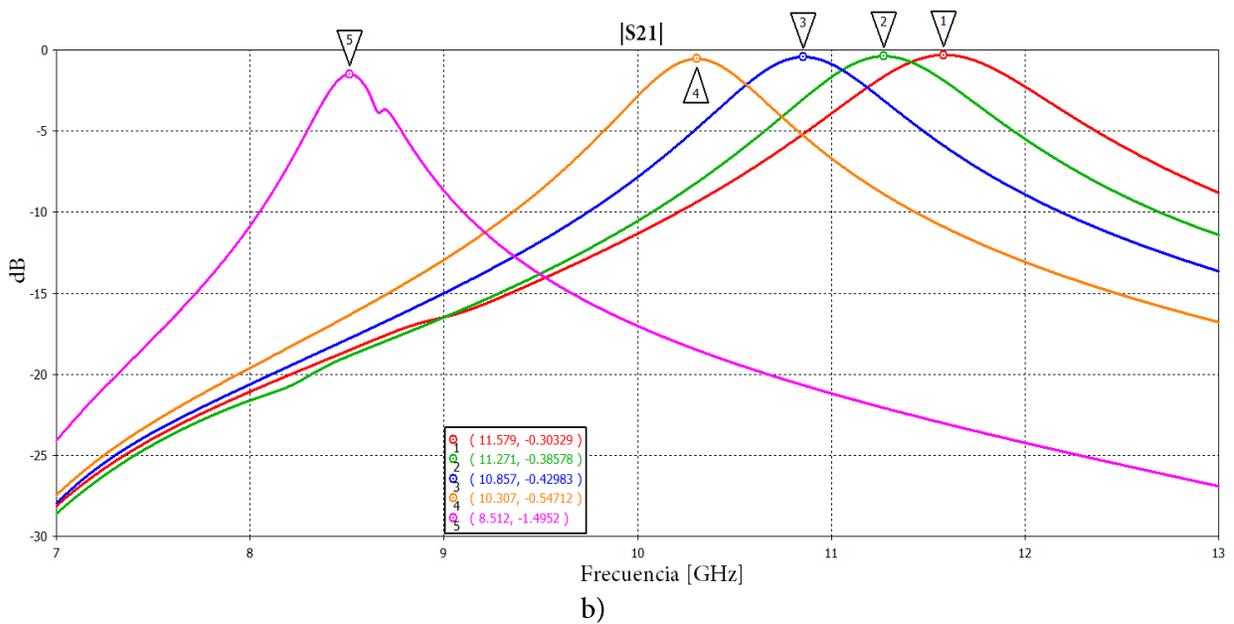
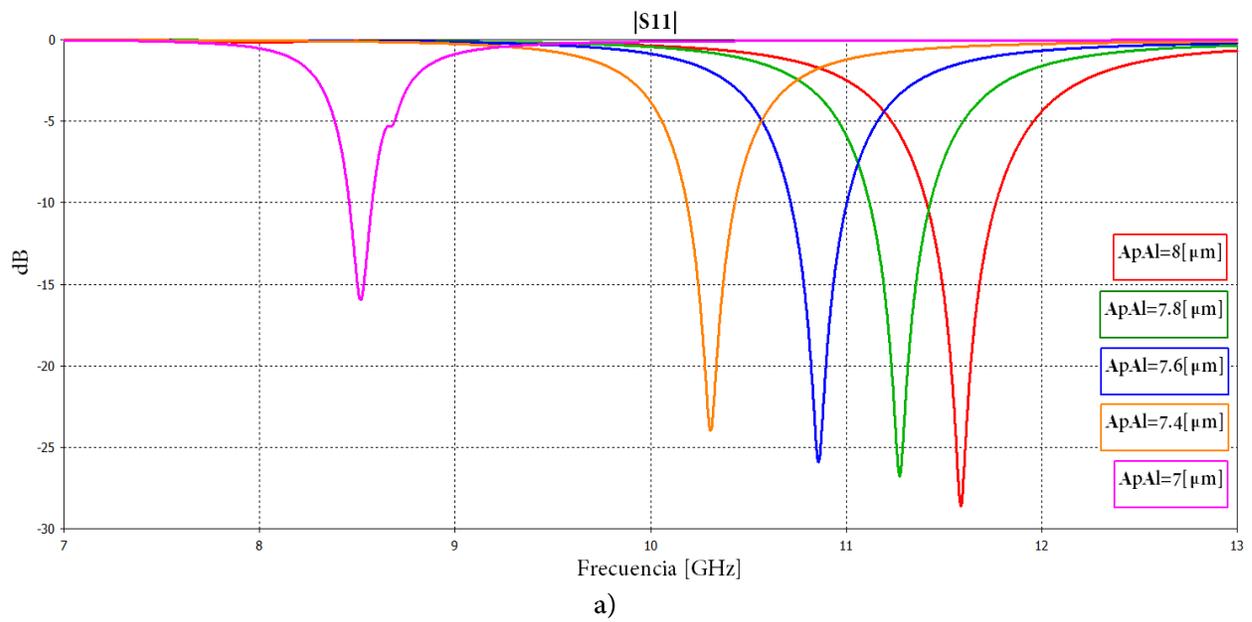


