



**UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO**  
PROGRAMA DE MAESTRÍA Y DOCTORADO EN INGENIERÍA  
ELÉCTRICA – TELECOMUNICACIONES

SUPERFICIES SELECTIVAS DE FRECUENCIA RECONFIGURABLES BASADAS EN LA  
TECNOLOGÍA MEMS SOBRE SUSTRATOS FLEXIBLES

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

PRESENTA:  
MARTÍNEZ LÓPEZ ROSALBA

TUTOR PRINCIPAL  
DR. JOSÉ ISMAEL MARTÍNEZ LÓPEZ, FACULTAD DE INGENIERÍA

MÉXICO, D. F. JULIO 2013

**JURADO ASIGNADO:**

Presidente: DR. OLEKSANDR MARTYNYUK  
Secretario: DR. PABLO ROBERTO PÉREZ ALCÁZAR  
Vocal: DR. JOSÉ ISMAEL MARTÍNEZ LÓPEZ  
1<sup>er</sup>. Suplente: DR. JORGE RODRÍGUEZ CUEVAS  
2<sup>d o</sup>. Suplente: DR. JUAN ARNALDO HERNÁNDEZ CORDERO

Lugar o lugares donde se realizó la tesis: CIUDAD UNIVERSITARIA, MÉXICO, D. F.

**TUTOR DE TESIS:**

DR. JOSÉ ISMAEL MARTÍNEZ LÓPEZ

-----  
**FIRMA**

# **DEDICATORIA**

**A MI SEÑOR Y SALVADOR JESUCRISTO, A ÉL SEA TODA LA GLORIA, LA  
HONRA Y LA ALABANZA.**

“Porque de tal manera amó Dios al mundo, que ha dado a su Hijo unigénito, para que todo aquel que en él cree, no se pierda, mas tenga vida eterna”

Juan 3:16

# GRATITUDES

A Dios, por su amor y misericordia. Bendito y Alabado sea mi Señor y Salvador Jesucristo.

A mis padres Ismael y Julia, por su amor y apoyo incondicional. Gracias por estar conmigo en todo momento. Este logro es de ustedes.

A mis hermanos Ismael, Ángel y Lourdes, a mis cuñadas Kimberly y Karina, a mi sobrino Isaac y a mi tía Rufina, por su amor y ayuda y por todos los momentos que compartimos juntos.

A mi director de tesis, Dr. José Ismael Martínez López, por su tiempo, dedicación, apoyo, enseñanzas y dirección para la realización del presente trabajo.

A los Doctores Oleksandr Martynyuk y Jorge Rodríguez Cuevas, por su tiempo, apoyo y enseñanzas para la realización de este trabajo.

A mi Jurado, integrado por los Doctores Oleksandr Martynyuk, Pablo Roberto Pérez Alcázar, José Ismael Martínez López, Jorge Rodríguez Cuevas y Juan Arnaldo Hernández Cordero, por su tiempo dedicado a la revisión de este trabajo y por sus valiosos comentarios que lo enriquecieron.

Al Programa de Doctorado en Ingeniería Eléctrica de la UNAM, por la enseñanza y formación que recibí.

A la Coordinación de Estudios de Posgrado (CEP) de la UNAM, por el apoyo económico.

A la DGAPA por los Proyectos PAPIIT IN103709, PAPIIT IN114911, PAPIIT IN116112, CONACYT 166106 y PAPIIT IN114213, por los recursos para la realización del presente trabajo.

# Índice General

<b>Introducción</b>	<b>1</b>
<b>Capítulo 1. Estado del Arte de las Superficies Selectivas de Frecuencia Reconfigurables</b>	<b>4</b>
1.1. Introducción	4
1.2. Principio de operación de las SSF	6
1.2.1. Elementos en las SSF	7
1.3. Aplicaciones	12
1.3.1. Filtros	13
1.3.2. Subreflectores	14
1.3.3. Radomos	15
1.3.4. Conductores magnéticos artificiales (CMA)	15
1.3.5. Materiales electromagnéticos de banda prohibida (EBP)	16
1.3.6. Superestratos de Antenas	17
1.3.7. Metamateriales	18
1.3.8. Arquitectura electromagnética de edificios	19
1.3.8.1. Paneles de vidrio grabados con SSF	21
1.4. Superficies Selectivas de Frecuencia Reconfigurables (SSFR)	23
1.4.1. SSFR basadas en dispositivos MEMS	25
1.4.2. SSFR basadas en interruptores MEMS	25
1.5. Conclusión	27
<b>Capítulo 2. Análisis de los dispositivos de conmutación que permiten reconfigurar la SSF</b>	<b>45</b>
2.1. Introducción	45
2.1.1. Factor de calidad de conmutación (FCC)	46
2.2. Diodo PIN	46

2.3. Interruptores RF MEMS	49
2.3.1. Voltaje de actuación	49
2.3.2. Velocidad de conmutación	50
2.3.3. Pérdidas de inserción	50
2.3.4. Aislamiento	51
2.3.5. Manejo de potencia	51
2.3.6. Interruptores de tipo electrostático	51
2.3.6.1. Vigas voladizas	52
2.3.6.2. Interruptores de Membrana	52
2.3.6.3. Tipos de contacto	53
2.3.6.4. Configuración eléctrica	54
2.3.6.5. Interruptores en serie	55
2.3.6.6. Interruptores en paralelo	56
2.3.7. Estado del arte de los interruptores MEMS	57
2.3.7.1. Interruptores MEMS serie	57
2.3.7.2. Interruptores MEMS paralelo	60
2.4. Comparación entre interruptores MEMS y Diodos PIN	64
2.5. Interruptores MEMS Comerciales	66
2.5.1. Interruptor OMRON 2SMES-01	66
2.5.2. Interruptor Radant MEMS RMSW101	66
2.5.3. Interruptor Radant MEMS RMSW100HP	67
2.5.4. Interruptor Radant MEMS RMSW200	68
2.5.5. Interruptor Radant MEMS RMSW201	69
2.5.6. Interruptor Radant MEMS RMSW221	69
2.5.7. Interruptor Radant MEMS RMSW240	70
2.5.8. Interruptor Radant MEMS RMSW260	71
2.6. Configuración del Interruptor Radant MEMS RMSW200	72
2.6.1. Caracterización del interruptor RF MEMS RMSW200	73
2.7. Conclusión	79

**Capítulo 3. SSF basada en aperturas anulares con interruptores MEMS** **86**

3.1. Introducción	86
3.2. Modelo matemático de las SSFR de aperturas anulares con interruptores MEMS	87
3.3. Verificación experimental mediante el simulador de guía de onda	93
3.4. Características de Transmisión de una SSF basada en aperturas anulares con interruptores MEMS	94
3.4.1. Coeficiente de reflexión de la SSF basada en aperturas anulares con interruptores MEMS	98
3.4.2. Coeficiente de reflexión obtenido con el simulador de guía de onda para diafragmas basados en aperturas anulares con tiras de metal y circuitos abiertos en lugar de elementos de conmutación	103
3.5. Conclusión	106

**Capítulo 4. SSFR basada en aperturas anulares con stubs radiales conmutados** **108**

4.1. Introducción	108
4.2. SSFR de aperturas anulares con stubs radiales conmutados utilizando interruptores MEMS	109
4.3. SSFR utilizando interruptores MEMS sin capa inferior de oro	111
4.4. Coeficiente de reflexión medido de Interruptores MEMS con capa inferior de oro y sin capa inferior de oro	113
4.5. SSF Activa de aperturas anulares basadas en stubs radiales conmutados para aplicaciones de SSFR	118
4.5.1. Principio de Operación	118

4.6. Modelo matemático de las SSFR basadas en aperturas anulares con stubs radiales conmutados	122
4.7. SSF basada en elementos reconfigurables	125
4.7.1. SSFR con tiras de metal y circuito abierto en lugar de elementos de conmutación	126
4.7.2. Efecto de las no idealidades del interruptor en el funcionamiento de la SSFR	128
4.8. Resultados experimentales	132
4.8.1. Diafragmas pasivos de dos celdas unitarias con tiras de metal y circuito abierto	133
4.8.2. Diafragmas de una celda unitaria activa	137
4.9. Conclusión	140
<b>Conclusiones Generales</b>	<b>142</b>

# Resumen

Se presenta la investigación de superficies selectivas de frecuencia reconfigurables (SSFR) basadas en aperturas anulares sobre sustratos flexibles utilizando dispositivos de conmutación MEMS. Se analizaron las características de reflexión de dos tipos de configuraciones de SSFR novedosos, que permiten obtener una reconfiguración de su frecuencia de resonancia al modificar los estados de los interruptores MEMS. Con base en dichas configuraciones, se diseñaron, simularon y optimizaron diferentes SSFR, en la banda X, considerando las características no ideales de los interruptores. Los resultados muestran la capacidad de las SSFR diseñadas de obtener varias frecuencias de resonancia en un amplio rango de reconfiguración, con bajas pérdidas de inserción y bajo consumo de potencia. Finalmente, se llevó a cabo la verificación experimental mediante el simulador de guía de onda. Para tal efecto se fabricaron diversos diafragmas activos y pasivos con celdas periódicas de la SSFR. Se obtuvo una buena coincidencia entre los resultados teóricos y experimentales.

# Introducción

La saturación del espectro radio eléctrico, debido a las altas demandas en la transmisión de datos en las comunicaciones inalámbricas, ha llevado a la industria de las comunicaciones a implementar varias técnicas de compatibilidad electromagnética para hacer los procesos de comunicación más eficientes y seguros. Estas técnicas son diseñadas para superar los desafíos en la recepción de ondas de radio con pobres características en entornos locales saturados con señales electromagnéticas. Los sistemas de comunicación pueden beneficiarse de las Superficies Selectivas de Frecuencia (SSF) debido a la posibilidad de filtrar las señales en el dominio de la frecuencia. La diversidad de frecuencias conmutadas y la variedad de polarizaciones provistas por las SSF pueden disminuir la interferencia no deseada. Las SSF se han vuelto útiles en los sistemas de comunicaciones inalámbricas de alta frecuencia debido a las siguientes razones: a) el aumento de la eficiencia espectral cuando la interferencia producida por antenas vecinas que operan en frecuencias cercanas es bloqueada, b) el mejoramiento de las características de radiación de la antena, c) el incremento de la seguridad en las redes de comunicación inalámbricas internas debido a la limitación de propagación de las señales en un entorno definido y d) la superación de dificultades para obtener componentes pasivos de bajas pérdidas para la construcción de circuitos de sintonización de alto factor de calidad. Además de las aplicaciones convencionales de las SSF en filtros, subreflectores y radomos, las aplicaciones recientes de las SSF incluyen conductores magnéticos artificiales, materiales electromagnéticos de banda prohibida, arreglos de superestratos de antenas, metamateriales y arquitectura electromagnética de edificios, entre otras. Recientemente, las SSF activas o reconfigurables (SSFR) han resultado atractivas debido a su capacidad de cambiar dinámicamente sus parámetros, principalmente su frecuencia de resonancia. Esta flexibilidad permite que las SSFR puedan ser utilizadas en aplicaciones avanzadas, particularmente cuando el entorno

circundante es complejo y dinámico, y se requiere ajustar las frecuencias de resonancia de forma rápida.

La necesidad de modificar dinámicamente la respuesta de las SSF ha llevado a investigar mecanismos de desvío de frecuencia que permitan ajustar los parámetros de la superficie para aplicaciones en tiempo real.

Existen diferentes técnicas para obtener una SSFR: a) modificando los parámetros constitutivos de las pantallas o sustratos de la SSF, b) cambiando la geometría de la celda unitaria periódica y c) agregando dispositivos de control en la celda periódica unitaria. Entre estas técnicas, los dispositivos de control activo son capaces de asegurar una rápida respuesta en los elementos de la SSFR. Generalmente, los dispositivos activos tales como diodos PIN, diodos varactores y RF MEMS han sido usados para reconfigurar la frecuencia resonante de la SSFR. Sin embargo, las no idealidades de los dispositivos de control afectan las características de las SSFR, así como su rendimiento. Por ejemplo, los diodos PIN demandan una gran cantidad de potencia. Esta condición afecta principalmente la fabricación de arreglos de tamaño mediano y grande debido a que se requieren cientos o miles de estos diodos. Asimismo, la impedancia de los diodos varactores puede ser controlada fácilmente por un voltaje de corriente directa, sin embargo, los varactores presentan altos niveles de pérdidas de inserción, particularmente para bajos voltajes de polarización inversa. Por otra parte, la tecnología MEMS permite resolver esta problemática en el diseño de las SSFR al ofrecer interruptores de bajo control de potencia y bajas pérdidas de inserción. Otra de las ventajas de los RF MEMS es su bajo costo de fabricación, ya que al ser implantados mediante un proceso de fabricación planar, mediante técnicas fotolitográficas, es posible insertar una gran cantidad de elementos sin que se eleve el costo de fabricación. Por todo lo anterior y debido a las ventajas que proporciona la tecnología MEMS, en el presente trabajo se utilizaron como dispositivos de control los interruptores RF MEMS para lograr la reconfigurabilidad de la SSF.

Por lo tanto los objetivos del presente trabajo son:

- Obtención de nuevos conocimientos científicos y técnicos en el área de las SSFR.
- Propuesta de geometrías de celdas unitarias de SSFR basadas en aperturas anulares sobre sustratos flexibles con dispositivos de control utilizando la tecnología MEMS.
- Obtención de modelos de circuitos eléctricos equivalentes y de modelos electrodinámicos para el cálculo de las características de reflexión y transmisión de las SSFR.
- Estimación de los efectos parásitos del interruptor MEMS sobre la respuesta de las SSFR.
- Diseño y optimización de las SSFR en la banda X para obtener una alta tasa de reconfigurabilidad, baja potencia de control, bajas pérdidas y bajo costo.
- Validación experimental de los modelos teóricos desarrollados.

El presente trabajo está dividido en cuatro capítulos. En el primer capítulo se analiza el estado del arte de las SSFR. En el capítulo 2 se analizan los diferentes dispositivos de control para lograr la reconfigurabilidad de la SSFR. En el capítulo 3 se analiza, diseña y optimiza una SSFR basada en aperturas anulares cargadas con conmutadores integrados con posiciones no uniformes. En el capítulo 4 se analiza, diseña y optimiza una SSFR basada en aperturas anulares con stubs radiales inductivos conmutables. Finalmente se presentan las conclusiones generales del trabajo.

# **Capítulo 1**

## **Estado del Arte de las Superficies Selectivas de Frecuencia Reconfigurables**

### **1.1. Introducción**

Desde mediados de la década de 1960 las Superficies Selectivas de Frecuencia (SSF) han sido objeto de estudio por varios investigadores; sin embargo, la referencia más antigua que se conoce es la patente concedida a Marconi y Franklin en 1919 por el diseño de un reflector parabólico para aplicaciones en telefonía y telegrafía inalámbricas [1]. Los reportes publicados de las propiedades de estructuras simples en la banda centimétrica datan desde 1946 [2, 3], aunque el nombre de SSF no fue utilizado sino hasta mucho tiempo más tarde. Las propiedades únicas y los usos prácticos de las SSF han producido beneficios dentro de los sectores académicos, industriales y

militares. En las frecuencias de microondas, las aplicaciones de las SSF son predominantemente en las interfaces de los sistemas de antenas fijas y móviles. Las SSF planares y curvadas se han utilizado para una amplia variedad de aplicaciones, incluyendo el diseño de radomos y subreflectores de antenas de gran apertura [4].

Una contribución importante se dió en 1968 cuando Benedikt A. Munk presentó la patente “Superficies periódicas para grandes ángulos de exploración” y que fue concedida hasta 1974 [5]. En esta patente se mostraba que para que una superficie periódica tuviera una frecuencia de resonancia estable con respecto al ángulo de incidencia, el espaciamiento entre los elementos debía de ser pequeño ( $< 0.4\lambda$ ). El tamaño pequeño de los elementos podría ser alcanzado usando elementos con algún tipo de carga. La superficie resonante utiliza un arreglo de dipolos cortos cargados para obtener los coeficientes de transmisión o reflexión unitarios sobre un ancho de banda estrecho en la frecuencia deseada y es relativamente independiente del ángulo de incidencia de la señal electromagnética. Otra patente importante concerniente con elementos cargados fue presentada en 1975 por Pelton y Munk [6]. En 1978 Munk obtuvo la patente de un “Filtro de espacio”, formado por una estructura multicapa utilizando dos superficies periódicas ranuradas intercaladas entre placas dieléctricas, el cual presentaba una característica de un gran ancho de banda en un amplio intervalo de ángulos de incidencia [7].

El análisis y diseño de las SSF ha tenido mucha importancia en las telecomunicaciones y en radares debido a que tiene como característica el filtrado de frecuencias de señales electromagnéticas que se propagan en el espacio libre.

Una SSF es un arreglo periódico de dos dimensiones, ya sea de parches conductores en un sustrato dieléctrico (Figura 1.1a) o de aperturas sobre una pantalla metálica (Figura 1.1b). Las aperturas y los parches poseen una geometría específica que interactúa electromagnéticamente con la onda incidente y el resultado es una respuesta de tipo pasa banda o de tipo supresor de banda, según corresponda.

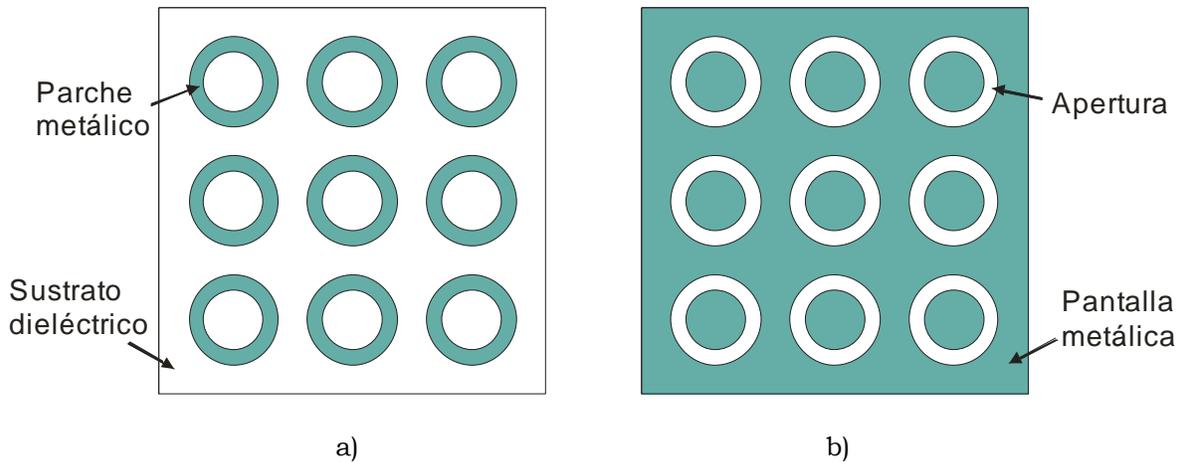


Figura 1.1. Tipos de SSF: a) Parches conductores sobre un sustrato dieléctrico y b) Aperturas sobre una pantalla metálica.

## 1.2. Principio de operación de las SSF

Las SSF se comportan básicamente como un filtro electromagnético pasivo. Las superficies de tipo parche actúan como filtros supresores de banda y las superficies de tipo apertura actúan como filtros paso banda. La Figura 1.2a) muestra una respuesta típica del coeficiente de transmisión de un arreglo tipo parche. Para este caso, la superficie reflejará las ondas incidentes cuyas frecuencias se ubican en la banda de rechazo mientras que transmitirá las ondas cuyas frecuencias se encuentran dentro de su banda de paso. La resonancia se presenta debido a las corrientes inducidas en los elementos del arreglo y la superficie se comportará como una pantalla metálica a la frecuencia de resonancia. En la Figura 1.2b) se muestra una respuesta típica para el caso de una superficie tipo apertura. La fuerte concentración de campo eléctrico en las aperturas a la frecuencia de resonancia determina una respuesta paso banda haciendo que la estructura sea transparente para la onda incidente a dicha frecuencia.

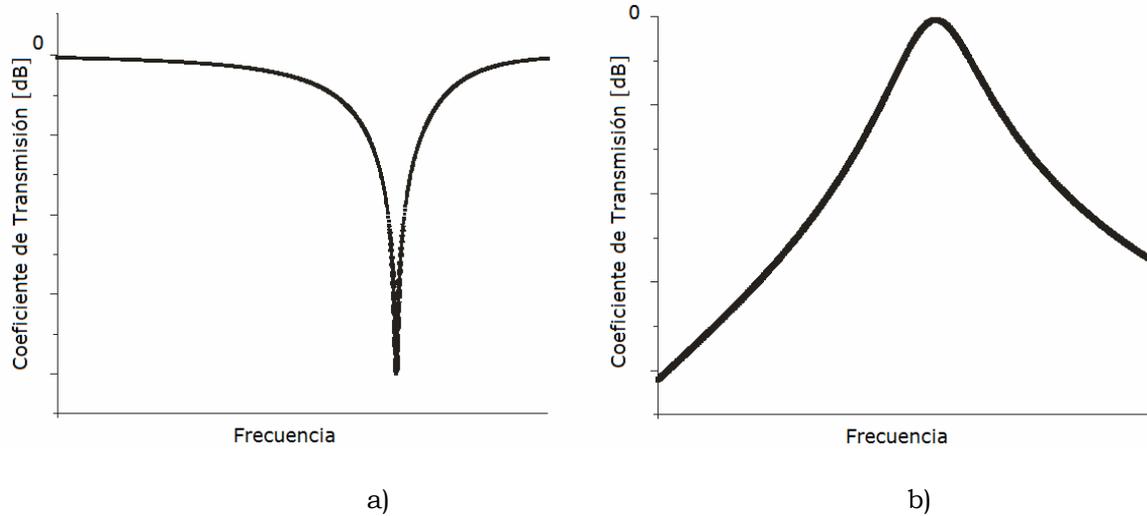


Figura 1.2. Coeficiente de transmisión de una SSF: a) Tipo parche y b) Tipo apertura.

### 1.2.1. Elementos en las SSF

Existen diversas formas de elementos en las SSF. Las formas más estudiadas son: dipolo, dipolo cruz, cruz de Jerusalén, tripolo, lazo cuadrado y anillo. (Figura 1.3). La forma del elemento es muy importante en el diseño de las SSF. El elemento debe soportar la polarización de la onda incidente y tiene mucha influencia en el desempeño de la superficie. La respuesta en frecuencia de la SSF está determinada por la geometría y tamaño del elemento. Las SSF son diseñadas con base en los elementos resonantes. Por ejemplo, un arreglo de dipolos resonará cuando la longitud de los dipolos sea igual a media longitud de onda, sin embargo, para el caso de elementos tipo lazo y anillo resonará cuando sus perímetros sean aproximadamente igual a la longitud de onda de la onda incidente.

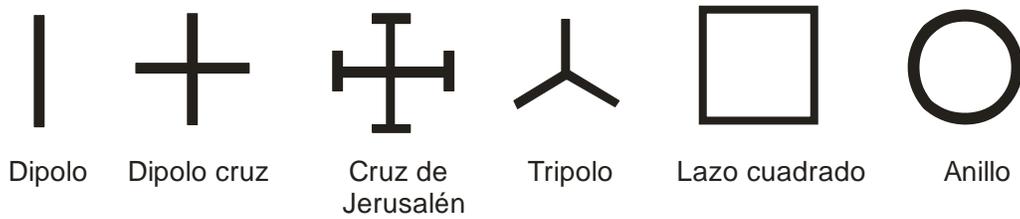


Figura 1.3. Elementos convencionales en la SSF.

Las SSF tipo parche y tipo apertura presentan reflexión o transmisión total en la zona de resonancia del elemento, respectivamente. El paso más importante en el proceso de diseño de una SSF es la adecuada elección del elemento que la constituye. El tipo de elemento y su geometría, los parámetros del sustrato y la separación entre elementos determinan la respuesta en frecuencia de la estructura. Los parámetros principales son la frecuencia de resonancia, la estabilidad de la frecuencia de resonancia con respecto al ángulo de incidencia, el ancho de banda, el nivel de polarización cruzada y la relación de separación entre bandas ( $f_r/f_t$ ), donde  $f_r$  es la frecuencia de resonancia en el centro de la banda de reflexión y  $f_t$  es el inicio de la banda de transmisión.

Como se muestra en la Figura 1.4, los elementos en las SSF se clasifican en cuatro grupos básicos [8] que son:

- Grupo 1: Centro conectado, tales como dipolos, dipolos cruz, tripolos y cruces de Jerusalén.
- Grupo 2: Tipo lazo, tales como lazo circular, cuadrado y hexagonal.
- Grupo 3: Interior sólido o tipos de parches de diferentes formas.
- Grupo 4: Las combinaciones de cualquiera de los anteriores grupos.

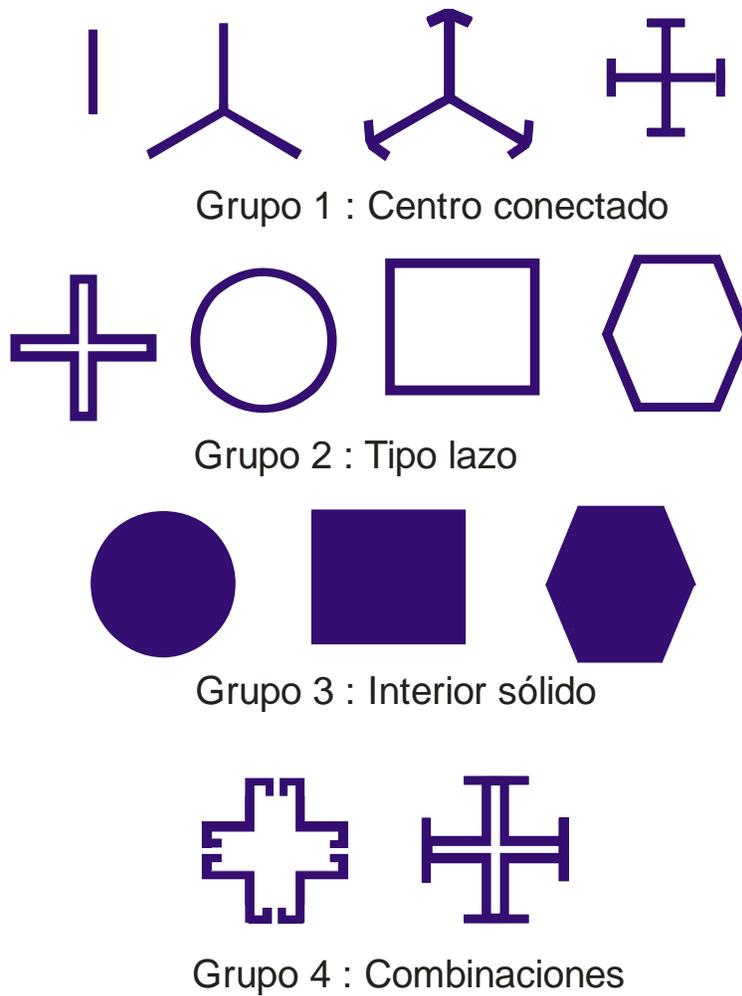


Figura 1.4. Elementos comunes en las SSF ordenados en grupos.

### **Grupo 1: Centro conectado**

Los elementos más comunes en este grupo son: Dipolos [9], dipolo tipo cruz [10], tripolos [11-13] y cruces de Jerusalén [14, 15]. El dipolo ha sido el elemento más utilizado desde los inicios de las SSF, debido a su geometría sencilla, pero también puede ser el elemento base de geometrías complejas. Dentro de sus ventajas se tiene su bajo nivel de polarización cruzada y su pequeña separación entre bandas ( $f_r/f_i$ ); por otra parte, entre sus desventajas se tiene la poca estabilidad en la frecuencia de resonancia con respecto a las variaciones del ángulo de incidencia y su reducido ancho de

banda. La primera desventaja se debe a que para ángulos de incidencia oblicuos al dipolo, la longitud proyectada del dipolo será menor a media longitud de onda, por lo que no resonará efectivamente. Similarmente, el dipolo tipo cruz también presenta problemas en la estabilidad de la frecuencia de resonancia y también tiene un ancho de banda reducido. Por otra parte, los elementos tipo cruz de Jerusalén también son de los elementos más antiguos utilizados en las SSF, presentando relativamente buena estabilidad de su frecuencia de resonancia con respecto al ángulo de incidencia, un ancho de banda aceptable y separación entre las bandas relativamente pequeña. Sin embargo, los problemas se presentan en el alto nivel de polarización cruzada.

## **Grupo 2: Tipo lazo**

Este grupo, es probablemente, el más popular dentro de las geometrías usadas, debido a sus ventajas. Entre los más representativos se tiene el lazo cuadrado [16-18], el anillo circular [19-23] y el lazo de tripolos [24]. Los elementos tipo lazo cuadrado y tipo anillo ofrecen las mejores características, ya que tienen una muy buena estabilidad en su frecuencia de resonancia con respecto al ángulo de incidencia, tienen un ancho de banda extenso, una pequeña separación entre sus bandas y bajos niveles de polarización cruzada.

## **Grupo 3: Interior sólido**

Este grupo está formado por elementos con geometrías sencillas como cuadrados, círculos y hexágonos. La principal desventaja de utilizar SSF basadas en estas geometrías radica en la gran separación que aparece entre los elementos con respecto a la longitud de onda de las frecuencias de resonancia. Esta gran separación provoca que aparezcan resonancias secundarias no deseadas.

## **Grupo 4: Combinaciones**

Combinaciones de diversos tipos de elementos SSF se han empleado a lo largo de los años para solucionar algunos de los problemas asociados con las SSF de un solo elemento. Por ejemplo, una ranura de lazo cuadrado y una estructura de parche se han empleado para intentar superar los problemas de sensibilidad angulares [25].

Otros tipos de SSF no reportadas en esta clasificación son las SSF de tipo serpentina y de tipo fractales. Los elementos tipo serpentina permiten la reducción de la separación entre los elementos resonantes en una SSF para evitar que aparezcan resonancias secundarias indeseables [26]. En [27-29] se reportan SSF tipo serpentina. Por otra parte, los fractales son formas geométricas que son auto-similares y pueden generar casi cualquier estructura compleja a través de la iteración de ciertas geometrías simples. Utilizando la propiedad de auto-similitud de los fractales, se pueden obtener SSF multibanda y de banda ancha [30-33].

En la Tabla 1.1 se presenta la comparación del desempeño de diferentes elementos de una SSF con respecto a los parámetros principales que se deben de tomar en consideración al elegir determinado elemento. Se puede observar que los elementos que ofrecen las mejores características son el lazo cuadrado y el anillo. Estos elementos permiten tener una buena estabilidad en la frecuencia de resonancia con respecto al ángulo de incidencia, un bajo nivel de polarización cruzada, un ancho de banda grande y una pequeña separación entre bandas [34].

Tabla 1.1: Comparación de elementos principales de la SSF.

Tipo de elemento	Estabilidad de la frecuencia de resonancia con el ángulo de incidencia	Bajo nivel de polarización cruzada	Ancho de banda grande	Pequeña separación de bandas
Dipolo cargado	1	2	1	1
Cruz de Jerusalén	2	3	2	2
Anillo	1	2	1	1
Tripolo	3	3	3	2
Dipolo cruz	3	3	3	3
Lazo cuadrado	1	1	1	1
Dipolo	4	1	4	1

Donde la ponderación indica 1 = el mejor valor, 2 = el segundo mejor valor, ..., etc.

### 1.3. Aplicaciones

El desarrollo de las SSF ha generado importantes beneficios en amplios sectores. Por ejemplo, en las telecomunicaciones, los sistemas de comunicaciones inalámbricas se han beneficiado al usar SSF principalmente en: a) la reducción de la interferencia electromagnética entre antenas vecinas operando en frecuencias cercanas [35], b) el mejoramiento de las características de radiación de las antenas [36-38], c) el aumento de la seguridad en las redes de comunicación [39] y d) la obtención de circuitos de filtrado de altos factores de calidad [40].

Las SSF también han sido ampliamente utilizadas en los sistemas de radar, por ejemplo, para reducir la sección transversal del radar, disminuir la interferencia electromagnética y proteger a las personas de las radiaciones electromagnéticas. Esto último debido a que en una estación de radar las ondas electromagnéticas se propagan en diferentes direcciones y rangos de frecuencia, por lo que interfiere en la eficiencia de los sistemas de

comunicación y en la salud de las personas que se encuentran cerca de las antenas [41].

Otro sector donde las aplicaciones de las SSF son importantes es en la radioastronomía. La radioastronomía es una rama de la astronomía que estudia los cuerpos celestes a través de sus emisiones de ondas electromagnéticas de radio. En el trabajo realizado en [42] se analizan filtros paso bajos que consisten de SSF en cascada, con diferentes periodicidades, para ser utilizados en la banda submilimétrica.

Las propiedades que tienen las SSF, de permitir y rechazar el paso de la onda electromagnética incidente en función de la frecuencia, las ha convertido en una estructura básica para diferentes aplicaciones. Las principales aplicaciones de las SSF incluyen filtros, subreflectores, radomos, conductores magnéticos artificiales, materiales electromagnéticos de banda prohibida, arreglos de superestratos de antenas, metamateriales y arquitectura electromagnética de edificios. A continuación se describirán más a detalle dichas aplicaciones.

### **1.3.1. Filtros**

Los filtros electromagnéticos permiten el paso de la señal en determinadas frecuencias y lo impiden en otras. De acuerdo a su frecuencia de selección se clasifican en cuatro diferentes grupos que son: Filtros paso bajo, filtros paso alto, filtros paso banda y filtros supresores de banda. En [43] se analiza una SSF que tiene características de filtrado paso bajo o paso alto. En [44] se propone una SSF utilizada como filtro paso banda y en [45] se propone una SSF cilíndrica utilizada como filtro supresor de banda. La SSF consiste de un arreglo de parches conductores rectangulares.

La selectividad de la respuesta en frecuencia de una SSF es un factor importante que determina su idoneidad para una aplicación dada. De forma similar a los filtros de microondas, esta selectividad está determinada por el orden de la función de transferencia de la SSF y su tipo de respuesta. Para lograr funciones de transferencia altamente selectivas, se emplean SSF con respuestas de orden superior. Las SSF paso banda de segundo orden son analizadas en [46] y de tercer orden en [47]. También, en [48], se investigan SSF paso banda de tercer orden, las cuales están compuestas de tres capas diferentes de metal y están separadas entre sí por delgados sustratos dieléctricos. Las capas de metal inferior y superior consisten de arreglos periódicos de parches bidimensionales y la capa de metal del centro se compone de un arreglo periódico de dos dimensiones de un resonador de tipo espiral. Además se analizan SSF con respuestas paso banda de orden impar [49].

### **1.3.2. Subreflectores**

Los subreflectores basados en SSF se emplean en muchos sistemas de antenas de doble reflector con el propósito de obtener múltiples frecuencias. En tales sistemas, los reflectores de SSF frecuentemente poseen buenas características para reflejar frecuencias específicas y ser transparentes a otras frecuencias. En [50] se analiza una SSF colocada a una antena reflectora que refleja las señales en la banda Ku y permite el paso de las señales en la banda X.

Los elementos como parches cruz-dipolo fueron utilizados para el diseño de subreflectores en antenas reflectoras [51]. En [52] se diseñó un subreflector dicróico para una antena reflectora de doble frecuencia. En [53] se investigan diferentes SSF utilizando reflectores de SSF curvadas y reflectores de SSF rectangulares.

### **1.3.3. Radomos**

Los radomos son las pantallas que se les coloca a las antenas con el fin de protegerlas sin afectar su funcionamiento electromagnético. Una de las aplicaciones de los radomos es la de reducir la sección transversal del radar (*radar cross section* (RCS)) de antenas fuera de su banda de operación. Cuando la SSF es transparente a las ondas electromagnéticas, la señal de la antena no es afectada, en cambio cuando la SSF es opaca la señal es reflejada. En [54] se diseñó una SSF radomo cónica. En [55] se presentó una SSF radomo miniaturizada que opera en la banda C, cuyo diseño es un arreglo periódico colocado en una superficie de forma curvada. En [56] se utiliza una SSF radomo de dos capas operando en la frecuencia de 9.5 GHz.

### **1.3.4. Conductores magnéticos artificiales (CMA)**

Los conductores magnéticos artificiales (CMA), también conocidos como superficies de alta impedancia, han recibido una considerable atención en los últimos años [57-60]. Un CMA es un tipo de material artificialmente diseñado con una superficie conductora magnética para una banda de frecuencia específica. Las estructuras CMA son estructuras realizadas en sustratos dieléctricos periódicos y usando varios patrones de metalización. Las superficies CMA tienen impedancia superficial muy alta dentro de un rango específico de frecuencias, donde el campo magnético tangencial es pequeño, incluso con un campo eléctrico grande a lo largo de la superficie. Por lo tanto, una superficie CMA puede tener un coeficiente de reflexión de +1, lo que significa que dichas superficies reflejan las ondas incidentes con una fase igual o cercana a  $0^\circ$ .

Para realizar superficies de alta impedancia se utiliza la combinación de estructuras dieléctricas multicapa, una SSF capacitiva y un conductor eléctrico perfecto (CEP) [61]. Estas superficies se comportan como un CMA en

un rango de frecuencia específico; la inclusión de las capas dieléctricas permite mejorar las propiedades angulares de la CMA, así como el ancho de banda de frecuencia del dispositivo. En el trabajo realizado en [62] se propone una superficie de alta impedancia CMA. La estructura utiliza una SSF basada en la geometría de elementos cruz de Jerusalén. También, en [63], se propone una CMA utilizando una SSF basada en arreglos periódicos pasivos de parches metálicos. En [64] se considera un plano de tierra CMA basado en una arquitectura plana que incorpora en su diseño una SSF de alta impedancia. La investigación presentada en [65] utiliza un arreglo periódico de elementos metálicos cruz-dipolo conectados por interruptores ideales. Esta estructura puede ser reconfigurada para lograr la condición de CMA para diferentes frecuencias de resonancia.

