



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

SUPERFICIE SELECTIVA DE FRECUENCIA MULTIBANDA RECONFIGURABLE
DE ANILLOS CIRCULARES CONCÉNTRICOS RANURADOS PARA LA
BANDA X

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

PRESENTA:
HENRY FABIAN GONGORA

TUTOR
DR. JOSÉ I. MARTÍNEZ LÓPEZ, FACULTAD DE INGENIERÍA

MÉXICO, D. F. OCTUBRE 2013

JURADO ASIGNADO:

Presidente: Dr. Peña Cabrera Mario
Secretario: Dr. Prado Molina Jorge
Vocal: Dr. Martínez López José Ismael
1^{er.} Suplente: Dra. Moumtadi Fatima
2^{do.} Suplente: Dr. Rodríguez Cuevas Jorge

Lugar o lugares donde se realizó la tesis:

Ciudad Universitaria, México, D.F.

TUTOR DE TESIS:

NOMBRE

Dr. Martínez López José Ismael

FIRMA

Agradezco a la DGAPA por los proyectos IN114213, IN116112, IN114911 y CONACYT 166106, por los recursos para la realización de esta investigación.

Agradezco a mi Familia por el respaldo incondicional recibido a lo largo de mi vida.

Agradezco al Dr. J. Ismael Martínez López por su vital asesoramiento en el transcurso de estos dos años, igualmente a los Doctores J. Rodríguez y A. Martynyuk por el apoyo en este trabajo.

ÍNDICE

Introducción.....	1
1 ESTADO DEL ARTE.....	4
1.1 Antecedentes	4
1.1.1 Tipos de SSF: elementos tipo ranura y elementos metálicos	5
1.1.2 Efectos del dieléctrico	8
1.1.3 Dimensiones y forma de la red	10
1.1.4 Geometría del elemento.....	11
1.1.5 Técnicas de análisis para las SSF	12
1.2 SSF reconfigurables mediante elemento activo.....	13
1.2.1 SSF conmutables mediante dispositivos semiconductores y MEMS	13
1.2.1.1 SSF conmutables mediante diodo PIN	13
1.2.1.2 SSF conmutables mediante interruptores MEMS	15
1.2.2 SSF sintonizables	16
1.2.2.1 SSF cargadas mediante reactancias	16
1.2.2.2 SSF sintonizables mediante diodo varactor.....	17
1.2.2.3 SSF sintonizables mediante dispositivos MEMS	17
1.3 SSF multibanda	18
1.3.1 SSF multibanda pasivas	18
1.3.2 SSF multibanda mediante cargas reactivas.....	19
1.3.3 SSF multibanda reconfigurables	20
1.4 Aplicaciones actuales de las SSF	21
1.4.1 Radomos.....	21
1.4.2 Modulador	21

1.4.3 Polarizadores	22
1.4.4 Eficiencia espectral en redes WLAN.....	22
1.4.5 Desplazadores de fase	22
1.4.6 Circuladores.....	23
1.4.7 Antenas.....	23
1.5 Bibliografía.....	26
2 DISEÑO DE UNA SUPERFICIE SELECTIVA DE FRECUENCIA DE DOBLE BANDA RECONFIGURABLE.....	33
2.1 SSF de anillos circulares concéntricos tipo ranura no reconfigurable.....	33
2.2 Carga de anillos con capacitores	35
2.2.1 Modelo de circuito equivalente.....	40
2.3 Reconfiguración mediante cortos metálicos.....	40
2.3.1 Anillos concéntricos de resonancias cruzadas.....	43
2.3.2 Anillos concéntricos de resonancias cruzadas cargados capacitivamente.....	45
2.4 SSF de anillos concéntricos tipo ranura multibanda reconfigurable	47
2.4.1 Utilizando el diodo PIN como interruptor.....	47
2.4.2 Celda optimizada y resultados	48
2.5 Bibliografía.....	55

3 VALIDACIÓN DE RESULTADOS	58
3.1 Simulador de guía de onda	58
3.2 Mediciones	59
3.3 Modelo de línea de transmisión	65
3.4 Conclusiones	69
3.5 Bibliografía.....	70

ÍNDICE DE FIGURAS

Capítulo 1

Figura 1.1. Esquema general de una SSF, los elementos periódicos representan material conductor (elementos metálicos) o la ausencia de éste sobre un sustrato dieléctrico (tipo ranura).....	1
Figura 1.2. Dos arreglos complementarios, a) anillos circulares tipo ranura y b) anillos circulares metálicos.	6
Figura 1.3. Gráficas del coeficiente de transmisión para dos arreglos complementarios, a) anillos circulares tipo ranura y b) anillos metálicos.	7
Figura 1.4. Desplazamientos de la frecuencia de resonancia a variaciones de la constante ϵ_r y grosor del sustrato, a) sustrato infinito por ambos lados, b) sustrato finito por ambos lados y uno solo.....	9
Figura 1.5. Elementos más comunes en SSF.....	11
Figura 1.6. Anillos con cortos metálicos, a) anillo con cuatro cortos metálicos separados 90° , b) anillo con dos cortos metálicos.	14
Figura 1.7. Respuesta en frecuencia de un radomo ideal, basado en una SSF.	21

Capítulo 2

Figura 2.1. Los valores de las dimensiones para cada celda son de: $r_e=3.95$ mm, $r_i=2.45$ mm, $a=0.5$ mm y $d=1$ mm.	34
Figura 2.2. Gráficas de $ S_{11} $ de las celdas a), b) y c) mostradas en la figura 2.1.	34
Figura 2.3. Gráficas de $ S_{11} $ de la celda "c)" de la figura 2.1, para valores de r_i de 2.45 mm, 2.75 mm, 3.05 mm, 3.35 mm y 3.4 mm.	35
Figura 2.4. Celda utilizada para evaluar el efecto de cargar el anillo interior con capacitancias ideales, para diferentes radios medios del anillo interno r_i , donde $r_e= 3.95$ mm y $a= 0.5$ mm se mantienen constantes.	36
Figura 2.5. Gráficas de $ S_{11} $ simulado para la celda mostrada en el figura 2.4 para 5 valores de capacitancia: 20 fF, 60 fF, 100 fF, 140 fF y 180 fF, para dos valores diferentes de r_i ; i. $r_i= 2.95$ mm y ii. $r_i= 2.65$ mm.	37
Figura 2.6. Gráficas de $ S_{11} $ simulado para la celda mostrada en el figura 2.4 para 5 valores de capacitancia: 20 fF, 60 fF, 100 fF, 140 fF y 180 fF, para tres valores diferentes de r_i ; i. $r_i= 2.35$ mm, ii. $r_i= 2.05$ mm y iii. $r_i= 1.75$ mm.	38

Figura 2.7. Gráficas de $ S_{11} $ simulado para la celda mostrada en el figura 2.4 para 5 valores de capacitancia: 20 fF, 60 fF, 100 fF, 140 fF y 180 fF, para tres valores diferentes de r_i ; i. $r_i= 1.45$ mm, ii. $r_i= 1.15$ mm y iii. $r_i= 0.85$ mm.	39
Figura 2.8. Modelo de circuito equivalente para dos anillos concéntricos tipo ranura.	40
Figura 2.9. Configuraciones de celdas obtenidas mediante cortos metálicos, donde $r_e= 3.95$ mm, $r_i= 2.45$ mm, $a= 0.5$ mm y $w= 0.5$ mm.	41
Figura 2.10. Gráficas de $ S_{11} $ de las celdas de la figura 2.9, i. Celdas a), b), c) y e); ii. Celdas a), d), f) y g); iii. Celdas a), h) e i).	42
Figura 2.11. Celdas de anillos concéntricos tipo ranura, a) anillos simples y b) anillos de resonancias cruzadas.	44
Figura 2.12. Gráficas de los coeficientes de la celda a) de la figura 2.11, i. Coeficiente de reflexión y ii. Coeficiente de transmisión.	44
Figura 2.13. Gráficas de los coeficientes de la celda b) de la figura 2.11, i. Coeficiente de reflexión y ii. Coeficiente de transmisión.	45
Figura 2.14. Celdas de anillos de resonancias cruzadas, a) capacitancias cargando el anillo interior, b) capacitancias cargando el anillo exterior; donde $r_e= 4.55$ mm, $r_i= 3.85$ m, $w= 0.5$ mm y $a= 0.5$ mm.	46
Figura 2.15. Graficas de $ S_{11} $ de la figura 2.14, i. Celda a), ii. Celda b).	46
Figura 2.16. Modelos para el diodo PIN, a) en estado apagado para un $V_R= -30$ V; b) en corto circuito.	48
Figura 2.17. Celda optimizada, donde $r_e=4.55$ mm, $r_i= 3.85$ mm, $a=0.3$ mm y $w= 1$ mm, manteniendo el material ROGERS4003 como sustrato con una constante dieléctrica relativa de 3.55. D1, D2 y D3 representan los diodos PIN.	48
Figura 2.18. Gráficas para la combinación $D1=0$ $D2=0$ $D3=0$; i) $ S_{21} $ y ii) $ S_{11} $	49
Figura 2.19. Gráficas para la combinación $D1=0$ $D2=0$ $D3=1$; i) $ S_{21} $ y ii) $ S_{11} $	50
Figura 2.20. Gráficas para la combinación $D1=0$ $D2=1$ $D3=0$; i) $ S_{21} $ y ii) $ S_{11} $; también son válidas para la combinación $D1=1$ $D2=0$ $D3=0$	51
Figura 2.21. Gráficas para la combinación $D1=0$ $D2=1$ $D3=1$; i) $ S_{21} $ y ii) $ S_{11} $	52
Figura 2.22. Gráficas para la combinación $D1=1$ $D2=1$ $D3=0$. i) $ S_{21} $ y ii) $ S_{11} $	53
Figura 2.23. Gráficas para la combinación $D1=1$ $D2=1$ $D3=1$. i) $ S_{21} $ y ii) $ S_{11} $	54

Capítulo 3

Figura 3.1. Descripción de la emulación de un arreglo infinito por una guía de onda.	58
Figura 3.2. Representación de las líneas de campo eléctrico y magnético para una guía de onda rectangular. (8)	60

Figura 3.3. Dimensiones de las celdas donde $a=0.5$ mm, $r_e=4.55$ mm, $w=0.5$ mm y $X_p= 11.43$ mm se mantienen constantes en todas las celdas A1, A2, D1, D2.....	60
Figura 3.4. Fotografías de las celdas ya montadas, se referenciaron por A1, A2, D1 y D2.....	61
Figura 3.5. Elemento periódico del arreglo infinito emulado por el simulador de guía de onda, donde $X_p= 11.43$ mm, $Y_p= 10.13$, $r_e=4.55$ mm, $a= 0.5$ mm, $w= 0.5$ mm, una periodicidad vertical de 20.26 mm y horizontal de 11.43 mm, para todas las celdas.	61
Figura 3.6. Fotografía del analizador midiendo $ S_{11} $ de una celda, en total se realizaron 4 mediciones.	62
Figura 3.7. Comparación del coeficiente $ S_{21} $ medido y simulado, i. Celda A1, ii. Celda A2, iii. Celda D1 y iv. Celda D2.....	63
Figura 3.8. Comparación del coeficiente $ S_{11} $ medido y simulado, i. Celda A1, ii. Celda A2, iii. Celda D1 y iv. Celda D2.....	63
Figura 3.9. Modelo de línea de transmisión para dos anillos concéntricos tipo ranura con resonancias cruzadas.....	65
Figura 3.10. Comparación del coeficiente $ S_{11} $ medido y modelado, i. Celda A1, ii. Celda A2, iii. Celda D1 y iv. Celda D2.....	67
Figura 3.11. Comparación del coeficiente $ S_{21} $ medido y modelado, i. Celda A1, ii. Celda A2, iii. Celda D1 y iv. Celda D2.....	67

Introducción

Actualmente la movilidad que brindan los sistemas de comunicaciones inalámbricos ha sido explotada, así como la comunicación misma, una infinidad de servicios que van desde telefonía celular, acceso a internet, comercio electrónico y transferencias bancarias por mencionar algunos, se pueden efectuar cotidianamente casi desde cualquier lugar; en el ámbito militar, sistemas de defensa como radares, antimisiles, y sistemas de comunicaciones navales han llevado a un congestionamiento espacial de señales electromagnéticas.

La elevada saturación del espectro radioeléctrico debido a la intensa demanda de transmisión de datos, ha llevado a implantar diversas técnicas de compatibilidad electromagnética para asegurar la adecuada operación en los sistemas de comunicaciones. La recepción se vuelve crítica en ambientes saturados de señales electromagnéticas, por lo que los sistemas de antenas requieren en dicho ambiente la habilidad de filtrar espacialmente las señales recibidas y eliminar la interferencia no deseada, para sobreponerse así a las pobres características de propagación, y hacer eficiente y seguro el proceso de comunicación.

La utilización de sistemas de comunicaciones a altas frecuencias se debe no solo por ocupar espacios vacíos del espectro, sino también por la mayor capacidad de ancho de banda manejable, esto conlleva un aumento en la cantidad de información transmitida y recibida. La capacidad de filtrado espacial de ondas electromagnéticas es ahora una necesidad en los sistemas de comunicaciones de súper altas frecuencias, debido a la dificultad de obtener elementos pasivos de bajas pérdidas y libres de parasíticos, que permitan desarrollar circuitos selectivos de altos factores de calidad.

Una superficie selectiva de frecuencia SSF es una estructura que nos permite filtrar espacialmente señales electromagnéticas en función de su frecuencia, polarización y ángulo de incidencia. La posibilidad de modificar las propiedades de transmisión y reflexión de una SSF en tiempo real sin cambiar las dimensiones físicas de la

estructura, repercute en muchos aspectos globales del propio sistema de comunicaciones, como su adaptabilidad, costo y hasta en su peso, el cual es una especificación de diseño crítica en ciertas aplicaciones como los sistemas de antenas montadas en satélites. Recientemente debido a la alta demanda de servicios inalámbricos, se requiere trabajar con antenas de apertura compartida, lo cual conlleva a determinar esquemas de filtrado espacial que requieren modificar dinámicamente las características de transmisión y recepción de las antenas, en una o más bandas.

La necesidad de modificar dinámicamente la respuesta de las SSF ha llevado a investigar mecanismos de desvío de frecuencia que permitan ajustar los parámetros como coeficientes de reflexión y transmisión, para aplicaciones en tiempo real. Un camino para lograr esto consiste en embeber elementos semiconductores o MEMS en la geometría de la celda del arreglo (SSF), que fungen como elementos de control reconfigurando sus parámetros.

Por tanto, la necesidad de obtener SSF reconfigurables multibanda de alta versatilidad es muy importante en los sistemas de radar y de comunicaciones. Estos dispositivos tienen aplicaciones adicionales en los campos de la instrumentación, radiometría y radioastronomía.

La tesis se encuentra dividida en 3 capítulos:

Capítulo 1. *Estado del arte.* Inicialmente se exponen los antecedentes acerca de las SSF, se hace una revisión de las investigaciones publicadas en general y se exponen los principales parámetros y tipos de las SSF, también se describen las técnicas de reconfiguración aplicadas a la geometría del elemento de anillo circular, se exponen los diferentes enfoques de diseño para la obtención de respuestas multibanda reconfigurable, y se finaliza con una descripción de las aplicaciones más importantes.

Capítulo 2. *Diseño de una superficie selectiva de frecuencia multibanda reconfigurable.*

Se simulan y analizan paso a paso las diferentes opciones para reconfigurar una geometría de dos anillos tipo ranura, hasta llegar a una geometría optimizada para la banda X con respuesta multibanda reconfigurable, finalmente se exponen las características de los coeficientes de transmisión del arreglo.

Capítulo 3. *Mediciones.* Se describen los resultados de las mediciones obtenidos por medio del simulador de guía de onda, a la par se simula el propio simulador de guía de onda, se comparan los coeficientes de reflexión y transmisión simulados y medidos, se propone un modelo de circuito equivalente y se comparan igualmente los coeficientes de transmisión y reflexión del modelo y los medidos. En el modelo se obtienen los valores de los componentes en función de las dimensiones de la geometría de la celda. Finalmente se resumen las características de los coeficientes de transmisión medidos y modelados.

1 ESTADO DEL ARTE

1.1 Antecedentes

Una superficie selectiva de frecuencia, por su acrónimo SSF, denota básicamente un arreglo periódico de elementos de material conductor sobre un sustrato dieléctrico, o libre del mismo. Dicha estructura periódica bidimensional posee propiedades de filtrado espacial de radiación electromagnética, por esta razón ha causado gran interés en los investigadores [1]. En la figura 1.1 se presenta un esquema general de una SSF.

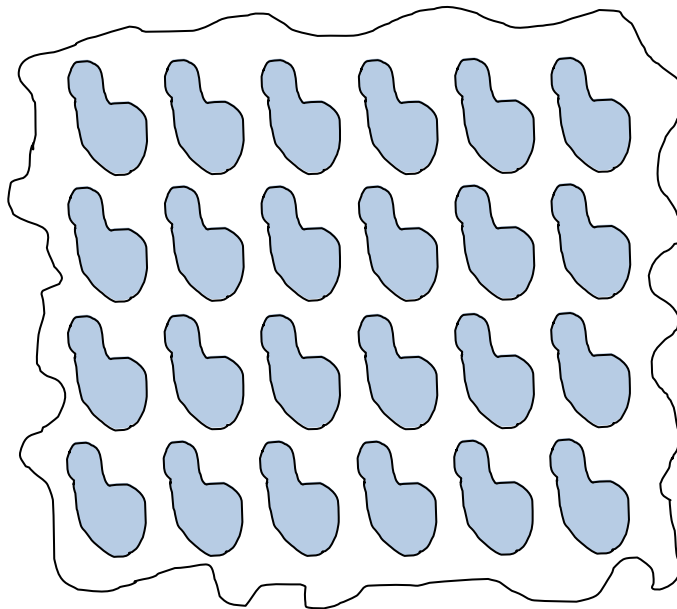


Figura 1.1. Esquema general de una SSF, los elementos periódicos representan material conductor (elementos metálicos) o la ausencia de éste sobre un sustrato dieléctrico (tipo ranura).

El surgimiento de esta tecnología fue a finales de la década de 1950, después de la segunda guerra mundial, debido a la necesidad de reducir la sección transversal de radar (por sus siglas en inglés RCS Radar Cross Section) de las aeronaves, la sección transversal de radar es una medida de qué tan detectable es un objeto para un radar, lo cual depende de muchos factores como tipo de material, tamaño, forma y potencia del radar por mencionar algunos. Lo cual llevó a las grandes potencias a destinar recursos

para su investigación. El primer paso fue conocer cuáles eran las fuentes del eco, descubriendo que las narices de las aeronaves fungían como una sobresaliente antena reflectora. Un primer enfoque a la solución a este problema fue el de materiales absorbentes en el intervalo de frecuencias adecuado, conocidos por su acrónimo en inglés como RAM; un tipo particular de RAM fue llamado circuito analógico absorbente ya que eran fabricados de matrices geométricas de material conductor, el cual se comportaba como un circuito RCL [2].

En un principio esta tecnología estuvo restringida solo a aplicaciones militares por su costo elevado [2]. En la actualidad gracias a su evolución, es aplicada en muchos campos como las comunicaciones, radioastronomía, antenas en arreglos de fase, radomos y otras aplicaciones. Hoy en día existen muchos tipos de SSF para operar en diversos intervalos de frecuencia, existen SSF paso baja, paso alta, paso banda, rechazo de banda, doble banda, sintonizables, conmutables, etc.

Básicamente, cuando una onda electromagnética incidente choca con una SSF, parte de la energía de la onda es absorbida por los electrones del material conductor, causando un movimiento oscilatorio en los mismos, esto a su vez genera una radiación hacia los dos lados de la SSF, hacia un lado causando una interferencia destructiva anulando la transmisión, en la otra dirección se irradian ondas reflejadas por la superficie. La cantidad de energía transmitida y reflejada dependen de muchos factores, los más importantes son la frecuencia, la polarización de la onda incidente, la conductividad del material, la geometría del elemento del arreglo, la geometría de la red, las propiedades físicas del sustrato y los ángulos de incidencia oblicuos [2].

1.1.1 Tipos de SSF: elementos tipo ranura y elementos metálicos

El comportamiento de una SSF se puede representar mediante los parámetros S. Si suponemos una onda plana incidente E^i sobre una SSF, esta será parcialmente transmitida E^t y parcialmente reflejada E^r en dirección contraria. Bajo la condición de

resonancia y despreciando los lóbulos laterales la amplitud de la señal reflejada podría ser igual a E^i , si $E^t = 0$. El coeficiente de reflexión se define como [2]:

$$\Gamma = \frac{E^r}{E^i} \dots\dots\dots 1.1$$

Similarmente se define el coeficiente de transmisión:

$$\tau = \frac{E^t}{E^i} \dots\dots\dots 1.2$$

Se puede hacer una clasificación de las SSF de acuerdo a si el área que conforma el elemento del arreglo es un material conductor o es la ausencia del mismo, en la figura 1.2 se observan dos SSF con geometrías de elemento tipo anillo o anular, la imagen “a)” representa un arreglo de anillos circulares tipo ranura, y la imagen “b)” representa un arreglo de anillos circulares metálicos, se dice que estos arreglos son complementarios.

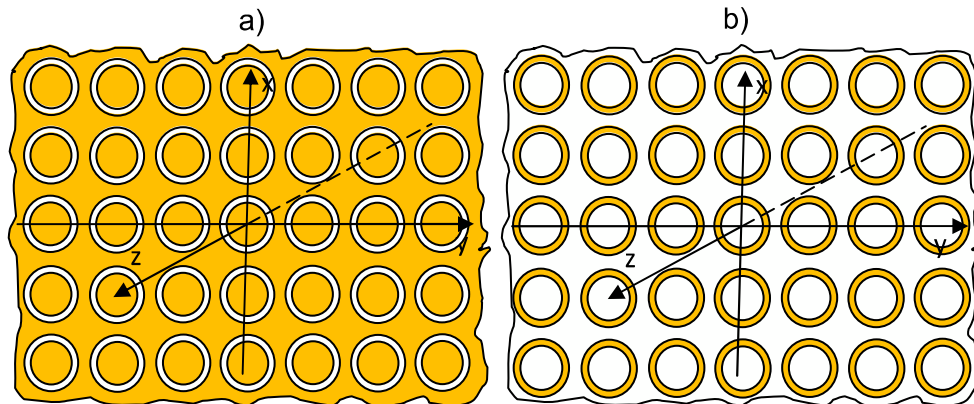


Figura 1.2. Dos arreglos complementarios, a) anillos circulares tipo ranura y b) anillos circulares metálicos.

En la figura 1.3 se muestra el coeficiente de transmisión para dos SSF complementarias, considerando como elemento de los arreglos un anillo circular tipo ranura: gráfica “a)”, y metálico: gráfica “b)”, para una onda plana de polarización TE,

que incide perpendicularmente sobre una red triangular equilátera, con un radio medio de 2 mm y un ancho de anillo de 0.4 mm. La separación entre anillos de centro a centro es 4.9 mm a lo largo de los lados del triángulo que forma la red, en el intervalo de 6 a 40 GHz. El arreglo fue impreso en un sustrato dieléctrico de 0.075 mm de grueso, con una constante dieléctrica relativa $\epsilon_r = 2.33$. Como se observa en las gráficas “a)” y “b)” de la figura 1.3, estos arreglos producen respuestas complementarias, que corresponden a paso de banda y rechazo de banda, respectivamente. Los cálculos se basaron en el procedimiento modal usual para arreglos infinitos de elementos [3].

