



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

ARREGLOS RECONFIGURABLES BASADOS EN ANILLOS METÁLICOS CON CARGAS  
REACTIVAS PARA APLICACIONES EN SISTEMAS DE ANTENAS.

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

PRESENTA:  
FRANCISCO JAVIER LAGUNES VEZ

TUTOR  
DR. JOSÉ ISMAEL MARTÍNEZ LÓPEZ, FACULTAD DE INGENIERÍA

CIUDAD DE MÉXICO. NOVIEMBRE 2017

**JURADO ASIGNADO:**

Presidente: Dr. Ramón Gutiérrez Castrejón

Secretario: Dr. Jorge Rodríguez Cuevas

1er. Vocal: Dr. José Ismael Martínez López

2do. Vocal: Dr. Oleksandr Martynyuk

3er. Vocal: Dr. José María Matías Maruri

Ciudad Universitaria, Ciudad de México.

**TUTOR DE TESIS:**

Dr. José Ismael Martínez López

-----  
**FIRMA**



## AGRADECIMIENTOS

Agradezco:

A Dios: por el regalo de la vida, por el amor y la fortaleza que guían mi camino y alimentan mi fe.

A mis padres: Javier y Maggie, por todo el amor, por todo el apoyo incondicional y por estar siempre en mi vida. Son la luz que me ilumina.

A mis hermanas: Ingrid y Yari, por su amor y por ser parte de mi. Por compartir todo y por ser el mayor regalo que tengo en esta vida.

A esas personas tan especiales en mi vida, que llamo la familia elegida por mi alma. Son tan parte de mi que no lo hubiera logrado sin ustedes. El amor es infinito, todo lo puede y es incondicional.

A mi director de tesis: Dr. José Ismael Martínez López, por creer en mi, por todo el apoyo brindado, sus enseñanzas y su dirección para la realización de este trabajo.

A mi jurado, por su valioso tiempo dedicado a la revisión de este trabajo y por sus valiosas observaciones que enriquecieron el mismo.

A la División de Estudios de Posgrado de la Facultad de Ingeniería de la UNAM, por la enseñanza y la formación que recibí, pero sobretodo por dejarme formar parte de esta comunidad llamada UNAM.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología, CONACYT, por el apoyo económico durante este posgrado.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología por el apoyo recibido por el proyecto CONACYT 166106.

Al proyecto DGAPA – PAPIIT IN 115016 “Arreglos periódicos bidimensionales con propiedades electromagnéticas sobre demanda para aplicaciones en sistemas avanzados de antenas”, por el apoyo económico brindado.

## DEDICATORIA

*“A todas las personas que amo y me aman”.*

# ÍNDICE

<b>Resumen</b> .....	8
Abstract .....	9
<b>Introducción</b> .....	10
Objetivo .....	10
Motivación .....	11
Justificación .....	11
Organización del trabajo .....	11
Referencias .....	13
<b>Capítulo 1. Estado del Arte de los arreglos reconfigurables</b> .....	16
1.1 Antecedentes de los arreglos reconfigurables .....	16
1.2 Alcances de los arreglos reconfigurables .....	35
1.3 Contribución a los arreglos reconfigurables .....	37
Referencias .....	37
<b>Capítulo 2. Marco Teórico de los arreglos reconfigurables</b> .....	40
2.1 Arreglos reconfigurables .....	40
2.1.1 Principio de operación de los arreglos reconfigurables .....	40
2.1.2 Elementos en los arreglos reconfigurables .....	44
2.1.3 Arreglos reconfigurables basados en anillos metálicos .....	46
2.1.4 Cargas reactivas en los arreglos reconfigurables .....	48
2.1.5 Arreglos reconfigurables: conmutables y sintonizables .....	52
2.1.6 Circuito de polarización en los arreglos reconfigurables .....	52
2.1.7 Materiales en los arreglos reconfigurables .....	53
2.2 Aplicaciones de los arreglos reconfigurables en sistemas de antenas .....	53
Referencias .....	56
<b>Capítulo 3. Diseño y Simulaciones de los arreglos reconfigurables</b> .....	66

3.1 Configuración básica de la celda unitaria para el arreglo reconfigurable .....	66
3.1.1 Especificaciones del diseño .....	66
3.1.2 Geometría de la celda unitaria .....	67
3.1.3 Dimensiones y materiales de la celda unitaria .....	67
3.1.4 Simulación numérica basada en un software de electromagnetismo computacional de onda completa .....	69
3.1.5 Modelo eléctrico básico equivalente de la celda unitaria .....	70
3.1.6 Modelo eléctrico equivalente con la inserción de inductor plano ...	76
3.2 Consideraciones de las simulaciones numéricas basadas en un software de electromagnetismo computacional de onda completa .....	78
3.3 Estructura Conmutable .....	81
3.3.1 Simulaciones de la celda unitaria como anillo metálico .....	84
3.3.1.1 Anillo Cerrado .....	84
3.3.1.2 Anillo Abierto .....	86
3.3.2 Simulaciones de la celda unitaria como anillo metálico con circuito de polarización integrado .....	88
3.3.2.1 Inductores utilizados .....	89
3.3.2.2 Anillo Cerrado .....	90
3.3.2.3 Anillo Abierto .....	92
3.4 Estructura Sintonizable .....	95
3.4.1 Simulaciones de la celda unitaria colocando diodos varactores (elementos concentrados) en las dos ranuras del anillo abierto .....	96
3.4.1.1 Diodo varactor MA46H146/MAVR-000146 .....	97
3.4.1.2 Intervalo de variación de capacitancia del diodo varactor.	100
3.4.1.3 Resultados simulados .....	100
3.5 Adaptación del arreglo reconfigurable para funcionamiento en Banda X ...	106
3.5.1 Simulaciones de la celda unitaria modificada para funcionamiento en Banda X .....	106
3.5.2 Modelo eléctrico básico equivalente de la celda unitaria modificada para funcionamiento en Banda X .....	121
3.6 Conclusiones .....	127

<b>Capítulo 4. Fabricación y Caracterización de los arreglos reconfigurables</b>	<b>128</b>
4.1 Proceso de fabricación de circuito flexible	128
4.1.1 Descripción del proceso y materiales utilizados	128
4.1.2 Flujo del proceso	129
4.1.2.1 Corte y preparación del sustrato	130
4.1.2.2 Definición del dispositivo	133
4.1.2.3 Polarización	141
4.1.2.4 Soldado de diodos varactores e inductores	142
4.1.2.5 Punteo	144
4.1.3 Circuito de control para los diodos varactores	145
4.1.4 Diagrama de conexión entre diafragma y el circuito de control de diodos varactores	146
4.2 Mediciones y caracterización	147
4.2.1 Simulador de guía de onda	147
4.2.2 Mediciones y Resultados	154
4.2.2.1 Comparación de resultados teóricos con resultados experimentales	155
Referencias	165
<b>Conclusiones Generales</b>	<b>166</b>

## RESUMEN

Este trabajo de tesis presenta el diseño, la simulación, la fabricación y la medición de una superficie selectiva de frecuencia reconfigurable (arreglo reconfigurable) que opera en la banda X de frecuencias, que va de los 8 GHz a los 12 GHz. Éste arreglo esta basado en la geometría tipo anillo metálico.