### **1.3.5. Materiales electromagnéticos de banda prohibida (EBP)**

Los materiales electromagnéticos de banda prohibida (EBP) son estructuras periódicas en las que no se permite la propagación de las ondas para ciertas bandas de frecuencia y ciertos ángulos de incidencia [66, 67]. Están dentro del grupo de materiales artificiales y son estructuras que muestran bandas de paso y rechazo en determinadas frecuencias. Uno de los avances significativos en el estudio de las estructuras EBP es el realizado en el trabajo de Yablonovitch [68]. En su trabajo se investigan estructuras periódicas de tres dimensiones, las cuales tienen perforaciones en un material dieléctrico.

Las estructuras EBP son realizadas con arreglos periódicos de materiales dieléctricos y conductores metálicos. En general se pueden clasificar en tres grupos de acuerdo a su configuración geométrica: a) Estructuras volumétricas de tres dimensiones [69, 70], b) superficies planas de dos dimensiones [71, 72] y c) líneas de transmisión de una dimensión [73]. Por ejemplo, las superficies EBP planas de dos dimensiones exhiben propiedades electromagnéticas peculiares con respecto a las ondas electromagnéticas

incidentes, tales como: a) cuando la onda incidente es una onda superficial, las estructuras EBP muestran una banda de frecuencias prohibida a través de la cual la onda superficial no se puede propagar en algún ángulo incidente y estado de polarización y b) cuando la onda incidente es una onda plana, la fase de la onda reflejada de las estructuras EBP varía con la frecuencia y ciertas fases son  $0^\circ$ , con lo que se asemeja a un conductor magnético perfecto (CMP). Las estructuras EBP poseen algunas propiedades existentes en las superficies CMA. La diferencia entre un EBP y un CMA es que las dimensiones de las estructuras periódicas de los EBP están en el orden de la longitud de onda mientras que para los CMA las dimensiones son menores a la longitud de onda.

Las SSF también son diseñadas con elementos electro-textiles y sustratos dieléctricos de tela [74, 75]. Se utiliza la técnica tradicional de grabado de circuitos impresos en electro-textiles para diseñar una estructura electromagnética que se comporta como un EBP. En [76] se analizó una superficie EBP realizada con una SSF que contenía elementos dipolo.

### **1.3.6. Superestratos de Antenas**

Los superestratos son utilizados para mejorar las propiedades de radiación de las antenas. En [77] se realizó un diseño de un superestrato para la mejora de la directividad de doble banda de una antena. El arreglo está formado por dos arreglos de dipolos con la misma periodicidad, colocados por encima y por debajo de una capa dieléctrica delgada, pero con diferentes alineaciones para superar el problema de directividades diferentes. Los autores investigaron varios parámetros importantes que caracterizan al superestrato de la SSF y describieron el procedimiento para diseñarlo. En [78] se analiza el caso para una SSF de dos capas de arreglos de dipolos con diferentes periodicidades. En [79] se diseñó una SSF superestrato con elementos de lazo cuadrado. En [80]

se diseñó un superestrato que es utilizado para reducir las pérdidas generadas en la SSF y mejorar la radiación de la antena.

### **1.3.7. Metamateriales**

Los metamateriales son materiales contruidos artificialmente, es decir, no existen en la naturaleza. Más específicamente, los metamateriales son materiales compuestos que tienen una combinación deseada de valores diferentes de sus parámetros constitutivos ( $\epsilon$ ,  $\mu$ ).

Los materiales comunes que tienen permitividad eléctrica ( $\epsilon$ ) y permeabilidad magnética ( $\mu$ ) positiva son designados como “doble positivo” (DPS). Los metamateriales (MTM) tienen al menos uno de dichos parámetros negativo. Los MTM son designados como “épsilon-negativo” (ENG), “mu-negativo” (MNG) y “doble negativo” (DNG).

El origen de los metamateriales es atribuido a las investigaciones de los científicos V. G. Veselago en 1968 y J. B. Pendry en 1999.

Veselago [81] analizó hipotéticamente la propagación electromagnética en substancias con  $\epsilon$  y  $\mu$  negativos (DNG) y concluyó que el índice de refracción entre un medio ordinario y un medio con  $\epsilon$  y  $\mu$  negativos sería negativo. Posteriormente Pendry postuló que un  $\epsilon$  negativo podría ser producido por una estructura periódica de alambres metálicos delgados [82] y más adelante sugirió que un  $\mu$  negativo podría obtenerse a partir de una estructura periódica de resonadores de anillos seccionados (RAS). Pendry y sus colaboradores propusieron el primer metamaterial de tipo RAS que presenta una permeabilidad negativa a un rango de frecuencias dado [83]. Después, Smith [84-88] creó un material con índice de refracción negativo compuesto por unidades entrelazadas de hojas de fibra de vidrio delgadas impresas con alambres y anillos de cobre.

Una característica común de los RAS utilizados en la realización de metamateriales es que tienen que ser combinados con un arreglo periódico de barras. En [89, 90] se analiza una estructura RAS que sin necesidad de barras adicionales produce una respuesta eléctrica y magnética dentro de la misma gama de frecuencias, obteniendo así, simultáneamente, una permitividad y permeabilidad negativas. En [91] se estudia el comportamiento macroscópico de los MTM considerados como dieléctricos homogéneos e isotrópicos, que tienen la parte real de  $\epsilon$  ó  $\mu$  ó ambas, negativas. Se muestran estructuras multicapa que exhiben propiedades selectivas de frecuencia no observadas en materiales dieléctricos comunes (DPS). Esto indica que hay una relación recíproca entre la SSF y los MTM. Las estructuras MTM multicapa pueden exhibir propiedades de SSF, e inversamente, las SSF se pueden utilizar como MTM.

En las aplicaciones recientes, ha ganado gran importancia el tema de los metamateriales para obtener la miniaturización de las celdas unitarias de SSF. Con este fin, varios procedimientos se han sugerido; sin embargo, estos procedimientos generalmente dan lugar a una degradación del ancho de banda mientras se mejora la miniaturización. Por el contrario, con el uso de metamateriales, el rendimiento del ancho de banda de las estructuras presentadas en [92] se mejora cuando la periodicidad de la SSF se hace más pequeña.

### **1.3.8. Arquitectura electromagnética de edificios**

En grandes edificios se han requerido métodos para la reutilización de frecuencias con el propósito de mejorar la eficiencia espectral y la capacidad de los sistemas de comunicación inalámbrica. Esta observación ha conducido al concepto de arquitectura electromagnética de edificios. Las SSF permiten mejorar la arquitectura electromagnética de un edificio y por lo tanto mejorar la eficiencia espectral y la capacidad de los sistemas inalámbricos.

Actualmente la infraestructura de comunicaciones y sistemas móviles está diseñada sobre la base del análisis detallado de señales de radiofrecuencia (RF). La demanda del espectro continúa creciendo y por lo tanto las características de propagación dentro de los edificios se están convirtiendo en una consideración muy importante. En general, como las frecuencias de operación van en aumento, la capacidad de penetrar en los materiales de construcción se reduce significativamente, lo cual conlleva a problemas de compatibilidad electromagnética. Entonces es conveniente considerar la selección de diferentes tipos de materiales con base en sus características de RF para su uso en la construcción de los edificios. La posibilidad de reducir el área de cobertura de un sistema inalámbrico se puede lograr mediante el uso de SSF y materiales atenuantes. Esto permitiría la reutilización de las señales dando como resultado el mejoramiento del espectro y la capacidad de los sistemas [93].

Por ejemplo, un material reflectante puede ser utilizado para impedir que las señales se propaguen entre habitaciones; una película RF atenuante puede ser añadida al doble acristalamiento de ventanas y una SSF puede ser desplegada para permitir que ciertas frecuencias puedan propagarse de una habitación a otra, mientras que otras frecuencias puedan ser reflejadas. Uno de los retos más difíciles que enfrentan los diseñadores es predecir las frecuencias que serán utilizadas en el futuro, ya que el desarrollo de tecnologías inalámbricas demanda cada vez un mayor ancho de banda. Los edificios están contruidos para durar muchos años, pero los estándares inalámbricos se modifican cada pocos meses. La posibilidad de obtener SSF reconfigurables permitirá ajustarse a los diferentes estándares inalámbricos según se requiera. La configuración electromagnética arquitectónica de un edificio determina las condiciones de propagación de ondas electromagnéticas en el interior de la estructura, así como la reflexión o transmisión hacia el exterior. La mayoría de los edificios existentes han sido diseñados y contruidos sin tomar en cuenta la variedad de las tecnologías inalámbricas que en la actualidad co-existen y su impacto en la eficiencia y seguridad de la red.

Generalmente, la estructura de los edificios no se puede modificar fácilmente. La instalación de las SSFR en los edificios podría ser la respuesta a este problema. Las SSFR pueden transmitir o reflejar las ondas electromagnéticas que llegan a la superficie en bandas de frecuencias operacionales predeterminadas. Las superficies podrían ser aplicadas a paredes divisorias o secciones de los edificios, permitiendo la reutilización de frecuencias. También en [94] se analiza una SSFR que puede ser utilizada para controlar dinámicamente la propagación de ondas electromagnéticas en los edificios.

El uso de SSF en entornos inalámbricos en interiores de edificios está documentado en [95] y se investiga su efecto en la propagación de las ondas de radio. Las SSF pueden ser desplegadas para limitar la propagación de ondas de forma selectiva. En un ambiente interior típico, la señal recibida es principalmente atenuada debido a reflexiones y transmisiones a través de los materiales de construcción de las paredes del edificio. La SSF se puede utilizar para proveer un aislamiento de las señales, rechazando selectivamente un rango de frecuencias, para reducir la interferencia entre los canales adyacentes del sistema inalámbrico.

Las SSF pueden ser usadas para controlar la propagación de señales de teléfonos celulares dentro y fuera de los edificios [96]. En [97] se plantea el uso de paneles de SSF incorporadas a las paredes de los edificios que permitan bloquear ciertas bandas de señales inalámbricas.

#### **1.3.8.1. Paneles de vidrio grabados con SSF**

El uso de paneles de vidrio de ahorro de energía se ha convertido en algo común en el diseño de edificios modernos debido a su efectiva protección en la construcción de interiores en contra del calor que entra de las ondas infrarrojas (IR). Esto se obtiene depositando una fina capa de óxido metálico sobre la superficie de vidrio. Debido a la presencia de esta capa las ondas IR son atenuadas y por lo tanto ayuda a mantener los edificios más cálidos en

invierno y más frescos en verano. Sin embargo, un inconveniente de este tipo de paneles de vidrio de ahorro de energía es que también atenúan las frecuencias de señales RF y microondas debido a la resistencia del revestimiento de óxido metálico. Para superar este problema, una SSF paso banda de tipo apertura puede ser grabada en el revestimiento de vidrio para mejorar selectivamente la transmisión de señales útiles y preservar, al mismo tiempo, la atenuación de IR tanto como sea posible [98]. Por ejemplo, para las señales de RF y microondas de 0.8-6 GHz, las pérdidas de transmisión debido al recubrimiento resistivo de ahorro de energía es de 25-30 dB. Una solución para mejorar la transmisión de RF y microondas se presenta en [99]. Esto se logra mediante el diseño y el grabado de una SSF paso banda con elementos dipolo cruz en los revestimientos de vidrio de ahorro de energía.

El uso de un recubrimiento metálico muy delgado en el diseño de ventanas modernas es una manera extremadamente eficaz para ahorrar energía. Actuando como un filtro, el revestimiento bloquea la radiación electromagnética en la región infrarroja y es completamente transparente a la parte visible del espectro. Por lo tanto, rechaza la transferencia de calor hacia el interior durante el verano y durante el invierno se comporta de forma inversa. Estas ventanas especiales se denominan de baja emisividad o de ahorro de energía ya que la capa de óxido metálico refleja una porción significativa de la energía infrarroja. Las ventanas están disponibles comercialmente a gran escala y se utiliza en muchos edificios y vehículos nuevos. Desde un punto de vista de comunicación, las ventanas implican un gran inconveniente: la radiación electromagnética en la región de microondas está bloqueada por el recubrimiento y el bloqueo se hace más intenso a medida que aumenta la frecuencia. Esto significa que la comunicación inalámbrica está rigurosamente restringida dentro y fuera de los edificios. El uso de ventanas de baja emisividad degrada la comunicación por radio. En [100] se exponen las medidas de diseño, fabricación y pruebas para una ventana de ahorro de energía. Una SSF se utiliza en el recubrimiento metálico

de la ventana para proporcionar la transparencia deseable en la gama de frecuencias de 900 MHz a 2 GHz. El patrón periódico utilizado para la SSF es del tipo apertura y los elementos son de tipo lazo hexagonal.

## **1.4. Superficies Selectivas de Frecuencia Reconfigurables**

En la mayoría de las aplicaciones de las SSF, la geometría del elemento y los parámetros de los sustratos utilizados son diseñados para producir respuestas en frecuencias estáticas, sin embargo, para ciertas aplicaciones se requiere poder controlar las características de reflexión y transmisión de las SSF. Entre estas características se tienen la frecuencia de resonancia, el ancho de banda, el nivel de atenuación y la respuesta multibanda, entre otras.

Las SSFR han tenido relevancia debido a su capacidad para cambiar dinámicamente la frecuencia de resonancia a través de un mecanismo de control [101, 102]. Se han utilizado diferentes mecanismos de control en frecuencias de microondas para reconfigurar o sintonizar la respuesta de las SSFR. Estos mecanismos funcionan: a) modificando los parámetros constitutivos de los sustratos de las SSF [103-106], b) variando la geometría de la celda unitaria periódica [107] y c) cargando la celda periódica unitaria con dispositivos activos de control [108, 109]. En realidad los dispositivos activos de control son capaces de asegurar una rápida respuesta en los elementos de la SSFR. Tradicionalmente, los diodos PIN, los diodos varactores y los RF MEMS han sido usados como dispositivos activos para reconfigurar la frecuencia de resonancia de las SSFR [110-113]. Sin embargo, las no idealidades de los dispositivos de control afectan las características de las SSFR así como su desempeño. Entonces, debido a las ventajas de la tecnología MEMS, los interruptores RF MEMS han sido integrados

monolíticamente a sustratos flexibles de microondas para desarrollar SSRF de bajas pérdidas [114-117].

En el diseño de las SSFR, se han utilizado diferentes topologías de la celda unitaria. De todas estas geometrías, las topologías basadas en anillos han mostrado un excelente desempeño para soportar diversos tipos de polarización y han demostrado una buena insensibilidad con respecto al ángulo de incidencia de la onda electromagnética [118]. Se han desarrollado una gran variedad de SSFR basadas en la topología de anillos, entre las que se tienen anillos ranurados con cortos, anillos ranurados con cargas, anillos activos, anillos seccionados y anillos con trampas [119-122], entre otros. Además, las SSF de anillos ranurados o aperturas anulares han demostrado bajas pérdidas de inserción y bajos niveles de polarización cruzada [123].

En [110] se muestra una SSF conmutable hecha de ranuras de tipo lazo cuadrado y diodos PIN conectada a un circuito de polarización. La estructura utiliza un sustrato flexible muy delgado intercalado entre dos capas metálicas físicamente independientes para crear el filtro activo. Una de las aplicaciones es poder modificar dinámicamente la arquitectura electromagnética de edificios, donde la propagación puede ser controlada usando SSF activas. El número relativamente pequeño de elementos empleados en esta estructura crea una SSF compacta. La estructura puede encajar en una abertura dentro de una pared de un edificio. En [94] se analiza una SSF conmutable de tipo apertura rectangular utilizando diodos PIN.

En el trabajo realizado en [120] se introduce una topología de conmutación de dos estados basados en SSFR de parches de anillos. La conmutación se realiza con diodos PIN. Los dos estados permiten a la SSFR ser transparente y reflejante para la frecuencia de interés. La SSFR está diseñada para operar en la banda de 2.4 GHz. Una aplicación de esta SSFR es en el control de comunicaciones entre habitaciones contiguas en un edificio.

Dos SSFR diseñadas para funcionar a 30 y 60 GHz están basadas en la geometría de aperturas rectangulares, donde cada celda unitaria tiene dos diodos PIN a través de la apertura en el intervalo de  $180^\circ$  [124, 125].

### **1.4.1. SSFR basadas en dispositivos MEMS**

Las SSF pueden tener muy buenas características de reconfiguración debido a las ventajas que proporciona la tecnología de los microsistemas electromecánicos (MEMS). Las principales ventajas de los MEMS son sus bajas pérdidas, su bajo consumo de potencia y su bajo costo de fabricación. A continuación se presentan algunas aplicaciones.

En [126, 127] se presentan SSFR usando dispositivos MEMS magnéticos. En [107] se presenta una superficie basada en un arreglo de dipolos MEMS, los cuales son fabricados usando como material magnético el Cobalto-Níquel (CoNi). El dipolo es conectado en un extremo con una viga de torsión de polisilicio. Cuando se aplica un campo magnético, el dipolo se inclina desde el sustrato y se sostiene en un extremo por la viga de torsión. Variando la corriente a través de una bobina que rodea la SSFR se obtienen ángulos de inclinación de  $0^\circ$  a  $71^\circ$ . En [128] se presenta una SSFR basada en ranuras conmutables en el plano de tierra. La conmutación se realiza mediante una viga MEMS de accionamiento sobre la ranura. Se muestra que mediante la aplicación de un voltaje entre la viga y el plano de tierra se cambia la capacitancia del sistema, lo que a su vez cambia la frecuencia de resonancia.

### **1.4.2. SSFR basadas en interruptores MEMS**

Una SSFR con MEMS se realizó en [114]. La SSFR tiene una respuesta paso banda. Las vigas MEMS sirven para aislar los elementos del plano conductor. Los interruptores MEMS en el estado encendido, actuados electrostáticamente, cargan el centro de la estructura para que la SSFR sea transparente a las frecuencias de su banda de paso. La SSFR fue desarrollada a 30 GHz en un sustrato de vidrio de 500 micras de espesor y se compone de 909 celdas unitarias y 3636 vigas MEMS.

Una SSFR que cambia entre las bandas Ku y Ka fue diseñada en [129]. La SSFR consiste en 2 rejillas traslapadas de parches interconectados. La frecuencia de resonancia de la SSFR es controlada por los interruptores MEMS. En [115] se desarrolló un proceso para la fabricación de un gran número de dispositivos MEMS de alto rendimiento integrados monolíticamente sobre un sustrato rígido-flexible. El sustrato proporciona soporte mecánico a los dispositivos MEMS mientras se mantiene la flexibilidad global. Se incorporó una red de polarización práctica en el diseño de la estructura para asegurar que todos los dispositivos sean accionados simultáneamente. El proceso desarrollado para fabricar la SSFR también se utilizó para fabricar una estructura EBP reconfigurable. La estructura EBP opera en la banda Ka y está fabricada y probada para verificar la validez del concepto propuesto.

Un modelo de SSFR se desarrolla en [130] y se basa en la geometría de apertura de lazo rectangular para aplicaciones a 60 GHz. Las dimensiones de la celda unitaria de la SSFR se seleccionan de manera que resuene a una frecuencia inferior a 60 GHz sin interruptores MEMS. Debido a la adición de reactancias adicionales de los MEMS, la frecuencia de resonancia aumenta a 60 GHz. Cada celda unitaria tiene dos interruptores MEMS a través de la apertura en un intervalo de  $180^\circ$ . El sustrato es de Alumina cerámica de bajas pérdidas con constante dieléctrica de 9.9 y grosor de 635  $\mu\text{m}$ . Los interruptores MEMS tienen un muy buen aislamiento y una capacitancia muy baja en el estado apagado. Los interruptores tienen un voltaje de actuación de 20 V.

Las aplicaciones descritas anteriormente utilizan MEMS desarrollados para diseños particulares y usan procesos de fabricación no estandarizados, lo cual genera que los procesos se vuelvan costosos y poco accesibles. Una alternativa es el utilizar dispositivos MEMS disponibles comercialmente para ser integrados a las SSFR. Hasta ahora no se han reportado trabajos usando MEMS comerciales. Por lo que en este trabajo se analiza el uso de dichos

dispositivos sobre sustratos flexibles de microondas de bajo costo. También se busca trabajar usando la polarización circular, por lo que los objetivos de este trabajo son desarrollar SSFR de bajo costo y bajas pérdidas con la capacidad de soportar la polarización circular y con un gran rango de reconfigurabilidad.

## **1.5. Conclusión**

El desarrollo de las SSFR ha alcanzado recientemente mucho interés debido a las ventajas que proporcionan con respecto a las SSF convencionales. Las ventajas de reconfigurabilidad de las SSF permiten desarrollar aplicaciones avanzadas en áreas de radar y telecomunicaciones. Sin embargo, uno de los problemas más graves que afronta esta tecnología es el alto costo de los arreglos y la dificultad de obtener dispositivos de control de bajas pérdidas en el rango de las microondas. La tecnología MEMS ha demostrado la capacidad de desarrollar interruptores con bajas pérdidas de inserción y muy bajo consumo de potencia. Asimismo, el desarrollo de las SSFR sobre sustratos flexibles de microondas permite por una parte la reducción de costos debido al proceso fotolitográfico de tecnología planar. El uso de la polarización circular permitirá obtener arreglos con errores de fase mínimos y con la posibilidad de utilizar toda la variedad de polarizaciones. Estas consideraciones permitirán reducir la complejidad, el tamaño y el costo de los arreglos y al mismo tiempo se obtendrán SSFR de gran rapidez de respuesta y de gran rango de reconfiguración para aplicaciones avanzadas.

## Bibliografia

- [1] Marconi, G., and C. S. Franklin, "Reflector for use in wireless telegraphy and telephony," U.S. Patent, 1,301,473, 1919.
- [2] Macferlane, G. G., "Quasy-stationary field theory and its application to diaphragms and junctions in transmission lines and waveguides," *J. Instn. Elect. Engrs.*, Vol. 93, Pt. III-A, pp. 703-719, 1946.
- [3] Booker, H. G., "Slot aerials and their relation to complementary wire aerials (Babinet's principle)," *J. Instn. Elect. Engrs.*, Vol. 93, Pt. III-A, pp. 620-626, 1946.
- [4] Vardaxoglou, J. C., *Frequency Selective Surfaces analysis and design*, Research Studies Press, L T D., Taunton, Somerset, Inglaterra, 1997.
- [5] Munk, B. A., "Periodic surface for large scan angles," U.S. Patent, 3,789,404, 1974.
- [6] Pelton, E. L., B. A. Munk, "Periodic antenna surface of tripole slot elements," U.S. Patent, 3,975,738, 1976.
- [7] Munk, B. A., "Space filter," U.S. Patent, 4,125,841, 1978.
- [8] Munk, B. A., *Frequency Selective Surfaces: Theory and Design*, Wiley-Interscience, New York, 2000.
- [9] Savia, S. B., and E. A. Parker, "Equivalent circuit model for superdense linear dipole FSS," *IEE Proceedings H, Microwaves, Antennas and Propagation*, Vol. 150, No. 1, pp. 37-42, 2003.

- [10] Parker, E. A., A. N. A. El Sheikh, A. C. de C. Lima, "Convolute frequency-selective array elements derived from linear and crossed dipoles," *IEE Proceedings H, Microwaves, Antennas and Propagation*, Vol. 140, No. 5, pp. 378-380, 1993.
- [11] Au, P. W. B., L. S. Musa, E. A. Parker, and R. J. Langley, "Parametric study of tripole and tripole loop arrays as frequency selective surfaces," *IEE Proceedings H, Microwaves, Antennas and Propagation*, Vol. 137, No. 5, pp. 263-268, 1990.
- [12] Mokhtar, M. M., and E. A. Parker, "Conjugate gradient computation of the current distribution on a tripole FSS array element," *Electronic Letters*, Vol. 26, No. 4, pp. 227-228, 1990.
- [13] Vardaxoglou, J. C., and E. A. Parker, "Performance of two tripole arrays as frequency selective surfaces," *Electronics Letters*, Vol. 19, No. 18, pp. 709-710, 1983.
- [14] Cahill, R., and E. A. Parker, "Concentric ring and jerusalem cross arrays as frequency selective surfaces for a 45° incidence diplexer," *Electronic Letters*, Vol. 18 No. 8, pp. 313-314, 1982.
- [15] Parker, E. A., S. M. A. Hamdy, and R. J. Langley, "Modes of resonance of the Jerusalem cross in frequency selective surfaces," *IEE Proceedings H, Microwaves, Optics and Antennas*, Vol. 130, No. 3, pp. 203-208, 1983.
- [16] Lee, C. K., R. J. Langley, and E. A. Parker, "Compound Reflector Antennas," *IEE Proceedings H, Microwaves, Antennas and Propagation*, Vol. 139, No. 2, pp.135-138, 1992.

- [17] Cahill, R., and E. A. Parker, "Performance of millimetre-wave frequency selective surfaces in large incident angle quasioptical systems," *Electronic Letters*, Vol. 28, No. 8, pp. 788-789, 1992.
- [18] Wu, T. K., "Four-Band frequency selective surface with double-square-loop patch elements," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 42, No. 12, pp. 1659-1663, 1994.
- [19] Parker, E. A., S. M. A. Hamdy, and R. J. Langley, "Arrays of concentric rings as a frequency selective surface," *Electronics Letters*, Vol. 17, No. 23, pp. 880-881, 1981.
- [20] Parker, E. A., and J. C. Vardaxoglou, "Plane wave illumination of concentric ring frequency selective surfaces," *IEE Proceedings H, Microwaves, Antennas and Propagation*, Vol. 132, No. 3, pp. 176-180, 1985.
- [21] Parker, E. A., C. Antonopoulos, and N. E. Simpson, "Microwave band FSS in optically transparent conducting layers: Performance of ring element arrays," *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 16, No. 2, pp. 61-63, 1997.
- [22] Huang, J., T. K. Wu, and S. W. Lee, "Tri-Band frequency selective surface with circular ring elements," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 42, No. 2, pp. 166-175, 1994.
- [23] Wu, T. K., and S. W. Lee, "Multi band frequency selective surface with multi ring elements," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 42, No. 11, pp. 1484-1490, 1994.
- [24] Pelton, E. L., and B. A. Munk, "A streamlined metallic radome," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 22, No. 11, pp. 799-803, 1974.

- [25] Shaker, J., and L. Shafai, "Removing the angular sensitivity of FSS structures using novel double-layer structures," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, Vol. 5, No. 10, pp. 324-325, 1995.
- [26] Parker, E. A., and A. N. A. El Sheikh, "Convolved array elements and reduced size unit cells for frequency selective surfaces," *IEE Proceedings H, Microwaves, Antennas and Propagation*, Vol. 138, No. 1, pp. 19-22, 1991.
- [27] Parker, E. A., and A. N. A. El Sheikh, "Convolved dipole array elements," *Electronics Letters*, Vol. 27, No. 4, pp. 322-323, 1991.
- [28] Parker, E. A., A. N. A. El Sheikh, and A. C. de C. Lima, "Convolved frequency selective array elements derived from linear and crossed dipoles," *IEE Proceedings H, Microwaves, Antennas and Propagation*, Vol. 140, No. 5, pp. 378-380, 1993.
- [29] Churpin, A. D., E. A. Parker, and J. C. Batchelor, "Convolved double square: singlelayer fss with close band spacings," *Electronics Letters*, Vol. 36, No. 22, pp. 1830-1831, 2000.
- [30] Zhang, J. C., Y. Z. Yin, and J. P. Ma, "Frequency selective surfaces with fractal four legged elements," *Progress In Electromagnetics Research Letters*, Vol. 8, pp. 1-8, 2009.
- [31] Romeu, J., and Y. Rahmat-Samii, "Dual band FSS with fractal elements," *Electronics Letters*, Vol. 35, No. 9, pp. 702-703, 1999.
- [32] Romeu, J., and Y. Rahmit-Samii, "Fractal FSS: A novel dual-band frequency selective surface," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 48, No. 7, pp. 1097-1105, 2000.

[33] Werner, D. H., and D. Lee, "Design of dual-polarised multiband frequency selective surfaces using fractal elements," *Electronics Letters*, Vol. 36, No. 6, pp. 487-488, 2000.

[34] Wu, T. K., "*Frequency Selective Surfaces and Grid Arrays*," Wiley, New York, 1995.

[35] Monni, S., A. Neto, G. Gerini, F. Nennie, and A. Tijhuis, "Frequency-selective surface to prevent interference between radar and SATCOM antennas," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 8, pp. 220-223, 2009.

[36] Erdemli, Y. E., K. Sertel, R. A. Gilbert, D. E. Wright, and J. L. Volakis, "Frequency-selective surfaces to enhance performance of broad-band reconfigurable arrays," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 50, No. 12, pp. 1716-1724, 2002.

[37] Wu, B. -I., W. Wang, J. Pacheco, X. Chen, T. M. Grzegorzczuk, and J. A. Kong, "A study of using metamaterials as antenna substrate to enhance gain," *Progress In Electromagnetics Research*, Vol. 51, pp. 295-328, 2005.

[38] Chen Y., S. Yang, and Z.-P. Nie, "A novel wideband antenna array with tightly coupled octagonal ring elements," *Progress In Electromagnetics Research*, Vol. 124, pp. 55-70, 2012.

[39] Sung G. H., K. W. Sowerby, and A. G. Williamson, "Modeling a low-cost frequency selective wall for wireless-friendly indoor environments," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 5, pp. 311-314, 2006.

[40] Barlevy, A. S., and Y. Rahmat-Samii, "On the electrical and numerical properties of high Q resonances in frequency selective surface," *Progress In Electromagnetics Research*, Vol. 22, pp. 1-27, 1999.

- [41] Hosseinipanah, M., and Q. Wu, "Exposure Reduction of S-Band Radar's Staff by Designing a Frequency Selective Surface," *International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology*, Vol. 1, pp. 48-50, 2008.
- [42] Aroudaki, H., V. Hansen, H.-P. Gemund, and E. Kreysa, "Analysis of Low-Pass Filters Consisting of Multiple Stacked FSS's of Different Periodicities with Applications in the Submillimeter Radioastronomy," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 43, No. 12, pp. 1486-1491, 1995.
- [43] Kawakami, Y., T. Hori, M. Fujimoto, R. Yamaguchi, and K. Cho, "Low-profile design of meta-surface by considering filtering characteristics of FSS," *International Workshop on Antenna Technology (IWAT)*, 2010.
- [44] Abbaspour-Tamijani, A., K. Sarabandi, and G. M. Rebeiz, "Antenna-Filter-Antenna Arrays as a Class of Bandpass Frequency-Selective Surfaces," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 52, No. 8, 2004.
- [45] Farahat, A. E., and K. F. A. Hussein, "Finite length omni-directional cylindrical spatial filters," *Progress In Electromagnetics Research B*, Vol. 24, pp. 79-101, 2010.
- [46] Al-Joumayly, M., and N. Behdad, "A new technique for design of low-profile, second-order, bandpass frequency selective surfaces," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 57, No. 2, pp. 452-459, 2009.
- [47] Behdad, N., M. Al-Joumayly, and M. Salehi, "A low-profile third-order bandpass frequency selective surface," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 57, No. 2, pp. 460-466, 2009.
- [48] Li, M., and N. Behdad, "A Third-Order Bandpass Frequency Selective Surface With a Tunable Transmission Null," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 60, No. 4, pp. 2109-2113, 2012.

- [49] Behdad, N., and M. Al-Joumayly, "A Generalized Synthesis Procedure for Low-Profile, Frequency Selective Surfaces With Odd-Order Bandpass Responses," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 58, No. 7, 2010.
- [50] Wu, T. K., and W. P. Shillue, "High performance dichroic design for orbiting VLBI earth station antenna applications," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Digest. Held in Conjunction with: URSI Radio Science Meeting and Nuclear EMP Meeting.*, Vol. 2, pp. 871-874, 1992.
- [51] Schennum, G. H., "Frequency-selective surfaces for multiple frequency antennas," *Microwave Journal*, Vol. 16, pp. 55-57, 1975.
- [52] Agrawal, V. D., and W. A. Imbriale, "Design of a dichroic Cassegrain subreflector," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 27, No. 4, pp. 466-473, 1979.
- [53] Tulintseff, A. N., and Y. Rahmat-Samii, "Scattering analysis of FSS reflectors using Huygen's principle," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Vol. 2, pp. 1173-1176, 1992.
- [54] Zhou, H., S. Qu, B. Lin, J. Wang, H. Ma, and Z. Xu, W. Peng, and P. Bai "Filter-Antenna Consisting of Conical FSS Radome and Monopole Antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 60, No. 6, 2012.
- [55] Lin, B.-Q., F. Li, Q.-R. Zheng, and Y.-S. Zen, "Design and Simulation of a Miniature Thick-Screen Frequency Selective Surface Radome," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 8, 2009.

- [56] Chen, H., X. Hou, and L. Deng, "Design of Frequency-Selective Surfaces Radome for a Planar Slotted Waveguide Antenna," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 8, 2009.
- [57] Feresidis, A. P., G. Goussetis, S. Wang, and J. C. Vardaxoglou, "Artificial magnetic conductor surfaces and their application to low-profile high-gain planar antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 53, No. 1, pp. 209–215, 2005.
- [58] Sohn, J. R., K. Y. Kim, H. S. Tae, and H. J. Lee, "Comparative study on various artificial magnetic conductors for low-profile antenna," *Progress In Electromagnetics Research*, Vol. 61, pp. 27–37, 2006.
- [59] Kim, Y., F. Yang, and A. Z. Elsherbeni, "Compact artificial magnetic conductor designs using planar square spiral geometries," *Progress In Electromagnetics Research*, Vol. 77, pp. 43–54, 2007.
- [60] De Cos, M. E., Y. Alvarez Lopez, R. C. Hadarig, and F. Las-Heras Andrés, "Flexible uniplanar artificial magnetic conductor," *Progress In Electromagnetics Research*, Vol. 106, pp. 349–362, 2010.
- [61] Monorchio, A., G. Manara, and L. Lanuzza, "Synthesis of Artificial Magnetic Conductors by Using Multilayered Frequency Selective Surfaces," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 1, 2002.
- [62] Hosseini, M., A. Pirhadi, and M. Hakkak, "A Novel AMC with Little Sensitivity to the Angle of Incidence using 2 – Layer Jerusalem Cross FSS," *Progress In Electromagnetics Research*, PIER 64, pp. 43–51, 2006.
- [63] Goussetis, G., A. P. Feresidis, and J. C. Vardaxoglou, "FSS printed on grounded dielectric substrates: resonance phenomena, AMC and EBG

characteristics,” *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2005.

[64] Kern, D. J., D. H. Werner, A. Monorchio, L. Lanuzza, and M. J. Wilhelm, “The Design Synthesis of Multiband Artificial Magnetic Conductors Using High Impedance Frequency Selective Surfaces,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 53, No. 1, 2005.

[65] Kern, D. J., J. A. Bossard, and D. H. Werner, “Design of reconfigurable electromagnetic bandgap surfaces as artificial magnetic conducting ground planes and absorbers,” *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2006.

[66] Pirhadi, A., M. Hakkak, and F. Keshmiri, “Using electromagnetic bandgap superstrate to enhance the bandwidth of probe-fed microstrip antenna,” *Progress In Electromagnetics Research*, Vol. 61, pp. 215-230, 2006.

[67] Cheype, C., C. Serier, M. Thevenot, T. Monediere, A. Reineix, and B. Jecko, “An electromagnetic bandgap resonator antenna,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 50, No. 9, pp. 1285-1290, 2002.

[68] Yablonovitch, E., “Inhibited spontaneous emission in solid-state physics and electronics,” *Physical Review Letters*. Vol. 58, No. 20, pp. 2059–2062, 1987.

[69] Ozbay, E., A. Abeyta, G. Tuttle, M. Tringides, R. Biswas, T. Chan, C. M. Soukoulis, and K. M. Ho, “Measurement of a three-dimensional photonic band gap in a crystal structure made of dielectric rods,” *Phys. Rev. B, Condens. Matter*, Vol. 50, No. 3, pp. 1945–1948, 1994.

[70] Barlevy, A. S., and Y. Rahmat-Samii, “Characterization of electromagnetic band-gaps composed of multiple periodic tripods with interconnecting vias:

concept analysis, and design,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 49, pp. 242–353, 2001.

[71] Sievenpiper, D., L. Zhang, R. F. J. Broas, N. G. Alexopolus, and E. Yablonovitch, “High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 47, pp. 2059–2074, 1999.

[72] Yang, F.-R., K.-P. Ma, Y. Qian, and T. Itoh, “A uniplanar compact photonic-bandgap (UC-PBG) structure and its applications for microwave circuit,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 47, pp. 1509–1514, 1999.

[73] Radisic, V., Y. Qian, R. Coccioli, and T. Itoh, “Novel 2-D photonic bandgap structure for microstrip lines,” *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, Vol. 8, No. 2, pp. 69–71, 1998.

[74] Bashir, S., A. Chauraya, R. M. Edwards, and J. Vardaxoglou, “A flexible fabric metasurface for on body communication applications,” *Antennas and Propagation Conference*, 2009.

[75] Vardaxoglou, J., R. M. Edwards, A. Chauraya, and S. Bashir, “Compact and flexible surfaces using electromagnetic band gap (EBG),” *Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2010.

[76] Maci, S., M. Caiazzo, A. Cucini, and M. Casaletti, “A Pole-Zero Matching Method for EBG Surfaces Composed of a Dipole FSS Printed on a Grounded Dielectric Slab,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 53, No. 1, 2005.

[77] Lee, D. H., Y. J. Lee, J. Yeo, R. Mittra, and W. S. Park, “Design of novel thin frequency selective surface superstrates for dual-band directivity

enhancement,” *IET Microwaves, Antennas Propag.*, Vol. 1, No. 1, pp. 248-254, 2007.

[78] Lee, Y. J., J. Yeo R. Mittra, W. S. Park, “Thin frequency selective surface (FSS) superstrate with different periodicities for dual-band directivity enhancement,” *IEEE International Workshop on Antenna Technology: Small Antennas and Novel Metamaterials (IWAT)*, 2005.

[79] Pirhadi, A., H. Bahrami, and J. Nasri, “Wideband High Directive Aperture Coupled Microstrip Antenna Design by Using a FSS Superstrate Layer,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 60, No. 4, 2012.

[80] Moulder, W. F., K. Sertel and J. L. Volakis, “Superstrate-Enhanced Ultrawideband Tightly Coupled Array With Resistive FSS,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 60, No. 9, 2012.