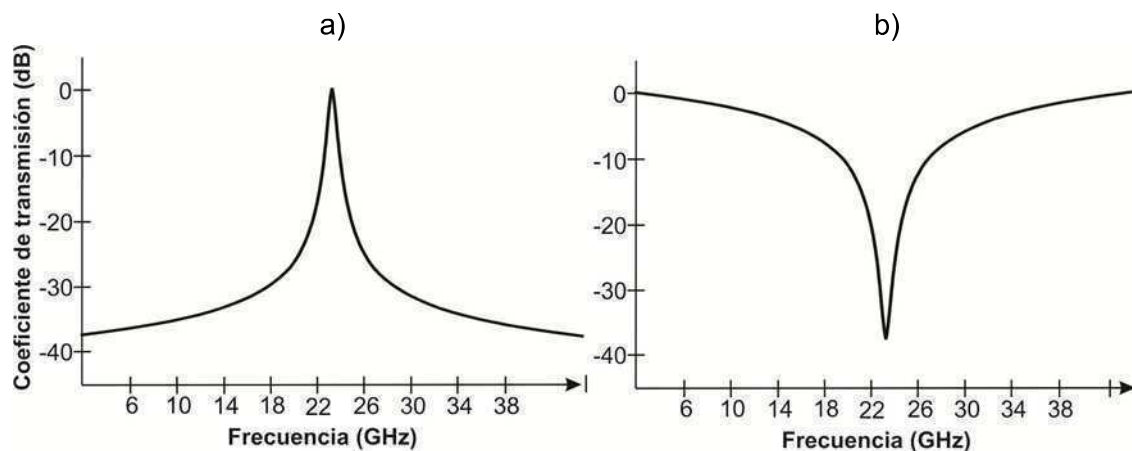


Figura 1.3. Gráficas del coeficiente de transmisión para dos arreglos complementarios, a) anillos circulares tipo ranura y b) anillos metálicos.

Las superficies selectivas de frecuencia SSF podrían ser categorizadas como de pantalla metálica delgada y gruesa. Las SSF de pantalla delgada normalmente se refieren a arreglos elaborados mediante técnicas PCB (printed circuit board), es decir los elementos metálicos o tipo ranura del arreglo tienen un grosor menor a 0.001λ , donde λ es la longitud de onda de la frecuencia de resonancia de la SSF. En general las SSF de pantalla delgada son ligeras, de volumen pequeño, y su fabricación no es costosa [1].

Las SSF de pantalla gruesa son mayormente usadas en aplicaciones que implican respuestas de paso alta, el grosor de los elementos del arreglo son comparables a λ . Son pesadas y su fabricación es costosa. La aplicación más popular que ha encontrado

este tipo de SSF son las waveguided stacks. Las ventajas de las SSF de pantalla gruesa es que el cociente de frecuencia de transmisión y frecuencia de reflexión f_t / f_r o separación de banda, puede ser reducido hasta 1.15, lo cual se requiere para antenas satelitales multi-frecuencia en comunicaciones [1]. Los parámetros del filtrado como la selectividad Q, la frecuencia de resonancia, el ancho de banda, el factor de forma, y las pérdidas de inserción dependen de factores como: la geometría del elemento del arreglo, el grosor del dieléctrico, el grosor de la capa metálica, la separación de los elementos en el arreglo, la conductividad del material conductor, la polarización de la onda incidente, el ángulo de incidencia, las propiedades eléctricas del dieléctrico y la geometría de la red. A continuación se describe qué efectos tiene cada factor sobre la respuesta en frecuencia [1].

1.1.2 Efectos del dieléctrico

El dieléctrico tiene una gran influencia sobre la respuesta de las estructura. El sustrato es a menudo usado para estabilizar la variación de la frecuencia de resonancia en relación con la variación del ángulo de incidencia, o para un soporte estructural. Existen dos configuraciones básicas: 1) el arreglo se encuentra sobre una sola capa de dieléctrico; 2) dos capas de material dieléctrico cubren el arreglo por ambos lados respectivamente, es decir, el arreglo se encuentra en medio de las dos capas [1]. La figura 1.4 muestra que la frecuencia de resonancia decrece al aumentar el grosor del dieléctrico. El efecto del dieléctrico sobre la frecuencia de resonancia de una SSF depende de la constante dieléctrica relativa ϵ_r , y el grosor del mismo, definido como d . Consideremos una SSF libre de cualquier dieléctrico de frecuencia de resonancia f_0 , si se agrega un dieléctrico de extensión infinita y constante dieléctrica relativa ϵ_r por ambos lados, la frecuencia de resonancia se modificará a $\frac{f_0}{\sqrt{\epsilon_r}}$, como se observa en la imagen “a)” de la figura 1.4. Ahora si consideramos un dieléctrico finito por ambos lados de la frecuencia de resonancia se desplazara a $\frac{f_0}{\sqrt{\epsilon_r}}$ conforme “ d ” crece, si consideramos un sustrato en un solo lado de la estructura el desplazamiento máximo de la frecuencia de resonancia será de $\frac{f_0}{\sqrt{(\epsilon_r+1)/2}}$, como se presenta en la imagen “b)” de la misma figura.

Este desplazamiento esencialmente es el mismo para arreglos delgados (" d " es aproximadamente de $0.05\lambda_\epsilon$) independientemente si son elementos metálicos o tipo ranura. Sin embargo, si el grosor del dieléctrico es por ejemplo $\lambda_\epsilon/4$ o más, los dos tipos se comportarán muy diferentes. La estructura de elementos metálicos tendrá un comportamiento independiente del grosor, pero para una tipo ranura la frecuencia de resonancia tendrá una variación alrededor de $\frac{f_0}{\sqrt{\epsilon_r}}$, para estructuras con dieléctrico en ambos lados, de grosor simétrico [2].

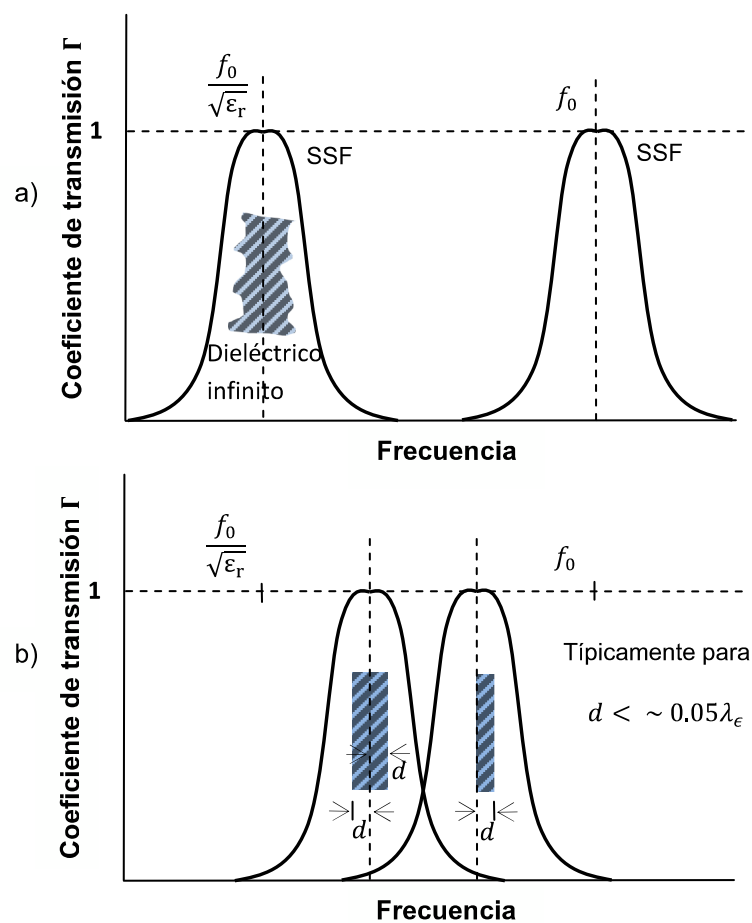


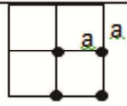
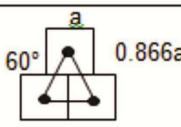
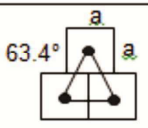
Figura 1.4. Desplazamientos de la frecuencia de resonancia a variaciones de la constante ϵ_r y grosor del sustrato, a) sustrato infinito por ambos lados, b) sustrato finito por ambos lados y uno solo.

Otro efecto importante del sustrato es el aumento del ancho de banda de la SSF con una considerable estabilidad respecto al ángulo de incidencia, aunque el nivel de transmisión no se mantiene en un valor constante dentro del ancho de banda [2].

1.1.3 Dimensiones y forma de la red

Los lóbulos laterales son lóbulos secundarios indeseados con alto orden de interferencia constructiva, cuando el tamaño de la red es eléctricamente grande. Ya que los arreglos periódicos de elementos se comportan similarmente a los convencionales, el tamaño limitante de la red para evitar lóbulos laterales debería de obedecer las mismas reglas que gobiernan un arreglo de antenas convencional. Una regla general para evitar lóbulos laterales es que la medida de la red debería ser menor que una longitud de onda en el espacio libre λ_0 , para el caso de una incidencia normal (0° con respecto a la normal del plano del arreglo). Para grandes ángulos de incidencia, el espaciado entre elementos debería de mantenerse por debajo de una longitud de onda en el espacio libre. En la tabla 1.1 se muestran los criterios para evitar los lóbulos laterales para cada tipo de red, así como los espaciados máximos, respectivamente [1].

Tabla 1.1. Criterios para evitar los lóbulos laterales en diferentes tipos de red.

TIPOS DE RED	ESPACIADO MÁXIMO	θ_0°	θ_{45°
 ESPACIADO CUADRADO	$\frac{a}{\lambda_0} < \frac{1}{1 + \sin \theta_0}$	$\frac{a}{\lambda_0} < 1$	$\frac{a}{\lambda_0} < 0.59$
 ESPACIADO TRIANGULAR	$\frac{a}{\lambda_0} < \frac{1.15}{1 + \sin \theta_0}$	$\frac{a}{\lambda_0} < 1.15$	$\frac{a}{\lambda_0} < 0.67$
 ESPACIADO LADRILLO	$\frac{a}{\lambda_0} < \frac{1.12}{1 + \sin \theta_0}$	$\frac{a}{\lambda_0} < 1.12$	$\frac{a}{\lambda_0} < 0.65$

El ancho de banda de una SSF depende fuertemente en general del interespaciado de los elementos del arreglo, supongamos una red cuadrada que posee la constante de espaciado a , si a es incrementado un 10% el ancho de banda es reducido un 20% (2).

1.1.4 Geometría del elemento

La frecuencia de resonancia de una SSF depende principalmente de las dimensiones del elemento individual, en la figura 1.5 se muestran los elementos más comunes utilizados para el diseño de SSF. Básicamente, el primer grupo resonará a una λ aproximadamente igual al doble de la distancia entre dos dipolos como se indica dentro de la figura, el grupo 2 resonará a λ igual a la circunferencia del lazo, el grupo 3 resonará a $\lambda/2$ dimensiones del elemento.

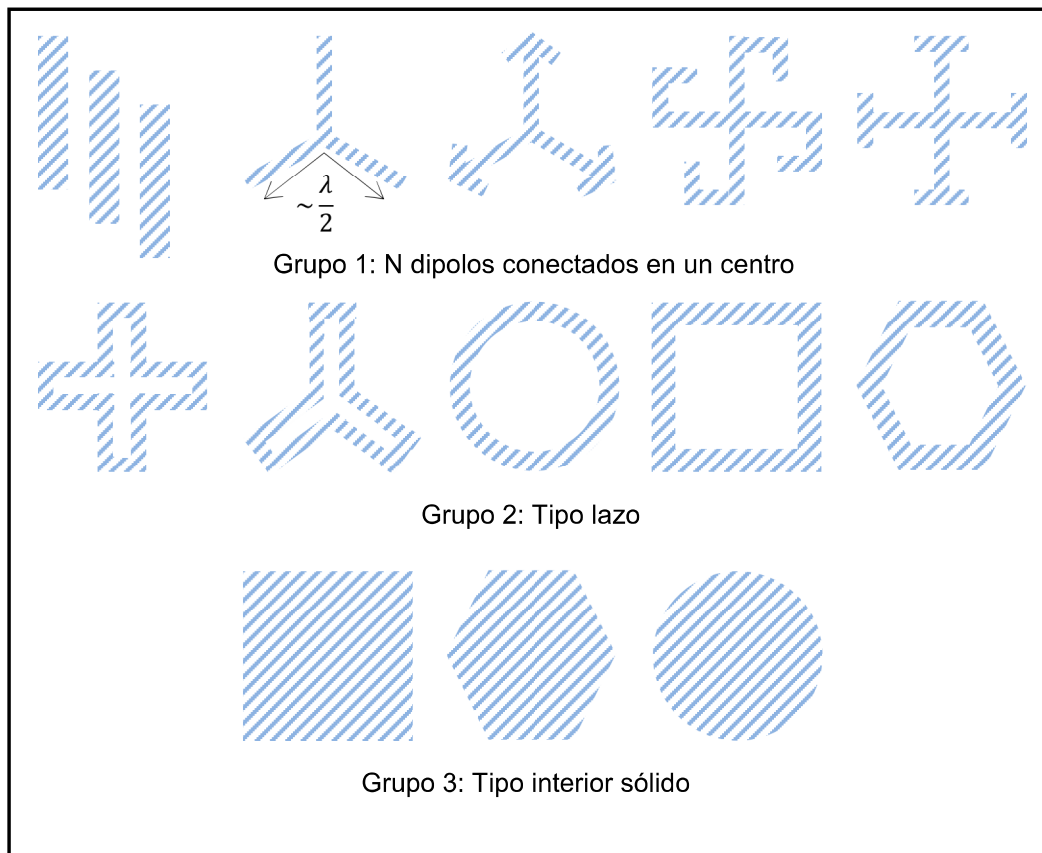


Figura 1.5. Elementos más comunes en SSF.

1.1.5 Técnicas de análisis para las SSF

Modelar la SSF por un circuito equivalente es una de las técnicas más simples, en este análisis los elementos en un arreglo periódico son modelados como elementos

capacitivos e inductivos sobre una línea de transmisión, los coeficientes de reflexión y transmisión son obtenidos de la solución del circuito. Ya que este método usa el enfoque quasi-estático para calcular los componentes del circuito, es solo exacto por arriba de la frecuencia de resonancia de la SSF [1]. El método de impedancias mutuas usa la teoría de arreglos de antenas y el conocimiento del acoplamiento entre aperturas [1].

El método modal o ecuación integral, ha sido el más exitoso en predecir el desempeño de estructuras periódicas, particularmente en su habilidad para manipular un ángulo de incidencia arbitrario. El método empieza con la derivación de la ecuación integral ajustando los modos de Floquet en el espacio y la abertura o modos de corriente sobre la superficie periódica. La ecuación integral puede ser formulada en el dominio espacial o en el dominio espectral. Utilizando el enfoque de dominio espectral la complicada ecuación integral pasa a una simple multiplicación algebraica de funciones simples, posteriormente se utiliza el método de momentos o la técnica del gradiente conjugado para resolver la ecuación integral, esta será reducida de un número infinito de ecuaciones con un número infinito de incógnitas a un número finito de ecuaciones con el mismo número de incógnitas. Esto será hecho de acuerdo con el relativo criterio de convergencia [1].

1.2 SSF reconfigurables mediante elemento activo

El comportamiento de una SSF se puede modificar y adicionarle otras características como respuestas sintonizables, conmutables y multibanda. Esto se logra embebiendo elementos en el arreglo como diodos varactores, diodos PIN, MEMS, capacitores, inductores y resistencias.

1.2.1 SSF conmutables mediante dispositivos semiconductores y MEMS

Al agregar dispositivos conmutables como diodos PIN o interruptores MEMS como parte de la forma geométrica del elemento logramos conmutar la respuesta del arreglo entre 2 o más estados.

1.2.1.1 SSF conmutables mediante diodo PIN

Los anillos circulares han sido ampliamente estudiados, su respuesta es un paso de banda o rechazo de banda, dependiendo de si los elementos son metálicos o aberturas como se mencionó anteriormente. La resonancia se produce cuando la circunferencia del anillo es aproximadamente igual a la longitud de onda λ . Las más importantes características con respecto a otras geometrías es su insensibilidad a ángulos de incidencia oblicuos, la capacidad de soportar diversas polarizaciones y el bajo nivel de polarización cruzada [3], [4], [5].

Los arreglos de anillos metálicos como reflectores de antenas, con espaciado mínimo entre sus elementos en una red triangular o cuadrada se han estudiado en [3], se encontró que su ancho de banda de reflexión es de 25 %, su relación de frecuencia de transmisión a reflexión es de 3:1, para una frecuencia de resonancia de 23 GHz.

Se han estudiado anillos de aberturas con cortos metálicos colocados a lo largo de la circunferencia como se muestra en la figura 1.6, se observó que para el anillo con dos cortos cuando la polarización es a lo largo del eje trazado por los cortos se duplica su frecuencia de resonancia a 2λ [6]. Esta dependencia de la polarización se reduce al colocar los 4 cortos haciéndola casi insensible [7]. Se observa también que la respuesta tiene una variación mínima a diferentes ángulos de incidencia oblicuos [7].

Se han desarrollado SSF conmutables entre dos estados: transparente y reflectivo en la banda de frecuencias WLAN 2.45 GHz, con la finalidad de blindar electromagnéticamente edificios por seguridad y hacer un uso espacial eficiente del

espectro radioeléctrico [7]. Este enfoque consiste en colocar dispositivos semiconductores como diodos PIN [7] o MEMS que fungen como interruptores. La longitud de la discontinuidad no es una medida crítica, está más bien relacionada con la medida del elemento de control. La red de alimentación de los elementos de control se logra por medio de bobinas de choque con la finalidad de aislar las señales de alta frecuencia [7], obteniendo en general un buen desempeño con una buena estabilidad a los diferentes ángulos de incidencia y las polarizaciones de TE y TM, donde las pérdidas por inserción en 2.45 GHz van de -1 a -3.5 dB.

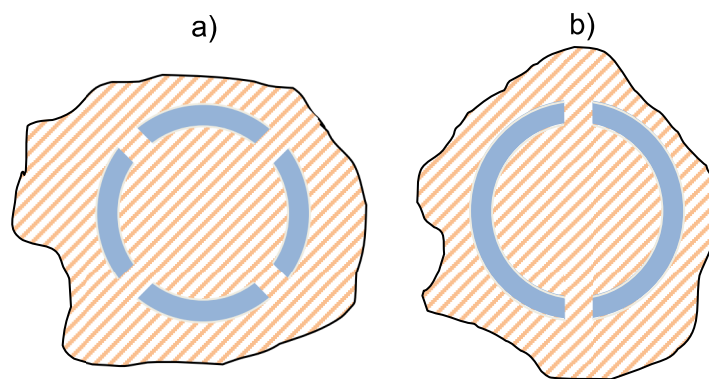


Figura 1.6. Anillos con cortes metálicos, a) anillo con cuatro cortes metálicos separados 90°, b) anillo con dos cortes metálicos.

Se ha trabajado también con anillos cuadrados de aberturas [8] [9], para aplicaciones WLAN, donde los diodos PIN se colocan también en forma ortogonal en cada lado del anillo en la parte frontal de la estructura, en un arreglo de red cuadrada. La alimentación de los diodos PIN se logra aprovechando el material conductor de la parte frontal de la SSF, y haciendo una conexión común de los diodos mediante un circuito creado en la parte posterior de la superficie mediante líneas conductoras, se sabe que líneas horizontales o verticales producen una respuesta estable a ángulos oblicuos solo para polarización TE e inestable para TM [8], en [9] se implementó con líneas diagonales, se obtuvo una buena estabilidad angular, coeficientes de reflexión de -17.5 dB y pérdidas de 2.6 dB en estado OFF. En estado ON la transmisión se logró modificar hasta -15 dB. Las causas principales para los valores altos medidos de pérdidas por inserción en

transmisión son las pérdidas relacionadas al dieléctrico y a los diodos PIN. En general su respuesta tiene un ancho de banda grande.

Otra técnica novedosa últimamente empleada en arreglos tipo ranura, para controlar la alimentación de los diodos PIN, se publicó en [10]. Consiste en utilizar una SSF doble capa, es decir, en el lado frontal de la SSF se encuentran los elementos del arreglo, y en el lado posterior se colocan los diodos PIN o elementos de control, junto con el circuito alimentador de los mismos. El circuito alimentador se hace de tal forma que sea invisible a las ondas incidentes, y los diodos sean los únicos elementos que participen en la modificación de la respuesta de la SSF. En [11] se aplica esta técnica a anillos cuadrados tipo ranura, en un arreglo cuadrado, también se mejoran las pérdidas de inserción no mayores a 1.7 dB en comparación con [8], para polarización TE, y adicionalmente un mejor desempeño en el estado reflectivo (diodos ON) con coeficientes de transmisión por debajo de -18 dB para TE y TM. En [12] se presentan los coeficientes de transmisión calculados aplicando esta técnica, donde se observó una ligera modificación en la respuesta para diferentes polarizaciones causada por el circuito alimentador, con diodos en estado abierto.

1.2.1.2 SSF conmutables mediante interruptores MEMS

Una superficie selectiva de frecuencia conmutable se desarrolló en [13] a 30 GHz usando interruptores MEMS de RF sobre un sustrato de vidrio de $500 \mu m$ de grueso, se utilizó como elemento una geometría de 4 dipolos conectados en el centro con una carga capacitiva variable (puentes MEMS) y una red de alimentación para su actuación, con una respuesta de paso de banda. El arreglo se conformó de 909 celdas unitarias y 3.636 puentes MEMS. La SSF mostró pérdidas de inserción de 2,0 dB en el estado de transmisión, con los puentes MEMS en posición vertical, y un ancho de -3 dB de 3.2 GHz a una frecuencia de resonancia de 30.2 GHz. Cuando los puentes MEMS son accionados hacia la posición horizontal, la respuesta conmuta a -27.5 dB. Un estudio similar se realizó en [14].

Un proceso se desarrolló en [15] para fabricar grandes cantidades de dispositivos MEMS, de alto rendimiento integrados monolíticamente sobre un sustrato orgánico utilizando procesos de baja temperatura.

Una SSF conmutable se desarrolló en [16], los interruptores MEMS son monolíticamente integrados en un sustrato rígido-flexible Kapton. La respuesta de la estructura SSF se alterna entre las bandas Ku y Ka.

1.2.2 SSF sintonizables

Nos referimos a SSF sintonizables a aquellas que su respuesta se puede variar continuamente en un intervalo de frecuencia.

1.2.2.1 SSF cargadas mediante reactancias

Al cargar un anillo circular tipo ranura mediante reactancias inductivas o capacitivas podemos hacer variar la respuesta de la SSF. La resonancia sin carga ocurre cuando la circunferencia del anillo ranurado es aproximadamente igual a la longitud de onda λ . Las cargas capacitivas provocan un decremento de la frecuencia de resonancia original, para cargas inductivas se incrementa, para valores pequeños de inductancia se incrementa en un factor al menos de dos. El alto incremento de los valores de las cargas capacitivas e inductivas resulta en la reducción de la frecuencia de resonancia original de la estructura [17]. Un estudio similar se realizó en [18].

Un montaje superficial de componentes reactivos se realizó en [19]. Una novedosa técnica de fabricación se logró en [20], donde se integran monolíticamente capacitores en una SSF para la banda X. Los factores de calidad de los condensadores fabricados se estimaron dentro del intervalo de 50-150.

1.2.2.2 SSF sintonizables mediante diodo varactor

En [21] se presentó un arreglo que consiste de dipolos verticales y horizontales, formando ondas cuadradas horizontales y verticales respectivamente por ambos lados del sustrato, los diodos varactores se montaron en la parte frontal de la estructura, se obtuvo una variación de 2.4 a 2.5 GHz para diferentes voltajes inversos del diodo. La red de alimentación incorpora resistencias de montaje superficial para suprimir resonancias indeseables y mejorar la respuesta de paso baja.

Una SSF miniaturizada de paso de banda sintonizable se propone en [22]. La estructura se compone de dos líneas Meander impresas sobre ambos lados del sustrato, los diodos varactor se colocaron entre líneas vecinas. Las líneas mismas se utilizan para alimentar a los diodos, logrando eliminar la necesidad de una red de alimentación, y evitándose las variaciones que agrega a la respuesta de la SSF. Los resultados de las simulaciones muestran una variación de 5 a 10 GHz.