Para la reconfigurabilidad del arreglo se integraron en la geometría diodos varactores MA46H146/MAVR-000146 del fabricante MACOM como cargas reactivas e inductores MHQ0603 del fabricante TDK para el circuito de polarización.

Se presentan simulaciones numéricas basadas en el software de electromagnetismo computacional de onda completa CST – MICROWAVE STUDIO™, con la celda unitaria propuesta y así tener resultados teóricos del comportamiento de la misma. Con estos resultados se diseñaron modelos de circuito eléctrico equivalente en el software de automatización de diseño electrónico ADS de Keysight™.

Al tener los resultados teóricos y comprobando que son resultados buenos y óptimos, se dió paso a la fabricación del diseño propuesto, mediante el proceso de fabricación de circuito flexible se obtuvo un prototipo de la celda unitaria del arreglo para ser medida en una guía de onda rectangular WR-90 montada en un analizador vectorial de redes HP 8722C, donde se obtuvieron los parámetros S del comportamiento de la misma.

Teniendo los resultados teóricos y los resultados experimentales, se realiza una comparación de éstos para poder concluir que el objetivo de éste trabajo de tesis se cumplió, debido a que la diferencia entre estos resultados es aceptable. El intervalo de reconfigurabilidad del diseño simulado va de 9.20 GHz a 8.36 GHz y el intervalo de reconfigurabilidad del diseño fabricado y medido va de 9.28 GHz a 8.80 GHz; ambos en la frecuencia de resonancia del coeficiente de transmisión al variar el diodo varactor de 30 fF a 63 fF. Estas diferencias aceptables se pueden justificar debido a las características de simulación y las consideraciones al momento de la fabricación. Con las mediciones obtenidas se comprueba que el diseño presentado en este trabajo de tesis del arreglo existe una reconfigurabilidad en la frecuencia de resonancia ( $f_{res}$ ) en una fracción de 0.48 GHz de la banda X.

## ABSTRACT

This thesis presents the design, simulation, fabrication and characterization of a tunable frequency selective surface (FSS) operating at X band (from 8 to 12 GHz) based on loaded metallic ring patches.

To tune the array, varactor diodes (MA46H146 / MAVR-000146 from the MACOM) were embedded into the FSS unit cell as reactive loads. These diodes were biased using inductors (MHQ0603 from TDK) to obtain different capacitance values.

Numerical simulations of the unit cell, based on both full-wave computational electromagnetic software CST - MICROWAVE STUDIO and electrical circuit model simulations using ADS Keysight, were used to optimize the performance of the FSS. An active diaphragm containing one unit cell was fabricated using a flexible circuit process. The fabricated prototype was measured in a WR-90 waveguide simulator. Transmission and reflection coefficients were obtained using a vector network analyzer.

Good agreement is observed between simulated and measured results. The tuning range of the simulated FSS resonance varies from 9.20 to 8.36 GHz, while the interval of the fabricated prototype ranges from 9.28 to 8.80 GHz. This tuning range is obtained by varying the varactor diode from 30 to 63 fF. The active FSS presented in this work can be used in several antenna applications where electronically-tunable capabilities are required.

## INTRODUCCIÓN

La investigación de estructuras periódicas con propiedades electromagnéticas especiales ha despertado el interés de varios investigadores alrededor del mundo para sintetizar materiales artificiales, también llamados metamateriales, con características no encontradas en la naturaleza [1,2]. Estas características proceden fundamentalmente de su estructura periódica diseñada y generalmente difieren de sus materiales constituyentes. De esta forma, cada elemento periódico de la estructura con dimensiones menores la longitud de onda puede ser considerado como una molécula y la estructura en su conjunto puede ser caracterizada mediante parámetros globales como índice de refracción, permitividad, permeabilidad, etc. En años recientes se han venido desarrollando diferentes superficies estructuradas con características tales como índices de refracción negativos [3], permitividad negativa [4] y permeabilidad magnética negativa [5], entre otras, siendo estas propiedades completamente inusuales en medios naturales conocidos. Estas estructuras han sido tema de investigación en diferentes campos como la óptica [6], la nanotecnología [7] y muy especialmente en las telecomunicaciones, principalmente en la fabricación de antenas [8]. En esta área se han desarrollado conductores magnéticos artificiales [9-12], estructuras de banda prohibida [13,14], metasuperficies [15,16] y arquitecturas electromagnéticas de edificios [17-19].

Las estructuras periódicas bidimensionales han mostrado su potencialidad no solo en las aplicaciones convencionales como el filtrado espacial, sino en otras muy diversas que permiten mejorar significativamente el desempeño de las antenas. Entre estas aplicaciones se pueden mencionar los convertidores de polarización [20], las superficies selectivas de polarización [21] y las estructuras reflectivas con ángulos de elevación grandes [22]. En la presente propuesta se busca investigar nuevas topologías de los arreglos periódicos bidimensionales para obtener propiedades electromagnéticas sobre demanda. Estos nuevos arreglos pueden incluir de manera no limitativa la miniaturización de la celda unitaria, la respuesta multibanda, la absorción selectiva, la dispersión multitrayectoria y la modificación de las ondas electromagnéticas para desarrollar aplicaciones especiales.

## OBJETIVO

Analizar y diseñar una Superficie Selectiva de Frecuencia Reconfigurable en la Banda X basada en anillos metálicos con diodos varactores integrados con características de alta rapidez de conmutación, bajas pérdidas de inserción, para aplicaciones en sistemas de antenas.