Fig. 3. 26. Parámetros de dispersión del arreglo. a) $|S_{11}|$, b) $|S_{21}|$.

Tabla 3. 8. Resultados obtenidos de simulación.

ApAl [μm]	f ₀ [GHz]	AB [GHz]	Reflexión [dB]	Pérdidas [dB]
8	11.579	0.994	-28.46	-0.303
7.8	11.271	0.855	-26.85	-0.386
7.6	10.857	0.781	-25.91	-0.429
7.4	10.307	0.654	-24.02	-0.547
7	8.512	0.242	-15.88	-1.495

Se puede observar en la tabla 3.8 que las frecuencias de resonancia fueron muy cercanas a las que se obtuvieron para el caso de la celda unitaria (ver tabla 3.7), esto señala que el ajuste a la guía de onda no perturbó el comportamiento en microondas de la estructura. Sin embargo, se aprecia un aumento en las pérdidas de transmisión ($|S_{21}|$), lo cual se debe principalmente a la modificación del largo de la celda unitaria de 10.16 [mm] a 11.43 [mm], lo que resulta en un aumento de área en las zonas metálicas circundantes al anillo ranurado. A pesar del aumento en las pérdidas aún se consideran aceptables, de acuerdo con el estado del arte para diversos dispositivos conmutables.

Por último, las investigaciones desarrolladas en [3], [9] y [10] muestran que ajustes hechos en el diseño del objeto de estudio, los cuales contemplan el medio donde se realiza la experimentación, permite tener respuestas teórico-simuladas muy cercanas a las obtenidas por medición. Por ende, se puede justificar que los resultados finales en este apartado, pudieran estar bien aproximados al comportamiento real de la estructura objetivo de esta tesis.

3.5. Referencias

[1] H. Fabian-Gongora, A. E. Martynyuk, J. Rodriguez-Cuevas, and J. I. Martinez-Lopez, “Closely Spaced Tri-Band Frequency Selective Surfaces Based On Split Ring Slots”, *Electronics Letters*, vol. 52, no. 9, pp. 727-729, 2016.

- [2] L. Martinez-Lopez, J. Rodriguez-Cuevas, J. I. Martinez-Lopez, and A. E. Martynyuk, "A Multilayer Circular Polarizer Based on Bisected Split-Ring Frequency Slective Surfaces", *IEEE Anten. and Wirel. Propag. Lett.*, vol. 13, pp. 153-156, 2014.
- [3] R. Martinez-Lopez, J. Rodriguez-Cuevas, A. E. Martynyuk, and J. I. Martinez-Lopez, "An Active Ring Slot with RF MEMS Switchable Radial Stubs for Reconfigurable Frequency Selective Surface Applications", *Prog. In Electrom. Research*, vol. 128, pp. 419-440, 2012.
- [4] B. A. Munk, *Frequency Selective Surfaces: Theory and Design*. New York: John Wiley & Sons Inc., 2000.
- [5] D. T. Mendoza-Rosales, A. E. Martynyuk, J. I. Martinez-Lopez, and J. Rodriguez-Cuevas, "Frequency selective surfaces based on ring slots loaded with monolithically integrated capacitors", *IET Microw. Anten. and Propag.*, vol. 6, no. 3, pp. 245-250, 2012.
- [6] A. E. Martynyuk, A. G. Martinez-Lopez, and J. I. Martinez-Lopez, "2-bit X-Band Reflective Waveguide Phase Shifter With BCB-Based Bias Circuits", *IEEE Trans. on Microw. Theory and Tech.*, vol. 54, no. 12, pp. 4056-4061, December 2006.
- [7] Gómez Méndez, Javier. (2014). "Elemento reflectivo desplazador de fase en banda V (50-75 GHz)". (Tesis de Maestría). Universidad Nacional Autónoma de México, México. Recuperado de <https://repositorio.unam.mx/contenidos/85657>.
- [8] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*. John Wiley & Sons Inc., 4ta Edición, 2012.
- [9] T. E. Esparza-Aguilar, J. Rodriguez-Cuevas, A. E. Martynyuk and J. I. Martinez-Lopez, "Switchable ring slot frequency selective surfaces with low-disruptive bias circuits," *2016 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)*, Fajardo, pp. 775-776, 2016.
- [10] H. Fabian-Gongora, A. E. Martynyuk, J. Rodriguez-Cuevas, and J. I. Martinez-Lopez, "Active Dual-Band Frequency Selective Surfaces with Close Band Spacing Based on Switchable Ring Slots", *IEEE Microw. and Wirel. Compon. Lett.*, vol. 25, no. 9, pp. 606-608, September 2015.
- [11] F.T. Ulaby, *Fundamentos de aplicaciones en electromagnetismo*. Pearson, 5ta Edición, 2007.