1.2.2.3 SSF sintonizables mediante dispositivos MEMS

Una técnica para el diseño de superficies selectivas de frecuencia reconfigurable usando sistemas microelectromecánicos (MEMS) es presentada [23]. En este trabajo se varía la inclinación del dispositivo MEMS variando un campo magnético utilizado como actuador, de esta forma la onda incidente ve a la SSF como un arreglo en el cual los elementos cambian de área conforme tienen diferentes inclinaciones. Este arreglo tiene grandes pérdidas por el sustrato utilizado y es muy sensible a ángulos de incidencia oblicuos.

Un arreglo se propuso en [24] basado en aperturas como elementos y un plano de tierra. La variación de la respuesta se realiza mediante un puente de accionamiento MEMS sobre la apertura. Se demostró la variación de la frecuencia de resonancia de la SSF al flexionarse el puente, mediante la aplicación de un voltaje entre el puente y el

plano de tierra. Los puentes al flexionarse cambian la capacitancia del sistema que a su vez cambia la frecuencia de resonancia.

1.3 SSF multibanda

La necesidad de componentes multibanda en los sistemas actuales comunicaciones ha atraído la atención hacia la investigación de SSF con respuestas múltiples.

1.3.1 SSF multibanda pasivas

Mediante la combinación de dos elementos de frecuencia de resonancia diferentes en una misma celda se obtiene una respuesta multibanda. Las geometrías más utilizadas para el diseño de este tipo de SSF son las cruces y los anillos concéntricos. Estos diseños se caracterizan por un bajo costo y una construcción simple mediante técnicas PCB. La separación entre las frecuencias de resonancia del arreglo está limitada por el espacio entre los elementos, es decir, el espacio entre el borde exterior del anillo interno y el borde interior del anillo externo, en una celda de anillos concéntricos [39]. Por consecuencia esto dificulta su fabricación y las restringe a ciertas aplicaciones de separación de bandas con un factor de f_2/f_1 mayores a 1.4, donde f_2 corresponde a la frecuencia de resonancia mayor y f_1 a la resonancia menor [25], [26], [27], [28], [29], [30]. En [30] se investigó la respuesta de una celda de anillos cuadrados concéntricos los cuales mostraron sensibilidad a ángulos de incidencia oblicuos.

En [31] se estableció una relación cuantitativa entre las frecuencias individuales de cada geometría y la respuesta de la SSF combinada. Donde la respuesta está limitada por las frecuencias de resonancias individuales.

Utilizando técnicas multicapa de estructuras miniaturizadas periódicas no resonantes y resonantes [32], se logró una respuesta de doble banda de alta selectividad con resonancias en 4 y 5.4 GHz, una separación entre resonancias de 1.35, y con pérdidas

de inserción de 0.5 dB. Otra técnica multicapa se presentó en [35], [29]. Sin embargo, estos enfoques son complejos y costosos, lo cual limita su fabricación.

Otro enfoque para lograr una respuesta multibanda es modificando la geometría del elemento a lo largo de la estructura, también se logra alterando el espaciado de los elementos en la misma [33]. En [34] cada elemento se rota 90° con respecto al elemento vecino intercaladamente en toda la estructura, obteniéndose una respuesta multibanda.

Las técnicas fractales utilizadas en antenas se han aplicado en el desarrollo de SSF multibanda en [36], [37], [38].

1.3.2 SSF multibanda mediante cargas reactivas

Un enfoque de diseño novedoso para una SSF doble banda es propuesto en [40], donde la celda del arreglo está compuesta por dos anillos circulares ranurados cargados capacitivamente, colocados uno al lado del otro, se utilizó un arreglo metálico (jaula de Faraday) que aísla electromagnéticamente los dos anillos, evitando el acoplamiento indeseado entre ellos, esto da la pauta para un diseño sencillo de una SSF de doble banda, donde los dos elementos se diseñan independientemente. Este diseño está limitado por las condiciones para un buen aislamiento electromagnético entre los anillos.

Una técnica utilizada en antenas e ingeniería de microondas para lograr operación multibanda, consiste en utilizar circuitos resonadores pasivos que se comporten como interruptores selectivos de frecuencia. En [41] se presentó un diseño para la banda C basado en esta técnica, específicamente para aplicaciones WLAN. Este método no solo sirve para controlar la respuesta multibanda de la SSF, también modifica el ancho de la banda y remueve resonancias indeseadas, este diseño está basado en que la respuesta de un anillo circular metálico puede ser modificada al insertar 4 discontinuidades colocadas ortogonalmente, lo que causa que la frecuencia de

resonancia aproximadamente se duplique [6], aprovechando esta característica y montando interruptores selectivos de frecuencia resonantes al doble de la frecuencia fundamental del anillo en las discontinuidades, se puede obtener una respuesta de doble banda [41]. Esta SSF es evaluada a ángulos de incidencia de 0°, 15°, 30°, y 45° para ambos modos de propagación TE y TM, obteniéndose resultados de rechazo por abajo de -20 dB [41]. Utilizando el mismo enfoque de diseño anterior pero con anillos tipo ranura, una SSF de doble banda se presentó en [42], con pérdidas de inserción aproximadamente de 2 dB.

Igual que en una SSF de una sola resonancia, se puede agregar elementos de control a la geometría de una SSF multibanda para reconfigurar sus resonancias y obtener respuestas múltiples.

1.3.3 SSF multibanda reconfigurables

De lo anterior es evidente que teniendo cargas reactivas variables como diodos varactores o condensadores MEMS variables, surge la idea de una SSF sintonizable, sin embargo las altas pérdidas que actualmente introducen limitan su utilización.

En [43] se presentó una SSF de dos bandas reconfigurable, donde se utilizó como celda del arreglo dos anillos concéntricos tipo ranura con un corto metálico en cada ranura de los anillos, se experimentó con dos dispositivos de control en la misma celda, obteniendo dos diseños diferentes, en el primero se montaron diodos PIN resultando en una respuesta de dos bandas conmutable a una banda en diferentes resonancias, en el intervalo de frecuencias de de 1 a 6 GHz, con pérdidas de inserción de aproximadamente 5 dB. En el segundo diseño se montaron diodos varicaps haciendo sintonizables las dos resonancias resultantes, con pérdidas de inserción de 5 dB aproximadamente. La alimentación de los elementos de control de ambos diseños se realizó por el lado posterior del arreglo, mediante líneas conductoras que son invisibles para ondas incidentes.

1.4 Aplicaciones actuales de FSS

1.4.1 Radomos

Quizás la primera cosa que viene a la mente es la aplicación como radomo, usado para reducir la sección transversal de radar (Radar Cross Section) de antenas fuera de su banda de operación. Supongamos una antena montada en la nariz de una aeronave que ha sido cubierta con un radomo, basado en una SSF con dieléctrico, con una respuesta en frecuencia ideal como se observa en la figura 1.7. Cuando incide un campo sobre el radomo con frecuencias fuera de la banda de transmisión de la SSF, las ondas serán reflejadas en ángulos oblicuos cercanos al plano del radomo, reduciendo el RCS, sin embargo si están dentro de la banda de transmisión, el radomo es transparente a estas señales y el RCS depende únicamente de la antena [2].

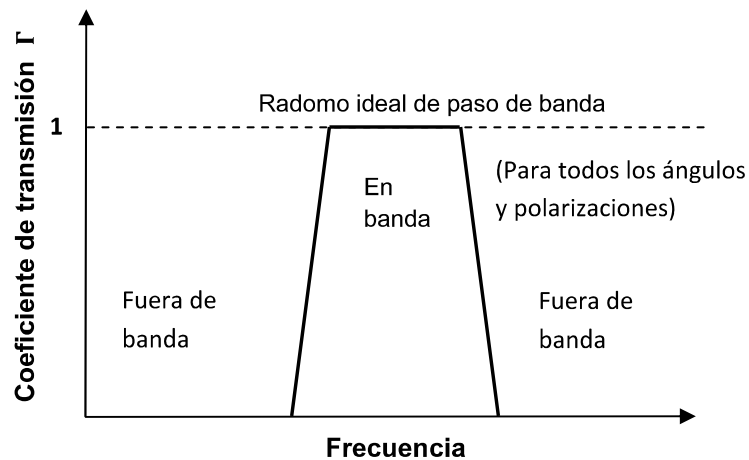


Figura 1.7. Respuesta en frecuencia de un radomo ideal, basado en una SSF.

1.4.2 Modulador

Una aplicación de una SSF conmutable de anillo rectangular tipo ranura mediante diodos PIN, es un modulador ASK espacial a 60 GHz, esto se logra conmutando los diodos mediante una señal digital, la capacidad de modulación está limitada por la velocidad en la que se pueden conmutar los diodos [44].

1.4.3 Polarizadores

Se aplican en radiometría y detección remota de frecuencias cuasi-ópticas [45], [46]. También se aplican como polarizadores [47]. En [48] se hace un estudio del uso SSF como polarizadores, convirtiendo una señal de polarización lineal en polarización circular. El principio de operación consiste en que la señal PL (polarizada linealmente) incidente, se descompone en dos componentes iguales, alineados a lo largo de las direcciones vertical y horizontal. Si la SSF hace adelantar en fase $+45^\circ$ una componente y al mismo tiempo atrasar en fase -45° la otra, manteniendo amplitudes iguales, se obtiene una señal polarizada circularmente.

También se han reportado su utilidad como bolómetro, consiste en reemplazar la capa resistiva en una pantalla de Salisbury por una SSF, donde la SSF puede ser sintonizada mediante elementos de control, diodos PIN [1], obteniéndose una mayor reflectividad en comparación con el diseño tradicional y con la característica de modificar su respuesta en frecuencia. Otro enfoque es utilizar un diseño multicapa, en este [45] se utilizan 3 capas, una SSF cargada resistivamente en medio de una SSF tradicional y una SSF cargada capacitivamente.

1.4.4 Eficiencia espectral en redes WLAN

Las SSF en edificios se utilizan para aislar electromagnéticamente espacios interiores, con la finalidad de hacer un mejor uso del espectro, también se logra un aumento de seguridad en sus redes confinando solo adentro las señales electromagnéticas [7], [41], [42].

1.4.5 Desplazadores de fase

Se pueden utilizar como desplazadores de fase, en [49] se utilizan dos SSF de anillos concéntricos, las cuales se rotan mecánicamente.

1.4.6 Circuladores

Un modelo prototipo a escala para la banda X de un circulador cuasi-óptico de tres puertos, se propone en [49], se fundamenta en un polarizador circular basado en una superficie selectiva de frecuencia de doble capa. Se construyó el prototipo operando a 9.9 GHz y se validaron los resultados experimentalmente, la pérdida de inserción del puerto 1 al puerto 2 del cuasi-circulador fue medido aproximadamente en 2 dB, mientras que del puerto 1 al puerto 3 el aislamiento es de 16 dB.

1.4.7 Antenas

En [50] se diseñó e implementó una antena reconfigurable a 2.45 GHz basada en un arreglo de tiras discontinuas con elementos activos sobre una superficie selectiva de frecuencia cilíndrica. Esta superficie se utiliza para implementar un sistema reconfigurable y transmitir cubriendo todos los ángulos azimutales. Esta antena puede operar efectivamente sobre un ancho de banda de más de 200 MHz.

En [51] se utilizó una superficie selectiva de frecuencia de dos bandas, que consta de elementos de anillos rectangulares dobles para mejorar el ancho de banda y la ganancia. La implantación de la SSF en una antena U tipo ranura, se encontró que los anchos de banda se mejoraron de 3.14% a 5.51% y de 5.48% a 7.48%, en las frecuencias de resonancia de 2.45 y 5.8 GHz, respectivamente. También se encontró que la ganancia de la antena y el inicio de la frecuencia de funcionamiento se mejoraron. Este diseño se desarrolló para aplicaciones Bluetooth y WLAN, [52], [53], [54], [55].

Una antena plana tipo dipolo depositada sobre una superficie selectiva de frecuencia reconfigurable se describió en [56], sintonizable electrónicamente controlando la distribución de fase espacial y la amplificación reflectante/transmitiva. Tales arreglos de dipolos se pueden utilizar en sistemas de antenas reflectoras compuestos de múltiples subsistemas reflectantes y/o transmitivos para un amplio intervalo de

aplicaciones y de bajo costo. La frecuencia de resonancia se puede ajustar simplemente variando la tensión o corriente de componentes electrónicos tales como diodos varactor o películas Yig, integradas con cada uno de los dipolos respectivamente.

El diseño de una antena de haz conmutado con superficies selectivas de frecuencia reconfigurables se presentó en [56], [57]. La antena está compuesta de un dipolo único puesto en el centro de una SSF cilíndrica reconfigurable que se divide en seis sectores iguales por láminas metálicas. Conos metálicos en la parte superior e inferior de la estructura se utilizan para mejorar el rendimiento de la radiación de la antena. El sector de la SSF con diodos en estado desactivado define la dirección del patrón de radiación. La antena propuesta funciona desde 2.4 GHz a 2.8 GHz con una ganancia de 11 dBi. El patrón de radiación de la antena puede ser barrido en todo el plano azimutal en seis pasos con un ancho de haz de 3 dB de 60°. Esta antena podría ser utilizada en la estación base de sistemas de comunicación inalámbrica.

En [58] se presentó un novedoso diseño de superficie selectiva de frecuencia destinada a mejorar el desempeño de ancho de banda de una antena de aberturas reconfigurable. Se examinó arreglos dipolares impresos en presencia de una SSF multicapa.

Se han investigado diversos enfoques de diseño para SSF multibanda no reconfigurable, como la perturbación de la periodicidad del espaciado de los elementos, o el escalado de la geometría de los mismos a lo largo del arreglo, también se han presentado la aplicación de técnicas fractales logrando una respuesta multibanda. Otras técnicas se han aplicado como estructuras multicapa resultando en una implementación compleja y costosa. También se ha conformado una celda del arreglo mediante dos elementos de resonancia diferentes aislados electromagnéticamente entre sí, donde el aislamiento está limitado a ciertas dimensiones de los elementos de la celda. Se presentaron diseños más simples y de menor costo de implementación, consistiendo en que cada elemento del arreglo se

forma por dos geometrías concéntricas, en el cual la respuesta del arreglo es la suma de las respuestas individuales aproximadamente. No obstante, carecen de la adaptabilidad que brindaría una respuesta reconfigurable, no cubriendo las necesidades en sistemas de comunicación actuales, como antenas de apertura compartida. Una solución lógica es utilizar la técnica de embeber elementos de control en las geometrías de las celdas que modifiquen en tiempo real la respuesta del arreglo. De los enfoques de diseño mencionados, elegir la combinación de dos geometrías concéntricas en una celda nos brinda la posibilidad de un diseño fácil, y una implementación no compleja, en donde las características del arreglo son la suma de las características de cada geometría que conforman la celda.

SSF multibanda reconfigurables se han investigado y desarrollado, sin embargo, existen muchas características que mejorar, como las pérdidas de inserción, su tipo de reconfiguración, el intervalo de frecuencias de operación, la sensibilidad a ángulos oblicuos. Esto nos lleva a centrar nuestro objetivo de diseño en una SSF multibanda reconfigurable que cubra el intervalo de la banda X, de bajas pérdidas de inserción y un buen desempeño a ángulos oblicuos.

1.5 Bibliografía

- [1]. Wu, T.K.; 'Frequency selective surface and grid array', J. Wiley, 1995.
- [2]. Munk, Ben A.; 'FREQUENCY SELECTIVE SURFACES, Theory and Design', J. WILEY & SONS, 2000.
- [3]. Parker, E.A.; and Hamdy, S.M.A.: 'RINGS AS ELEMENTS FOR FREQUENCY SELECTIVE SURFACES', Electronics Letters, 17, (17), 1981 , pp. 612 – 614.
- [4]. Kondo, A.. 'DESIGN AND CHARACTERISTICS OF RING-SLOT TYPE FSS', Electronics Letters, 3, (27), pp. 1991 , pp. 240 – 241.
- [5]. Taylor, P.S.; Austin, A.C.M.; Parker, E.A.; Neve, M.J.; Batchelor, J.C.; Yiin, J.T.-P.; Leung, M.; Rowe, G.B.; Williamson, A.G.; and Sowerby, K.W.: 'Angular independent frequency selective surfaces for interference control in indoor wireless environments', Electronics Letters, 2, (48), 2012 , pp. 61 – 62.
- [6]. Martynyuk, A.E.; and Lopez, J.I.M.: 'Frequency-selective surfaces based on shorted ring slots', Electronics Letters, 5, (37), 2001, pp. 268 – 269.
- [7]. Taylor, P. S.; Parker, E. A.; and Batchelor, J. C.: 'An Active Annular Ring Frequency Selective Surface', IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, 59, (9), 2011, pp. 3265-3271.
- [8]. Kiani, G. I.; Ford, K. L.; Olsson, L. G.; Esselle, K. P.; and Panagamuwa, C.J.: 'Switchable Frequency Selective Surface for Reconfigurable Electromagnetic Architecture of Buildings', IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, 58, (2), 2010, pp. 581 – 584.
- [9]. Kiani, G.I.; Ford, K.L.; Esselle, K.P.; and Weily, A.R.: 'OBLIQUE INCIDENCE PERFORMANCE OF AN ACTIVE SQUARE LOOP FREQUENCY SELECTIVE SURFACE', The Second European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP, pp. 1 - 4.
- [10]. Sanz-Izquierdo, B.; Parker, E.A.; Robertson, J.-B.; and Batchelor: 'Tuning technique for active FSS arrays', Electronics Letters, 2009, 45, (22), pp. 1107 – 1109.
- [11]. Sanz-Izquierdo, B.; Parker, E. A.; and Batchelor, J. C.: 'Switchable Frequency Selective Slot Arrays', IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, 59, (7), 2011, pp. 2728 – 2731.

- [12]. Sanz-Izquierdo, B.; Parker, E.A.; and Batchelor, J.C.: 'Switchable technique for frequency selective slots', IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), 2010, pp. 1 – 4.
- [13]. Schoenlinner, B.; Kempel, L.C.; and Rebeiz, G.M.: 'Switchable RF MEMS Ka-Band Frequency- Selective Surface', IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2004, 52, (11), pp. 2474 – 2481.
- [14]. Schoenlinner, B.; Abbaspour-Tamijani, A.; Kempel, L.C.; and Rebeiz, G.M.: 'Switchable Low-Loss RF MEMS Ka-Band Frequency-Selective Surface', IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2004, 52, (11), pp. 2474 – 2481.
- [15]. Coutts, G.M.; Mansour, R.R.; and Chaudhuri, S.K.: 'Microelectromechanical Systems Tunable Frequency-Selective Surfaces and Electromagnetic-Bandgap Structures on Rigid-Flex Substrates', IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2008, 56, (7), pp. 1737 – 1746.
- [16]. Coutts, G.M.; Mansour, R.R.; and Chaudhuri, S.K.: 'AMEMS-Tunable Frequency-Selective Surface Monolithically Integrated on a Flexible Substrate', IEEE/MTT-S International Microwave Symposium, 2007, pp. 497 – 500.
- [17]. Martynyuk, A. E.; Martinez Lopez, J. I.; and Martynyuk, N. A.: 'Active frequency-selective surfaces based on loaded ring slot resonators', ELECTRONICS LETTERS, 41, (1), 2005, pp. 2-4.
- [18]. Zhang, Chenggang; Zhang, Qiang; Hu, MingChun: 'Adaptive Frequency Selective Surface with ring slot units', International Symposium on Electromagnetic Compatibility EMC 2007, pp. 536 – 538.
- [19]. Mias, C.: 'Frequency selective surfaces loaded with surface-mount reactive components', ELECTRONICS LETTERS, 2003, 39, (9), pp. 724 – 726.
- [20]. Mendoza-Rosales, D.T.; Martynyuk, A.E.; Martinez-Lopez, J.I.; and Rodriguez-Cuevas, J.: 'Frequency selective surfaces based on ring slots loaded with monolithically integrated capacitors', IET Microwave Antennas Propagation, 2012, 6, (3), pp. 245–250.
- [21]. (polarizacion) Mias, C.: 'Varactor-Tunable Frequency Selective Surface With Resistive-Lumped-Element Biasing Grids', IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS, 15, (9), 2005, pp. 570 – 572.

- [22]. Che, Yongxing; Hou, Xinyu; Gao, Zhengping: 'A Tunable Miniaturized-Element Frequency Selective Surfaces without Bias Network', 2011 IEEE International Conference on Microwave Technology & Computational Electromagnetics (ICMTCE), pp. 70-73.
- [23]. Gianvittorio, J. P.; Zendejas, J.; Rahmat-Samii, Y.; and Judy, J. W.: 'Reconfigurable MEMS-enabled frequency selective surfaces', ELECTRONICS LETTERS, 38, (25), 2002, pp. 1627 – 1628.
- [24]. Abadi, M. S. H.; Shafai, C.; and Shafai, L.: 'A Reconfigurable Frequency Selective Surface Using Switched Slots in the Ground Plane', 2010 14th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics & the American Electromagnetics Conference (ANTEM-AMEREM), pp. 1-4.
- [25]. Chao Guo; Houjun Sun; and Xin Lu: 'Dualband Frequency Selective Surface with Double-Four-legged Loaded Slots Elements', International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology, ICMMT, 2008.
- [26]. Wickenden, D. K.; Awadallah, R. S.; Vichot, P. A.; Brawley, B. M.; Spicer, J. M.; Fitch, M. J.; and Kistenmacher, T. J.: 'Demonstration of Multi-Band Frequency-Selective Surfaces Using Split-Ring Triangular Resonators', International Workshop on Antenna Technology Small Antennas and Novel Metamaterials, 2006 IEEE, pp. 96 – 99.
- [27]. Chuprin, A.D.; Parker, E.A.; and Batchelor, J.C.: 'Convuluted double square: single layer FSS with close band spacings', Electronics Letters, 22, (36), pp. 1830 – 1831
- [28]. Te-Kao Wu; and Shung-Wu Lee: 'Multiband Frequency Selective Surface with Multiring Patch Elements', IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 42, (11), 1994 , pp. 1484 – 1490.
- [29]. Huang, J.; Te-Kao Wu; and Shung-Wu Lee: 'Tri-B and Surface with Frequency Selective Circular Ring Elements', IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 42, (2), 1994 , pp.166–175.
- [30]. Te-Kao Wu: 'Four-Band Frequency Selective Surface with Double-Square-Loop Patch Elements', IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 12, (42), 1994 , pp. 1659 – 1663.

- [31]. Ming-Yun Lv; Min-Jie Huang; Jun Huang; and Zhe Wu: 'Study on the Dual-band Characteristic of Combined Element Based Frequency Selective Surfaces', IEEE International Workshop on Antenna Technology, iWAT, 2009, pp. 1 – 4.
- [32]. Al-Joumayly, M. A.; and Behdad, N.: 'Low-Profile, Highly-Selective, Dual-Band Frequency Selective Surfaces With Closely Spaced Bands of Operation', IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, 58, (12), 2010, pp. 4042 – 4050.
- [33]. Hill, R.A.; and Munk, B.A.: 'The effect of perturbing a frequency-selective surface and its relation to the design of a dual-band surface', IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 3, (44), 1996 , pp. 368 – 374.
- [34]. Chatterjee, A.; Biswas, S.; Chanda, D.; and Sarkar, P.P.: 'A Polarization Independent Compact Multi-band Frequency Selective Surface', Conference on Engineering Nirma University International (NUICONE), 2011, pp. 1 – 4.
- [35]. Huang, J.; Wu, Te-Kao; Lee, and Shung-Wu: 'Tri-Band Frequency Selective Surface with Circular Ring Elements', IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 42, (2), 1994, pp. 166 – 175.
- [36]. Gianvittorio, J.P.; Rahmat-Samii, Y.; and Romeu, J.: 'Fractal FSS: Various Self-Similar Geometries Used for Dual-Band and Dual-Polarized FSS', IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, (3), 2001, pp. 640– 643.
- [37]. Romeu, J.; and Rahmat-Samii, Y.: 'Fractal FSS: A Novel Dual-Band Frequency Selective Surface', IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 7, (48), 2000 , pp. 1097 – 1105.
- [38]. Werner, D.H.; and Lee, D.: 'Design of dual-polarised multiband frequency selective surfaces using fractal elements', Electronics Letters, 6, (36), 2000 , pp. 487 – 488.
- [39]. Parker, E.A.; Hamdy, S.M.A.; and Langley, R.J.: 'ARRAYS OF CONCENTRIC RINGS AS FREQUENCY SELECTIVE SURFACES', Electronics Letters, 23, (17), 1981 , pp. 880 – 881.
- [40]. Xu, Rong-rong; Zhao, Huai-cheng; Zong, Zhi-yuan; and Wu, Wen: 'Dual-Band Capacitive Loaded Frequency Selective Surfaces With Close Band Spacing', IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS, 18, (12), 2008, pp. 782 – 784.