## MOTIVACIÓN

Las motivaciones para poder desarrollar este trabajo de tesis y que impulsan a cumplir el objetivo del mismo son las siguientes:

- El auge en la investigación de estructuras periódicas con propiedades electromagnéticas especiales, que cubran con funciones específicas para el desarrollo y funcionamiento de las telecomunicaciones.
- El elevado uso de sistemas de comunicaciones inalámbricas y la posibilidad de mejorar los parámetros de sus antenas con estructuras periódicas bidimensionales; mejorando a su vez la eficiencia espectral y la seguridad.
- Los convertidores de polarización, las superficies selectivas de polarización y las estructuras reflectivas con ángulos de elevación grandes son ejemplos de superficies inteligentes que modifican la onda electromagnética para alcanzar objetivos en particular, dependiendo de la geometría de los elementos que constituyen el arreglo.

## JUSTIFICACIÓN

Se ha demostrado que las superficies selectivas de frecuencia permiten mejorar la eficiencia espectral, incrementar la seguridad y obtener circuitos de alto factor de calidad en los sistemas de comunicaciones inalámbricas. Así mismo, la inserción de dispositivos de control tales como: diodos pin, diodos varactores, o interruptores MEMS en la celda unitaria ha demostrado la capacidad de reconfigurabilidad para modificar la respuesta del arreglo de forma rápida y confiable. En específico, el uso de elementos tipo parche ofrece la ventaja de reducir los efectos de multitrayectoria en comparación con los elementos tipo ranura.

## ORGANIZACIÓN DEL TRABAJO

El presente trabajo de tesis está dividido en 4 capítulos, organizados de la siguiente manera:

- **Capítulo 1.** Estado del arte de los arreglos reconfigurables. En este primer capítulo se exponen los antecedentes de los arreglos reconfigurables, así como los alcances que han tenido a lo largo de su desarrollo. Con base a lo anterior se plantea la contribución que hará este presente trabajo de tesis sobre los mismos.

- **Capítulo 2.** Marco teórico de los arreglos reconfigurables. En el segundo capítulo se presentan los aspectos básicos de los arreglos reconfigurables, tales como: su principio de operación, los elementos que los constituyen, los arreglos reconfigurables basados en anillos metálicos y sus características que hacen a esta estructura más atractiva para el objetivo de esta tesis, la función de las cargas reactivas agregadas a los elementos del arreglo, las funciones conmutables y sintonizables que hacen de un arreglo ser reconfigurable, el circuito de polarización y los materiales utilizados en los mismo. Para finalizar este capítulo se presentan las aplicaciones de los arreglos reconfigurables en sistemas de antenas.
  
- **Capítulo 3.** Diseño y simulaciones de los arreglos reconfigurables. En la primera parte del tercer capítulo se presenta el diseño y la configuración básica de la celda unitaria para el arreglo reconfigurable, sus especificaciones y geometría, así como las dimensiones y materiales de la misma. Se presenta un modelo básico equivalente de la celda unitaria y su simulación numérica basada en un software de electromagnetismo computacional de onda completa. Como complemento se presenta el circuito eléctrico equivalente del anillo con la inserción de un inductor plano diseñado por el área de trabajo, para ver la respuesta del mismo en una SSF. En la segunda parte de este tercer capítulo se muestran las simulaciones del arreglo reconfigurable con sus dos funciones principales: como estructura conmutable y como estructura sintonizable. Teniendo en cuenta las consideraciones de las simulaciones numéricas basadas en un software de electromagnetismo computacional de onda completa. En la estructura conmutable se muestran las simulaciones de la celda unitaria como anillo metálico cerrado y abierto, sin y con circuito de polarización propuesto. En la estructura sintonizable se muestran las simulaciones de la celda unitaria con la inserción de la carga reactiva, en nuestro caso el diodo varactor propuesto, en las dos ranuras del anillo abierto; sin y con circuito de polarización propuesto. Para la tercera parte de este capítulo, se muestra la adaptación del arreglo reconfigurable para su funcionamiento dentro de la banda X; detallando tanto las simulaciones como el modelo eléctrico básico equivalente.
  
- **Capítulo 4.** Fabricación y caracterización de los arreglos reconfigurables. En este cuarto capítulo del trabajo de tesis se muestra el proceso de fabricación de circuito flexible, método que es utilizado por los departamentos de Telecomunicaciones y Sistemas Electrónicos (en el área de Alta Frecuencia), de la Facultad de Ingeniería, para la fabricación de

dispositivos de microondas. Se incluyen materiales, técnicas y el proceso de la construcción. El flujo de proceso paso a paso, la inserción de diodos varactores como elementos activos y el circuito de control para los mismos; integrando además el diagrama de conexión. Para concluir con el simulador de guía de onda, mediciones y resultados finales.

- Para terminar, en este escrito se presentan conclusiones finales del trabajo de tesis realizado.

## REFERENCIAS

[1] Caloz, Christophe, and Tatsuo Itoh. "Electromagnetic metamaterials: transmission line theory and microwave applications". John Wiley & Sons, 2005.

[2] Sihvola, Ari. "Metamaterials in electromagnetics". *Metamaterials* 1, no. 1 (2007): 2-11.

[3] Smith, David R., John B. Pendry, and Mike CK Wiltshire. "Metamaterials and negative refractive index". *Science* 305, no. 5685 (2004): 788-792.

[4] Schurig, D., J. J. Mock, and D. R. Smith. "Electric-field-coupled resonators for negative permittivity metamaterials". *Applied Physics Letters* 88, no. 4 (2006): 041109.

[5] Marqués, Ricardo, Francisco Medina, and Rachid Rafii-El-Idrissi. "Role of bianisotropy in negative permeability and left-handed metamaterials". *Physical Review B* 65, no. 14 (2002): 144440.

[6] Shalaev, et al. "Negative index of refraction in optical metamaterials". *Optics letters* 30, no. 24 (2005): 3356-3358.

[7] Hess, O., J. B. Pendry, S. A. Maier, R. F. Oulton, J. M. Hamm, and K. L. Tsakmakidis. "Active nanoplasmonic metamaterials". *Nature materials* 11, no. 7 (2012): 573-584.

[8] Erentok, Ayca, and Richard W. Ziolkowski. "Metamaterial-inspired efficient electrically small antennas". *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* 56, no. 3 (2008): 691-707.

[9] Feresidis, A. P., G. Goussetis, S. Wang, and J. C. Vardaxoglou, "Artificial magnetic conductor surfaces and their application to low-profile high-gain planar antennas", *IEEE Trans. On Antennas and Propag.*, Vol. 53, No. 1, 209-215, 2005.

