



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

**SUPERFICIES SELECTIVAS DE FRECUENCIA CONMUTABLES PARA APLICACIONES DE ARQUITECTURAS
ELECTROMAGNÉTICAS DE EDIFICIOS**

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

PRESENTA:
TRINIDAD EUGENIA ESPARZA AGUILAR

TUTOR
DR. JOSÉ ISMAEL MARTÍNEZ LÓPEZ, FACULTAD DE INGENIERÍA

MÉXICO, D. F. NOVIEMBRE 2014



Universidad Nacional
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

Biblioteca Central



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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

JURADO ASIGNADO:

Presidente: Dr. Ramón Gutiérrez Castrejón

Secretario: Dr. Oleksandr Martynyuk

Vocal: Dr. José Ismael Martínez López

1^{er.} Suplente: Dr. Rodríguez Cuevas Jorge

2^{d o.} Suplente: Dra. Fatima Moumtadi

Ciudad Universitaria, México D.F

TUTOR DE TESIS:

Dr. José Ismael Martínez López

FIRMA

AGRADECIMIENTOS

Agradezco:

A Dios por darme la oportunidad de llegar a este punto en mi vida y por estar siempre conmigo guiando mi camino.

A Diego por ser la inspiración de todo lo que hago, por darme fuerza y fortaleza, por darme tu amor y confianza, por hacerme crecer cada día mostrándome lo verdaderamente importante, por ser la luz de mi vida.

A Alex por apoyarme en mis sueños, por caminar a mi lado brindándome tu confianza y paciencia. Por compartir a tu lado esta hermosa experiencia y por darle sentido a lo que hago día a día.

A mis papás: Lulú y Félix por estar siempre a mi lado apoyándome, por ser mis ejemplos de vida más importantes y queridos. Por darme todo lo bueno de ustedes.

A mis hermanos: Lulú, Daniel y Marce por apoyarme, escucharme, comprenderme y motivarme a lo largo de este proyecto en mi vida.

A Maru Hernández por brindarme tu apoyo y comprensión siempre.

Al Dr. Ismael Martínez López por apoyarme en mi crecimiento profesional, por creer en mí y darme su confianza, por ser mi maestro, mi asesor y mi amigo.

Al Dr. Jorge Rodríguez Cuevas y al Dr. Oleksandr Martynyuk por su apoyo, tiempo, dedicación y paciencia en la fabricación y revisión del presente trabajo.

A la Dra. Fatima Moumtadi y al Dr. Ramón Gutiérrez Castrejón por su apoyo en la revisión del trabajo y por haber sido mis profesores en la maestría.

A mis compañeros de generación 2013-1 de Telecomunicaciones por su gran apoyo a lo largo de la maestría: Jesús Alba, Juan Bolaños, Jesús Cuellar, Daniel Cruz, Javier Gómez, Pedro La Rotta, Diego Navarro, Saúl Omar y Emmanuel Ruíz.

A Henry Fabián por su apoyo en la elaboración del presente trabajo.

A mi alma mater la UNAM, la Facultad de Ingeniería y la División de estudios de Posgrado, por abrirme las puertas y darme la oportunidad una vez más de ser parte de esta gran casa de estudios, fortaleciendo mi desarrollo profesional.

Al CONACYT por otorgarme una beca para la realización de mi maestría y por los recursos otorgados al proyecto 166106.

A la DGAPA por los recursos otorgados para los proyectos PAPIIT IN114213, IN116112 y IN117814.

A Diego y Alex

ÍNDICE

Resumen	8
Introducción	9
Motivación	10
Justificación	10
Objetivos	11
Organización del trabajo	11
Referencias.....	13
Capítulo 1	15
1.1 Servicios Inalámbricos de Telecomunicaciones en un Ambiente de Edificio	15
1.2 Casos de Servicios Inalámbricos en un Ambiente de Edificio.	19
Referencias.....	23
Capítulo 2	24
2.1 Superficies Selectivas en Frecuencia SSF	24
2.1.1 Principio de operación de una SSF	24
2.1.2 Clasificación de los elementos de una SSF por su forma	24
2.1.3 Periodicidad de una SSF	25
2.1.4 Clasificación de SSF por su periodicidad	27
2.1.5 SSF Capacitivas e Inductivas.	27
2.1.6 SSF Pasivas y Activas.....	29
2.1.7 SSF Reconfigurables	30
2.1.8 SSF Basadas en Aperturas Anulares.....	31
2.1.9 Características de Transmisión de una SSF Basada en Aperturas Anulares	31
2.1.10 Frecuencia de Resonancia de una Apertura Anular	32
2.1.11 Variación de Parámetros de Transmisión Respecto a la Geometría y Materiales	33
2.1.12 Respuesta en Frecuencia de SSFC de Aperturas Anulares	34
2.1.13 Respuesta en Frecuencia de SSFC de Aperturas Anulares con Cortos Metálicos	34
2.1.14 Respuesta en Frecuencia de SSFC de Aperturas Anulares con Elementos Activos	35
2.1.15 SSF Empleadas en Aplicaciones de Arquitectura Electromagnética de Edificios	38
2.2 Estado del Arte de las SSF para Aplicaciones de Arquitectura Electromagnética	38
Referencias.....	45

Capítulo 3	47
3.1 Diseño y Simulación de una SSFC para Arquitectura Electromagnética de Edificios	47
3.1.1 Tipo de SSF seleccionada.....	47
3.1.2 Especificaciones de la SSF para Simulación Numérica	47
3.1.3 Simulación de Anillo Circular	48
3.1.4 Simulación de Apertura o Ranura Circular.....	50
3.1.5 Simulación de la Apertura Anular con Elementos Activos	53
3.1.6 Sintonización de la SSF Activa a 2.4 GHz.....	55
3.2 Diseño y simulación de una apertura circular a 10 GHz	60
3.2.1 Justificación	60
3.2.2 Especificaciones de la Apertura Circular a 10 GHz para Simulación Numérica	60
3.2.3 Simulación de Apertura a 10 GHz con diodos pin	62
3.2.4 Diseño de las líneas de polarización del Dispositivo	63
3.2.5 Simulación de Proceso completo con todas las capas de fabricación y líneas de Polarización	65
Referencias.....	70
Capítulo 4	71
Proceso de Fabricación	71
4.1 Materiales del Proceso de Fabricación	72
4.2 Flujo del proceso de fabricación.....	73
4.2.1 Corte y preparación del sustrato	73
4.2.2 Definición del dispositivo.....	74
4.2.3 Estañado de las pistas de polarización	78
4.2.4 Soldado de diodos pin.....	79
4.2.5 Puenteo	79
4.3 Circuito de control para los diodos pin.....	81
4.4 Diagrama de conexión entre diafragma y el circuito de control de diodos pin	82
Referencias.....	83
Capítulo 5	84
Mediciones y Resultados.....	84
5.1 Simulador de guía de onda	84
5.2 Mediciones y Resultados	85
5.2.1 Comparación de resultados teóricos con resultados experimentales.....	88

5.2.2 Comparación de resultados experimentales con resultados ajustados a modelo de diodo pin: $R=12\text{ K}\Omega$ y $C= 37\text{fF}$	92
Referencias.....	96
Conclusiones Generales.....	97

Resumen

El presente trabajo muestra el diseño, simulación, fabricación y medición de una superficie selectiva de frecuencia conmutable, SSFC, para aplicaciones de arquitectura electromagnética de edificios. En los últimos diez años diversas investigaciones han mostrado que las SSFC pueden ser implementadas en edificios con la finalidad de filtrar señales de comunicaciones móviles, mejorando el uso del espectro radioeléctrico y la seguridad inalámbrica. Se propone como celda unitaria una apertura anular, la cual presenta buena estabilidad al ángulo de incidencia de la señal, dicha apertura se encuentra seccionada en cuatro partes: a 45° , 135° , 225° y 315° , en estas ranuras fueron insertados cuatros diodos pin para lograr dos estados de actuación. En el estado apagado la señal incidente ve una apertura anular completa dejando pasar la señal a la frecuencia de resonancia de dicha apertura. En el estado encendido la señal incidente ve una apertura seccionada con cortos metálicos, en la cual la frecuencia de resonancia ha cambiado, por lo tanto no deja pasar la señal con la frecuencia de resonancia en el estado anterior, de esta manera controlamos los estados en los cuales deseamos dejar pasar o no cierta señal.

La apertura anular está diseñada a 2.4 GHz, la cual es una frecuencia muy utilizada en comunicaciones móviles como bluetooth y redes inalámbricas y por tanto presente en edificios con alta demanda de dichos servicios. Se simuló el diseño en CST Microwave Studio, obteniendo buenos resultados para la transmisión y reflexión de la señal. El diseño no se fabricó debido a que su medición no podría realizarse por falta de infraestructura para dicha frecuencia de resonancia, por lo que se propuso diseñar una celda unitaria a 10 GHz para mostrar el proceso completo de diseño, simulación, fabricación y medición. Se planteó que si los resultados eran satisfactorios, el diseño a 2.4 GHz también lo sería al fabricarse pues seguiría el mismo método. La fabricación se realizó en los laboratorios del centro UNAMEMS y el Departamento de Electrónica de Alta frecuencia y Telecomunicaciones, se utilizó un proceso conocido e implementado en proyectos anteriores el cual utiliza un sustrato comercial flexible con una capa dieléctrica entre dos capas de cobre, una capa de cyclotene como aislante y una capa adicional de cobre para la creación de líneas de polarización. Las mediciones fueron realizadas mediante el método de guía de onda y fueron satisfactorias. La transmisión de la señal a 10.4 GHz presentó un coeficiente de reflexión de -23.4 dB y la reflexión de dicha señal a -0.26 dB. Podemos decir que al ser fabricada la SSFC de apertura anular diseñada a 2.4 GHz se obtendrían buenos parámetros de transmisión y reflexión

así como la diseñada a 10 GHz y podría ser implementada en edificios para mejorar la eficiencia espectral y la seguridad inalámbrica.

Introducción

Las Superficies Selectivas de Frecuencias Conmutables, SSFC, son dispositivos capaces de filtrar señales a frecuencias específicas y modificar dicho estado gracias a la incorporación de elementos activos como diodos PIN, varactores o interruptores MEMS.

Las SSFC tienen diversas aplicaciones y una de ellas ha surgido debido al incremento de dispositivos inalámbricos en ambientes de edificios, por esta razón la arquitectura electromagnética de éstos debe ser considerada en el diseño de acuerdo a las necesidades y actividades que se desempeñarán en su interior.

En un ambiente de edificio la tendencia a utilizar dispositivos inalámbricos es mayor y con ello la demanda del espectro radioeléctrico, afectando la eficiencia de la comunicación. Por otro lado la seguridad de la comunicación inalámbrica puede verse afectada debido a que dichas señales pueden radiar más allá de los límites deseados. Si contenemos dichas señales podemos mejorar la seguridad.

Mediante la aplicación de SSFC podemos modificar la arquitectura electromagnética y con ello la eficiencia espectral y la seguridad [1].

Las SSFC están formadas por múltiples elementos que forman un arreglo, el cual puede ser implementado como un papel tapiz sobre las paredes de los edificios, en una oficina puede colocarse un arreglo, el cual mediante una señal de control o voltaje de polarización, nos proporcione dos estados: uno en el cual se deje pasar la señal deseada y el otro en el cual no se deje pasar dicha señal.

Debido a lo anterior se decidió analizar y diseñar una SSFC para aplicaciones de arquitecturas electromagnéticas de edificios, la cual nos ayude a optimizar el uso del espectro electromagnético en ambientes congestionados por la alta demanda de transmisión de datos, en especial en la banda de 2.4 GHz que es una frecuencia libre muy utilizada para la transmisión inalámbrica en un ambiente de edificio.

En el diseño de una SSFC se han utilizado varios tipos de elementos, desde los más sencillos como dipolos, hasta los más complejos como estructuras convolucionadas o fractales. El diseño propuesto de la SSFC involucra como elemento principal a la apertura anular, debido a que la geometría circular presenta buena estabilidad al ángulo de incidencia de las señales [2-5] y en particular la apertura anular se demuestra en el presente trabajo posee una mejor respuesta respecto a los anillos circulares.

Una vez diseñado el elemento principal de la SSFC se simuló y realizó el análisis de los resultados obtenidos. Además se diseñó, fabricó y caracterizó una celda unitaria a 10 GHz como alternativa experimental que mostrara el proceso completo de diseño, fabricación y caracterización debido a algunas restricciones en la infraestructura para la caracterización del diseño a 2.4 GHz.

Motivación

La saturación del espectro radioeléctrico por la creciente demanda de servicios inalámbricos, hace que la recepción de las señales electromagnéticas en sistemas congestionados sea crítica; es por esto que se requiere de sistemas capaces de filtrar las señales recibidas, que eliminen la interferencia no deseada y sean parte de la arquitectura electromagnética de los edificios para mejorar la eficiencia espectral y controlar la seguridad y conectividad inalámbrica. En los últimos diez años diversas investigaciones han reportado buenos resultados en el filtrado de señales utilizando SSFC para aplicaciones de arquitectura electromagnética de edificios [6-17], lo que nos motiva a seguir trabajado en esta línea y proponer una mejora en lo anteriormente reportado.

Justificación

A medida que existen más dispositivos inalámbricos, con tendencia a seguir creciendo, sobre todo en ambientes de edificio, se presentan las siguientes problemáticas:

- Recepción de señales electromagnéticas complicada.
- Vulnerabilidad en la seguridad de la señal debido a que las señales radian más allá de los límites de intención.

- Incompatibilidad electromagnética entre las señales emitidas por los diferentes dispositivos.

Una solución a estos problemas es modificar la estructura electromagnética de los edificios, el control de la eficiencia espectral y la seguridad de la señal mediante la implementación de SSFC.

Objetivos

- Analizar y diseñar la celda unitaria de una Superficie Selectiva de Frecuencia Conmutable (SSFC) para controlar la eficiencia espectral y la seguridad de la conectividad inalámbrica en aplicaciones de arquitectura electromagnética de edificios.
- Fabricar la SSFC mediante procesos propios de circuitos de microondas micromaquinados sobre sustratos flexibles.
- Caracterizar la SSFC fabricada para comparar y analizar los resultados teóricos y reales.

Organización del trabajo

El presente trabajo se encuentra dividido en cinco capítulos:

Capítulo 1. Servicios Inalámbricos en un Ambiente de Edificio. Se exponen los servicios inalámbricos que existen en ambientes de oficina, sus características como rangos de frecuencia y alcance analizando la interacción entre ellos en este tipo de ambiente.

Capítulo 2. Superficies Selectivas de Frecuencia SSF. Se presentan los aspectos básicos de una SSF: definición, funcionamiento, tipos de SSF, tipos de elementos principales de una celda de SSF.

Las SSFC que se utilizan en un ambiente de edificio, el tipo de celda escogida, los parámetros principales que influyen en su desempeño y el estado del arte de las SSF utilizadas en ambientes de edificios.

Capítulo 3. Diseño y Simulación de una SSFC para Arquitectura Electromagnética de Edificios. En este capítulo se realiza el diseño de una celda unitaria de apertura anular a 2.4 GHz con diodos pin como elementos activos, se muestran los resultados, se analizan y se presentan conclusiones. Además se presenta el diseño de una apertura anular a 10 GHz como alternativa para mostrar el

proceso completo de diseño, fabricación y caracterización de una SSFC debido a limitaciones de infraestructura para la caracterización de la apertura diseñada a 2.4 GHz.

Capítulo 4. Proceso de Fabricación. Se presenta el método utilizado en la Facultad de Ingeniería, por el Departamento de Telecomunicaciones y el Departamento de Sistemas Electrónicos de Alta Frecuencia para la fabricación de dispositivos de microondas. Se presentan las características de los materiales utilizados, los procedimientos de fabricación con fotografías paso a paso de la apertura anular de 10 GHz, la cual es la que podía ser caracterizada, la inserción de diodos pin como elementos activos para el cambio de estado de la SSFC y por último el circuito de polarización de la celda.

Capítulo 5. Mediciones y Resultados. Se exponen las mediciones de la apertura anular diseñada a 10 GHz, se comparan los resultados experimentales con los teóricos, se analizan las diferencias, se encuentra un modelo de diodo pin acorde a los datos experimentales, se presenta la sintonización de la apertura anular mediante simulación utilizando el nuevo modelo del diodo pin y se presentan las conclusiones finales y generales del trabajo realizado.

Referencias

- [1] Taylor, Paul S., Edward A. Parker, and John C. Batchelor. "An active annular ring frequency selective surface." *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* 59, no. 9 (2011).pp 3265-3271.
- [2] E. A. Parker and S. M. A. Hamdy, "Rings as elements for frequency selective surfaces," *Electron. Lett.*, vol. 17, no. 17, pp. 612–614, Aug. 20, 1981.
- [3] T. K. Wu, K. Woo, and S. W. Lee, "Multi-ring element FSS for multiband applications," in *Proc. Antennas and Propagation Society Int.Symp. Digest. Held in Conjunction With URSI Radio Science Meeting and Nuclear EMP Meeting.*, Jul. 18–25, 1992, vol. 4, pp. 1775–1778, IEEE.
- [4] E. A. Parker, S.M. A. Hamdy, and R. J. Langley, "Arrays of concentric rings as frequency selective surfaces," *Electron. Lett.*, vol. 17, no. 23, pp. 880–881, Nov. 12, 1981.
- [5] E. A. Parker and J. C. Vardaxoglou, "Plane-wave illumination of concentric-ring frequency-selective surfaces," in *Inst. Elect. Eng. Proc.-H Microwaves, Antennas and Propagation*, June 1985, vol. 132, no. 3,pp. 176–180.
- [6] M. Hook and K. Ward, "A project to demonstrate the ability of frequency selective surfaces and structures to enhance the spectral efficiency of radio systems when used within buildings," Ofcom ref. AY4462A, 2004.
- [7] E. A. Parker and S.B. Savia. "Fields in an FSS screened enclosure" *Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceeding*. Volume: 151 , 7 Feb.2004, Page(s): 77 – 80.
- [8] Kiani, G.I. ; Weily, A.R. ; Esselle, K.P.. "A Novel Absorb/Transmit FSS for Secure Indoor Networks With Reduced Multipath Fading" *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 16, No. 6, Jun 2006. Page(s): 378 – 380.
- [9] Parker, E.A.; Robertson, J.B.; Sanz-Izquierdo, B.; Batchelor, J.C. "Minimal size FSS for long wavelength operation" *Electronics Letters*. Volume:44, Issue: 6, 2008 , Page(s): 394- 395.
- [10] Sanz-Izquierdo, B.; Robertson, J.B.; Parker, E.A.; Batchelor, J.C. "Minimal size of operation of fractal FSS" *Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2009. APSURSI '09. Page(s): 1- 4.
- [11] Kiani, G.I.; Ford, K.L.; Olsson, L.G.; Esselle, K.P.; Panagamuwa, C.J. "Switchable Frequency Selective Surface for Reconfigurable Electromagnetic Architecture of Buildings" *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Volume. 58, No. 2, Feb 2010, Page(s): 581- 584.
- [12] Taylor, Paul S., Edward A. Parker, and John C. Batchelor. "An active annular ring frequency selective surface." *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* 59, no. 9 (2011).pp 3265-3271.

- [13] P. Edenhofer and A. Alpaslan, "Active frequency selective surfaces for antenna applications electronically to control phase distribution and reflective/transmissive amplification," in Proc. IEEE/ACES Int. Conf.on Wireless Communications and Applied Computational Electromagnetics, Apr. 3–7, 2005, pp. 237–240.
- [14] B. M. Cahill and E. A. Parker, "Field switching in an enclosure with active FSS screen," *Electron. Lett.*, vol. 37, no. 4, pp. 244–245, Feb.15, 2001.
- [15] A. Tennant and B. Chambers, "A single-layer tuneable microwave absorber using an active FSS," *IEEE Microw. Wireless Comp on. Lett.*,vol. 14, no. 1, pp. 46–47, Jan. 2004.
- [16] G. I. Kiani, K. L. Ford, L. G. Olsson, K. P. Esselle, and C. J. Panagamuwa, "Switchable frequency selective surface for reconfigurable electromagnetic architecture of buildings," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, no. 2, pp. 581–584, Feb. 2010.
- [17] Yiin, J.T.-P. ; Neve, M.J. ; Sowerby, K.W. "Investigating practical deployment of square loop frequency selective surfaces in the indoor wireless environment" *Radio Science Meeting (Joint with AP-S Symposium)*, 2013 Page(s): 191.

Capítulo 1

1.1 Servicios Inalámbricos de Telecomunicaciones en un Ambiente de Edificio

Gran parte de las actividades de la sociedad se realizan dentro de edificios: oficinas, centros comerciales, escuelas y hospitales, son algunos ejemplos donde la actividad humana se concentra y con ella la comunicación es imprescindible. Las necesidades de movilidad y ligereza son algunos aspectos para que los sistemas de comunicación inalámbrica tiendan a aumentar en un ambiente de edificio; sin embargo esto implica que la demanda por el espectro radioeléctrico, que es un recurso finito, también aumente afectando la eficiencia de la comunicación.

Para poder tener una visión clara de la demanda del espectro a la cual se enfrenta un ambiente de edificio en su actividad diaria presentaremos los servicios inalámbricos que pudieran estar presentes en un ambiente de este tipo.

Sistemas de telefonía celular. La evolución de los sistemas de telefonía celular avanzó desde la 1ª generación analógica, en donde el principal servicio era la voz; hasta la 2ª generación digital implementada en base a los estándares GSM, CDMA o TDMA, en donde se emplean algoritmos de compresión de voz básicamente con la intención de poder colocar a más usuarios satisfaciendo la demanda creciente que aparecía en el mercado. Vinieron luego los servicios de generación 2+ o también 2.5 G, que buscan mejorar el desempeño de los estándares de 2G en lo que respecta a la navegación sobre Internet. Posteriormente se llega a los celulares de 3G, en los que se busca que la navegación por Internet y el manejo de aplicaciones multimedia sean similares a los que se obtienen con una PC y finalmente se llega a la 4G basada completamente en el protocolo de IP y con la cual se pueden alcanzar velocidades más altas que las alcanzadas con la 3G [1].

3G. También denominada IMT2000, en el ámbito de la UIT, por International Mobile Telecommunications o con el nombre de UMTS por Universal Mobile Telecommunications System, en el ámbito de la Unión Europea, se fijaron como objetivos para estos sistemas lograr una velocidad de transmisión de datos de 144 Kbps para usuarios móviles; 384 Kbps para usuarios caminando y 2 Mbps para usuarios estacionarios.

Sin duda alguna los sistemas de telefonía celular están presentes en un ambiente de edificio, sabemos que dichas señales presentan el fenómeno de multitrayectoria debido a los obstáculos que encuentran en su camino, como pueden ser los muros y las estructuras en general de los edificios afectando así la recepción de dichas señales, sin embargo el uso de repetidores en edificios muy altos o la cercanía hacia las ventanas y patios mejora la recepción de las mismas.

Las aplicaciones de la 3G en un ambiente de edificio comprenden cuatro clases de comunicaciones: persona a persona, como por ejemplo comunicaciones de voz o de videoconferencia; persona a máquina, como por ejemplo servicios de banking, shopping, Internet, servicios de información, servicios activados por voz; máquina a persona: servicios de monitoreo inteligente, servicios de información; y máquina a máquina: telemetría, tickets de expendedores automáticos, medidores de servicios (luz, agua, etc). Esta última es la de mayor crecimiento.

El objetivo buscado de lograr un estándar mundial único de 3G no fue alcanzado. Para poder hacer roaming a cualquier parte del mundo, los usuarios necesitan un terminal quíntuple que pueda funcionar en las frecuencias de 800/900 MHz; 1.7 a 1.9 GHz y 2.5 a 2.69 GHz.

4G. La cuarta generación de sistemas celulares, está basada completamente en el protocolo IP, es un sistema de sistemas y una red de redes, gracias a la convergencia entre las redes de cables e inalámbricas. Esta tecnología puede ser usada por módems inalámbricos, móviles inteligentes y otros dispositivos móviles. Con ella se pueden proveer velocidades de acceso mayores de 100 Mbps en movimiento y 1 Gbps en reposo, manteniendo una calidad de servicio (QoS) de punta a punta de alta seguridad que permitirá ofrecer servicios de cualquier clase en cualquier momento, en cualquier lugar, con el menor costo posible.

Se pretende que 4G sea una fusión de tecnologías y protocolos, así el ITU indicó en 2010 que tecnologías consideradas 3G evolucionadas, como lo son WiMax (Worldwide Interoperability for Microwave Access), HSPA+ (Evolved High-Speed Packet Access) y LTE (Long Term Evolution), podrían ser consideradas tecnologías 4G.

Así, podemos decir que los sistemas de telefonía celular están presentes en un ambiente de edificio no sólo por la capacidad de comunicación persona a persona sino por su capacidad de

manejo y transmisión de datos utilizando la red celular lo que se traduce en diversas aplicaciones que pueden ser implementadas dentro de un ambiente de edificio.

Sistemas en bandas no licenciadas

Estos sistemas utilizan las bandas denominadas ISM (Industrial, Scientific and Medical). Las cuales originalmente estaban destinadas a aplicaciones industriales, investigaciones científicas y médicas. Con la evolución técnica, sobretodo en el área de las comunicaciones militares, se desarrollaron tecnologías capaces de hacer frente a fuertes interferencias, esto hizo posible la utilización de estas bandas de frecuencias denominadas también bandas libres.

Por su naturaleza estas bandas son compartidas para telecomunicaciones por varios usuarios. Su uso típico es para aplicaciones en redes privadas. Sin embargo se han desarrollado aplicaciones públicas en ámbitos limitados geográficamente, como son los “Hot Spots” que permiten la conexión de banda ancha a Internet de usuarios de PC portátiles. Incluso en algunas ciudades y sobretodo en áreas suburbanas son usadas por operadores para brindar servicios públicos con redes de tipo punto-multipunto. Esta aplicación tiene la desventaja de tener que estar siempre luchando con la interferencia y no poder lograr siempre los parámetros de calidad ofrecidos, pero tiene la ventaja de no tener que pagar para la obtención de la licencia.

Otros sistemas que hacen uso de estas bandas y están dentro de un ambiente de edificio son: WLANs, PANs, WISPs, RFID y Zigbee.

Wireless LANs. Se caracterizan por estar orientadas a comunicación entre PCs, al reemplazo o extensión de LANs cableadas, uso privado y empleo de bandas no licenciadas. Están destinadas a un ámbito geográfico y velocidad de usuario limitada. Las aplicaciones típicas son en: oficina, educación, medicina, supermercados, cajeros automáticos entre otras. El estándar más exitoso de WLAN que hay en el mercado actualmente es el IEEE 802.11b, Wi-Fi™. Gracias a la certificación Wi-Fi, los usuarios de PCs portátiles pueden acceder a Internet en hoteles, estaciones de trenes, los mismos trenes, aeropuertos y otros sitios públicos.

Personal Area Networks (PAN). Las “Personal Area Networks”, son un tipo de WLANs orientado a interconectar entre sí todos aquellos dispositivos electrónicos de uso personal. Estos dispositivos

pueden ser, entre otros, teléfonos celulares, PCs portátiles, auriculares, impresoras y otros periféricos de una PC, máquinas fotográficas, etc. Anteriormente esto se hacía con enlaces infrarrojos (IR), pero las ondas de radio tienen la ventaja de no necesitar visión directa y el enlace no es sensible a la dirección. Los dispositivos interconectados pueden estar en el maletín o en otro cuarto. El IR está limitado a 2 m de distancia y a conexión sólo entre 2 dispositivos. En cambio con las ondas de radio pueden establecerse redes de varios componentes. El mercado ha generado un estándar para estas PANs, que se denomina Bluetooth, el cual trabaja en la banda libre de 2.4 GHz.