[81] Veselago, V. G., “The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of  $\mu$  and  $\epsilon$ ,” *Sov. Phys. Usp.*, Vol. 10, pp. 509–514, 1968.

[82] Pendry, J. B., A. J. Holden, D. J. Robbins, and W. J. Stewart, “Low frequency plasmons in thin-wire structures,” *J. Phys. Condens. Matter*, Vol. 10, pp. 4785–4809, 1998.

[83] Pendry, J. B., A. J. Holden, D. J. Robbins, and W. J. Stewart, “Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 47, pp. 2075–2084, 1999.

[84] Smith, D. R., W. J. Padilla, D. C. Vier, S. C. Nemat-Nasser, and S. Schultz, “Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity,” *Phys. Rev. Lett.*, Vol. 84, No. 18, pp. 4184-4187, 2000.

- [85] Smith, D. R., D. C. Vier, N. Kroll, and S. Schultz, "Direct calculation of permeability and permittivity for left-handed metamaterials," *Appl. Phys. Lett.*, Vol. 77, No. 14, pp. 2246–2248, 2000.
- [86] Smith, D. R., and N. Kroll, "Negative refractive index in the left-handed materials," *Phys. Rev. Lett.*, Vol. 85, No. 14, pp. 2933-2936, 2000.
- [87] Shelby, R. A., D. R. Smith, S. C. Nemat-Nasser, and S. Schultz, "Microwave transmission through a two-dimensional, isotropic, left-handed metamaterial," *Appl. Phys. Lett.*, Vol. 78, No. 4, pp. 489-491, 2001.
- [88] Shelby, R. A., D. R. Smith, and S. Schultz, "Experimental verification of a negative index of refraction," *Science*, Vol. 292, No. 5514, pp. 77-79, April 2001.
- [89] Chen, H., L. Ran, J. Huangfu, X. Zhang, K. Chen, T. M. Grzegorzczuk, and J. A. Kong, "Left-handed material composed of only S-shaped resonators," *Phys. Rev. E.*, Vol. 70, 2004.
- [90] Chen, H. S., L. X. Ran, J. T. Huangfu, X. M. Zhang, and K. S. Chen, "Magnetic Properties of S-Shaped Split-Ring," *Progress In Electromagnetics Research*, PIER 51, pp. 231–247, 2005.
- [91] Oraizi, H., and M. Afsahi, "Design of Metamaterial Multilayer Structures as frequency selective surfaces," *Progress In Electromagnetics Research C*, Vol. 6, pp. 115–126, 2009.
- [92] Barbagallo, S., A. Monorchio, and G. Manara, "Small periodicity FSS screens with enhanced bandwidth performance," *Electronics Letters*, Vol. 42, No. 7, pp. 382-384, 2006.

- [93] Newbold, A., “Designing buildings for the wireless age,” *Comput. Contr. Eng. J.*, Vol. 15, No. 4, pp. 36–39, 2004.
- [94] Sanz-Izquierdo, B., E. A. Parker, J.-B. Robertson and J. C. Batchelor, “Tuning technique for active FSS arrays,” *Electronics Letters*, Vol. 45, No. 2, 2009.
- [95] Raspopoulos, M., and S. Stavrou, “Frequency selective buildings through frequency selective surfaces,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 59, No. 8, pp. 2998–3005, 2011.
- [96] Roberts, J., J. M. Rigelsford, K. L. Ford, “Diffraction from Frequency Selective Surfaces for secure building applications,” *6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, pp. 2388–2391, 2012.
- [97] Batchelor, J. C., E. A. Parker, B. Sanz-Izquierdo, J.-B. Robertson, I. T. Ekpo and A. G. Williamson, “Designing FSS for Wireless Propagation Control within Buildings,” *Loughborough Antennas & Propagation Conference*, 2009.
- [98] Kiani, G. I., L. G. Olsson, A. Karlsson, and K. P. Esselle, “Transmission of infrared and visible wavelengths through energy-saving glass due to etching of frequency-selective surfaces,” *IET Microw. Antennas Propag.*, Vol. 4, No. 7, pp. 955–961, 2010.
- [99] Kiani, G. I., L. G. Olsson, A. Karlsson, K. P. Esselle, and M. Nilsson, “Cross-Dipole Bandpass Frequency Selective Surface for Energy-Saving Glass Used in Buildings,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 59, No. 2, pp. 520-525, 2011.
- [100] Gustafsson, M., A. Karlsson, A. P. Pontes Rebelo, and B. Widenberg, “Design of Frequency Selective Windows for Improved Indoor Outdoor

Communication,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 54, No. 6, pp. 1897-1900, 2006.

[101] Chang, T. K., R. J. Langley, and E. A. Parker, “Active frequency-selective surfaces,” *IEE Proceedings - Microwaves, Antennas and Propagation*, Vol. 143, No. 1, pp. 62-66, 1996.

[102] Kiani, G. I., K. L. Ford, L. G. Olsson, K. P. Esselle, and C. J. Panagamuwa, “Switchable frequency selective surface for reconfigurable electromagnetic architecture of buildings,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 58, No. 2, pp. 581-584, 2010.

[103] Chang, K., J. Langley, and E.A. Parker, “Frequency selective surfaces on biased ferrite substrates,” *Electronics Letters*, Vol. 30, No. 5, pp. 1193-1194, 1994.

[104] Zhang, J.-C., Y.-Z. Yin, and R. Yi, “Resonant characteristics of frequency selective surfaces on ferrite substrates,” *Progress In Electromagnetics Research*, Vol. 95, pp. 355-364, 2009.

[105] Lima, A. C. de C., E. A. Parker, and R. J. Langley, “Tunable frequency selective surface using liquid substrates,” *Electronics Letters*, Vol. 30, No. 4, pp. 281-282, 1994.

[106] Simms, R. J. T., R. Dickie, R. Cahill, N. Mitchell, H. Gamble, and V. Fusco, “Measurement of electromagnetic properties of liquid crystals at 300 GHz using a tunable FSS,” *31st ESA Workshop on Antennas for Space Applications, European Space Agency*, 2010.

[107] Zendejas, J. M., J. P. Gianvittorio, Y. Rahmat-Samii, and J. W. Judy, “Magnetic MEMS reconfigurable frequency-selective surfaces,” *J. Microelectromech. Syst.*, Vol. 15, No. 3, pp. 613-623, 2006.

- [108] Martynyuk, A. E., J. I. Martinez-Lopez, and N. A. Martynyuk, "Active frequency selective surfaces based on loaded ring slot resonators," *Electronics Letters*, Vol. 41, No. 1, pp. 2-4, 2005.
- [109] Malyuskin, O., V. F. Fusco, and A. G. Schuchinsky, "Modelling of impedance loaded wire frequency selective surfaces with tunable reflection and transmission characteristics," *International Journal of Numerical Modeling: Electronic Networks, Devices and Fields*, Vol. 21, No. 6, pp. 439-453, 2008.
- [110] Sanz-Izquierdo, B., E. A. Parker, and J. C. Batchelor, "Switchable frequency selective slot arrays," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 59, No. 7, pp. 2728-2731, 2011.
- [111] Mias C., "Varactor-tunable frequency selective surface with resistive-lumped-element biasing grids," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, Vol. 15, pp. 570-572, 2005.
- [112] Durbin, J. L., and M. A. Saed, "Tunable filtenna using varactor tuned rings FED with an ultra wideband antenna," *Progress In Electromagnetics Research Letters*, Vol. 29, pp. 43-50, 2012.
- [113] Costa, F., A. Monorchio, S. Talrico, and F. M. Valeri, "An active high-impedance surface for low-profile tunable and steerable antennas," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 7, pp. 676-680, 2008.
- [114] Schoenlinner, B., A. Abbaspour-Tamijani, L. C. Kempel, and G. M. Rebeiz, "Switchable low-loss RF MEMS ka-band frequency-selective surface," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 52, No. 11, pp. 2474-2481, 2004.
- [115] Coutts, G. M., R. R. Mansour, and S. K. Chaudhuri, "Microelectromechanical systems tunable frequency-selective surfaces and

electromagnetic-bandgap structures on rigid-flex substrates,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 56, No. 7, pp. 1737-1746, 2008.

[116] Radi, Y., S. Nikmehr, and A. Poorziad, “A novel bandwidth enhancement technique for x-band RF Mems actuated reconfigurable reflectarray,” *Progress In Electromagnetics Research*, Vol. 111, pp. 179-196, 2011.

[117] Tahir, F. A., H. Aubert, and E. Girard, “Equivalent electrical circuit for designing mems-controlled reflectarray phase shifters,” *Progress In Electromagnetics Research*, Vol. 100, pp. 1-12, 2010.

[118] Parker, E. A., and S. M. A. Hamdy, “Rings as elements for frequency selective surfaces,” *Electronics Letters*, Vol. 17, No. 17, pp. 612-614, 1981.

[119] Martynyuk, A. E., and J. I. Martinez-Lopez, “Frequency-selective surfaces based on shorted ring slots,” *Electronics Letters*, Vol. 37, No. 5, pp. 268-269, 2001.

[120] Taylor, P. S., E. A. Parker, and J. C. Batchelor, “An active annular ring frequency selective surface,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 59, No. 9, pp. 3265-3271, 2011.

[121] Ucar, M. H. B., A. Sondas, and Y. E. Erdemli, “Switchable split-ring frequency selective surfaces,” *Progress In Electromagnetics Research B*, Vol. 6, pp. 65-79, 2008.

[122] Taylor, P. S., J. C. Batchelor, and E. A. Parker, “Dual-band FSS design using LC traps,” *Antennas and Propagation Conference (LAPC)*, pp. 405-408, 2010.

- [123] Kondo A., "Design and characteristics of ring slot type FSS," *Electronics Letters*, Vol. 27, No. 3, pp. 240-241, 1991.
- [124] Kiani, G. I., and T. S. Bird, "FSS Modulator for Future High Speed Communication Applications," *Microwave Conference Proceedings of the Asia-Pacific*, pp. 845-848, 2011.
- [125] Kiani, G. I., T. S. Bird, and K. L. Ford, "60 GHz ASK Modulator Using Switchable FSS", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, pp. 1-4, 2010.
- [126] Gianvittorio, J. P., J. M. Zendejas, Y. Rahmat-Samii, and J. W. Judy, "Reconfigurable MEMS enabled frequency selective surfaces," *Electronics Letters*, Vol. 38, No. 25, pp. 1627-1628, 2002.
- [127] Gianvittorio, J. P., J. M. Zendejas, Y. Rahmat-Samii, and J. W. Judy, "MEMS enabled reconfigurable frequency selective surfaces: design, simulation, fabrication, and measurement," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Vol. 2, pp. 404-407, 2002.
- [128] Abadi, M. S. H., C. Shafai, and L. Shafai, "A Reconfigurable Frequency Selective Surface Using Switched Slots in the Ground Plane," *14th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics & the American Electromagnetics Conference (ANTEM-AMEREM)*, 2010.
- [129] Coutts, G. M., R. R. Mansour, and S. K. Chaudhuri, "A MEMS-Tunable Frequency-Selective Surface Monolithically Integrated on a Flexible Substrate," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, 2007.
- [130] Kiani, G. I., T. S. Bird, and K. Y. Chan, "MEMS enabled frequency selective surface for 60 GHz applications," *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation*, 2011.

## **Capítulo 2**

# **Análisis de los dispositivos de conmutación que permiten reconfigurar la SSF**

### **2.1. Introducción**

La necesidad de modificar dinámicamente la respuesta de las SSF ha llevado a investigar mecanismos de desvío de frecuencia que permiten ajustar de forma rápida los parámetros de la superficie para aplicaciones en tiempo real. Se han utilizado diferentes dispositivos de control que al ser integrados en la celda periódica unitaria son capaces de asegurar una rápida respuesta en la reconfiguración de los elementos de la SSFR, además de que se requiere que dichos dispositivos de control tengan bajas pérdidas y bajo nivel parasítico. A continuación se presentan algunas características y la comparación de estos dispositivos de conmutación.

### 2.1.1. Factor de calidad de conmutación (FCC)

El factor de calidad de conmutación (FCC) es una figura de mérito de los dispositivos de conmutación y consiste en caracterizar a dichos dispositivos como un sistema de dos estados-un puerto, mediante el cual obtenemos una ecuación o razón que relaciona las impedancias en el estado abierto y en el estado cerrado. Dicha razón nos permite calcular un valor numérico que representa la calidad de conmutación del dispositivo.

Las impedancias en el estado cerrado y abierto de un dispositivo de conmutación están definidas por las siguientes ecuaciones:

$$Z_1 = R_1 + jX_1 \quad (2.1)$$

$$Z_2 = R_2 + jX_2 \quad (2.2)$$

donde  $R_i$  es la parte real y  $jX_i$  es la parte imaginaria de la impedancia. El subíndice 1 y 2 es para denotar el estado cerrado y abierto, respectivamente.

El FCC está dado por la siguiente ecuación [1]:

$$FCC = \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_2}{R_1} + \frac{(X_1 - X_2)^2}{R_1 R_2} \quad (2.3)$$

Este factor es muy útil debido a que con un solo número se puede describir qué tan bueno es el interruptor y compararlo así con los FCC de los dispositivos de conmutación convencionales.

## 2.2. Diodo PIN

El interruptor electrónico más común en la banda de microondas y ondas milimétricas es el diodo PIN. Este elemento ha sido usado en configuraciones serie, en derivación o combinaciones de ellos. Las configuraciones en serie presentan bajas pérdidas de inserción en un amplio rango de frecuencias, mientras que las configuraciones en paralelo proporcionan un alto

aislamiento. Cuando se requiere de un buen aislamiento y bajas pérdidas de inserción en un rango de frecuencias puede recurrirse a una configuración de diodos PIN serie-paralelo.

Los dispositivos semiconductores, como los diodos PIN, tienen una unión semiconductor que actúa como un elemento de control electrónico. Esta unión se puede conmutar a los estados encendido o apagado controlando solamente su voltaje de polarización. El nombre de diodo PIN proviene de su perfil de dopado único, el cual consiste de una región intrínseca *i* intercalada entre las regiones dopadas *p* y *n* [2].

El circuito eléctrico equivalente para un diodo PIN cuando está apagado y cuando está encendido se muestra en las Figuras 2.1a) y 2.1b), respectivamente. Cuando el diodo está en estado encendido (ON), el valor de la resistencia  $R_{ON}$  serie es muy pequeña y cuando el diodo se encuentra en estado apagado (OFF), la resistencia  $R_{OFF}$  es grande y la capacitancia  $C_{OFF}$  es baja.

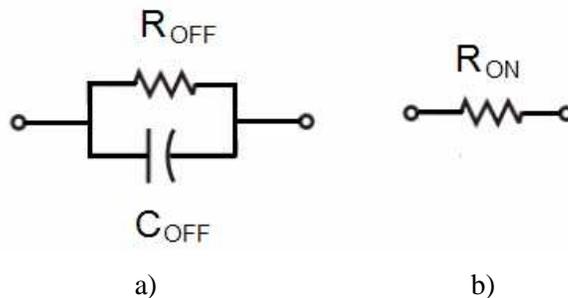


Figura 2.1. Diodo PIN: a) Estado apagado (OFF) y b) Estado encendido (ON).

Los diodos PIN han sido utilizados en las SSF para lograr la reconfigurabilidad de su frecuencia de resonancia. En el trabajo realizado en [3] utilizan el diodo PIN BAP51-03, el cual tiene una capacitancia nominal de 0.2 pF. Las pérdidas de inserción de la SSF activa, utilizando estos diodos, son de 2.6 dB.

En el trabajo desarrollado en [4] se utiliza el diodo PIN HPND 4038 con capacitancia de 0.052 pF. En el trabajo realizado en [5] la SSF activa utiliza el diodo PIN BAR64-02, obteniendo pérdidas de inserción de 1 dB. También, en el trabajo realizado en [6], se utiliza el diodo PIN BAR64-02. Las pérdidas de

inserción de la SSF activa, utilizando estos diodos, son de 0.6 dB. El diodo PIN MA4AGFCP910 utilizado en [7] presenta pérdidas de inserción de 0.4 dB. En el trabajo realizado en [8] utilizan el diodo PIN MA4AGBLP12, obteniendo pérdidas de inserción de la SSF activa de 0.3 dB.

En la Tabla 2.1 se muestran las capacitancias nominales de los diodos PIN anteriormente descritos y en la Tabla 2.2 se muestran los valores de las resistencias de los diodos PIN en el estado encendido.

Tabla 2.1: Capacitancia de diodos PIN

PIN	Condiciones	Capacitancia [pF]	
		Típico	Máximo
BAP51-03	V = 0 V	0.4	
	V = -1 V	0.3	0.55
	V = -5 V	0.2	0.35
HPND 4038	V = -30 V	0.045	0.065
BAR64-02	V = 0 V	0.09	
	V = -20 V	0.23	0.35
MA4AGFCP910	V = -10 V	0.018	0.021
MA4AGBLP912	V = -5 V	0.26	0.30

Tabla 2.2: Resistencia de diodos PIN en estado encendido ( $R_{ON}$ )

PIN	Condiciones	Resistencia en estado encendido ( $R_{ON}$ ) [ $\Omega$ ]	
		Típico	Máximo
BAP51-03	I = 0.5 mA	5.5	9
	I = 1 mA	3.6	6.5
	I = 10 mA	1.5	2.5
HPND 4038	I = 10 mA	1.5	2
	I = 50 mA	1	
BAR64-02	I = 1 mA	12.5	20
	I = 10 mA	2.1	3.8
	I = 100 mA	0.85	1.35
MA4AGFCP910	I = 10 mA	5.2	6
MA4AGBLP912	I = 20 mA	4	4.9

Los valores típicos para el consumo de corriente en los diodos PIN son de 3-20 mA y para el consumo de potencia son de 5-100 mW. Por esta razón, el consumo de potencia en arreglos que contienen cientos o miles de elementos representa un problema cuando se utilizan diodos PIN.

## **2.3. Interruptores RF MEMS**

Los interruptores RF MEMS son dispositivos que utilizan el movimiento mecánico para lograr un corto circuito o un circuito abierto en la línea de transmisión de RF. Los interruptores MEMS pueden clasificarse de diferentes formas:

- Configuración eléctrica: Serie y paralelo.
- Tipo de contacto: Metal-metal y capacitivo.
- Configuración E/S: Un polo un tiro (SPST), un polo dos tiros (SPDT), etc.
- Mecanismo de actuación: Electrostático, magnetostático, electrotérmico y piezoeléctrico.
- Estructura de movimiento: Membrana y viga voladiza.

Los interruptores de tipo electrostático han sido probados en el rango de 0.1-40 GHz con alta confiabilidad y fabricados con técnicas industriales. Una de sus ventajas es que no hay consumo de corriente, aunque requieren un alto voltaje de actuación, cercano a 100 V. La mayoría de los interruptores electrostáticos prometen el mejor desempeño de conmutación, donde un factor importante es el bajo consumo de potencia. A continuación se describen algunos de los parámetros más importantes.

### **2.3.1. Voltaje de actuación**

Los interruptores MEMS experimentan dos tipos de fuerzas: una debida a la fuerza electrostática generada por el voltaje aplicado a un electrodo de

actuación que atrae ya sea a una viga voladiza o a una membrana, y otra debida a la fuerza de restauración que se opone a dicha atracción y que involucra a la constante de rigidez de la estructura. Los voltajes típicos para la actuación electrostática son de 20-100 V.

### **2.3.2. Velocidad de conmutación**

La velocidad de conmutación es el tiempo necesario que requiere el interruptor para cambiar de estado, es decir para pasar del estado de encendido al estado de apagado y viceversa. Este tiempo se mide en el estado de encendido cuando se ha aplicado el 50% del voltaje de actuación. De la misma manera, cuando el interruptor está apagado, el tiempo es medido hasta que el voltaje de la señal de RF disminuye al 10% del original. Así, la velocidad de conmutación es el tiempo requerido para que el interruptor tenga una respuesta de salida debido a la variación del voltaje de actuación. Las velocidades típicas de conmutación de los interruptores MEMS son de 1-300  $\mu$ s.

### **2.3.3. Pérdidas de inserción**

Las pérdidas de inserción de un dispositivo de RF son una medida de su eficiencia para la transmisión de la señal a través del mismo. En el caso de un interruptor, las pérdidas de inserción se miden cuando existe la transmisión de la señal o el interruptor se encuentra en estado de encendido. Las pérdidas de inserción están en términos del coeficiente de transmisión S21, entre las terminales de entrada y salida del circuito de conmutación. Uno de los principales objetivos en el diseño de los interruptores para RF es el minimizar las pérdidas de inserción. Las perdidas de inserción típicas de los interruptores MEMS están entre los 0.05-0.2 dB.

#### **2.3.4. Aislamiento**

El aislamiento de un sistema de conmutación se especifica cuando no existe transmisión de la señal y también está en términos del parámetro  $S_{21}$ , bajo el estado de no transmisión o cuando el interruptor está en estado abierto. El objetivo es el de maximizar el aislamiento. En interruptores MEMS para RF el aislamiento puede verse afectado a consecuencia de la proximidad que se crea entre el contacto del interruptor y la línea de transmisión. Un valor adecuado del aislamiento generalmente es menor a -20 dB.

#### **2.3.5. Manejo de potencia**

El manejo de potencia de RF es una medida de la eficiencia con la cual un interruptor transmite la señal de RF y se especifica en términos del punto de compresión de -1 dB. Generalmente se asume que los niveles de potencia de entrada y salida siguen una proporción lineal, pero en muchos dispositivos existe una potencia máxima por encima de la cual esta linealidad no se cumple. El punto de compresión de -1 dB es definido como el nivel máximo de potencia de entrada en el cual la potencia de salida se diferencia por 1 dB con respecto a la de la respuesta lineal. El valor del manejo de potencia de los interruptores MEMS es menor a 1 W.

#### **2.3.6. Interruptores de tipo electrostático**

La actuación electrostática es la más usada en los interruptores MEMS debido que permite una alta velocidad de conmutación. Sin embargo, su principal desventaja es que requiere de altos voltajes de actuación. Actualmente se han propuesto estructuras con baja constante de rigidez para reducir dichos voltajes.

### 2.3.6.1. Vigas voladizas

La estructura de viga voladiza consiste en una tira delgada de metal ( $1-2 \mu m$  de espesor) fija en un extremo y suspendida encima de la línea de transmisión por un espacio de unos micrómetros. La viga puede ser conectada en serie con la línea de transmisión (Figura 2.2a) o puede ser conectado perpendicular a la línea de transmisión (Figura 2.2b) [9].

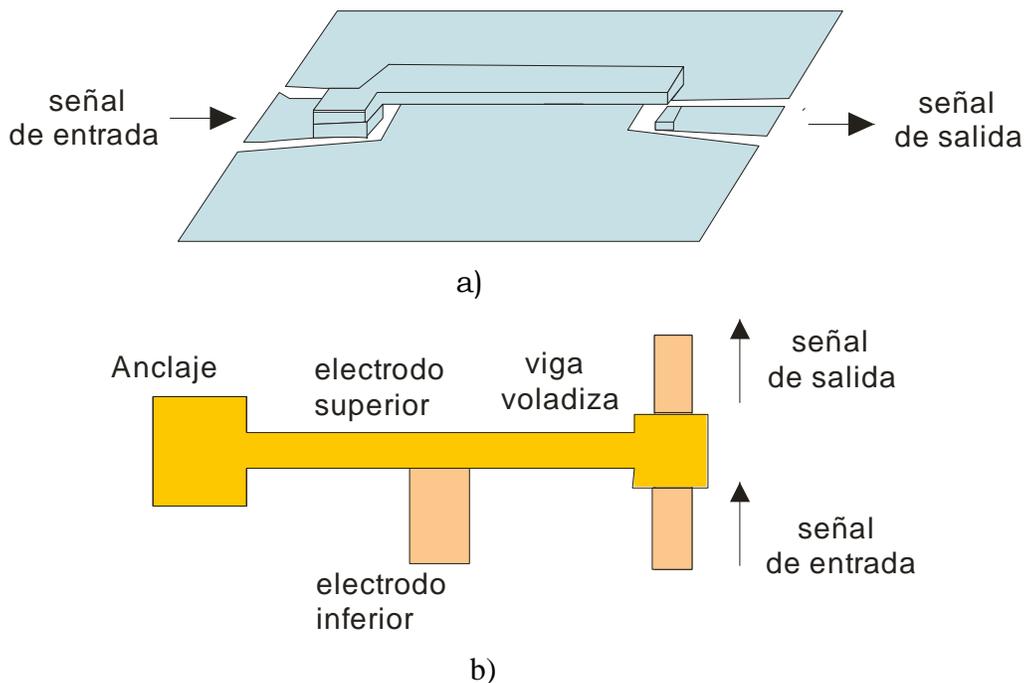


Figura 2.2. Interruptor Serie. a) En línea y b) de costado.

### 2.3.6.2. Interruptores de Membrana

La membrana está hecha de una capa delgada ( $0.5-1.2 \mu m$ ) de metal (Au, Al, Cu) y generalmente se encuentra anclada a tierra por los extremos, quedando suspendida ( $1.5-4 \mu m$ ) por encima del electrodo de actuación. En las estructuras de membranas, el electrodo de actuación se encuentra protegido por un dieléctrico para evitar un corto circuito entre la membrana y el electrodo cuando se da el contacto (Figura 2.3).

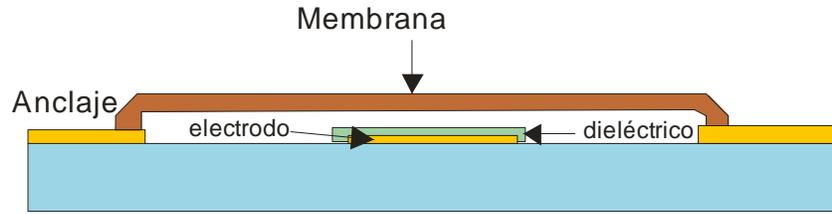


Figura 2.3. Interruptor de Membrana.

### 2.3.6.3. Tipos de contacto

El contacto en un interruptor es una de las partes más importantes de la estructura, ya que de él depende la transmisión íntegra de la señal. Los contactos ideales son los metálicos debido a sus pocas pérdidas y para obtenerlo es necesario que las dos superficies entre las que se crea el contacto sean de metal. Esta configuración se denomina metal-metal y se implementa generalmente en estructuras de viga voladiza (Figura 2.4a).

Otro tipo de contacto utilizado en interruptores es el de tipo capacitivo, en el cual las superficies metálicas que establecen el contacto quedan separadas por una capa de material dieléctrico, formando así un capacitor. Este tipo de contacto se denomina metal-aislante-metal o capacitivo y se implementa principalmente en estructuras de membranas (Figura 2.4b).

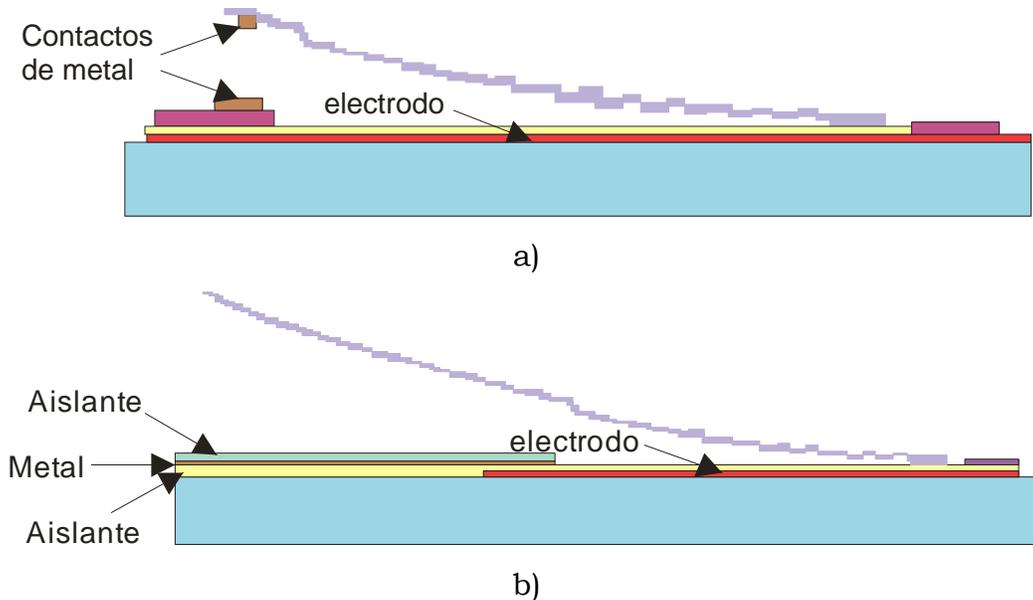


Figura 2.4. Contacto de Interruptores: a) Metal-metal y b) Capacitivo.

Todos los interruptores, sin importar el tipo de contacto, presentan un espacio o hueco entre las superficies de contacto en el estado abierto. Este espacio varía de acuerdo a la señal de control, modificando el valor de la capacitancia del interruptor, hasta alcanzar el contacto. La relación de la capacitancia en el estado cerrado y la capacitancia en el estado abierto es un parámetro muy importante de los interruptores y mientras mayor sea su valor, mejor será su desempeño.

#### 2.3.6.4. Configuración eléctrica

Existen dos tipos de configuración eléctrica, en serie (Figura 2.5a) y en paralelo (Figura 2.5b). Aunque ambos contactos (metal y capacitivo) pueden utilizarse en cualquier tipo de configuración eléctrica, serie o paralelo, el contacto metal-metal es utilizado frecuentemente para los interruptores en serie, mientras que los de contacto capacitivo son utilizados para los interruptores en paralelo.

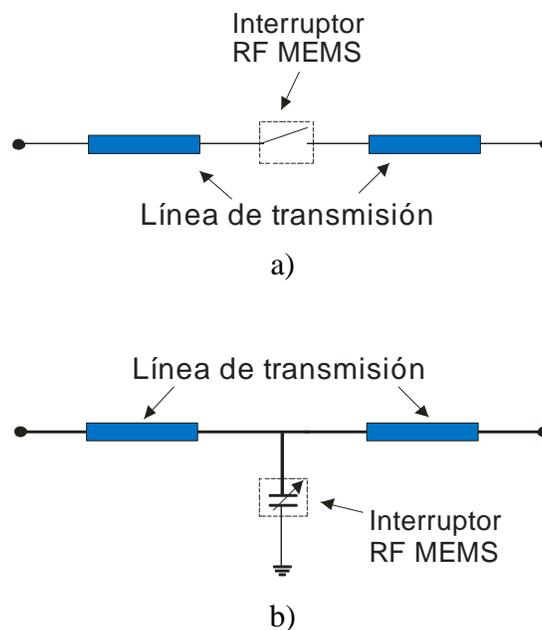
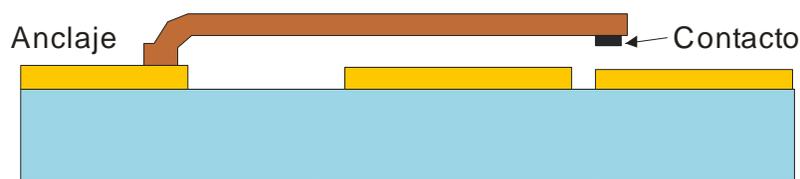


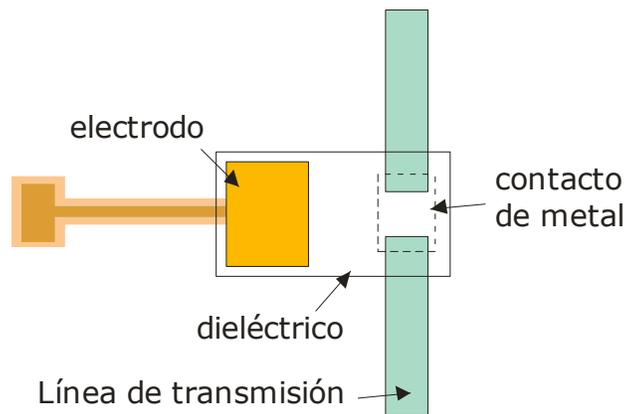
Figura 2.5. Configuración eléctrica de Interruptores: a) Serie y b) Paralelo.

### 2.3.6.5. Interruptores en serie

Existen dos tipos de interruptores MEMS en serie: los interruptores serie en línea (Figura 2.6a) y los interruptores serie de costado (Figura 2.6b). La actuación de los interruptores serie en línea ocurre en la misma dirección que la línea de transmisión, mientras que la actuación de los interruptores serie de costado ocurre en un plano perpendicular a la línea de transmisión. Otra diferencia entre los dos diseños es que la señal de RF pasa completamente sobre el interruptor en línea. En este caso la estructura es generalmente una viga voladiza, la cual tiene que ser completamente de metal para transmitir adecuadamente la señal y su longitud varía entre 100 y 200  $\mu m$ .



a)



b)

Figura 2.6. Interruptor Serie: a) En línea y b) de costado.

En el caso de los interruptores de costado, la señal de RF solo pasará por el extremo que hace contacto entre la viga voladiza y la línea de transmisión, por lo tanto solo se necesita que este contacto sea de metal (0.5-2  $\mu m$ ). Debido a

que el contacto es de tipo metal-metal, el interruptor muestra bajas pérdidas de inserción. La viga voladiza se encuentra suspendida con una separación entre  $(0.5-3 \mu m)$  por arriba de una línea de transmisión. Esta línea de transmisión se interrumpe o secciona a la altura del contacto de la viga para que al bajar la viga se haga contacto con la línea de transmisión. Para lograr que la viga baje o pase del estado abierto al estado cerrado es necesario un electrodo de actuación mediante el cual se aplique gradualmente un voltaje se aplique una fuerza electrostática entre el contacto de la viga y la línea de transmisión. Cuando la fuerza electrostática rebasa la fuerza de restauración de la viga, la viga se colapsa con la línea de transmisión creando el contacto eléctrico. Ahora, para cambiar del estado cerrado al abierto, se remueve el voltaje del electrodo de actuación y la estructura es liberada, permitiendo alcanzar su posición original.

#### **2.3.6.6. Interruptores en paralelo**

Este tipo de interruptores utilizan las estructuras de membrana como estructura mecánica de contacto (interruptores capacitivos). La membrana se encuentra suspendida por encima de una línea de transmisión, ya sea del tipo coplanar (Figura 2.7a) o de tipo microcinta (Figura 2.7b). En el caso en el que la línea es coplanar, la membrana se ancla a ella en el plano de tierra, y si es implementada con microcinta los anclajes se conectan al plano de tierra mediante stubs radiales de  $\lambda/4$ . Los interruptores en paralelo también pueden ser de dos tipos: en línea y de costado. En los interruptores de línea la membrana se conecta en la misma dirección que el electrodo de actuación y la línea de transmisión y en los interruptores de costado, la membrana se ancla en dirección perpendicular a ellos.

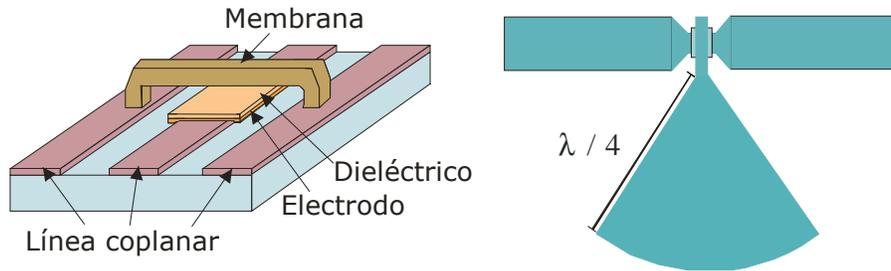


Figura 2.7. Interruptor de membrana suspendida en línea: a) Tipo coplanar y b) Tipo microcinta.

### 2.3.7. Estado del arte de los interruptores MEMS

A continuación se presentan los principales interruptores MEMS serie y paralelo desarrollados por diferentes Universidades y Centros de investigación.

#### 2.3.7.1. Interruptores MEMS serie

1.- El Centro de ciencia Rockwell desarrolló un interruptor usando un sustrato de Arseniuro de Galio (GaAs) y una capa de dióxido de silicio de  $2 \mu\text{m}$ . Las dimensiones de la viga voladiza son de  $250 \times 150 \times 2.5 \mu\text{m}$  (largo, ancho y alto). Las dimensiones de los electrodos son de  $75 \times 75 \mu\text{m}$ . El voltaje de actuación está en el intervalo de 50-60 V, el tiempo de conmutación está en el rango de 8-10  $\mu\text{s}$ , la resistencia del interruptor está entre  $0.8\text{-}2 \Omega$ , la capacitancia en estado apagado oscila entre 1.75-2 fF, la inductancia del interruptor está entre 40-60 pH, el aislamiento en 4, 40 y 90 GHz es de -50, -30 y -20 dB, respectivamente, y las pérdidas de inserción del interruptor son de -0.1 dB en el intervalo de 0.1-50 GHz [10, 11].

2.- Motorola desarrolló un interruptor que está fabricado en un sustrato de silicio y tiene una viga voladiza de dimensiones  $140 \times 100 \times 3 \mu\text{m}$  (largo, ancho y alto). La viga está suspendida a  $3 \mu\text{m}$  del sustrato. Las dimensiones de los electrodos son de  $100 \times 80 \mu\text{m}$ . El voltaje de actuación está entre 40-60

V, el aislamiento es de -44 dB en el intervalo de 2-4 GHz, el tiempo de conmutación está en el rango de 2-4  $\mu$ s, la resistencia del interruptor está entre 1-2  $\Omega$ , la capacitancia en estado apagado es de 2 fF, la inductancia del interruptor es de 20 pH y las pérdidas de inserción del interruptor son de -0.15 dB en el intervalo de 0.1-6 GHz [2].

3.- HRL fabricó un interruptor en un sustrato de GaAs. Es un mecanismo muy similar al interruptor Rockwell. Consiste de una viga voladiza de Nitruro de silicio de 2  $\mu$ m con una capa de oro de 2.5  $\mu$ m. Las dimensiones de la viga voladiza son de 300 x 100 x 2  $\mu$ m (largo, ancho y alto). Las dimensiones de los electrodos son de 100 x 100  $\mu$ m. El voltaje de actuación está en el intervalo de 30-40 V, el tiempo de conmutación es de 30  $\mu$ s, la resistencia del interruptor está entre 1-2  $\Omega$ , la capacitancia en estado apagado es de 3 fF, la inductancia del interruptor está entre 40-60 pH, el aislamiento en 4 y 40 GHz es de -45 y -25 dB, respectivamente y las pérdidas de inserción del interruptor son de -0.15 dB en el intervalo de 1-40 GHz [12-14].