[10] Sohn, J. R., K. Y. Kim, H.-S. Tae, and H. J. Lee, "Comparative study on various artificial magnetic conductors for low-profile antenna", *Prog. In Electromag. Research*, Vol. 61, 27-37, 2006.

- [11] Kim, Y., F. Yang, and A. Z. Elsherbeni, "Compact artificial magnetic conductor designs using planar square spiral geometries", *Prog. In Electromag. Research*, Vol. 77, 43-54, 2007.
- [12] De Cos, M. E., Y. Alvarez Lopez, R. C. Hadarig, and F. Las-Heras, "Flexible uniplanar artificial magnetic conductor," *Progress In Electromagnetics Research*", Vol.106, 349-362, 2010.
- [13] Pirhadi, A., M. Hakkak, and F. Keshmiri, "Using electromagnetic bandgap superstrate to enhance the bandwidth of probe-fed microstrip antenna", *Progress In Electromagnetics Research*, Vol.61, 215-230, 2006.
- [14] Cheype, C., C. Serier, M. Thevenot, T. Monediere, A. Reineix, and B. Jecko, "An electromagnetic bandgap resonator antenna", *IEEE Trans. On Antennas and Propag.*, Vol. 50, No. 9, 1285-1290, 2002.
- [15] Holloway, Christopher L., Edward F. Kuester, Joshua Gordon, John O. Hara, Jim Booth, and David R. Smith. "An overview of the theory and applications of metasurfaces: The two dimensional equivalents of metamaterials", *Antennas and Propagation Magazine, IEEE* 54, no. 2 (2012): 10-35.
- [16] Yu, Nanfang, and Federico Capasso. "Flat optics with designer metasurfaces". *Nature materials* 13, no. 2 (2014): 139-150.
- [17] Raspopoulos, M. And S. Stavrou, "Frequency selective buildings through frequency selective surfaces", *IEEE Trans. On Antennas and Propag.*, vol. 59, no. 8, 2998-3005, 2011.
- [18] Chang, T. K., R. J. Langley, and E. A. Parker, "Active frequency-selective surfaces", *IEE Proc. I Microwaves, Antennas and Propag*, vol. 143, no. 1, 62-66, 1996.
- [19] Kiani, G. I., K. L.Ford, L. G. Olsson, K. P. Esselle, and C. J. Panagamuwa, "Switchable frequency selective surface for reconfigurable electromagnetic architecture of buildings", *IEEE Trans. On Antennas and Propag.*, Vol. 58, No. 2, 581-584, 2010.
- [20] L. Martínez-Lopez, J. Rodríguez-Cuevas, J. I. Martínez-López y A.E. Martynyuk, "Multilayer Circular Polarizer aperture bisected apert ring frequency selective surfaces", *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, Vol. 13, Enero 2014, pp. 153-156.
- [21] L. Martinez-Lopez, J. Rodriguez-Cuevas, J. I. Martínez-López y A.E. Martynyuk, "A cascaded circular-polarisation-selective surface aperture bisected apert rings", *Electronics Letters*. Vol. 50, No. 19, 11th Sep. 2014, pp.1335-1336.

[22] L. Martinez-Lopez, Jorge Rodriguez-Cuevas, Alexander E. Martynyuk, and Jose I. Martinez-Lopez, "Wideband-reconfigurable reflectarrays aperture rotating loaded Split rings", *Journal of Electromag. Waves and App.*, Vol. 29, No. 2, 2015, pp. 218-232.

# **CAPÍTULO 1. ESTADO DEL ARTE DE LOS ARREGLOS RECONFIGURABLES.**

## **1.1 Antecedentes de los arreglos reconfigurables.**

El incremento de la transmisión de datos debido al imparable crecimiento de los servicios en las telecomunicaciones produce una saturación en el espectro radioeléctrico, que como consecuencia produce problemas, interrupciones, errores o discontinuidades en el fin de dicho servicio. Como consecuencia de esto, el trabajo en los sistemas de comunicaciones se orientan a la investigación, desarrollo e implementación de técnicas de compatibilidad electromagnética; garantizando una correcta operación.

La compatibilidad electromagnética (EMC) es la habilidad que tiene un sistema para no casusar interferencias electromagnéticas a otros equipos, siendo al mismo tiempo insensible a las emisiones que pudieran causar otros sistemas [1].

Si un ambiente de señales electromagnéticas se encuentra congestionado, la consecuencia radica en interferencias no deseadas y degradación de la propagación. Una solución entonces sería que en los sistemas de antenas receptoras tengan la característica de filtrar espacialmente las señales recibidas. En el ambiente de altas frecuencias esta característica a su vez debe retribuir a la dificultad de obtener elementos pasivos de bajas pérdidas y permitir el desarrollo de circuitos selectivos con altos factores de calidad [2].

Una Superficie Selectiva de Frecuencia (SSF) es un arreglo bidimensional y periódico, formando generalmente por elementos tipo parche (zonas de metal) sobre sustrato dieléctrico o elementos tipo apertura (zonas de dieléctrico) sobre pantalla metálica [3]. Un arreglo reconfigurable es una superficie selectiva de frecuencia, donde su topología, periodicidad y propiedades de los materiales determinan el comportamiento resonante del arreglo. El comportamiento resonante permite la función de selectividad y discriminación de frecuencias de la señal electromagnética. Una SSF dependiendo de su diseño y en conjunto con las ondas electromagnéticas (OEM) que puede procesar, puede tener la función de acentuar la presencia de una OEM sobre otras, así como modificar características como ángulos de reflexión o de incidencia y su desplazamiento en fase, como se muestra en la figura 1.1.1.

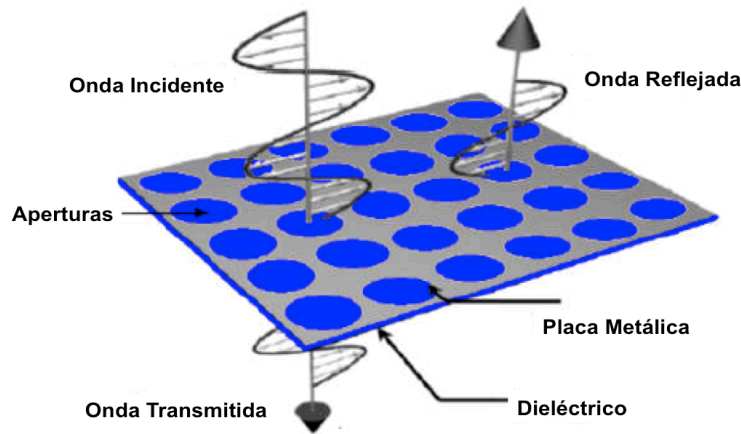


Figura 1.1.1 Superficie Selectiva de Frecuencia tipo parche [3].