RFID (Radio Frequency Identification). Una etiqueta RFID es un microchip con una antena en espiral capaz de transmitir información sobre sí mismo vía frecuencias de radio. Puede ser incorporado en una gran variedad de artículos y en personas. El chip almacena información que puede leerse rápidamente por medio de un lector RFID que utiliza ondas de radio. Mientras que los códigos de barras ordinarios requieren un barrido óptico cercano, las etiquetas RFID pueden leerse sin que exista línea de vista despejada. La mayoría de las etiquetas RFID son pasivas, responden enviando información usando la potencia originada en el propio dispositivo lector. La tecnología RFID permite seguir la pista a objetos y acceder rápido a información relevante desde dispositivos portables. De esa manera dispositivos tales como teléfonos, laptops y PDAs podrán recabar instantáneamente datos del ambiente que los rodea. Este tipo de aplicación puede ser implementada en un ambiente de edificios para hacer el inventario en general de cualquier empresa o institución, también en cualquier biblioteca pública o en bodegas de cualquier negocio para llevar el control de mercancía.

ZigBee: Mientras que RFID es una excelente herramienta para determinar qué clase de artículo está en las cercanías y para almacenar información, ZigBee puede establecer con precisión dónde está ese artículo. ZigBee es una tecnología de nicho que no ofrece altas velocidades (20-250 kbit/s) o gran alcance (10-60m). Está optimizada para seguir la pista y controlar artículos en un área pequeña. Son ideales en un ambiente de edificio para detectores de humo, control remoto de luces o aparatos de telemetría.

La tabla 1 muestra los servicios mencionados y algunas de sus características.

1.2 Casos de Servicios Inalámbricos en un Ambiente de Edificio.

En un ambiente de edificio, los servicios y las necesidades pueden ser diferentes dependiendo de las actividades que residan en él o de la función que desempeñe dicho edificio. Por ejemplo en una prisión se requiere tener el control estricto de la comunicación de los internos, en este aspecto se requiere de sistemas capaces de filtrar las señales de telefonía celular pública y restringir la comunicación sólo entre guardias utilizando walkie talkie por ejemplo. Para este tipo de necesidad la solución podría ser una SSF que permita suprimir las señales de telefonía celular dentro de la prisión permitiendo al mismo tiempo la comunicación interna de los guardias mediante otro sistema de comunicación como walkie talkie.

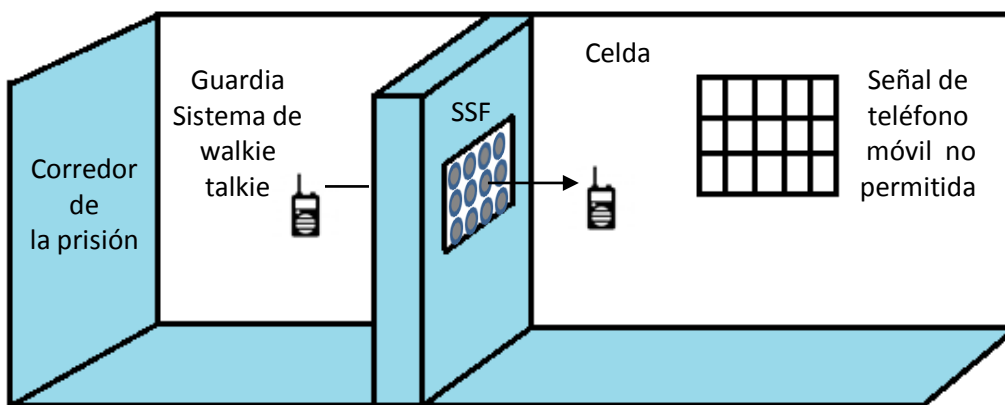


Figura 1.1 Ejemplo de un panel de SSF utilizada en una prisión para transmitir señales de walkie –talkie y no permitir la señal de telefonía móvil comercial [2].

Otro ejemplo de las necesidades que se requiere en un ambiente de edificio es por ejemplo la seguridad inalámbrica, ya que como hemos visto las redes inalámbricas personales y de área local funcionan a 2.4 GHz que es la banda libre con una gran demanda e interferencia. Una SSF puede instalarse en las paredes de las oficinas y ser la solución para proveer aislamiento y reducir interferencia entre redes vecinas. La figura 1.2 muestra los casos que pueden presentarse en un ambiente de edificio cuando se requiere mejorar la eficiencia del uso del espectro radioeléctrico.

Caso 1. Habitación aislada con WLAN, sólo se permiten la entrada de señales de emergencia, walkie-talkie por ejemplo.

Caso 2. Habitaciones con implementación interna de seguridad WLAN. Aisladas entre sí. No se permiten señales externas.

Caso 3. Habitaciones sólo con implementación interna de seguridad WLAN. Se permiten señales externas como las de telefonía móvil comercial.

Caso 4. Habitación sin implementación de seguridad WLAN. Se permiten señales externas y requieren de mejorar en su propagación interna.

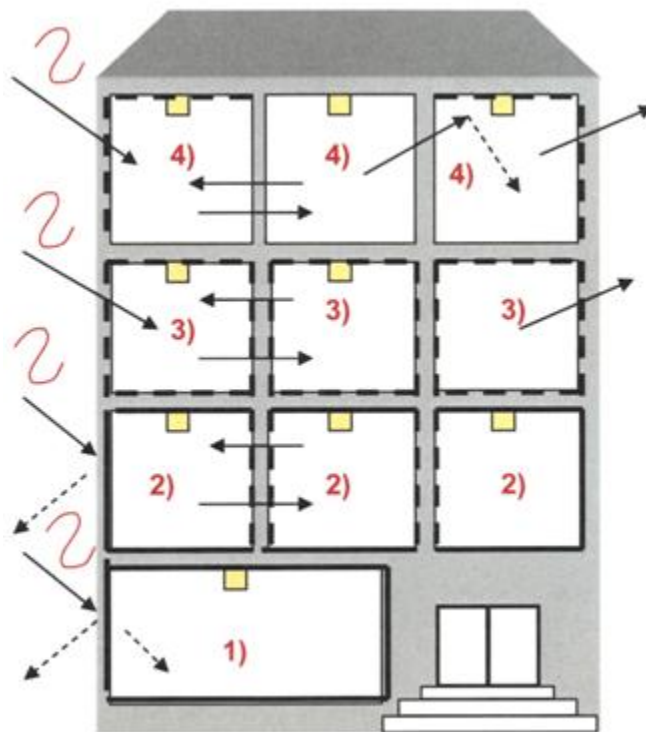


Figura 1.2 Casos que pueden presentarse en un ambiente de edificio para mejorar la eficiencia espectral y la seguridad inalámbrica [3].

De lo anterior podemos concluir que existen diversos servicios inalámbricos que podrían coexistir en un ambiente de edificio, pero una gran cantidad de ellos utiliza la frecuencia de 2.4 GHz por ser una banda libre, pero al mismo tiempo con interferencias. El enfocarnos en dicha banda abarcaría una gran cantidad de servicios inalámbricos importantes que posiblemente estén compitiendo por recursos en un ambiente de oficina y que además no sean tan seguros por radiar más allá de los límites deseados. El diseñar una SSFC en la banda de 2.4 GHz tendría un buen impacto en los

ambientes de edificio ya que mejoraría la comunicación y la seguridad de gran parte de los servicios inalámbricos inmersos en dicho ambiente.

Tabla 1. Servicios Inalámbricos en un Ambiente de Edificio

Servicio	Tecnología	Frecuencias	Alcance	Tasa de Transmisión
Telefonía fija inalámbrica	DECT Digital Enhanced Cordless Telecommunications	1880 - 1900 MHz	300m	32 kbps
Redes de Área Personal. PANs	Bluetooth IEEE 802.15	2.4 GHz	100m	1 - 24 Mbps
	RFID	Baja frecuencia 125 -134.2 KHz 140 - 148.5 KHz Alta frecuencia 13.56 MHz Ultraelevada frecuencia 868-956 MHz Microondas 2.4 GHz	Pasivas 10cm-20m Activas 100-225m	1 kbps - 640kbps
	ZigBee IEEE 802.15.4	Europa: 868 MHz U.S.A: 915 MHz Mundial: 2.4 GHz	10 - 75m	250 kbps
Redes de Área Local Inalámbricas. WLANs	WiFi IEEE 802.11	2.4 GHz 5 GHz	100m en interiores 300m en exteriores	b 11 Mbps g 54 Mbps n 300 Mbps a 54 Mbps
Redes de área metropolitana	Interoperabilidad mundial para acceso por microondas. WiMAX IEEE 802.16	Wimax fijo 2-11 GHz Europa 3.5 GHz No licenciado 5.8 GHz Wimax móvil 2-6 GHz	Fijo 50-80 Km Móvil 3.5 km	Fijo 20-75Mbps Móvil 30 Mbps

Servicio	Tecnología	Frecuencias	Alcance	Tasa de Transmisión
Telefonía Celular	2-2.5 G TDMA IS-136, GSM, CDMA IS-95 GSM/GPRS EDGE CDMA 2000 –1X	880-915 MHz 925-960 MHz 1710-1785 MHz 1805-1880 MHz 1900 MHz E.E.U.U		9.6 Kbps TDMA y GSM 9.6 Kbps CDMA-IS95 64Kbps IS-95B 115 Kbps GSM/GPRS 384 kbps EDGE
	3G IMT2000- CDMA2000 UMTS-WCDMA	806-960 MHz 1710-1885 MHz 1885-2025 MHz 2010-2025 MHz 2110-2200 MHz 2500-2690 MHz Componente satelital 1980-2010 MHz 2170-2200 MHz 2500-2520 MHz 2670-2690 MHz	Picocelda 50m Microcelda 50m-1Km Macrocelda 1-35Km	144 Kps móviles 384 Kbps caminando 2.048 Mbps estacionarios
	3.9-4G Long Term Evolution LTE LTE Advanced	700 MHz. América del Norte. 900, 1800 y 2600 MHz Europa. 1800 y 2600 MHz. Asia 1800 MHz. Australia		75/300Mbps LTE8 500MHz/1 Gbps LTE Advanced

Referencias

- [1] Valle L. Los servicios inalámbricos. Universidad de Palermo. Argentina.
<http://www.palermo.edu/ingenieria/downloads/CyT6/6CyT%2012.pdf>
Sitio consultado en febrero de 2013.

- [2] Batchelor, J.C.; Parker, E.A; Sanz-Izquierdo, B.; Robertson, J. -B; Ekpo, I T.; Williamson, AG.,
"Designing FSS for wireless propagation control within buildings," *Antennas & Propagation Conference*, 2009. LAPC 2009. Loughborough , vol., no., pp.14,17, 16-17 Nov. 2009.

- [3] Parker, E.A; Batchelor, J.C.; Robertson, J. -B., "Frequency Selective Surfaces for long Wavelength use in Building", University of Kent . Presentation.

Capítulo 2

2.1 Superficies Selectivas en Frecuencia SSF

Una superficie selectiva de frecuencia es un arreglo de elementos conductores periódicos sobre un sustrato o una placa conductora perforada periódicamente con aperturas. Las SSFC son consideradas como herramientas populares en filtrado espacial de microondas y ondas milimétricas. Han sido empleadas en aplicaciones como radomos, subreflectores dicróicos, aumento de la sección transversal de radar (RCS) y sistemas de baja probabilidad de interceptación [1]. Recientemente el uso de SSF incluye seguridad inalámbrica, aplicaciones militares, antenas y telecomunicaciones [2].

2.1.1 Principio de operación de una SSF

Las superficies selectivas de frecuencia se comportan básicamente como un filtro electromagnético pasivo. Si los elementos que la conforman son de tipo parche, la estructura es transparente para las frecuencias que se encuentran dentro de su banda de paso, mientras que las ondas incidentes de las frecuencias que se ubican en la banda de rechazo son reflejadas. La resonancia se presenta debido a las corrientes inducidas en los elementos y el parche actúa como una pantalla metálica en la frecuencia de resonancia. Para el caso donde los elementos que la conforman son de tipo apertura, la fuerte concentración de campo en éstas a la frecuencia de resonancia determina una respuesta paso banda haciendo que la estructura sea transparente para la onda incidente a dicha frecuencia [3].

En la figura 2.1 se muestran las respuestas de una SSF con a) elementos de tipo parche y b) elementos de tipo apertura.

2.1.2 Clasificación de los elementos de una SSF por su forma

La forma de los elementos puede clasificarse de la siguiente manera [1]:

Conectados en el centro N-polos

En este tipo de elementos se encuentran los elementos rectos, los de tres patas, las anclas, la cruz de Jerusalén, la espiral cuadrada por mencionar algunos.

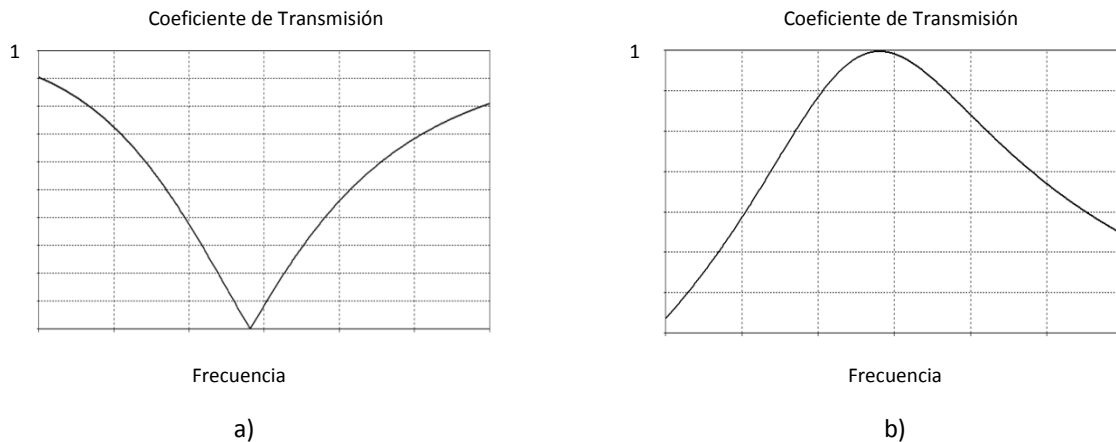


Figura 2.1. Coeficiente de transmisión de a) una SSF con elementos tipo parche y b) con elementos tipo apertura.

Tipo Bucle

En este tipo de elemento se encuentran todos los tipos de anillos: circulares, cuadrados, hexagonales, etc.

De interior sólido

Todas las formas que asemejen parches, rellenas en su totalidad.

De interior vacío

Todas las formas que asemejen ranuras (formas vacías).

Combinaciones

La cantidad de geometrías y sus variaciones citadas en diversas investigaciones son extensas, por esta razón cualquier tipo de elemento que no se encuentre dentro de los tres primeros podemos considerarlo en este último grupo como combinación.

La figura 2.2 presenta los tipos de elementos antes mencionados.

2.1.3 Periodicidad de una SSF

Asumiendo que la SSF se extiende infinitamente a lo largo del plano xy , el eje z es ortogonal a la superficie. Los elementos o aperturas se encuentran espaciados periódicamente a lo largo del eje x' con un periodo a . El otro eje de periodicidad y' hace un ángulo ϕ con el eje x y los elementos se encuentran espaciados periódicamente a lo largo de este segundo eje con periodo b .

De esta manera el arreglo se encuentra dividido en células idénticas. La célula que se encuentra en el origen se denomina célula unitaria [4].

De acuerdo a la periodicidad podemos clasificar a las superficies selectivas en ortogonales y oblicuas.

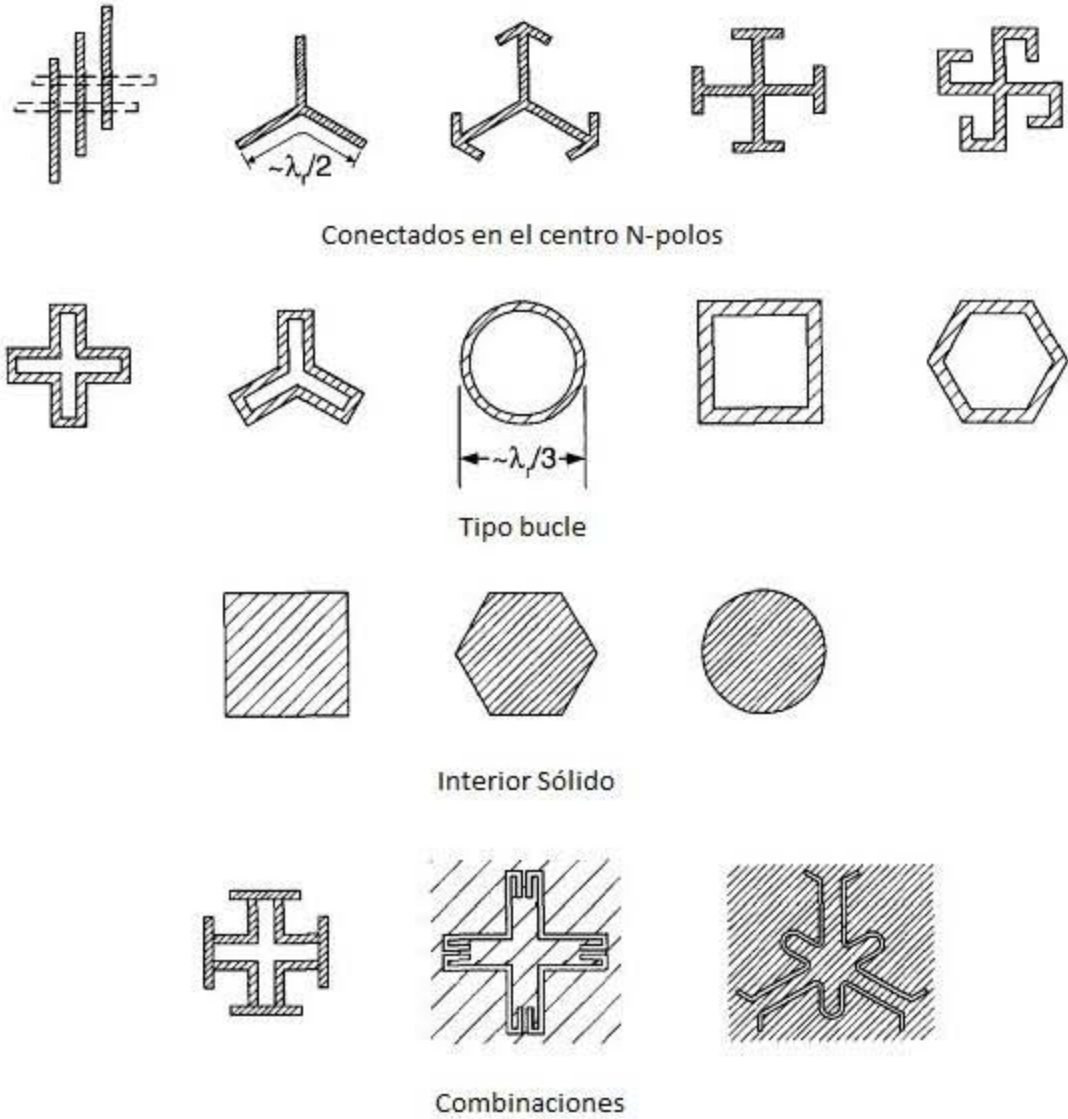


Figura 2.2. Tipos de elementos o aperturas de una SSF [1].

2.1.4 Clasificación de SSF por su periodicidad

SSF de Periodicidad Ortogonal.

Si el eje y' y ϕ forman un ángulo de 90° , la periodicidad de la SSF es ortogonal. Cuando el arreglo tiene este tipo de periodicidad también se le conoce como arreglo rectangular.

SSF de Periodicidad Oblicua

Si el eje y' y ϕ forman un ángulo diferente a 90° , la periodicidad de la SSF es oblicua. También se conoce como arreglo Triangular.

La figura 2.3 muestra la periodicidad de una SSF.

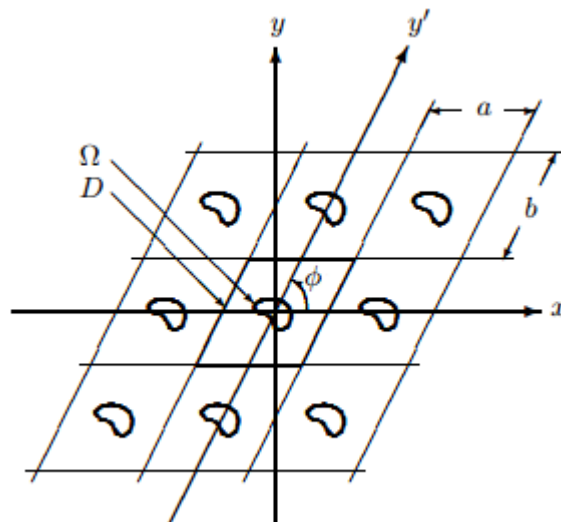


Figura 2.3. Periodicidad de una SSF [1].

2.1.5 SSF Capacitivas e Inductivas.

Existen dos tipos de geometrías típicas de una SSF, la primera, comúnmente referida como SSF inductiva funciona de manera similar a un filtro paso altas, la segunda o SSF capacitiva es similar a un filtro paso bajas. Si los elementos periódicos de una SSF poseen características resonantes, la SSF inductiva presentará transmisión total a longitudes de onda cerca de la longitud de onda de resonancia, mientras que la SSF capacitiva presentará reflexión total.

SSF capacitiva e inductiva derivan su nombre de la Teoría de Circuitos. La figura 2.4 presenta una SSF capacitiva y una SSF inductiva construidas de elementos rectangulares periódicos y aperturas respectivamente. En la figura también se puede observar los circuitos equivalentes con los correspondientes diagramas de transmisión. Los rectángulos metálicos en la SSF capacitiva actúan de manera similar a un circuito capacitivo. De manera similar, las aperturas rectangulares inductivas se comportan como un circuito inductivo [4].

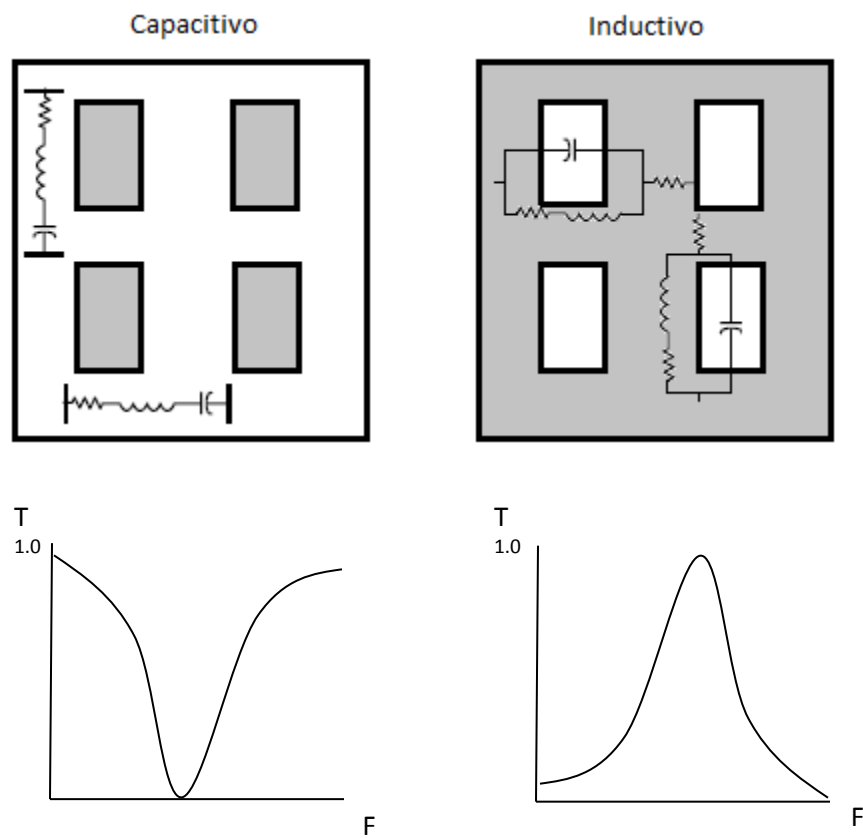


Figura 2.4. SSF Inductiva y Capacitiva con su correspondiente circuito equivalente y diagramas de transmisión. El número de elementos del arreglo es demostrativo [4].

2.1.6 SSF Pasivas y Activas

Existen 2 formas de excitar a un arreglo periódico: mediante una onda plana incidente E^i (SSF pasiva), o mediante generadores de voltaje conectados a cada elemento (SSF activo), en este caso dichos generadores deben tener la misma amplitud y una variación de fase lineal a lo largo del arreglo para que la superficie sea periódica. La figura 2.5 y 2.6 muestran ambos casos.

En una SSF pasiva, una parte de la onda plana incidente será transmitida en la dirección E^t y otra parte será reflejada en la dirección E^r . Bajo la condición de resonancia, la amplitud de la señal reflejada puede ser igual a la señal incidente E^i , mientras que $E^t=0$. El coeficiente de transmisión se puede escribir entonces como:

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

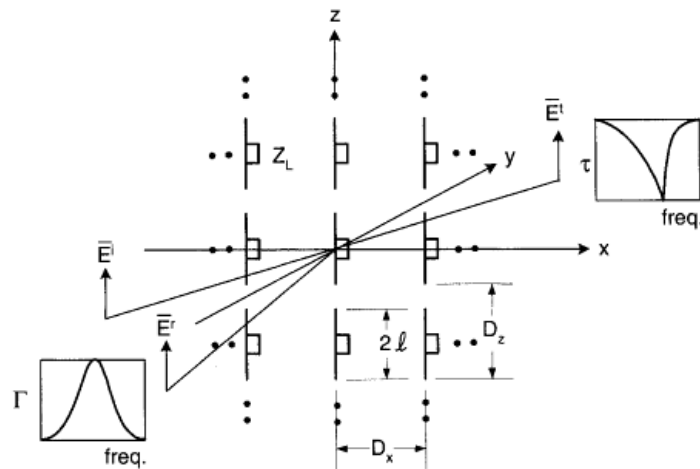


Figura 2.5. SSF Pasiva excitada mediante una onda plana incidente E^i , la cual por una parte es reflejada E^r y por otra es transmitida E^t . [1]

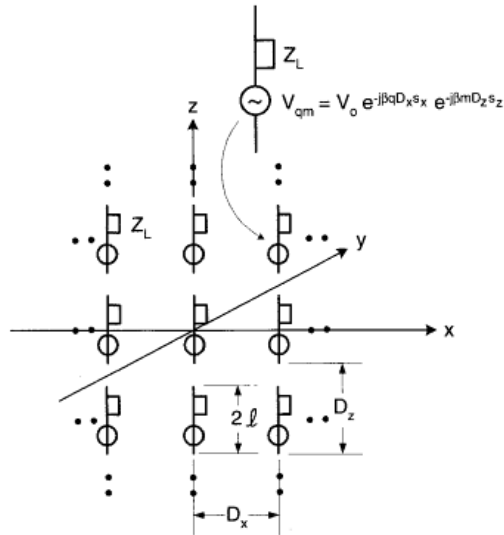


Figura 2.6. SSF Activa. Cada elemento es excitado por generadores de voltaje independientes con la misma amplitud y cada uno tiene una variación lineal de fase a lo largo de la apertura. (s_x y s_z denotan los cosenos direccionales a lo largo de los ejes x y z respectivamente) [1].