4.- La Universidad de Northeastern (Interruptor Radant MEMS) desarrolló un interruptor serie, en línea, en sustratos de silicio. El interruptor en línea está fabricado usando una viga voladiza que está suspendida por 1.2  $\mu$ m por encima del electrodo de actuación. Las dimensiones de la viga voladiza son de 75 x 30 x 1  $\mu$ m (largo, ancho y alto). Las dimensiones de los electrodos son de 15 x 25  $\mu$ m. El voltaje de actuación está en el intervalo de 60-80 V, el tiempo de conmutación está en el rango de 2-3  $\mu$ s, la resistencia del interruptor está entre 1-1.5  $\Omega$ , la capacitancia en estado apagado es de 4 fF, la inductancia del interruptor está entre 20-30 pH, el aislamiento en 4 y 20 GHz es de -40 y -27 dB, respectivamente y las pérdidas de inserción del interruptor son de -0.15 dB en el intervalo de 0.1-20 GHz [15, 16].

5.- Los laboratorios Lincoln desarrollaron dos interruptores serie en sustratos de silicio: serie en línea y serie capacitivo. La viga voladiza tiene corrugaciones en su superficie. Las corrugaciones se utilizan para ajustar la rigidez de la

viga voladiza. Las dimensiones de la viga voladiza son de 200 x 50 x 15  $\mu\text{m}$  (largo, ancho y alto). Las dimensiones de los electrodos son de 45 x 50  $\mu\text{m}$ . El voltaje de actuación está en el intervalo de 30-80 V, el tiempo de conmutación está en el rango de 1-20  $\mu\text{s}$ , la resistencia del interruptor está entre 1-2  $\Omega$ , la capacitancia en estado apagado oscila entre 4-6 fF, el aislamiento en 4 y 30 GHz es de -40 y -22 dB, respectivamente, y las pérdidas de inserción del interruptor son de -0.15 dB en el intervalo de 0.1-40 GHz [17, 18].

6.- El interruptor desarrollado por Omron está basado en una membrana de silicio. Las dimensiones de la membrana son de 1600 x 1600 x 3  $\mu\text{m}$  (largo, ancho y alto). Las dimensiones de los electrodos de actuación son de 800 x 1600  $\mu\text{m}$  y son integrados a un sustrato de vidrio. El voltaje de actuación está en el intervalo de 15-20 V, el tiempo de conmutación es de 300  $\mu\text{s}$ , la resistencia del interruptor es de 0.5  $\Omega$ , la capacitancia en estado apagado es de 5 fF, el aislamiento en 1 y 2 GHz es de -50 y -44 dB, respectivamente, y las pérdidas de inserción del interruptor son de -0.5 dB en el intervalo de 0.1-2 GHz [19].

7.- La Universidad de Michigan fabricó un interruptor serie usando una membrana de oro y un sustrato de silicio de alta resistividad. Las dimensiones de la membrana son de 350 x 140 x 2  $\mu\text{m}$  (largo, ancho y alto). Las dimensiones de los electrodos de actuación son de 50 x 100  $\mu\text{m}$ . El voltaje de actuación está en el intervalo de 30-40 V, el tiempo de conmutación está en el rango de 20-30  $\mu\text{s}$ , la resistencia del interruptor está entre 0.5-1  $\Omega$ , la capacitancia en estado apagado oscila entre 6-8 fF, el aislamiento en 4 y 16 GHz es de -35 y -20 dB, respectivamente, y las pérdidas de inserción del interruptor son de -0.15 dB en el intervalo de 0.1-30 GHz [20].

### **2.3.7.2. Interruptores MEMS paralelo**

1.- El interruptor paralelo Raytheon, también conocido como interruptor Texas Instruments, fue desarrollado por Chuck Goldsmith y colaboradores [21-23]. La membrana del interruptor está compuesta de Aluminio. Las dimensiones de la membrana son de 350 x 200 x 5  $\mu\text{m}$  (largo, ancho y alto). Las dimensiones de los electrodos son de 80 x 100  $\mu\text{m}$ . El voltaje de actuación está en el intervalo de 30-50 V, el tiempo de conmutación es de 5  $\mu\text{s}$ , la resistencia del interruptor está entre 0.25-0.35  $\Omega$ , la capacitancia en estado apagado oscila entre 1-6 pF, la inductancia del interruptor está entre 5-10 pH, el aislamiento en 10 y 30 GHz es de -20 y -35 dB, respectivamente, y las pérdidas de inserción del interruptor son de -0.07 dB en el intervalo de 10-40 GHz.

2.- La Universidad de Michigan desarrolló un interruptor capacitivo de bajo voltaje [24-27]. La membrana del interruptor es de Niquel. Las dimensiones de la membrana son de 700 x 250 x 5  $\mu\text{m}$  (largo, ancho y alto). Las dimensiones de los electrodos son de 200 x 200  $\mu\text{m}$ . El voltaje de actuación está en el intervalo de 6-20 V, el tiempo de conmutación está en el rango de 20-40  $\mu\text{s}$ , la resistencia del interruptor está entre 0.2-0.3  $\Omega$ , la capacitancia en estado apagado oscila entre 1-3 pF, la inductancia del interruptor está entre 1-2 pH, el aislamiento en 30 GHz es de -25 dB y las pérdidas de inserción del interruptor son de -0.1 dB en el intervalo de 1-40 GHz.

3.- La Universidad de Michigan también desarrolló un interruptor con membrana de oro. Las dimensiones de la membrana son de 300 x 140 x 2  $\mu\text{m}$  (largo, ancho y alto). Las dimensiones de los electrodos son de 80 x 100  $\mu\text{m}$ . El voltaje de actuación está en el intervalo de 12-25 V, el tiempo de conmutación está en el rango de 6-15  $\mu\text{s}$ , la resistencia del interruptor está entre 0.08-0.15  $\Omega$ , la capacitancia en estado apagado oscila entre 0.5-3 pF, la inductancia del interruptor está entre 5-15 pH, el aislamiento en 30 GHz es

de -30 dB y las pérdidas de inserción del interruptor son de -0.03 y -0.05 dB en 10 y 30 GHz, respectivamente [28-31].

4.- El interruptor fabricado por LG-Korea tiene una membrana de oro. El sustrato utilizado es silicio de alta resistividad. Las dimensiones de la membrana son de 300 x 100 x 3.5  $\mu\text{m}$  (largo, ancho y alto). Las dimensiones de los electrodos son de 100 x 100  $\mu\text{m}$ . El voltaje de actuación está en el intervalo de 8-15 V, la resistencia del interruptor está entre 0.1-0.2  $\Omega$ , la capacitancia en estado apagado es de 50 pF, la inductancia del interruptor está entre 15-25 pH, el aislamiento en 0.9, 5 y 10 GHz es de -26, -40 y -30 dB, respectivamente, y las pérdidas de inserción del interruptor son de -0.1 dB en el intervalo de 1-10 GHz [32, 33].

5.- La Universidad de Illinois fabricó un interruptor de membrana de oro. El sustrato utilizado es GaAs. Las dimensiones de la membrana son de 400 x 100 x 4  $\mu\text{m}$  (largo, ancho y alto). Las dimensiones de los electrodos son de 80 x 100  $\mu\text{m}$ . El voltaje de actuación está entre 9-16 V, el aislamiento es de -25 dB en el intervalo de 0.1-40 GHz, la capacitancia en estado apagado es de 40 pF, la inductancia del interruptor está entre 1-2 pH y las pérdidas del interruptor son de -0.1 dB en el intervalo de 0.1-40 GHz [34, 35].

En las Tablas 2.3 y 2.4 se muestran los valores para diferentes parámetros del interruptor serie y paralelo respectivamente.

Tabla 2.3 : Parámetros de Interruptores MEMS Serie

Parámetro	Centro de ciencia Rockwell	Motorola	HRL	Universidad Northeastern (Radant MEMS)	Laboratorios Lincoln	Omron	Universidad de Michigan
	Valor	Valor	Valor	Valor	Valor	Valor	Valor
Longitud [ $\mu\text{m}$ ]	250	140	260-300	75	55/200	1600	300-350
Anchura [ $\mu\text{m}$ ]	150	100	100	30	50	1600	100-140
Altura [ $\mu\text{m}$ ]	2-2.5	2-3	1.5-2	0.6-1	2-15	3	1.5-2
Área de actuación [ $\mu\text{m}^2$ ]	75 x 75 ( x 2)	100 x 80	100 x 100	15 x 25	45 x 50	800 x 1600 ( x 2)	50 x 100 ( x 2)
Voltaje de actuación [V]	50-60	40-60	30-40	60-80	30-80	15-20	30-40
Tiempo de conmutación [ $\mu\text{s}$ ]	8-10	2-4	30	2-3	1-20	300	20-30
Resistencia [ $\Omega$ ]	0.8-2	1-2	1-2	1-1.5	1-2	0.5	0.5-1
Capacitancia en estado apagado [fF]	1.75-2	2	3	4	4-6	5	6-8
Inductancia [pH]	40-60	20	40-60	20-30	Despreciable	Despreciable	Despreciable
Aislamiento [dB]	-50 (4 GHz) -30 (40 GHz) -20 (90 GHz)	-44 (2-4 GHz)	-45 (4 GHz) -25 (40 GHz)	-40 (4 GHz) -27 (20 GHz)	-40 (4 GHz) -22 (30 GHz)	-50 (1 GHz) -44 (2 GHz)	-35 (4GHz) -20 (16 GHz)
Pérdidas de inserción [dB]	-0.1 (0.1-50 GHz)	-0.15 (0.1-6 GHz)	-0.15 (1-40 GHz)	-0.15 (0.1-20 GHz)	-0.15 (0.1-40 GHz)	-0.5 (0.1-2 GHz)	-0.15 (0.1-30 GHz)

Tabla 2.4 : Parámetros de Interruptores MEMS Paralelo

Parámetro	Raytheon Valor	Universidad de Michigan Membrana de Níquel Valor	Universidad de Michigan Membrana de oro Valor	LG - Korea Valor	Universidad de Illinois Valor
Longitud [ $\mu\text{m}$ ]	270-350	500-700	250-300	300	300-400
Anchura [ $\mu\text{m}$ ]	50-200	200-250	40-140	100	100
Altura [ $\mu\text{m}$ ]	3-5	4-5	1.5-2	2.5-3.5	4
Área de actuación [ $\mu\text{m}^2$ ]	80 x 100	200 x 200 ( x 2)	80 x 100	100 x 100	80 x 100 ( x 2)
Voltaje de actuación [V]	30-50	6-20	12-25	8-15	9-16
Tiempo de conmutación [ $\mu\text{s}$ ]	3/5	20-40	6-15	N/A	N/A
Capacitancia en estado apagado [pF]	1-6	1-3	0.5-3	50	40
Inductancia [pH]	5-10	1-2	5-15	15-25	1-2
Resistencia [ $\Omega$ ]	0.25-0.35	0.2-0.3	0.08-0.15	0.1-0.2	1.2
Aislamiento [dB]	-20 (10 GHz) -35 (30 GHz)	-25 (30 GHz)	-30 (30 GHz)	-26 (0.9 GHz) -40 (3-5 GHz) -30 (10 GHz)	-25 (0.1-40 GHz)
Pérdidas de inserción [dB]	-0.07 (10-40 GHz)	-0.1 (1-40 GHz)	-0.03 (10 GHz) -0.05 (30 GHz)	-0.1 (1-10 GHz)	-0.1 (0.1-40 GHz)

## **2.4. Comparación entre Interruptores MEMS y Diodos PIN**

La tecnología basada en interruptores RF MEMS ofrece ventajas muy importantes sobre los diodos PIN. Los Interruptores RF MEMS presentan bajas pérdidas de inserción, bajo consumo de potencia, alto aislamiento, excelente linealidad y distorsión de la señal extremadamente baja. Una característica importante que se tiene con los interruptores MEMS es que no importa cuantos MEMS se fabriquen en un área determinada, el costo será el mismo. Por otra parte, cabe señalar que los diodos PIN siguen siendo uno de los interruptores más confiables en el intervalo de microondas; sin embargo, el consumo de potencia y el costo son los dos factores que tienen un efecto negativo cuando se usan en el desarrollo de arreglos periódicos que utilizan muchos elementos.

Las principales ventajas de los interruptores MEMS sobre los diodos PIN son:

- Consumo de potencia cercano a cero.
- Aislamiento muy alto.
- Bajas pérdidas de inserción.
- Bajo costo de fabricación.

Las desventajas son:

- Baja velocidad de conmutación.
- Alto voltaje de actuación.
- Confiabilidad incierta.
- Empaquetamiento especial.

Es importante señalar que la confiabilidad y el empaquetamiento han sido los factores que limitan el rápido despliegue de los RF MEMS. Los interruptores MEMS tienen que ser empaquetados en atmósferas inertes (Nitrógeno, Argón, etc.) y en un ambiente de muy baja humedad resultando en sellos herméticos

o casi herméticos. Los costos de empaquetado hermético son relativamente altos y la técnica de empaquetado en sí puede afectar negativamente a la confiabilidad de los interruptores MEMS. En la Tabla 2.5 se muestra la comparación del desempeño de interruptores basados en diodos PIN y RF MEMS [2].

Tabla 2.5: Comparación del desempeño típico de interruptores basados en diodos PIN Y RF MEMS

<b>Parámetro</b>	<b>RF MEMS</b>	<b>PIN</b>
Voltaje [V]	20-100	± 3-5
Corriente [mA]	0	3-20
Consumo de potencia [mW]	0.05-0.1	5-100
Tiempo de conmutación	1-300 $\mu$ s	1-100 ns
Aislamiento (1-10 GHz)	Muy alto	Alto
Aislamiento (10-40 GHz)	Muy alto	Medio
Pérdidas de inserción (1-40 GHz) [dB]	0.05-0.2	0.3-1.2

La fabricación de los interruptores MEMS está basada en la tecnología monolítica, lo cual permite integrarlos fácilmente con otros dispositivos electrónicos. Aunque la fiabilidad y el embalaje son las principales desventajas de los interruptores MEMS, las mejoras en estos rubros se han incrementado recientemente.

Debido a que los procesos de fabricación de interruptores MEMS no están estandarizados, la mayoría de los interruptores MEMS solo se han usado en diseños personalizados. En el presente trabajo se presenta la posibilidad de construir una SSFR basada en interruptores RF MEMS comercialmente disponibles.

## 2.5. Interruptores Comerciales

A continuación se presentan algunos de los interruptores comerciales que se encuentran disponibles y se especifican sus principales características.

### 2.5.1. Interruptor OMRON 2SMES-01

El interruptor 2SMES-01 es un interruptor de un polo y dos tiros (SPDT). Las características del interruptor son las siguientes [36]:

- Rango de Frecuencia: Hasta 10 GHz (típico)
- Tamaño: 5.2 x 3 x 1.8 mm (Largo, ancho y altura)
- Aislamiento: >30 dB @ 8 GHz
- Pérdidas de Inserción: <1 dB @ 8 GHz
- Ciclo de vida: >100 millones de ciclos

En la Tabla 2.6 se muestran los valores para las pérdidas de inserción, aislamiento y pérdidas de retorno del interruptor.

Tabla 2.6: Parámetros del interruptor OMRON 2SMES-01

Parámetro	Condiciones	Valor
Pérdidas de inserción [dB]	8 GHz	1
	10 GHz	1
	12 GHz	3
Aislamiento [dB]	8 GHz	30
Pérdidas de retorno [dB]	8 GHz	10

### 2.5.2. Interruptor Radant MEMS RMSW101

El interruptor RMSW101 es un interruptor de un polo y un tiro (SPST) con las siguientes características [37]:

- Rango de Frecuencia: Hasta 12 GHz
- Tamaño: 1.9 x 1.85 x 0.65 mm (Largo, ancho y altura)
- Aislamiento: 27 dB @ 2.4 GHz
- Pérdidas de Inserción: 0.24 dB @ 2.4 GHz
- Ciclo de vida: >100 billones ciclos @ 30 dBm y >1 billón de ciclos @ 33 dBm

En la Tabla 2.7 se muestran los valores de tres parámetros del interruptor.

Tabla 2.7: Parámetros del interruptor RMSW101

<b>Pérdidas de Inserción</b>	
2 GHz	< 0.23 dB
4 GHz	< 0.26 dB
10 GHz	< 0.32 dB
<b>Aislamiento</b>	
2 GHz	> 26 dB
4 GHz	> 21 dB
10 GHz	> 12 dB
<b>Pérdidas de retorno</b>	
2 GHz	< -25 dB
4 GHz	< -22 dB
10 GHz	< -20 dB

### 2.5.3. Interruptor Radant MEMS RMSW100HP

El interruptor RMSW100HP es un interruptor de un polo y un tiro (SPST). Las características del interruptor son [37]:

- Rango de Frecuencia: Hasta 12 GHz
- Tamaño: 1.42 x 1.37 x 0.65 mm (Largo, ancho y altura)
- Aislamiento: 23 dB @ 2.4 GHz
- Pérdidas de Inserción: 0.16 dB @ 2.4 GHz
- Ciclo de vida: >10 billones ciclos @ 36 dBm y >1 billón de ciclos @ 40 dBm

En la Tabla 2.8 se muestran los valores de las pérdidas de inserción, aislamiento y pérdidas de retorno para tres diferentes frecuencias.

Tabla 2.8: Parámetros del interruptor RMSW100HP

<b>Pérdidas de Inserción</b>	
2 GHz	< 0.17 dB
4 GHz	< 0.20 dB
10 GHz	< 0.28 dB
<b>Aislamiento</b>	
2 GHz	> 23 dB
4 GHz	> 20 dB
10 GHz	> 11 dB
<b>Pérdidas de retorno</b>	
2 GHz	< -30 dB
4 GHz	< -24 dB
10 GHz	< -20 dB

#### 2.5.4. Interruptor Radant MEMS RMSW200

El interruptor RMSW200 es un interruptor de un polo y un tiro (SPST). Las características del interruptor son las siguientes [37]:

- Rango de Frecuencia: Hasta 40 GHz
- Tamaño: 1.42 x 1.37 x 0.65 mm (Largo, ancho y altura)
- Aislamiento: 20 dB @10 GHz
- Pérdidas de Inserción: <0.5 dB @ 38 GHz
- Ciclo de vida: >100 billones ciclos @ 27 dBm y >1 billón de ciclos @ 30 dBm

En la Tabla 2.9 se muestran los valores de las pérdidas de inserción, aislamiento y pérdidas de retorno para tres diferentes frecuencias.

Tabla 2.9: Especificaciones Típicas del Interruptor RMSW200

<b>Pérdidas de Inserción</b>	
10 GHz	< 0.4 dB
20 GHz	< 0.5 dB
38 GHz	< 0.5 dB
<b>Aislamiento</b>	
10 GHz	> 20 dB
20 GHz	> 14 dB
38 GHz	> 12 dB
<b>Pérdidas de retorno</b>	
10 GHz	< -20 dB
20 GHz	< -20 dB
38 GHz	< -20 dB

### 2.5.5. Interruptor Radant MEMS RMSW201

El interruptor RMSW201 es un interruptor de un polo y un tiro (SPST) y tiene las siguientes características [37]:

- Rango de Frecuencia: Hasta 20 GHz
- Tamaño: 1.9 x 1.85 x 0.65 mm (Largo, ancho y altura)
- Aislamiento: 20 dB @ 10 GHz
- Pérdidas de Inserción: <0.5 dB @ 10 GHz
- Ciclo de vida: >100 billones ciclos @ 27 dBm y >1 billón de ciclos @ 30 dBm

En la Tabla 2.10 se muestran los valores de tres parámetros del interruptor para tres frecuencias diferentes.

Tabla 2.10: Parámetros del interruptor RMSW201

<b>Pérdidas de Inserción</b>	
2 GHz	< 0.30 dB
10 GHz	< 0.45 dB
18 GHz	< 0.60 dB
<b>Aislamiento</b>	
2 GHz	> 35 dB
10 GHz	> 21 dB
18 GHz	> 18 dB
<b>Pérdidas de retorno</b>	
2 GHz	< -27 dB
10 GHz	< -22 dB
18 GHz	< -20 dB

### 2.5.6. Interruptor Radant MEMS RMSW221

El interruptor RMSW221 es un interruptor de un polo y dos tiros (SPDT). El interruptor tiene las siguientes características [37]:

- Rango de Frecuencia: Hasta 20 GHz
- Tamaño: 1.96 x 1.66 x 0.65 mm (Largo, ancho y altura)
- Aislamiento: >25 dB @18 GHz
- Pérdidas de Inserción:<0.5 dB @10 GHz, <0.8 dB @18 GHz

- Ciclo de vida: >100 billones ciclos @ 27 dBm y >1 billón de ciclos @ 30 dBm.

En la Tabla 2.11 se muestran los valores para las pérdidas de inserción, aislamiento y pérdidas de retorno.

Tabla 2.11: Parámetros del interruptor RMSW221

<b>Pérdidas de Inserción</b>	
2 GHz	< 0.4 dB
10 GHz	< 0.5 dB
18 GHz	< 0.8 dB
<b>Aislamiento</b>	
2 GHz	> 38 dB
10 GHz	> 26 dB
18 GHz	> 25 dB
<b>Pérdidas de retorno</b>	
2 GHz	< -35 dB
10 GHz	< -30 dB
18 GHz	< -13 dB

### 2.5.7. Interruptor Radant MEMS RMSW240

El interruptor RMSW240 es un interruptor de un polo y cuatro tiros (SP4T). Las características del interruptor son las siguientes [37]:

- Rango de Frecuencia: Hasta 20 GHz
- Tamaño: 1.96 x 1.96 x 0.65 mm (Largo, ancho y altura)
- Aislamiento: >25 dB @18 GHz
- Pérdidas de Inserción: <0.4 dB @10 GHz, <0.7 dB @18 GHz
- Ciclo de vida: >100 billones ciclos @ 27 dBm y >1 billón de ciclos @ 30 dBm

En la Tabla 2.12 se muestran los valores para las pérdidas de inserción, aislamiento y pérdidas de retorno del interruptor.

Tabla 2.12: Parámetros del interruptor RMSW240

<b>Pérdidas de Inserción</b>	
2 GHz	< 0.3 dB
10 GHz	< 0.4 dB
18 GHz	< 0.7 dB
<b>Aislamiento</b>	
2 GHz	> 40 dB
10 GHz	> 26 dB
18 GHz	> 25 dB
<b>Pérdidas de retorno</b>	
2 GHz	< -35 dB
10 GHz	< -20 dB
18 GHz	< -11 dB

### 2.5.8. Interruptor Radant MEMS RMSW260

El interruptor RMSW260 es un interruptor de un polo y seis tiros (SP6T). Las características del interruptor son las siguientes [37]:

- Rango de Frecuencia: Hasta 20 GHz
- Tamaño: 1.96 x 1.96 x 0.65 mm (Largo, ancho y altura)
- Aislamiento: >22 dB @18 GHz
- Pérdidas de Inserción: <0.5 dB @10 GHz, <0.8 dB @18 GHz
- Ciclo de vida: >100 billones ciclos @ 27 dBm y >1 billón de ciclos @ 30 dBm

En la Tabla 2.13 se muestran los valores para tres parámetros del interruptor los cuales son: pérdidas de inserción, aislamiento y pérdidas de retorno, estos parámetros se muestran para tres diferentes frecuencias.

Tabla 2.13: Parámetros del interruptor RMSW260

<b>Pérdidas de Inserción</b>	
2 GHz	< 0.3 dB
10 GHz	< 0.5 dB
18 GHz	< 0.8 dB
<b>Aislamiento</b>	
2 GHz	> 36 dB
10 GHz	> 25 dB
18 GHz	> 22 dB
<b>Pérdidas de retorno</b>	
2 GHz	< -35 dB
10 GHz	< -22 dB
18 GHz	< -18 dB

Analizando las diferentes opciones se eligió el interruptor RMSW200, ya que tiene una configuración adecuada para la aplicación (un polo-un tiro), además de tener un rango de frecuencia amplio (hasta 40 GHz), bajas pérdidas de inserción y alto aislamiento. A continuación se presenta más a detalle el interruptor elegido.

## 2.6. Configuración del Interruptor Radant MEMS RMSW200

El interruptor comercial RF MEMS RMSW200 es un dispositivo de tres terminales que emplea una viga voladiza actuada electrostáticamente. Las terminales son Fuente, Compuerta y Drenaje. Cuando se aplica un voltaje de polarización de corriente directa entre la Compuerta y la Fuente, la fuerza electrostática resultante hace que se flexione la viga hacia el sustrato. Cuando la polarización entre la Compuerta y la Fuente excede al voltaje de actuación, los contactos de la viga tocan al Drenaje y se completa el circuito entre Fuente y Drenaje. Cuando el voltaje de polarización es removido, la viga actúa como un resorte, generando la fuerza suficiente de restauración para abrir la conexión entre la Fuente y Drenaje. Las dimensiones del interruptor se muestran en la Figura 2.8a) y en la Figura 2.8b) se observa la vista lateral del interruptor. En la Figura 2.9 se muestra la representación del interruptor.

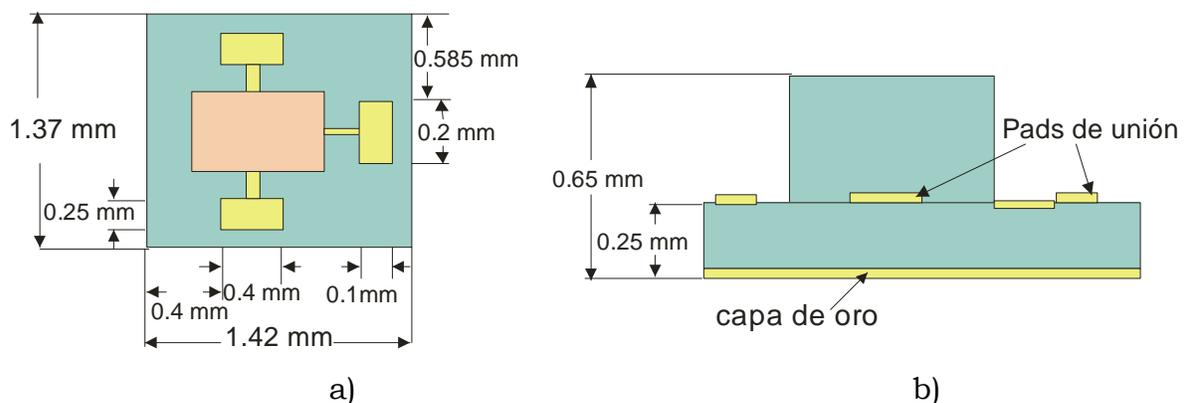


Figura 2.8. Dimensiones Nominales del Interruptor. a) Vista superior y b) Vista lateral.

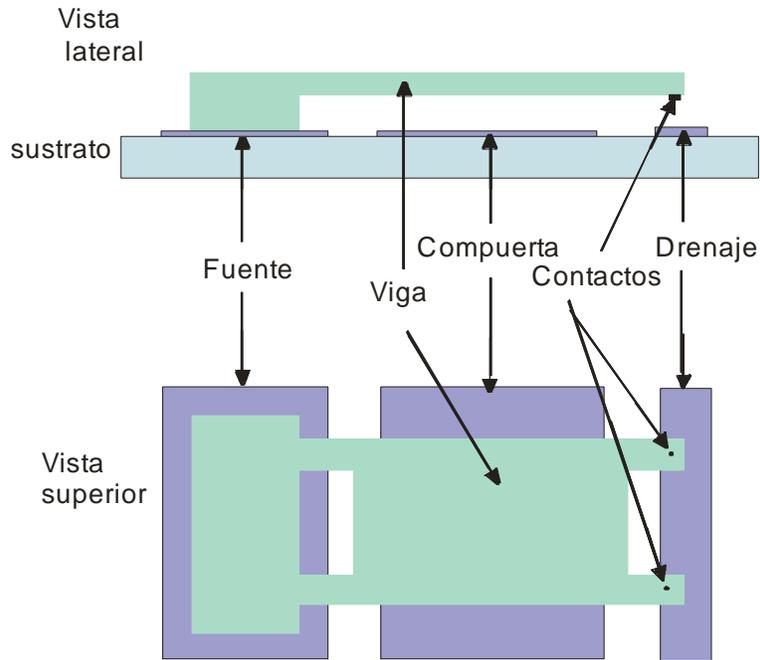


Figura 2.9. Representación simplificada del Interruptor.

### 2.6.1. Caracterización del interruptor RF MEMS RMSW200

En la Figura 2.10 se muestra la sección transversal del interruptor RF MEMS y el circuito eléctrico equivalente. El modelo del interruptor para el estado apagado se muestra en la Figura 2.10a) y para el estado encendido se muestra en la Figura 2.10b).

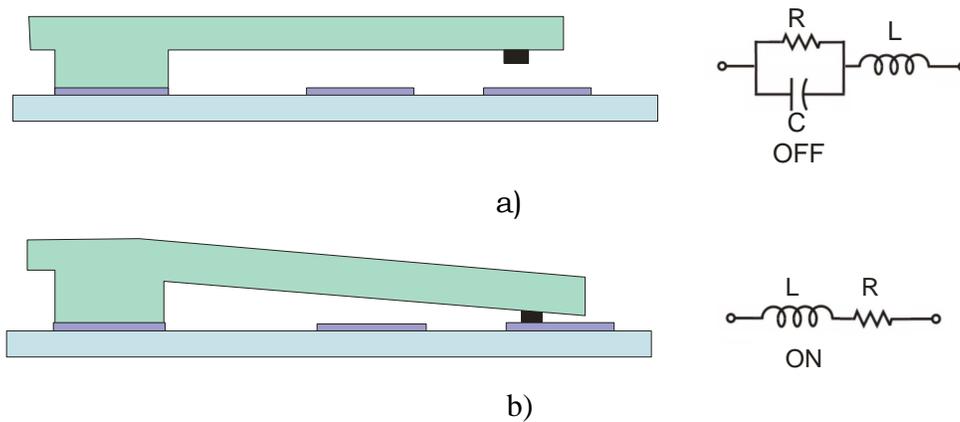


Figura 2.10. Sección Transversal y circuito eléctrico equivalente del interruptor RF MEMS: a) Estado apagado y b) Estado encendido.

También se analizó el interruptor RADANT RMSW200 conforme a las capas principales que lo permitieran modelar utilizando un simulador electromagnético. En la Figura 2.11 se muestra las capas que se utilizaron para modelar al interruptor. En la parte inferior se colocó una capa de oro, la segunda capa que se colocó fue el sustrato de silicio de alta resistividad, después se colocó la capa de dióxido de silicio ( $\text{SiO}_2$ ) y en la parte superior se agregaron las terminales de oro (Fuente, Compuerta y Drenaje). En la Figura 2.12 se muestra una vista del interruptor y su geometría se muestra en la Figura 2.13. Se puede observar las dimensiones de la viga con valores aproximados. En la Figura 2.14a) se muestra la vista de los contactos y en la Figura 2.14b) se observa su geometría con las dimensiones de los contactos y de todas las capas del interruptor.



Figura 2.11. Capas del interruptor.

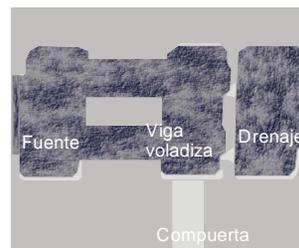


Figura 2.12. Vista del interruptor.

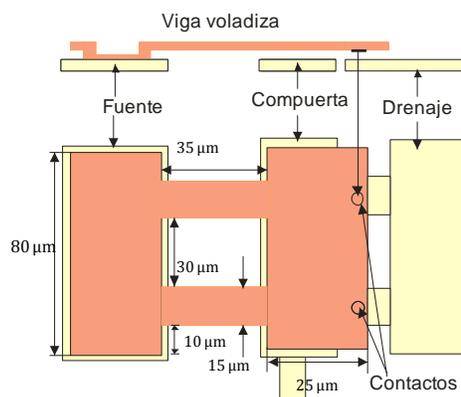


Figura 2.13. Geometría del Interruptor.

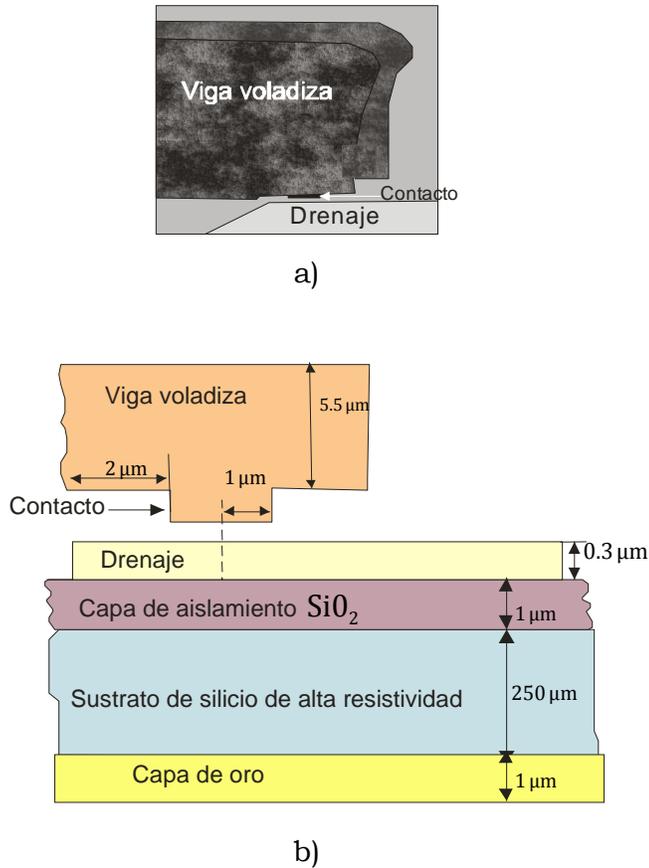


Figura 2.14. Interruptor RF MEMS. a) Vista de los contactos y b) Geometría con las dimensiones de los contactos y de todas las capas del interruptor.

Para conocer el desempeño del interruptor en un ambiente periódico se diseñó un diafragma basado en la celda unitaria de una SSF de aperturas rectangulares. En la Figura 2.15 se muestra la geometría de la celda unitaria. Se simuló la dispersión de una onda electromagnética plana de polarización vertical considerando un sustrato dieléctrico con permitividad dieléctrica relativa de  $\epsilon_r = 3.4$  y grosor de dieléctrico de 0.2 mm. Los resultados simulados se obtuvieron mediante un simulador electromagnético de onda completa. Para el modelo de la impedancia del interruptor en el estado apagado se utilizó una conexión en paralelo de una capacitancia  $C_{OFF}$  y una resistencia  $R_{OFF}$ . Adicionalmente se le agregó al modelo una inductancia en serie  $L_w = 0.86$  nH que es la inductancia del alambre de oro que se utilizará para realizar las interconexiones de las terminales Fuente y Drenaje a la parte

de metal del diafragma. Las dimensiones de la celda unitaria de apertura rectangular son  $b = 22.86$  mm y  $d = 10.16$  mm,  $b$  y  $d$  son las dimensiones del diafragma en los ejes  $x$  y  $y$ , respectivamente. Las dimensiones  $b_1 = 6$  mm y  $d_1 = 3$  mm, donde  $b_1$  y  $d_1$  son las dimensiones de la apertura rectangular en los ejes  $x$  y  $y$ , respectivamente.

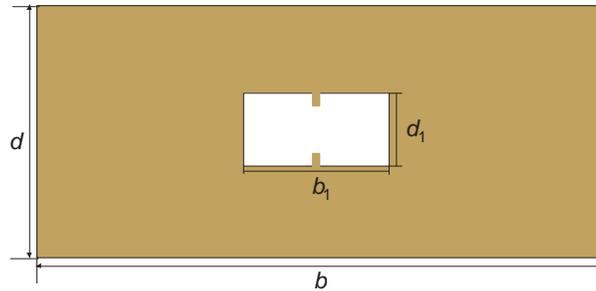


Figura 2.15. Geometría de la celda unitaria.

En la Figura 2.16 se muestra el diafragma fabricado e instalado en la sección transversal de una guía de onda rectangular WR-90. Las terminales Fuente y Drenaje del interruptor están conectadas al metal del diafragma con alambres de oro de  $25 \mu\text{m}$  de diámetro.

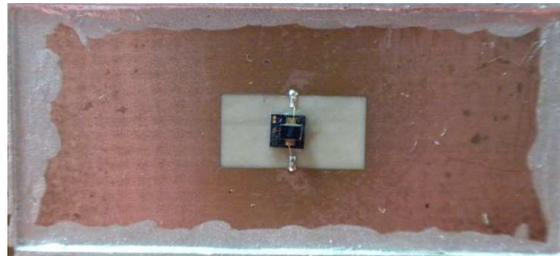


Figura 2.16. Diafragma fabricado con el interruptor RF MEMS dentro de la apertura y conectando las terminales Fuente y Drenaje al metal del diafragma.

Para estimar la capacitancia que se forma entre la terminal Compuerta y las terminales restantes, la terminal Compuerta se conectará al metal del diafragma. En la Figura 2.17 se muestra el diafragma fabricado con la terminal Compuerta conectada al metal del diafragma.

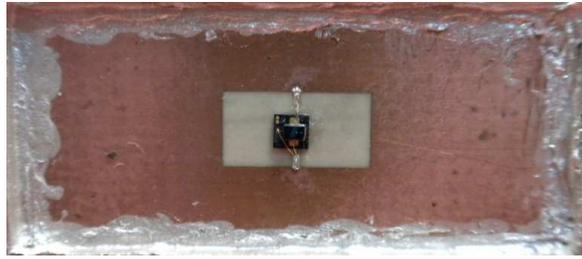


Figura 2.17. Diafragma fabricado con el interruptor RF MEMS dentro de la apertura conectando la terminal Compuerta al metal del diafragma.