Por dar una clasificación general a las SSF las podemos agrupar en superficies selectivas de frecuencia transmitivas y reflectivas. En el primer caso, SSF transmitiva, el interés especial es su coeficiente de transmisión. La estructura es transparente para ondas incidentes con frecuencias en su banda de paso, es decir, la SSF responde con valores altos (próximos a uno) en la magnitud de su coeficiente de transmisión  $|S_{21}|$  y los valores muy bajos en la magnitud de su coeficiente de reflexión  $|S_{22}|$ . En el caso en donde las ondas incidentes se encuentran en la banda de rechazo y valores muy bajos en el coeficiente de transmisión. Del mismo modo en forma inversa se aplica este razonamiento a una SSF de tipo reflectiva. En las figuras 1.1.2 y 1.1.3 se representan gráficamente este comportamiento.

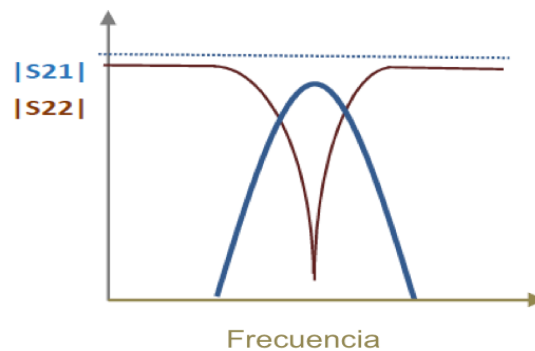


Figura 1.1.2 Comportamiento de una SSF transmitiva pasobanda o reflectiva rechaza banda.

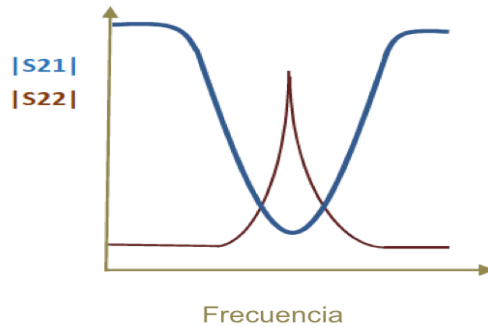


Figura 1.1.3 Comportamiento de una SSF transmitiva rechaza banda o reflectiva pasobanda.

Las aplicaciones útiles que se han desarrollado con SSF abarcan la interfaz con la antena en radomos, los subreflectores dicróicos, en el área de la óptica como lentes de arreglos transmisivos y reflectivos [3]. Los radomos son estructuras en forma de cúpula que envuelven a radares y antenas para protegerlos de los factores ambientales y que idealmente son transparentes a las radiaciones que emiten o reciben los elementos que cubren; los podemos encontrar en aviones, helicópteros, buques, submarinos e instalaciones terrestres, como se muestra en la figura 1.1.4. Los subreflectores dicróicos son estructuras empleadas en antenas para realizar el filtrado de señales de acuerdo a su plano de polarización, con frecuencias dentro de la banda de paso de la antena para después ser desviadas a la zona de interés. La figura 1.1.5 muestra una SSF ubicada en un subreflector, donde filtra las señales incidentes para después orientarlas hacia una guía de ondas.



Figura 1.1.4 Radomo de una instalación terrestre [3].



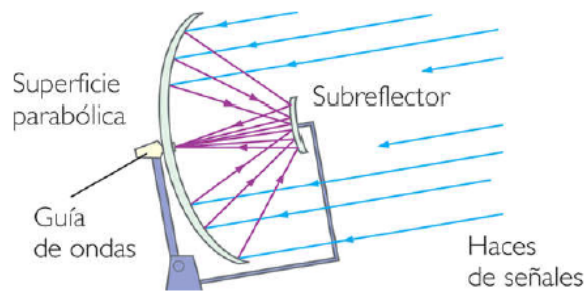
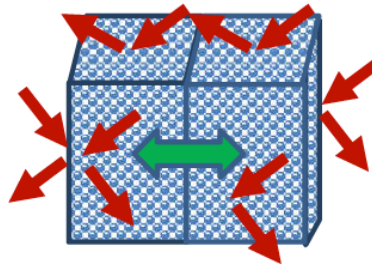


Figura 1.1.5 Función de un subreflector [3].

Algunos otros desarrollos de las SSF incluyen circuitos de etiquetas para la identificación por radiofrecuencia (RFID), como se muestra en la figura 1.1.6, de uso intensivo en la salvaguarda e identificación de productos en tiendas departamentales, en donde la SSF se encuentra en la etiqueta colocada en cada producto; dos frecuencias comunes que se utilizan para RFID son: 125 kHz (que es el estándar original) y 124.5 kHz (que es el estándar internacional). También encontramos SSF en arquitecturas electromagnéticas para incrementar la seguridad en los edificios [4], en donde las instalaciones se encuentran cubiertas con SSF. Un ejemplo de seguridad en edificios se muestra en la figura 1.1.7, donde el flujo bidireccional de las señales de la red de área local es permitido entre habitaciones adyacentes, pero a su vez son bloqueadas en ambos sentidos las señales de telefonía celular. Un ejemplo común donde se aplica el uso de SSF es en los hornos de microondas [5], figura 1.1.8, en esta aplicación las microondas producidas por el magnetrón son reflejadas en todas direcciones por las paredes del horno y absorbidas por los alimentos, para brindar seguridad al usuario, no es permitido que atraviesen el vidrio de la puerta del horno de microondas mediante una SSF que éste contiene (mucho menor que 12 cm, que es la longitud de onda de las microondas a 2.5 GHz); de esta forma la SSF bloquea dichas señales y proporciona un blindaje seguro.



Figura 1.1.6 Sistema de Identificación RFID [3].



WLAN 2.4 / 2.5GHz

Telefonía Celular 925 – 960MHz

Figura 1.1.7 Ejemplo de seguridad en edificios [4].



Figura 1.1.8 Blindaje frontal en horno de microondas ( $\ll 12$  cm) [5].