- [41]. Taylor, P. S.; Batchelor, J. C.; and Parker, E. A.: 'Dual-Band FSS Design Using LC Traps', 2010 Loughborough Antennas & Propagation Conference, pp. 405 – 408.
- [42]. Taylor, P. S.; Bathelor, J. C.; and Parker, E. A.: 'A Passively Switched Dual-Band Circular FSS Slot Array', 2011 IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications (APWC), pp. 648 – 651.
- [43]. Sanz-Izquierdo, B.; Parker, E. A.; and Batchelor, J. C.: 'Dual-Band Tunable Screen Using Complementary Split Ring Resonators', IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, 58, (11), 2010, pp. 3761 – 3765.
- [44]. Kiani, G.I.; Bird, T.S.; and Ford, K.L.: '60 GHz ASK Modulator Using Switchable FSS', IEEE (APSURSI) Antennas and Propagation Society International Symposium, 2010, pp. 1 – 4.
- [45]. Dickie, R.; Cahill, R.; Mitchell, N.; Gamble, H.; Fusco, V.; Munro, Y.; and Rea, S.: 'Recent Advances in Submillimetre Wave FSS Technology for Passive Remote Sensing Instruments', Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), 2010, pp. 1 – 5.
- [46]. Dickie, R.; Cahill, R.; Gamble, H.S.; Fusco, V.F.; Schuchinsky, A.G.; and Grant, N.: 'Spatial Demultiplexing in the Submillimeter Wave Band Using Multilayer Free-Standing Frequency Selective Surfaces', IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 6, (53), 2005 , pp. 1904 – 1911.
- [47]. Euler, M.; Fusco, V.; Cahill, R.; and Dickie, R.: '325 GHz Single Layer Sub-Millimeter Wave FSS Based Split Slot Ring Linear to Circular Polarization Convertor', IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 7, (58), 2010 , pp. 2457 – 2459.
- [48]. Euler, M.; Fusco, V.; Cahill, R.; and Dickie, R.: 'Comparison of frequency-selective screen-based linear to circular split-ring polarisation convertors', IET Microwaves, Antennas & Propagation, 11, (4), 2010 , pp. 1764 – 1772.
- [49]. Euler, M.; and Fusco, V.F.: 'Split slot ring spatial quasi-circulator for RCS characterisation', Electronics Letters, 6, (46), 2010, pp. 394 – 395.
- [50]. Jazi, M.N.; and Denidni, T.A.: 'Agile Radiation-Pattern Antenna Based on Active Cylindrical Frequency Selective Surfaces', IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, (9), 2010, pp. 387 – 388.

- [51]. Chen, Hsing-Yi; and Tao, Yu: 'Antenna Gain and Bandwidth Enhancement Using Frequency Selective Surface with Double Rectangular Ring Elements', 2010 9th International Symposium on Antennas Propagation and EM Theory (ISAPE), pp. 271 – 274.
- [52]. Edalati, A.; and Denidni, T. A.: 'High-Gain Reconfigurable Sectoral Antenna Using an Active Cylindrical FSS Structure', IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, 99, (7), 2011, pp. 2464 – 2472.
- [53]. Chen, Hsing-Yi; and Tao, Yu: 'Performance Improvement of a U-Slot Patch Antenna Using a Dual-Band Frequency Selective Surface With Modified Jerusalem Cross Elements', IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, 59, (9), 2011, pp. 3482 – 3486.
- [54]. Jazi, M. N.; Habib, M. A.; and Denidni, T. A.: 'Reconfigurable Radiation Pattern Antenna Based on Active Frequency Selective Surfaces', IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, APSURSI '09, 2009, pp. 1-4.
- [55]. Hsing-Yi Chen; Yu Tao; Kuo-Lun Hung; and Hsi-Tseng Chou: 'Bandwidth Enhancement Using Dual-Band Frequency Selective Surface with Jerusalem Cross Elements for 2.4/5.8 GHz WLAN Antennas', IEEE International Conference on Wireless Information Technology and Systems (ICWITS), 2010, pp.1 – 4.
- [56]. Edenhofer, P.; and Alpaslan, A.: 'Active Frequency Selective Surfaces for Antenna Applications Electronically to Control Phase Distribution and Reflective/Transmissive Amplification', IEEE/ACES International Conference on Wireless Communications and Applied Computational Electromagnetics 2005, pp. 237 – 240.
- [57]. Edalati, A.; and Denidni, T. A.: 'Beam-switching Antenna Based on Active Frequency Selective Surfaces', 2011 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI), pp. 2254 – 2257.
- [58]. Erdemli, Y. E.; Sertel, K.; Gilbert, R. A.; Wright, D. E.; and Volakis, J. L.: 'Frequency-Selective Surfaces to Enhance Performance of Broad-Band Reconfigurable Arrays', IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, 50, (12), 2002, pp. 1716 – 1724.

- [59]. Bayatpur, F.; and Sarabandi, K.: 'Design and Analysis of a Tunable Miniaturized-Element Frequency-Selective Surface Without Bias Network', IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, 58, (4), 2010, pp. 1214 – 1219.
- [60]. Mias, C.: 'Tunable Multi-Band Frequency Selective Structure', European Radar Conference, EURAD 2005, pp. 299 – 302.
- [61]. Parker, E.A.; and Vardaxoglou, J.C.: 'Plane-wave illumination of concentric-ring frequency-selective surfaces', IEE Proceedings H Microwaves Antennas and Propagation, 3, (132), 1985, pp. 176 – 180.
- [62]. Liang, X.; Li, L.; Bossard, J.A.; and Werner, D.H.: 'Reconfigurable Frequency Selective Surfaces with Silicon Switches', IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2006, pp. 189 – 192.
- [63]. Monni, S.; Bekers, D. J.; van Wanum, M.; van Dijk, R.; Neto, A.; Gerini, G.; and van Vliet, F. E.: 'Protection of RF Electronics using Tuneable Frequency Selective Surfaces', 3rd European Conference on Antennas and Propagation, 2009, EuCAP 2009, pp. 3170 – 3174.
- [64]. Kiani, G.I.; Esselle, K.P.; Weily, A.R.; and Ford, K.L.: 'Active Frequency Selective Surface Using PIN Diodes', IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2007, pp. 4525 – 4528.
- [65]. Ucar, M. H. B.; Sondas, A.; and Erdemli Y. E.: 'SWITCHABLE SPLIT-RING FREQUENCY SELECTIVE SURFACES', Progress In Electromagnetics Research B, 6, 2008, pp. 65 -79.
- [66]. Tennant, A.; and Chambers, B.: 'A Single-Layer Tuneable Microwave Absorber Using an Active FSS', IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 1, (14), 2004, pp. 46 – 47.
- [67]. Amjadi S. M.; and Soleimani M.: 'DESIGN OF BAND-PASS WAVEGUIDE FILTER USING FREQUENCY SELECTIVE SURFACES LOADED WITH SURFACE MOUNT CAPACITORS BASED ON SPLIT-FIELD UPDATE FDTD METHOD', Progress In Electromagnetics Research B, (3), 2008, pp. 271–281.
- [68]. Jazi, M. N.; and Denidni, T. A.: 'Frequency Selective Surfaces and Their Applications for Nimble-Radiation Pattern Antennas', IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, 58, (7), 2010, pp. 2227 – 2237.

2 DISEÑO DE UNA SUPERFICIE SELECTIVA DE FRECUENCIA DE DOBLE BANDA RECONFIGURABLE

El diseño de la SSF se realizó con base en simulaciones con software especializado. Se eligió la geometría de anillo circular por su buena estabilidad a ángulos de incidencia oblicuos y su bajo nivel de polarización cruzada, también su fácil fabricación utilizando técnicas de PBC. El enfoque de diseño es utilizar dos anillos concéntricos tipo ranura y embeber elementos de control en el arreglo, para lograr la respuesta multibanda reconfigurable.

2.1 SSF de anillos circulares concéntricos tipo ranura no reconfigurable

Un parámetro importante en el diseño de una SSF de doble banda es la razón de las frecuencias de resonancia f_2/f_1 , donde f_2 es la frecuencia de resonancia mayor y f_1 la frecuencia de resonancia menor. Este parámetro nos indica que tan cercanas o separadas pueden estar las resonancias en un diseño dentro un desempeño aceptable de la SSF. Mediante la combinación de dos anillos concéntricos este parámetro es aproximadamente de 1.4 como valor mínimo alcanzable, ya que está restringido por el espacio que se encuentra entre el borde exterior del anillo interno y el borde interior del anillo externo, como se observa en la celda “c)” de la figura 2.1, denotado por “d”. Esta distancia a su vez está limitada por las técnicas de fabricación empleadas, considerando una “d” mínima de 50 μm , nos resultaría en una SSF con sus resonancias en los extremos de la banda X (8-12 GHz), no satisfaciendo completamente nuestras especificaciones de diseño. Esta problemática se puede atacar desde varios puntos de vista manteniendo el mismo enfoque de diseño.

Como punto de partida simulamos las respuestas de dos anillos individualmente y combinándolos, las celdas simuladas y las dimensiones de sus geometrías se observan en la figura 2.1, todas las simulaciones se hicieron considerando un arreglo periódico

infinito y una periodicidad igual, tanto vertical como horizontal, para estas 3 celdas tenemos una periodicidad de 9 mm; “ r_e ” y “ r_i ” denotan los radios medios de cada anillo, “ a ” el ancho de la ranura anular y “ d ” el espaciado entre los mismos.

Todas las simulaciones se realizaron considerando un material dieléctrico ROGERS4003 con una constante dieléctrica relativa de 3.55, un grosor de 0.508 mm, y tangente de pérdidas de 0.0027. Como material conductor se consideró cobre de una conductividad de 5.96×10^7 S/m, una permeabilidad magnética relativa de 1 y un grosor de 0.017 mm, para una ángulo de incidencia normal y polarización lineal vertical TE. Los coeficientes de reflexión $|S_{11}|$ obtenidos de esta primera simulación se presentan en la figura 2.2, donde cada gráfica corresponde a una celda de la figura 2.1. Podemos constatar de acuerdo con las simulaciones, que el coeficiente de reflexión de dos anillos concéntricos es aproximadamente igual a la combinación de sus coeficientes por separado.

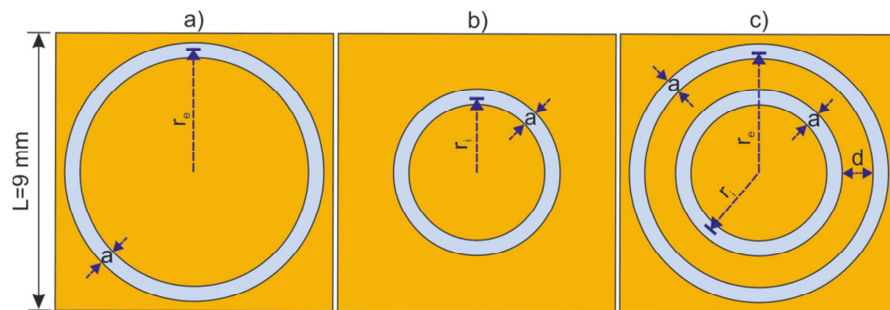


Figura 2.1. Los valores de las dimensiones para cada celda son de: $r_e=3.95$ mm, $r_i=2.45$ mm, $a=0.5$ mm y $d=1$ mm.

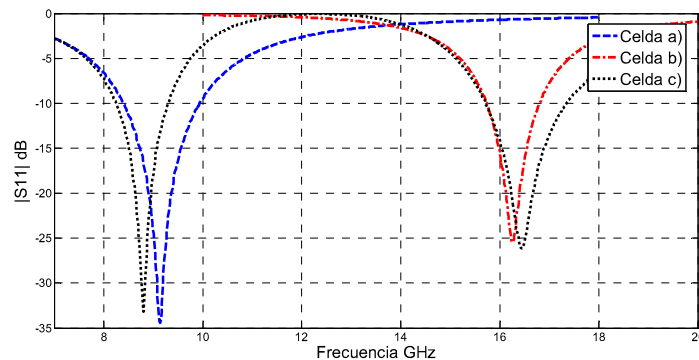


Figura 2.2. Gráficas de $|S_{11}|$ de las celdas a), b) y c) mostradas en la figura 2.1.

Se procedió a simular la celda “c)” de la figura 2.1 para diferentes valores de “ r_i ”, manteniendo constantes las demás dimensiones de la geometría y la periodicidad. Los coeficientes de reflexión obtenidos se presentan en la figura 2.3, vemos que el cociente f_2/f_1 alcanza un valor mínimo aproximadamente de 1.31 para un valor de r_i de 3.4 mm, es decir, para una “d” de 50 μm . También se observa como el nivel de transmisión de la primera resonancia se atenúa de -32 dB a -23 dB, conforme r_i crece de 2.45 mm a 3.4 mm.

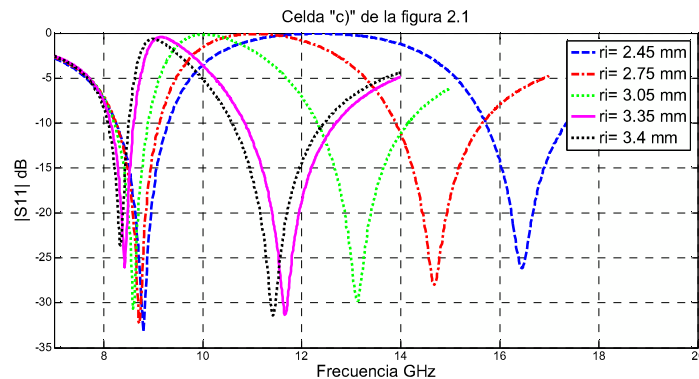


Figura 2.3. Gráficas de $|S_{11}|$ de la celda “c)” de la figura 2.1, para valores de r_i de 2.45 mm, 2.75 mm, 3.05 mm, 3.35 mm y 3.4 mm.

Como se expuso en el capítulo 1, existen técnicas para modificar la respuesta de un anillo tipo ranura. A continuación se exploran dichas técnicas aplicadas a dos anillos concéntricos y se presentan los resultados encontrados.

2.2 Carga de anillos con capacitores

Una posible solución al problema de colocar las resonancias de los dos anillos dentro de la banda X, es cargar el anillo interior mediante capacitores como se ha reportado en [1], [2], produciendo un corrimiento en la resonancia mayor hacia frecuencias menores, con respecto a la resonancia del anillo sin carga, causando un acercamiento de la segunda resonancia a la primera y cubriendo un mayor intervalo de frecuencias dentro de la banda X. Este enfoque solo prevé una reconfiguración de la resonancia mayor, manteniendo estática la primera resonancia.

Se realizaron simulaciones cargando el anillo interior, la celda utilizada se presenta en la figura 2.4, donde “ r_e ” y “ r_i ” denotan el radio medio exterior e interior respectivamente, “ a ” denota el ancho de cada anillo y “ d ” el espacio entre ellos, “ C ” denota la capacitancia de elementos concentrados ideales colocados en el anillo interior, como se observa en dicha figura. No se consideraron las pérdidas en los capacitores con la finalidad de solo obtener los valores de capacitancias necesarios para la operación en la banda X, y poder verificar su existencia en el mercado, la periodicidad considerada es de 9 mm tanto vertical como horizontal.

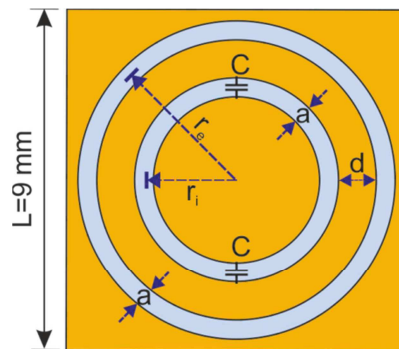


Figura 2.4. Celda utilizada para evaluar el efecto de cargar el anillo interior con capacitancias ideales, para diferentes radios medios del anillo interno r_i , donde $r_e= 3.95$ mm y $a= 0.5$ mm se mantienen constantes.

En las simulaciones realizadas se utilizaron como parámetros variables la capacitancia y el radio medio del anillo interno r_i , manteniendo constantes las dimensiones restantes de la geometría de la celda.

Los valores de las capacitancias evaluadas fueron de 20 fF, 60 fF, 100 fF y 140 fF para un valor del radio “ r_i ”, realizando 4 simulaciones para cada radio. Los valores examinados de “ r_i ” fueron de 2.95 mm, 2.65 mm, 2.35 mm, 2.05 mm, 1.75 mm, 1.45 mm, 1.15 mm y 0.85 mm. En la figura 2.5 se muestran las gráficas de los coeficientes de reflexión para $r_i=2.95$ mm y $r_i=2.65$ mm, vemos como la resonancia mayor sufre un corrimiento no lineal hacia la izquierda en relación con los valores de la capacitancia. También observamos cómo el nivel de transmisión de la primera resonancia disminuye

conforme la capacitancia aumenta, para $r_i = 2.95$ mm disminuye de -30 dB a -4 dB y para $r_i = 2.65$ mm de -31 dB a -12 dB.

Sucesivamente se continua simulando para valores de " r_i " de 2.35 mm, 2.05 mm y 1.75 mm, los coeficientes de reflexión se presentan en la figura 2.6. Conforme reducimos " r_i ", observamos como la atenuación de la resonancia menor disminuye al aumentar la capacitancia, hasta anularse para $r_i = 1.75$ mm, con niveles de transmisión de -33 dB para ambas resonancias.

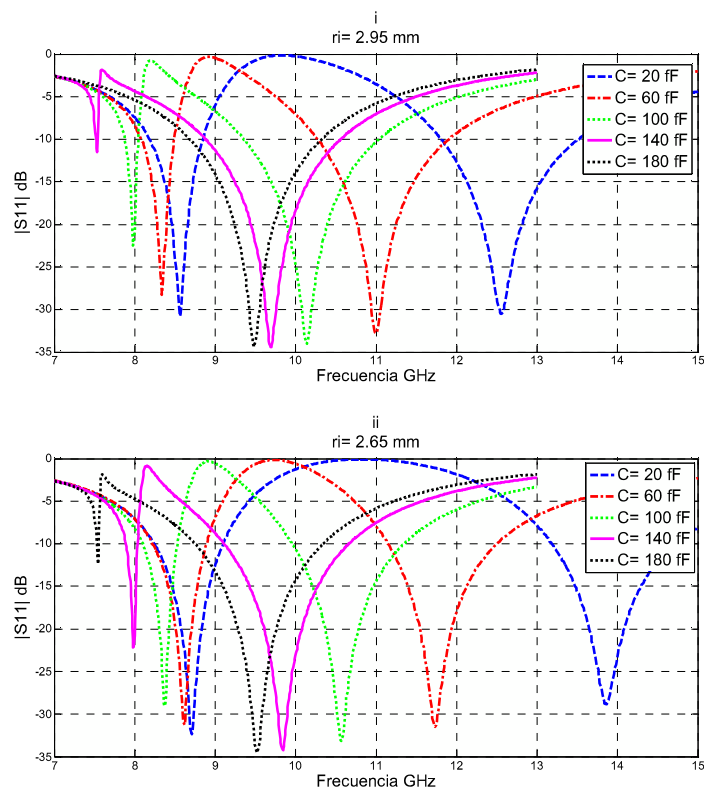


Figura 2.5. Gráficas de $|S_{11}|$ simulado para la celda mostrada en el figura 2.4 para 5 valores de capacitancia: 20 fF, 60 fF, 100 fF, 140 fF y 180 fF, para dos valores diferentes de r_i ; i. $r_i = 2.95$ mm y ii. $r_i = 2.65$ mm.

A partir de $r_i = 1.75$ mm, si continuamos reduciendo " r_i " surge un efecto similar de atenuación de la transmisión pero ahora en la segunda resonancia, manteniéndose el nivel de transmisión de la resonancia menor en -33 dB, como se observa en las gráficas "i", "ii", y "iii" de la figura 2.7. Esta variación del nivel de transmisión en función de " r_i " se

puede explicar por la existencia de un acoplamiento electromagnético entre los anillos, este efecto se puede modelar por medio de una inductancia mutua entre dos bobinas en función de “ r_i ”, lo cual nos lleva a un modelo de circuito equivalente como el que se muestra en la figura 2.8, del cual se hablará más adelante. De lo anterior concluimos que hay un valor óptimo de “ r_i ” para anular la atenuación en ambas resonancias cuando se carga capacitivamente el anillo interno, este valor es aproximadamente la mitad del radio medio del anillo externo.

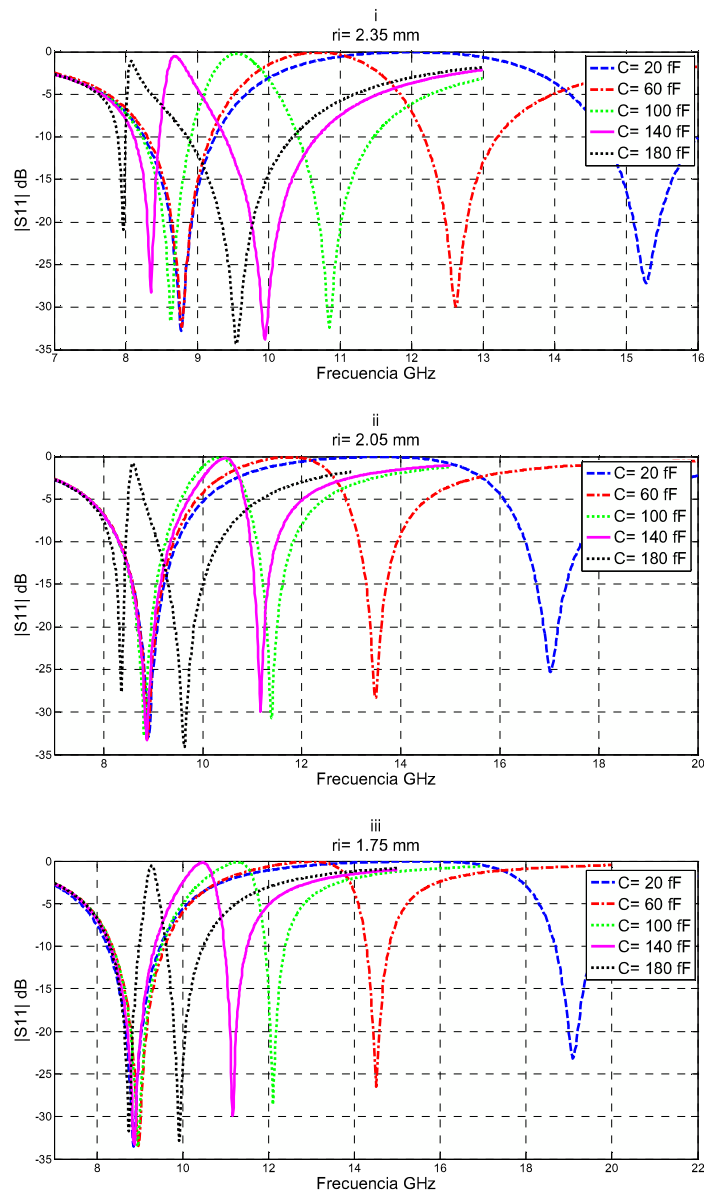


Figura 2.6. Gráficas de $|S_{11}|$ simulado para la celda mostrada en el figura 2.4 para 5 valores de capacitancia: 20 fF, 60 fF, 100 fF, 140 fF y 180 fF, para tres valores diferentes de r_i ; **i.** $r_i = 2.35$ mm, **ii.** $r_i = 2.05$ mm y **iii.** $r_i = 1.75$ mm.