En la Figura 2.18 se muestra la gráfica de los coeficientes de reflexión medido y simulado de los diafragmas cuando está conectada la terminal Compuerta del interruptor y cuando no está conectada al metal del diafragma.

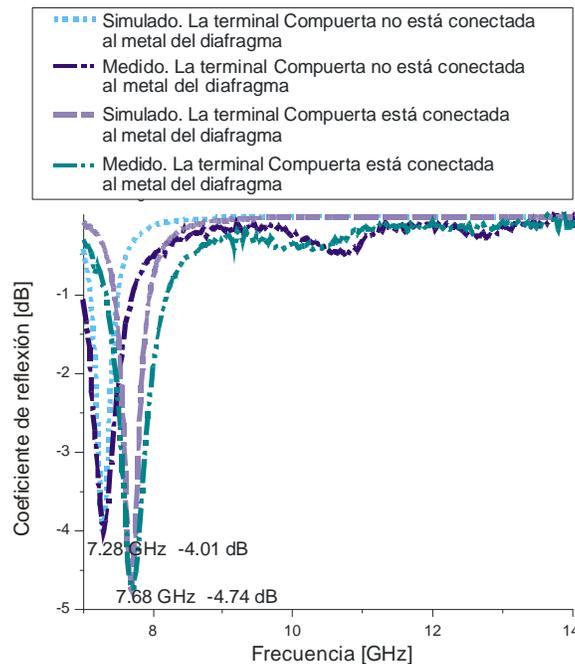


Figura 2.18. Coeficiente de reflexión con el interruptor en estado apagado cuando no está conectada la terminal Compuerta y cuando está conectada al metal del diafragma.

El valor medido de la frecuencia de resonancia del coeficiente de reflexión para la apertura rectangular con el interruptor en estado apagado, cuando no se conectó la terminal Compuerta al metal del diafragma fue 7.68 GHz. Los valores del capacitor y la resistencia del interruptor que se ajustaron en la simulación, fueron:  $C_{OFF} = 0.07$  pF y  $R_{OFF} = 10.2$  k $\Omega$ .

El valor medido de la frecuencia de resonancia del coeficiente de reflexión para la apertura rectangular con el interruptor en estado apagado, cuando está conectada la terminal Compuerta al metal del diafragma fue 7.28 GHz. Los valores del capacitor y la resistencia del interruptor que se ajustaron en la simulación, fueron:  $C_{OFF} = 0.08$  pF y  $R_{OFF} = 10.1$  k $\Omega$ .

Debido a que el interruptor tiene una capa de oro en la parte inferior se genera una capacitancia en el estado apagado, por lo anterior se realizaron pruebas con el interruptor sin la capa inferior de oro. En la Figura 2.19 se muestra la gráfica de los coeficientes de reflexión medido y simulado del diafragma cuando está conectada la terminal Compuerta al metal del diafragma.

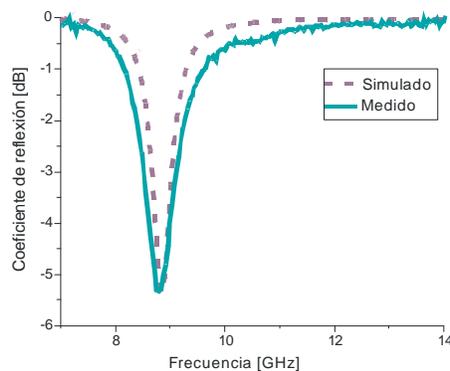


Figura 2.19. Coeficiente de reflexión con el interruptor en estado apagado sin la capa inferior de oro y con la terminal Compuerta conectada al metal del diafragma.

El valor medido de la frecuencia de resonancia del coeficiente de reflexión para la apertura rectangular con el interruptor en estado apagado fue 8.8 GHz. Los valores del capacitor y la resistencia que se ajustaron en la simulación, fueron:  $C_{OFF} = 0.05$  pF y  $R_{OFF} = 8.8$  k $\Omega$ .

En la Figura 2.20 se muestra la gráfica de los coeficientes de reflexión medidos para los casos con el interruptor con capa inferior de oro y sin capa inferior de oro y con la terminal Compuerta conectada al metal del diafragma.

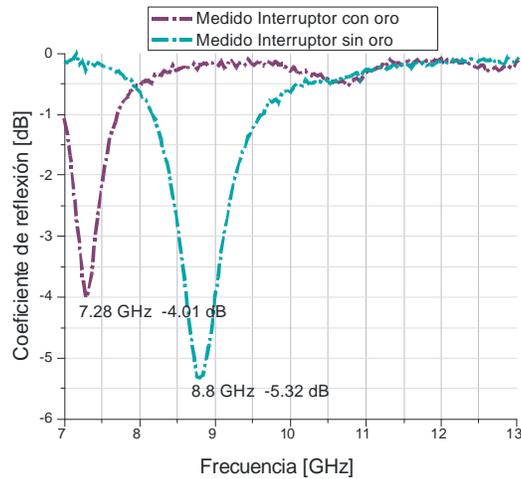


Figura 2.20. Coeficiente de reflexión con el interruptor en estado apagado con capa inferior de oro y sin capa inferior de oro y con la terminal Compuerta conectada al metal del diafragma.

En la gráfica se observa que el interruptor sin la capa inferior de oro genera un aumento en el valor de la frecuencia de resonancia debido a que la capacitancia del interruptor sin capa inferior de oro (0.05 pF) es menor que la capacitancia del interruptor con capa inferior de oro (0.08 pF) para el estado apagado.

Esta condición permitirá el desarrollo de SSF con elementos de menor nivel parasítico.

## 2.7. Conclusión

En este capítulo se analizaron los dispositivos de conmutación que pueden ser usados como elementos de control en la reconfiguración de la SSF. Se concluye que los interruptores RF MEMS ofrecen ventajas significativas para construir una SSFR de bajas pérdidas, bajo costo y bajo consumo de potencia. Sin embargo la mayoría de los interruptores MEMS se han fabricado usando procesos no estandarizados, lo cual impide que se puedan adquirir o reproducir fácilmente. Una alternativa es usar los interruptores comerciales RF MEMS, los cuales ofrecen las ventajas de bajas pérdidas de inserción y

bajo consumo de potencia. Se modeló y caracterizó el interruptor RMSW200 de la compañía RADANT MEMS. De esta forma se obtuvo un circuito eléctrico equivalente de parámetros concentrados para ser usado en las simulaciones posteriores. Se obtuvo también una mejora en los parámetros al remover la capa de oro y reducir la capacitancia parásita del interruptor, lo cual permitirá obtener diseños de SSFR con dispositivos de bajo nivel parasítico.

## Bibliografia

- [1] Varadan, V. K., K. J. Vinoy, and K. A. Jose, RF MEMS and Their Applications. Wiley, 2003.
- [2] Rebeiz, G. M., RF MEMS: Theory, Design and Technology, Wiley-Interscience, 2003.
- [3] Kiani, G. I., K. L. Ford, L. G. Olsson, K. P. Esselle, and C. J. Panagamuwa, "Switchable frequency selective surface for reconfigurable electromagnetic architecture of buildings," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 58, No. 2, pp. 581-584, 2010.
- [4] Martynyuk, A. E., J. I. Martinez-Lopez, and N. A. Martynyuk, "Active frequency selective surfaces based on loaded ring slot resonators," *Electronics Letters*, Vol. 41, No. 1, pp. 2-4, 2005.
- [5] Sanz-Izquierdo, B., E. A. Parker, J.-B. Robertson, and J. C. Batchelor, "Tuning technique for active FSS arrays," *Electronics Letters*, Vol. 45, No. 2, 2009.
- [6] Sanz-Izquierdo, B., E. A. Parker, and J. C. Batchelor, "Switchable frequency selective slot arrays," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 59, No. 7, pp. 2728-2731, 2011.
- [7] Kiani, G. I., and T. S. Bird, "FSS Modulator for Future High Speed Communication Applications," *Microwave Conference Proceedings of the Asia-Pacific*, pp. 845-848, 2011.

- [8] Kiani, G. I., T. S. Bird, and K. L. Ford, "60 GHz ASK Modulator Using Switchable FSS," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, pp. 1-4, 2010.
- [9] De los Santos H. J., Introduction to Microelectromechanical (MEM) Microwave Systems," Artech House, 1999.
- [10] Yao, J. J., and M. F. Chang, "A surface micromachined miniature switch for telecommunications applications with signal frequencies from DC up to 4 GHz," *International Conference on Solid-State Sensors and Actuators Digest*, pp. 384-387, 1995.
- [11] Mihailovich, R. E., M. Kim, J. B. Hacker, E. A. Sovero, J. Studer, J. A. Higgins, and J. F. DeNatale, "MEM relay for reconfigurable RF circuits," *Microwave Wireless Comp. Lett.*, Vol. 11, No. 2, pp. 53-55, 2001.
- [12] Hyman D., and M. Mehregany, "Contact physics of gold microcontacts for MEMS switches," *IEEE Trans. Comp. Packaging Technology*, Vol. 22, No. 3, pp. 357-364, 1999.
- [13] Hyman, D., A. Schmitz, B. Warneke, T. Y. Hsu, J. Lam, J. Brown, J. Schaffner, A. Walston, R. Y. Loo, G. L. Tangonan, M. Mehregany, and J. Lee, "GaAs-compatible surface-micromachined RF MEMS switches," *Electron. Lett.*, Vol. 35, No. 3, pp. 224-226, 1999.
- [14] Hyman, D., A. Schmitz, B. Warneke, T. Y. Hsu, J. Lam, J. Brown, J. Schaffner, A. Walston, R. Y. Loo, M. Mehregany, and J. Lee, "Surface micromachined RF MEMS switches on GaAs substrates," *Int. J. RF Microwave CAE.*, Vol. 9, pp. 348-361, 1999.

- [15] Zavracky, P. M., N. E. McGruer, R. H. Morrison, and D. Potter, "Microswitches and microrelays with a view toward microwave applications," *Int. J. RF Microwave Computer-Aided Eng.*, Vol. 9, pp. 338–347, 1999.
- [16] McGruer, N. E., P. M. Zavracky, R. Morrison, S. Majumder, and D. Potter, "RF and current handling performance of electrostatically actuated microswitches," *Sensors Exposition*, 1999.
- [17] Bozler, C. O., R. G. Drangmeister, S. M. Duffy, M. A. Gouker, J. M. Knecht, L. J. Kushner, R. J. Parr, S. Rabe, and L. Travis, "MEMS microswitch arrays for reconfigurable distributed microwave components," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Vol. 1, pp. 153–156, 2000.
- [18] Duffy, S., C. Bozler, S. Rabe, J. Knecht, L. Travis, P. Wyatt, C. Keast, and M. Gouker, "MEMS microswitches for reconfigurable microwave circuitry," *IEEE Microwave Wireless Comp. Lett.*, Vol. 11, No. 3, pp. 106–108, 2001.
- [19] Sakata, M., Y. Komura, T. Seki, K. Kobayashi, K. Sano, and S. Horiike, "Micromachined relay which utilizes single crystal silicon electrostatic actuator," *12th IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems*, pp. 21-24, 1999.
- [20] Muldavin, J. B., and G. M. Rebeiz, "All-metal series and series/shunt MEMS switches," *IEEE Microwave Wireless Comp. Lett.*, Vol. 11, No. 9, pp. 373-375, 2001.
- [21] Goldsmith, C., J. Randall, S. Eshelman, T. H. Lin, D. Denniston, S. Chen, and B. Norvell, "Characteristics of micromachined switches at microwave frequencies," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 1141-1144, 1996.

- [22] Goldsmith, C. L., Z. J. Yao, S. Eshelman, and D. Denniston, "Performance of low-loss RF MEMS capacitive switches," *IEEE Microwave Guided Wave Lett.*, Vol. 8, No. 8, pp. 269-271, 1998.
- [23] Yao, Z. J., S. Chen, S. Eshelman, D. Denniston, and C. L. Goldsmith, "Micromachined low-loss microwave switches," *IEEE J. Microelectromech. Systems*, Vol. 8, No. 2, pp. 129-134, 1999.
- [24] Pacheco, S., C. T. Nguyen, and L. P. B. Katehi, "Micromechanical electrostatic K-band switches," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Vol. 3, pp. 1569-1572, 1998.
- [25] Pacheco, S. P., and L. P. B. Katehi, "Micromechanical K-band switching circuits," *29 th European Microwave Conference*, Vol. 2, pp. 45-48, 1999.
- [26] Pacheco, S. P., L. P. B. Katehi, and C. T.-C. Nguyen, "Design of low actuation voltage RF MEMS switch," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Vol. 1, pp. 165-168, 2000.
- [27] Peroulis, D., S. Pacheco, K. Sarabandi, and L. P. B. Katehi, "MEMS devices for High Isolation Switching and Tunable Filtering," *IEEE International Microwave Symposium Digest*, Vol. 2, pp. 1217-1220, 2000.
- [28] Muldavin, J. B., and G. M. Rebeiz, "High isolation CPW MEMS shunt switches, Part 1: Modeling," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, Vol. 48, No. 6, pp. 1045-1052, 2000.
- [29] Muldavin, J. B., and G. M. Rebeiz, "High isolation CPW MEMS shunt switches, Part 2: Design," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, Vol. 48, No. 6, pp. 1053-1056, 2000.

- [30] Barker, N. S., and G. M. Rebeiz, "Distributed MEMS true-time delay phase shifters and wideband switches," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 46, No. 11, pp. 1881–1890, 1998.
- [31] Muldavin J. B., and G. M. Rebeiz, "Inline capacitive and DC-contact MEMS shunt switches," *IEEE Microwave Wireless Compon. Lett.*, Vol. 11, No. 8, pp. 334–336, 2001.
- [32] Park J. Y., G. H. Kim, K. W. Chung, and J. U. Bu, "Fully integrated micromachined capacitive switches for RF applications," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Vol. 1, pp. 283–286, 2000.
- [33] Park, J. Y., G. H. Kim, K. W. Chung, and J. U. Bu, "Electroplated RF MEMS capacitive switches," *IEEE International Conference on Microelectromechanical Systems*, pp. 639–644, 2000.
- [34] Shen, S.-C., and M. Feng, "Low actuation voltage RF MEMS switches with signal frequencies from 0.25 GHz to 40 GHz," *IEEE Electron Devices Meeting*, pp. 689–692, 1999.
- [35] Shen, S.-C., D. Caruth and M. Feng, "Broadband low Actuation Voltage RF MEM Switches," *IEEE Gallium Arsenide Integrated Circuit (GaAs IC) Symposium*, pp. 161-164, 2000.
- [36] OMRON, [www.omron.com](http://www.omron.com).
- [37] Radant MEMS, [www.radant-mems.com](http://www.radant-mems.com).

## **Capítulo 3**

# **SSF basada en aperturas anulares con interruptores MEMS**

### **3.1. Introducción**

Una geometría que ofrece excelentes características para ser usada en SSF es la que utiliza como elementos las aperturas anulares. La principal ventaja es que soporta toda la gama de polarizaciones. Los resultados medidos para esta superficie muestran buena estabilidad de su frecuencia de resonancia con respecto al ángulo de incidencia de la onda electromagnética. Esta superficie permite ajustar su respuesta paso banda al modificar las dimensiones del anillo y se ha demostrado que su frecuencia de resonancia puede ser ajustada en un amplio intervalo de frecuencias al agregarle cortos metálicos o cargas reactivas [1, 2]. En el presente trabajo se lleva a cabo la optimización de la geometría de la SSFR para obtener la reconfiguración de las frecuencias de resonancia dentro de la banda de diseño. Esta optimización toma en cuenta las condiciones eléctricas del interruptor RF MEMS en sus dos estados.

Asimismo se evalúa la respuesta para cuando se colocan los interruptores en posiciones angulares no uniformes.

### 3.2 Modelo matemático de las SSFR de aperturas anulares con interruptores MEMS

Para el modelo matemático se utilizó el método de momentos (MoM) en el dominio de la frecuencia. Además se utilizó el teorema de Floquet y el método de acoplamiento modal del campo electromagnético en una celda unitaria de la superficie para la formulación de las ecuaciones integrales. Dichas ecuaciones fueron resueltas por el método de momentos de Galerkin.

Con base en la Figura 3.1, las ecuaciones integrales son formuladas para satisfacer las condiciones de frontera en la interfaz  $z=0$ . La onda incidente se propaga en la dirección positiva de  $z$ . En el plano  $z=0$  el campo total está formado por tres componentes: el campo incidente, el campo reflejado y el campo transmitido. Todos estos campos pueden ser representados por los modos Floquet.

Se considera que la pantalla conductora donde se encuentran las aperturas es infinitesimalmente delgada y se encuentra en  $z=0$ . Dicha pantalla se encuentra impresa sobre un sustrato dieléctrico de permitividad relativa  $\epsilon_r$  y de grosor  $h$ .

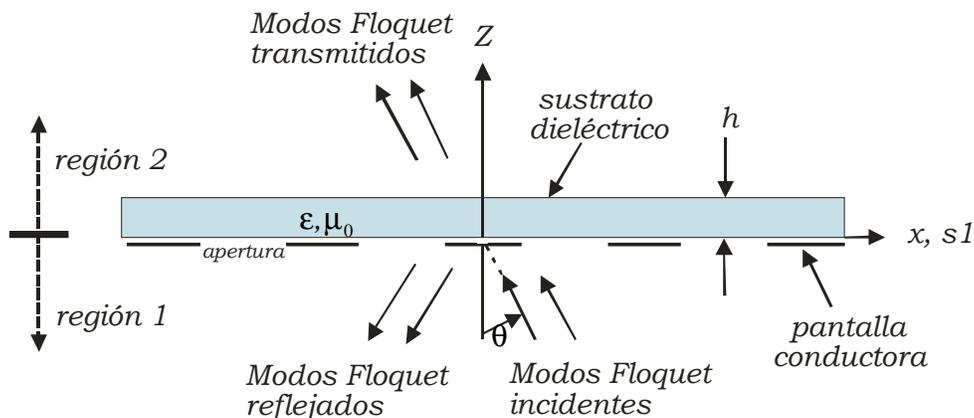


Figura 3.1. Estructura periódica en el plano XZ.

Las componentes transversales de los campos incidentes  $\vec{E}_\tau^i$  y  $\vec{H}_\tau^i$  pueden expresarse como una expansión de los modos Floquet vectoriales:

$$\vec{E}_\tau^i = A_0 \vec{\Psi}_0 \exp(-jk_0^z z) \quad (3.1)$$

$$\vec{H}_\tau^i = A_0 Y_0 \vec{a}_z \times \vec{\Psi}_0 \exp(-jk_0^z z)$$

donde  $A_0$  es la magnitud de la onda incidente,  $\vec{\Psi}_0$  es el modo Floquet incidente,  $k_0^z$  es el número de onda del modo Floquet incidente,  $Y_0$  son las admitancias modales para el modo Floquet incidente en la región 1. Las componentes transversales del campo reflejado pueden ser expandidas en modos Floquet como:

$$\vec{E}_\tau^R = \sum_n R_n \vec{\Psi}_n \exp(jk_n^z z) \quad (3.2)$$

$$\vec{H}_\tau^R = -\sum_n R_n Y_n \vec{a}_z \times \vec{\Psi}_n \exp(jk_n^z z)$$

$$n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$$

donde  $R_n$  son los coeficientes de reflexión de los modos Floquet correspondientes del sistema ortogonal de vectores normalizados  $\vec{\Psi}_n$ ,  $Y_n$  son las admitancias modales en la región 1 y  $k_n^z$  son los números de onda de sus modos Floquet correspondientes.

Las componentes transversales de la onda transmitida se expresan mediante el teorema de Floquet de la siguiente forma:

$$\vec{E}_\tau^T = \sum_n T_n \vec{\Psi}_n \exp(-jk_n^z z)$$

$$\vec{H}_\tau^T = \sum_n T_n Y_n^+ \vec{a}_z \times \vec{\Psi}_n \exp(-jk_n^z z) \quad (3.3)$$

$$n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$$

donde  $T_n$  son los coeficientes de transmisión de los correspondientes modos Floquet  $\vec{\Psi}_n$  y  $Y_n^+$  son las admitancias modales de los modos Floquet en la región 2 y toman en cuenta el dieléctrico que sirve de soporte a la superficie.

La región 2 es modelada mediante un circuito equivalente tipo línea de transmisión y, para modelar, el dieléctrico se considera una línea de longitud  $h$ , tal como se muestra en la Figura 3.2.

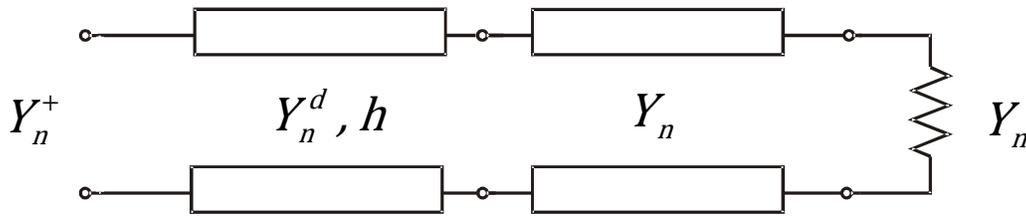


Figura 3.2. Circuito eléctrico equivalente de la región 2.

Esta línea es conectada a una carga de admitancia  $Y_n$ , que corresponde a la admitancia modal en el espacio libre.  $Y_n^+$  son las admitancias modales de la región 2 y  $Y_n^d$  es la admitancia modal en la región del dieléctrico.

En la región 1 los campos transversales  $\vec{E}_\tau^1$  y  $\vec{H}_\tau^1$  son:

$$\vec{E}_\tau^1 = \vec{E}_\tau^i + \vec{E}_\tau^R \quad (3.4)$$

$$\vec{H}_\tau^1 = \vec{H}_\tau^i + \vec{H}_\tau^R$$

En la región 2 los campos transversales  $\vec{E}_\tau^2$  y  $\vec{H}_\tau^2$  son:

$$\vec{E}_\tau^2 = \vec{E}_\tau^T \quad (3.5)$$

$$\vec{H}_\tau^2 = \vec{H}_\tau^T$$

Acoplado las componentes tangenciales del campo eléctrico en  $z=0$ , se obtiene:

$$\vec{E}_\tau^1 = \vec{E}_\tau^2$$

$$\vec{E}_\tau = A_0 \vec{\Psi}_0 + \sum_n R_n \vec{\Psi}_n = \sum_n T_n \vec{\Psi}_n \quad (3.6)$$

*en la celda unitaria*

La condición de frontera para el campo eléctrico tangencial establece que  $\vec{E}_\tau = 0$  en la pantalla conductora de la celda unitaria.

La continuidad del campo magnético tangencial en  $z=0$  permite establecer la siguiente ecuación:

$$\begin{aligned} -\vec{a}_z \times \vec{H}_\tau^1 &= -\vec{a}_z \times \vec{H}_\tau^2 \\ -\vec{a}_z \times \vec{H}_\tau &= A_0 Y_0 \vec{\Psi}_0 - \sum_n R_n Y_n \vec{\Psi}_n = \sum_n T_n Y_n^+ \vec{\Psi}_n \end{aligned} \quad (3.7)$$

*en la apertura*

Los coeficientes de reflexión  $R_n$  y los coeficientes de transmisión  $T_n$  pueden obtenerse mediante:

$$R_n = T_n = \int_{ap} \vec{E}_\tau \cdot \vec{\Psi}_n^* ds, \quad (3.8)$$

Para todos los  $n$  con excepción de los términos  $n=0$  que corresponden a la onda incidente. En este caso:

$$A_0 + R_0 = T_0 \quad (3.9)$$

Sustituyendo la ecuación (3.8) y (3.9) en la ecuación (3.7) se obtiene la ecuación integral para la distribución desconocida del campo eléctrico en la apertura.

$$2A_0Y_0\bar{\Psi}_0 = \sum_n (Y_n + Y_n^+) \bar{\Psi}_n \int_{ap} \bar{E}_\tau \cdot \bar{\Psi}_n^* ds \quad (3.10)$$

Para resolver la ecuación integral por el método de momentos, se expande el campo electromagnético mediante unas funciones base  $\bar{\Phi}_q$  que son elegidas para satisfacer las condiciones de frontera en la apertura. El campo tangencial eléctrico es descrito por un nuevo juego de funciones ortonormales de la siguiente forma:

$$\bar{E}_\tau = \sum_q F_q \bar{\Phi}_q \quad (3.11)$$

donde  $F_q$  es la magnitud del modo  $q$  de la guía de onda coaxial.

El juego ortonormal de modos vectoriales de la guía de onda coaxial consiste en modos *TE* y *TM*. Dichos modos son expresados en coordenadas cilíndricas [3]. De acuerdo al método de Galerkin, las funciones de peso son elegidas idénticas a las funciones base. Entonces, tomando el producto escalar de la ecuación (3.10) con las funciones de peso  $\bar{\Phi}_\rho$  sobre la apertura se obtiene:

$$2A_0Y_0C_0^{\rho*} = \sum_n (Y_n + Y_n^+) C_n^{\rho*} \int_{ap} \bar{E}_\tau \cdot \bar{\Psi}_n^* ds \quad (3.12)$$

donde  $C_n^\rho$  son los coeficientes de acoplamiento entre dos diferentes tipos de modos y se expresan como:

$$C_n^\rho = \int_{ap} \bar{\Phi}_\rho \cdot \bar{\Psi}_n^* ds \quad (3.13)$$

Sustituyendo la ecuación (3.11) en (3.12) se obtiene:

$$2A_0Y_0C_0^{Q*} = \sum_n (Y_n + Y_n^+) C_n^{Q*} \sum_q F_q C_n^q \quad (3.14)$$

*para diferentes Q*

La ecuación (3.14) es un juego de ecuaciones con  $F_q$  como incógnitas. Este sistema de ecuaciones puede ser escrito en forma matricial como:

$$[Y_Q^q] [F_q] = 2[I_Q] \quad (3.15)$$

donde:

$$Y_Q^q = \sum_n (Y_n + Y_n^+) C_n^{Q*} C_n^q \quad (3.16)$$

$$I_Q = A_0Y_0C_0^{Q*}$$

La ecuación matricial (3.15) puede ser resuelta numéricamente para encontrar las amplitudes desconocidas de los modos  $F_q$  y con base en (3.11) evaluar el campo eléctrico transversal en la apertura.

Al introducir dispositivos MEMS en la apertura, el efecto es equivalente a conectar en paralelo una carga eléctrica cuya impedancia está relacionada con la impedancia de dichos dispositivos MEMS.

Entonces, el campo eléctrico tangencial desconocido  $\vec{E}_t$ , en el plano de la SSFR, se presenta como la suma de dos componentes:

$$\vec{E}_t = \vec{E}_t^u + \vec{E}_t^I \quad (3.17)$$

donde  $\vec{E}_t^u$  es el campo eléctrico tangencial de aperturas anulares sin considerar los interruptores y  $\vec{E}_t^I$  es el campo eléctrico tangencial debido a las corrientes eléctricas  $I_k$  que fluyen a través de los interruptores.

La ecuación integral con respecto al campo desconocido  $\vec{E}_t^I$  puede ser obtenida aplicando la condición de continuidad del campo magnético tangencial, a través de la superficie de la apertura, incluyendo los interruptores. El campo magnético no es continuo en las regiones donde fluyen las corrientes a través de los interruptores. Como las dimensiones de los interruptores son despreciables con respecto a la longitud de onda, se puede aplicar la ley de Ohm para obtener las ecuaciones de las corrientes desconocidas  $I_k$ :

$$\int_P (\vec{E}_t^u + \vec{E}_t^I) \cdot d\vec{l} = I_k \vec{Z}_k \quad (3.18)$$

$$k=1, \dots, K$$

donde  $P$  es la trayectoria donde  $I_k$  existe y  $\vec{Z}_k$  es la impedancia correspondiente del  $k$ -ésimo interruptor. Estas ecuaciones integrales son reducidas a un sistema de ecuaciones lineales usando el método de momentos de Galerkin y son resueltas simultáneamente para calcular  $\vec{E}_t^I$ . Después de que son determinadas la distribución de campo  $\vec{E}_t^u$  y  $\vec{E}_t^I$ , se pueden evaluar los campos electromagnéticos adelante y atrás de la SSFR y se pueden calcular las características de reflexión de la superficie.

### **3.3. Verificación experimental mediante el simulador de guía de onda**

El simulador de guía de onda es un método de medición que permite evaluar el funcionamiento de una SSF infinita con un pequeño número de elementos. El principio del simulador de guía de onda establece que las paredes de la guía actúan como pares de planos imagen que simulan un ambiente periódico infinito para la estructura encerrada en la guía. Las ventajas que ofrece este

método son las siguientes: a) construcción rápida de prototipos usando pequeñas muestras con pocos elementos, b) control en las mediciones para garantizar exactitud en los ángulos y en las condiciones de polarización, c) exactitud para la simulación de ángulos de incidencia grandes, d) caracterización completa de los parámetros de dispersión  $S$ , e) simulación de SSF activas usando circuitos de control de fácil configuración y f) inferencia de las pérdidas intrínsecas al conocer las ondas transmitidas y reflejadas. Sin embargo, este método tiene algunas limitaciones como son: a) el ancho de banda está determinado por el modo dominante de propagación en la guía de onda y el ángulo de incidencia está en función de la frecuencia, b) solamente utiliza la polarización  $TE$  para estructuras de guía de onda convencionales, c) los elementos en la SSF deben de ser simétricos en el plano de incidencia, d) las fugas alrededor de los bordes pueden limitar la exactitud, e) la periodicidad de la SSF debe ser una fracción entera de las dimensiones de la guía y f) la frecuencia de resonancia de la SSF puede estar fuera del ancho de banda de la guía de onda [4].

Debido a que el método del simulador de guía de onda permite obtener mediciones de forma rápida y precisa, en el presente trabajo se utilizó este método para la validación experimental de los resultados.

### **3.4. Características de Transmisión de una SSF basada en aperturas anulares con interruptores MEMS**

La geometría de la celda unitaria, basada en una apertura anular, es mostrada en la Figura 3.3a) donde  $r_1$  y  $r_2$  son los radios interior y exterior del anillo ranurado, respectivamente;  $w$  es el ancho del anillo; y  $b_x$  y  $b_y$  son las dimensiones de la celda en los ejes  $x$  y  $y$ , respectivamente. La energía magnética almacenada en la celda unitaria es debida a las corrientes

eléctricas inducidas  $I_i$  y  $I_d$  que circulan alrededor de la apertura en la superficie del metal en las partes izquierda y derecha, respectivamente. La energía eléctrica es almacenada debido a la concentración del campo eléctrico en la apertura anular (Figura 3.3b). El circuito eléctrico equivalente es mostrado en la Figura 3.3c) y corresponde a un circuito resonante paralelo con dos inductores del mismo valor  $L_i$  y  $L_d$  y un capacitor  $C$ .

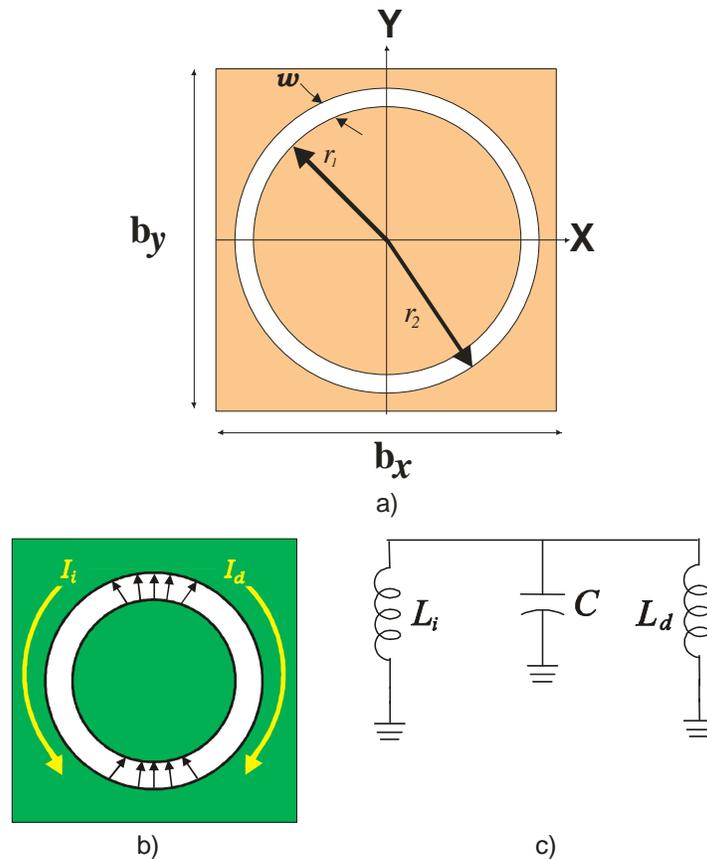


Figura 3.3. Celda unitaria: a) Geometría, b) Distribución de campos y corrientes, y c) Circuito eléctrico equivalente.

La respuesta selectiva de la superficie está en función de los parámetros del arreglo, como son: el diámetro medio de la apertura, el ancho de la ranura, las dimensiones de la celda unitaria y las características del dieléctrico, entre otros. Al introducir dispositivos MEMS en la apertura, el efecto es equivalente a conectar en paralelo una carga eléctrica cuya impedancia está relacionada con la impedancia de dichos dispositivos MEMS. La Figura 3.4 muestra la

geometría de la celda unitaria de tipo apertura anular donde se indican las posiciones donde se colocarán cuatro interruptores RF MEMS. En la Figura 3.5a) se muestra la celda unitaria con todos los interruptores en estado apagado, en la Figura 3.5b) se observa la celda unitaria con los interruptores colocados en la posición 2 y 3 en estado encendido, en la Figura 3.5c) se aprecia la celda unitaria con los interruptores colocados en la posición 1 y 2 en estado encendido y en la Figura 3.5d) se muestra la celda unitaria con todos los interruptores en estado encendido. Se pueden obtener cuatro frecuencias de resonancia diferentes dependiendo del estado del interruptor ya sea apagado o encendido, obteniendo la menor frecuencia cuando los cuatro interruptores están en estado apagado y la frecuencia máxima cuando los cuatro interruptores se encuentran en estado encendido. Los interruptores se colocan a 0.2 mm de separación del radio interior de la apertura, para tomar en cuenta la longitud del alambre de oro que se utilizará para realizar las interconexiones entre los interruptores RF MEMS y la parte de metal del diafragma. Se analizaron dos geometrías: una en donde el ancho de la apertura anular es de 0.2 mm y al colocarse los interruptores RF MEMS estos quedan fuera de la apertura (Figura. 3.6a), y otra donde el ancho del anillo es de 0.6 mm y al colocar los interruptores estos quedan dentro de la apertura anular (Figura. 3.6b).

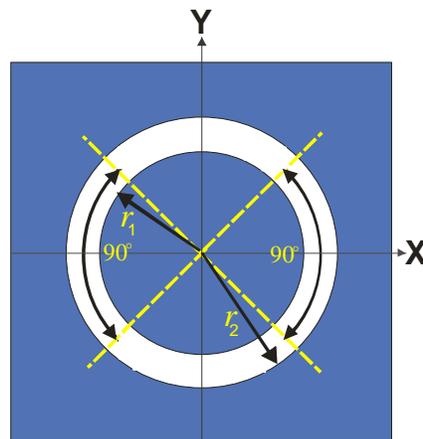


Figura 3.4. Geometría de la celda unitaria de la SSF con la posición angular donde se colocarán los interruptores RF MEMS

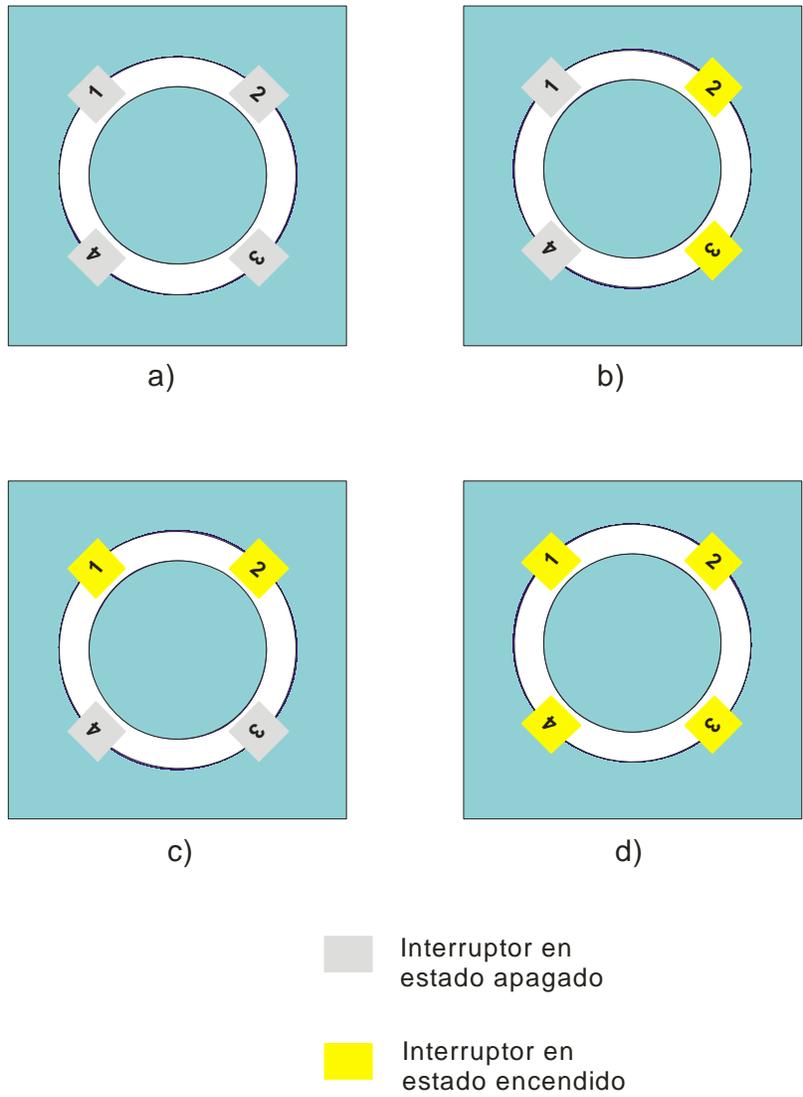


Figura 3.5. Geometría de la celda unitaria de la SSF con la posición angular donde se colocarán los interruptores RF MEMS: a) Todos los interruptores en estado apagado, b) Interruptores 2 y 3 en estado encendido, c) Interruptores 1 y 2 en estado encendido y d) Todos los interruptores en estado encendido.