2.1.7 SSF Reconfigurables

La necesidad de modificar dinámicamente la respuesta de las SSF en tiempo real ha llevado a investigar mecanismos de desvío de frecuencia que permitan ajustar los parámetros de la superficie. Una manera de lograr el desvío de la frecuencia es mediante cargas reactivas como diodos pin.

Los diodos pin poseen una impedancia variable que puede ser modelada como una carga reactiva. El agregar cargas reactivas en cada elemento de la superficie permite modificar electrónicamente sus características de reflexión. Si se utilizan diodos varactores como capacitores variables es posible la realización de una superficie sintonizable electrónicamente [5].

La variación de la frecuencia de resonancia para una estructura periódica de aperturas anulares con cargas reactivas fue analizada en [6]. La figura 2.7 a) muestra la conexión de las cargas reactivas y la figura 2.7 b) los coeficientes de reflexión para la superficie con cargas de diodo varactor. Puede verse que el incremento de la capacitancia produce una reducción en la

frecuencia de resonancia del arreglo. Esta característica permite transformar la estructura en una superficie selectiva de frecuencia sintonizable.

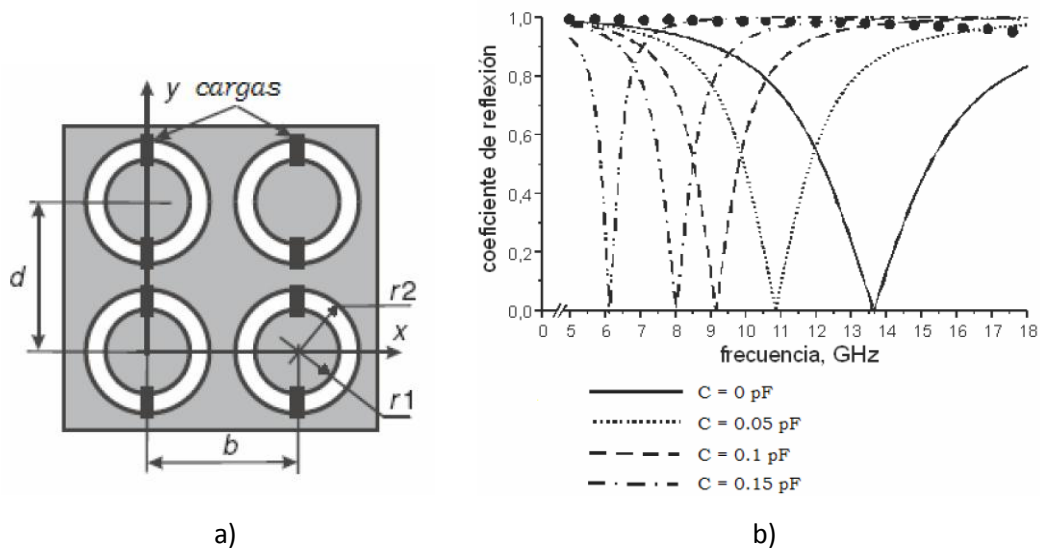


Figura 2.7 a) SSF con cargas reactivas [7] y b) Coeficiente de reflexión de la SSF con cargas de diodo varactor [5].

2.1.8 SSF Basadas en Aperturas Anulares

Una SSFC con excelentes características debido a que soporta polarización circular, presenta bajas pérdidas de inserción, bajo nivel de polarización cruzada y buena estabilidad de su frecuencia de resonancia respecto al ángulo de incidencia de la onda electromagnética es la que utiliza como elemento las aperturas anulares. Esta superficie permite ajustar su respuesta paso banda al modificar las dimensiones del anillo y se ha demostrado que su frecuencia de resonancia puede ser ajustada en un amplio intervalo de frecuencias al insertar cortos metálicos y cargas reactivas [5,8].

2.1.9 Características de Transmisión de una SSF Basada en Aperturas Anulares

Las características de transmisión de una SSF están determinadas por su geometría y los materiales que la componen. En el caso de las aperturas anulares la respuesta selectiva está en función de los parámetros del arreglo como son el diámetro medio de la apertura, el ancho de la

ranura, las dimensiones de la celda unitaria y las características del dieléctrico, entre otros. La figura 2.8 muestra la geometría de una celda unitaria de ranura anular con sus parámetros de diseño, la distribución de campos y corrientes y el modelo eléctrico ideal equivalente [9].

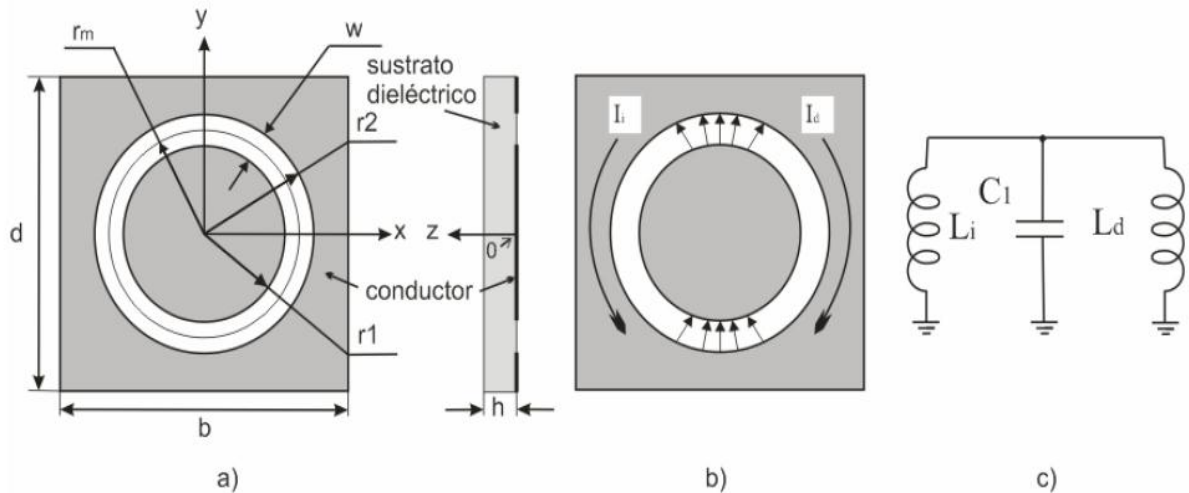


Figura 2.8 a) Geometría de una celda unitaria de apertura anular, b) distribución de campos y corrientes y c) circuito eléctrico equivalente [7].

Respecto a la geometría mostrada en 2.8.a, los parámetros a tomar en cuenta en el diseño son: Tamaño de la celda unitaria: largo (b)x ancho (d) en los ejes x y y , radio interno (r_1), radio externo (r_2), radio medio (r_m), ancho de la ranura (w), espesor de la ranura (z) y espesor del dieléctrico (h) en el eje z . La figura 2.8.b muestra la concentración del campo eléctrico en la apertura anular almacenando energía eléctrica. La energía magnética almacenada es debida a las corrientes eléctricas inducidas que circulan alrededor de la apertura en la superficie del metal. La figura 2.8.c es el circuito equivalente sin pérdidas de la apertura anular y corresponde a un circuito resonante en paralelo.

2.1.10 Frecuencia de Resonancia de una Apertura Anular

En una apertura anular la frecuencia de resonancia ocurre cuando la circunferencia media es aproximadamente igual a la longitud de onda. Sin embargo, debido a que la apertura está sobre un sustrato dieléctrico existe un efecto de carga dieléctrica, por lo que la longitud eléctrica de la

circunferencia debe ser de una longitud de onda efectiva y la circunferencia física será menor que una longitud de onda en el espacio libre.

Cuando la longitud de onda de la señal es muy cercana a la frecuencia de resonancia, la onda viajará a través de la SSF como si la superficie fuera esencialmente transparente. Existirán algunas pequeñas pérdidas debidas al dieléctrico, a la conductividad del metal y a la dispersión.

La SSF de aperturas anulares se comporta como un filtro pasa banda cuya longitud de onda de resonancia es $\lambda_R=2\pi r_m$ donde r_m es el radio medio de la ranura.

2.1.11 Variación de Parámetros de Transmisión Respecto a la Geometría y Materiales

En [7] se realizaron diversas simulaciones para obtener el comportamiento de las características de transmisión al variar parámetros geométricos y físicos de los materiales. De los resultados reportados se tiene que:

1. Si el radio medio r_m disminuye, la frecuencia de resonancia aumenta.
2. Si el ancho de la ranura (w) disminuye, el factor de calidad Q de la SSF aumenta.
3. La variación en las dimensiones de la celda unitaria afectará a la frecuencia de resonancia dependiendo del tipo de polarización de la onda incidente. Si la onda incidente es de polarización horizontal, y la variación de la dimensión (b) de la celda se hacen en el eje horizontal (x) la variación de la frecuencia de resonancia es imperceptible. Por el contrario, si la variación de la dimensión (d) de la celda se hace en el eje (y) la variación de la frecuencia de resonancia es notoria: si aumenta (d) aumenta la frecuencia de resonancia.
4. Si aumenta la permitividad relativa del sustrato de la SSF la frecuencia de resonancia disminuye.
5. Si aumenta el grosor del dieléctrico, la permitividad efectiva aumenta y la frecuencia de resonancia disminuye.

Para realizar una SSF para aplicaciones de arquitectura electromagnética debemos considerar la respuesta en frecuencia de la SSF de aperturas anulares bajo diferentes condiciones:

2.1.12 Respuesta en Frecuencia de SSFC de Aperturas Anulares

La respuesta en frecuencia de una SSF basada en aperturas anulares es la de un filtro pasa banda como se ha comentado anteriormente. La apertura se vuelve transparente a la frecuencia de resonancia de la onda incidente. En la figura 2.9 se muestran a) la apertura anular, b) el coeficiente de transmisión y c) el coeficiente de reflexión. Como se puede observar la respuesta en frecuencia muestra que la frecuencia de resonancia es aquella con un mejor coeficiente de transmisión.

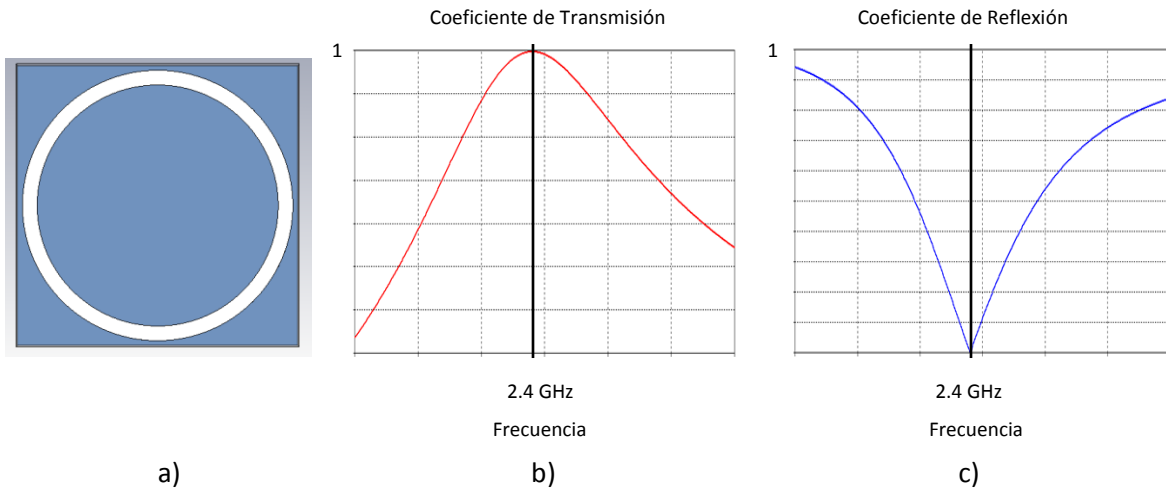


Figura 2.9 a) Apertura anular, b) Coeficiente de transmisión y c) Coeficiente de reflexión.

2.1.13 Respuesta en Frecuencia de SSFC de Aperturas Anulares con Cortos Metálicos

Si deseamos mover la frecuencia de resonancia para que la apertura ya no sea transparente a esta frecuencia, podemos añadir cortos metálicos a la apertura para crear discontinuidades a 45° , 135° , 225° y 315° haciendo que dichos cortos reflejen la señal anterior y la frecuencia de resonancia cambie haciéndose más grande, como se observa en la figura 2.10.

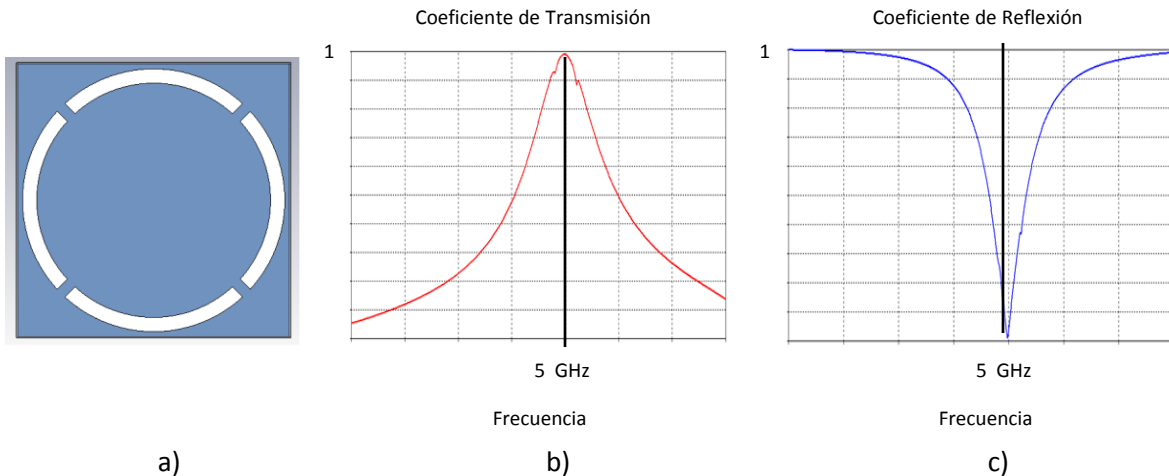


Figura 2.10 a) Apertura anular con cortos metálicos, b) Coeficiente de transmisión y c) Coeficiente de reflexión. Se puede ver en ambas gráficas cómo se ha movido la frecuencia de resonancia al agregar cortos a la apertura.

Dicho cambio en las frecuencias de resonancia al añadir cortos metálicos a las aperturas anulares, puede ser utilizado en una SSF para el filtrado de señales inalámbricas presentes en un ambiente de edificio. En un estado, cuando realmente se necesite utilizar dispositivos con la frecuencia de interés se dejará pasar la señal a dicha frecuencia y en otro estado, cuando no se requiera dicha señal se suprimirá. Pero como necesitamos que una sola celda nos de los dos estados para optimizar espacio y tiempo, utilizaremos SSF conmutables SSFC que integran elementos activos como diodos pin para cambiar entre un estado de encendido y apagado proporcionándonos las características de transmisión descritas.

2.1.14 Respuesta en Frecuencia de SSFC de Aperturas Anulares con Elementos Activos

Al integrar elementos activos a la apertura, en este caso diodos pin, podemos obtener los dos estados citados anteriormente gracias al funcionamiento de dichos elementos.

El diodo pin puede ser representado por un modelo eléctrico equivalente para sus dos estados de actuación. En el estado apagado el diodo pin se comporta como una capacitancia en paralelo con una resistencia y en el estado de encendido se comporta como una resistencia pequeña.

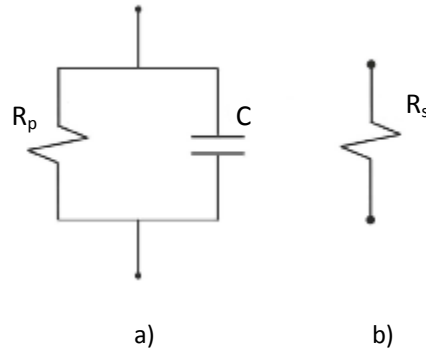


Figura 2.11 Modelo eléctrico de un diodo pin en a) estado apagado y b) estado encendido.

Los valores del modelo eléctrico de cada diodo pin dependen de las especificaciones del fabricante y éstos varían con la frecuencia, pero para ejemplificar la respuesta en frecuencia de las aperturas anulares con este tipo de dispositivos podemos decir lo siguiente:

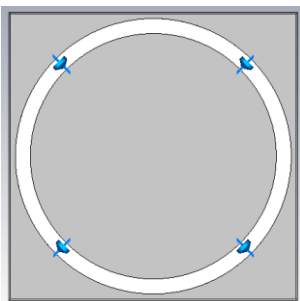


Figura 2.11 Apertura anular con diodos.

Modelo de diodo pin en estado apagado

R_p = Valor grande del orden de los $K\Omega$ para que la apertura no tenga cortos y deje pasar la señal a la frecuencia de resonancia.

C = Depende de las especificaciones del fabricante.

Algunos valores comerciales están entre:

0.025-0.065 pF

Modelo de diodo pin en estado encendido

R_s = Valor pequeño para dejar pasar la corriente y formar los cortos metálicos que no dejarán pasar la frecuencia de resonancia. Algunos valores se encuentran entre: 1.5 -3.0 Ω

Apertura anular con diodos en estado apagado

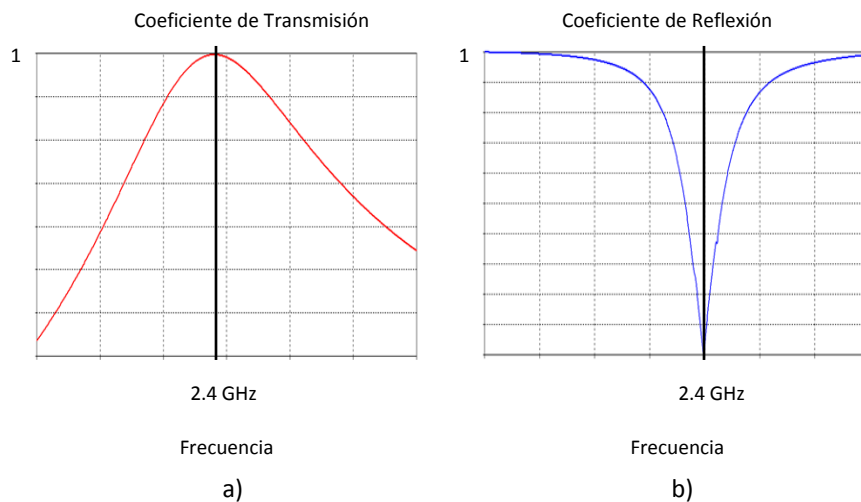


Figura 2.12 Respuesta en frecuencia de la apertura anular con diodos en estado apagado a) Coeficiente de transmisión y b) Coeficiente de reflexión.

Apertura anular con diodos en estado encendido

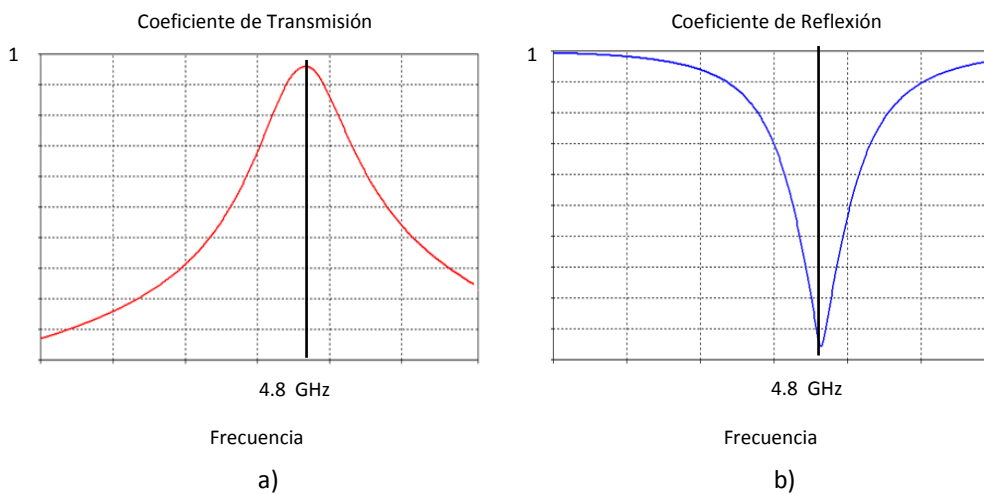


Figura 2.13 Respuesta en frecuencia de la apertura anular con diodos en estado encendido a) Coeficiente de transmisión y b) Coeficiente de reflexión. La Frecuencia de resonancia se ha movido al encender los diodos, suprimiendo en este estado la señal con frecuencia de resonancia anterior.

2.1.15 SSF Empleadas en Aplicaciones de Arquitectura Electromagnética de Edificios

Dentro de las SSF que se han utilizado para aplicaciones de arquitectura electromagnética de edificios tenemos tanto activas como pasivas. Los elementos que destacan son los anillos cuadrados ya sean como parches o ranuras, dipolos simples o dipolos cruzados, anillos circulares y anillos seccionados. Existe además una gran variedad de combinaciones de éstas formas básicas, como parches cuadrados seccionados o algunas formas denominadas convolucionadas y fractales que comprenden formas complejas.

2.2 Estado del Arte de las SSF para Aplicaciones de Arquitectura Electromagnética

Para ilustrar las investigaciones que se han realizado en los últimos 10 años acerca de las superficies selectivas en frecuencia aplicadas a la integración de la arquitectura de los edificios públicos, para de alguna manera hacerlos más útiles a los grupos de personas que alberga, se han escogido 10 líneas de investigación y son las siguientes:

En [9] se desarrolló una superficie selectiva que transmite/ refleja con reducción de multitrayectoria para habitaciones seguras con redes inalámbricas. La novedad del diseño consiste en ser capaz de absorber en vez de reflejar señales de WLAN mientras pasan señales de comunicaciones móviles.

La SSF consiste en dos capas, una con dipolos cruzados conductores convencionales y otra con dipolos cruzados resistivos. La absorción de señales WLAN es importante para reducir multitrayectorias adicionales y por otro lado el desvanecimiento causado por la SSF.

La estructura presenta buenas características de transmisión para 900/1800/1900 MHz y buen desempeño para polarizaciones vertical y horizontal. La distancia entre las dos capas es de menos de $\frac{1}{4}$ de λ .

Para la seguridad inalámbrica en edificios una SSF convencional que transmite/refleja puede ser instalada en la pared para dar aislamiento y reducir la interferencia entre vecinos, sin embargo cuando es utilizada como filtro pasa banda en muros, puede haber riesgo de fuertes reflexiones, dando como resultado multitrayectorias adicionales, retrasos en la propagación y degradación de la señal. El sistema que se plantea en dicha investigación de seguridad WLAN por absorción no

reflexión, así no causa multirayectorias adicionales, retardo de propagación o degradación de la señal. Para la absorción de onda es empleada una hoja resistiva uniforme.

En [10] se presenta una SSF de tamaño mínimo para grandes longitudes de onda. El artículo describe mediciones para demostrar que pequeñas estructuras selectivas en frecuencia, finitas y simples son capaces de crear un filtro pasa banda que permite la transmisión de señales de relativa baja frecuencia (400-500 MHz) mientras al mismo tiempo refleja las demás frecuencias entre 200 MHz y 1 GHz.

La SSF es insertada en una pared de bloques de cemento, la cual separa 2 habitaciones, el dispositivo lo forman hojas de metal contiguas de 4m x 5m, con lámina de arreglo extendido de 1m por los cuatro lados, pero la pared no tiene blindaje, por lo cual es transmitiva.

La señal fuente se coloca a 1.5 m desde el centro de la SSF y la señal fue recibida del otro lado de la habitación hasta 4m. En dicha investigación se demuestra que un filtro pasa banda puede ser insertado de otra manera reflectiva a través de pocos elementos en el arreglo.

En [11] se reporta una SSF fractal de ranura circular con tamaño de celda unitaria de más de 15 veces su longitud de onda operativa, resuena en la banda UHF y puede ser utilizado en aplicaciones como lectura segura de RFID, comunicaciones en edificios con uso de telefonía móvil restringida tales como bibliotecas públicas, teatros o prisiones.

La SSF fue puesta en una apertura de 200x200 mm, rodeada por una tarjeta de absorción de alta frecuencia de 1.52x1.95m para realización de pruebas. Los resultados demuestran que el filtrado útil se puede obtener a partir de estructuras que emplean muy pocos elementos con tamaño significativamente más pequeño que la longitud de onda, una ventaja significativa para señales con longitudes de onda larga.

En [12] se presenta la sintonización de una SSF en forma de parche, en este artículo se aplica una nueva técnica de polarización para sintonizar la frecuencia de la superficie hecha de parches.

La metodología sigue la técnica donde el circuito de polarización de una SSF activa está grabada en una de las caras y de un sustrato de doble cara.

La estructura son parches tipo dipolo en uno de los lados del sustrato delgado de poliéster y el circuito de polarización en la otra cara.

Se emplean diodos varactores, que están electromagnéticamente aislados de los parches, para modificar la capacitancia entre los parches. La estructura SSF activa es capaz de sintonizar una respuesta de filtro de supresión de banda sobre una amplia gama de frecuencias, que podría adaptarse a aplicaciones tales como la modificación dependiente del tiempo de la arquitectura electromagnética de edificios. Los elementos de dipolo fueron de 19 mm de longitud y 10 mm de ancho, organizados en columnas espaciadas de 30 mm, hay un espacio de 1mm entre cada parche adyacente. La anchura de las pistas que componen el circuito de polarización es de $d=2\text{mm}$.

En [13] muestran polarización sencilla y doble en SSF convolucionadas. Al convolucionar los elementos de la SSF se pueden producir estructuras resonantes con celdas unitarias de dimensiones pequeñas. El término convolucionada se refiere a geometrías de celdas unitarias en SSF donde conductores o estructuras de torsión con vueltas y en algunos casos entretrejidas, hacen uso de sus propiedades de relleno de espacio para reducir significativamente el tamaño del elemento requerido para una frecuencia de resonancia fija. Para la polarización sencilla la quinta generación de curvas de Hilbert permite el funcionamiento por debajo de 1 GHz con tamaño de celda unitaria de menos de 15 mm. La respuesta de transmisión se ve afectada por la anchura de la ranura. En la polarización doble se utiliza un diseño de bucles convolucionados.

La geometría de convolución de bucles proporciona un mayor grado de flexibilidad en diseño de banda ancha, lo que permite elementos que se entrelazan. El entrelazado disminuyó la frecuencia de resonancia por encima del 50% y aumento 10 dB el ancho de banda de paso sobre el 60%.

Se presenta una SSF diseñada específicamente para comunicaciones móviles e inalámbricas entre 700 MHz y 3GHz, donde pasan señales de GMRS, DMR46.