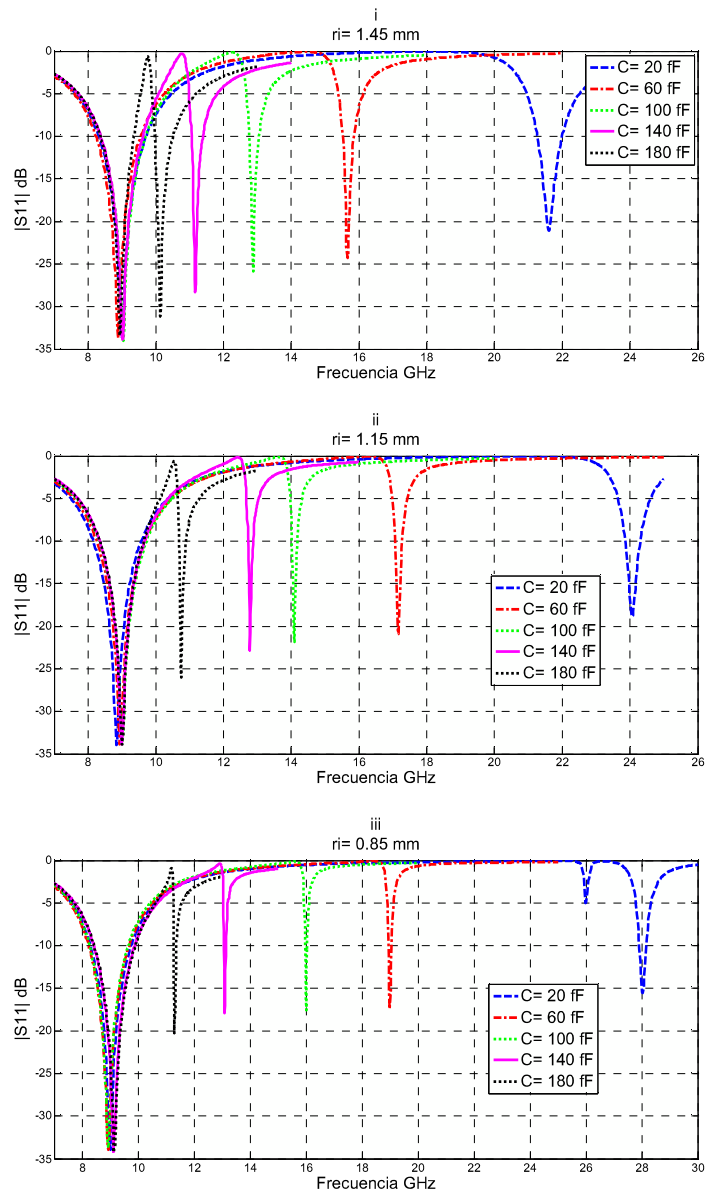


Figura 2.7. Gráficas de $|S_{11}|$ simulado para la celda mostrada en el figura 2.4 para 5 valores de capacitancia: 20 fF, 60 fF, 100 fF, 140 fF y 180 fF, para tres valores diferentes de r_i ; **i.** $r_i = 1.45$ mm, **ii.** $r_i = 1.15$ mm y **iii.** $r_i = 0.85$ mm.

Los resultados de las simulaciones anteriores arrojan valores de capacitancia de 100 a 180 fF. Otro punto a considerar es que cuando cargamos un SSF mediante capacitores un importante parámetro que afecta el desempeño final del arreglo son los factores de calidad de los mismos, es decir las pérdidas de inserción que introducen en la respuesta, se han reportado SSF sintonizables mediante diodos varactores en [3], [4],

[5], [6], [7] y capacitores MEMS [8], [9] pero con pérdidas que van de -2 a -5 dB, por estas razones no sería una opción viable como dispositivo de control en este diseño.

En [10] se reportaron capacitores monolíticamente integrados para este intervalo de valores con factores de calidad aceptables para la banda X, no obstante no nos resultaría en una SSF reconfigurable.

2.2.1 Modelo de circuito equivalente

Un posible modelo de circuito equivalente para representar el comportamiento de dos anillos concéntricos tipo ranura se presenta en la figura 2.8, también este modelo es válido para cuando se carga el anillo interno y la variación de los niveles de rechazo está en función del factor de acoplamiento de las dos bobinas, que a su vez está en función del radio del anillo interno.

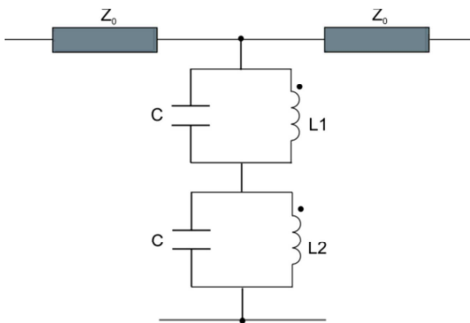


Figura 2.8. Modelo de circuito equivalente para dos anillos concéntricos tipo ranura.

2.3 Reconfiguración mediante cortes metálicos

Otra forma de modificar la resonancia de un anillo es mediante cortes metálicos [11], [12], esto produce una duplicación de la frecuencia de resonancia original para dos cortes, y para un solo corto se modifica en un factor de 1.45 veces aproximadamente para un polarización lineal vertical TE.

Utilizando esta técnica en una geometría de dos anillos concéntricos, se pueden obtener múltiples celdas con diferentes respuestas al ir combinando los cortes en las ranuras de los anillos, todas las celdas resultantes se agruparon en la figura 2.9. En todas las simulaciones “ r_e ”, “ r_i ”, “ a ” y “ w ” se mantuvieron constantes y se consideró una periodicidad vertical y horizontal de 9 mm. Sus correspondientes coeficientes de reflexión se presentan en la figura 2.10, en cada gráfica se agrupan sus coeficientes de reflexión referenciados por su inciso, la celda “a)” sin cortes metálicos se utilizó como referencia con la finalidad de visualizar la reconfiguración producida por los cortes. Cabe señalar que la posición del corto en cada celda no afecta su respuesta para polarización TE vertical.

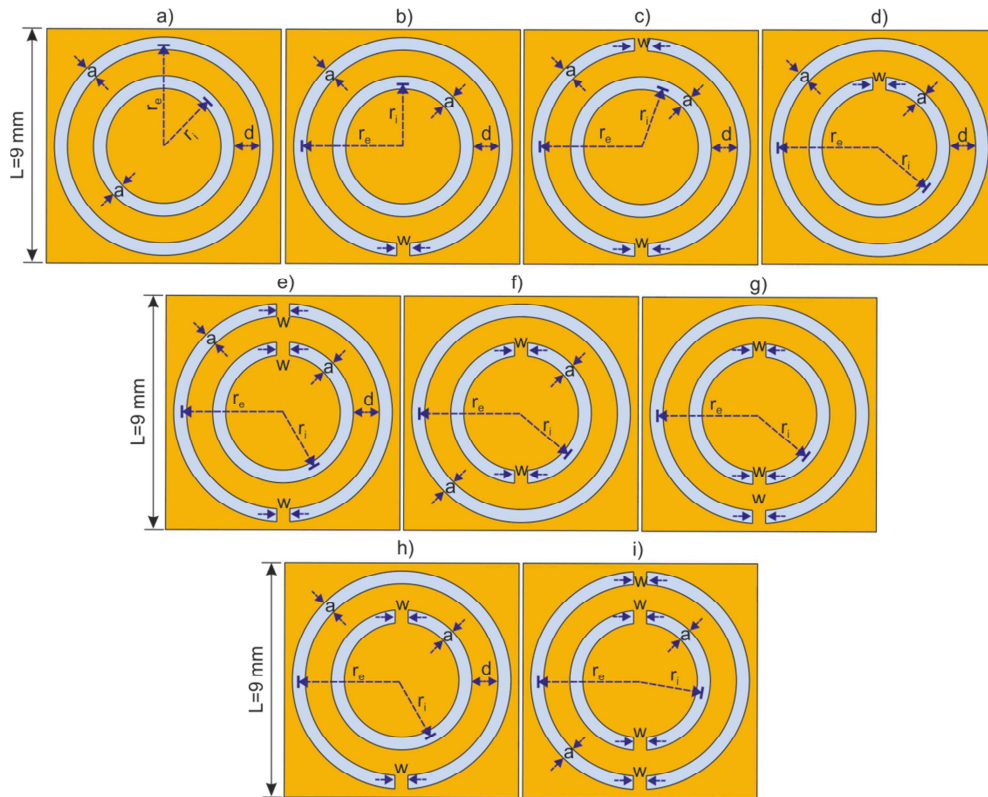


Figura 2.9. Configuraciones de celdas obtenidas mediante cortes metálicos, donde $r_e= 3.95$ mm, $r_i= 2.45$ mm, $a= 0.5$ mm y $w= 0.5$ mm.

Recordando que nuestro objetivo de diseño es obtener dos resonancias dentro de la banda X, y observando las gráficas de la figura 2.10, vemos que un camino para acercar las dos resonancias sería colocar uno o dos cortes metálicos en el anillo

exterior, y mantener el radio del anillo interior lo suficientemente pequeño para que la resonancia modificada del anillo exterior no se superponga con la del anillo interior, como se observa en las celdas “b)” y “c)” de la figura 2.9.

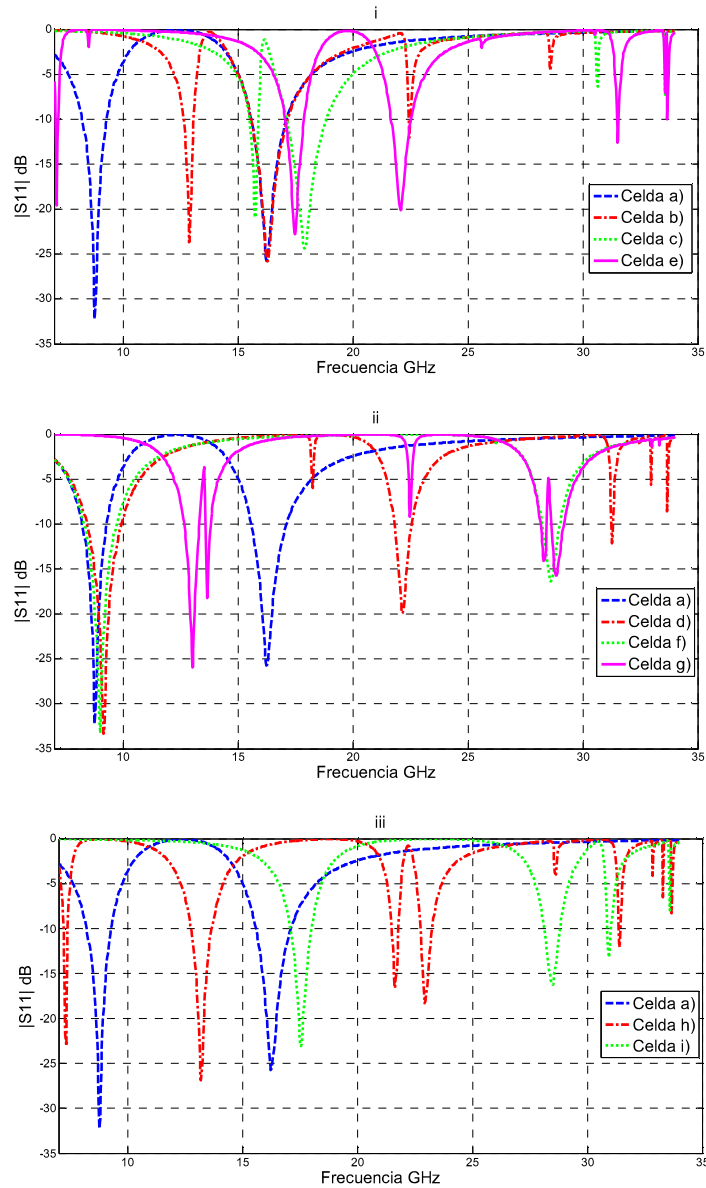


Figura 2.10. Gráficas de $|S_{11}|$ de las celdas de la figura 2.9, **i.** Celdas a), b), c) y e); **ii.** Celdas a), d), f) y g); **iii.** Celdas a), h) e i).

Una segunda opción para acercar las resonancias de cada anillo, es cruzándolas, esta vez manteniendo el radio del anillo interior lo suficientemente grande para que la

resonancia del anillo exterior logre cruzar a la del anillo interno por medio de 1 o 2 cortos. Este novedoso enfoque de diseño se investiga a continuación.

2.3.1 Anillos concéntricos de resonancias cruzadas

Las resonancias de los anillos se cruzarán por medio de un corto metálico en el anillo exterior, esta opción es la mejor, pensando en obtener una mayor reconfiguración de la respuesta en comparación con dos cortos, ya que en las 3 ranuras restantes se podrían colocar diodos PIN y obtener un mayor grado de reconfiguración de la SSF conmutándolos, de esta opción se hablará más adelante. En la figura 2.11 se presentan dos celdas, una con anillos concéntricos simples y la otra con anillos de resonancias cruzadas, donde “ r_{1i} ”, “ r_{1e} ”, “ r_{2i} ” y “ r_{2e} ” denotan sus respectivos radios medios, “ w ” y “ a ” representan el ancho del corto y el ancho del anillo para ambas celdas. Para su simulación se consideró una periodicidad de 10.4 mm para la celda “a)” y 9 mm para la celda “b)”, para ambos ejes; sus coeficientes de reflexión y transmisión se muestran en la figura 2.12 y 2.13. Comparando los coeficientes de reflexión que se logran con 2 anillos simples y con sus resonancias cruzadas, observamos que el problema de la separación entre resonancias limitado por el espacio entre anillos desaparece, ya que al cruzarlas, una mayor separación entre anillos produce una disminución del factor f_2/f_1 , alcanzando valores de 1.15 como se observa en las gráficas de la figura 2.13, mientras que con anillos simples solo logramos valores de 1.35 como mínimo.

También observamos una respuesta bastante simétrica y niveles de transmisión con bajas pérdidas de inserción, alrededor de 0.1 dB. Comparando estos resultados con los publicados en [2], [13], [14], [6], [15], [16], [17], [18], [19], [20], [21], [22], [23], [24], [25], [26], [27], y [5] vemos la posibilidad de una SSF de dos bandas de bajo costo, de un diseño fácil y una construcción no compleja. Con respecto a su comportamiento a ángulos oblicuos, se verá que muestra una buena estabilidad cuando se evalué su comportamiento en el simulador de guía de onda y se validen los resultados de las simulaciones, esto se expone en el capítulo 3. Estos beneficios se logran sacrificando la insensibilidad a diferentes polarizaciones lineales, ya que esta configuración solo es

válida para polarización lineal vertical. También se produce un aumento de un 15% en el tamaño de la celda en comparación con la de dos anillos simples, considerando una constante dieléctrica relativa de 3.55 en el dieléctrico de las dos celdas, este aumento se puede anular utilizando constantes dieléctricas relativas mayores.

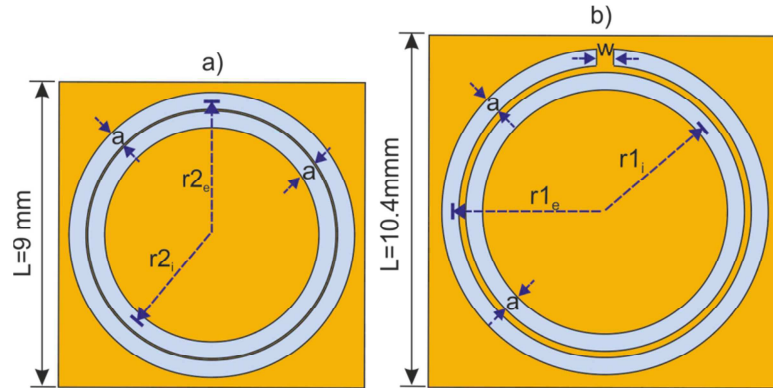


Figura 2.11. Celdas de anillos concéntricos tipo ranura, a) anillos simples y b) anillos de resonancias cruzadas.

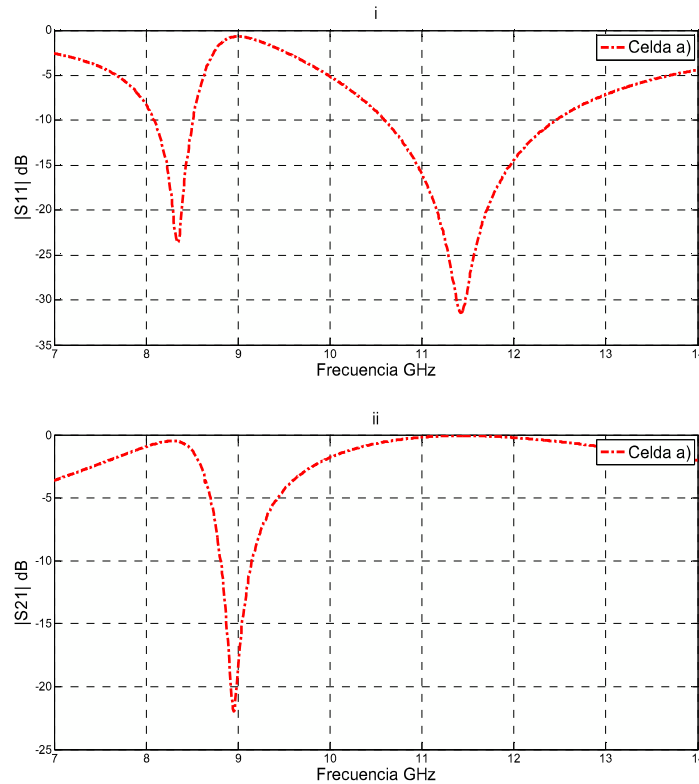


Figura 2.12. Gráficas de los coeficientes de la celda a) de la figura 2.11, i. Coeficiente de reflexión y ii. Coeficiente de transmisión.

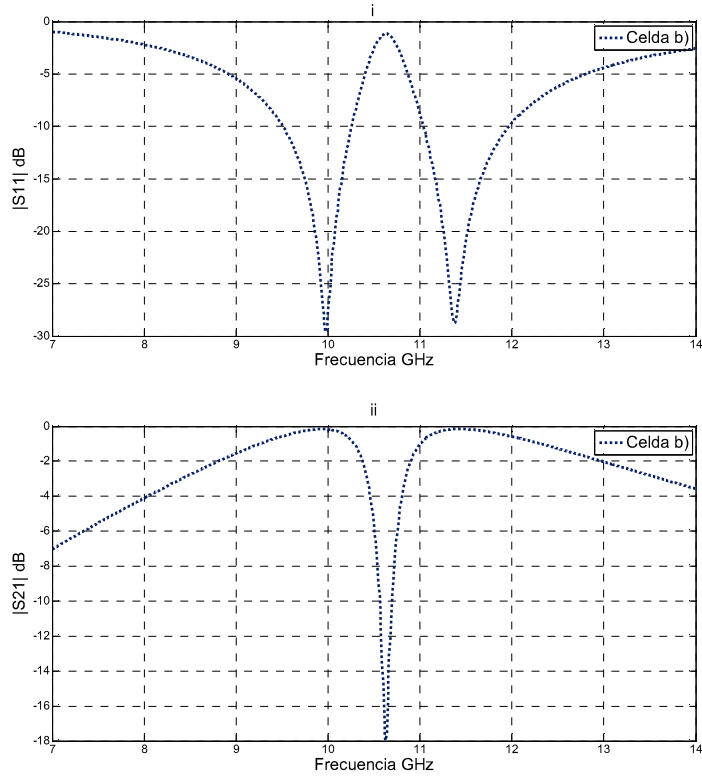


Figura 2.13. Gráficas de los coeficientes de la celda b) de la figura 2.11, **i.** Coeficiente de reflexión y **ii.** Coeficiente de transmisión.

De acuerdo con las simulaciones obtenemos buenos resultados considerando el mismo ancho para los dos anillos, y una separación entre estos de 100 a 400 μm , para un grosor del dieléctrico de 0.508 mm. El ancho del corto metálico no influye notablemente en la respuesta, aunque para estas simulaciones se consideró del mismo ancho de los anillos. A continuación se explora la combinación de las técnicas de cortos metálicos y cargas capacitivas.

2.3.2 Anillos concéntricos de resonancias cruzadas con anillos cargados capacitivamente

Utilizando la celda “b)” de la figura 2.11 surge otra configuración agregando cargas capacitivas a los anillos, como se observa en la figura 2.14, donde se cargan los anillos con capacitores ideales, la periodicidad se consideró de 10.4 mm tanto vertical como horizontal para ambas celdas. Los valores de “ r_i ”, “ r_e ”, “ w ” y “ a ” son iguales para las dos

celdas. Los valores de capacitancias arrojados en las simulaciones son similares a los obtenidos anteriormente, lo cual nos presenta la dificultad de encontrarlos en el mercado con factores de calidad adecuados. Los coeficientes de reflexión para las celdas “a)” y “b)” se presentan en la figura 2.15.

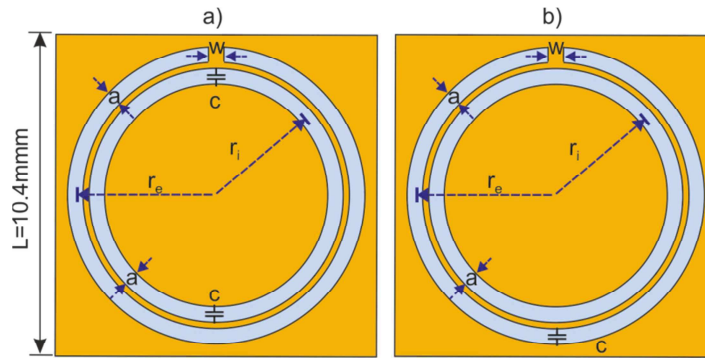


Figura 2.14. Celdas de anillos de resonancias cruzadas, a) capacitancias cargando el anillo interior, b) capacitancias cargando el anillo exterior; donde $r_e = 4.55$ mm, $r_i = 3.85$ mm, $w = 0.5$ mm y $a = 0.5$ mm.

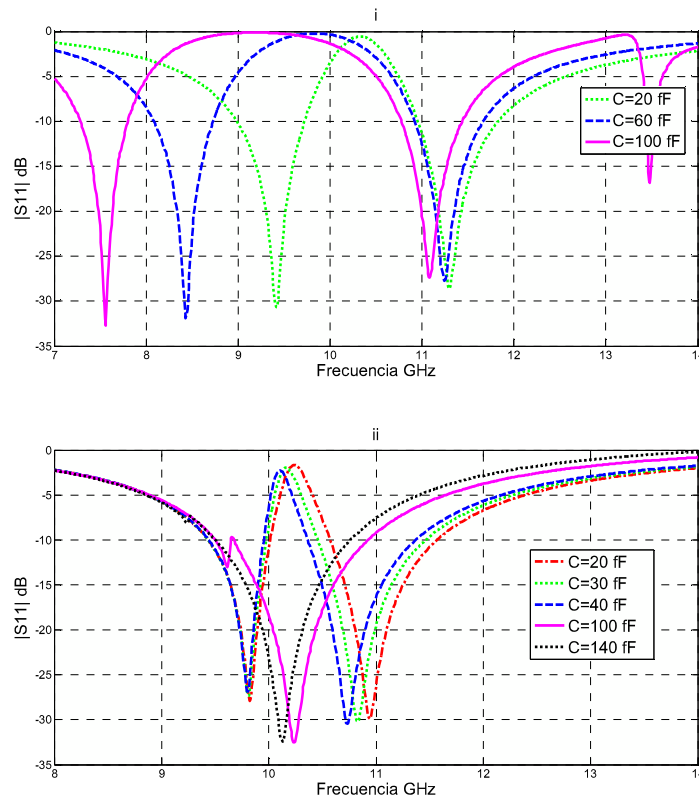


Figura 2.15. Graficas de $|S_{11}|$ de la figura 2.14, i. Celda a), ii. Celda b).