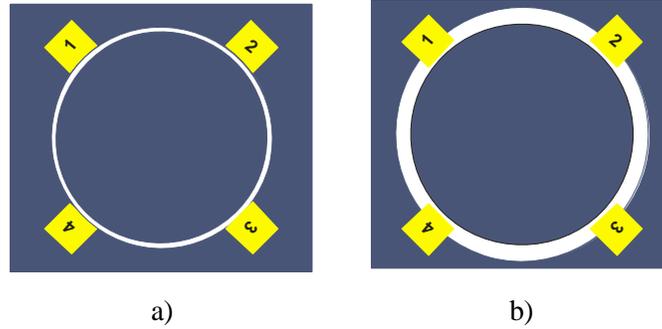
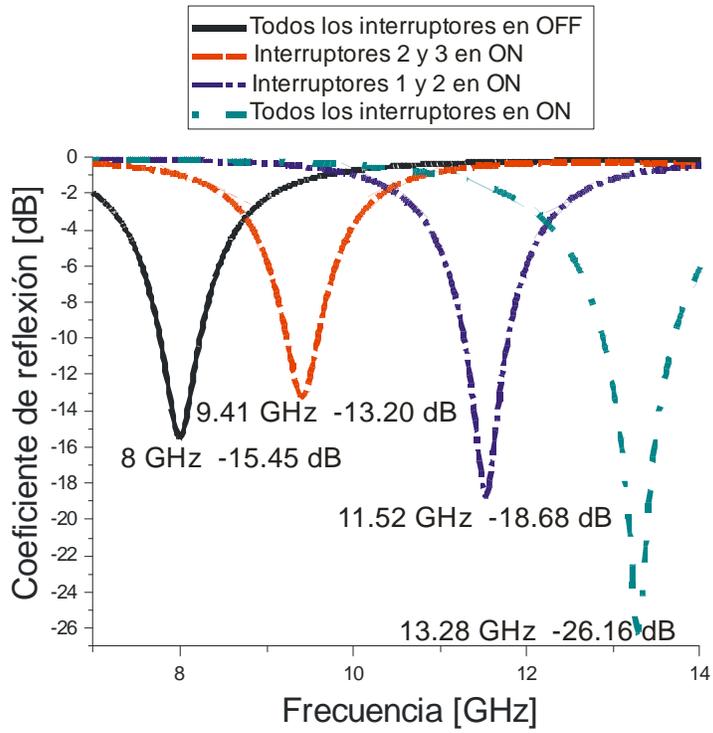


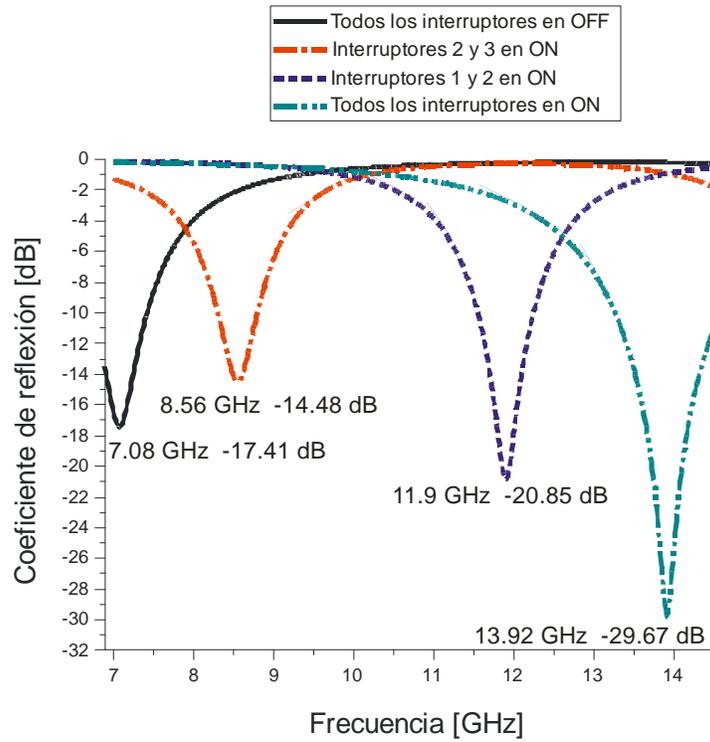
Figura 3.6. Geometría de la celda unitaria de la SSF: a) Ancho de la apertura anular de 0.2 mm y b) Ancho de la apertura anular de 0.6 mm.

### 3.4.1. Coeficiente de reflexión de la SSF basada en aperturas anulares con interruptores MEMS

La Figura 3.7a) muestra los resultados de la simulación numérica del coeficiente de reflexión de la SSF cuya celda unitaria posee la siguiente geometría:  $b_x = b_y = 11.43$  mm, y  $r_1 = 4$  mm y  $r_2 = 4.2$  mm. Se simuló la dispersión de una onda electromagnética plana de polarización vertical considerando un sustrato dieléctrico con permitividad dieléctrica relativa de  $\epsilon_r = 3.4$  y grosor de 0.2 mm. Se utilizó como modelo de la impedancia del interruptor en el estado apagado una conexión en paralelo de una capacitancia  $C_{OFF}$  y una resistencia  $R_{OFF}$ , y para el estado encendido se utilizó una resistencia en serie  $R_{ON}$ . Fueron considerados en el modelo del interruptor los siguientes valores:  $C_{OFF} = 0.08$  pF,  $R_{OFF} = 3.4$  k $\Omega$  y  $R_{ON} = 1.5$   $\Omega$ . Adicionalmente se le agregó al modelo una inductancia en serie  $L_w = 0.86$  nH que corresponde a la inductancia del alambre de oro que se utiliza para realizar las interconexiones entre los interruptores RF MEMS y la parte metálica del diafragma. En la Figura 3.7b) se muestra la gráfica del coeficiente de reflexión de la SSF con  $r_1 = 4.2$  mm y  $r_2 = 4.8$  mm.



a)



b)

Figura 3.7. Coeficiente de reflexión: a) Ancho de la apertura anular 0.2 mm y b) Ancho de la apertura anular 0.6 mm.

Puede observarse que se obtuvo un mayor rango de reconfigurabilidad y menores pérdidas en la frecuencia de resonancia para el interruptor que queda dentro de la apertura.

La Figura 3.8 muestra otra configuración para colocar los interruptores RF MEMS. En esta configuración se colocan los interruptores en posiciones angulares no uniformes. Ahora se hace que la separación angular  $\varphi_1$  entre los interruptores 1 y 4 sea diferente a la separación angular  $\varphi_2$  entre los interruptores 2 y 3. De esta manera, dependiendo del estado de los interruptores se pueden obtener cinco frecuencias de resonancias diferentes para una onda de polarización vertical.

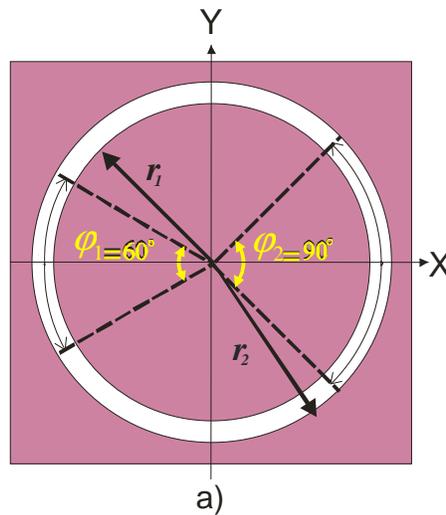


Figura 3.8. Configuración para colocar los interruptores MEMS en posiciones angulares no uniformes

En la Figura 3.9a) se muestra la celda unitaria con todos los interruptores en estado apagado, en la Figura 3.9b) se observa la celda unitaria con los interruptores colocados en la posición 1 y 2 en estado encendido. En la Figura 3.9c) se aprecia la celda unitaria con los interruptores colocados en la posición 2 y 3 en estado encendido, en la Figura 3.9d) se observa la celda unitaria con los interruptores colocados en la posición 1 y 4 en estado

encendido y en la Figura 3.9e) se muestra la celda unitaria con todos los interruptores en estado encendido. Se pueden obtener cinco frecuencias de resonancia diferentes dependiendo del estado del interruptor ya sea apagado o encendido. Obteniendo la menor frecuencia cuando los cuatro interruptores están en estado apagado y la frecuencia máxima cuando los cuatro interruptores se encuentran en estado encendido.

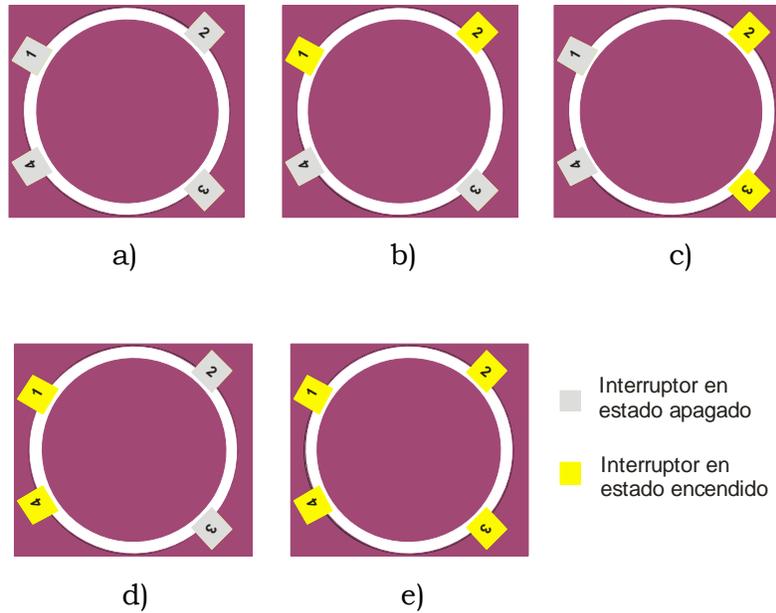
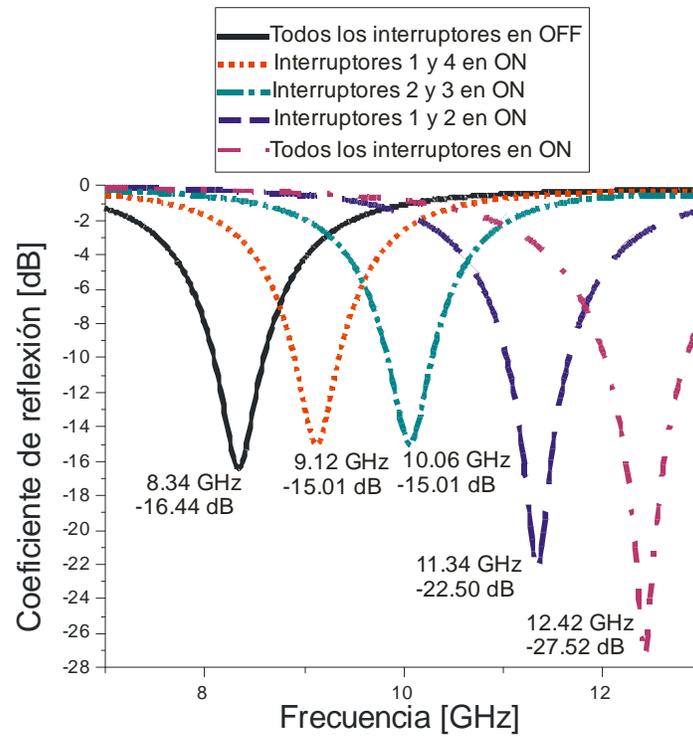
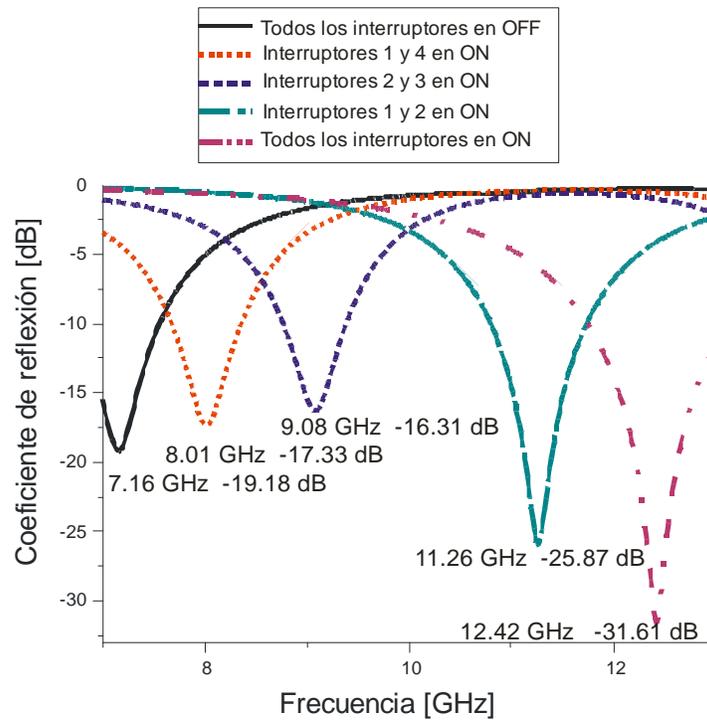


Figura 3.9. Geometría de la celda unitaria de la SSF: a) Todos los interruptores en estado apagado, b) Interruptores 1 y 2 en estado encendido, c) Interruptores 2 y 3 en estado encendido, d) Interruptores 1 y 4 en estado encendido y e) Todos los interruptores en estado encendido.

La Figura 3.10a) muestra el coeficiente de reflexión simulado para la SSF definida con  $b_x = b_y = 11.43$  mm, y  $r_1 = 4$  mm y  $r_2 = 4.2$  mm. Se simuló la dispersión de una onda electromagnética plana de polarización vertical considerando un sustrato dieléctrico con permitividad dieléctrica relativa de  $\epsilon_r = 3.4$  y grosor de 0.2 mm. Fueron considerados en el modelo del interruptor los siguientes valores:  $C_{OFF} = 0.08$  pF,  $R_{OFF} = 3.4$  k $\Omega$ ,  $R_{ON} = 1.5$   $\Omega$  y  $L_w = 0.86$  nH. En la Figura 3.10b) se muestra la gráfica del coeficiente de reflexión de la SSF con  $r_1 = 4.4$  mm y  $r_2 = 5$  mm.



a)



b)

Figura 3.11. Coeficiente de reflexión simulado: a) Ancho de la apertura anular 0.2 mm y b) Ancho de la apertura anular 0.6 mm.

### 3.4.2. Coeficiente de reflexión obtenido con el simulador de guía de onda para diafragmas basados en aperturas anulares con tiras de metal y circuitos abiertos en lugar de elementos de conmutación

Para validar experimentalmente los resultados numéricos se construyeron diafragmas basados en aperturas anulares para ser medidos en un simulador de guía de onda. La Figura 3.11 muestra la geometría de la celda unitaria, las dimensiones son:  $b_x = 22.86$  mm,  $b_y = 10.16$  mm,  $r_1 = 4.5$  mm y  $r_2 = 4.9$  mm, para todos los casos. Puede notarse que esta celda contiene dos aperturas anulares en el eje  $x$  y corresponde a una SSF con un arreglo como el mostrado en la Figura 3.12. Se simuló considerando un sustrato dieléctrico con permitividad dieléctrica relativa de  $\epsilon_r = 3.4$  y grosor de 0.51 mm. Los estados encendidos de los interruptores son implementados con tiras de metal con ancho  $w_c = 0.3$  mm, mientras que el estado apagado es considerado como circuito abierto.

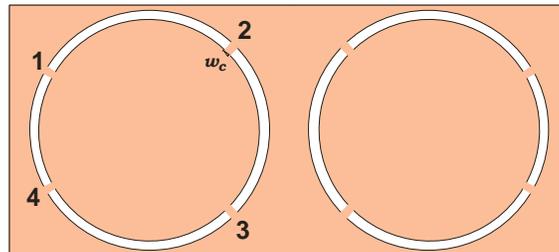


Figura 3.11. Geometría de la celda unitaria.

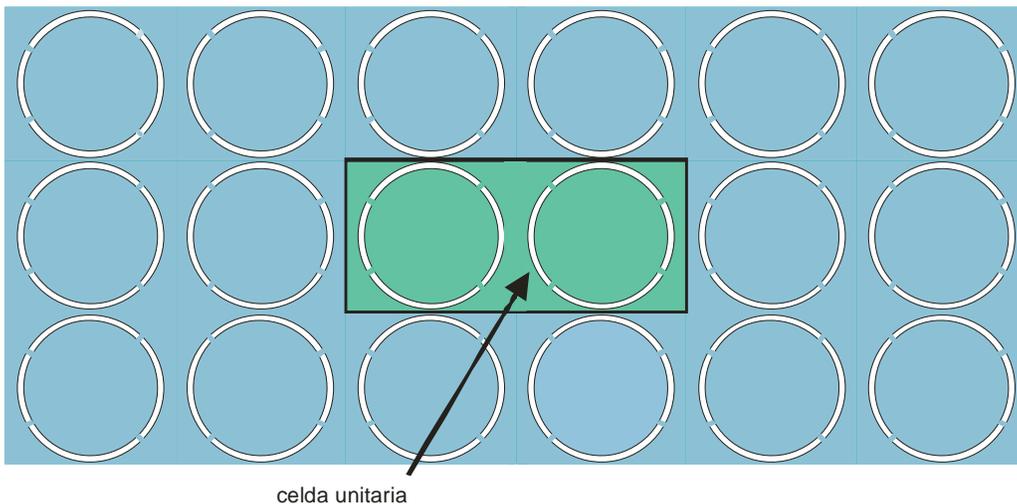


Figura 3.12. Arreglo de anillos con cortes en posiciones no uniformes.

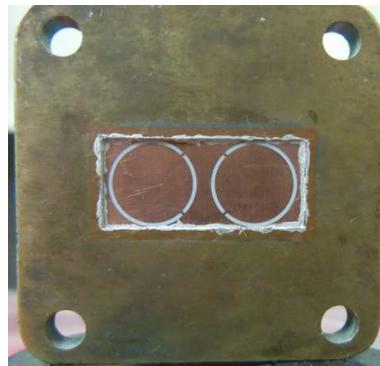
Se construyeron cinco diafragmas con la celda unitaria de la SSF para probar diferentes condiciones de los estados de conmutación. Estas aperturas fueron impresas en un sustrato Rogers 4003 de grosor de 0.51 mm, usando un proceso de grabado de fotolitografía estándar con los siguientes casos: El Diafragma 1 sin cortos, el Diafragma 2 con cortos en las posiciones 1 y 4, el Diafragma 3 con cortos en las posiciones 2 y 3, el Diafragma 4 con cortos en las posiciones 1 y 2 y, finalmente, el Diafragma 5 con cortos en las posiciones 1, 2, 3 y 4. Estos diafragmas se instalaron en la sección transversal de una guía de onda rectangular WR-90. En la Figura 3.13a) se muestra la fotografía del Diafragma 1, en la Figura 3.13b) se observa la fotografía del Diafragma 2 y en la Figura 3.13c) se aprecia la fotografía del Diafragma 3. En la Figura 3.14a) se muestra la fotografía del Diafragma 4 y en la Figura 3.14b) se observa la fotografía del Diafragma 5. En la Figura 3.15 se muestra la gráfica del coeficiente de reflexión de los diferentes diafragmas.



a)



b)



c)

Figura 3.13. Fotografías de los Diafragmas construidos: a) Diafragma 1, b) Diafragma 2 y c) Diafragma 3.

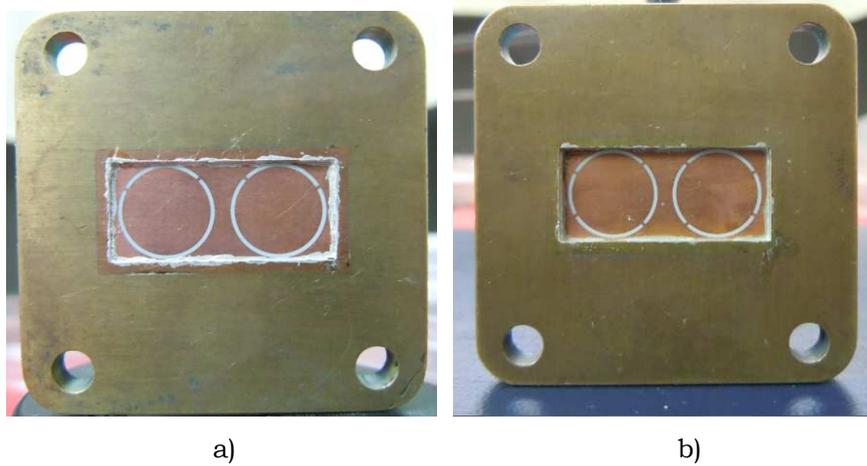


Figura 3.14. Fotografía de los Diafragmas construidos: a) Diafragma 4 y b) Diafragma 5.

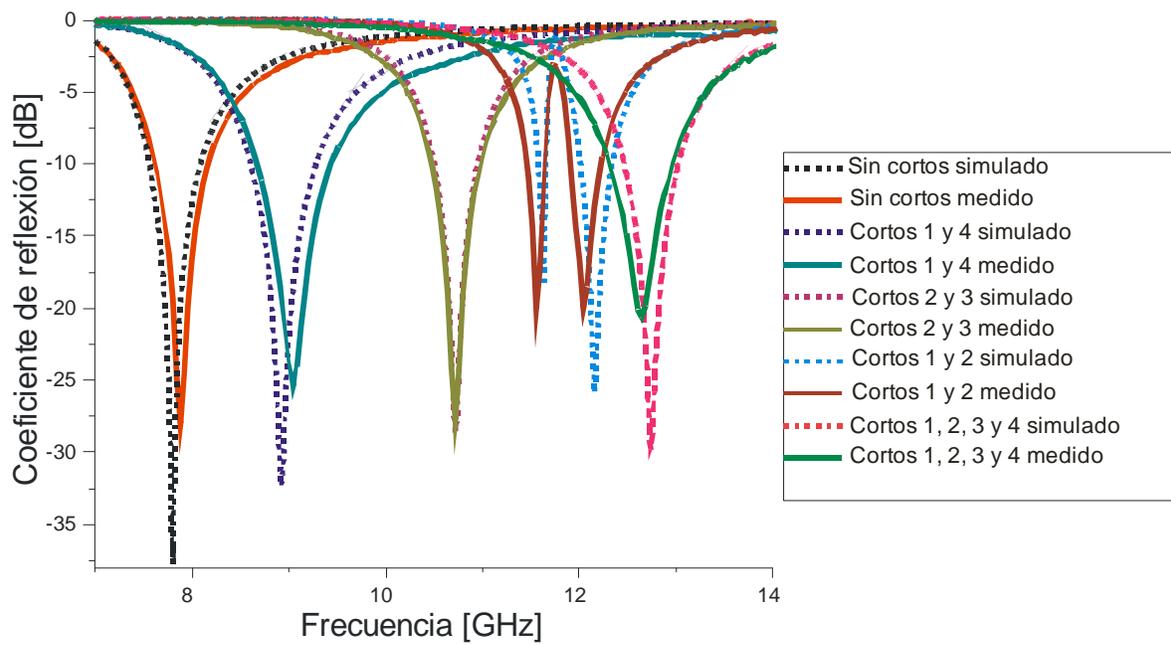


Figura 3.15. Coeficiente de reflexión de los Diafragmas construidos.

En la Tabla 3.1 se presentan los resultados simulados y medidos con el simulador de guía de onda de la celda unitaria de la SSF con tiras de metal y circuito abierto en lugar de elementos de conmutación.

Tabla 3.1. Resultados en el simulador de guía de onda

Diafragma	Frecuencia de resonancia (GHz)		Coeficiente de reflexión en la frecuencia central (dB)		Ancho de banda -10 dB coeficiente de reflexión (GHz)	
	Simulado	Medido	Simulado	Medido	Simulado	Medido
Ninguno	7.81	7.88	-37.72	-27.95	0.53	0.52
1 y 2	11.65	11.56	-18.3	-20.06	0.1	0.2
	12.16	12.04	-25.34	-19.94	0.32	0.36
1 y 4	8.92	9.04	-32.37	-25.38	0.67	0.76
	10.72	10.72	-28.58	-27.77	0.45	0.52
1, 2, 3 y 4	12.75	12.64	-29.62	-20.61	0.56	0.66

### 3.5. Conclusión

Las SSF basadas en aperturas anulares con interruptores permiten la posibilidad de obtener la reconfiguración de las frecuencias de resonancia en función de los diferentes estados de conmutación de los interruptores. El modelo matemático de onda completa permite obtener las características de transmisión y reflexión de la superficie. Asimismo, el uso de interruptores MEMS ubicados en diferentes posiciones angulares permite la reconfiguración de diferentes frecuencias. La validación experimental de este concepto se realizó construyendo diafragmas con aperturas anulares, en corto circuitos y circuitos abiertos para representar los estados encendido y apagado del interruptor. Se obtuvo una buena similitud entre los resultados simulados y los resultados medidos. Sin embargo, con el propósito de obtener una mejor conversión de impedancias, se propone usar aperturas anulares con stubs radiales conmutados.

## **Bibliografia**

[1] Martynyuk, A. E., and J. I. Martinez-Lopez, "Frequency Selective Surfaces based on Shorted Ring Slots," *Electronics Letters*, Vol. 37, No. 5, pp. 268-269, 2001.

[2] Martynyuk, A. E., J. I. Martinez-Lopez, and N. A. Martynyuk, "Active frequency-selective surfaces based on loaded ring slot resonators," *Electronics Letters*, Vol. 41, No. 1, pp. 2-4, 2005.

[3] Marcuvitz, N., *Waveguide Handbook*, McGraw-Hill, Nueva York 1949, pp. 66-89.

[4] Pearson, R. A., B. Phillips, K. G. Mitchell, and M. Patel, "Application of Waveguide Simulators to FSS and Wideband Radome Design," *IEE Colloquium on Advances in Electromagnetic Screens, Radomes and Materials*, 1996.

# **Capítulo 4**

## **SSFR basada en aperturas anulares con stubs radiales conmutados**

### **4.1. Introducción**

Las características de la SSFR analizada en el capítulo anterior muestran una buena reconfigurabilidad de frecuencias, sin embargo, se presentan altas pérdidas en las frecuencias de resonancia. Esta característica es debida a la pobre transformación de impedancias que ofrece dicha configuración. Por lo tanto, con el objeto de mejorar este parámetro se busca utilizar una topología que proporcione una mejor transformación de impedancias. La geometría de la celda unitaria propuesta consiste en un resonador de anillo ranurado con stubs radiales conmutables.

## 4.2. SSFR de aperturas anulares con stubs radiales conmutados utilizando interruptores MEMS

Con el propósito de estudiar el efecto de la carga reactiva en la celda periódica, se propuso una geometría simple de un anillo ranurado cargado con stubs. La primer geometría consiste en agregar dos stubs radiales horizontales a la apertura anular. Estos stubs representan una carga inductiva al resonador de anillo. Los interruptores RF MEMS permitirán conectar o desconectar la carga al anillo cuando el interruptor se encuentre apagado o encendido, respectivamente. La geometría de la celda unitaria de la SSF de aperturas anulares con dos stubs radiales inductivos se muestra en la Figura 4.1a) y en la Figura 4.1b) se muestra el circuito eléctrico equivalente para la incidencia de una onda electromagnética de polarización vertical.

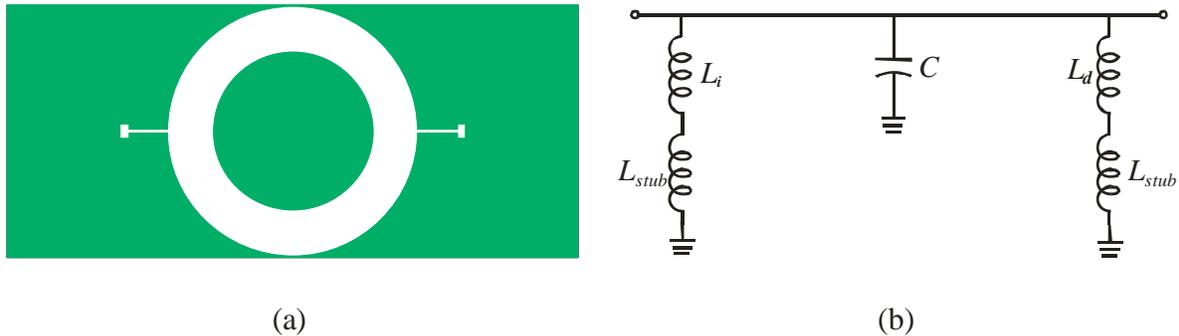


Figura 4.1. SSF de apertura anular con stubs radiales: a) Geometría de la celda unitaria y b) Circuito eléctrico equivalente.

Para poder desconectar los stubs del anillo es necesario colocar interruptores en el punto donde se une el anillo con el stub. De esta forma el estado abierto del interruptor permite que se pueda excitar el stub radial y con ello cargar el anillo, mientras que el estado cerrado presenta un corto circuito que provoca la desconexión del stub en el anillo. En la Figura 4.2a) se muestra la geometría de la celda unitaria de la SSFR con interruptores RF MEMS y en la

Figura 4.2b) se muestra el circuito eléctrico equivalente. El radio interior y exterior de la apertura anular son  $r_1$  y  $r_2$ , respectivamente.

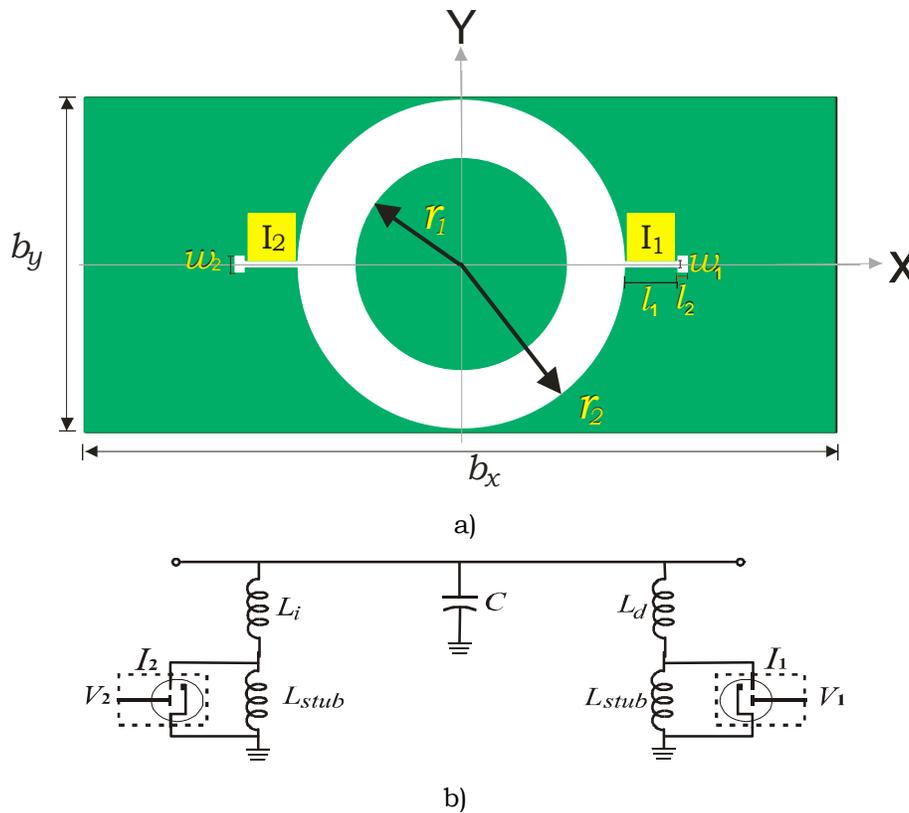


Figura 4.2. SSFR de apertura anular con stubs radiales conmutados utilizando interruptores RF MEMS: a) Geometría de la celda unitaria y b) Circuito eléctrico equivalente.

Fueron usados stubs de longitud  $l_1$  y ancho  $w_1$ . La geometría del stub se calculó para obtener longitudes más cortas del alambre de oro que se utiliza para hacer las interconexiones eléctricas entre los interruptores RF MEMS RMSW200 ( $I_1$  y  $I_2$ ) y la parte de metal del diafragma. El alambre de oro es de  $25 \mu\text{m}$  de diámetro.

Se fabricaron tres diafragmas con diferentes anchos del anillo: El Diafragma 1 está definido por  $r_1 = 3 \text{ mm}$ ,  $r_2 = 3.5 \text{ mm}$ ,  $l_1 = 1.62 \text{ mm}$ ,  $l_2 = 0.73 \text{ mm}$ ,  $w_1 = 0.2 \text{ mm}$  y  $w_2 = 0.5 \text{ mm}$ . El Diafragma 2 está definido por  $r_1 = 3.3 \text{ mm}$ ,  $r_2 =$

4.7 mm,  $l_1 = 1.62$  mm,  $l_2 = 0.38$  mm,  $w_1 = 0.2$  mm y  $w_2 = 0.5$  mm. El Diafragma 3 está definido por:  $r_1 = 3.25$  mm,  $r_2 = 5$  mm,  $l_1 = 1.62$  mm,  $l_2 = 0.31$  mm,  $w_1 = 0.2$  mm y  $w_2 = 0.5$  mm. Para todos los casos  $b_x = 22.86$  mm y  $b_y = 10.16$  mm. El elemento de la SSFR está impreso en un sustrato dieléctrico con permitividad dieléctrica relativa de  $\epsilon_r = 3.4$  y grosor de dieléctrico  $h_r = 0.2$  mm. Se diseñaron los circuitos de polarización basados en la tecnología descrita en [1]. En la Figura 4.3 se muestra el Diafragma 2 fabricado cuando todavía no son colocados los interruptores RF MEMS.

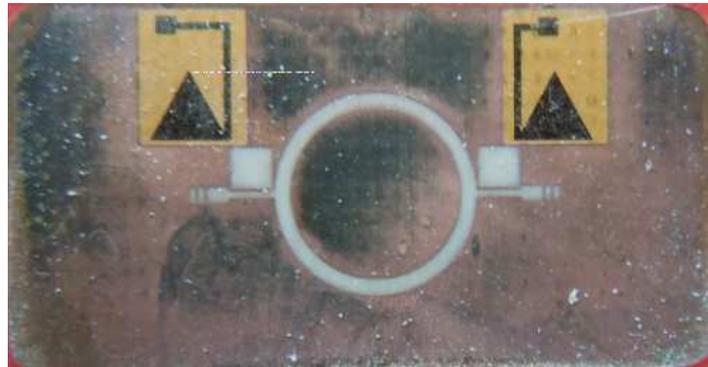


Figura 4.3. Geometría del Diafragma 2.

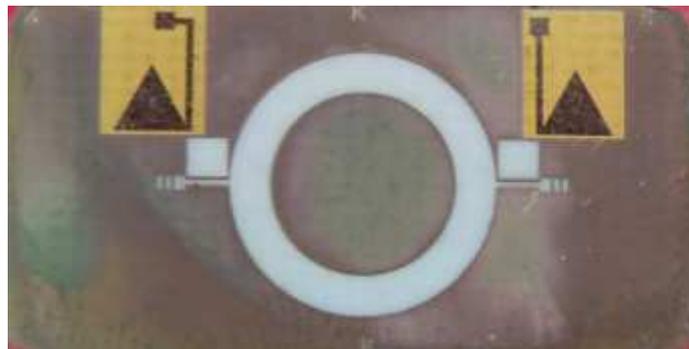
### **4.3. SSFR utilizando interruptores MEMS sin capa inferior de oro**

Con el propósito de reducir el efecto de las capacitancias parásitas de los interruptores MEMS, se removió la capa de oro de la parte inferior del interruptor. Para estimar el efecto de la reducción de dicha capacitancia se fabricaron tres diafragmas: El Diafragma 4 con las mismas dimensiones que el Diafragma 1, el Diafragma 5 con las mismas dimensiones que el Diafragma 2 y el Diafragma 6 con las mismas dimensiones que el Diafragma 3, pero en los Diafragmas 4, 5 y 6 en las posiciones donde van los interruptores se removió el cobre, lo cual permite pegar al sustrato los interruptores con el fin

de evitar la capacitancia que se forma entre la capa metálica y la línea de transmisión del interruptor RF MEMS. En las Figuras 4.4a), 4.4b) y 4.4c) se muestran las ventanas donde serán pegados los interruptores MEMS sin su capa inferior de oro. En la Figura 4.4a) se muestra el Diafragma 4, en la Figura 4.4b) se observa el Diafragma 5 y en la Figura 4.4c) se aprecia el Diafragma 6.



a)



b)

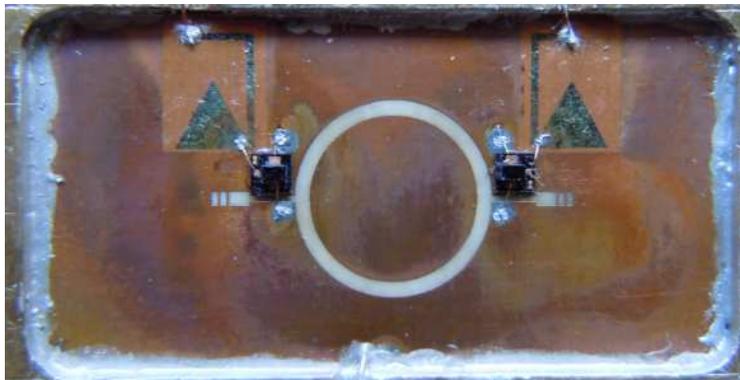


c)

Figura 4.4. Geometrías de los Diafragmas sin cobre en la posición donde se colocará el interruptor RF MEMS: a) Diafragma 4, b) Diafragma 5 y c) Diafragma 6.