Conclusiones

1^{er} capítulo:

En el primer capítulo se presentó la definición de superficie selectiva de frecuencia, sus características, clasificaciones y aplicaciones. También, se estudiaron diversas SSF diseñadas para propósitos específicos, por ejemplo: disminución de pérdidas de transmisión, anchos de banda reducidos o reconfiguración de su respuesta en frecuencia. Por último, se presentó la formulación matemática de un arreglo periódico de aperturas sobre una pantalla conductora, que si bien, no se empleó en el análisis de la SSFR del tercer capítulo, fue preciso conocer su fundamento teórico.

Lo anterior se realizó con la finalidad de tener un panorama general del desarrollo de este tipo de estructuras, para conocer el progreso que se ha logrado en los últimos años. Y de esta forma, proponer una opción viable que permitiese la sintonización de la respuesta en frecuencia de una SSF, mediante interruptores MEMS monolíticamente integrados en ella.

2^{do} capítulo:

En el segundo capítulo se explicaron las técnicas de deposición y grabado más comunes en la fabricación de dispositivos MEMS. También, se mostró el estado del arte de los RF MEMS y se conocieron sus ventajas frente a otros dispositivos activos, como diodos PIN, varactores y transistores FET.

Posteriormente, se presentó el análisis y diseño de un interruptor MEMS de actuación electrostática. Se dedujo una expresión que determina la constante de rigidez de la estructura, y se calcularon el voltaje de colapso teórico ($2.429[V]$) y el tiempo de conmutación ($520[\mu s]$). Después, se simuló el interruptor en un programa especializado, con el fin de obtener una mejor aproximación de su comportamiento electromecánico. Se obtuvo un voltaje de actuación de 0 a $5.5[V]$ y la liberación del dispositivo se dio en $5.187[V]$, es decir, no fue necesario aplicar voltaje inverso al puente móvil para regresarlo a su posición original.

El análisis electromagnético del interruptor también fue asistido por simuladores. De esta forma se determinaron las pérdidas de inserción y el aislamiento, configurándolo en serie con dos líneas microcinta, cuyos resultados en el intervalo de 5[GHz] a 15[GHz] fueron de 0.0299[dB] a 0.0757[dB] y de 17.27[dB] a 8.02[dB], respectivamente. Por último, se definió un circuito eléctrico equivalente para cada estado del interruptor con la finalidad de tener modelos de parámetros concentrados que representaran el comportamiento de la estructura tridimensional en microondas.

3^{er} capítulo:

En el último capítulo se presentó el análisis y diseño de una SSFR de tipo anillo ranurado. Se comenzó con el estudio de una SSF pasiva para comprender los cambios de su respuesta en frecuencia, al modificar las dimensiones y propiedades físicas del arreglo.