En los últimos años se han desarrollado trabajos con ondas polarizadas circularmente (CPW por sus siglas en inglés) en aplicaciones en las comunicaciones satelitales y móviles, en sistemas de navegación global satelitales GNSS, sistemas de identificación por radio frecuencia RFID, redes inalámbricas de área local (WLAN) y personal (WPAN), acceso por microondas a internet WiMAX, servicios directos de radio difusión DBS y en sistemas de recepción de televisión [6]. A lo largo de las investigaciones se han propuesto diversos métodos para poder convertir ondas polarizadas linealmente (LPW) a ondas polarizadas circularmente (CPW) en sistemas de antenas de múltiples haces o de apertura compartida. En estos sistemas de alta ganancia se requieren polarizadores de banda amplia (las guías de onda circulares son de banda angosta), por lo que son necesarias varias estructuras planas para extender el ancho de banda de dichas guías de onda. Estas estructuras pueden construirse a partir de SSF, las cuales convierten una LPW incidente en una CPW transmitiva [14], he aquí una de las necesidades importantes de obtener superficies selectivas de frecuencia activas versátiles.

Algunos trabajos importantes en el desarrollo de superficies selectivas de frecuencia se describen a continuación.

En la figura 1.1.9 se representa el trabajo en [7] en donde con ayuda de stubs del tipo ranurado cargados con diodos PIN, se logra un mayor número de cambios en fase en ondas polarizadas circularmente, en este caso particular se logran ocho combinaciones posibles en el cambio de la fase, dependiendo de cuál diodo PIN se encuentre abierto o cerrado. Se analizó un arreglo reflectivo basado en

desplazadores de fase espaciales de tres bits, donde desarrollaron un modelo matemático de onda completa para el análisis, en una frecuencia central de 20 GHz.

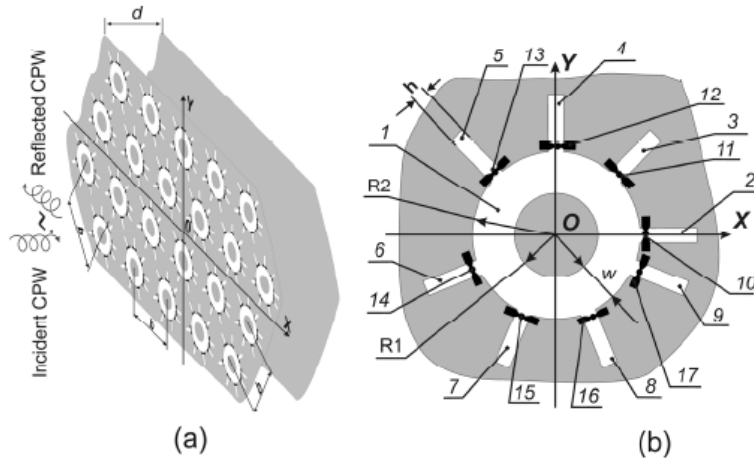


Figura 1.1.9 SSF reflectiva con desplazadores de fase de 3 bits basados en stubs radiales y diodos PIN. (a) Un reflectarray tipo espirafase. (b) Desfasador espacial de tres bits [7].

El control en la fase que se obtiene utilizando la geometría tipo anillo en la SSF se logra gracias al principio de cambio de fase de Fox. Sin embargo en [8] se aprecia un comportamiento transmitivo en las celdas con geometrías cuadradas, figura 1.1.10. Este trabajo es un arreglo transmitivo de cuatro capas operando a 30 GHz, utilizando un anillo cuadrado doble resonante como el elemento de la célula de la unidad. Estas dos resonancias del anillo doble se utilizan para incrementar la variación de fase por capa, mientras que se mantiene una amplia magnitud de ancho de banda de transmisión de la celda unitaria. En los resultados obtienen un aumento del 50% en el ancho de banda arriba de -1 dB sobre el de las transmisiones anteriores. Reportado así un ancho de banda del 7.5 % arriba de -1 dB y una eficiencia de radiación del 47%.

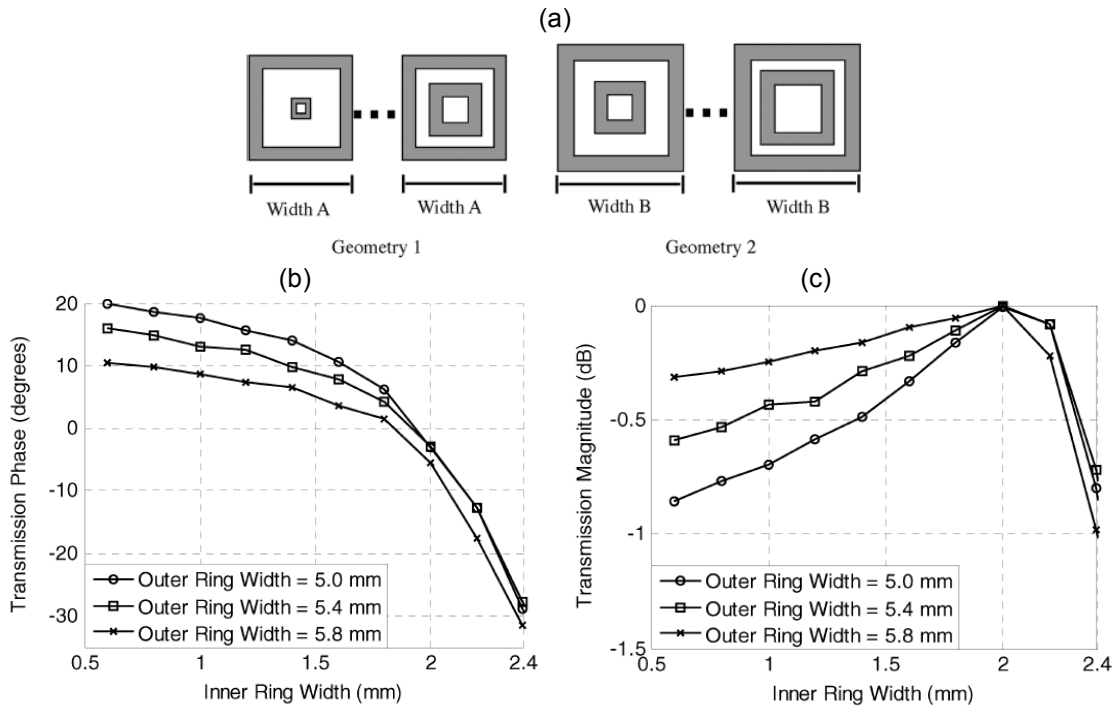


Figura 1.1.10 (a) Celda pasiva de SSF transmisiva basada en doble anillo cuadrado. Fase de transmisión (b) y magnitud (c) frente a la anchura del anillo interno para varios anchos de anillos exteriores diferentes a 30 GHz. [8].