En [14] se desarrolla una SSF conmutable de arreglos de ranuras hecha de bucles cuadrados y diodos PIN conectados a un circuito de polarización separado. La estructura utiliza un sustrato flexible delgado entre dos capas metálicas independientes físicamente para crear un filtro activo. El tamaño relativamente pequeño de los elementos empleados crea una SSF compacta la cual puede ser colocada dentro de la pared. La SSF consiste en ranuras grabadas sobre un lado del sustrato con el circuito de polarización del otro lado y líneas metálicas conectadas a ambos lados. El sustrato delgado empleado permite poner el circuito de polarización con los diodos en el lado opuesto sin conexión física hacia la superficie de frente la cual contiene las ranuras. Éstos a su vez

es posible ponerlos en una segunda capa dieléctrica, si es necesario, para el soporte o para formar un paso banda adicional. El bucle cuadrado es de geometría compacta, su respuesta de transmisión se caracteriza por su gran ancho de banda y relativamente buena estabilidad de resonancia con el ángulo de incidencia. El número relativamente pequeño de elementos empleados hace a la estructura atractiva para aplicaciones para pequeñas aperturas en edificios, reduciendo el costo de instalación y mantenimiento.

[15] También presenta una solución de filtrado espacial que puede ser utilizada en la reconfiguración de la arquitectura electromagnética de edificios. La estructura utiliza como elemento principal anillos cuadrados, los cuales tienen insertados diodos pin cada 90° . La respuesta en frecuencia no cambia significativamente al cambiar la polarización o el ángulo de incidencia de la señal $\pm 45^\circ$. Se reportaron pérdidas de inserción de casi 10 dB tanto para la polarización en directa como en inversa.

En [16] desarrollan una pantalla sintonizable de banda dual utilizando anillos resonantes de división complementaria. La conmutación y la sintonización son logradas mediante dos diferentes configuraciones de circuitos de polarización. La estructura fundamental contiene dos anillos concéntricos, los cuales separadamente producen cuatro respuestas distintas de transmisión. Al variar la capacitancia de dos anillos divididos se permite la sintonización de frecuencia de banda dual independiente.

En [17] se presenta una SSF Activa de anillos circulares. El elemento de anillo circular empleado en este artículo es muy popular en el diseño de SSF ya que ofrece buen desempeño en términos de todas las polarizaciones y buena estabilidad angular. La Topología de dos estados de conmutación permite transmitir o reflejar la frecuencia de interés. El diseño presentado es a 2.4 GHz, para WLAN y el control de una arquitectura electromagnética de edificios. Se muestra como los anillos tienen una frecuencia de resonancia siendo éste el caso reflectivo. Para remover esta frecuencia se añaden discontinuidades en los anillos.

Para este caso las discontinuidades son 4: a 45° , 135° , 225° y 315° , logrando el estado de transmisión de la superficie. Reconectando las aberturas se vuelve al estado original o la frecuencia de resonancia. El sustrato es poliéster y los anillos metálicos de cobre.

El presente trabajo desarrolla una estructura complementaria a la reportada en [12] al utilizar ranuras en lugar de parches. Asimismo, se utilizarán las técnicas de circuito impreso flexible para desarrollar los circuitos de polarización de los diodos pin. Con esta topología complementaria se busca mejorar los factores de calidad en la respuesta resonante de la SSFR.

En [18] se muestra una mejor transmisión de señales UMTS Y Wifi a través de la acumulación de energía en vidrio usando SSF. Se describe una SSF pasa banda dual basada en vidrio acumulador de energía fuertemente cubierto. El material ESG está hecho de una cubierta transparente de capa conductora sobre sustrato de vidrio, el cual atenúa el IR, para propósitos de almacenar energía. Sin embargo la cubierta también atenúa señales de UMTS y Wifi.

Una SSF es utilizada para mejorar la transmisión RF/MW a través de ESG por la generación de arreglos de patrones en la capa fuertemente cubierta. Se tienen dos bandas específicas de frecuencia, con respuesta en frecuencia estable para polarizaciones TE y TM y para ángulos de incidencia normal y oblicuos arriba de 60° .

En la tabla 2.1 se hace un resumen de las investigaciones mencionadas, tomando en cuenta los autores, el año de publicación, el tipo de aplicación, tipo de estructura empleado en célula unitaria, dimensiones y materiales empleados.

Tabla 2.1 Estado del arte de SSF

Autor 1/ Ref	Año	Aplicación	Tipo de elemento	Frecuencia	Dimensione s	Materiales Sustrato/ Conductor
Kiani G. [9]	2006	Arquitectura electromagnética de edificios	Cruz de dipolos	Absorbe 5 GHz y deja pasar 900/1800/1900MHz	Placa de l=310 mm a=460 mm	FR4
Parker E. [10]	2008	Arquitectura electromagnética de edificios	Anillo cuadrado	Pasa banda 400 MHz	Arreglo de 3x3 Célula unitaria: 197x197mm Ancho del anillo 1 mm.	Poliéster/ cobre
Sanz-Izquierdo B.[11]	2009	Lectura segura de RFID Y Comunicaciones móviles restringidas	Bucle o anillo fractal	Banda de resonancia UHF 700 MHz 1.9 MHz 2.75 GHz	Placa de 200x200 mm Célula unitaria: l=24 mm a=0.24mm	Poliéster/ cobre
Sanz-Izquierdo B.[12]	2009	Arquitectura electromagnética de edificios	Dipolo con sustrato de doble cara para polarización con diodos de varactor.	1.5 GHz a 5V, 2.6 GHz a 10V, 2.7 GHz a 15 V, 2.9 GHz a 20 V 3.1 GHz 28 V.	Placa de 19x19 cm Célula unitaria: l=19mm a=10mm	Poliéster/ cobre
Sanz-Izquierdo B.[13]	2009	Comunicaciones móviles restringidas	Convolucionadas	1.6 GHz 2.6 GHz	200X200mm l=13.73mm Ancho de cinta:0.25m m	Poliéster/ cobre
Woo D. [14]	2010	Aislamiento CDMA para RFID	DSRR Dual Split Ring Resonator Anillo rectangular dual	816 MHz 915 MHz	Arreglo de 9x9 Célula unitaria: 3.5x3.5x0.8 mm	FR4/cobre
Kiani G. [15]	2010	Arquitectura electromagnética de edificios	Anillo cuadrado	3.2 GHz	Arreglo de 5X5 Célula unitaria: 29X29 mm	

Autor 1/ Ref	Año	Aplicación	Tipo de elemento	Frecuencia	Dimensiones	Materiales Sustrato/ Conductor
Sanz- Izquierdo B.[16]	2010	Arquitectura electromagnética de edificios	Anillo de división complementaria en pantalla sintonizable de doble banda con diodos PIN para conmutación y varactores para sintonización	Conmutación 2.5 GHz 5 GHz Sintonización En la banda inferior de frecuencia: De 1.5 GHz para 5 V a 2.6 GHz para 28 V. En la banda superior de frecuencia: De 2.2 a 4 GHz	Conmutación Arreglo de 10x10 Radio interior 3.5 mm Ancho de anillo 1 mm Distancia entre anillo interno y externo 2.25 mm Líneas de polarización 0.5-1mm Sintonización Arreglo de 13x13 Radio interior 1.75 mm Ancho de anillo 1 mm Distancia entre anillo interno y externo 2 mm Líneas de polarización 0.5-2mm	Poliéster/ Cobre
Taylor P. [17]	2011	Arquitectura electromagnética de edificios	Anillo circular con diodos PIN	2.45 GHz	Célula unitaria: l=38.16mm D.l=32.8mm D.E=36.8 Ranuras del anillo:1.5mm	Poliéster/ Cobre
Ullah I. [18]	2011	Arquitectura electromagnética de edificios: Mejorar transmisión de UMTS-FDD a través de ESG.	DSL Double Square loop. Anillo doble cuadrado para paso banda doble	887 MHz 2112 GHz Con frecuencia de corte entre 1629- 1644 GHz	Cuadro base 40x40 mm Cuadro Ext. 37.5x37.5mm Cuadro Int. 20.5x20.5 mm Ancho de los anillos cuadrados 0.5 mm	Vidrio/re- cubrimien- to pirolítico

Referencias

- [1] Munk B.A., Frequency Selective Surfaces: Theory and Design. New York: Wiley, 2000.
- [2] C. Mias, C. Tsakonas, and C. Oswald, "An Investigation Into the Feasibility of Designing Frequency Selective Windows Employing Periodic Structures," Tech. Rep. AY3922, Nottingham Trent Univ., Nottingham, U.K., 2001.
- [3] Vardaxoglou, J. C., Frequency Selective Surface: Analysis and Design, Electronic & Electrical Engineering Series, Taunton, Somerset, England: Research Studies Press, 1997.
- [4] Reed J. Dissertation Proposal: Frequency Selective Surfaces with Multiple Periodic Elements. The University of Texas at Dallas, 1997.
- [5] Martynyuk, AE.; Lopez, J.IM.; Martynyuk, N.A, "Active frequency-selective surfaces based on loaded ring slot resonators," Electronics Letters , vol.41, no.1, pp.2,4, 6 Jan. 2005.
- [6] Martynyuk, AE.; Martinez Lopez, J.I; Martynyuk, N.A, "Spiraphase-type reflectarrays based on loaded ring slot resonators," Antennas and Propagation, IEEE Transactions on , vol.52, no.1, pp.142,153, Jan. 2004.
- [7] Martínez, R. Superficies selectivas de frecuencia reconfigurables basadas en microsistemas electromecánicos (MEMS) / Tesis para obtener el grado de Maestro en Ingeniería Eléctrica. Facultad de Ingeniería, UNAM. Pp. 62-68. México D.F. 2007.
- [8] Martynyuk, AE.; Lopez, J.IM., "Frequency-selective surfaces based on shorted ring slots," Electronics Letters , vol.37, no.5, pp.268,269, 1 Mar 2001.
- [9] Kiani G.; Weily A.; Esselle k. "A Novel Absorb/Transmit FSS for Secure Indoor Wireless Networks With Reduced Multipath Fading". IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS, VOL. 16, NO. 6, JUNE 2006.
- [10] Parker E.; Robertson J.; Sanz-Izquierdo B.; Batchelor J. "Minimal size FSS for long wavelength Operation". ELECTRONICS LETTERS 13th March 2008 Vol. 44 No. 6.
- [11] Sanz-Izquierdo, B.; Robertson, J. -B; Parker, E.A; Batchelor, J.C., "Minimal size of operation of fractal FSS," Antennas and Propagation Society International Symposium, 2009. APSURSI '09. IEEE , vol., no., pp.1,4, 1-5 June 2009
- [12] Sanz-Izquierdo B.; Parker E.; Robertson J.; Batchelor J. "Tuning technique for active FSS arrays" ELECTRONICS LETTERS 22nd October 2009 Vol. 45 No. 22
- [13] Sanz-Izquierdo, B.; Parker, E.A; Robertson, J. -B; Batchelor, J.C.; Neve, M.J.; Williamson, AG., "Interwoven loops for electromagnetic architecture of buildings," Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), 2010 IEEE , vol., no., pp.1,4, 11-17 July 2010.

- [14] Dae Woong Woo; Jae Hee Kim; Jeong Keun Ji; Gi-Ho Kim; Won-Mo Seong; Wee Sang Park, "Design of a DSRR FSS for CDMA/RFID isolation," Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), 2010 IEEE , vol., no., pp.1,4, 11-17 July 2010.
- [15] Kiani G.; Ford K.; Olsson L.; Esselle K.;Panagamuwa Ch. "Switchable Frequency Selective Surface for Reconfigurable Electromagnetic Architecture of Buildings". IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, VOL. 58, NO. 2, FEBRUARY 2010
- [16] B. Sanz-Izquierdo, E. A. Parker, and J. C. Batchelor. "Dual-Band Tunable Screen Using Complementary Split Ring Resonators" . IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, VOL. 58, NO. 11, NOVEMBER 2010
- [17] Taylor P.;Parker E.; Batchelor J. "An Active Annular Ring Frequency Selective Surface". IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, VOL. 59, NO. 9, SEPTEMBER 2011.
- [18] Ullah, I; Xiaoli Zhao; Habibi, D.; Kiani, G., "Transmission improvement of UMTS and Wi-Fi signals through energy saving glass using FSS," Wireless and Microwave Technology Conference (WAMICON), 2011 IEEE 12th Annual , vol., no., pp.1,5, 18-19 April 2011.

Capítulo 3

3.1 Diseño y Simulación de una SSFC para Arquitectura Electromagnética de Edificios

3.1.1 Tipo de SSF seleccionada

El tipo de SSF seleccionada tiene como elemento o celda unitaria la apertura anular.

Se ha escogido el anillo debido a su buena estabilidad al ángulo de incidencia de la señal [1] y se ha optado por el tipo apertura, ya que maneja un mejor coeficiente de transmisión con respecto a los parches o anillos, esto se demostrará en el análisis del presente trabajo. Al agregar diodos pin a la apertura ésta deja pasar sólo la señal deseada en el estado de apagado reflejando todas las demás señales, así mismo cuando los diodos están en estado encendido la señal de interés es reflejada junto con otras señales dentro de una banda de frecuencias deseada. La ranura circular tiene la ventaja de disminuir el efecto de multitrayectoria, cuando una señal con polarización vertical incide sobre la ranura ésta se refleja también verticalmente, cuando incide una señal con polarización circular derecha se refleja con polarización circular izquierda y cuando incide una señal con polarización izquierda se refleja con polarización derecha por lo que los efectos de multitrayectoria son minimizados gracias a las características de respuesta de la apertura anular.

3.1.2 Especificaciones de la SSF para Simulación Numérica

Los materiales escogidos se basan en un proceso de fabricación propio del Departamento de Electrónica de Alta Frecuencia de la Facultad de Ingeniería de la UNAM, el cual se documenta en el capítulo 4: Fabricación de la SSFC.

Se emplea un sustrato tipo Rogers 4003 con grosor de 0.203 mm y un depósito de 17 micras de cobre con sobre ataque a 11 micras.

Las dimensiones de la apertura/anillo son calculadas de la siguiente manera:

Se tiene documentado en [15] que el diámetro de la apertura es:

$$d = \frac{\lambda}{\pi}$$

La frecuencia de nuestro interés es la de 2.4 GHz, donde residen aplicaciones tales como bluetooth y Wifi, las cuales están presentes en todo tipo de edificios públicos, por lo tanto el diámetro deberá ser aproximadamente de 38.97mm:

$$d = 38.97 \text{ mm}$$

Como se comentó anteriormente para poder elegir entre un anillo o una apertura se realizó la simulación de ambos casos y se compararon los resultados. A continuación se presentarán los datos de la simulación del anillo circular.

3.1.3 Simulación de Anillo Circular

Todas las simulaciones del presente trabajo se realizaron en el programa CST MWS. Para simular la conmutación ideal de dos estados: encendido y apagado, se realizaron dos anillos circulares de las mismas dimensiones y materiales. El estado de encendido se simula con un anillo completo de cobre y el estado apagado con un anillo de cobre seccionado como se muestra en la figura 3.1.

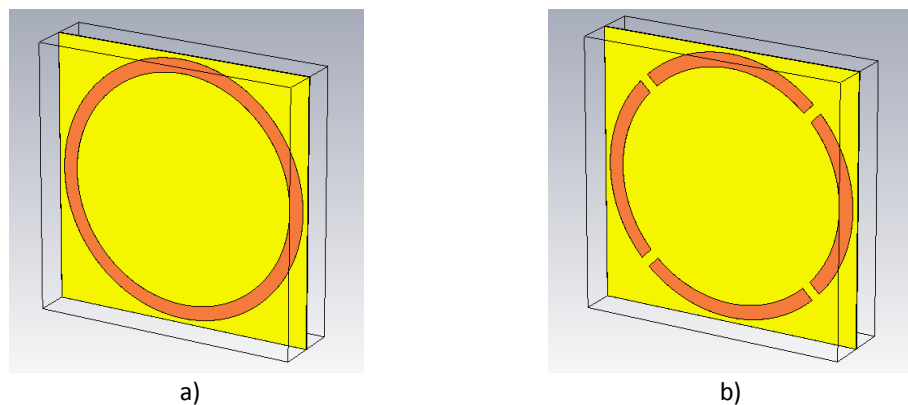


Figura 3.1 a) Anillo circular simula estado de encendido y b) Anillo circular seccionado simula estado apagado.

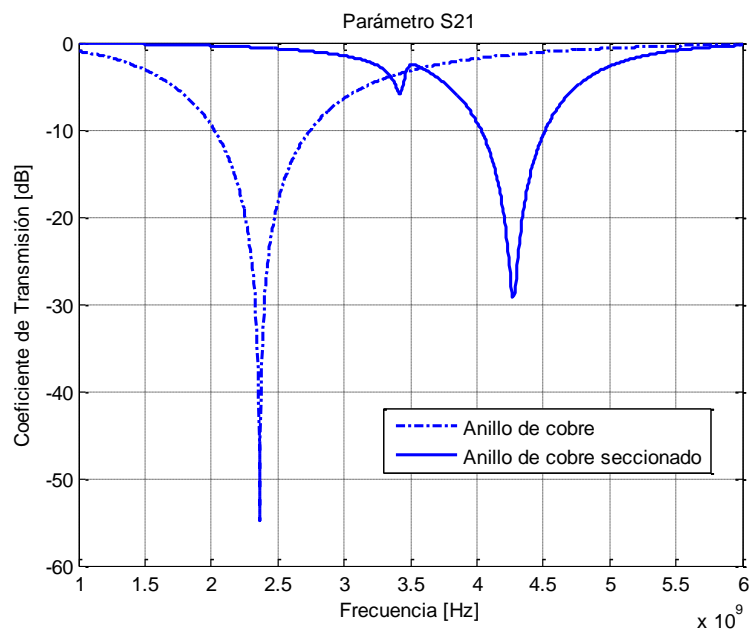
Dimensiones y características de los anillos de cobre

Sustrato Rogers Lossy
38.16x38.16 mm
Espesor: 0.203 mm

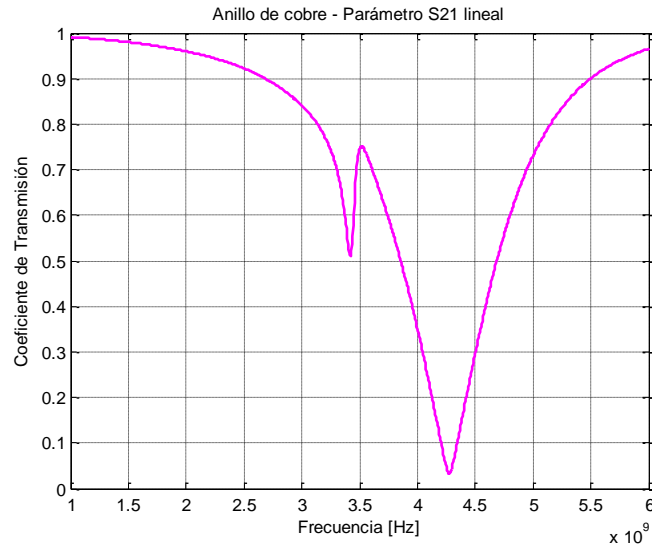
Anillo circular de cobre
Diámetro exterior=36.6 mm
Diámetro interior=32.6 mm
Espesor del cobre =0.017 mm

Anillo seccionado
Espacio entre ranuras: 1.5 mm

Coefficientes de Transmisión de los Anillos de Cobre



Gráfica 3.1 Coeficiente de Transmisión para anillos de cobre.



Gráfica 3.2 Coeficiente de Transmisión lineal para anillo seccionado

Los resultados de las simulaciones muestran en la gráfica 3.1 que para el anillo sin seccionar se tiene un filtro paso banda con una frecuencia de corte a 2.4 GHz con pérdidas de 53.8 dB para dicha frecuencia. Para el anillo seccionado se tienen dos frecuencias de resonancia, una a 3.42 y la otra a 4.27 GHz. En este estado la señal de 2.4 GHz se transmite con pérdidas de 0.61 dB y un coeficiente de transmisión lineal de 0.93.

3.1.4 Simulación de Apertura o Ranura Circular

De igual manera que para el anillo circular, se simularon dos estados de conmutación para una apertura circular, una ranura sin secciones de cobre simuló el estado apagado y una ranura con secciones de cobre simuló el estado encendido como se muestra en la figura 3.2.

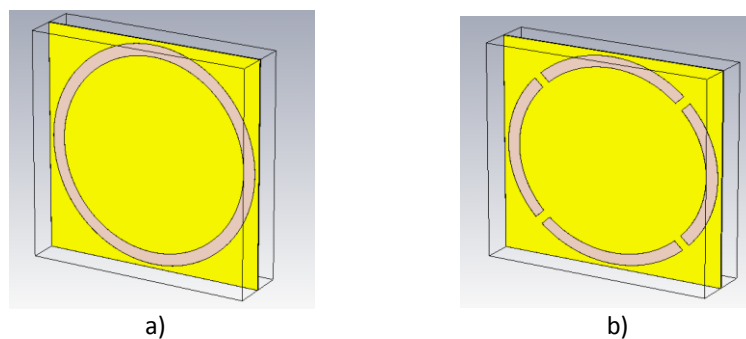


Figura 3.2 a) Apertura circular sin cortos simula estado apagado y b) Apertura circular con cortos simula estado encendido.

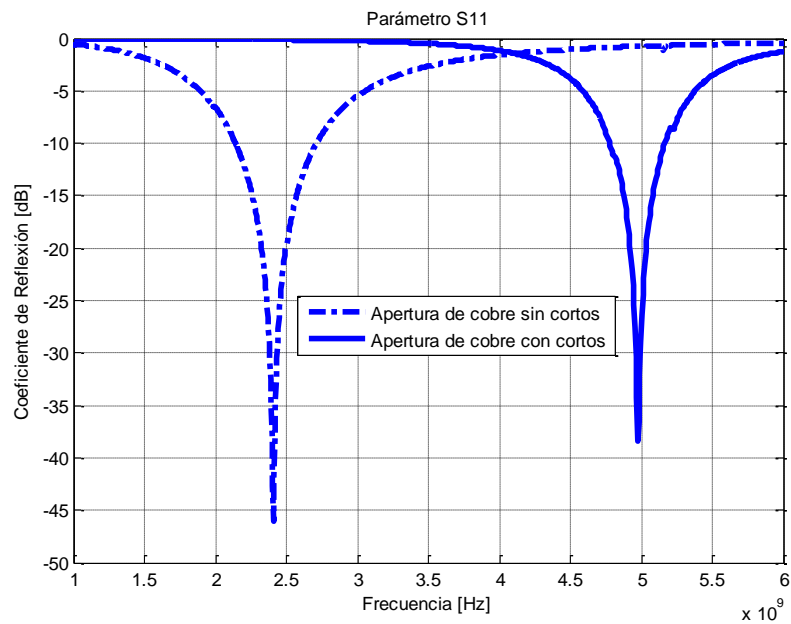
Dimensiones y características de las aperturas de cobre

Sustrato Rogers Lossy
38.16x38.16 mm
Espesor: 0.203 mm

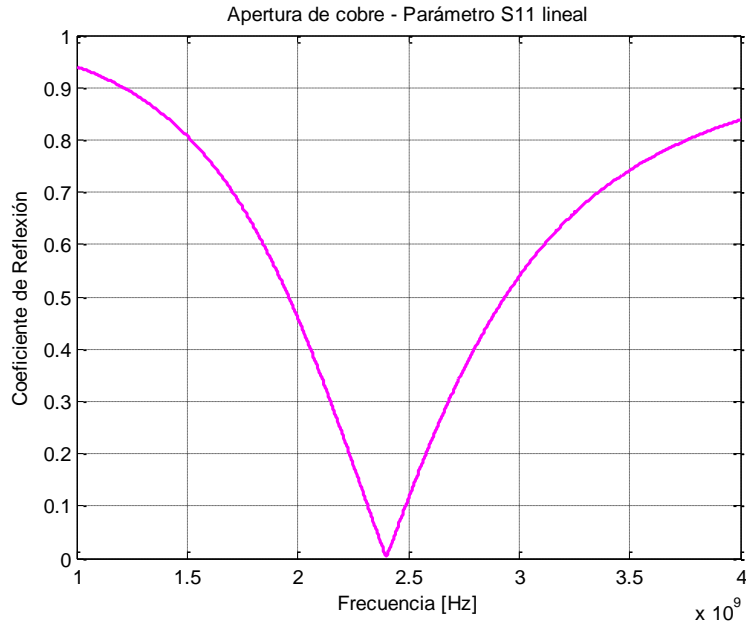
Apertura circular sobre cobre
Diámetro exterior=36.8 mm
Diámetro interior=32.8 mm
Espesor del cobre =0.017 mm

Apertura seccionada
Espacio entre ranuras: 1.5 mm

Coefficientes de Reflexión de las Aperturas Circulares sobre Cobre



Gráfica 3.3 Coeficiente de reflexión para aperturas circulares.



Gráfica 3.4 Coeficiente de reflexión lineal para apertura sin cortos.

Los resultados de las simulaciones muestran en las gráficas 3.3 y 3.4 que para la apertura sin cortos la banda de 0 a 2.4 GHz va disminuyendo su coeficiente de reflexión, hasta que la frecuencia de 2.4 GHz alcanza un coeficiente de -47.8 dB y un coeficiente de reflexión lineal de 0.004, lo que indica que dicha frecuencia es transmitida alcanzando un coeficiente de transmisión lineal de 0.99. Para la apertura con cortos la banda de frecuencias reflejadas aumenta hasta la frecuencia de resonancia de 4.97 GHz, es decir, la señal de 2.4 GHz ha sido suprimida, presentando un coeficiente de reflexión de -0.11 dB o de manera lineal de 0.99.

La tabla 3.1 presenta un resumen de los resultados obtenidos en las simulaciones de anillos circulares y aperturas para su comparación y análisis.

Tabla 3.1 Comparación de simulaciones anillo – apertura

Resultados de simulaciones anillo- apertura circular		
Anillo circular	Anillo sin seccionar. Estado encendido.	Anillo seccionado. Estado apagado.
	Reflexión de la señal a 2.4 GHz	Transmisión de la señal a 2.4 GHz
	Coefficiente de transmisión	Coefficiente de transmisión
	-53.8 dB	-0.61 dB
	0.002	0.93
Apertura circular	Apertura con cortos. Estado encendido	Apertura sin cortos. Estado apagado.
	Reflexión de la señal a 2.4 GHz	Transmisión de la señal a 2.4 GHz
	Coefficiente de reflexión	Coefficiente de reflexión
	-0.11 dB	-47.8 dB
	0.99	0.004

De la tabla 3.1 podemos concluir que cuando requerimos la transmisión de la señal de 2.4 GHz la apertura circular nos proporciona una mejor transmisión, pues el coeficiente de transmisión con la apertura es de 0.99 y el que nos proporciona el anillo es de 0.93; por esta razón la elección del elemento de nuestra superficie será de apertura circular.

3.1.5 Simulación de la Apertura Anular con Elementos Activos

Como se ha mencionado anteriormente, para lograr un cambio entre dos estados de actuación, abierto y cerrado, en un mismo dispositivo es necesario integrar elementos activos como diodos pin. En el presente trabajo se ha elegido utilizar el diodo HPND4028, ya que es un diodo comercial y se ha utilizado en trabajos anteriores del Departamento de Electrónica de Alta Frecuencia, de la Facultad de Ingeniería de la UNAM, por lo que se tiene una aproximación de sus parámetros para las siguientes simulaciones.

Estado apagado

Para el estado apagado se simula el diodo pin como una resistencia en paralelo con un capacitor. El valor de la resistencia es de $4K\Omega$ y el capacitor de 0.052 pF .