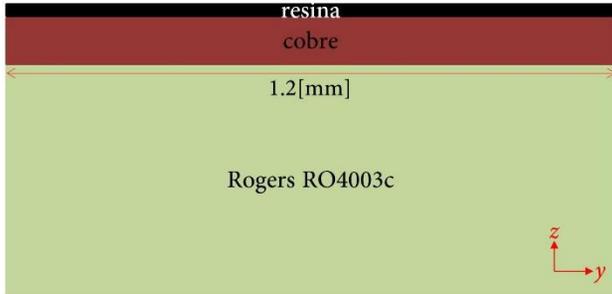
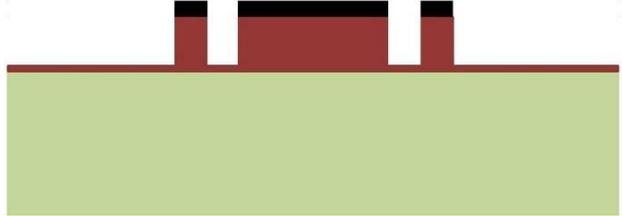
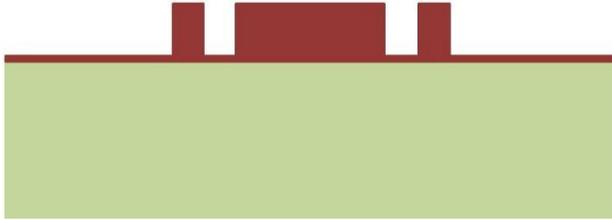
Posteriormente, se agregaron dos interruptores MEMS al anillo ranurado con la finalidad de modificar la capacitancia de la apertura, y por ende, su respuesta en frecuencia. Se consiguieron dos opciones de operación: la superficie con ambos interruptores abiertos produjo una respuesta paso banda, cuyas pérdidas de transmisión fueron 0.0649[dB] en 9.13[GHz]. La superficie con ambos interruptores en cerrados se comportó como una pantalla reflectante, cuyo aislamiento fue de 19.31[dB] a 13.28[dB] en la banda X.

Hasta ese momento, la SSFR diseñada presentaba dos opciones de operación. Sin embargo, se usó el intervalo dinámico antes del colapso de los interruptores, para conseguir que la respuesta de la superficie fuera sintonizable dentro de la banda X. Es decir, los interruptores se utilizaron como capacitores variables, cuyo valor de capacitancia fue 32.142[fF] para el estado superior y 117.318[fF] para el estado inferior.

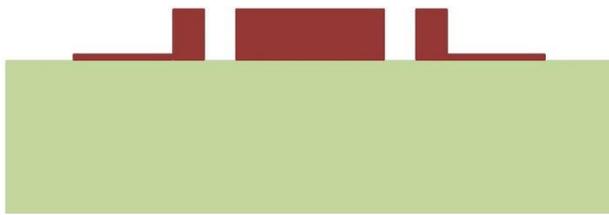
Por último, se ajustaron dos celdas adyacentes de la SSFR en la sección transversal de una guía de onda rectangular WR-90. De esta manera se construyó, mediante simulación, una estructura que se emplea frecuentemente en la medición de los parámetros de dispersión de la superficie. Se obtuvieron pérdidas de transmisión desde 0.303[dB] en 11.579[GHz] hasta 1.495[dB] en 8.512[GHz]. La finalidad de esta adaptación fue obtener resultados más aproximados a la realidad y poder disponer de un punto de referencia confiable para trabajos futuros.

Apéndice 1

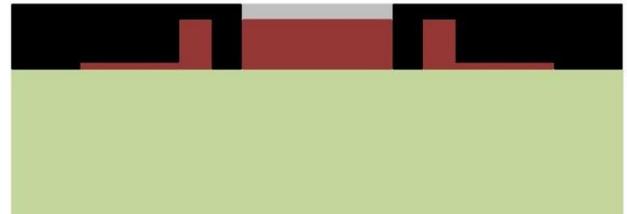
A continuación se presentan, de manera conceptual, los pasos realizados en el proceso de fabricación del interruptor MEMS diseñado en el capítulo 2. En éste se emplea el sustrato dieléctrico Rogers RO4003c de 203[μm] de espesor; con permitividad relativa de 3.38 y factor de disipación de 0.0027 en 10[GHz] y 23[$^{\circ}\text{C}$].