2.4 SSF multibanda de anillos concéntricos tipo ranura reconfigurable

Anteriormente se mencionó la opción de colocar interruptores que emulen los cortos metálicos en las discontinuidades de un anillo metálico [12], y en [1] en las ranuras de un anillo tipo abertura para reconfigurar la respuesta de la SSF. Partiendo de los buenos resultados obtenidos al cruzar las resonancias, esta geometría es la que se utiliza como base para investigar la posibilidad de una SSF multibanda reconfigurable, con interruptores como elementos de control.

2.4.1 Utilizando el diodo PIN como interruptor

Tenemos las opciones de utilizar interruptores MEMS [28] o interruptores semiconductores como el diodo PIN. La elección del diodo PIN en este diseño se basa en que sus factores de calidad y desempeño, en general, todavía son superiores a la tecnología MEMS, aunque esta última sigue en proceso de desarrollo.

En (1) se utilizó el diodo PIN HPND 4038 para emular los cortos metálicos en un anillo tipo ranura para la banda X. En la figura 2.16 se observa el modelo que se extrajo de sus mediciones, para un voltaje inverso de -30 V el diodo se encuentra en estado abierto y se modela con una resistencia de $4\text{ K}\Omega$ en paralelo con un capacitor de 52 fF , el estado encendido, o el diodo conduciendo, se modeló con una resistencia de $1.5\ \Omega$. Este modelo es el que se utilizará en las simulaciones siguientes para representar el comportamiento del diodo.

Es evidente que variando la capacitancia del diodo PIN se podría utilizar como elemento sintonizador adicionalmente a utilizarlo como elemento conmutador. Variando el V_R de -30 V a 0 V la capacitancia cambia de 52 fF a 61 fF , y la resistencia en paralelo de $4\text{ K}\Omega$ a $1.7\text{ K}\Omega$ de acuerdo con (1), variando 9 fF , la variación de la capacitancia es mínima lo cual no representa un cambio significativo en la respuesta de los anillos y el factor de calidad disminuye aumentando las pérdidas de inserción, esto nos lleva a desechar esta idea.

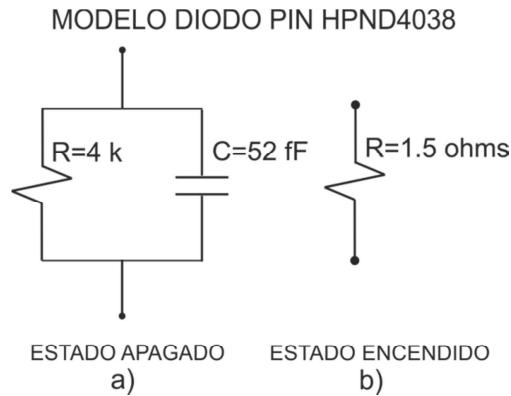


Figura 2.16 Modelos para el diodo PIN, a) en estado apagado para un $V_R = -30$ V; b) en corto circuito.

2.4.2 Celda optimizada y resultados

En la figura 2.17 presentamos la celda ya optimizada para la operación en la banda X, los anchos de los anillos “a” se redujeron a $300 \mu\text{m}$, aproximadamente el largo del diodo PIN HPND4038, el ancho del corto metálico “w” aumento a 1mm, los valores de “ r_e ” y “ r_i ” se optimizaron a 4.55 mm y 3.85 mm, la dimensión de la celda se redujo a 10.2 mm, esto a causa de la capacitancia presentada por el diodo en estado abierto. Se consideró una periodicidad de 10.2 mm tanto horizontal como vertical. D1, D2 y D3 representan los 3 diodos insertados en la estructura.

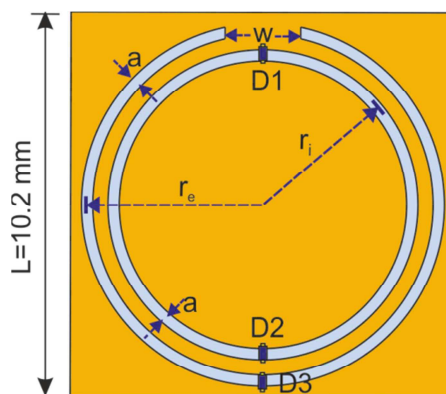


Figura 2.17. Celda optimizada, donde $r_e = 4.55$ mm, $r_i = 3.85$ mm, $a = 0.3$ mm y $w = 1$ mm, manteniendo el material ROGERS4003 como sustrato con una constante dieléctrica relativa de 3.55. D1, D2 y D3 representan los diodos PIN.

Las líneas de alimentación de los diodos no se consideraron en la celda simulada, estas se pueden implementar mediante la técnica utilizada en [28], donde se depositó benzociclobuteno sobre la capa de cobre para aislar las pistas, y posteriormente se depositó cobre sobre el benzociclobuteno. Con la configuración utilizada de los 3 diodos PIN en la celda del arreglo, obtenemos 8 diferentes combinaciones. Representando el estado abierto por un “0” y el estado encendido por “1”, las combinaciones $D1=0$ $D2=1$ $D3=0$ y $D0=1$ $D2=0$ $D3=0$ causan el mismo efecto sobre la respuesta de la SSF, lo mismo sucede con las combinaciones $D1=0$ $D2=1$ $D3=1$ y $D1=1$ $D2=0$ $D3=1$, resultando en 6 combinaciones correspondientes a 6 respuestas diferentes.

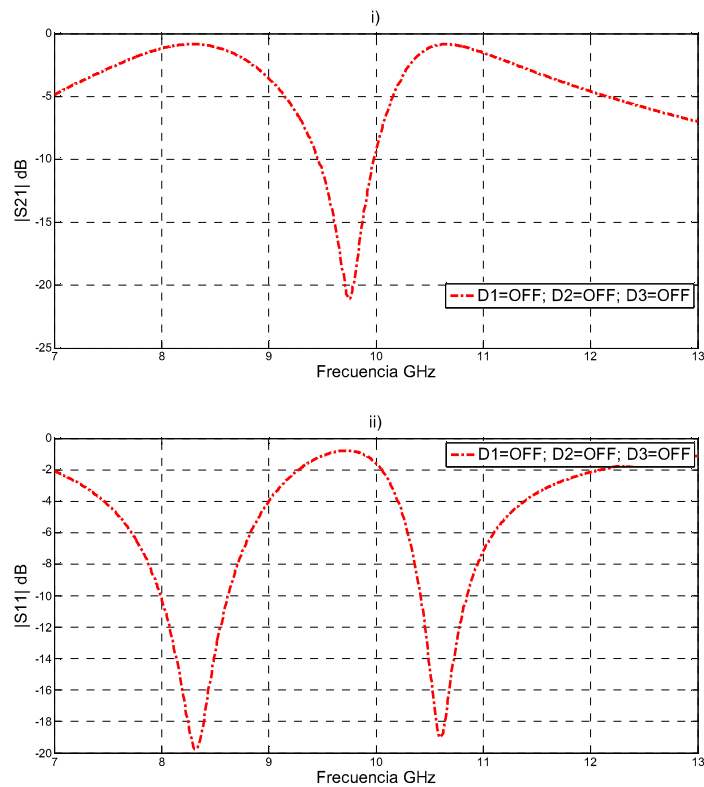


Figura 2.18. Gráficas para la combinación $D1=0$ $D2=0$ $D3=0$; i) $|S21|$ y ii) $|S11|$.

La primera combinación se presenta cuando tenemos todos los diodos en estado abierto $D1=0$ $D2=0$ $D3=0$. En la figura 2.18 se observan las correspondientes gráficas de $|S21|$ y $|S11|$, observamos que tenemos dos resonancias en las frecuencias de 8.3

GHz y 10.65 GHz, el ancho de las resonancias a -3 dB en la gráfica de $|S_{21}|$ son de 1.5 GHz y 1.2 GHz respectivamente, las pérdidas de inserción son de 0.84 dB.

Las gráficas de las respuestas de $|S_{11}|$ y $|S_{21}|$ para la segunda combinación de los diodos $D_1=0$ $D_2=0$ $D_3=1$, se presentan en la figura 2.19, esta combinación causa que la resonancia del anillo interior permanezca inmóvil y que la única resonancia que se reconfigure sea la del anillo externo, recordando que las resonancias en un inicio estaban cruzadas, es decir, a la resonancia mayor le corresponde al anillo externo y la resonancia menor al anillo interno.

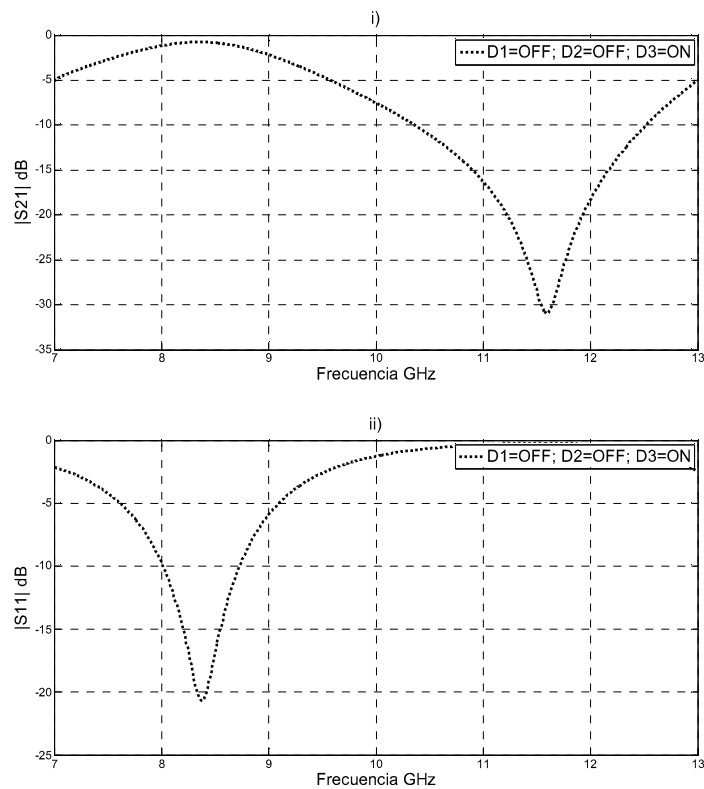


Figura 2.19. Gráficas para la combinación $D_1=0$ $D_2=0$ $D_3=1$; i) $|S_{21}|$ y ii) $|S_{11}|$.

La primera resonancia se mantiene en 8.4 GHz, vemos que el ancho de -3 dB en la gráfica de $|S_{21}|$ es de 1.78 GHz, con pérdidas de inserción -0.75 dB.

La siguiente combinación de los diodos $D1=0$ $D2=1$ $D3=0$ produce un efecto similar a la combinación anterior, solo que ahora la que permanece fija es la resonancia mayor y la que se reconfigura es la menor. La respuesta se observa en la figura 2.20, vemos que la resonancia correspondiente al anillo externo se mantiene en 10.7 GHz, y la resonancia del anillo interno se reconfigura en un factor de 1.45 aproximadamente, desplazándola de 8.3 GHz a 11.9 GHz, produciendo una respuesta de dos bandas, vemos como las resonancias se alcanzan a superponer reduciéndose el nivel de transmisión de la segunda resonancia a -2 dB, en la gráfica de $|S21|$ se observa un ancho de banda a -3 dB de 1.45 GHz para la primera resonancia y 0.45 GHz para la segunda, con pérdidas de inserción de -0.6 dB. Esta combinación de estados de los diodos produce el mismo efecto que la combinación $D1=1$ $D2=0$ $D3=0$, como se mencionó con anterioridad, el efecto de un solo corto metálico es independiente de la posición en donde se coloque.

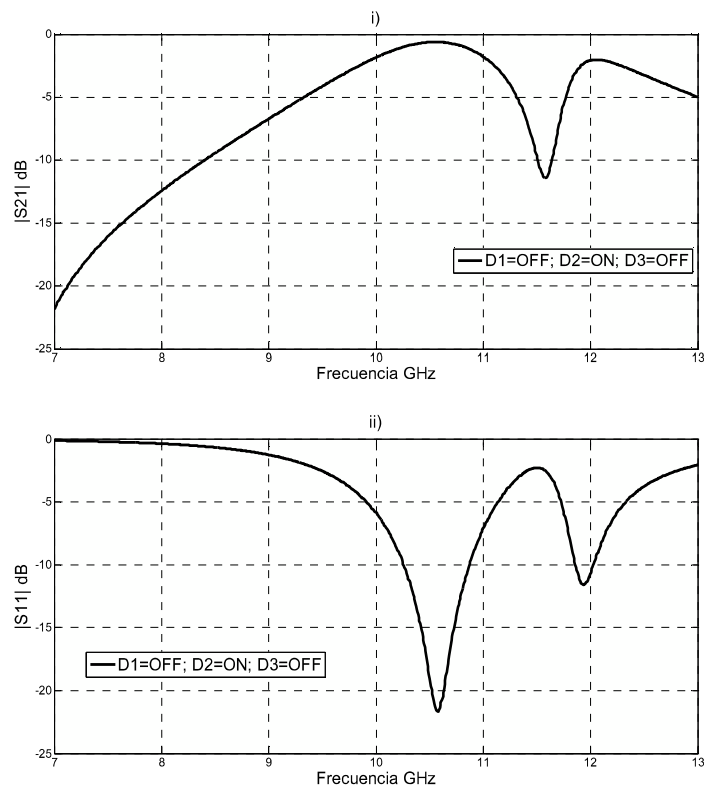


Figura 2.20. Gráficas para la combinación $D1=0$ $D2=1$ $D3=0$; i) $|S21|$ y ii) $|S11|$; también son válidas para la combinación $D1=1$ $D2=0$ $D3=0$.

Con la combinación $D1=0$ $D2=1$ $D3=1$ la resonancia del anillo externo se duplica saliendo del intervalo considerado (7 – 13 GHz), como se observa en la figura 2.21, esto disminuye la interferencia entre las dos resonancias causando una respuesta de una banda en aproximadamente 11.7 GHz, con un ancho de banda de -3 dB de 1.49 GHz y pérdidas de inserción de -1 dB. Este resultado es igual al producido por la combinación $D1=1$ $D2=0$ $D3=1$.

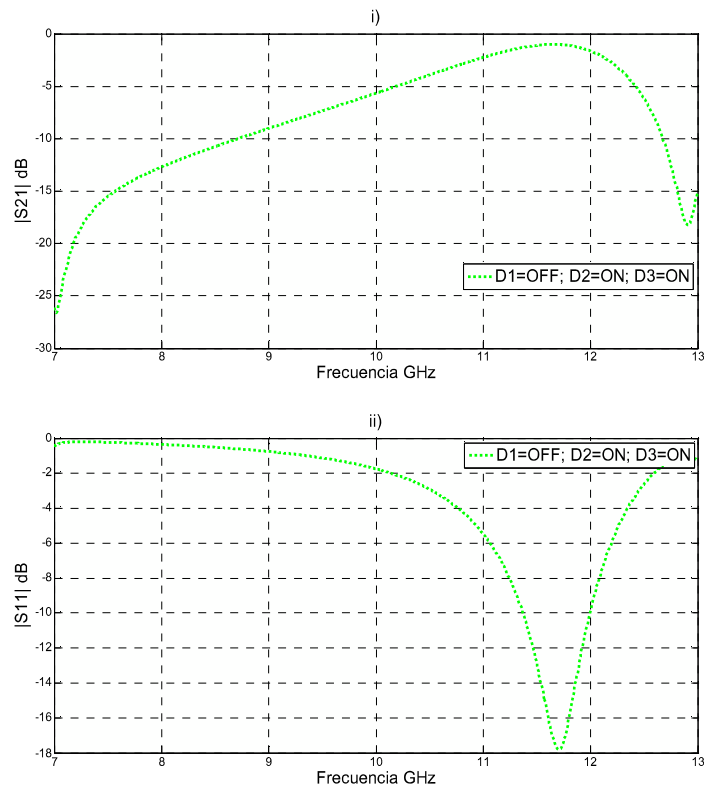


Figura 2.21. Gráficas para la combinación $D1=0$ $D2=1$ $D3=1$; i) $|S_{21}|$ y ii) $|S_{11}|$.

La combinación $D1=1$ $D2=1$ $D3=0$ produce que la resonancia del anillo interno se reconfigure sacándola del intervalo de frecuencias, la resonancia del anillo externo permanece igual con respecto a la primera combinación resonando a 10.8 GHz, los coeficientes de reflexión se presentan en la figura 2.22.

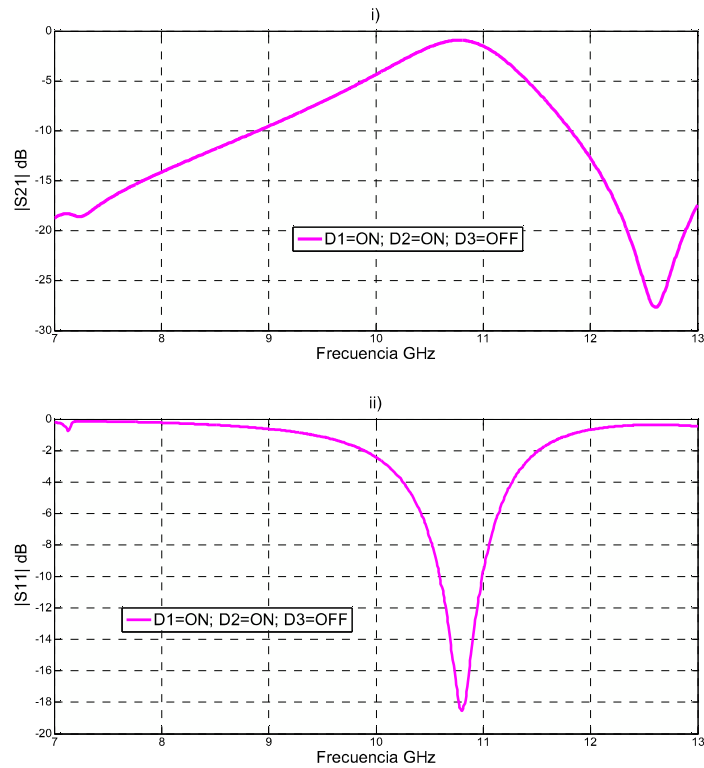


Figura 2.22. Gráficas para la combinación D1=1 D2=1 D3=0. i) |S21| y ii) |S11|

Por último tenemos la combinación D1=1, D2=1y D3=1 que produce una atenuación en el nivel de transmisión en las frecuencias de resonancias 8.3 y 10.65 GHz de -14 dB y -9 dB respectivamente, como se observa en la figura 2.23. A manera de resumen se presentan en la tabla 2.1 todas las combinaciones de los diodos y las características de las respuestas que generan.

Los resultados de las simulaciones presentadas nos dan la posibilidad de un diseño reconfigurable multibanda mediante diodos PIN con 6 diferentes respuestas, 2 de las cuales son de dos bandas. Cabe señalar que en todo momento la respuesta de la SSF es de dos resonancias, al manipular los diodos PIN solo se sacan del intervalo de la banda X.

Estos resultados serán validados utilizando una celda pasiva como la que se muestra en la figura 2.11 inciso b) en el simulador de guía de onda. Estas mediciones

confirmarán la posibilidad de este diseño. También nos brinda el comportamiento del arreglo a ángulos oblicuos. Todo lo referente a los resultados de las mediciones se expone en el capítulo 3.

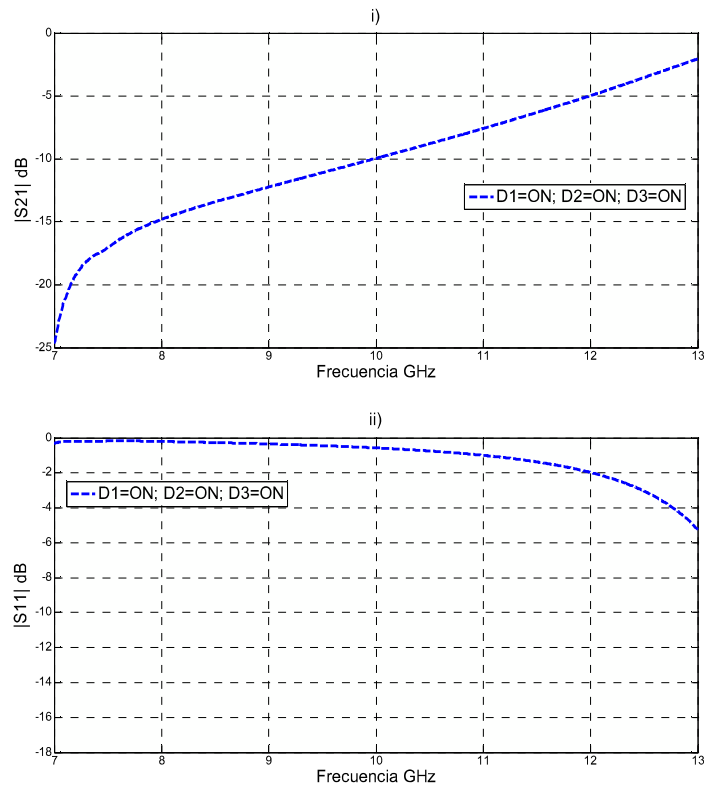


Figura 2.23. Gráficas para la combinación D1=1 D2=1 D3=1. i) $|S_{21}|$ y ii) $|S_{11}|$.

Tabla 2.1. Las combinaciones 3 y 5 son similares, igual que las combinaciones 4 y 6, la combinación 8 tiene una transmisión casi nula en toda la banda.

No.	COMBINACIONES			RESONANCIAS		S21 Ancho a -3 dB		Pérdidas de inserción -dB	
	D1	D2	D3	f1 GHz	f2 GHz	f1 GHz	f2 GHz	f1	f2
1	0	0	0	8.3	10.65	1.5	1.2	0.84	0.84
2	0	0	1	8.3	----	1.78	----	0.75	0.75
*3	0	1	0	10.65	11.95	1.45	0.45	0.6	----
"4	0	1	1	11.7	----	1.49	----	1	----
*5	1	0	0	10.65	11.95	1.45	0.45	0.6	----
"6	1	0	1	11.7	----	1.49	----	1	----
7	1	1	0	----	10.8	----	1	----	0.93
8	1	1	1	----	----	----	----	----	----

2.5 Bibliografía

- [1]. Martynyuk, A. E.; Martinez Lopez, J. I.; and Martynyuk, N. A.: 'Active frequency-selective surfaces based on loaded ring slot resonators', *ELECTRONICS LETTERS*, 41, (1), 2005, pp. 2-4.
- [2]. Xu, Rong-rong; Zhao, Huai-cheng; Zong, Zhi-yuan; and Wu, Wen: 'Dual-Band Capacitive Loaded Frequency Selective Surfaces With Close Band Spacing', *IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS*, 18, (12), 2008, pp. 782 – 784.
- [3]. Zhang, Chenggang; Zhang, Qiang; Hu, MingChun: 'Adaptive Frequency Selective Surface with ring slot units', *International Symposium on Electromagnetic Compatibility EMC 2007*, pp. 536 – 538.
- [4]. Che, Yongxing; Hou, Xinyu; Gao, Zhengping: 'A Tunable Miniaturized-Element Frequency Selective Surfaces without Bias Network', *2011 IEEE International Conference on Microwave Technology & Computational Electromagnetics (ICMTCE)*, pp. 70-73.
- [5]. Sanz-Izquierdo, B.; Parker, E. A.; and Batchelor, J. C.: 'Dual-Band Tunable Screen Using Complementary Split Ring Resonators', *IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION*, 58, (11), 2010, pp. 3761 – 3765.
- [6]. Mias, C.: 'Tunable Multi-Band Frequency Selective Structure', *European Radar Conference, EURAD 2005*, pp. 299 – 302.
- [7]. Sanz-Izquierdo, B.; Parker, E.A.; Robertson, J.-B.; and Batchelor: 'Tuning technique for active FSS arrays', *Electronics Letters*, 2009, 45, (22), pp. 1107 – 1109.
- [8]. Coutts, G.M.; Mansour, R.R.; and Chaudhuri, S.K.: 'AMEMS-Tunable Frequency-Selective Surface Monolithically Integrated on a Flexible Substrate', *IEEE/MTT-S International Microwave Symposium*, 2007, pp. 497 – 500.
- [9]. Coutts, G.M.; Mansour, R.R.; and Chaudhuri, S.K.: 'Microelectromechanical Systems Tunable Frequency-Selective Surfaces and Electromagnetic-Bandgap Structures on Rigid-Flex Substrates', *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2008, 56, (7), pp. 1737 – 1746.