Estado encendido

Para el estado encendido se simula el diodo pin como una resistencia pequeña en serie. El valor de la resistencia es de $1.5\ \Omega$.

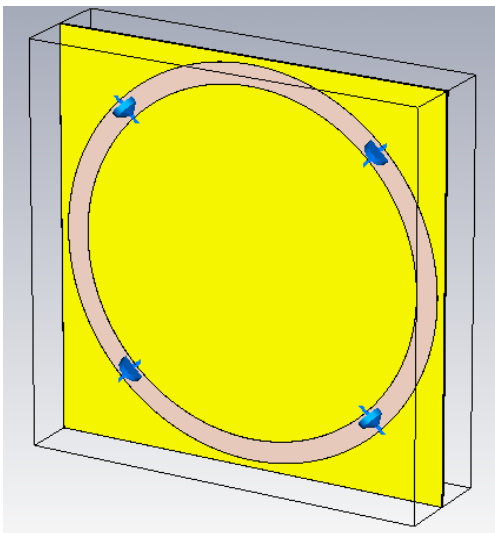


Figura 3.3 Apertura con diodos

Dimensiones

Sustrato Rogers Lossy

$38.16 \times 38.16\text{ mm}$

Espesor: 0.203 mm

Apertura anular en cobre

Diámetro exterior= 36.8 mm

Diámetro interior= 32.8 mm

Espesor del cobre = 0.017 mm

Simulación de diodo pin en:

Estado apagado

R en paralelo con C.

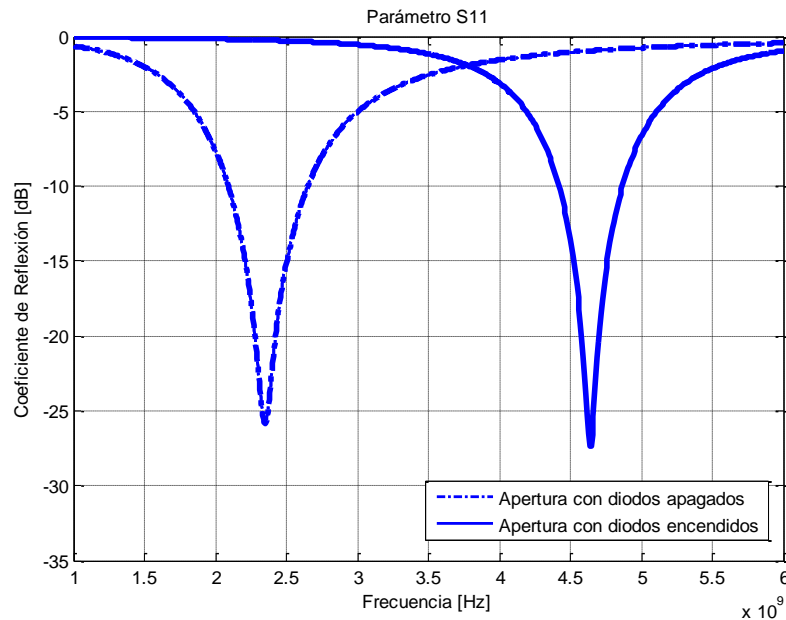
$R_p = 4K\Omega$ y $C = 0.052\text{ pF}$

Estado encendido

R en serie

$R_s = 1.5\Omega$

Coeficiente de Reflexión de la Apertura Anular con diodos



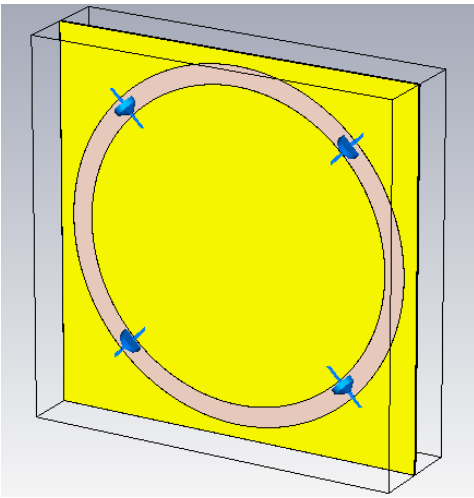
Gráfica 3.5 Coeficiente de reflexión para aperturas de cobre con diodos.

En la gráfica 3.5 se muestra que al incorporar los elementos activos, la frecuencia de resonancia se ha movido hacia la izquierda, disminuyendo la frecuencia deseada de 2.4 a 2.35 GHz y aumentando las pérdidas de dicha señal para el estado de apagado a -25.9 dB. Para el estado de encendido, la frecuencia de resonancia disminuyó de 4.97 a 4.64 GHz, aunque la señal de 2.4 GHz sigue suprimiéndose, pero con un coeficiente de reflexión de 0.97, el cual es menor al obtenido con un estado cerrado ideal. El hecho de que al incorporar elementos activos, las frecuencias de resonancia en ambos estados disminuyan es debido a que los elementos activos adicionan impedancias capacitivas al dispositivo haciendo que las frecuencias de resonancia disminuyan.

3.1.6 Sintonización de la SSF Activa a 2.4 GHz

Para corregir el diseño, es necesario sintonizar la ranura nuevamente a 2.4 GHz ajustando las dimensiones de sus diámetros interior y exterior y considerando las aproximaciones del diodo en sus estados abierto y cerrado.

Simulación de la SSF Activa



Dimensiones
Sustrato Rogers Lossy
38.16x38.16 mm
Espesor: 0.203 mm

Modificaciones en las dimensiones de la apertura para lograr la sintonización a 2.4 GHz:

Apertura anular en cobre
Diámetro exterior=36.4 mm
Diámetro interior=32.4 mm
Espesor del cobre =0.017 mm

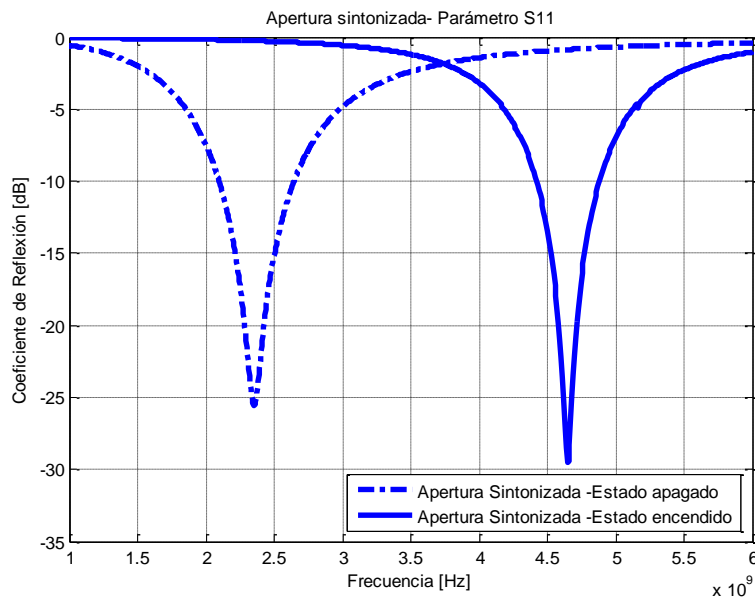
Simulación de diodo pin en:

Estado apagado
R en paralelo con C.
 $R_p=4K\Omega$ y $C=0.052pF$.

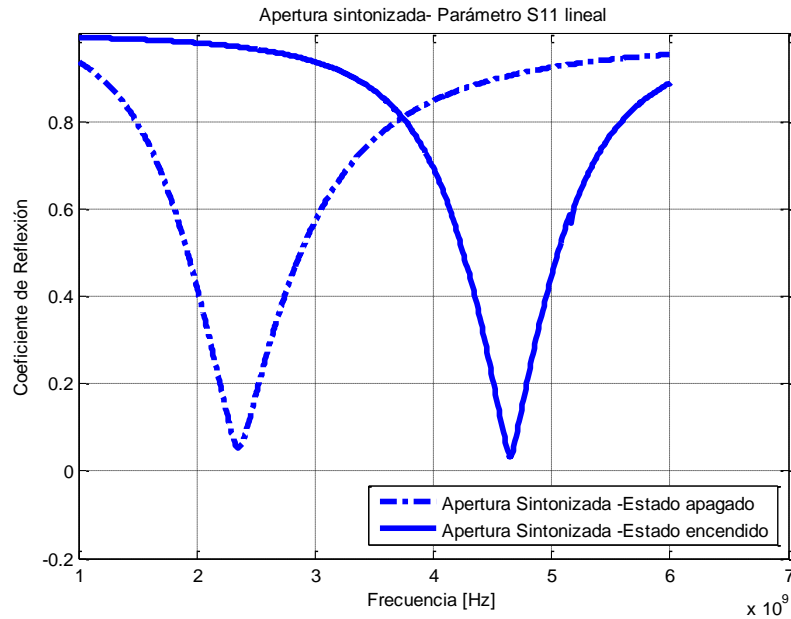
Estado encendido
R en serie
 $R_s=1.5\Omega$

Figura 3.4 Apertura con diodos sintonizada

Coefficientes de Reflexión de la Apertura Anular con diodos sintonizada a 2.4 GHz



Gráficas 3.6 Coeficiente de reflexión en [dB] de la apertura sintonizada a 2.4 GHz en estado apagado y encendido.



Gráficas 3.7 Coeficiente de reflexión lineal de la apertura sintonizada a 2.4 GHz en estado apagado y encendido.

Como podemos observar, la gráfica 3.6 muestra que en el estado apagado la frecuencia de resonancia se encuentra nuevamente en 2.4 GHz con un coeficiente de reflexión de -25.6 dB. Esto se logró modificando las dimensiones de la apertura, se disminuyeron los diámetros de los anillos que la forman. El diámetro exterior se modificó de 36.8 a 36.4 mm y el diámetro interior se modificó de 32.8 a 32.4 mm.

Con éstas nuevas dimensiones también se simuló el coeficiente de reflexión del estado de encendido, en el cual la señal de 2.4 GHz sigue siendo suprimida con un coeficiente de reflexión de -0.27 dB y un coeficiente de reflexión lineal de 0.96.

En la tabla 3.2 se presentan los resultados obtenidos de las simulaciones en cada caso: una apertura circular ideal sin pérdidas por inserción de diodos, una apertura con las mismas dimensiones pero con diodos integrados y una apertura circular nuevamente sintonizada a la frecuencia de interés de 2.4 GHz.

Tabla 3.2 Comparación de resultados obtenidos de la simulación de aperturas circulares ideales, con diodos pin y sintonizados a 2.4 GHz con diodos pin.

Resultados de simulaciones ranura circular		
	Estado encendido.	Estado apagado.
Apertura circular ideal Diámetro exterior: 36.8 mm Diámetro interior: 32.8 mm	Frecuencia de resonancia = 4.98 GHz	Frecuencia de resonancia= 2.4 GHz
	Reflexión de la señal a 2.4 GHz	Transmisión de la señal a 2.4 GHz
	Coeficiente de reflexión	Coeficiente de reflexión
	-0.11 dB	-47.8 dB
	0.99	0.004
Apertura circular con diodos pin Diámetro exterior: 36.8 mm Diámetro interior: 32.8 mm	Frecuencia de resonancia = 4.64 GHz	Frecuencia de resonancia = 2.35 GHz
	Reflexión de la señal a 2.35 GHz	Transmisión de la señal a 2.35 GHz
	Coeficiente de reflexión	Coeficiente de reflexión
	-0.25 dB	-25.9 dB
	0.97	0.05
Apertura circular con diodos pin, sintonizada a 2.4 GHz Diámetro exterior: 36.4 mm Diámetro interior: 32.4 mm	Frecuencia de resonancia = 4.64 GHz	Frecuencia de resonancia =2.4 GHz
	Reflexión de la señal a 2.4 GHz	Transmisión de la señal a 2.4 GHz
	Coeficiente de reflexión	Coeficiente de reflexión
	-0.27dB	-25.6 dB
	0.96	0.05

Al revisar los resultados anteriores podemos concluir lo siguiente: La apertura circular ideal posee los mejores parámetros de transmisión y reflexión debido a que no integramos elementos externos que añadan impedancias capacitivas y resistivas que modifiquen de manera negativa los parámetros deseados de diseño; sin embargo no es práctico tener dos estructuras para implementar dos estados de conmutación diferentes.

Al añadir elementos activos a una apertura circular, logramos dos estados de conmutación en un mismo dispositivo, uno para transmitir la señal deseada y el otro para suprimirla, pero los parámetros de diseño de transmisión y reflexión se ven afectados de manera negativa pues la frecuencia de resonancia en estado abierto aumenta debido a las impedancias capacitivas y resistivas que añaden los elementos activos como se ha explicado y la señal a transmitir posee pérdidas mayores a las presentadas en una apertura ideal en estado abierto, por otra parte cuando se refleja la señal en cuestión ésta presenta un coeficiente más bajo que el presentado en una apertura ideal en estado encendido.

Para mejorar estos aspectos se sintonizó nuevamente a 2.4 GHz la apertura circular, pero esta vez con los elementos activos. Para la sintonización fue necesario ajustar las dimensiones de los diámetros exterior e interior de la apertura, cabe mencionar que debido a que la frecuencia disminuyó era necesario disminuir los diámetros pues para aumentar la frecuencia las dimensiones de la apertura deben disminuir.

Los diámetros disminuyeron 0.2 mm cada uno y se logró obtener la frecuencia de 2.4 GHz y mejorar los parámetros de transmisión y reflexión de la señal respecto a los obtenidos al integrar los elementos activos, aunque éstos no llegaron a ser iguales o mejores que los de una apertura ideal debido nuevamente a las características de los diodos utilizados, pero son valores adecuados y funcionales para la transmisión y reflexión de la señal.

3.2 Diseño y simulación de una apertura circular a 10 GHz

3.2.1 Justificación

Debido a que el Departamento de Electrónica y el Departamento de Telecomunicaciones de la Facultad de Ingeniería de la UNAM no cuentan con la infraestructura para poder medir las características que nos interesan de la apertura anular diseñada a 2.4 GHz, se decidió diseñar como alternativa una apertura anular a 10 GHz, con la cual se podrá ejemplificar el proceso completo que involucra la realización de una SSFC, presentando el diseño, la simulación, la fabricación y el método de la medición de los parámetros de dicha SSFC para comprobar que el proceso descrito funcionaría también para una SSFC de menor frecuencia, pues a mayor frecuencia existen características electromagnéticas más complejas a considerar.

3.2.2 Especificaciones de la Apertura Circular a 10 GHz para Simulación Numérica

Al igual que la apertura de 2.4 GHz, la apertura diseñada a 10 GHz será diseñada con los materiales del proceso de fabricación del Departamento de Electrónica de Alta Frecuencia de la Facultad de Ingeniería de la UNAM.

La apertura se realizará sobre un sustrato tipo Rogers 4003 con grosor de 0.203 mm y un depósito de 17 micras de cobre. Este sustrato deberá tener las dimensiones de un diafragma para guía de onda WR90, pues una vez fabricada la apertura se insertará en el diafragma para ser medida por el método de guía de onda.

Las dimensiones de la apertura son las siguientes:

$$d = \frac{\lambda}{\pi}$$

La frecuencia de interés es 10 GHz, por lo tanto el diámetro deberá ser aproximadamente de

$$d = 9.55 \text{ mm}$$

Dimensiones y características de la apertura a 10 GHz

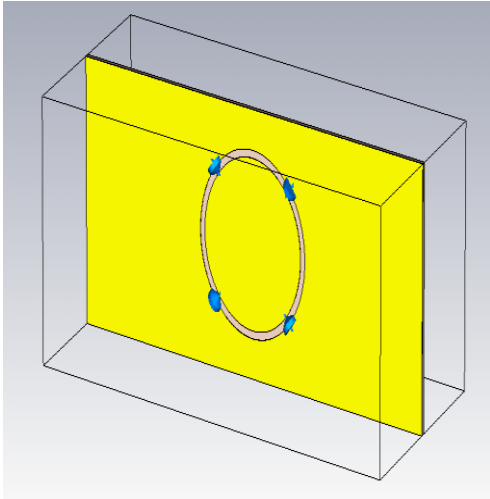


Figura 3.5 Apertura en oblea para WR90 con diodos

Dimensiones ajustadas a dimensiones de guía de onda WR90

Sustrato

10.16x22.86 mm

Espesor: 0.203 mm

Rogers Lossy

Apertura anular

Diámetro exterior=7.524 mm

Diámetro interior=6.924 mm

Espesor=0.017 mm de cobre

Para simulación de diodo pin:

Estado apagado

R en paralelo con C.

$R_p=4K\Omega$ y $C=0.052pF$.

Estado encendido

R en serie

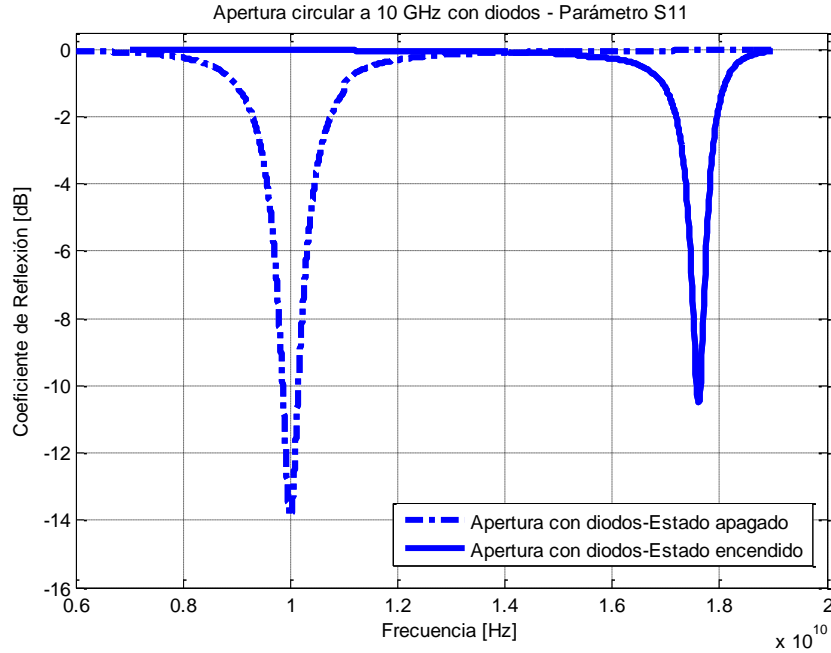
$R_s=1.5\Omega$

Cuando la apertura circular se mide sobre una celda cuadrada, la respuesta de la apertura será igual para la componente horizontal y la componente vertical de la señal. Para el caso de nuestra apertura montada sobre un sustrato con dimensiones iguales a un diafragma para guía de onda WR90 el cual es de forma rectangular, afecta directamente a la respuesta de la apertura, pues de esta manera sólo la componente vertical será vista por la apertura, dejando de lado a la componente horizontal.

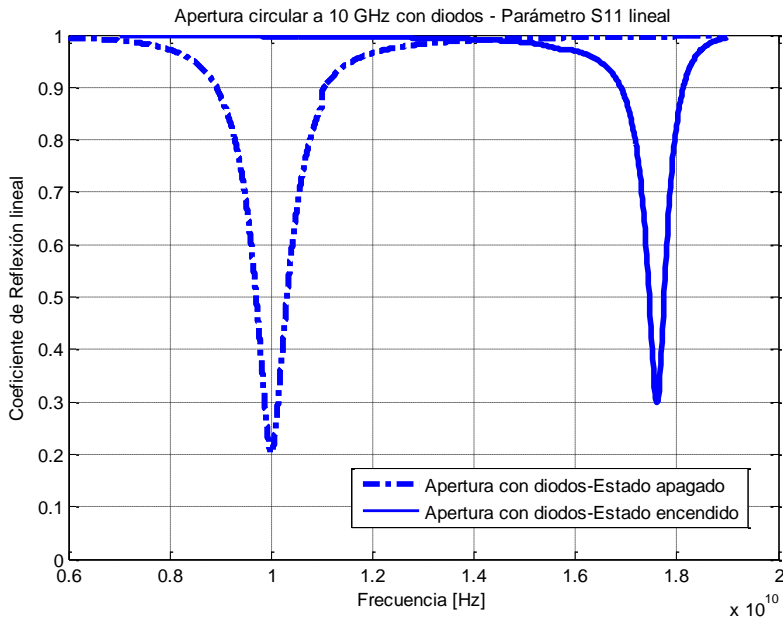
A continuación se presentan los resultados obtenidos de la simulación de una apertura anular con elementos activos y diseñada a 10 GHz, sobre una oblea de dimensiones iguales a las de un diafragma para guía de onda WR90.

3.2.3 Simulación de Apertura a 10 GHz con diodos pin

Coefficiente de Reflexión de la Apertura Anular diseñada a 10 GHz



Gráfica 3.8. Coeficiente de reflexión en [dB] de la apertura diseñada a 10 GHz.



Gráficas 3.9. Coeficiente de reflexión lineal de la apertura diseñada a 10 GHz.

La gráfica 3.8 muestra para el estado apagado una frecuencia de resonancia de 10 GHz, lo cual indica que las señales a dicha frecuencia se están transmitiendo. El coeficiente de reflexión a 10 GHz es de -13.9 dB y el coeficiente de reflexión lineal a esta misma frecuencia es de 0.2, como se muestra en la gráfica 3.9. Para el estado de encendido, la gráfica 3.8 presenta una frecuencia de resonancia de 17.6 GHz, lo que nos indica que las frecuencias por debajo de esta frecuencia se están reflejando, la señal a 10 GHz presenta un coeficiente de reflexión de -0.02 dB y un coeficiente de reflexión lineal de 0.99.

En la tabla 3.3 se muestran los resultados obtenidos:

Tabla 3.3 Resultados de la simulación de la apertura circular diseñada a 10 GHz

Resultados de simulación de una apertura a 10 GHz		
Apertura a 10 GHz	Estado encendido.	Estado apagado.
	Reflexión de la señal a 10 GHz	Transmisión de la señal a 10 GHz
	Coeficiente de reflexión	Coeficiente de reflexión
	-0.02 dB	-13.9 dB
	0.99	0.2

Además de la apertura, es necesario diseñar las líneas de polarización que alimentarán al dispositivo.

3.2.4 Diseño de las líneas de polarización del Dispositivo

Las líneas de polarización del dispositivo, también deben ser simuladas dentro del diseño completo de la apertura para tener la aproximación más cercana para su fabricación.

Para calcular la impedancia que deberán tener las líneas de polarización utilizamos la siguiente fórmula [2], la cual es para calcular la impedancia de una microcinta:

$$Z_0 = \frac{120\pi}{(\sqrt{\epsilon_e}) \left(\frac{w}{d} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{w}{d} + 1.444 \right) \right)} \quad \text{para } \frac{w}{d} \geq 1$$

Donde:

$$\begin{aligned} w &= \text{es el ancho de la microcinta} = 0.15 \text{ mm} \\ d &= \text{es el largo de la microcinta} = 5 \mu\text{m} \\ \sqrt{\epsilon_e} &= \text{constante dieléctrica efectiva de una microcinta} \end{aligned}$$

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(\frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12d}{w}}} \right)$$

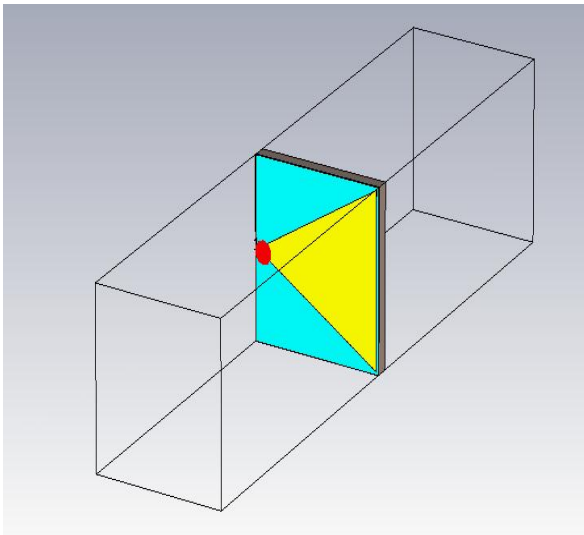
$$\epsilon_r = \text{constante dieléctrica relativa del sustrato} = 2.6$$

$$\sqrt{\epsilon_e} = 1.588$$

$$Z_0 = 7.045$$

Con esta impedancia podemos simular un stub para la línea de polarización que nos permitirá transmitir adecuadamente la señal de 10 GHz sin perderla.

La simulación para obtener las dimensiones de dicho stub fue la siguiente:

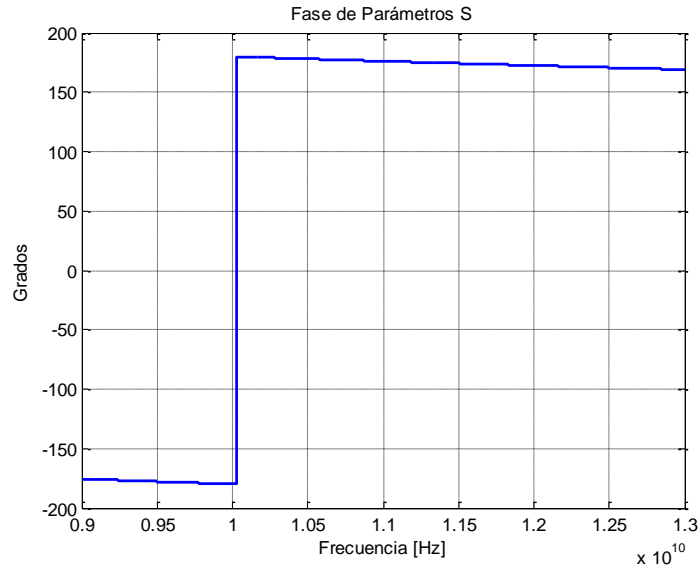


Dimensiones obtenidas de la simulación para dejar pasar la señal de 10 GHz

Sustrato
2.3 x 2.3 mm
Espesor: 0.203 mm
Rogers Lossy

Triángulo de cobre
Base= 2.225 mm
Altura=2.225 mm

Figura 3.6 Stub para líneas de polarización



Gráfica 3.10. Fase de parámetros S en stub

En la gráfica 3.10 podemos observar que a 10 GHz cambia la fase de la señal, esto nos indica que el stub tiene las dimensiones adecuadas para dejar pasar dicha señal y permitir que ésta no se pierda al polarizar el dispositivo.

3.2.5 Simulación de Proceso completo con todas las capas de fabricación y líneas de Polarización

Para tener una aproximación más cercana a la celda real, se simuló la estructura completa tal y como sería una vez fabricada.

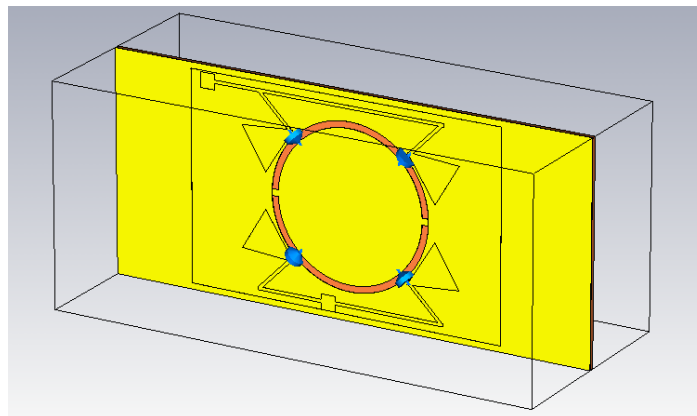


Figura 3.7 Celda unitaria con todos los materiales del proceso de fabricación.