<p>1. El sustrato cuenta con una capa de 9[μm] de cobre depositada por el fabricante, la cual se aprovecha como material estructural. Primero se deposita una capa de resina fotosensible positiva sobre el cobre.</p> 	<p>2. Se alinea una máscara, correspondiente a la formación de postes y electrodo fijo, sobre la resina fotosensible. Se irradia con luz UV para que el área expuesta se vuelva soluble al revelador químico, y posteriormente se quita la máscara.</p> 
<p>3. Se revela la fotoresina, y sólo permanece el material cubierto por la máscara.</p> 	<p>4. Se realiza un proceso de grabado de 8 [μm] de cobre.</p> 
<p>5. Se remueve la resina restante.</p> 	<p>6. Se deposita fotoresina, se alinea una máscara para la formación de las conexiones de polarización y se irradia con luz UV.</p> 

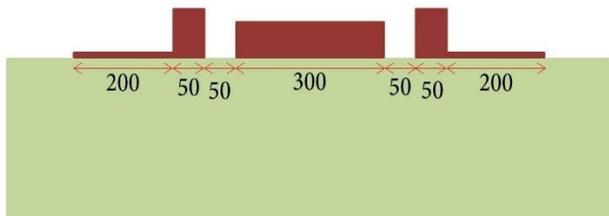
7. Se revela la fotoresina. Se graban 2[μm] de cobre y se remueve la resina restante.



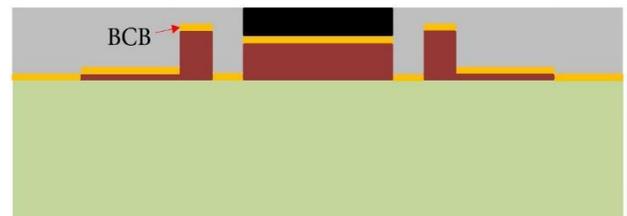
8. Se deposita fotoresina, se alinea una máscara para la disminución en el espesor del electrodo fijo y se irradia con luz UV.



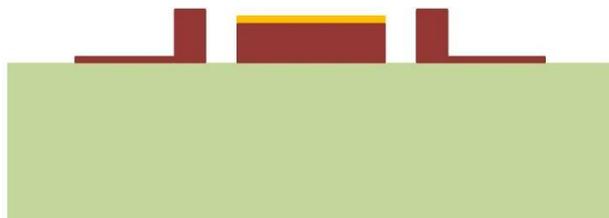
9. Se revela la fotoresina. Se graban 2[μm] de cobre y se remueve la resina restante. (Acotaciones de la imagen en [μm])



10. Se deposita una película de 1[μm] de BCB. Se deposita fotoresina y se realiza el proceso de litografía.



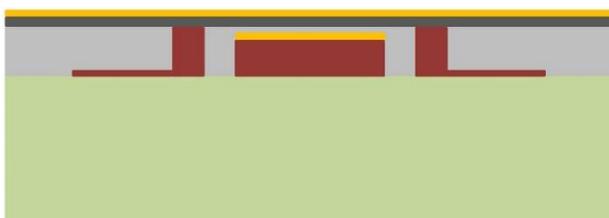
11. Se graba el patrón selectivo de BCB y se remueve la resina restante.



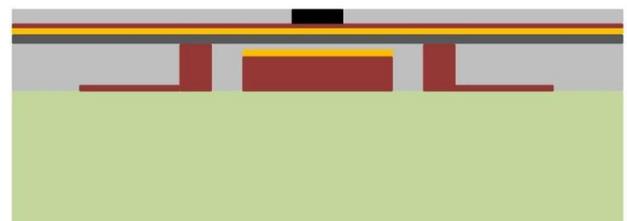
12. Se depositan 7[μm] de fotoresina, como material de sacrificio, y se irradia con luz UV. Después se deposita una película de 1.5 [μm] de aluminio para la formación del puente móvil.



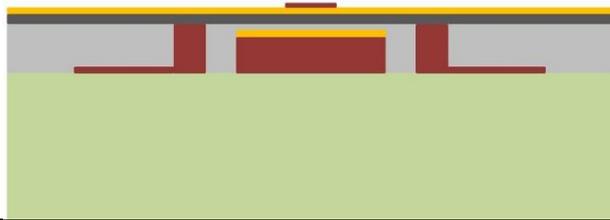
13. Se deposita una película de BCB de 1[μm] de espesor.



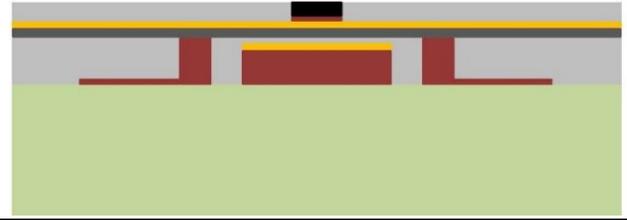
14. Se deposita una película de 0.5 [μm] de cobre. Después se deposita una capa de fotoresina y se realiza litografía.