- [10]. Mendoza-Rosales, D.T.; Martynyuk, A.E.; Martinez-Lopez, J.I.; and Rodriguez-Cuevas, J.: 'Frequency selective surfaces based on ring slots loaded with monolithically integrated capacitors', *IET Microwave Antennas Propagation*, 2012, 6, (3), pp. 245–250.
- [11]. Martynyuk, A.E.; and Lopez, J.I.M.: 'Frequency-selective surfaces based on shorted ring slots', *Electronics Letters*, 5, (37), 2001, pp. 268 – 269.
- [12]. Taylor, P. S.; Parker, E. A.; and Batchelor, J. C.: 'An Active Annular Ring Frequency Selective Surface', *IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION*, 59, (9), 2011, pp. 3265-3271.
- [13]. Taylor, P. S.; Batchelor, J. C.; and Parker, E. A.: 'Dual-Band FSS Design Using LC Traps', 2010 Loughborough Antennas & Propagation Conference, pp. 405 – 408.
- [14]. Taylor, P. S.; Bathelor, J. C.; and Parker, E. A.: 'A Passively Switched Dual-Band Circular FSS Slot Array', 2011 IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications (APWC), pp. 648 – 651.
- [15]. Al-Joumayly, M. A.; and Behdad, N.: 'Low-Profile, Highly-Selective, Dual-Band Frequency Selective Surfaces With Closely Spaced Bands of Operation', *IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION*, 58, (12), 2010, pp. 4042 – 4050.
- [16]. Chao Guo; Houjun Sun; and Xin Lu: 'Dualband Frequency Selective Surface with Double-Four-legged Loaded Slots Elements', *International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology, ICMMT*, 2008.
- [17]. Wickenden, D. K.; Awadallah, R. S.; Vichot, P. A.; Brawley, B. M.; Spicer, J. M.; Fitch, M. J.; and Kistenmacher, T. J.: 'Demonstration of Multi-Band Frequency-Selective Surfaces Using Split-Ring Triangular Resonators', *International Workshop on Antenna Technology Small Antennas and Novel Metamaterials*, 2006 IEEE, pp. 96 – 99.
- [18]. Chuprin, A.D.; Parker, E.A.; and Batchelor, J.C.: 'Convolutd double square: single layer FSS with close band spacings', *Electronics Letters*, 22, (36), pp. 1830 – 1831
- [19]. Chatterjee, A.; Biswas, S.; Chanda, D.; and Sarkar, P.P.: 'A Polarization Independent Compact Multi-band Frequency Selective Surface', *Conference on Engineering Nirma University International (NUICONE)*, 2011, pp. 1 – 4.

- [20]. Gianvittorio, J.P.; Rahmat-Samii, Y.; and Romeu, J.: 'Fractal FSS: Various Self-Similar Geometries Used for Dual-Band and Dual-Polarized FSS', IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, (3), 2001, pp. 640 – 643.
- [21]. Romeu, J.; and Rahmat-Samii, Y.: 'Fractal FSS: A Novel Dual-Band Frequency Selective Surface', IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 7, (48), 2000, pp. 1097 – 1105.
- [22]. Werner, D.H.; and Lee, D.: 'Design of dual-polarised multiband frequency selective surfaces using fractal elements', Electronics Letters, 6, (36), 2000, pp. 487 – 488.
- [23]. Hill, R.A.; and Munk, B.A.: 'The effect of perturbing a frequency-selective surface and its relation to the design of a dual-band surface', IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 3, (44), 1996, pp. 368 – 374.
- [24]. Parker, E.A.; Hamdy, S.M.A.; and Langley, R.J.: 'ARRAYS OF CONCENTRIC RINGS AS FREQUENCY SELECTIVE SURFACES', Electronics Letters, 23, (17), 1981, pp. 880 – 881.
- [25]. Parker, E.A.; and Vardaxoglou, J.C.: 'Plane-wave illumination of concentric-ring frequency-selective surfaces', IEE Proceedings H Microwaves Antennas and Propagation, 3, (132), 1985, pp. 176 – 180.
- [26]. Liang, X.; Li, L.; Bossard, J.A.; and Werner, D.H.: 'Reconfigurable Frequency Selective Surfaces with Silicon Switches', IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2006, pp. 189 – 192.
- [27]. Monni, S.; Bekers, D. J.; van Wanum, M.; van Dijk, R.; Neto, A.; Gerini, G.; and van Vliet, F. E.: 'Protection of RF Electronics using Tuneable Frequency Selective Surfaces', 3rd European Conference on Antennas and Propagation EuCAP 2009, pp. 3170 – 3174.
- [28]. Martinez-Lopez, R.; Rodriguez-Cuevas, J.; Martynyuk, A. E.; and Martinez-Lopez, J. I.: 'AN ACTIVE RING SLOT WITH RF MEMS SWITCHABLE RADIAL STUBS FOR RECONFIGURABLE FREQUENCY SELECTIVE SURFACE APPLICATIONS', Progress In Electromagnetics Research, (128), 2012, pp. 419 – 440.

3 VALIDACIÓN DE RESULTADOS

El simulador de guía de onda es una herramienta experimental en el área de microondas, que originalmente fue desarrollado por Brown, Carberry y Hannan en 1963 para evaluar el comportamiento de grandes arreglos de antenas, posteriormente se aplicó en la experimentación de las SSF [2].

3.1 Simulador de guía de onda

Evaluar el desempeño de una SSF requeriría la construcción de grandes paneles particularmente a ángulos de incidencia oblicuos [3], el simulador de guía de onda nos permite emular un arreglo periódico infinito con una simple guía de onda y una celda de dimensiones representando el arreglo. El principio de operación del simulador es que las paredes de la guía actúan como un par de planos de imagen haciendo parecer la celda como un arreglo infinito [3], como se observa en la figura 3.1

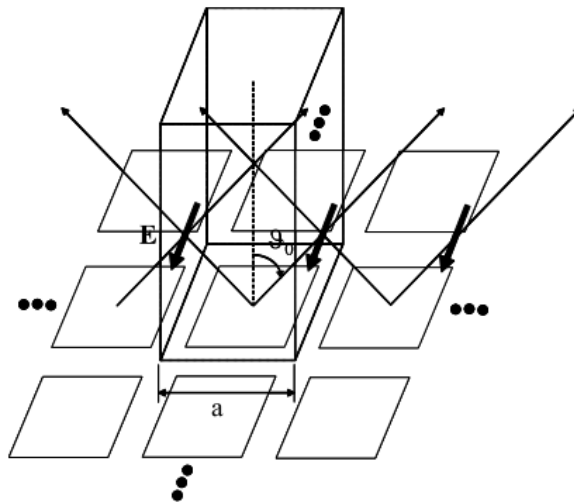


Figura 3.1. Descripción de la emulación de un arreglo infinito por una guía de onda.

La utilización de esta herramienta presenta ventajas y limitaciones [3].

Ventajas:

1. Rápida construcción de una SSF prototipo utilizando solo una pequeña celda representativa del arreglo.
2. Condiciones de laboratorio controladas asegurándose ángulos de incidencia y polarizaciones exactos.
3. Ángulos de incidencia altos pueden ser evaluados exactamente.
4. Caracterización completa por medio de parámetros S.
5. SSF reconfigurables pueden ser evaluadas.
6. Las pérdidas intrínsecas de la estructura pueden ser deducidas con el conocimiento de ondas transmitidas y reflejadas.

Limitaciones:

1. El ancho de banda evaluado es determinado por el modo de propagación dominante y el ángulo de incidencia varía con la frecuencia.
2. Para la mayoría de las guías de onda convencionales la propagación es TE.
3. Los elementos de la SSF deben ser simétricos con respecto al plano de incidencia.
4. Pueden existir fugas de energía electromagnética por los espacios entre los bordes de la celda y la estructura metálica de la guía.
5. La periodicidad debería ser una fracción entera de las dimensiones de la guía.

Esta es la herramienta que se utiliza para validar los resultados de las simulaciones presentadas en el capítulo 2. Los resultados y comparaciones de las mediciones se presentan a continuación.

3.2 Mediciones

Para las mediciones se utilizaron 4 guías de onda rectangulares WR-90 para la banda X, con dimensiones de 22.86 mm x 10.16 mm y una frecuencia de corte para el modo TE₁₀ de 6.557 GHz, este es el modo en el que se evaluará la celda, las representaciones de las líneas de campo se presentan en la figura 3.2. Se utilizaron 4 celdas para representar el arreglo, referenciadas por A1, A2, D1 y D2; donde el radio medio del anillo exterior “ r_e ” se mantuvo fijo y se utilizó como parámetro variable

únicamente el radio medio del anillo interior “ r_i ”. En la figura 3.3 se presentan las dimensiones de una celda utilizada, cada celda corresponde a un valor diferente del radio medio del anillo interno, para A1 $r_i=3.65$ mm, para A2 $r_i=3.55$ mm, para D1 $r_i=3.95$ mm y para D2 $r_i= 3.75$ mm. El material utilizado para la fabricación de cada celda es un ROGERS4003 de 0.203 mm de grosor y una capa de cobre de 0.017 mm.

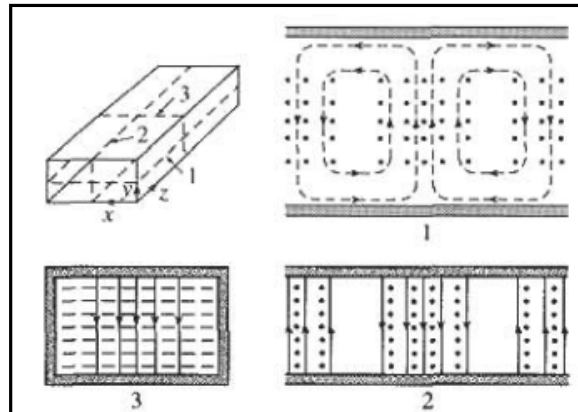


Figura 3.2. Representación de las líneas de campo eléctrico y magnético para una guía de onda rectangular. (8)

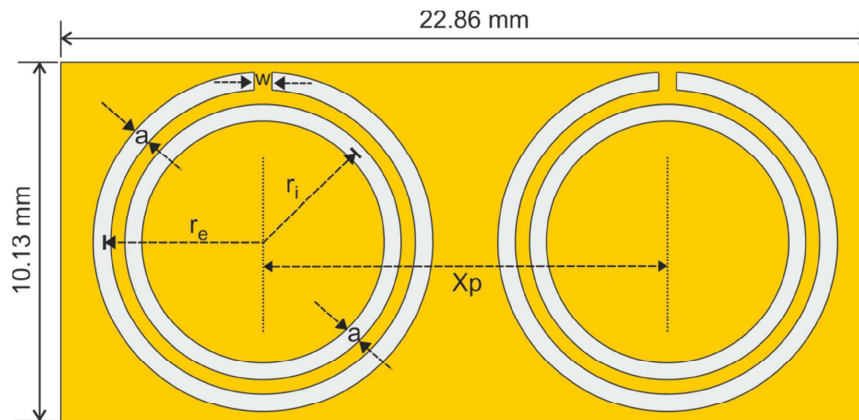


Figura 3.3. Dimensiones de las celdas donde $a=0.5$ mm, $r_e=4.55$ mm, $w=0.5$ mm y $X_p= 11.43$ mm se mantienen constantes en todas las celdas A1, A2, D1, D2.

Fotografías de las celdas ya montadas en las correspondientes guías de onda se presentan en la figura 3.4, se utilizó tinta de plata para sellar los bordes entre las celdas y las paredes internas de la guía, en la figura 3.4 se presentan imágenes de las celdas montadas en las guías. Las guías de onda emulan un arreglo infinito con un elemento periódico como el que se muestra en la figura 3.5, correspondiente a cada celda.

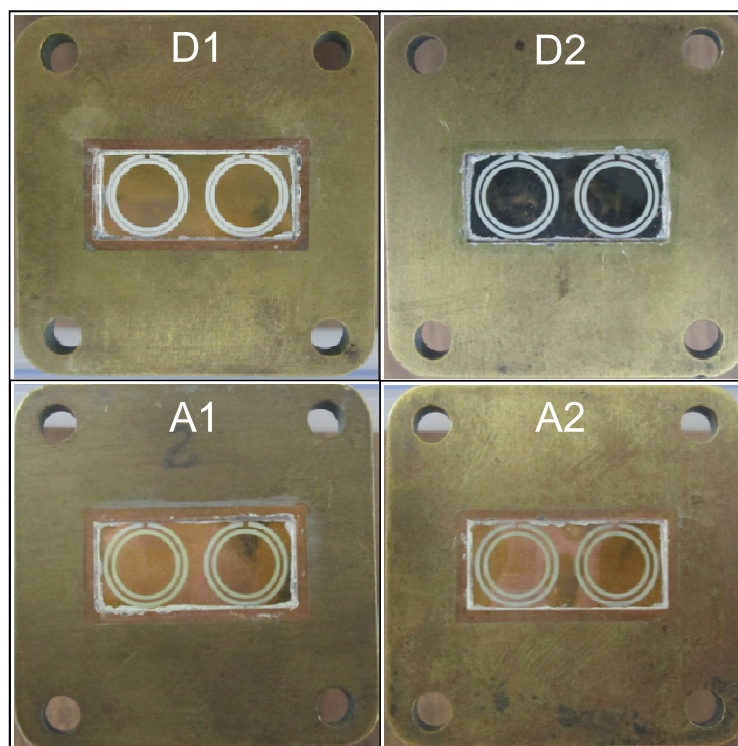


Figura 3.4. Fotografías de las celdas ya montadas, se referenciaron por A1, A2, D1 y D2.

Adicionalmente se simuló cada celda como un arreglo infinito para efectos de comparación con las mediciones del simulador.

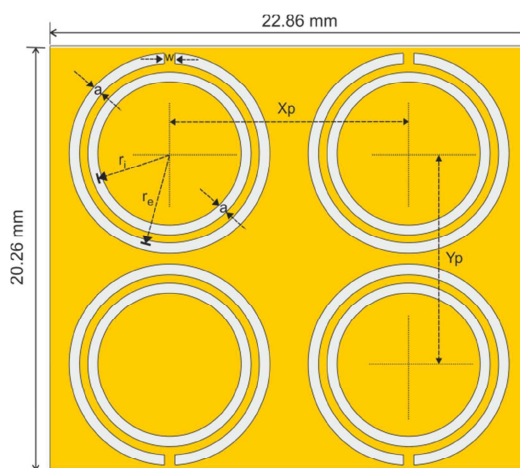


Figura 3.5. Elemento periódico del arreglo infinito emulado por el simulador de guía de onda, donde $X_p = 11.43$ mm, $Y_p = 10.13$, $r_e = 4.55$ mm, $a = 0.5$ mm, $w = 0.5$ mm, una periodicidad vertical de 20.26 mm y horizontal de 11.43 mm, para todas las celdas.

Las mediciones se realizaron con un analizador vectorial de redes HP 8722C con capacidad de medición de frecuencia máxima de 40 GHz. Una fotografía de una medición se presenta en la figura 3.6.

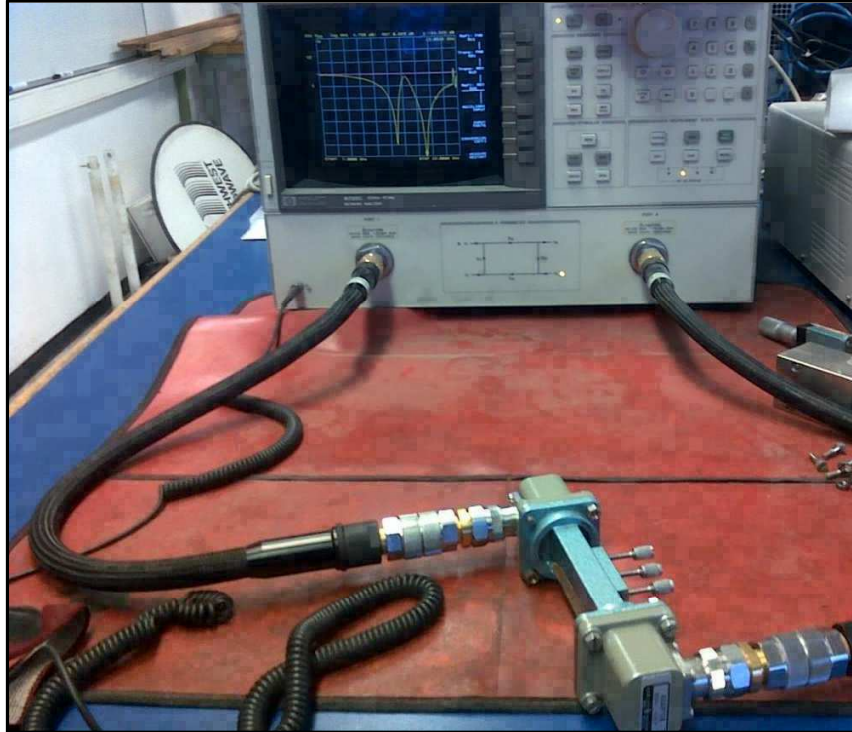


Figura 3.6. Fotografía del analizador midiendo $|S_{11}|$ de una celda, en total se realizaron 4 mediciones.

La calibración de analizador se hizo en el intervalo de 7 a 14 GHz con su correspondiente kit de calibración. Una comparación de los coeficientes medidos y simulados de $|S_{21}|$ y $|S_{11}|$ se presenta en la figura 3.7 y 3.8 respectivamente. Se observa una buena semejanza entre las gráficas, con una discrepancia mínima de valores. La diferencia más grande se presenta en la celda D1, donde la segundas resonancias difieren 0.35 GHz, esta variación puede deberse a que la celda no se encuentre completamente perpendicular a las paredes de la guía o que presente ligeros dobleces causados al momento de montarlas en las guía.

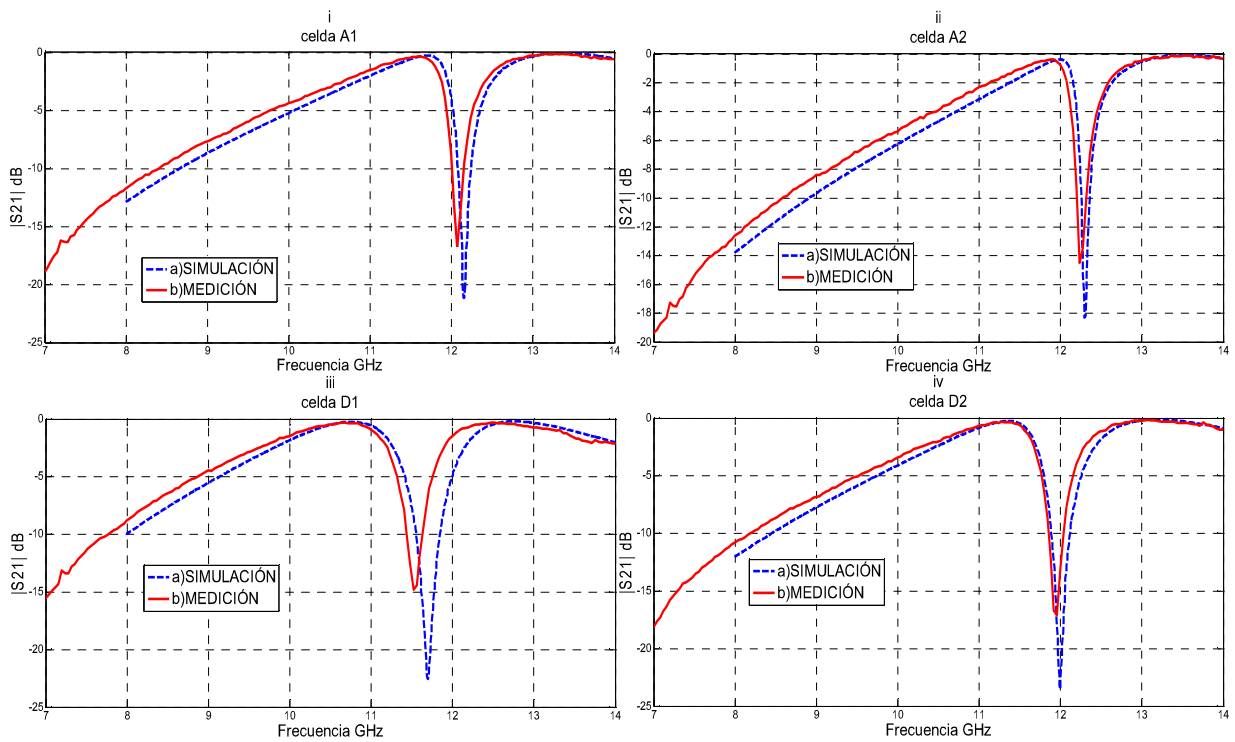


Figura 3.7. Comparación del coeficiente $|S_{21}|$ medido y simulado, i. Celda A1, ii. Celda A2, iii. Celda D1 y iv. Celda D2.

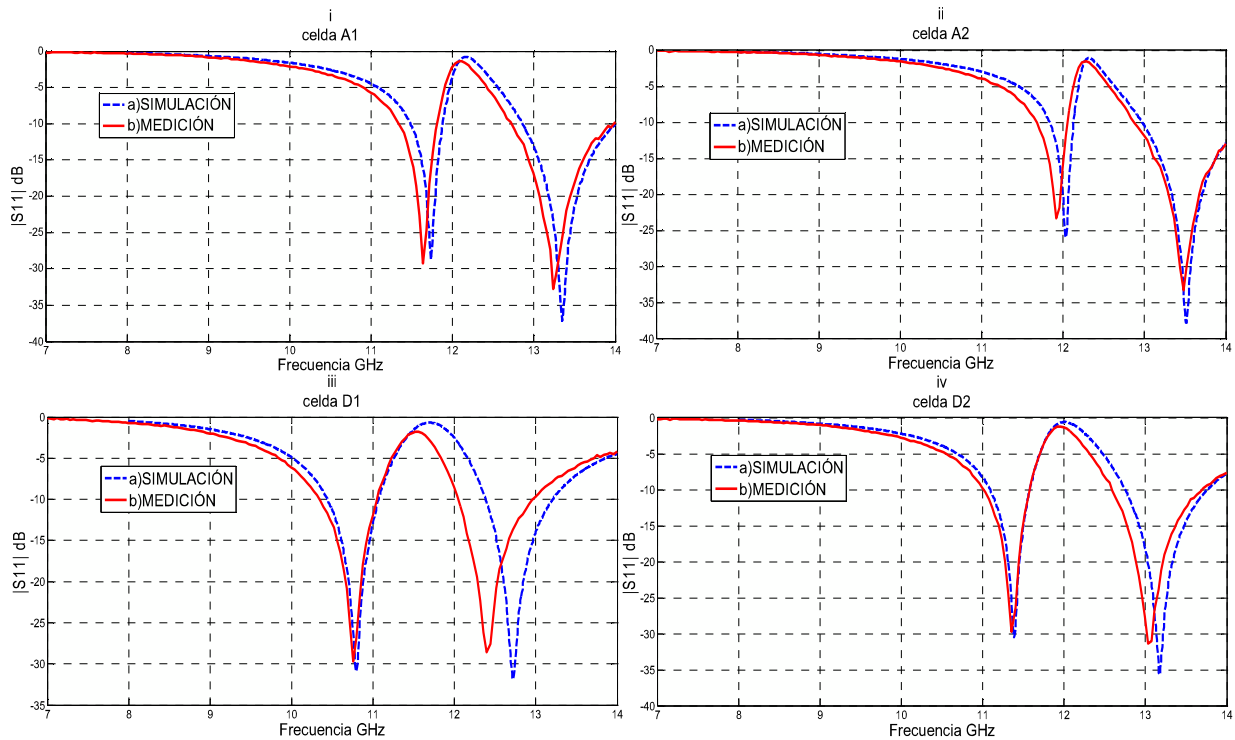


Figura 3.8. Comparación del coeficiente $|S_{11}|$ medido y simulado, i. Celda A1, ii. Celda A2, iii. Celda D1 y iv. Celda D2.