La figura 3.7 muestra la celda unitaria final, con todas las capas del proceso de fabricación y las líneas de polarización que alimentaran al dispositivo.

Debido a que tenemos cuatro diodos: dos pares con polarizaciones independientes, podemos generar dos estados diferentes más.

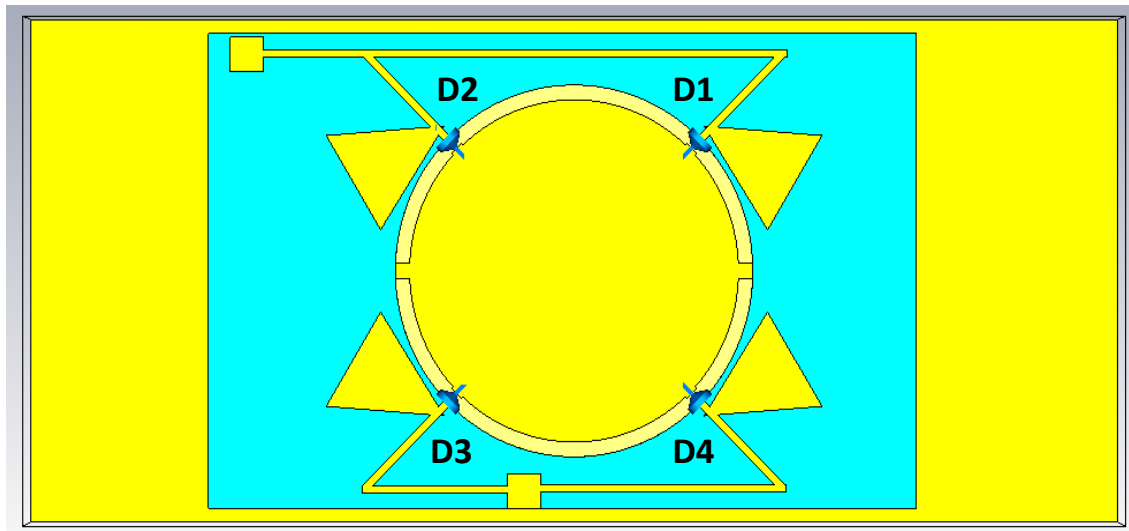


Figura 3.8 Apertura que muestra la distribución de diodos para la configuración de dos estados más.

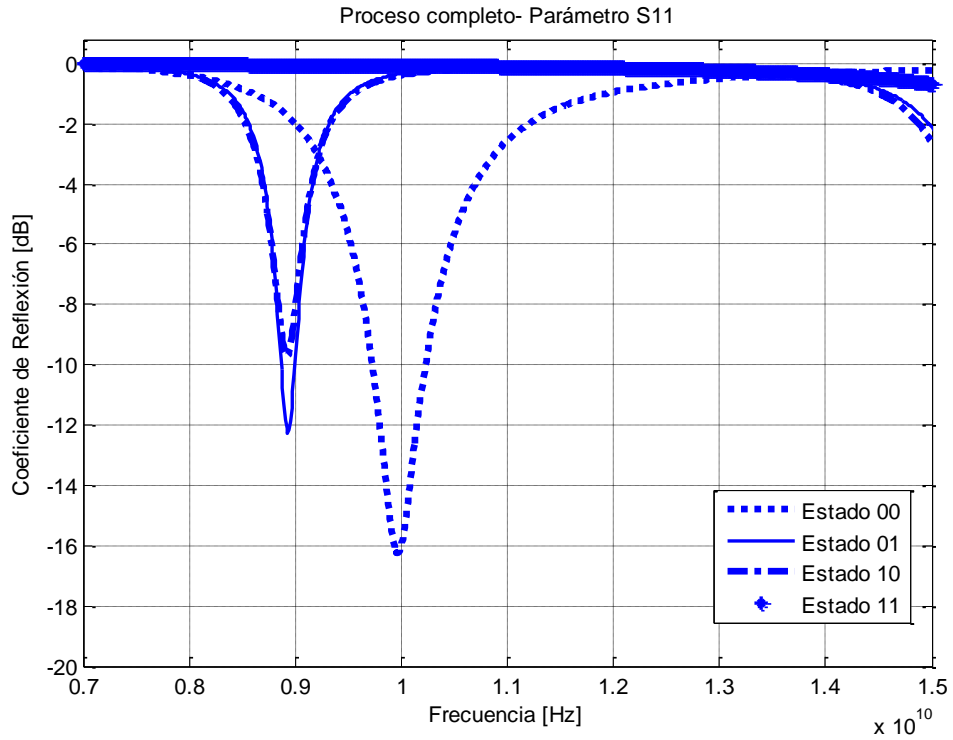
Estado 01: D1 Y D2 apagados. D3 Y D4 encendidos.

Estado 10: D1 Y D2 encendidos. D3 Y D4 apagados.

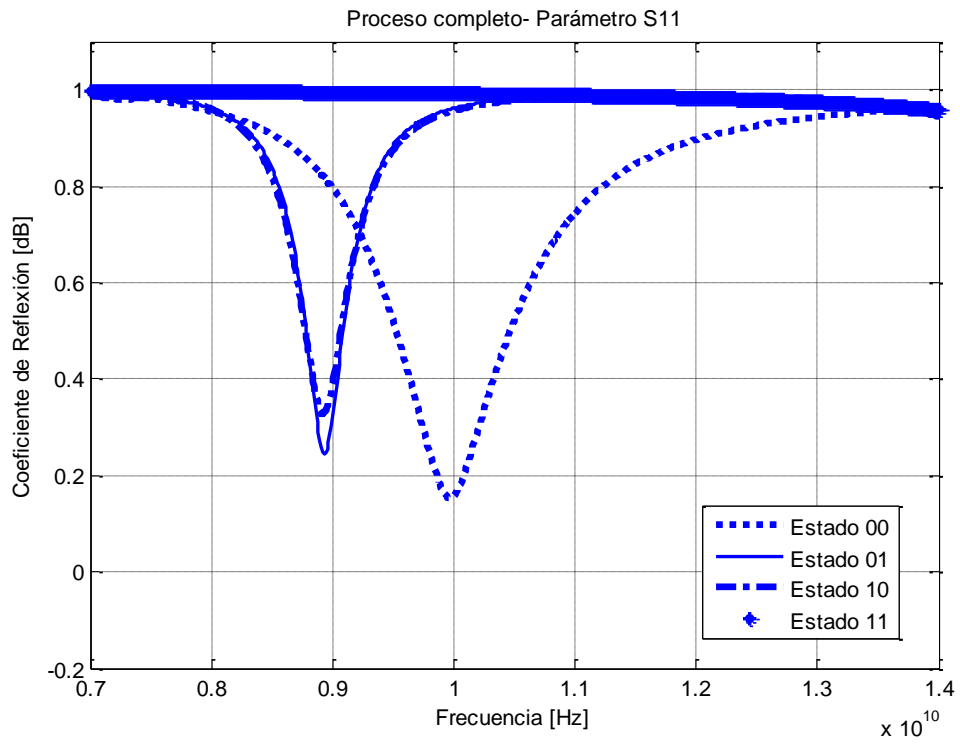
Las gráficas 3.11 a) y b) muestra los resultados obtenidos de la simulación.

Coefficientes de reflexión para la apertura anular con proceso completo de fabricación

Para el estado apagado la frecuencia de resonancia es de 9.97 GHz con un coeficiente de reflexión de -16.3 dB, la frecuencia de resonancia ha disminuido respecto a la simulación anterior debido a que al agregar todas las capas del proceso aumenta la capacitancia del dispositivo, disminuyendo la frecuencia de resonancia. En el estado encendido la frecuencia de 9.97 GHz ha quedado suprimida con un coeficiente de reflexión de -0.06 dB. En el estado 01 la frecuencia de resonancia es de 8.93 GHz con un coeficiente de reflexión de -12.26 dB y en el estado 10 la frecuencia de resonancia se presentó a 8.92 GHz con un coeficiente de reflexión de -9.7 dB.



Gráfica 3.11 a). Coeficiente de reflexión en [dB] para los cuatro estados de la apertura anular.



Gráfica 3.11 b) Coeficiente de reflexión lineal para los cuatro estados de la apertura anular.

La Tabla 3.4 muestra los resultados obtenidos tomando en cuenta el proceso de fabricación completo.

Tabla 3.4 Resultados de la simulación con proceso completo de fabricación

Resultados de simulación con proceso completo de fabricación				
Apertura a 10 GHz	Estado encendido	Estado apagado	Estado 01	Estado 10
	Reflexión de la señal a 9.97 GHz	Transmisión de la señal a 9.97 GHz	Transmisión de la señal a 8.93 GHz	Transmisión de la señal a 8.92 GHz
	Coefficiente de Reflexión de la señal	Coefficiente de Reflexión de la señal	Coefficiente de Reflexión de la señal	Coefficiente de Reflexión de la señal
	-0.06	-16.3 dB	-12.3 dB	-9.7 dB
	0.99	0.15	0.24	0.33

El capítulo tiene la finalidad de presentar el diseño de la SSFC para aplicaciones de arquitectura electromagnética en edificios. Se escogió el elemento de apertura circular debido a las excelentes características que presenta en esta estructura. Se presentó la comparación entre el desempeño de un anillo circular y una apertura anular, obteniéndose mejores características de transmisión con la apertura anular, quedando justificada la elección del elemento.

Se simuló una apertura a 2.4 GHz con elementos activos, la cual tuvo que ser sintonizada debido a la integración de dichos elementos, los cuales poseen capacitancias parasíticas que disminuyen la frecuencia de resonancia. El diseño final de la estructura diseñada a 2.4 GHz mostró buenas características como la transmisión de la señal a 2.4 GHz con un coeficiente de reflexión de -25.6 dB y la reflexión de la señal con un coeficiente de reflexión lineal de 0.97.

Debido a que dicha apertura no puede ser caracterizada por motivos de infraestructura, se diseñó como alternativa una apertura anular a 10 GHz para poder presentar el proceso completo de diseño, fabricación y caracterización de una SSFC.

El diseño de apertura anular a 10 GHz fue simulado con elementos activos, obteniéndose la transmisión de la señal a 10 GHz con un coeficiente de reflexión de -13.9 dB y la reflexión de la misma con un coeficiente de reflexión lineal de 0.99.

Se realizó además una simulación tomando en cuenta todas las capas del proceso de fabricación, incluyendo las líneas de polarización obteniendo la transmisión de la señal a 9.97 GHz con un coeficiente de reflexión de -16.3 dB y la reflexión de la misma con un coeficiente lineal de 0.99. Esta variación en la frecuencia es debida a que se han tomado en cuenta todas las capas del proceso de fabricación y sus características físicas y eléctricas correspondientes, lo que implica un aumento en la capacitancia del dispositivo y por consiguiente la disminución de la frecuencia de resonancia.

No se realizó una sintonización más debido a que se planeó dejar un margen de error, pues los valores del diodo tomados en cuenta en las simulaciones es una aproximación y podrían variar aumentando la frecuencia de resonancia.

Referencias

- [1] Taylor P.;Parker E.; Batchelor J.
An Active Annular Ring Frequency Selective Surface
IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, VOL. 59, NO. 9, SEPTEMBER 2011
- [2] Pozar D.; Microwave Engineering, John Wiley & Sons, 2012

Capítulo 4

Proceso de Fabricación

El proceso de fabricación utilizado para la elaboración del dispositivo ha sido investigado, empleado y mejorado en el Departamento de Electrónica y el Centro de Diseño UNAMems, de la Facultad de Ingeniería de la UNAM y ha estado presente en diversos trabajos de investigación con algunas variantes de acuerdo a las necesidades de cada proyecto [1-4]. Se denomina tecnología flexible de circuito impreso porque un proceso flexible involucra depositar un metal sobre un dieléctrico. El metal es definido mediante un material fotorresistivo que imprime las formas deseadas y un agente atacante que graba la estructura, eliminando el material no deseado.

El proceso de fabricación consta de 4 capas estructuradas de la siguiente manera:

Tabla 4. Proceso de Fabricación del dispositivo

No. Capa	Material	Espesor [μm]	Función
1	Rogers RO4003C	203	Sustrato dieléctrico con depósito superior e inferior de cobre
2	Cobre/sobre ataque	17/11	Capa conductora, tierra del dispositivo.
3	Benzocyclobuteno (BCB)	5	Capa aislante entre la tierra y las líneas de transmisión del dispositivo.
4	Cobre	1	Capa conductora que forma las líneas de transmisión del dispositivo

4.1 Materiales del Proceso de Fabricación

Rogers RO4003C

Este material es un vidrio reforzado con láminas de hidrocarbón o cerámica. Se utiliza como sustrato dieléctrico en aplicaciones de microondas y alta frecuencia debido a sus bajas pérdidas y a la estabilidad de su constante dieléctrica en frecuencia [5]. Este tipo de sustrato tiene un depósito de cobre de 17 μm en sus caras superior e inferior, lo cual facilita el proceso de fabricación, pues ya no es necesario depositar un conductor sobre el dieléctrico, es un producto comercial y económico.

Tabla 4.1. Propiedades de RO4003C [6]

Propiedades de RO4003C	
Constante dieléctrica (ϵ_r)	3.38 \pm 0.05 @ 10GHz /23°C
Tangente de pérdidas (δ)	0.0027 @ 10 GHz /23°C
Densidad (ρ)	1.179 Kg/m ³
Espesor	203 μm
Espesor del cobre	17 μm

Benzocyclobuteno (Cyclotene XU35133)

Derivado del benzocyclobuteno (BCB), el cyclotene es una resina electrónica avanzada basada en polímeros de alta pureza, de baja viscosidad y altamente sólida. Se utiliza como dieléctrico, principalmente en aplicaciones de microelectrónica, debido a su baja constante dieléctrica, bajo factor de pérdidas en altas frecuencias, baja absorción de humedad, baja temperatura de curado, alto grado de planarización, bajo nivel de contaminantes iónicos, alta claridad óptica, buena estabilidad térmica, excelente resistencia química y buena compatibilidad con diversas metalizaciones [7].

Tabla 4.1.2 Propiedades del Cyclotene [8-9]

Propiedades del Benzocyclobuteno	
Constante dieléctrica (ϵ_r)	2.65 – 2.5 (1MHz-10GHz)
Tangente de pérdidas (δ)	0.0008-0.002 (1MHz-10GHz)
Densidad (ρ)	1050 Kg/m ³
Espesor	5 μm

Cobre

Caracterizado por ser uno de los mejores conductores de electricidad, el segundo después de la plata, el cobre es utilizado ampliamente en aplicaciones eléctricas, electrónicas y de telecomunicaciones. Gracias a su alta conductividad eléctrica, ductilidad y maleabilidad, es empleado en cableado y en la elaboración de dispositivos y circuitos integrados.

Tabla 4.1.3. Propiedades del cobre

Propiedades del Cobre	
Conductividad eléctrica	5.8×10^7 S/m
Densidad (σ)	8960 Kg/m ³
Punto de Fusión	13.1 kJ/mol
Espesor	1 μ m

4.2 Flujo del proceso de fabricación

4.2.1 Corte y preparación del sustrato

El sustrato estándar Rogers RO4003C tiene dimensiones de 610mm x 457 mm y espesor de 0.203 mm, es necesario cortarlo en obleas más pequeñas para la elaboración del dispositivo y su adecuado manejo durante la fabricación, ya que dichas dimensiones deben ajustarse a los equipos de fabricación. Las medidas deben pueden ser de 30 x 30 mm o 40 x 40 mm. Las obleas elegidas para el presente proyecto fueron elegidas de 40 x 40 mm. Se cortaron dos obleas para fabricar dos aperturas anulares en cada una.

Una vez cortadas las obleas es necesario limpiar el sustrato para eliminar la grasa, el primer paso consiste en un baño de jabón extran MA03 y posteriormente dos baños en acetona, por último la oblea es sumergida en agua bidestilada y centrifugada para su secado.

Debido a que el sustrato cuenta con dos capas de cobre de 17 μ m por ambos lados, y las aperturas anulares sólo se fabricarán en una de las capas de cobre, es necesario eliminar el cobre del lado posterior de la oblea.

4.2.2 Definición del dispositivo

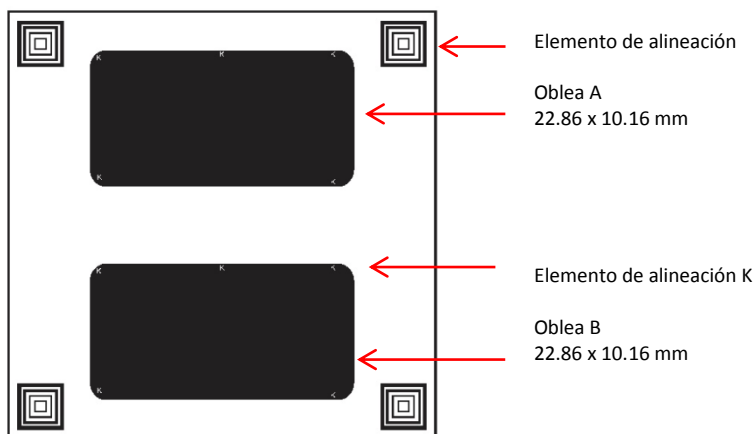
Creación de máscaras de fotolitografía

Para la definición del dispositivo sobre la capa de cobre del sustrato se diseñaron máscaras para fotolitografía, las cuales son alineadas junto con las obleas con fotorresina y expuestas a rayos UV para la definición de las formas deseadas en cada capa del proceso. Las máscaras se hicieron en tamaño tabloide y en positivo.

Todas las máscaras contienen en cada esquina elementos de alineación, los cuales son necesarios para que la oblea y la máscara queden igualadas al momento de la exposición a los rayos UV y se defina correctamente la forma y las dimensiones.

La máscara 1 muestra que en la oblea se grabarán los elementos de alineación y dos rectángulos que corresponden al área de la oblea de montaje dentro de un diafragma WR90 para guía de onda, que es donde se medirá el dispositivo una vez que se haya terminado de fabricar. Dentro de los rectángulos de la oblea también existen elementos de alineación como letras K.

Sobre la oblea ya limpia, es depositada fotorresina y posteriormente es alineada con la máscara 1 para su exposición a los rayos UV. Se revela la oblea, se definen las formas de la máscara, se ataca el cobre con una mezcla de agua, ácido clorhídrico y peróxido de hidrógeno y se limpia la fotorresina.



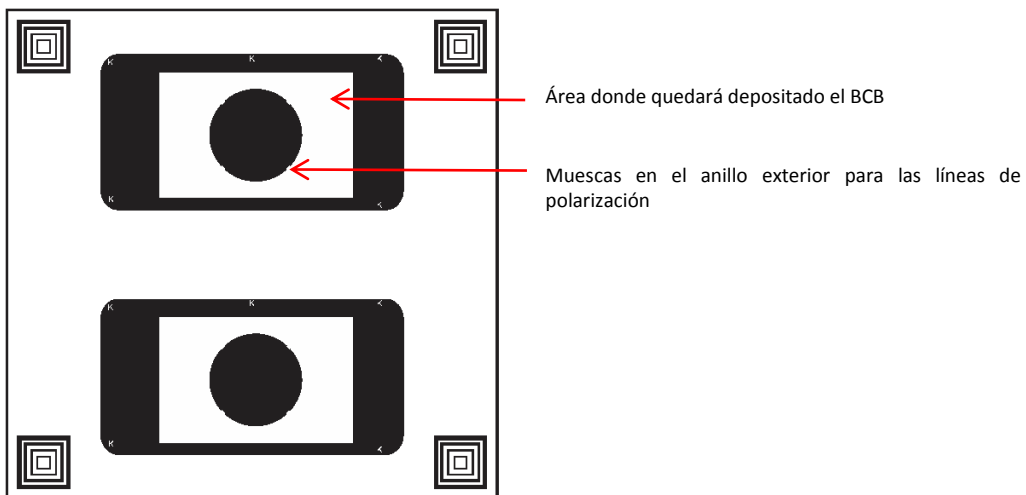
Máscara 1. Definición de elementos de alineación, obleas A y B.

Depósito de BCB

El siguiente paso es depositar 5 μm de BCB, la capa dieléctrica, el proceso consiste en los siguientes pasos:

1. Preparación de superficie mediante el método promotor de adhesión.
2. Deposición mediante centrifugado.
3. Horneado suave.
4. Exposición UV.
5. Revelado.
6. Curado final en horno de atmósfera inerte.

La máscara 2, es una máscara negativa y muestra dónde se realizará el depósito de BCB, dicha área quedará aislada de un segundo depósito de cobre, el cual definirá las líneas de polarización del dispositivo.



Máscara 2. Definición de depósito de dieléctrico BCB

El resultado de éste depósito se muestra en la figura 4.1

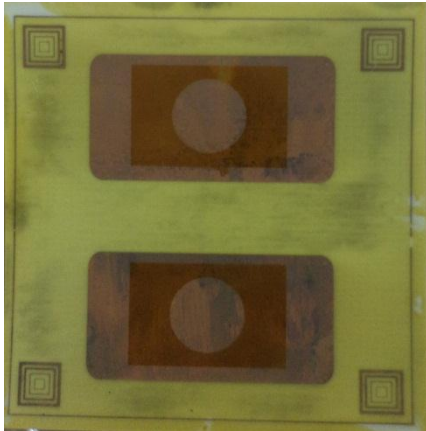
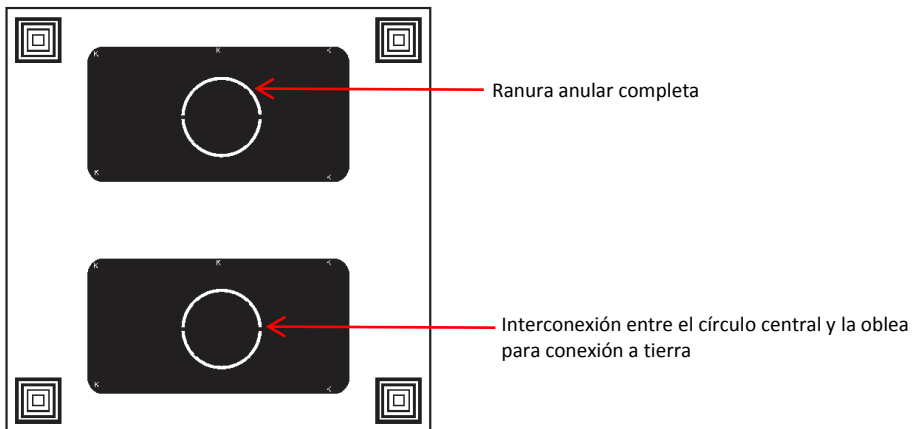


Figura 4.1 Oblea con cobre y BCB grabado.

Grabado de la ranura

Una vez grabado el BCB es necesario grabar la ranura completa removiendo el cobre del círculo central, para este proceso se utilizó la máscara 3.



Máscara 3. Apertura anular con interconexión para polarización a tierra.

En la figura 4.2 se pueden observar algunos detalles del proceso del grabado de la ranura completa.

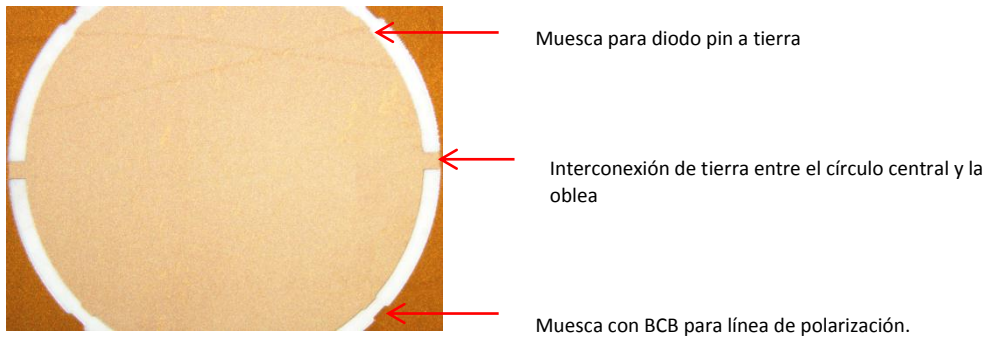
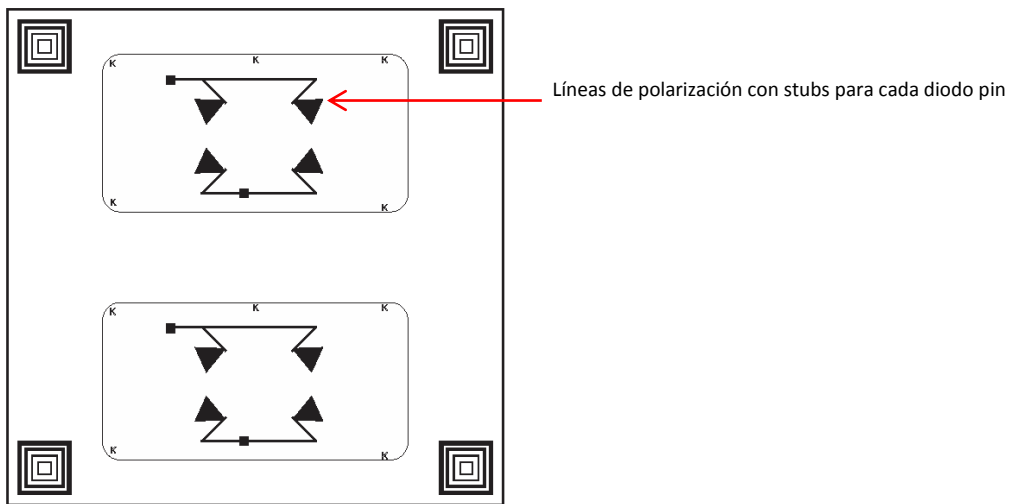


Figura 4.2 Detalles de la ranura completa

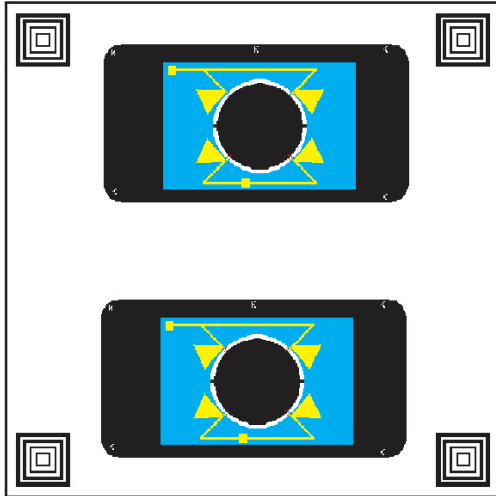
Depósito de cobre para elaboración de líneas de transmisión

El Depósito de cobre se realizó mediante el método de erosión catódica de RF. Una vez depositado 1 μm de cobre éste es grabado mediante la máscara 3 para la definición de las líneas de transmisión.

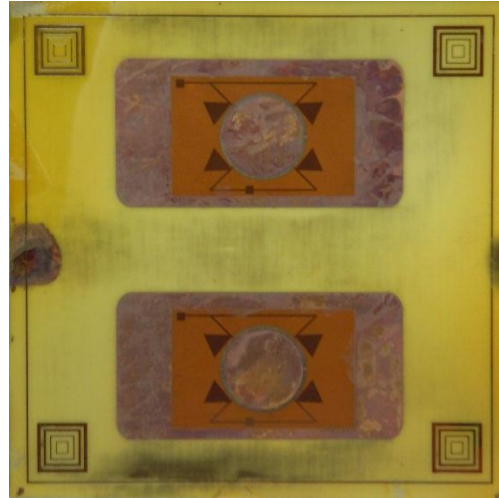


Máscara 3. Líneas de polarización con stubs para cada diodo pin.