Es importante aclarar que aunque el comportamiento reflectivo pudiera ser parecido, los elementos que provocan este comportamiento (elementos reconfigurables) y el principio de reconfiguración son distintos.

En la figura 1.1.11 se muestra el trabajo en [9] donde mediante combinaciones de stubs tipo ranura con diodos PIN integrados en una SSF, se logran cambios en fase de una onda incidente con polarización circular. Se analizaron las características de polarización cruzada de los reflectores de tipo espirafase basada en elementos de tipo ranura anular con stubs cargados. Modificando además la geometría inicial del elemento para suprimir la polarización cruzada en grandes ángulos de exploración. Como resultado se obtuvo una supresión adicional de 8 dB para el ángulo de elevación de reflexión igual a  $31.5^\circ$ , a la frecuencia de 30 GHz.

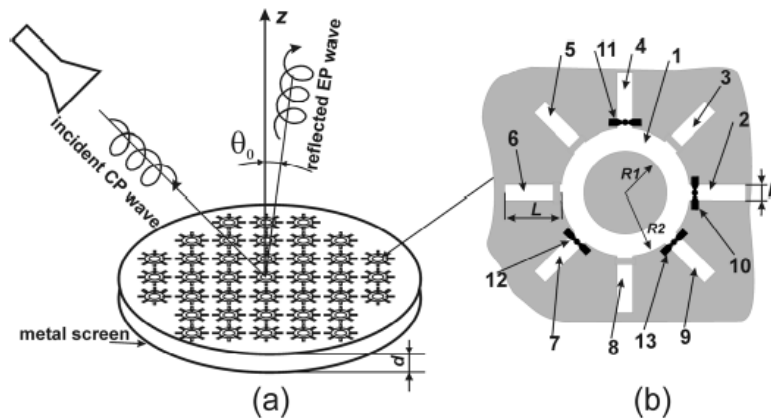
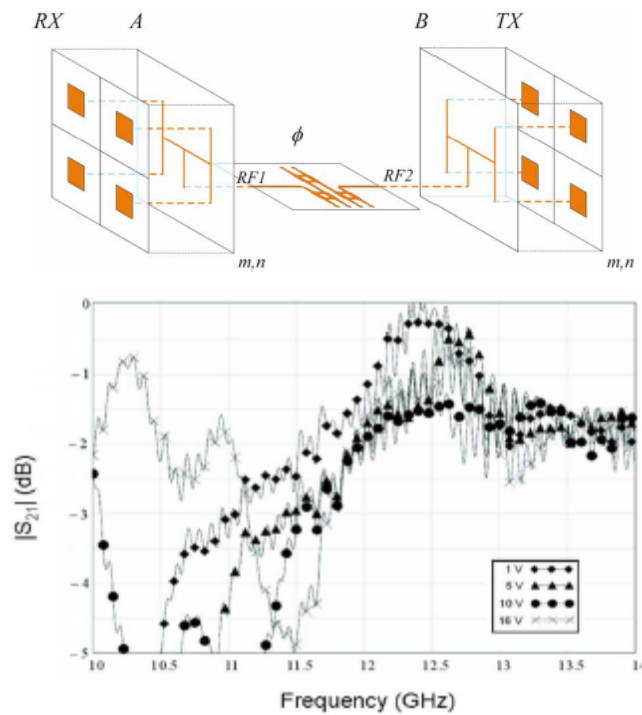
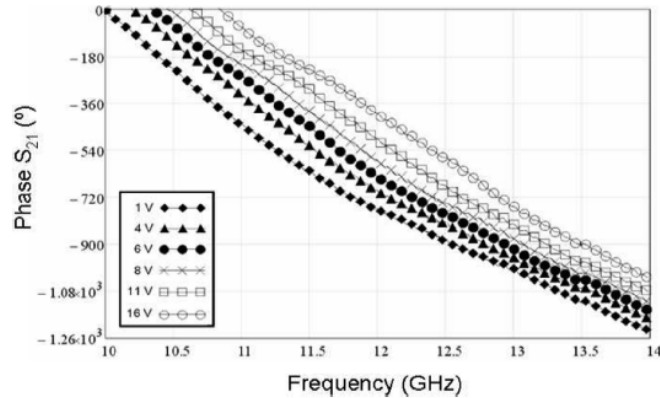


Figura 1.1.11 SSF de anillo ranurado cargado con stubs y diodos PIN, comportamiento de arreglo reflectivo del tipo espirafase. (a) Arreglo reflectivo tipo espirafase. (b) Arreglo reflectivo tipo espirafase con elementos de dos bits [9].

En el auge de la investigación, también se han desarrollado trabajos incluyendo diodos varactores. En [10] es utilizado uno solo de estos diodos varactores que opera junto con una estructura electromagnética cambiando así las características de una celda de la SSF transmitiva, figura 1.1.12. El problema aquí principalmente es el costo elevado de la SSF debido al número de elementos requeridos en esta. En este trabajo se presenta un arreglo transmitivo reconfigurable electrónicamente a 12 GHz. Se diseñaron 360 desplazadores de fase reflectantes para agregar la reconfigurabilidad a la estructura del arreglo transmitivo.



Magnitud del coeficiente de transmisión con base al valor del voltaje de polarización del diodo varactor.



Ángulo del coeficiente de transmisión de acuerdo al valor del voltaje de polarización del diodo varactor.

Figura 1.1.12 Celda activa de una SSF reconfigurable transmitiva basada en puerto bidireccional pasivo y en un diodo varactor [10].

Los cuadrados verticales de color naranja representan estructuras tipo parche empleadas para la transmisión y recepción de las señales; la estructura ubicada en posición horizontal contiene el desplazador de fase para corregir el error en la fase introducida debido al cambio del plano de referencia de  $90^\circ$  y al diodo varactor que es el que realiza el desplazamiento en la frecuencia. Siendo los valores más altos en el voltaje de polarización del diodo los que reducen la magnitud del coeficiente de transmisión y también reducen el desplazamiento en su fase.