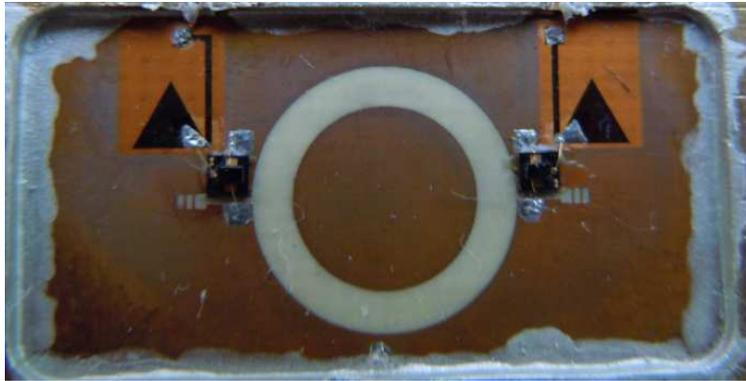
#### **4.4. Coeficiente de reflexión medido con interruptores con capa inferior de oro y sin capa inferior de oro**

Con el propósito de llevar a cabo la validación experimental de los resultados numéricos, mediante el método del simulador de guía de onda, se construyeron diferentes diafragmas de aperturas anulares con stubs radiales conmutados mediante los interruptores MEMS RMSW200. Las Figuras 4.5, 4.6 y 4.7 muestran la imágenes de tres diafragmas de aperturas anulares con stubs colocando los interruptores RF MEMS para tres diferentes anchos de las ranuras. La Figura 4.5 muestra el diafragma con ancho de la apertura anular pequeño, en la Figura 4.6 se observa el diafragma con ancho de la apertura anular mediano y en la Figura 4.7 se aprecia el diafragma con ancho de la apertura anular grande. Los diafragmas fueron instalados en la sección transversal de una guía de onda rectangular WR-90 y se midieron los diferentes parámetros de dispersión en el intervalo de frecuencias de 7 a 13 GHz.



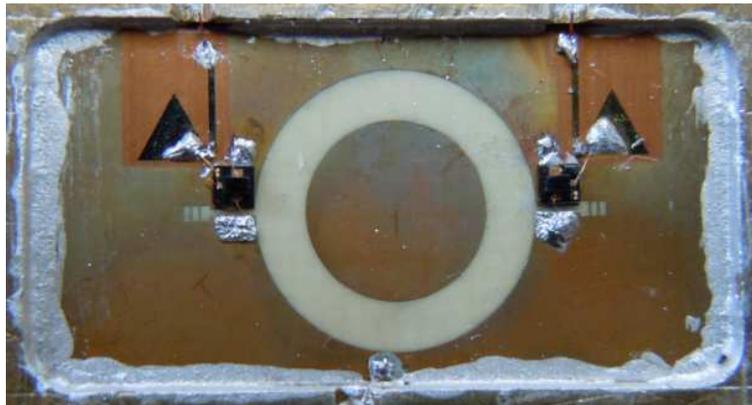
a)

Figura 4.5. Celda unitaria de la SSFR de la apertura anular con stubs radiales conmutados utilizando interruptores RF MEMS con ancho de la apertura anular pequeño.



b)

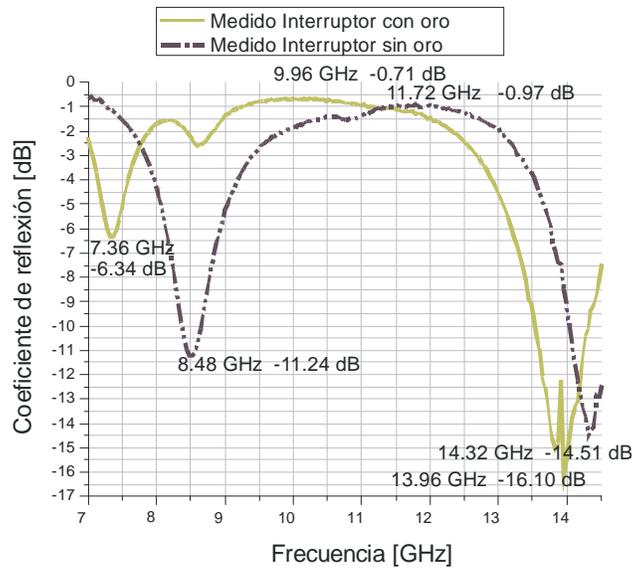
Figura 4.6. Celda unitaria de la SSFR de aperturas anulares con stubs radiales conmutados utilizando interruptores RF MEMS con ancho de la apertura anular mediano.



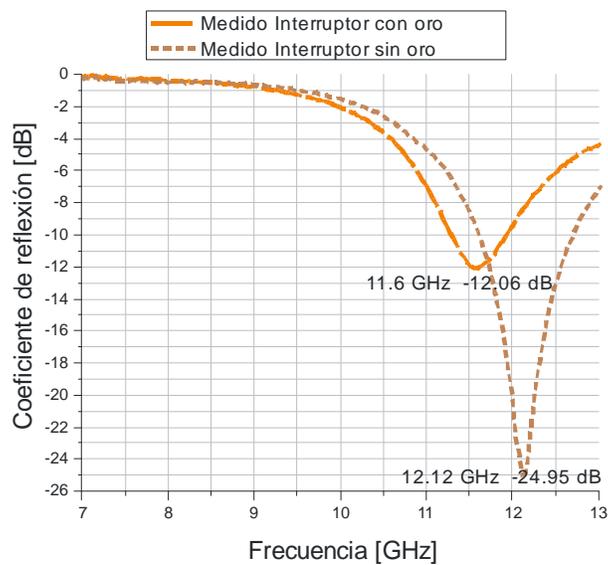
c)

Figura 4.7. Celda unitaria de la SSFR de aperturas anulares con stubs radiales conmutados utilizando interruptores RF MEMS con ancho de la apertura anular grande.

En la Figura 4.8 se muestra la gráfica de los coeficientes de reflexión medidos de los Diafragmas 1 y 4 con interruptores que tienen capa inferior de oro (Diafragma 1) y cuando los interruptores no tienen capa inferior de oro (Diafragma 4). La Figura 4.8a) muestra el coeficiente de reflexión medido para el caso donde los interruptores RF MEMS  $I_1$  e  $I_2$  se encuentran en estado apagado y la Figura 4.8b) cuando los dos interruptores se encuentran en estado encendido.



a)

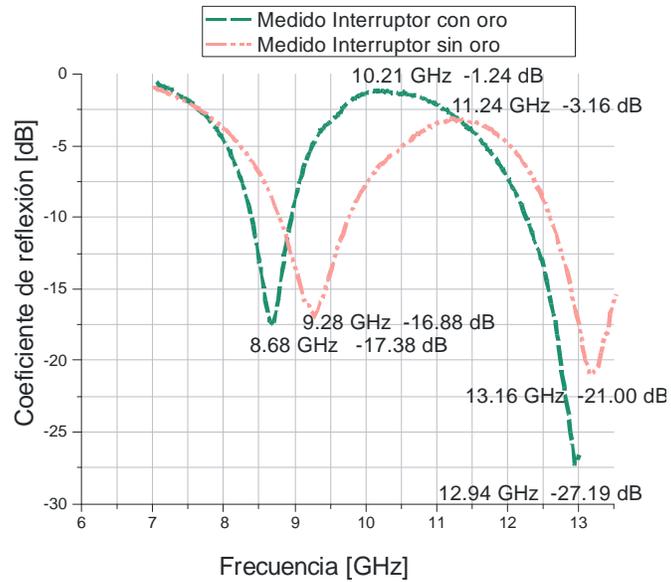


b)

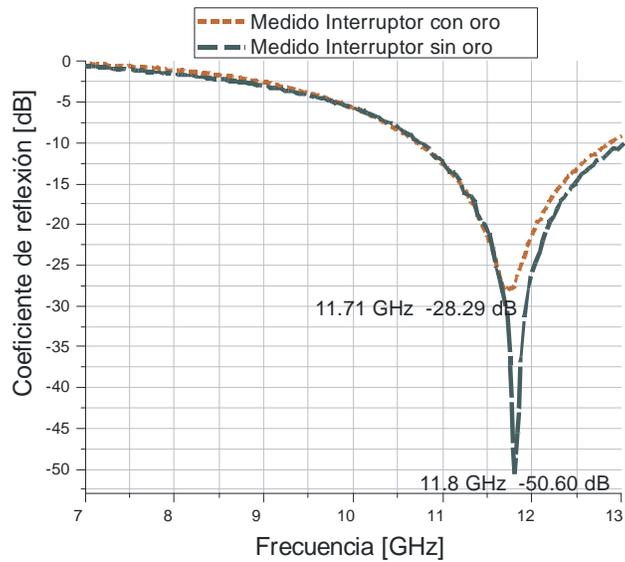
Figura 4.8. Coeficiente de reflexión medido de los Diafragmas 1 y 4: a) Interruptores RF MEMS en estado apagado y b) Interruptores RF MEMS en estado encendido.

En la Figura 4.9a) se muestra la gráfica del coeficiente de reflexión medido para los Diafragmas 2 y 5, con los interruptores con capa inferior de oro (Diafragma 2) y con los interruptores sin capa inferior de oro (Diafragma 5), cuando los interruptores están en estado apagado en ambos diafragmas y en

la Figura 4.9b) se muestra la gráfica del coeficiente de reflexión medido para los Diafragmas 2 y 5 con los interruptores en estado encendido.



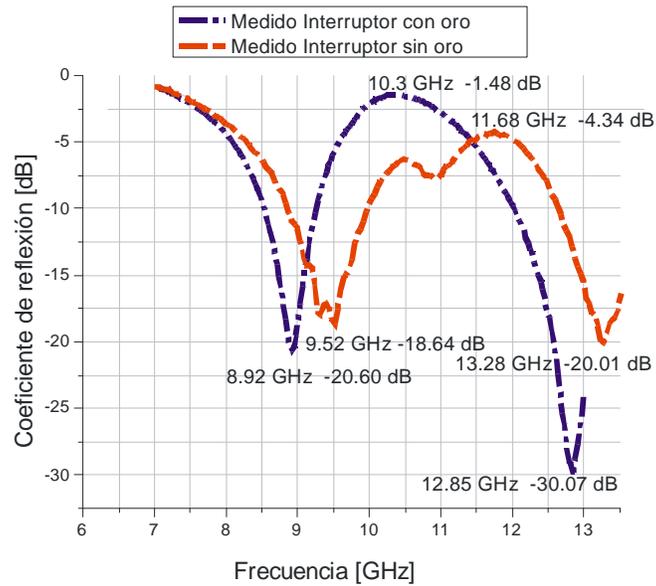
a)



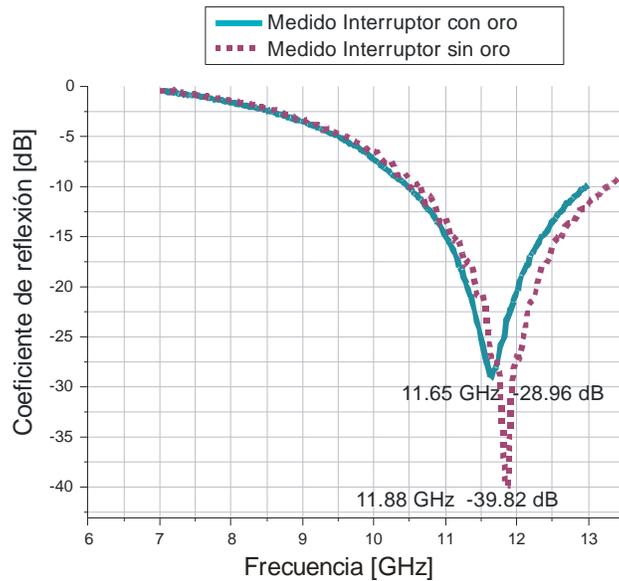
b)

Figura 4.9. Coeficiente de reflexión medido de los Diafragmas 2 y 5: a) Interruptores en estado apagado y b) Interruptores en estado encendido.

En la Figura 4.10a) se muestra la gráfica con los resultados medidos de los Diafragmas 3 y 6, cuando los interruptores están en estado apagado y en la Figura 4.10b) se observa la gráfica con los resultados medidos con los interruptores en estado encendido.



a)



b)

Figura 4.10. Coeficiente de reflexión medido de los Diafragmas 3 y 6: a) Interruptores en estado apagado y b) Interruptores en estado encendido.

Analizando los casos cuando se coloca el interruptor sin su capa inferior de oro se puede observar la disminución de la capacitancia en el estado apagado del interruptor así como la reducción de pérdidas en el estado encendido. Sin embargo, puede observarse un pequeño aumento en las pérdidas en la banda de rechazo. Ahora se analizará una configuración de una SSF Activa basada en aperturas anulares que pueda ser reconfigurable al introducirle los interruptores RF MEMS.

## **4.5. SSF Activa de aperturas anulares basadas en stubs radiales conmutados para aplicaciones de SSFR**

El elemento de la celda unitaria de la SSF activa es una apertura anular cargada con stubs radiales conmutados. La conmutación apropiada de los stubs provee un control electrónico de las características principales de la SSF, permitiendo a la superficie alcanzar diferentes frecuencias de resonancia de transmisión, con bajas pérdidas y con un gran rango de reconfigurabilidad, así como la posibilidad de operar en diferentes polarizaciones.

### **4.5.1. Principio de Operación**

La geometría propuesta del elemento de la SSFR se muestra en la Figura 4.11a). Este elemento contiene un resonador de anillo ranurado con ocho stubs radiales inductivos conmutados y ocho stubs radiales inductivos no conmutados, conectados todos ellos a la parte externa del anillo ranurado. El ángulo entre dos stubs adyacentes conmutados es de  $45^\circ$ , así como también es de  $45^\circ$  el ángulo entre dos stubs adyacentes no conmutados. Debido a que los stubs conmutados y no conmutados están alternados, el ángulo entre cualquier par de stubs adyacentes es de  $22.5^\circ$ . El radio interior y exterior del anillo ranurado es  $r_1$  y  $r_2$ , respectivamente. Los stubs no conmutados ( $u_1$ ,  $u_2$ ,

$u_3, \dots, u_8$ ) tienen una longitud de  $l_f$ . Los stubs radiales conmutados ( $t_1, t_2, t_3, \dots, t_8$ ) tienen dos longitudes, la primera longitud  $l_s$  es para los stubs  $t_1, t_3, t_5$  y  $t_7$  y la segunda longitud  $l_l$  para los stubs  $t_2, t_4, t_6$  y  $t_8$ . El ancho  $w$  de todos los stubs conmutados y no conmutados es el mismo. La configuración contiene ocho interruptores ( $s_1, s_2, s_3, \dots, s_8$ ) conectados en paralelo a los stubs radiales conmutados como se muestra en la Figura 4.11a). Los estados cerrado y abierto de los diferentes interruptores MEMS permiten a los stubs respectivos el poder ser conectados y desconectados al anillo. El elemento de la SSFR está impreso en un sustrato dieléctrico con permitividad dieléctrica relativa de  $\epsilon_r$  y grosor de  $h_r$ . La SSFR basada en esta geometría se muestra en la Figura 4.11b) y contiene múltiples elementos arreglados en los nodos de una malla rectangular con periodicidad invariante  $b_x$  y  $b_y$  a lo largo de las direcciones  $x$  y  $y$ , respectivamente.

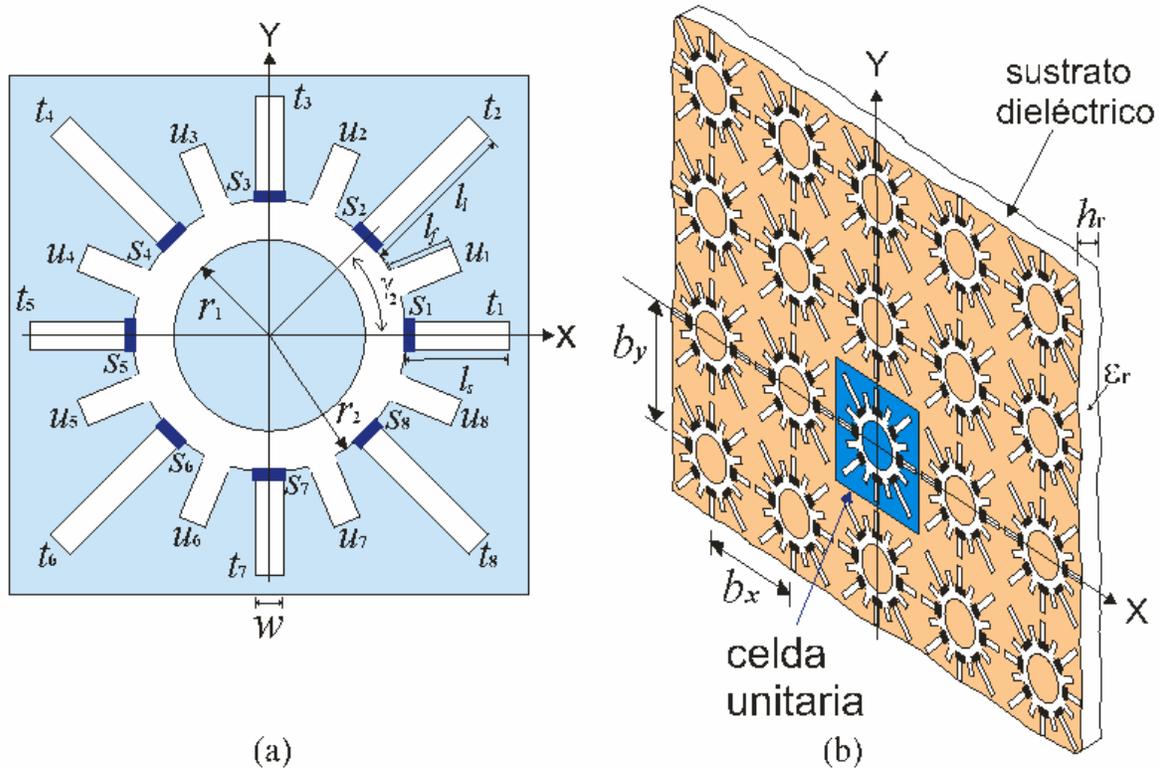


Figura 4.11. SSFR basada en anillo ranurado con stubs conmutados: a) Geometría de la celda unitaria y b) Estructura periódica de la SSFR.

La principal característica de los elementos de la SSFR antes mencionada es su comportamiento resonante de su coeficiente de reflexión. La reconfiguración de la resonancia de su coeficiente de reflexión se alcanza cuando se carga al anillo con stubs radiales conmutados. Los estados apagado y encendido del interruptor permiten al correspondiente stub conmutado estar conectado o desconectado del anillo respectivamente. Ahora bien, para justificar la presencia de los stubs no conmutados consideraremos el siguiente ejemplo: suponemos que la frecuencia máxima de reconfigurabilidad de la SSFR corresponde a la longitud de onda del espacio libre  $\lambda_{0min}$ . En este caso, todos los stubs conmutados necesitan estar desconectados para alcanzar la resonancia más alta para el anillo ranurado. Para evitar los lóbulos de difracción en un arreglo de malla cuadrada para el caso de la incidencia oblicua, el espaciamiento entre los elementos adyacentes no debe de exceder a  $\lambda_{0min}/2$ , así el diámetro mínimo del anillo ranurado es aproximadamente  $\lambda_{0min}/3$ , permitiendo una distancia máxima de aproximadamente  $\lambda_{0min}/15$  entre la parte exterior del anillo y el borde de la celda unitaria. Este espacio restante sería entonces el asignado a los stubs conmutados. Como el rango de reconfigurabilidad de la SSFR depende del desplazamiento de la frecuencia producido por la carga del anillo y esta carga depende de la longitud de los stubs, el espaciamiento antes mencionado es demasiado pequeño para que los stubs sean capaces de extender el rango de reconfigurabilidad. Otra forma de lograr extender las dimensiones de los stubs y con ellos la reconfiguración es mediante la reducción del diámetro del anillo ranurado usando sustratos cargados dieléctricamente; sin embargo, las pérdidas del dieléctrico y la presencia de ondas superficiales pueden ser consecuencias muy costosas cuando se usan sustratos de alta permitividad. Por lo tanto, el uso de stubs radiales no conmutados es una adecuada solución para la miniaturización de la celda unitaria.

Para explicar el principio de operación de los elementos de la SSFR, se obtuvo el circuito eléctrico equivalente. El circuito eléctrico equivalente de los elementos en el caso en el que el elemento es iluminado por una onda

incidente de polarización  $y$  se muestra en la Figura 4.12. La capacitancia  $C$  es debida al campo eléctrico almacenado en la apertura del anillo. Las inductancias  $L_l$  y  $L_r$  son debidas al flujo de corriente en la parte exterior izquierda y derecha del metal, respectivamente. Las inductancias  $L_f$  corresponden a cada uno de los stubs no conmutados, mientras que las inductancias  $L_k$  son las inductancias de los correspondientes  $k$ -ésimos stubs conmutados (para  $k = 1, \dots, 8$ ).  $V_k$  es el voltaje de control de conmutación del  $k$ -ésimo interruptor. La excitación de los stubs y la corriente que fluye a través de los interruptores depende de la polarización de la onda incidente. Para considerar esta dependencia se utiliza la función trigonométrica  $\cos^2(\gamma_k)$  donde  $\gamma_k$  es la posición angular del  $k$ -ésimo stub con respecto al eje  $x$ .

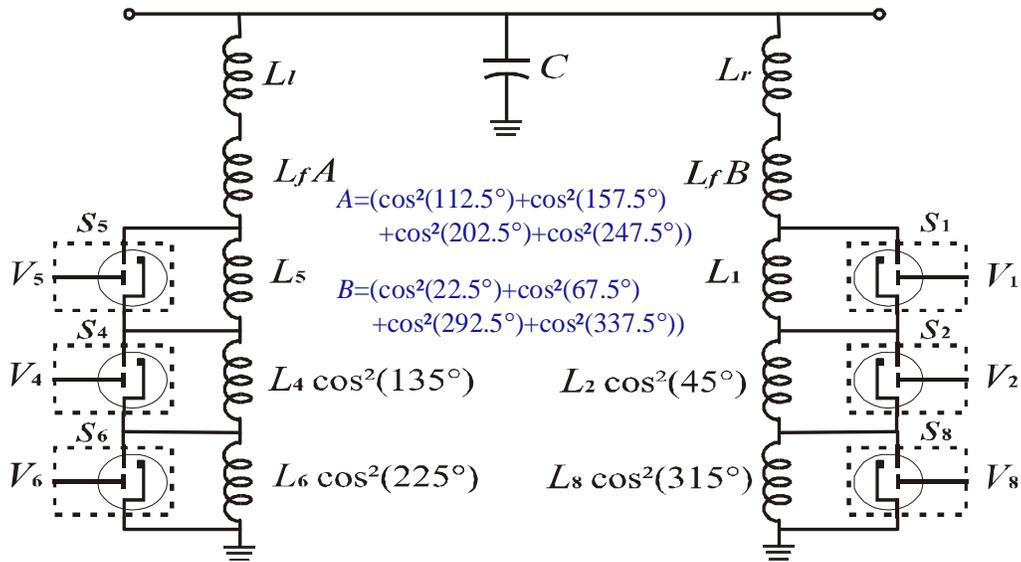


Figura 4.12. Modelo del circuito eléctrico equivalente del elemento de la SSFR en el caso de polarización  $y$ .

Ahora se consideran los efectos de conmutación de los interruptores en el elemento de la SSFR. Cuando todos los interruptores están en estado apagado, el elemento se comporta como un resonador de anillo ranurado cargado por todos los stubs conmutados y se obtiene la frecuencia de

resonancia mínima  $\omega_{min}$  debido a la carga máxima en el anillo ranurado. Es importante notar que cuando se utiliza la malla cuadrada, los stubs conmutados localizados en las esquinas de la celda unitaria tienen mayor longitud para extender la carga en el anillo. Por otro lado, cuando todos los interruptores están en estado encendido, todos los stubs conmutados están desconectados y el elemento se comporta como un anillo ranurado sin carga, cargado solamente por los stubs no conmutados. Esta condición provee la frecuencia de resonancia máxima con una frecuencia máxima  $\omega_{max}$ . Consecuentemente, diferentes combinaciones de estados encendido y apagado de los interruptores permiten al anillo ranurado tener diferentes condiciones de carga y por lo tanto diferentes frecuencias de resonancia que estarán ubicadas entre  $\omega_{min}$  y  $\omega_{max}$ .

El elemento de la SSFR propuesto ofrece la flexibilidad de proveer diversas polarizaciones. Ciertas configuraciones de encendido-apagado de los interruptores son adecuadas para polarizaciones circulares, mientras que otras se ajustan mejor a las polarizaciones lineales. Las polarizaciones circulares se obtienen cuando la carga es igual en las componentes  $x$  y  $y$  de la onda incidente. Para la polarización lineal es requerida la simetría con respecto al eje paralelo al vector de campo eléctrico de la onda incidente.

#### **4.6. Modelo matemático de las SSFR basadas en aperturas anulares con stubs radiales conmutados**

El modelo matemático de onda completa basado en el Método de Momentos [2, 3] fue desarrollado para analizar la SSFR. La SSFR puede ser analizada como una estructura periódica infinita usando el teorema de Floquet. Este teorema establece que los campos electromagnéticos reflejado y transmitido de la SSF infinita pueden ser representados como una sumatoria de ondas planas (o modos Floquet) que satisfacen las condiciones de frontera para los campos eléctricos y magnéticos de una sola celda periódica de la SSF. Así

que, la distribución del campo eléctrico desconocido en ambos lados de la apertura es expandida en una serie de modos Floquet. Además, estos modos son usados para expresar el campo magnético desconocido al relacionarlos con sus correspondientes admitancias modales en ambos lados de la superficie. Para acoplar las componentes del campo tangencial en el plano de la SSFR reactiva, se puede obtener una ecuación integral para el campo eléctrico desconocido.

El campo eléctrico tangencial desconocido  $\vec{E}_\tau$  en el plano de la SSFR se presenta como la suma de dos componentes:

$$\vec{E}_\tau = \vec{E}_\tau^u + \vec{E}_\tau^l \quad (4.1)$$

El primer término,  $\vec{E}_\tau^u$ , es el campo eléctrico tangencial que aparece considerando que la onda plana incidente excita a los elementos de la SSFR sin interruptores. El segundo término,  $\vec{E}_\tau^l$ , es el campo eléctrico tangencial debido a las corrientes eléctricas  $I_k$  que fluyen a través de los interruptores.

La ecuación integral de Fredholm con respecto al campo eléctrico desconocido  $\vec{E}_\tau^u$  puede ser obtenida aplicando las condiciones de frontera para el campo tangencial eléctrico y la condición de continuidad para el campo tangencial magnético sobre la apertura:

$$2A_0Y_0\vec{\Psi}_0(x, y) = \sum_{n=1}^{\infty} (Y_n + Y_n^d) \vec{\Psi}_n(x, y) \iint_{A'} \vec{E}_\tau^u(x, y) \cdot \vec{\Psi}_n^*(x, y) dx dy \quad (4.2)$$

donde  $\vec{\Psi}_n(x, y)$  es la expansión completa de modos Floquet de la celda unitaria,  $Y_n$  es la admitancia del modo Floquet correspondiente  $\vec{\Psi}_n$ ,  $Y_n^d$  es la admitancia modificada del correspondiente modo Floquet  $\vec{\Psi}_n$  que toma en cuenta al sustrato dieléctrico [4],  $A_0$  y  $Y_0$  son la magnitud y la admitancia del modo Floquet incidente  $\vec{\Psi}_0(x, y)$ , respectivamente,  $A'$  es el área de la apertura

de la celda unitaria y el símbolo \* denota el complejo conjugado. Esta ecuación es resuelta usando el Método de Momentos de Galerkin para obtener  $\vec{E}_t^u$ . Se usaron las eigenfunciones de la guía de onda coaxial tanto como funciones base como funciones de peso.

La ecuación integral con respecto al campo desconocido  $\vec{E}_t^I$  puede ser obtenida aplicando la condición de continuidad del campo tangencial magnético a través de la superficie de la apertura incluyendo los interruptores. Es importante resaltar que el campo magnético no es continuo en las regiones donde fluyen las corrientes a través de los interruptores. Las corrientes eléctricas son consideradas en la ecuación integral:

$$\sum_{n=1}^{\infty} (Y_n + Y_n^d) \bar{\Psi}_n(x, y) \iint_{A'} \vec{E}_t^I \cdot \bar{\Psi}_n^*(x, y) dx dy = - \sum_{k=1}^K I_k \bar{P}_k(\rho, \varphi) \quad (4.3)$$

donde  $I_k$  es la corriente eléctrica inducida a través del interruptor  $k$ ,  $K$  es el número total de interruptores en la celda unitaria y  $\bar{P}_k(\rho, \varphi)$  es la función que convierte la corriente eléctrica  $I_k$  en su correspondiente densidad de corriente. Las dimensiones de los interruptores son despreciables con respecto a la longitud de onda, por lo que se puede considerar:

a) La geometría del interruptor puede ser aproximada por un trapecoide circular definido por un tamaño angular  $\Delta\varphi = w/r_2$ , de radios  $r_2$  y  $r_2 + w_s$  donde  $w_s$  es el ancho del interruptor respectivamente. La función  $\bar{P}_k(\rho, \varphi)$  puede ser expresada de la siguiente forma:

$$\bar{P}_k(\rho, \varphi) = \bar{a}_\varphi [1(r_2 + w_s) - 1(r_2)] \times \left[ 1\left(\varphi_{0k} + \frac{\Delta\varphi}{2}\right) - 1\left(\varphi_{0k} - \frac{\Delta\varphi}{2}\right) \right] / w_s, \quad (4.4)$$

$$k = 1, \dots, K$$

donde  $\vec{a}_\varphi$  es el vector radial unitario en la dirección  $\varphi$ ,  $\varphi_{0k}$  es el centro de la posición angular del  $k$ -ésimo interruptor y  $1(x)$  es la función escalón unitario.

b) La ley de Ohm puede ser aplicada para obtener las ecuaciones adicionales de las corrientes desconocidas  $I_k$ :

$$\int_P (\vec{E}_t^u + \vec{E}_t^I) \cdot d\vec{l} = I_k \vec{Z}_k \quad (4.5)$$

$$k = 1, \dots, K$$

donde  $P$  es la trayectoria donde  $I_k$  existe y  $\vec{Z}_k$  es la impedancia correspondiente del  $k$ -ésimo interruptor. Estas ecuaciones integrales son reducidas a un sistema de ecuaciones lineales usando el método de momentos de Galerkin y son resueltas simultáneamente para calcular  $\vec{E}_t^I$ . Después de que son determinadas las distribuciones de los campos  $\vec{E}_t^u$  y  $\vec{E}_t^I$  se pueden evaluar los campos electromagnéticos adelante y atrás de la SSFR y con ellos calcular las características de reflexión del arreglo.

## 4.7. SSF basada en elementos reconfigurables

El diseño de la SSFR requiere de tomar en cuenta los efectos de los elementos activos que serán usados para llevar a cabo la conmutación. Sin embargo, en un primer paso del diseño es conveniente considerar elementos ideales que muestren la capacidad de reconfiguración de la geometría estudiada. De esta forma, cuando se consideren las no idealidades de los elementos reales, se podrá analizar sus efectos sobre lo que sería la respuesta ideal. De esta forma, para acercarse a elementos cercanos a los ideales se utilizarán tiras metálicas para representar a los interruptores en su estado encendido, mientras que los circuitos abiertos serán usados para representar a los interruptores en su estado apagado.

#### 4.7.1. SSF con tiras de metal y circuito abierto en lugar de elementos de conmutación

En primer lugar se analizó la SSF que utiliza tiras de metal y circuitos abiertos. Para demostrar la conveniencia de la geometría descrita para aplicaciones de SSFR, se simularon las características de reflexión de un arreglo infinito. Para obtener la respuesta de la SSFR se analizaron dos geometrías con diferentes dimensiones del anillo y de los stubs. La Geometría I está dada por  $r_1 = 2.2$  mm,  $r_2 = 2.8$  mm,  $l_f = 1.8$  mm,  $l_s = 2.1$  mm,  $l_l = 3.7$  mm,  $w = 0.6$  mm y  $b_x = b_y = 11.43$  mm. La Geometría II está dada por  $r_1 = 3$  mm,  $r_2 = 3.5$  mm,  $l_f = 0.3$  mm,  $l_s = 1.4$  mm,  $l_l = 2.3$  mm,  $w = 0.6$  mm y  $b_x = b_y = 11.43$  mm. Se considera que los elementos están impresos en un sustrato dieléctrico de  $\epsilon_r = 3.4$  mm y  $h_r = 0.51$  mm. Los estados encendidos de los interruptores son considerados con tiras de metal de ancho  $w_s = 0.2$  mm, mientras que el estado apagado es considerado como circuito abierto. Básicamente, la Geometría I contiene un anillo ranurado pequeño con stubs radiales grandes, mientras que la Geometría II contiene un anillo ranurado grande con stubs radiales pequeños.

Para evaluar la reconfigurabilidad del elemento de la SSFR propuesta, se investigaron cuatro diferentes configuraciones de encendido-apagado (1, 2, 3 y 4) de los interruptores. Se simuló la dispersión de la onda incidente normal de polarización lineal sobre la SSFR. En la Configuración 1 todos los interruptores están en estado apagado. Esta máxima carga del anillo ranurado es obtenida, produciendo la frecuencia de resonancia más baja. La Configuración 2, con interruptores  $s_1$ ,  $s_3$ ,  $s_5$  y  $s_7$  en estado encendido, provee la segunda frecuencia de resonancia más baja debido a la carga en el anillo ranurado con los stubs  $t_2$ ,  $t_4$ ,  $t_6$  y  $t_8$ . Para la Configuración 3, con interruptores  $s_2$ ,  $s_4$ ,  $s_6$  y  $s_8$  en estado encendido, el anillo está cargado solo

con los stubs  $t_1$  y  $t_5$ , en este caso la frecuencia de resonancia es más alta que en el caso previo. Finalmente, la Configuración 4 con todos los interruptores en estado encendido provee la frecuencia de resonancia más alta. Los resultados simulados para las Geometrías I y II son presentados en las Figuras 4.13a) y 4.13b), respectivamente.

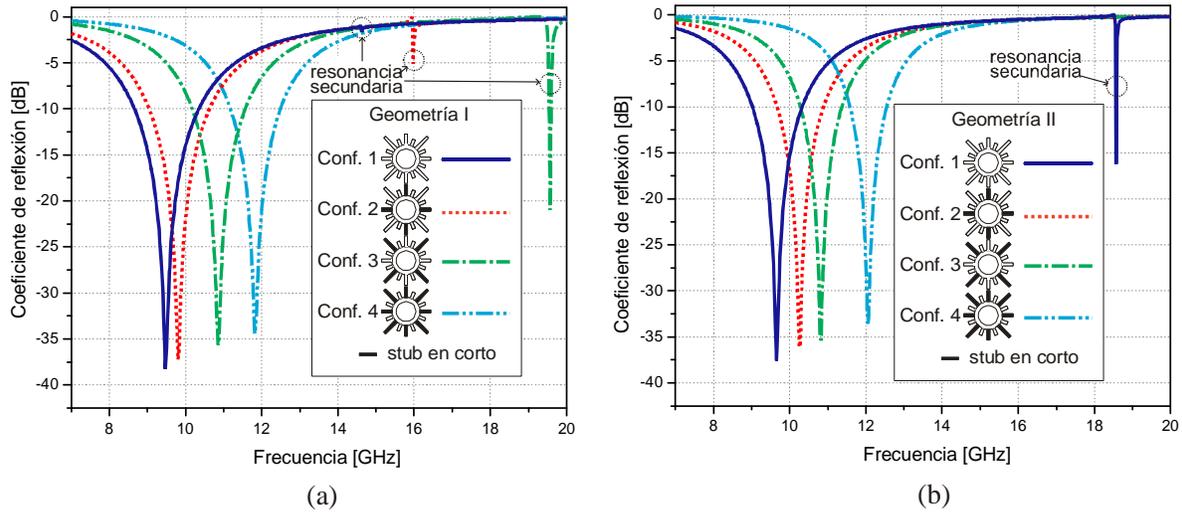


Figura 4.13. Coeficiente de reflexión simulado para la SSFR infinita con tiras de metal y circuito abierto en lugar de los elementos de conmutación: a) Geometría I y b) Geometría II (Polarización Y).

De los resultados previos, se puede observar que la SSFR es capaz de reconfigurar cuatro frecuencias de resonancia de transmisión. La Geometría I puede reconfigurar frecuencias de resonancia 9.48, 9.80, 10.85 y 11.83 GHz para Configuraciones 1, 2, 3 y 4, respectivamente, mientras que la Geometría II puede reconfigurar 9.65, 10.28, 10.83 y 12.05 GHz para Configuraciones 1, 2, 3 y 4, respectivamente. Las resonancias secundarias para la Configuración 1 aparecen en 14.63 y 18.58 GHz para la Geometría I y II, respectivamente. La Geometría I muestra la aparición de resonancias secundarias indeseables en frecuencias más bajas que la Geometría II. Dado que los estados de los interruptores son simulados con tiras de metal y circuito abierto, estas resonancias secundarias solo pueden ser explicadas por las características de resonancia de los stubs terminados en corto, los stubs más largos tienen una menor frecuencia de resonancia que los stubs cortos.

#### **4.7.2. Efecto de las no idealidades del interruptor en el funcionamiento de la SSFR**

Las principales inconvenientes de las no idealidades de los interruptores en el funcionamiento de la SSF son las pérdidas disipativas y el desplazamiento de la frecuencia de resonancia. Las pérdidas disipativas de la SSFR dependen fuertemente del factor de calidad de conmutación del interruptor [5], mientras que el desplazamiento de la frecuencia depende de la capacitancia parásita del interruptor en estado apagado. La minimización de las pérdidas disipativas se puede obtener a través de la transformación óptima de la impedancia del interruptor [6]. Como las frecuencias más bajas de las SSFR son obtenidas cargando al anillo ranurado, el efecto de estas cargas capacitivas pueden ser usadas para bajar el desplazamiento de las frecuencias de resonancia de transmisión y entonces extender el rango de frecuencias de reconfigurabilidad de la SSFR. Esta mejora es repetible debido a la pequeña dispersión en los valores de la capacitancia de los interruptores RF MEMS en el estado apagado. Sin embargo, la conexión de la capacitancia en el estado apagado del interruptor y la capacitancia en paralelo de los stubs inductivos causa una antiresonancia seguida por una resonancia secundaria que puede reducir el ancho de banda de la SSFR.