Una vez terminado el dispositivo se baña en acetona para eliminar la fotorresina restante, se deja secar perfectamente y se baña en agua de destilada para su limpieza final. El resultado se ve en las figuras siguientes:



a)



b)

Figuras 4.3.a Diseño completo de ranura anular con sus tres capas del proceso y 4.3.b. fotografía del dispositivo una vez terminado los procesos de depósito, grabado y limpieza.

El siguiente proceso es cortar cuidadosamente cada uno de los rectángulos que irán inmersos dentro de un diafragma de la misma forma, por eso es importante ajustar el corte y pulir para que cada rectángulo entre perfectamente en el diafragma. Después del corte necesario volver a limpiar con agua destilada.

4.2.3 Estañado de las pistas de polarización

En el diseño se crearon 4 pistas de polarización para los diodos pin que se soldarán en la oblea, los dos superiores se interconectan y las dos inferiores también, así se tendrán cuatro estados del dispositivo a medir.

Para poder soldar los diodos pin, es necesario aplicar soldadura en pasta para que los diodos puedan ser colocados, este proceso se realiza bajo el microscopio, se esparce la soldadura cuidadosamente en donde irán las terminales del diodo pin, se calienta dicha soldadura aproximadamente entre 180-190 °C hasta que se funda y se retira para que seque.

4.2.4 Soldado de diodos pin

Para el soldado de diodos pin la Facultad de Ingeniería cuenta con una soldadora, la cual cuenta con un microscopio, un calentador de placa, un electrodo para soldar, una palanca de ajuste para el diodo pin, izquierda-derecha, arriba-abajo y rotación. Cuenta además con un sujetador de diodos pin que trabaja mediante vacío para tomar y soltar el diodo.

Se tomaron 4 diodos HPND4028 de Avago Technologies, se colocaron uno a uno. Se toma un diodo se acomoda en el lugar donde se requiere con ayuda del sujetador, el microscopio y la palanca de desplazamiento y rotación; se suelta, se calienta la placa a 180 °C para su soldado con el electrodo.

La figuras 4.4 a), b), c) y d) muestran cada uno de los diodos soldados.

4.2.5 Puenteo

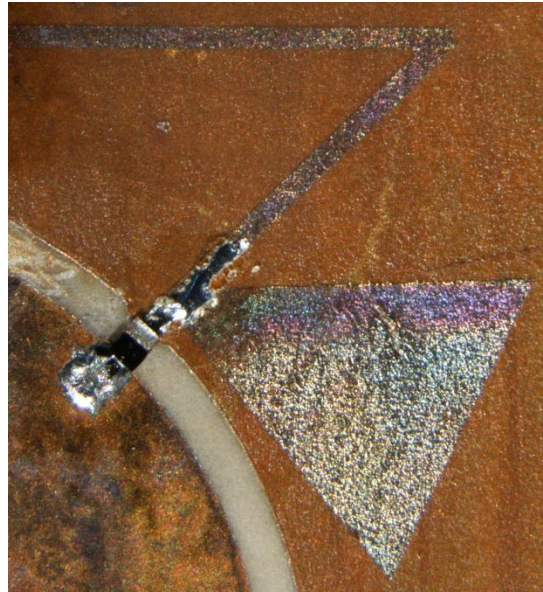
El diafragma tiene tres puntos para la polarización del dispositivo. Dos puntos superiores, uno para los diodos superiores y el otro para la polarización a tierra, el último punto está localizado en la parte inferior para los diodos situados en dicha parte. Para que las líneas de polarización puedan alcanzar estos puntos es necesario soldar cable magneto de los pads de las líneas de polarización a los puntos descritos del diafragma. Es necesario que sea cable magneto debido a sus dimensiones delgadas y a que tiene un revestimiento aislante que protege de posibles cortos en caso de que llegue a tocar la tierra del diafragma. Para poder soldar el cable magneto primero debe quitarse de sus puntas, donde será soldado, la protección aislante así como deben de aplanarse un poco dichos extremos para una mejor soldadura.

Una vez soldado el cable magneto, se coloca la oblea en el diafragma, se sella con tinta de plata en todos los bordes, cubriendo también los canales donde van los cables magnetos para evitar pérdidas de la señal no deseadas.

La figura 4.5 muestra el diafragma con la oblea montada, cableada y lista para su medición.



a)



b)



c)



d)

Figuras 4.4 a), b), c) y d) diodos soldados en cada uno de los cuatro puntos de la oblea.

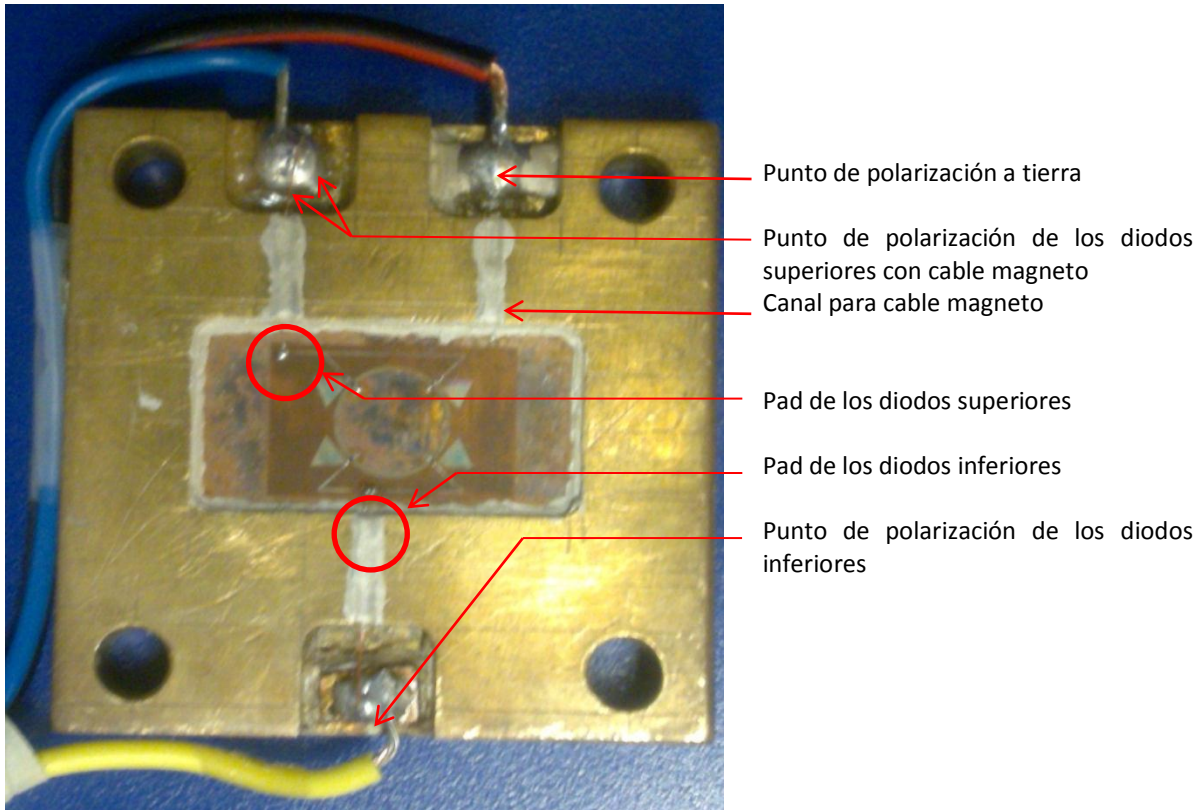


Figura 4.5. Diafragma con dispositivo listo para su medición

4.3 Circuito de control para los diodos pin

Para la polarización de los diodos se utilizó el circuito de la figura 4.6, en la cual se pueden observar las dos fuentes de voltaje para la polarización en directa y la polarización en inversa, de 5 V y -27.85 V respectivamente, cuyos valores son los requeridos por el diodo HPND4028 para alcanzar dichas polarizaciones. También puede observarse que dicho circuito tiene capacidad para el control de cuatro diodos, sin embargo para el presente proyecto sólo se utilizaron dos interruptores, uno que controla los dos diodos superiores y otro los dos inferiores, ya que es innecesario controlar por separado todos los diodos, esto debido a que el dispositivo tiene un diseño de polarización vertical en la señal de respuesta, y sólo es posible tener la combinación de diodos superiores e inferiores en el mismo estado, pues si se quisiera tener diodos laterales derechos e izquierdos en el mismo estado, este tipo de configuración no lo ve la señal de entrada y no existiría respuesta a la misma.

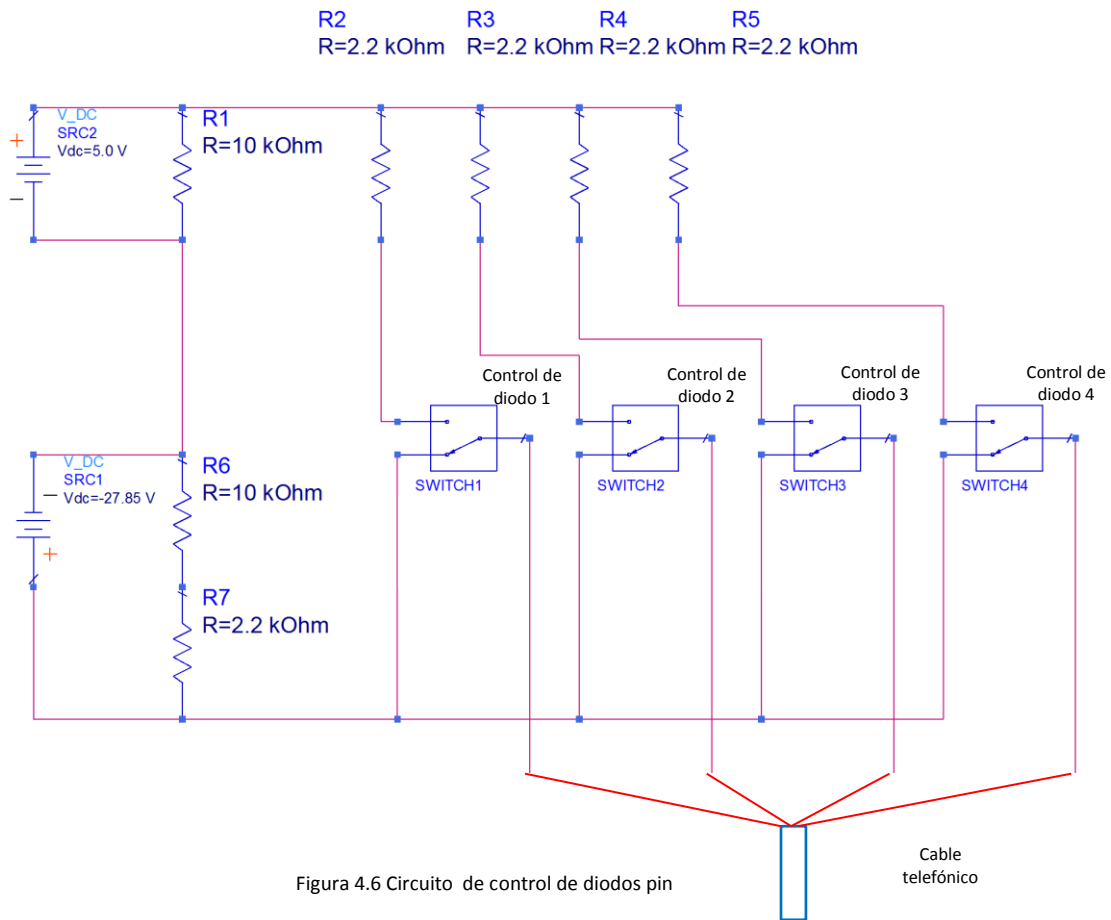


Figura 4.6 Circuito de control de diodos pin

4.4 Diagrama de conexión entre diafragma y el circuito de control de diodos pin

Del circuito de control de los diodos, salen cuatro cables, uno por diodo, estos cables son parte de un cable telefónico, el cual se conecta vía una roseta con el diafragma.

La figura 4.7 muestra dicho diagrama.

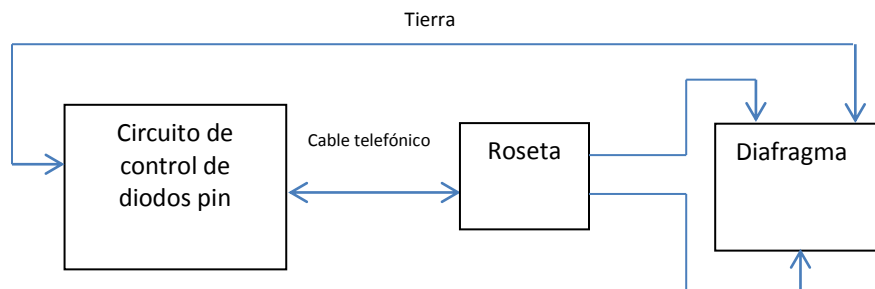


Figura 4.7. Diagrama de conexión entre diafragma y el control de diodos pin

Referencias

- [1] A.E. Martynyuk, A.G. Martínez-López y J.I. Martínez López, "2-bit X-band Reflective Waveguide Phase Shifter with BCB –Based Bias Circuits", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 54, No.12, pp. 4056-4061, 2006
- [2] Mendoza D; "Desarrollo de un Interruptor MEMS para la banda Ka utilizando tecnología flexible de circuito impreso" Tesis de maestría de la Facultad de Ingeniería, UNAM, México D.F, 2007.
- [3] A.E. Martynyuk, J.R. Zamudio y N.A. Martynyuk, "Reflectarray Based on Three-Bit Spatial Phase Shifters: Mathematical Model and Technology of Fabrication", 3rd European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), pp. 2774-2778. 2009.
- [4] Mendoza D; "Desarrollo de interruptores MEMS para la banda de súper alta frecuencia con aplicaciones en desplazadores de fase" Tesis doctoral de la Facultad de Ingeniería, UNAM, México D.F, 2013.
- [5] <http://www.rogerscorp.com/acm/products/54/RO4003C-Laminates.aspx> sitio consultado en mayo 2014
- [6] <http://www.rogerscorp.com/documents/726/acm/RO4000-Laminates---Data-sheet.pdf>
sitio consultado en mayo 2014
- [7] <http://www.dow.com/cyclotene/solution/index.htm> sitio consultado en mayo 2014
- [8] http://www.dow.com/cyclotene/docs/cyclotene_4000_puddle_dev.pdf sitio consultado en mayo 2014
- [9] <http://www.dow.com/cyclotene/solution/electrop.htm> sitio consultado en mayo 2014

Capítulo 5

Mediciones y Resultados

5.1 Simulador de guía de onda

El simulador de guía de onda es una herramienta experimental en el área de microondas, fue desarrollada originalmente por Brown, Carberry [1] y Hannan [2-4] en 1963 para evaluar el comportamiento de arreglos de antenas y posteriormente se aplicó en la experimentación de las SSF [5].

Evaluar el desempeño de una SSF requeriría la construcción de grandes paneles, particularmente a ángulos de incidencia oblicuos, 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 [6], como se observa en la figura 5.1

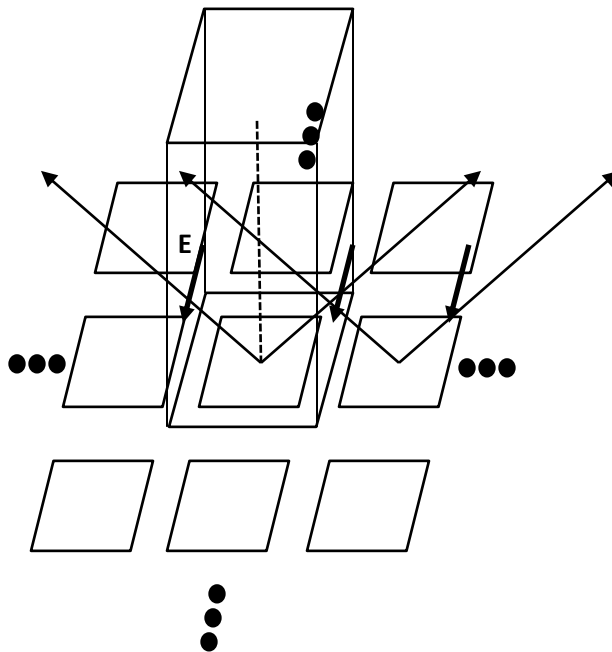


Figura 5.1 Descripción de la simulación de un arreglo infinito por una guía de onda.

La utilización de esta herramienta presenta ventajas y limitaciones [6]:

Ventajas:

1. Rápida construcción de una SSF prototipo utilizando sólo una pequeña celda representativa del arreglo.
2. Condiciones de laboratorio controladas asegurando ángulos de incidencia y polarizaciones exactos.
3. Ángulos de incidencia grandes pueden ser evaluados exactamente.
4. Caracterización completa por medio de parámetros S.
5. Pueden ser evaluadas SSF reconfigurables.
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 el modo de propagación es TE.
3. Los elementos de las 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 herramienta fue utilizada para la medición del dispositivo fabricado por ser un método bien conocido e implementado en los Departamentos de Electrónica y Telecomunicaciones de la Facultad de Ingeniería.

5.2 Mediciones y Resultados

Las mediciones se realizaron en el Laboratorio del Departamento de Telecomunicaciones de la Facultad de Ingeniería. Se utilizó un analizador vectorial de redes HP 8722C con capacidad de medición de frecuencia máxima de 40 GHz, calibrado en el rango de 7 a 14 GHz. La guía de onda WR90 con el dispositivo fabricado montado y sellado fue conectado al analizador para su medición.

En la figura 5.2 se muestra el equipo utilizado.

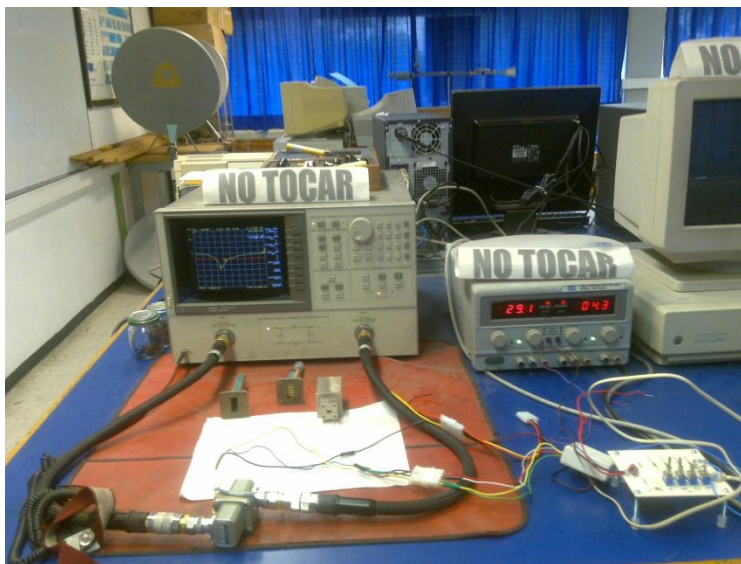


Figura 5.2 Equipo de medición: Oblea montada en guía de onda WR90 y conectada a un analizador de redes HP 8722C .

Se midió el coeficiente de reflexión S_{11} para cuatro estados del dispositivo:

Tabla 5.1 Tabla de Estados de la SSFC

Estado	Significado
00	Diodos superiores apagados: D1 y D2 en OFF Diodos inferiores apagados: D3 y D4 en OFF
01	Diodos superiores apagados: D1 y D2 en OFF Diodos inferiores encendidos: D3 y D4 en ON
10	Diodos superiores encendidos: D1 y D2 en ON Diodos inferiores apagados: D3 y D4 en OFF
11	Diodos superiores encendidos: D1 y D2 en ON Diodos inferiores encendidos: D3 y D4 en ON

A continuación se muestran algunos valores de las mediciones realizadas y la gráfica correspondiente.

Tabla 5.2 Extracto de mediciones realizadas con el analizador de redes.

Frecuencia [GHz]	Coeficiente de reflexión S11 [dB]			
	Estado 00	Estado 01	Estado 10	Estado 11
7.00	-0.07	-0.18	-0.06	-0.07
7.52	-0.15	-0.11	-0.12	-0.07
8.00	-0.19	-0.12	-0.17	-0.07
8.52	-0.42	-0.69	-0.50	-0.04
9.00	-1.01	-5.58	-2.86	-0.03
9.52	-2.57	-2.71	-6.12	-0.12
10.00	-7.23	-0.73	-1.11	-0.35
10.50	-20.5	-0.59	-0.58	-0.24
11.00	-6.08	-0.60	-0.49	-0.20
11.50	-3.23	-1.00	-0.68	-0.16
12.00	-1.88	-0.55	-0.47	-0.21
12.50	-1.21	-0.36	-0.36	-0.03
13.00	-0.92	-0.35	-0.37	-0.26
13.50	-0.69	-0.21	-0.33	-0.28
14.00	-0.71	-0.43	-0.56	-0.35

Coeficiente de reflexión de la SSFC fabricada

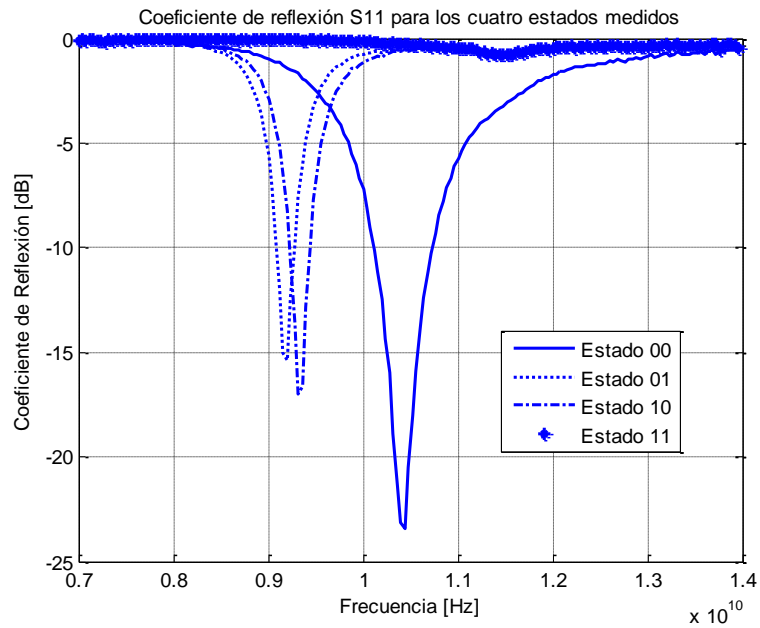
En la gráfica 5.1 se muestran los coeficientes de reflexión para todos los estados de la SSFC .

La Tabla5.1 resume los resultados obtenidos.

Tabla 5.1 Resultados obtenidos de la caracterización de la SSFC

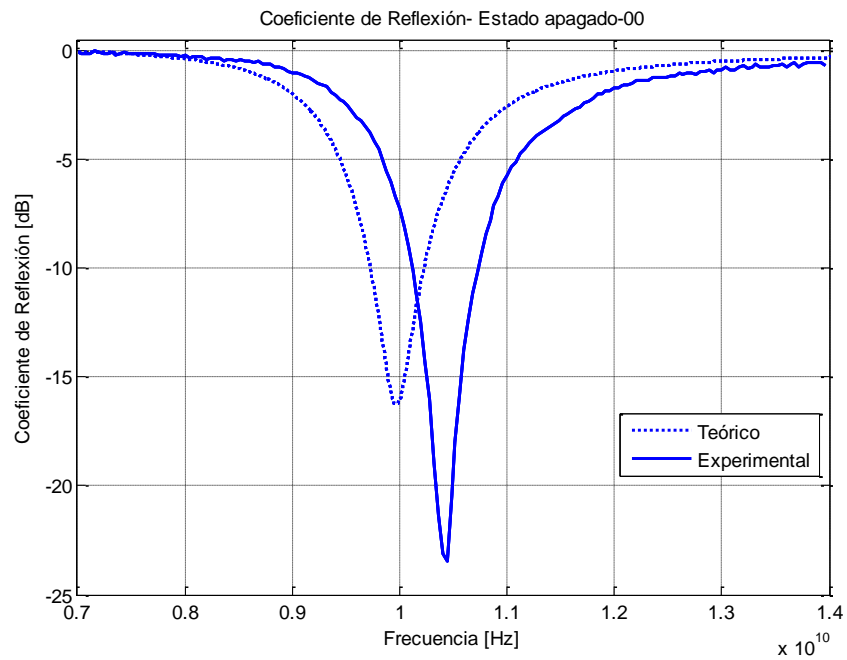
Resultados de la caracterización de la SSFC				
Apertura a 10 GHz	Estado encendido	Estado apagado	Estado 01	Estado 10
	Reflexión de la señal a 10.4 GHz	Transmisión de la señal a 10.4 GHz	Transmisión de la señal a 9.2 GHz	Transmisión de la señal a 9.32 GHz
	Coeficiente de Reflexión	Coeficiente de Reflexión	Coeficiente de Reflexión	Coeficiente de Reflexión
	-0.26 dB	-23.4 dB	-15.4 dB	-17 dB

5.2.1 Comparación de resultados teóricos con resultados experimentales



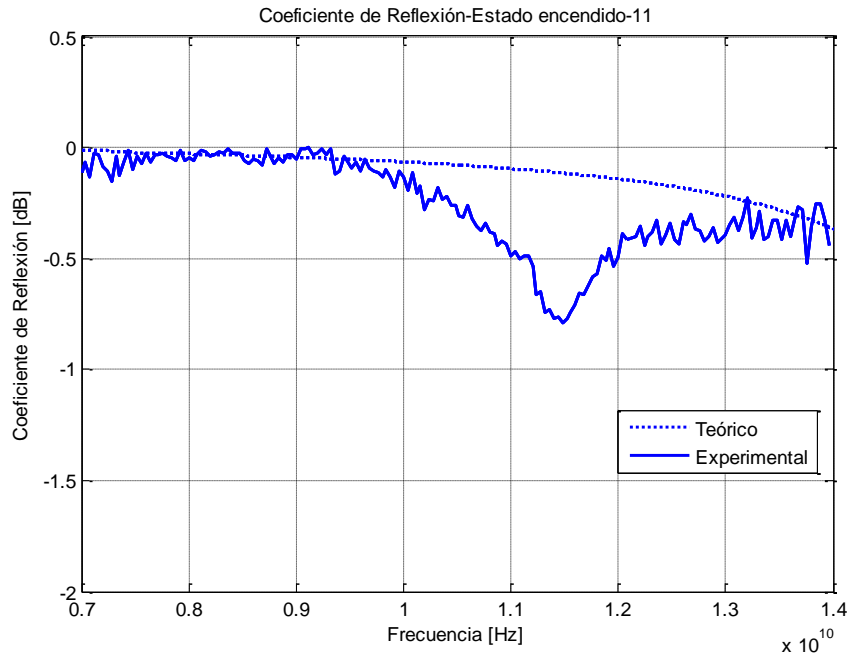
Gráfica 5.1 Coeficiente de reflexión S11 para los cuatro estados medidos.