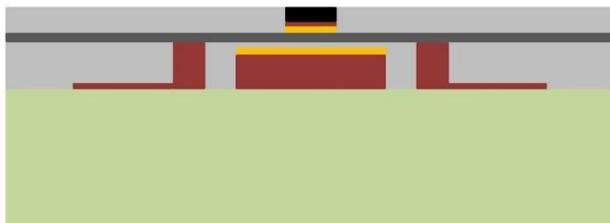
15. Se graba el patrón definido en el paso anterior.



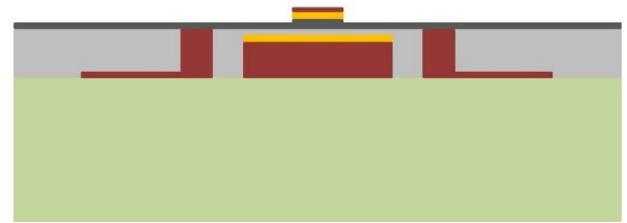
16. Se deposita fotoresina y se realiza litografía para atacar la película de BCB.



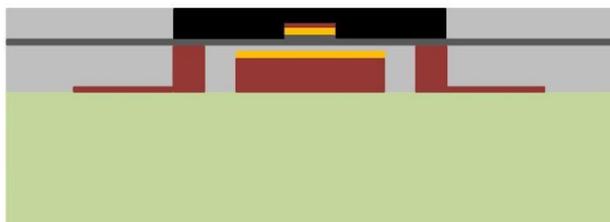
17. Se graba el patrón definido en el paso anterior. Se deposita fotoresina y se realiza litografía para atacar la película de aluminio.



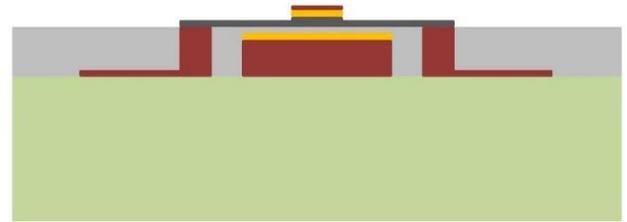
18. Se graban 0.5[μm] de aluminio de acuerdo con el patrón definido en el paso anterior y se remueve la resina restante.



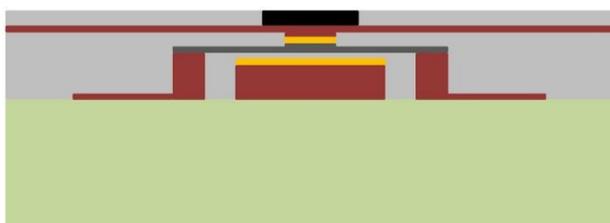
19. Se deposita fotoresina y se realiza litografía para atacar la película de aluminio, y definir el puente móvil.



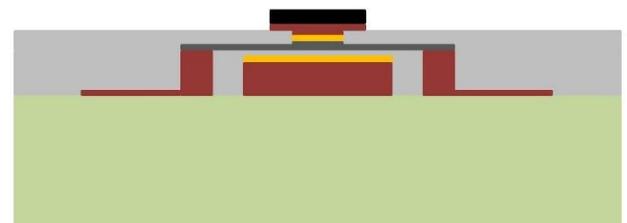
20. Se graba 1[μm] de aluminio de acuerdo con el patrón definido en el paso anterior y se remueve la resina restante.



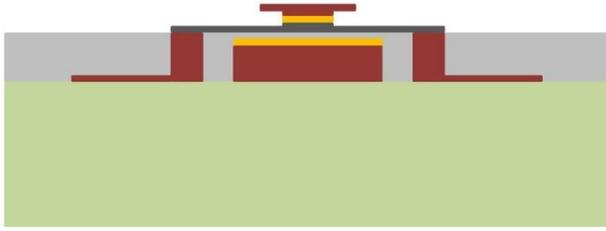
21. Se depositan 3[μm] de fotoresina y sobre ella se deposita una película de 1[μm] de cobre. Después se realiza litografía para definir la viga superior con forma de doble T.



22. Se graba la película de cobre, de acuerdo con el patrón definido en el paso anterior.



23. Se remueve la resina restante.



24. Se remueve la capa de sacrificio, y se libera el puente móvil.