A continuación se presenta dos tablas donde se resume y se compara las características de cada respuesta medida y simulada. El ángulo de incidencia de la onda dentro de la guía, con respecto al eje de la misma, se calcula mediante (5):

$$\sin \theta = \frac{\lambda}{\lambda_c} \dots\dots\dots 3.1$$

Donde λ_c es la longitud de onda de la frecuencia de corte de la guía en el modo TE_{10} , y λ es la longitud en el espacio libre.

Tabla 3.1. Características de las respuestas simuladas.

Celda	Simulación Resonancias GHz		Simulación S21				Ángulo de incidencia	
			Ancho -3 dB		Pérdidas de inserción dB			
	<i>fr1</i>	<i>fr2</i>	<i>fr1</i>	<i>fr2</i>	<i>fr1</i>	<i>fr2</i>	<i>fr1</i>	<i>fr2</i>
A1	11.74	13.352	1.29	>1.55	-0.27	-0.08	33.9°	29.41°
A2	12.03	13.51	1.163	>1.47	-0.4	-0.08	33°	29°
D1	10.8	12.72	1.674	>1.89	-0.18	-0.18	37.38°	31°
D2	11.35	13	1.44	1.62	0.1	0.1	35.28°	30.29°

Tabla 3.2. Características de las respuestas medidas.

Celda	Medición Resonancias GHz		Medición S21				Ángulo de incidencia	
			Ancho -3 dB		Pérdidas de inserción dB			
	<i>fr1</i>	<i>fr2</i>	<i>fr1</i>	<i>fr2</i>	<i>fr1</i>	<i>fr2</i>	<i>fr1</i>	<i>fr2</i>
A1	11.65	13.25	1.4	>1.8	-0.4	-0.2	34.25°	29.66°
A2	11.9	13.5	1.4	>1.5	-0.5	-0.25	33.43°	29.05°
D1	10.75	12.4	1.85	>2.8	-0.3	-0.3	37.58°	31.9°
D2	11.35	13.05	1.6	>1.7	-0.4	-0.2	35.28°	30.16°

Vemos como utilizando esta configuración de resonancias cruzadas alcanzamos valores de hasta 1.13 de fr_2/fr_1 , pérdidas de inserción de hasta -0.2 dB. Comparando estos datos con los publicados en [9], [10], [11], [12], [13], [14], [15], [16], [17], [18], [19], [20], [21], [22], [23], [24], [25], y [26], se concluye con la concepción de un diseño asequible de 2 bandas y de bajo costo con un buen desempeño para polarización lineal

TE. Adicionalmente estos datos presentados respaldan la factibilidad de diseñar una SSF multibanda conmutable mediante diodos PIN en base en la misma geometría de anillos cruzados, investigado en el capítulo anterior.

3.3 Modelo de línea de transmisión

Se desarrolló un modelo de línea de transmisión, cada anillo se representó por un circuito LC como se observa en la figura 3.9, las resistencias R1 y R2 modelan las pérdidas del material conductor con un valor de 0.001Ω . Se consideró un dieléctrico sin pérdidas, por lo cual se modeló como una línea de transmisión con una impedancia característica $Z_1 = \frac{Z_0}{\sqrt{\epsilon_r}}$ donde $Z_0 = 377 \Omega$ es la impedancia intrínseca del espacio libre, y donde “ ϵ_r ” es la constante dieléctrica relativa y h es el grosor del dieléctrico [7].

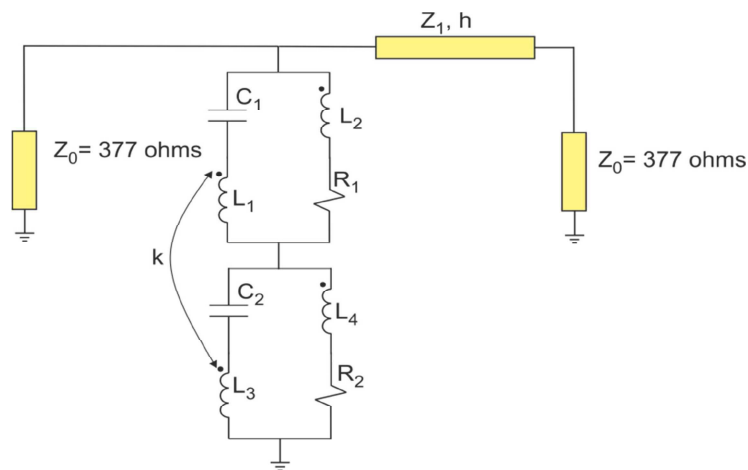


Figura 3.9. Modelo de línea de transmisión para dos anillos concéntricos tipo ranura con resonancias cruzadas.

Observando las curvas medidas y simuladas de $|S_{11}|$ en la figura 3.7, vemos que la primera resonancia correspondiente al anillo interno es de un ancho menor con respecto a la segunda, recordando que el factor de calidad de un circuito RLC en paralelo es directamente proporcional a C, esto nos induce a pensar que la capacitancia del anillo interno es mayor que la del externo, modelando cada ranura de un anillo como un capacitor resulta en que el circuito LC que representa el anillo interior tiene el

doble de la capacitancia que el anillo externo, es decir, $C_1= 400$ fF y $C_2= 200$ fF, estos valores de capacitancia se encontraron empíricamente y fue el que más se ajustó a las curvas. Otra consideración es que el arreglo se evaluó a ángulos oblicuos, es decir las curvas obtenidas de $|S_{11}|$ y $|S_{21}|$ no corresponden a incidencia normal. Los inductores L_2 y L_4 modelan la resonancia de cada anillo en forma individual, L_2 corresponde a la frecuencia de resonancia de $\lambda=2\pi r_i$, donde r_i denota el radio medio del anillo interno, L_4 corresponde a la frecuencia de resonancia de $\lambda=(1.45)^2 2\pi r_e$, donde r_e define el radio medio del anillo externo y el factor de 1.45 considera el efecto del corto en la resonancia. L_1 y L_3 y su acoplamiento modelan el efecto del acoplamiento entre anillos. Para este modelo tenemos:

$C= 200$ fF	$a_1=-40, a_2=456, a_3=1731.2, a_4= 2188.7$
$C_1= 2C$	$b_1=217.43, b_2=-639.67$
$C_2= C$	$c_1=29.71, c_2=-17.68$
$V=3 \times 10^8$ m/s	$f_1=$ frecuencia menor GHz
$r_i=$ radio interno medio (mm)	$f_2=$ frecuencia mayor GHz
$r_e=$ radio externo medio (mm)	

$$L_2 = \frac{(r_i)^2}{V^2 C_1} \dots\dots\dots 3.2$$

$$L_4 = \frac{(r_e)^2}{(1.45)^2 V^2 C_2} \dots\dots\dots 3.3$$

$$L_1 = b_1 r_e + b_2 (\text{pH}) \dots\dots\dots 3.4$$

$$L_3 = c_1 r_e + c_2 (\text{pH}) \dots\dots\dots 3.5$$

$$k = a_1 (r_e)^3 + a_2 (r_e)^2 + a_3 r_e + a_4 \dots\dots\dots 3.6$$

$$f_1 = \frac{1}{\sqrt{(L_1+L_2)C_1}} \dots\dots\dots 3.7$$

$$f_2 = \frac{1}{\sqrt{(L_3+L_4)C_2}} \dots\dots\dots 3.8$$

Donde $a_1, a_2, a_3, a_4, b_1, b_2, c_1$ y c_2 son constantes adimensionales y V representa la velocidad de la luz. Una comparación de las respuestas medidas y modeladas de $|S_{21}|$ y $|S_{11}|$ se observan en la figura 3.10 y 3.11.

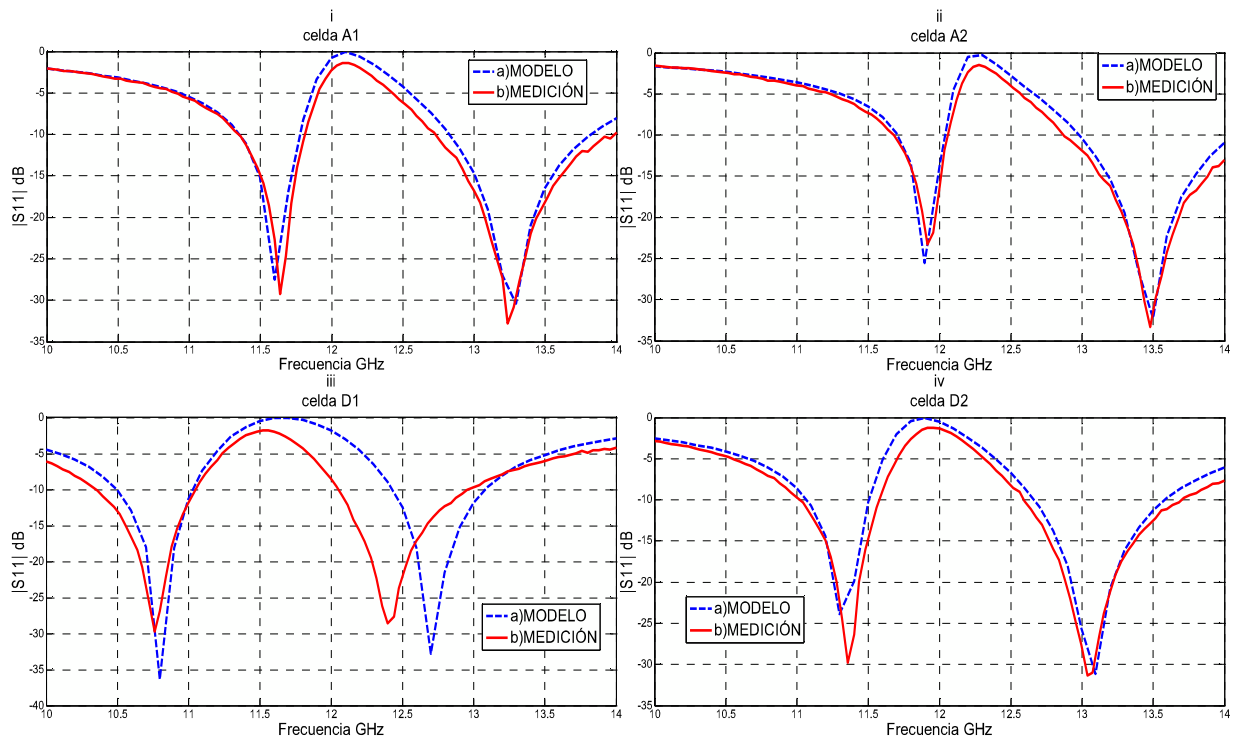


Figura 3.10. Comparación del coeficiente $|S_{11}|$ medido y modelado, i. Celda A1, ii. Celda A2, iii. Celda D1 y iv. Celda D2.

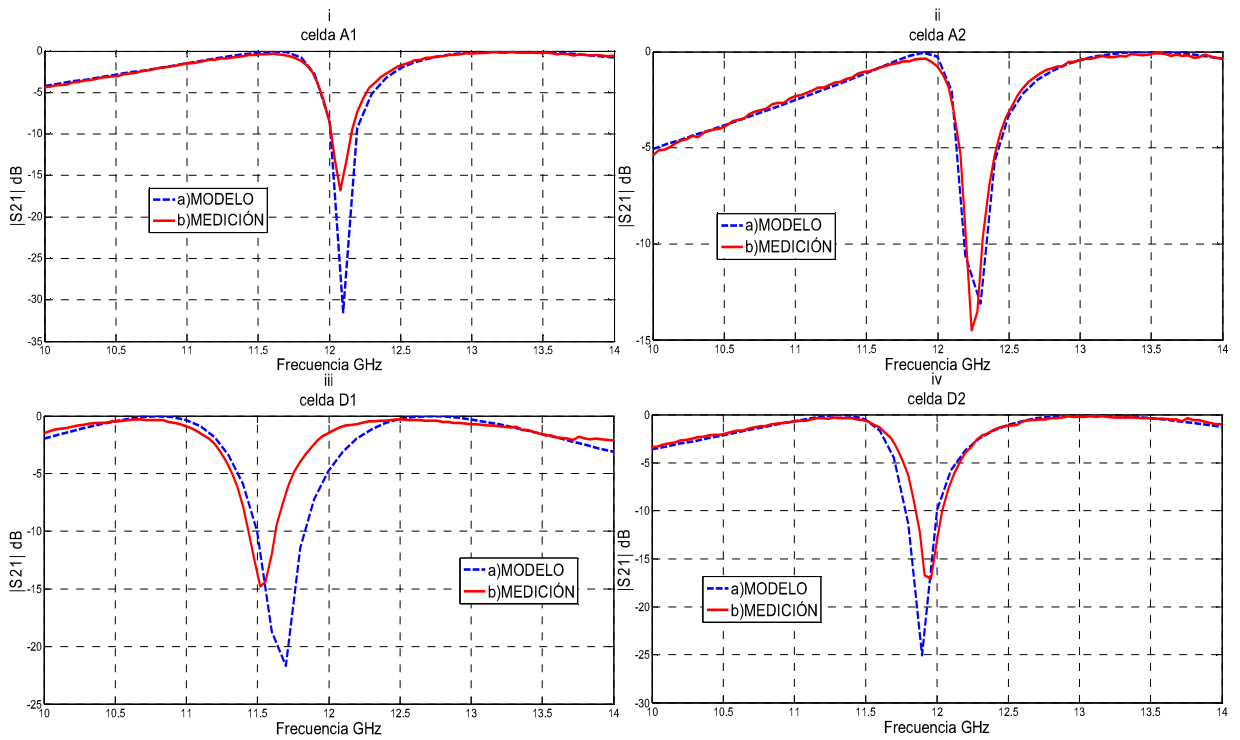


Figura 3.11. Comparación del coeficiente $|S_{21}|$ medido y modelado, i. Celda A1, ii. Celda A2, iii. Celda D1 y iv. Celda D2.

El modelo es válido para un sustrato ROGERS4003 de $\epsilon_r= 3.55$ y un grosor de 0.203 mm, para los radios $r_e= 4.55$ mm y r_i en el intervalo de 3.55 mm a 3.95 mm.

Los valores arrojados por las ecuaciones 3.2 a 3.8 de los componentes del modelo se presentan en la tabla 3.3.

Tabla 3.3. Valores de los componentes del circuito equivalente,
 $R1=0.01 \Omega$ y $R2= 10 K \Omega$ para todas las celdas.

componentes/celda	A1	A2	D1	D2
C1	200 fF	200 fF	200 fF	200 fF
C2	400 fF	400 fF	400 fF	400 fF
L1	154.17 pH	132.42 pH	219.42 pH	175.92 pH
L2	546.74 pH	546.74 pH	546.74 pH	546.74 pH
L3	90.72 pH	87.75 pH	99.63 pH	93.69 pH
L4	370.14 pH	350.58 pH	433.96 pH	390.65 pH
K	0.12	-0.2	-0.175	0

3.4 Conclusiones

Se diseñó una SSF de dos bandas pasiva para la banda X, con factores de f_2/f_1 de hasta 1.13, en base a una geometría de dos anillos concéntricos tipo ranura, esto se logró con un enfoque de diseño novedoso, consistiendo en cruzar las resonancias de los dos anillos. El arreglo se simuló, y se midió por medio de un simulador de onda, resultando una mínima discrepancia entre los resultados medidos y simulados, valores de pérdidas de inserción mínimos del orden de -0.3 dB, con anchos de banda a -3 dB de 1.4 GHz a 2.8 GHz. Resultando en una estructura fácil de construir y de bajo costo. Se desarrolló un modelo de línea de transmisión de guía de onda, se obtuvieron las ecuaciones para los valores de los componentes del modelo para cada celda.

Se planteó la posibilidad de un diseño de SSF multibanda reconfigurable mediante diodos PIN, basado en la geometría de anillos de resonancias cruzadas mencionada anteriormente. Los resultados de las simulaciones arrojaron 6 diferentes respuestas a lo largo del intervalo de frecuencias de la banda X: dos de dos bandas, 3 de una sola banda y una de rechazo en todo el intervalo. En el modelo del diodo PIN utilizado se consideraron pérdidas, obteniendo pérdidas de inserción en los coeficientes de transmisión de 0.6 –dB a 1 –dB, y anchos de banda a -3 dB de 1.2 a 1.78 GHz. Las líneas de alimentación no fueron consideradas en las simulaciones.

Estos arreglos tienen un amplio campo de aplicaciones como en sistemas de antenas de apertura compartida; eficiencia espectral en edificaciones, radomos y filtros de guía de onda, por mencionar algunos.

Las capacidades de las SSF se han ido ampliando al integrarles dispositivos activos a las celdas del arreglo, no solo para la reconfiguración de sus coeficientes de reflexión y transmisión, sino también para funciones avanzadas como amplificación, multiplicación, corrimiento de fase y escaneo del haz.

3.5 Bibliografía

- [1]. Martinez-Lopez, R.; Rodriguez-Cuevas, J.; Martynyuk, A. E.; and Martinez-Lopez, J. I.: 'AN ACTIVE RING SLOT WITH RF MEMS SWITCHABLE RADIAL STUBS FOR RECONFIGURABLE FREQUENCY SELECTIVE SURFACE APPLICATIONS', Progress In Electromagnetics Research, 128, 2012, pp. 419 - 440.
- [2]. HANSEN, R. C.: 'Phased Array Antennas', WILEY, Second Edition, 2009.
- [3]. Pearson, R. A.; Phillips, B.; Mitchell K. G.; and Patel M.: 'Application of Waveguide Simulators to FSS and Wideband Radome Design', IEE Colloquium on Advances in Electromagnetic Screens, Radomes and Materials, 1996, pp. 7/1 - 7/6.
- [4]. Hajian, M.; Dickhof, J. H.; Trampuz, C.; and Ligthart, L. P.: 'Design of Hollow Patch Microstrip Reflectarray and Measuring Phase of Reflection Coefficient at Ka-Band Using Waveguide Simulator', Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), 2010, pp. 1- 5.
- [5]. Hannan, P.W.; and Balfour, M.A.: 'Simulation of a Phased-Array Antenna in Waveguide', IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 13, (3), 1965, pp. 342- 352.
- [6]. Visser, Hubregt J.: 'Array and Phased Array Antenna Basics', John Wiley & Sons, 2005.
- [7]. Manoochchri, O. S.; Abbasiniazare, A.; Torabi, and Forooraghi, K.: 'A SECOND-ORDER BPF USING A MINIATURIZED-ELEMENT FREQUENCY SELECTIVE SURFACE', Progress In Electromagnetics Research C, 31, 2012, pp. 229-240.
- [8]. Pozar, D. M.: 'Microwave engineering', Addison-wesley, 1990.
- [9]. Xu, Rong-rong; Zhao, Huai-cheng; Zong, Zhi-yuan; and Wu, Wen: 'Dual-Band Capacitive Loaded Frequency Selective Surfaces With Close Band Spacing', IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS, 18, (12), 2008, pp. 782 – 784.
- (10). Taylor, P. S.; Batchelor, J. C.; and Parker, E. A.: 'Dual-Band FSS Design Using LC Traps', 2010 Loughborough Antennas & Propagation Conference, pp. 405 – 408.

- [11]. Taylor, P. S.; Bathelor, J. C.; and Parker, E. A.: 'A Passively Switched Dual-Band Circular FSS Slot Array', 2011 IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications (APWC), pp. 648 – 651.
- [12]. Sanz-Izquierdo, B.; Parker, E. A.; and Batchelor, J. C.: 'Dual-Band Tunable Screen Using Complementary Split Ring Resonators', IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, 58, (11), 2010, pp. 3761 – 3765.
- [13]. Mias, C.: 'Tunable Multi-Band Frequency Selective Structure', European Radar Conference, EURAD 2005, pp. 299 – 302.
- [14]. Al-Joumayly, M. A.; and Behdad, N.: 'Low-Profile, Highly-Selective, Dual-Band Frequency Selective Surfaces With Closely Spaced Bands of Operation', IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, 58, (12), 2010, pp. 4042 – 4050.
- [15]. Chao Guo; Houjun Sun; and Xin Lu: 'Dualband Frequency Selective Surface with Double-Four-legged Loaded Slots Elements', International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology, ICMMT, 2008.
- [16]. Wickenden, D. K.; Awadallah, R. S.; Vichot, P. A.; Brawley, B. M.; Spicer, J. M.; Fitch, M. J.; and Kistenmacher, T. J.: 'Demonstration of Multi-Band Frequency-Selective Surfaces Using Split-Ring Triangular Resonators', International Workshop on Antenna Technology Small Antennas and Novel Metamaterials, 2006 IEEE, pp. 96 – 99.
- [17]. Chuprin, A.D.; Parker, E.A.; and Batchelor, J.C.: 'Convuluted double square: single layer FSS with close band spacings', Electronics Letters, 22, (36), pp. 1830 – 1831
- [18]. Chatterjee, A.; Biswas, S.; Chanda, D.; and Sarkar, P.P.: 'A Polarization Independent Compact Multi-band Frequency Selective Surface', Conference on Engineering Nirma University International (NUiCONE), 2011, pp. 1 – 4.
- [19]. Gianvittorio, J.P.; Rahmat-Samii, Y.; and Romeu, J.: 'Fractal FSS: Various Self-Similar Geometries Used for Dual-Band and Dual-Polarized FSS', IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, (3), 2001, pp. 640 – 643.
- [20]. Romeu, J.; and Rahmat-Samii, Y.: 'Fractal FSS: A Novel Dual-Band Frequency Selective Surface', IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 7, (48), 2000, pp. 1097 – 1105.

- [21]**. Werner, D.H.; and Lee, D.: 'Design of dual-polarised multiband frequency selective surfaces using fractal elements', *Electronics Letters*, 6, (36), 2000 , pp. 487 – 488.
- [22]**. Hill, R.A.; and Munk, B.A.: 'The effect of perturbing a frequency-selective surface and its relation to the design of a dual-band surface', *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 3, (44), 1996 , pp. 368 – 374.
- [23]**. Parker, E.A.; Hamdy, S.M.A.; and Langley, R.J.: 'ARRAYS OF CONCENTRIC RINGS AS FREQUENCY SELECTIVE SURFACES', *Electronics Letters*, 23, (17), 1981 , pp. 880 – 881.
- [24]**. Parker, E.A.; and Vardaxoglou, J.C.: 'Plane-wave illumination of concentric-ring frequency-selective surfaces', *IEE Proceedings H Microwaves Antennas and Propagation*, 3, (132), 1985 , pp. 176 – 180.
- [25]**. Liang, X.; Li, L.; Bossard, J.A.; and Werner, D.H.: 'Reconfigurable Frequency Selective Surfaces with Silicon Switches', *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2006, pp. 189 – 192.
- [26]**. Monni, S.; Bekers, D. J.; van Wanum, M.; van Dijk, R.; Neto, A.; Gerini, G.; and van Vliet, F. E.: 'Protection of RF Electronics using Tuneable Frequency Selective Surfaces', *3rd European Conference on Antennas and Propagation*, 2009, *EuCAP 2009*, pp. 3170 – 3174.