Para evaluar el efecto de las no idealidades del interruptor para diferentes longitudes del stub, se simuló los coeficientes de reflexión de la Geometría I y II. Se utilizó como modelo eléctrico equivalente de la impedancia del interruptor en el estado apagado una conexión en paralelo de una capacitancia  $C_{OFF}$  y una resistencia  $R_{OFF}$ . Para ambas geometrías los parámetros típicos del interruptor se establecieron como  $C_{OFF} = 0.056$  pF y  $R_{OFF} = 3$  k $\Omega$ . Las Figuras 4.14a) y 4.14b) muestran los coeficientes de reflexión calculados de la SSFR. La Figura 4.14a) muestra el coeficiente de reflexión calculado para la Geometría I y la Figura 4.14b) muestra el coeficiente de reflexión calculado para la Geometría II. Las frecuencias de resonancia de la

Geometría I son 8.15, 8.28, 10.03 y 11.83 GHz para las Configuraciones 1, 2, 3 y 4, respectivamente, mientras que las frecuencias de resonancia de la Geometría II son 8.88, 9.30, 10.23 y 12.05 GHz para las Configuraciones 1, 2, 3 y 4, respectivamente. Para la Geometría I las resonancias secundarias están en 10.60, 13.38 y 14.48 GHz para las Configuraciones 1, 2 y 3, respectivamente, mientras que para la Geometría II las resonancias secundarias están en 12.78, 15.75 y 17.33 GHz para las Configuraciones 1, 2 y 3, respectivamente. Cuando se comparan estos resultados con los casos usando tiras de metal y circuito abierto en lugar de elementos de conmutación descritos en la sección 4.7.1 se puede observar el efecto del desplazamiento hacia abajo de la frecuencia de resonancia principal y la aparición de la segunda resonancia no deseada. La Geometría II, que contiene stubs pequeños, exhibe menor sensibilidad a la aparición de la resonancia secundaria cuando se compara con la Geometría I. Además se observa el mejoramiento en el rango de reconfigurabilidad de 56.6% y 32.1% para la Geometría I y II, respectivamente.

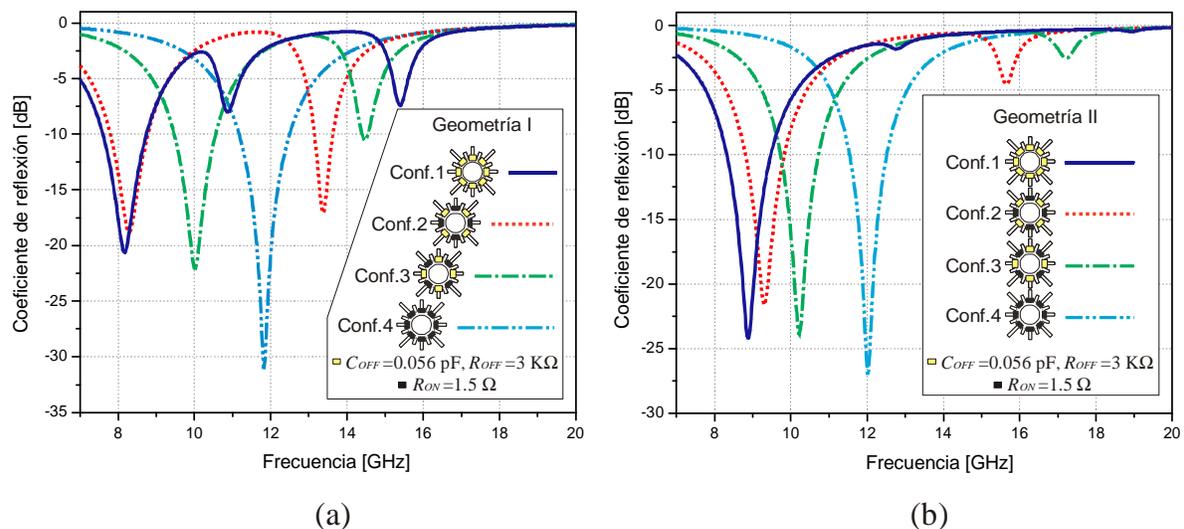


Figura 4.14. Coeficiente de reflexión simulado para la SSF infinita con elementos de conmutación: a) Geometría I y b) Geometría II.

Se utilizaron diferentes anchos de la ranura del anillo del elemento del arreglo para evaluar el efecto de la impedancia en el estado apagado en los elementos

de la SSFR. Un caso particular es analizado en la Figura 4.15a), el cual contiene un anillo ranurado cargado con solo dos stubs radiales horizontales conmutados. Esta geometría particular permite evaluar la interacción entre el anillo ranurado y los stubs conmutados en el caso en que el elemento es iluminado por una onda incidente de polarización  $y$ . En la Figura 4.15b) se presenta el modelo del circuito eléctrico equivalente para el caso de los interruptores en estado apagado. Las inductancias  $L_l$  y  $L_r$  son debidas a las corrientes que fluyen en la parte exterior izquierda y derecha del metal, respectivamente, y  $L_s$  es la inductancia del stub radial. Debido a la simetría del elemento,  $L_l$  y  $L_r$  son iguales.

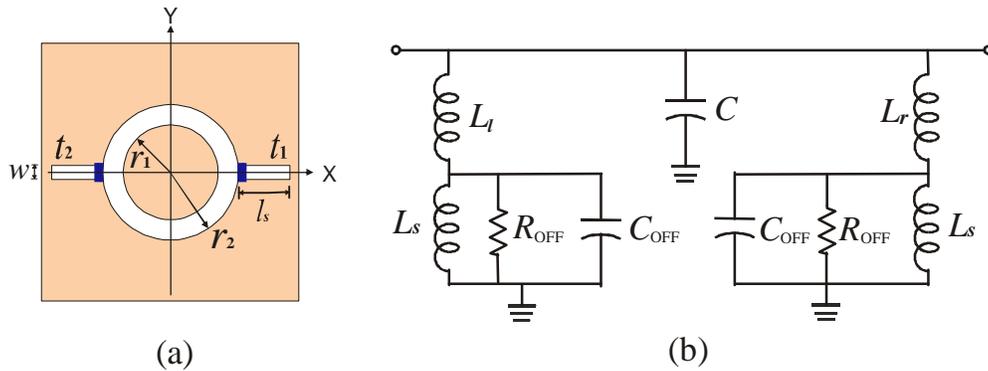


Figura 4.15. Anillo ranurado cargado con dos stubs horizontales: a) Geometría de la celda unitaria y b) Modelo del circuito equivalente en el caso de una onda incidente normal de polarización  $y$ .

De acuerdo al modelo del circuito equivalente, las frecuencias de resonancia ( $\omega_1, \dots, \omega_4$ ) pueden ser estimadas obteniendo las raíces de la siguiente ecuación de admitancia:  $0.5L_r C C_{OFF} L_s (j\omega)^4 + (C_{OFF} L_s + 0.5C(L_r + L_s))(j\omega)^2 + 1 = 0$ , donde  $j = \sqrt{-1}$ . Esta ecuación es satisfecha por dos valores positivos de  $\omega$ . Estos valores corresponden a las resonancias principal y secundaria de los elementos de la SSFR. Al maximizar la diferencia entre estas dos resonancias, los efectos de la resonancia secundaria no deseada son minimizados. Con el propósito de obtener una expresión práctica para esta diferencia de frecuencias ( $\Delta\omega$ ), se puede considerar basado en los valores típicos del

circuito, que  $L_r$  es más grande que  $L_s$  y que  $C_{OFF}$  es más grande que  $C$ . Entonces  $\Delta\omega$  puede ser expresada aproximadamente como  $\Delta\omega = 1/\sqrt{L_s C_{OFF}} - 2/\sqrt{L_r C}$ . Puede observarse que dados los valores de  $C_{OFF}$  y  $L_r$ ,  $\Delta\omega$  es maximizada para valores pequeños de  $L_s$  y valores grandes de  $C$ . Por lo tanto, los elementos de la SSFR con stubs inductivos más cortos y con ranuras del anillo pequeñas tienen menor sensibilidad a los efectos parásitos del interruptor en estado apagado. Adicionalmente, la frecuencia antiresonante  $\omega_a$  es estimada por  $\omega_a = 1/\sqrt{C_{OFF} L_s L_r / (L_s + L_r)}$ .

Se evaluaron tres diferentes geometrías (III, IV y V). La Geometría III está dada por:  $r_1 = 3$  mm y  $r_2 = 3.5$  mm, La Geometría IV está dada por  $r_1 = 2.75$  mm y  $r_2 = 3.75$  mm, y la Geometría V es definida por  $r_1 = 2.5$  mm y  $r_2 = 4$  mm. Para todas las geometrías  $l_s = 1.4$  mm y  $w = 0.6$  mm. Todas las geometrías están ordenadas en los nodos de una malla rectangular con espaciamento de los elementos de  $b_x = 11.43$  mm y  $b_y = 10.16$  mm. Se consideró que los elementos están impresos en un sustrato dieléctrico de  $\epsilon_r = 3.4$  y  $h_r = 0.51$  mm. En este caso, los parámetros del interruptor en estado apagado son  $C_{OFF} = 0.056$  pF y  $R_{OFF} = 3$  k $\Omega$ . La Figura 4.16 muestra los coeficientes de reflexión calculados para las diferentes geometrías con interruptores en estado apagado.

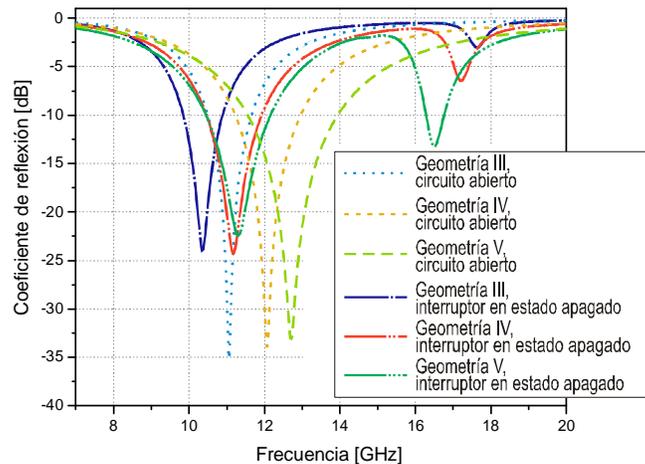


Figura 4.16. Coeficientes de reflexión simulados para tres diferentes geometrías con interruptores en estado apagado y sin interruptores.

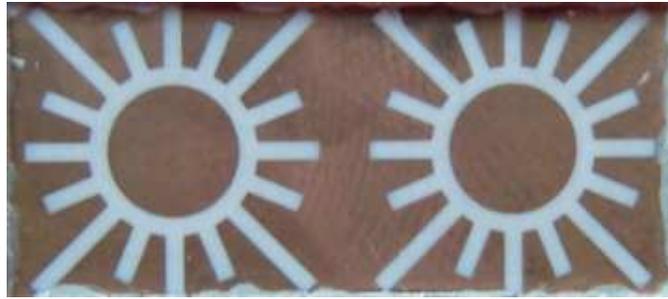
Las Geometrías III, IV y V, con circuitos abiertos, presentan frecuencias de resonancia en 11.05, 12.08 y 12.70 GHz, respectivamente, mientras que las Geometrías III, IV y V, con interruptores en estado apagado, muestran frecuencias de resonancia en 10.35, 11.18 y 11.30 GHz, respectivamente. Asimismo, se muestra la aparición de las resonancias secundarias en 17.63, 17.20 y 16.50 GHz para las Geometrías III, IV y V, respectivamente. Los efectos de pérdidas disipativas, el desplazamiento de la frecuencia de resonancia y la aparición de frecuencias de resonancia secundarias son observadas en el caso de las Geometrías con interruptores. Se observa que los anchos de ranura pequeños ofrecen más alta insensibilidad a los efectos parásitos del interruptor en el estado apagado.

## **4.8. Resultados Experimentales**

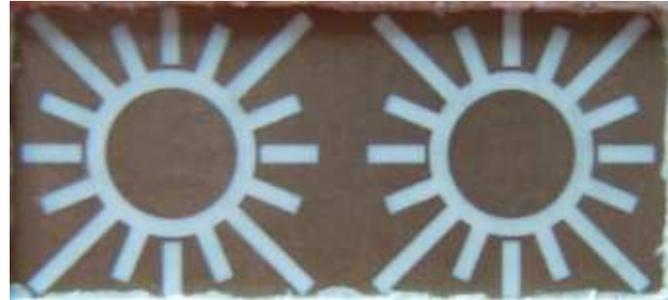
Para validar los resultados numéricos, se utilizó el método del simulador de guía de onda para evaluar las características del elemento de la SSFR propuesto. La dispersión del modo  $TE_{10}$  de la guía de onda coaxial corresponde a la dispersión de dos ondas planas incidentes  $TE$  en la SSFR infinita con ángulo de incidencia  $\theta = \text{sen}^{-1}(\lambda/4b_x)$ . Entonces se fabricaron diafragmas activos y pasivos instalados en la sección transversal de la guía de onda rectangular. La configuración experimental fue diseñada en dos pasos. La primera fue diseñada para verificar la capacidad de reconfiguración de la SSFR. Para simplificar la fabricación de los diafragmas, el estado encendido de los interruptores fue implementado con tiras de metal, mientras que el estado apagado fue considerado como circuito abierto. Estos cuatro diafragmas se fabricaron para cada geometría con configuraciones estáticas de los interruptores. El segundo paso es analizar el comportamiento del elemento del arreglo considerando que la conmutación es realizada por interruptores RF MEMS comercialmente disponibles.

#### 4.8.1. Diafragmas pasivos de dos celdas unitarias con tiras de metal y circuito abierto

Un total de ocho diafragmas (I, II, ..., VIII) con dos celdas unitarias con tiras de metal como estado encendido y circuito abierto como estado apagado fueron impresas en un sustrato para microondas Rogers 4003 de grosor de 0.51 mm, usando un proceso de grabado de fotolitografía estándar. Estos diafragmas corresponden a las cuatro configuraciones estáticas descritas en la sección 4.7.1 y tienen las siguientes geometrías: El Diafragma I está definido por  $r_1 = 2.2$  mm,  $r_2 = 2.8$  mm,  $l_f = 1.8$  mm,  $l_s = 2.1$  mm,  $l_l = 3.7$  mm,  $w = 0.6$  mm,  $b_x = 11.43$  mm y  $b_y = 10.16$  mm. El Diafragma II está definido por  $r_1 = 3$  mm,  $r_2 = 3.5$  mm,  $l_f = 0.3$  mm,  $l_s = 1.4$  mm,  $l_l = 2.3$  mm,  $w = 0.6$  mm,  $b_x = 11.43$  mm y  $b_y = 10.16$  mm. La Figura 4.17 muestra los diafragmas fabricados de las cuatro configuraciones correspondientes a la Geometría I. En la Figura 4.17a) se muestra el diafragma con la Configuración 1 sin cortos en los stubs, en la Figura 4.17b) se observa el diafragma con la Configuración 2 con cortos en los stubs  $s_1$ ,  $s_3$ ,  $s_5$  y  $s_7$ , en la Figura 4.17c) se aprecia el diafragma con la Configuración 3 con cortos en los stubs  $s_2$ ,  $s_4$ ,  $s_6$  y  $s_8$  y en la Figura 4.17d) se muestra el diafragma con la Configuración 4 con cortos en todos los stubs conmutables. Los diafragmas fabricados de las cuatro configuraciones correspondientes a la Geometría II se observan en la Figura 4.18. La Figura 4.18a) muestra el diafragma con la Configuración 1, en la Figura 4.18b) se observa el diafragma con la Configuración 2, en la Figura 4.18c) se aprecia el diafragma con la Configuración 3 y en la Figura 4.18d) se muestra el diafragma con la Configuración 4.



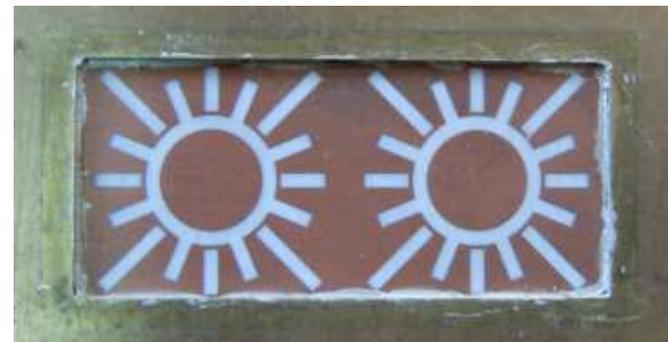
a)



b)

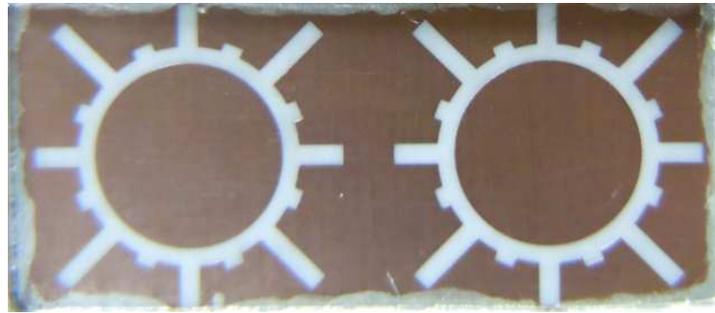


c)

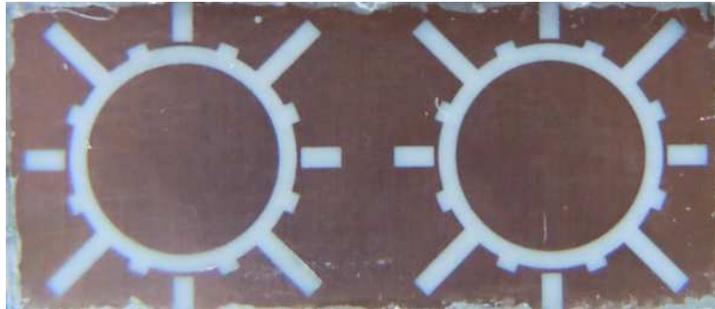


d)

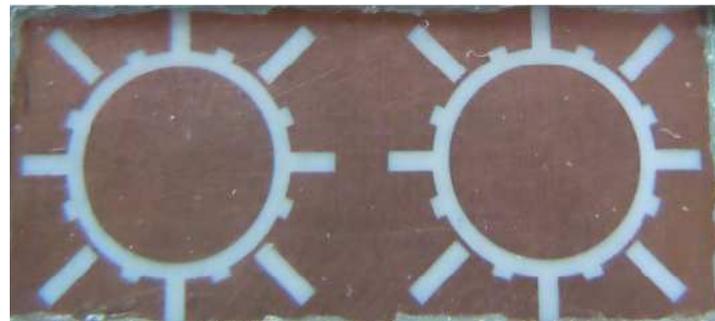
Figura 4.17. Diafragmas de los casos de la Geometría I: a) Configuración 1 sin cortes en los stubs, b) Configuración 2 con cortes en los stubs  $s_1$ ,  $s_3$ ,  $s_5$  y  $s_7$ , c) Configuración 3 con cortes en los stubs  $s_2$ ,  $s_4$ ,  $s_6$  y  $s_8$  y d) Configuración 4 con cortes en todos los stubs conmutables.



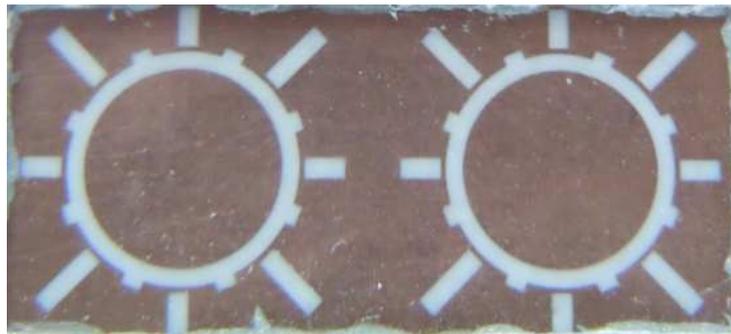
a)



b)



c)



d)

Figura 4.18. Diafragmas de los casos de la Geometría II: a) Configuración 1, b) Configuración 2, c) Configuración 3 y d) Configuración 4.

Estos diafragmas fueron instalados en la sección transversal de una guía de onda rectangular WR-90. La Figura 4.19 muestra la comparación de los coeficientes de reflexión simulados de la dispersión en la SSF basada en anillos ranurados con stubs radiales conmutados y el coeficiente de reflexión medido con el simulador de guía de onda para diferentes estados de encendido y apagado de los interruptores. Se muestra buena coincidencia entre los resultados medidos y los simulados.

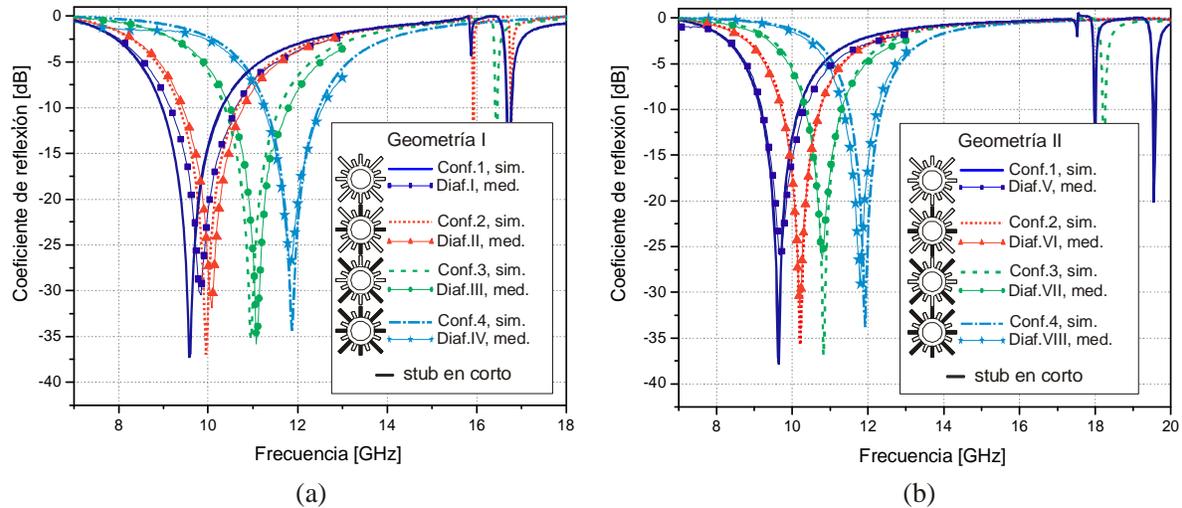


Figura 4.19. Coeficientes de reflexión: a) Diafragma I y b) Diafragma II.

En la Tabla 4.1 se muestran los resultados de las Geometrías I y II utilizando el simulador de guía de onda.

Tabla 4.1: Resultados en el simulador de guía de onda

Geometría	Conf.	Diaf.	Interruptor en estado encendido	Frecuencia de resonancia (GHz)		Coeficiente de reflexión en la frecuencia central (dB)		Ancho de banda -10 dB Coeficiente de reflexión (GHz)		Angulo de incidencia $\theta_0$ en la frecuencia central (°)
				Sim.	Med.	Sim.	Med.	Sim.	Med.	Calculado
I	1	I	Ninguno	9.58	9.84	-37.34	-30.47	1.33	1.44	43.23
	2	II	1,3,5,7	9.95	10.08	-36.96	-31.88	1.30	1.34	41.26
	3	III	2,4,6,8	10.95	11.08	-35.34	-35.81	1.23	1.30	36.82
	4	IV	Todos	11.87	11.84	-34.32	-27.25	1.18	1.32	33.56
II	1	V	Ninguno	9.65	9.68	-37.84	-25.92	1.01	1.08	42.84
	2	VI	1,3,5,7	10.23	10.20	-35.69	-31.55	0.99	1.01	39.90
	3	VII	2,4,6,8	10.83	10.80	-36.93	-26.36	0.93	0.96	37.29
	4	VIII	Todos	11.93	11.80	-33.77	-29.26	0.86	0.90	33.37

#### 4.8.2. Diafragmas de una celda unitaria activa

Se fabricaron diafragmas activos con un resonador de anillo ranurado con dos stubs horizontales conmutables impresos en un sustrato Rogers 4003 de grosor de 0.2 mm usando procesos de grabado de fotolitografía estándar. Se utilizaron los interruptores RF MEMS RMSW200 de RADANT MEMS para conmutar los stubs. Se implementó un circuito de polarización modelando islas de Benzociclobuteno (BCB) en el cobre como capa de aislamiento, además se depositó una capa de cobre delgada en la parte superior de las islas dieléctricas de BCB para formar las líneas de polarización de DC. Para aislar la señal de RF con la fuente de DC, se diseñaron unos stubs abiertos mediante una película de cobre para formar los filtros paso bajas [1]. Se modificó además la geometría de los stubs conmutables para reducir los efectos parásitos del alambre, como se muestra en la Figura 4.20a). Se usaron los stubs no uniformes con dos secciones de longitud  $l_1$  y  $l_2$ , y anchos  $w_1$  y  $w_2$  para obtener longitudes más cortas del alambre donde se conecta el interruptor. Se usó un alambre de oro de 25  $\mu\text{m}$  de diámetro para hacer las interconexiones entre los interruptores RF MEMS y la parte de metal del diafragma. Adicionalmente se agregó una inductancia en serie  $L_w$  al modelo del interruptor para tomar en cuenta los alambres de oro (Figura 4.20b). Se usó una tinta de plata de alta conductividad para sellar el diafragma con la guía de onda y evitar que se escape la potencia de microondas.

Se fabricaron y se probaron tres Diafragmas (IX, X, XI) con tres diferentes anillos ranurados. El Diafragma IX está definido por:  $r_1 = 3$  mm,  $r_2 = 3.5$  mm,  $l_1 = 1.62$  mm,  $l_2 = 0.73$  mm,  $w_1 = 0.2$  mm y  $w_2 = 0.5$  mm. El Diafragma X está definido por  $r_1 = 3.3$  mm,  $r_2 = 4.7$  mm,  $l_1 = 1.62$  mm,  $l_2 = 0.38$  mm,  $w_1 = 0.2$  mm y  $w_2 = 0.5$  mm, y el Diafragma XI está definido por:  $r_1 = 3.25$  mm,  $r_2 = 5$  mm,  $l_1 = 1.62$  mm,  $l_2 = 0.31$  mm,  $w_1 = 0.2$  mm y  $w_2 = 0.5$  mm. Estos diafragmas fueron instalados en la sección transversal de una guía de onda rectangular WR-90 (Figura 4.20c). El voltaje de polarización de DC que se

aplicó fue de 95 V y 0 V a la compuerta del interruptor RF MEMS para establecer los estados encendido y apagado, respectivamente.

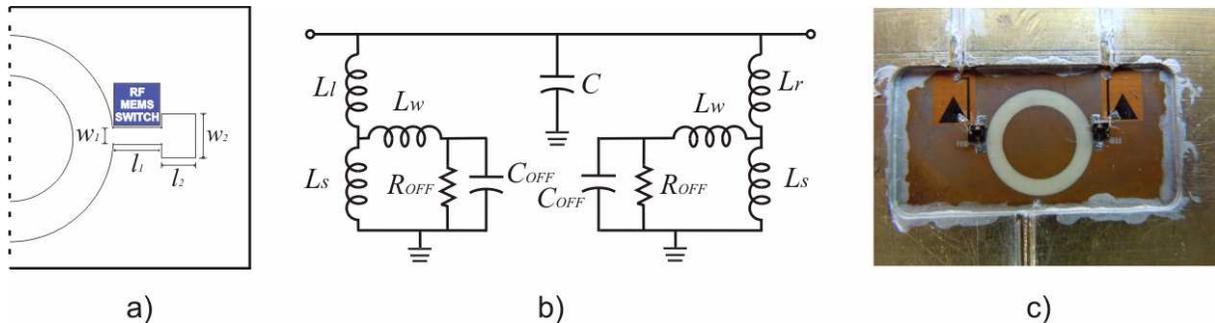


Figura 4.20. Diafragma con interruptores MEMS: a) Geometría de la parte derecha de la celda unitaria con stubs no uniformes, b) Modelo del circuito equivalente y c) Diafragma fabricado instalado en la guía de onda.

El modelo matemático fue usado para obtener los parámetros del circuito equivalente del interruptor en estado apagado. Dado que nuestro modelo no fue diseñado para tomar en cuenta los stubs no uniformes, se tuvieron que obtener diafragmas equivalentes con stubs uniformes para ser usados en las simulaciones. Se aproximaron los datos experimentales a las curvas simuladas como se muestra en la Figura 4.21. Se simularon las geometrías equivalentes correspondientes a los Diafragmas IX, X y XI. Como resultado el Diafragma IX simulado está definido por  $r_1 = 3$  mm,  $r_2 = 3.5$  mm,  $l_s = 4.2$  mm y  $w = 0.2$  mm, el Diafragma X está definido por:  $r_1 = 3.3$  mm,  $r_2 = 4.7$  mm,  $l_s = 3.1$  mm y  $w = 0.2$  mm y el Diafragma XI simulado está dado por:  $r_1 = 3.25$  mm,  $r_2 = 5$  mm,  $l_s = 2.9$  mm y  $w = 0.2$  mm. Para obtener los parámetros del circuito equivalente, se aproximaron los resultados medidos de los tres diafragmas con las curvas simuladas con el modelo matemático que toma en cuenta la impedancia del interruptor. Como resultado se obtuvieron los siguientes valores:  $C_{OFF} = 0.08$  pF y  $R_{OFF} = 3.4$  k $\Omega$ . Se consideró una inductancia en serie de  $L_w = 0.86$  nH debida a la interconexión del MEMS al diafragma. La Figura 4.21 muestra la comparación entre el coeficiente de

reflexión medido en el simulador de guía de onda WR-90 y el coeficiente de reflexión simulado de los diafragmas equivalentes.

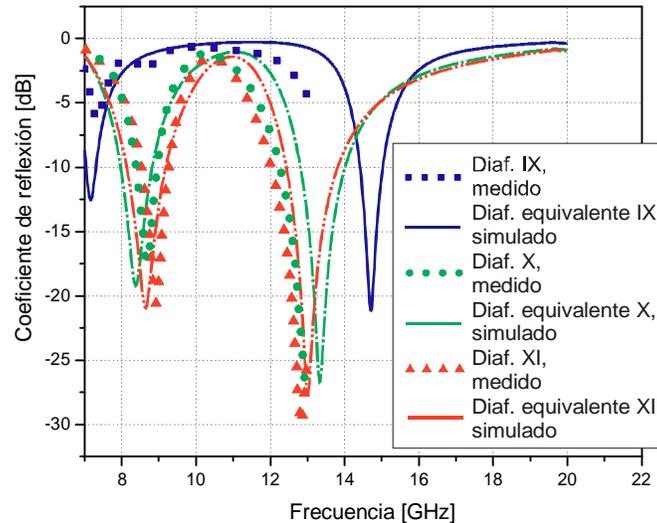


Figura 4.21. Comparación de los coeficientes de reflexión de los diafragmas medidos en el simulador de guía de onda y los coeficientes de reflexión de los diafragmas simulados.

Los coeficientes de reflexión medidos para los tres diafragmas muestran que el ancho pequeño de la ranura del anillo tiene menor sensibilidad a los efectos de la capacitancia del interruptor en el estado apagado. El ancho más pequeño del anillo corresponde a mayor valor de campo eléctrico en la ranura del anillo formando una capacitancia más grande. Por lo tanto, cuando la capacitancia parásita del interruptor interactúa con la capacitancia grande de la ranura en una configuración paralela, la capacitancia del interruptor tiene menor impacto en el desempeño del elemento en la SSFR. Para pequeños anchos de ranura, el desplazamiento de la frecuencia de resonancia principal es menor, mientras que la frecuencia de resonancia secundaria aparece a una frecuencia más alta, haciendo más grande el ancho de banda de las superficies.

## 4.9. Conclusión

Se ha propuesto, fabricado y probado un nuevo elemento de SSFR basado en resonadores de anillo rasurado, cargados con stubs radiales conmutados. El elemento tiene el potencial de reconfigurar la frecuencia de resonancia del coeficiente de reflexión para aplicaciones de SSFR que soporten una gran variedad de polarizaciones. El circuito equivalente y el modelo matemático de onda completa fueron diseñados para analizar las características de transmisión de una SSFR infinita. Como resultado, fue diseñada una SSFR para operar en la banda X, con frecuencias reconfigurables de 9.65, 10.28, 10.83 y 12.05 GHz. Se analizaron los efectos parásitos de los interruptores RF MEMS. Aunque estos efectos parásitos, en las frecuencias de microondas, resultan en la aparición de resonancias de alto orden no deseadas, se propone que la optimización de la geometría del elemento de la SSFR pueda disminuir o ubicar en frecuencias más altas o fuera de banda estos efectos no deseados. Además la capacitancia del interruptor en el estado apagado puede extender el rango de reconfigurabilidad. También se propone el uso de interruptores RF MEMS comercialmente disponibles en la celda unitaria de la SSFR. El elemento de la SSFR presentado que utiliza interruptores MEMS es adecuado para aplicaciones de SSFR de alto rango de reconfiguración, con bajo consumo de potencia, bajas pérdidas y bajo costo.

## Bibliografía

- [1] Martynyuk, A. E., 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, 2006.
  
- [2] Harrington, R. F., "The method of moments in electromagnetics," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, Vol. 1, No. 3, pp. 181-200, 1987.
  
- [3] Amitay, N., V. Galindo, and C. P. Wu, *Theory and Analysis of Phased Array Antennas*, Wiley-Interscience, New York, 1972.
  
- [4] Chen, C.-C., "Transmission through a conducting screen perforated periodically with apertures," *IEEE Trans. on Microw. Theory and Tech.*, Vol. 18, No. 9, pp. 627-632, 1970.
  
- [5] Vendik, I. B., 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, 2000.
  
- [6] Martynyuk, A. E., A. G. Martinez-Lopez, and J. Rodriguez-Cuevas, "Spiraphase-type element with optimal transformation of switch impedances," *Electron. Lett.*, Vol. 46, No. 10, pp. 673-675, 2010.

## Conclusiones Generales

A continuación se presentan las conclusiones generales del presente trabajo.

1.- Las SSF basadas en aperturas anulares presentan muy buenas ventajas en términos de la diversidad de polarizaciones que soportan y en su alta estabilidad de la frecuencia de resonancia con respecto al ángulo de incidencia. Estas características permiten que al integrarles un dispositivo activo de control de bajo nivel parasítico se pueda obtener una SSFR de excelentes características.

2.- El uso de sustratos flexibles para microondas permite desarrollar los circuitos integrados híbridos de bajas pérdidas y bajo costo para la fabricación de los diferentes elementos de la SSFR. Las bajas pérdidas se obtienen debido a que los sustratos dieléctricos son desarrollados específicamente para aplicaciones en la región de microondas. El bajo costo se obtiene debido al bajo costo de los sustratos flexibles y al uso de las técnicas fotolitográficas para la fabricación de los diferentes elementos de la superficie.

3.- El estudio de los dispositivos activos para llevar a cabo la reconfiguración de las superficies mostró que el interruptor RF MEMS ofrece ventajas significativas sobre otros dispositivos, como son: las bajas pérdidas de inserción, el bajo consumo de potencia y el bajo costo. Sin embargo, desarrollar un interruptor RF MEMS requiere de un proceso propio que por el momento no se tiene. Por esta razón se trabajó con interruptores MEMS comercialmente disponibles para probar las diferentes geometrías propuestas en el presente trabajo.

4.- La tecnología de fabricación de circuitos integrados híbridos de microondas permite el desarrollo de SSFR que integran elementos grabados para microondas tales como el resonador de anillo ranurado y los dispositivos de control activos. Además, permiten la fabricación de los circuitos de polarización de dichos dispositivos activos.

5.- La caracterización de los interruptores MEMS permitió obtener los efectos parásitos de los dispositivos y determinar su efecto en el desempeño de la SSFR. Asimismo, permitió encontrar el modelo eléctrico equivalente para usarlo en la optimización de la SSFR. Por otra parte, se pudieron disminuir los efectos parásitos del interruptor al remover la capa inferior de oro y con ello reducir su capacitancia parásita.

6.- Los modelos eléctricos equivalentes y los modelos de onda completa de la SSFR permitieron la simulación y optimización de los arreglos tomando en cuenta las características eléctricas de los interruptores. El uso de estos modelos permitió obtener los efectos secundarios debido a la presencia de los elementos parásitos de los interruptores.

7.- Las SSFR basadas en aperturas anulares con interruptores MEMS ubicados en diferentes posiciones angulares permiten obtener diferentes frecuencias de resonancia. Sin embargo, presentan altas pérdidas en dichas frecuencias debido a la pobre transformación de impedancias.

8.- Las SSFR basadas en aperturas anulares con stubs radiales conmutados permiten obtener una buena razón de reconfigurabilidad con bajas pérdidas. El uso de stubs no conmutados permitió la miniaturización de la celda unitaria y permitió aumentar el rango de reconfiguración de la superficie.

9.- El método del simulador de guía de onda fue útil para la caracterización de los diferentes diafragmas asociados a diversas superficies. El uso de diafragmas pasivos y activos permitió evaluar el desempeño de todas las SSFR presentadas en este trabajo. Se pudo obtener una gran coincidencia entre los resultados simulados y los resultados medidos.

10.- Se obtuvieron nuevos conocimientos científicos en el área de las superficies selectivas de frecuencia reconfigurables, los cuales fueron reportados en un artículo en revista internacional indizada [1]. Estos resultados permiten concluir que las SSFR basadas en aperturas anulares con stubs conmutados mediante interruptores MEMS ofrecen bajas pérdidas de inserción, alta estabilidad con respecto al ángulo de incidencia, gran variedad de polarizaciones, bajo consumo de potencia y, no menos importante, ofrecen un bajo costo.

[1] Martinez-Lopez, R., 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," *Progress In Electromagnetics Research*, Vol. 128, 419-440, 2012.