Estado apagado 00



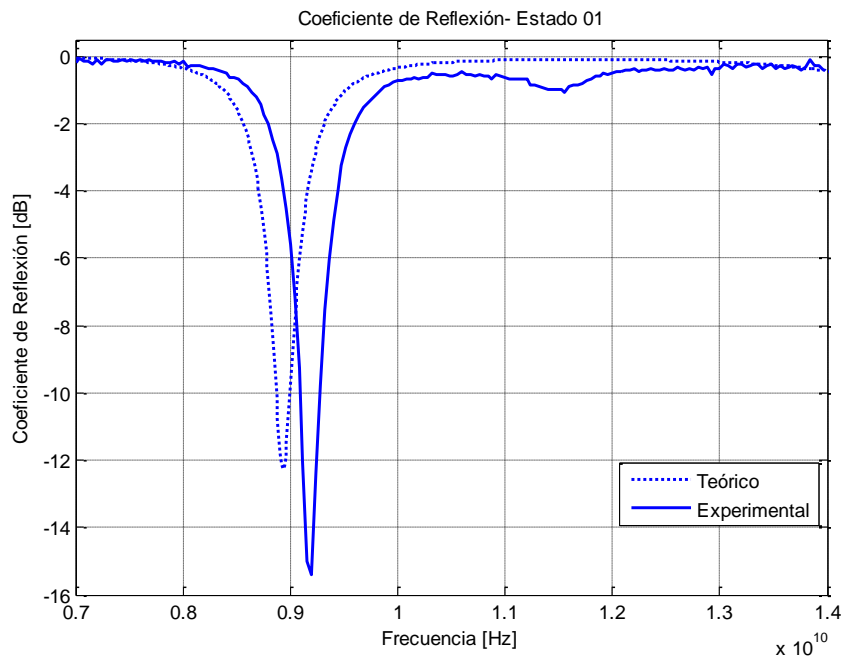
Gráfica 5.2 Comparación de S11 en estado apagado. Resultados teóricos y experimentales.

Estado encendido 11



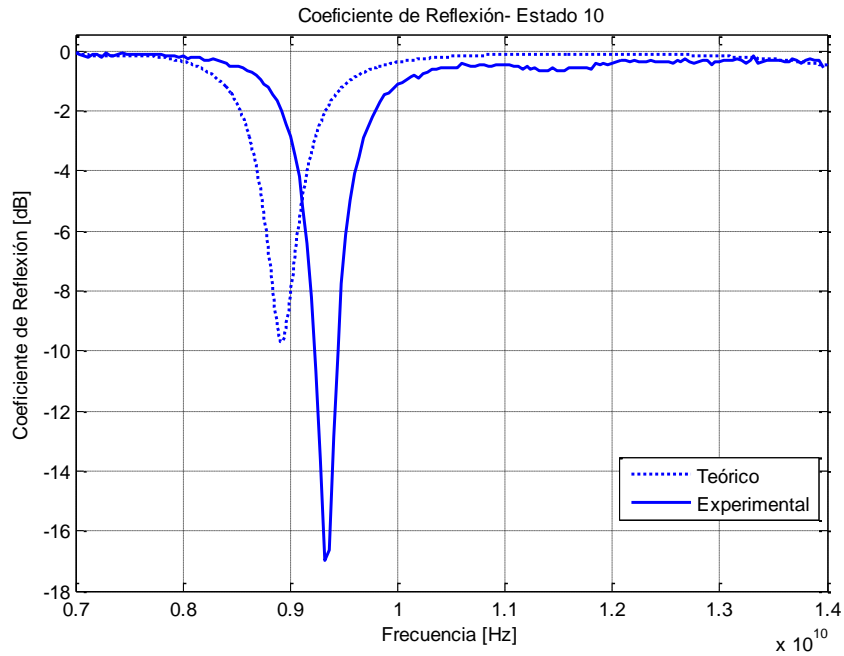
Gráfica 5.3 Comparación de S11 en estado encendido. Resultados teóricos y experimentales.

Estado 01



Gráfica 5.4 Comparación de S11 en estado 01. Resultados teóricos y experimentales.

Estado 10



Gráfica 5.5 Comparación de S11 en estado 10. Resultados teóricos y experimentales.

Tabla 5.2 Comparación de resultados teóricos y experimentales

Comparación de resultados teóricos (T) y experimentales (E)								
Estado	Estado encendido		Estado apagado		Estado 01		Estado 10	
	T	E	T	E	T	E	T	E
F[GHZ]	9.97	10.4	9.97	10.4	8.93	9.2	8.92	9.32
S11 [dB]	-0.06	-0.26	-16.3	-23.4	-12.3	-15.4	-9.7	-17

Al comparar los datos nos damos cuenta que en el estado apagado, la señal teórica transmitida fue de 9.97 GHz con un coeficiente de reflexión de -16.3 dB y la experimental se encontró a 10.4 GHz con un coeficiente de reflexión de -23.4 dB. Esta diferencia es debida al modelo de diodo pin utilizado, ya que como comentamos en el capítulo 3, estos valores fueron una aproximación.

En el estado de encendido notamos que existe una pequeña resonancia a 11.52 GHz, con un coeficiente de reflexión de -0.79 dB, la cual puede ser considerada despreciable y sin consecuencias en el bloqueo de dicha señal ya que el coeficiente de reflexión es grande. La

frecuencia de 10.4 GHz sigue siendo bloqueada, presentando un coeficiente de reflexión de -0.26 dB. Este tipo de resonancias cercanas a la frecuencia de diseño se han presentado en trabajos anteriores [7] explicando que son debidas a las impedancias capacitivas y resistivas parásitas del diodo pin. Un diodo pin con bajo valor de capacitancia puede incrementar esta respuesta en frecuencia no deseada y reducir las pérdidas, que en el presente trabajo no superan -0.8 dB en el rango de 7 a 14 GHz.

El estado 01 también mostró diferencia entre el valor teórico de 8.93 GHz respecto al valor experimental de 9.2 GHz; el coeficiente de reflexión fue mejor en los resultados experimentales con -15.4 dB a diferencia del teórico de -12.3 dB.

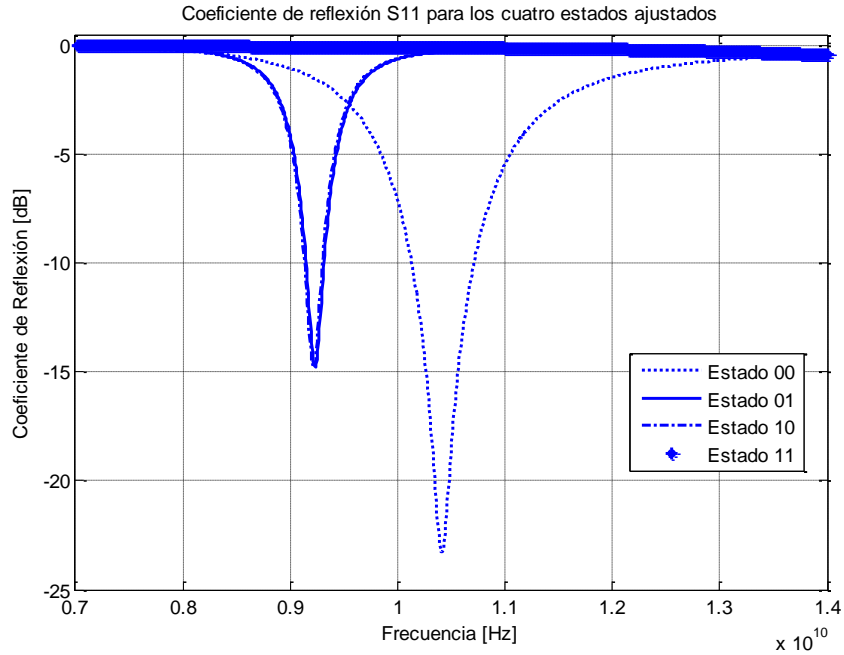
El estado 10 presentó una frecuencia de resonancia de 9.32 GHz con un coeficiente de reflexión de -17 dB en los resultados experimentales y de -9.7 dB para 8.92 GHz en los resultados teóricos.

De acuerdo a los resultados anteriores podemos decir que la variación presentada es debida a los valores aproximados del diodo pin que se utilizaron en las simulaciones para obtener los datos teóricos, por lo que se realizó un ajuste de los mismos para su análisis.

Para el estado apagado se disminuyó la capacitancia del diodo pin de 0.052 pF a 0.037 pF, el cual está dentro del rango de valores proporcionados por el fabricante, se aumentó además la resistencia de $4\text{ K}\Omega$ a $12\text{ K}\Omega$, valor con el cual alcanzamos el coeficiente de reflexión experimental.

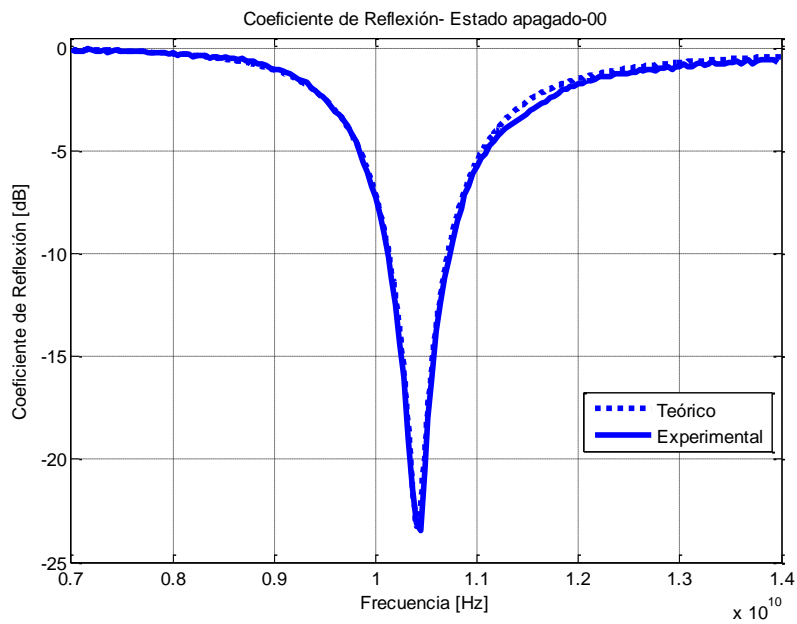
Las gráficas de comparación de datos ajustados con experimentales se muestran a continuación.

5.2.2 Comparación de resultados experimentales con resultados ajustados a modelo de diodo pin: $R=12\text{ K}\Omega$ y $C=37\text{ fF}$



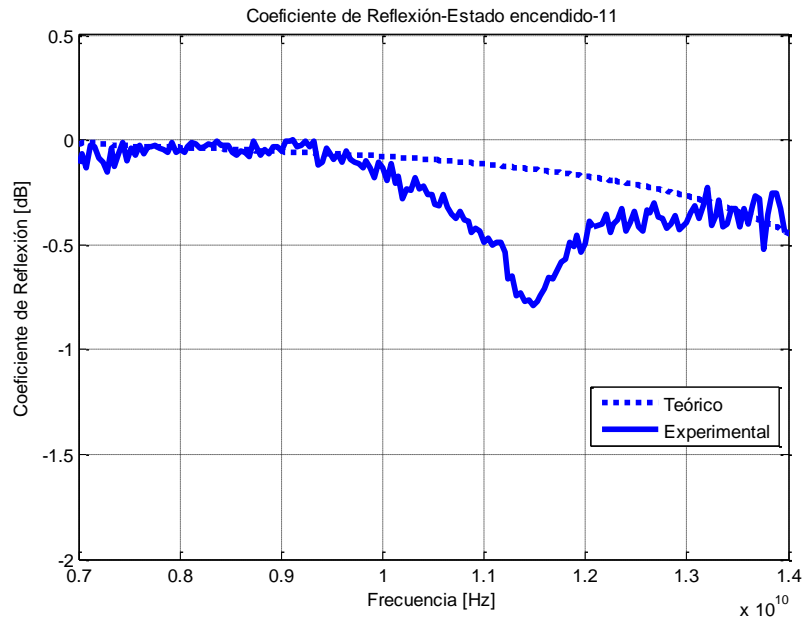
Gráfica 5.6 Coeficiente de reflexión para los cuatro estados con valores de diodo pin ajustado.

Estado Apagado 00



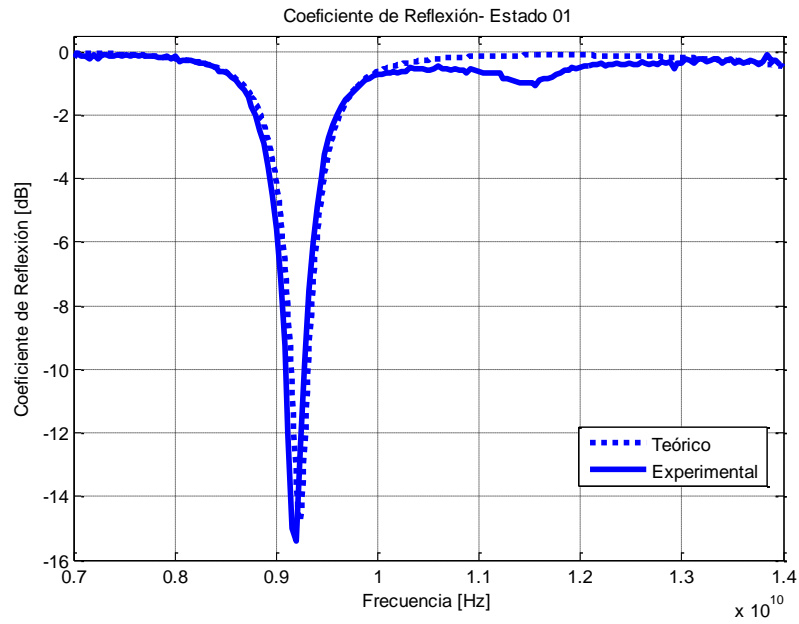
Gráfica 5.7 Comparación de S11 entre resultados ajustados y experimentales en estado encendido.

Estado Encendido 11



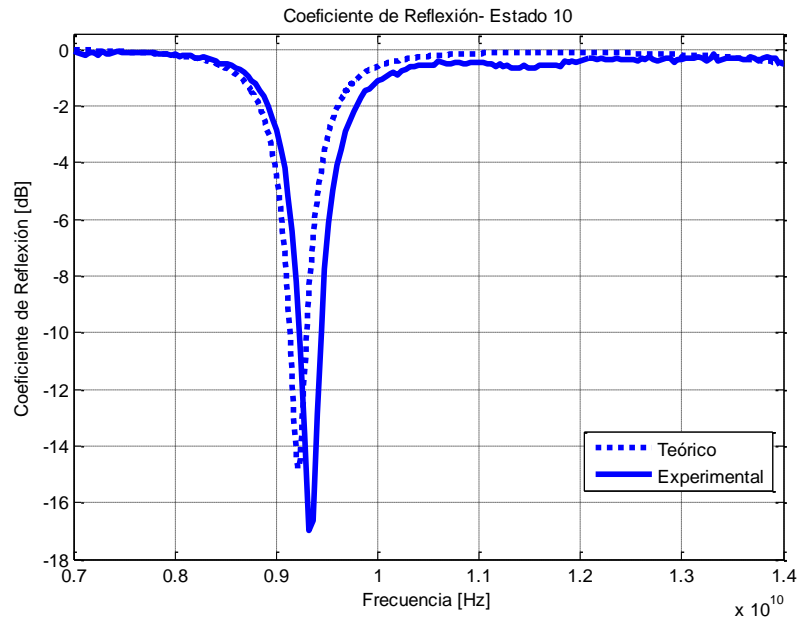
Gráfica 5.8 Comparación de S11 entre resultados ajustados y experimentales en estado 11.

Estado 01



Gráfica 5.9 Comparación de S11 entre resultados ajustados y experimentales en estado 01.

Estado 10



Gráfica 5.10 Comparación de S11 entre resultados ajustados y experimentales en estado 10.

La Tabla 5.3 presenta la comparación de resultados experimentales y ajustados

Tabla 5.3 Comparación de resultados ajustados y experimentales

Comparación de resultados ajustados (A) y experimentales (E)								
Estado	Estado encendido		Estado apagado		Estado 01		Estado 10	
	A	E	A	E	A	E	A	E
F[GHZ]	10.4	10.4	10.4	10.4	9.23	9.2	9.22	9.32
S11 [dB]	-0.09	-0.26	-23.3	-23.4	-14.8	-15.4	-14.8	-17

Con el modelo de diodo pin en estado apagado: $C=37\text{fF}$ y $R_p=12\text{K}\Omega$ logramos obtener una gráfica muy parecida a la obtenida con los datos experimentales, la frecuencia de resonancia es de 10.4 GHz para ambas gráficas y el coeficiente de reflexión varía por -0.1 dB.

El modelo de diodo pin utilizado para la simulación en el estado encendido fue de $R_s=2.3\Omega$ especificado como valor mínimo del fabricante. Con dicho valor vemos que la tendencia de las dos gráficas es la misma pero para la frecuencia de 10.4 GHz se tiene una diferencia entre los coeficientes de reflexión de -0.17 dB, esto debido a la presencia de la resonancia en 11.52 GHz en los datos experimentales mencionados anteriormente y la cual es debida a las impedancias parásitas capacitivas y resistivas asociadas al diodo pin. Por otra parte, con estos valores de diodo pin se simularon los estados 01 y 10 los cuales son muy parecidos. Para el estado 01 la diferencia entre la frecuencia de resonancia fue de 0.03 GHz y entre el coeficiente de reflexión fue de -0.6 dB. Para el estado 10 la diferencia entre la frecuencia de resonancia fue de 0.1 GHz y entre el coeficiente de reflexión fue de -2.2 dB. Las diferencias entre los valores experimentales y ajustados son pequeñas por lo cual podemos confirmar que el modelo de diodo pin utilizado es una buena aproximación.

Referencias

- [1] Brown, C.; Carberry, T., "A technique to simulate the self and mutual impedances of an array," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol.11, no.3, pp.377,378, May 1963.
- [2] Hannan, P.; Meier, P.; Balfour, M., "Simulation of phased array antenna impedance in waveguide," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol.11, no.6, pp.715,716, Nov 1963.
- [3] Hannan, P.W.; Balfour, M.A, "Simulation of a phased-array antenna in waveguide," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol.13, no.3, pp.342,353, May 1965.
- [4] Hannan, P., "Discovery of an array surface wave in a simulator," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol.15, no.4, pp.574,576, July 1967.
- [5] Hansen, R. "Phased Array Antennas" second edition. John Wiley & Sons. New Jersey U.S.A, 2009. pp.524.
- [6] Pearson, R.A; Phillips, B.; Mitchell, K. G.; Patel, M., "Application of waveguide simulators to FSS and wideband radome design," *Advances in Electromagnetic Screens, Radomes and Materials (Digest No.: 1996/270), IEE Colloquium on* , vol., no., pp.7/1,7/6, 24 Oct 1996.
- [7] R. Martinez-Lopez, J. Rodriguez-Cuevas, A. E. Martynyuk, and J. I. Martinez-Lopez, "An active ring slot with RF mems switchable radial stubs for reconfigurable frequency selective surface applications," *Progress In Electromagnetics Research*, Vol. 128, 419-440, 2012.

Conclusiones Generales

El presente trabajo es una propuesta para mejorar la eficiencia espectral y la seguridad en un ambiente de edificio, modificando la arquitectura electromagnética de edificio.

En un ambiente de edificio la tendencia a utilizar dispositivos inalámbricos va en aumento y en la actualidad la mayoría de estos dispositivos utiliza la banda de frecuencia de 2.4 GHz que es una banda libre y saturada, lo cual repercute en la eficiencia de la comunicación y por ser señales inalámbricas pueden llegar más allá de lo deseado afectando también la seguridad. Por esta razón se requiere modificar la arquitectura electromagnética de los edificios para mejorar la eficiencia espectral y la seguridad inalámbrica.

En los últimos diez años se ha visto que las Superficies selectivas de frecuencia, SSF, pueden ser utilizadas en ambientes de edificios, ya que éstas tienen la característica de filtrar señales de acuerdo a diseño, transmitir las o reflejarlas, incluso absorberlas. Para el caso de los ambientes de edificio se requiere aislar cuartos vecinos para que las señales cotidianas de uno no afecten las señales del otro por ejemplo o en el caso de seguridad, que las señales no deseadas a compartir puedan ser del dominio de otros, esto en tiempo real y a solicitud del usuario, por ese motivo se requiere implementar una SSF activa, la cual nos proporciona la ventaja de un cambio de estado a otro por medio de elementos activos.

Una SSF está integrada por celdas unitarias que pueden ser de diferentes formas, las SSF reportadas y utilizadas en aplicaciones de arquitectura electromagnética utilizan desde las formas más sencillas como dipolos y anillos cuadrados hasta las formas más complejas como fractales y sistemas convolucionados. La estructura utilizada en el presente trabajo como celda unitaria es una apertura anular. El anillo circular es popular debido a sus excelentes características de estabilidad al ángulo de incidencia de las señales, pero en este trabajo se justifica la utilización de la apertura debido a que presenta mejores características en el estado de transmisión de la señal en comparación a las del anillo.

Se diseñó una apertura anular a 2.4 GHz. Para el estado de transmisión de la señal a 2.4 GHz se utilizó una apertura completa. Para el estado de reflexión de la señal se utilizó una apertura anular con cortos metálicos, cuatro cortos a 45°, 135°, 225° y 315°, dichos cortos remueven la frecuencia de resonancia original. Debido a que tener dos estructuras para cada caso no es práctico por cuestiones de espacio y tiempo, se diseñó una apertura anular a 2.4 GHz con 4 diodos pin como elementos activos para hacer el cambio de estado de transmisión de la señal a estado de reflexión. Para el caso cuando los diodos están en apagado, la señal es transmitida y cuando los diodos están en estado encendido simulan los cortos metálicos removiendo la frecuencia original y reflejando dicha señal. Las modificaciones entre un diseño y otro fueron que el diodo pin aumenta la capacitancia del dispositivo con lo que la frecuencia de resonancia disminuye, por lo cual se debió disminuir el diámetro del anillo para ajustar a dicha frecuencia. Los resultados de la simulación numérica fueron aceptables: la transmisión de la señal a 2.4GHz se da con un coeficiente de reflexión de -25.6 dB y la reflexión de la señal se da con un coeficiente lineal de 0.96.

Debido a limitaciones de infraestructura para la caracterización, dicha SSFC no pudo ser fabricada, sin embargo para poder mostrar el proceso completo de diseño, fabricación y caracterización de una SSFC se propuso como alternativa diseñar una apertura anular a 10 GHz, la cual puede ser caracterizada y si los resultados son aceptables podremos concluir que dicho método servirá también para la SSFC a 2.4 GHz ya que a alta frecuencia se presentan condiciones más complejas para el diseño de un dispositivo que a una frecuencia de 2.4 GHz.

El diseño de la apertura anular a 10 GHz, también presentó características aceptables: transmisión de la señal a 9.97 GHz con un coeficiente de reflexión de -16.3 dB y la reflexión de la misma con un coeficiente lineal de 0.99. Cabe destacar que no se realizó una sintonización más para ajustar la frecuencia de resonancia debido a que los parámetros de simulación del diodo pin utilizado fueron una aproximación por lo que se dejó un margen entre la simulación y los datos esperados.

El proceso de fabricación empleado para la elaboración de la apertura anular es un método bien conocido de los departamentos de Telecomunicaciones y Electrónica de alta frecuencia de la Facultad de Ingeniería, con él se han realizado varios proyectos de investigación y se tiene documentado su buen funcionamiento y desempeño. El proceso se realizó en los laboratorios especializados para micro-fabricación de la Facultad de Ingeniería y el centro UNAMEMS.

Para la realización de la apertura se realizaron previamente las máscaras para fotolitografía, las cuales son necesarias para el grabado de los depósitos del proceso. El método consiste en cuatro capas: una capa dieléctrica, la cual es un sustrato comercial Rogers 4003C con un espesor de 203 μm , éste tiene una capa de cobre de 17 μm por ambos lados, de las cuales sólo se deja una para el grabado de la apertura, una capa de 5 μm de benzocyclobuteno como aislante entre la tierra del dispositivo y las líneas de polarización y por último una capa de cobre de 1 μm para la realización de las mismas. El proceso de fabricación es un trabajo minucioso, involucra el conocimiento de las propiedades de los materiales utilizados, su adecuado manejo, normas de seguridad, el buen uso y conocimiento de los equipos de fabricación; así como la habilidad técnica para realizarlo.

La apertura anular fue fabricada alrededor de un rectángulo con dimensiones de guía de onda $wr90$ ya que la caracterización del dispositivo se llevaría a cabo con el método de guía de onda.

Se fabricaron cuatro obleas, dos de las cuales se utilizaron para la realización de pruebas para la inserción de diodos pin. Una vez fabricada la apertura anular se llevó a cabo la inserción de los diodos pin, este proceso implica habilidades de uso del microscopio, habilidades en soldadura, un buen pulso, creación de experiencia y buen manejo a la frustración.

La caracterización de la SSFC se realizó mediante el método de guía de onda, este método nos permite evaluar el desempeño de una SSF simulando un arreglo periódico infinito con una guía de onda y una celda. El método consiste en insertar la celda unitaria, en este caso la apertura anular, en un diafragma para guía de onda, dicho procedimiento hace que las paredes de la guía de onda actúan como planos de imagen haciendo parecer la celda como un arreglo infinito. La guía de onda se conectó a un analizador de redes HP8722C, se polarizó la celda con un voltaje en directa de 30V y en inversa de -5 V.

Los resultados obtenidos fueron favorables: en el estado apagado la frecuencia de resonancia fue de 10.4 GHz con un coeficiente de reflexión de -23.4 dB, lo que nos indica que la señal de 10.4 GHz es transmitida adecuadamente. En el estado de encendido, la señal a 10.4 GHz presenta un coeficiente de reflexión de -0.26 dB, lo cual representa la no transmisión de la señal a dicha frecuencia. Adicionalmente se tienen dos estados, el estado 01 con los diodos inferiores en estado apagado y el 10 con los diodos superiores en estado de apagado. El estado 01 presentó una frecuencia de resonancia a 9.2 con un coeficiente de reflexión de -15.4 dB. El estado 10 presentó

una frecuencia de resonancia de 9.32 GHz con un coeficiente de reflexión de -17 dB. Ambos resultados son favorables, lo que garantiza una adecuada transmisión en cada caso.

Los resultados experimentales nos ayudaron a evaluar también los valores del diodo pin HP4028 utilizado en este trabajo, ya que los valores para la simulación numérica fueron aproximados. Al ajustar los datos de la simulación con los datos experimentales concluimos que el modelo del diodo pin para el estado apagado es de $R_p=12\text{ K}\Omega$ y $C=37\text{ fF}$ y para el estado encendido es de $R_s=2.3\ \Omega$.

De acuerdo a los resultados obtenidos podemos concluir que este procedimiento es adecuado para la elaboración, fabricación y caracterización de una SSFC, por lo que al fabricar el diseño a 2.4 GHz también podría ser exitoso.

De esta manera la SSFC cumple con la reflexión y transmisión de una señal seleccionada, por lo que puede ser una solución para mejorar la eficiencia espectral y la seguridad de las señales inalámbricas en un ambiente de edificio, pues modificaría la arquitectura electromagnética del edificio mediante una conmutación en tiempo real.