Con un buen rendimiento en términos de todas las polarizaciones afectadas y buena estabilidad angular, el elemento de anillo es una opción popular en diseños de superficie selectiva de frecuencia (SSF). El artículo mostrado en [11] presenta una topología para la conmutación de dos estados de una SSF basado en un anillo. Los dos estados ofrecidos por la superficie permiten que sea transparente o reflectivo a la frecuencia de interés. Un diseño dirigido a la banda WLAN de 2.45 GHz, y destinado al control de la arquitectura electromagnética de edificios.

Una SSF dipolo de dos estados donde la superficie se comporta como una matriz convencional en su estado reflectante con los elementos abiertos y en un estado transparente conectando las filas de extremos dipolares entre sí, usualmente con conmutadores semiconductores tales como diodos PIN. Esto da como resultado una superficie inductiva con una respuesta de filtro de pasoalto. Proporcionar la banda de pasoalto es lo suficientemente baja en frecuencia entonces se experimenta una pérdida insignificante en el estado transparente. Experimentos iniciales han demostrado que la aplicación de una técnica similar a una SSF de anillo anular da lugar a una disminución de la frecuencia de resonancia de la superficie, pero con la respuesta bastante amplia y con pérdidas, y también dentro de la banda de parada original. Otro enfoque, y el método adoptado en este trabajo, es el eliminar la resonancia fundamental introduciendo discontinuidades en los elementos. Esto se consigue mediante el circuito abierto de los anillos en

cuatro secciones, estando las roturas orthogonalmente situadas en  $45^\circ$ ,  $135^\circ$ ,  $225^\circ$  y  $315^\circ$  respectivamente. Esto da lugar a una superficie transparente que ya no es resonante en su frecuencia de diseño original. Reconectar estas roturas en los conductores devuelve la superficie a su estado reflectante. El principio de este funcionamiento básico se muestra en la figura 1.1.13. Cabe destacar que para el estado transparente la superficie presenta una resonancia, que es aproximadamente el doble de la frecuencia de diseño fundamental, estando cada célula unitaria formada por cuatro elementos  $\lambda/2$  a esta frecuencia. Esta resonancia se considera lo suficientemente alejada de la banda objetivo como para no ser problemática.

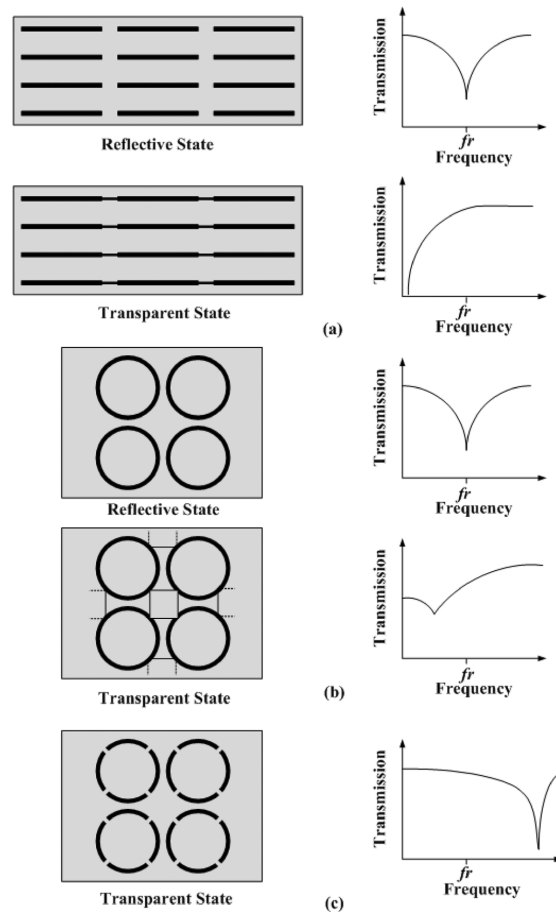


Figura 1.1.13 Desarrollo de una superficie de anillo de dos estados a partir de: la estructura de dipolos (a), de la versión de anillo en cortocircuito (b), y de la estructura final de anillo en circuito abierto (c) [11].

La conmutación de diodos PIN es una técnica establecida y razonablemente eficiente en circuitos RF y microondas, utilizada en este trabajo. La figura 1.1.14 muestra una estructura de diodos PIN y circuitos equivalentes simplificados para cuando el diodo está polarizado hacia delante y hacia atrás. En la condición de polarización directa el diodo presenta una resistencia  $R_S$  en serie con la inductancia del paquete  $L_S$ . La condición de polarización inversa del circuito se

convierte en una combinación paralela de  $R_P$  y  $C_T$  en serie con  $L_S$ .  $C_T$  es en realidad una combinación de la capacitancia de unión del dispositivo  $C_J$  y su paquete parasitario. A frecuencias superiores a 10 MHz y hasta varios GHz, el circuito equivalente es una buena aproximación a una resistencia cuyo valor es controlado por una corriente de control de DC o baja frecuencia.

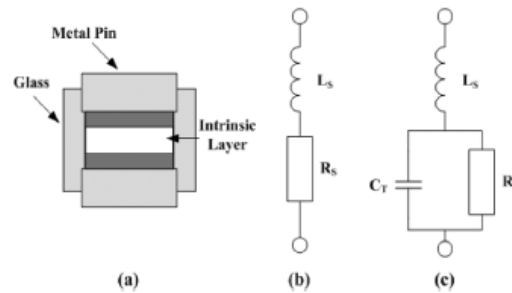


Figura 1.1.14 (a) Estructura de diodos PIN, con su circuito equivalente de polarización directa en (b) y polarizado inversamente en (c) [11].

En los diseños de superficies selectivas de frecuencia activa (SSFA) cualquier control adicional o líneas de polarización si no se aísla correctamente de la superficie resonante tendrá un impacto sobre su funcionamiento y rendimiento. Los inductores adecuadamente elegidos logran el aislamiento requerido. Los inductores, cuando se utilizan como inductores de RF, presentan una alta impedancia a la frecuencia de diseño, permitiendo al mismo tiempo una trayectoria de DC para la señal de control del diodo PIN. Para las aplicaciones de estrangulamiento, debido a la presencia de reactancias parásitas, la impedancia de bloqueo se eleva por encima de  $2\pi f l$  a medida que se aproxima la frecuencia auto resonante mínima (SRF) del dispositivo [11]. Siempre que se tenga un buen aislamiento de la señal de control, en interés de la eficiencia y también de la economía, donde sea práctico tiene sentido usar los propios elementos de la SSF como conductores portadores de corriente para la señal de control. La topología es tal que si se observan las polaridades correctas de los diodos PIN, entonces la polarización se puede aplicar en formato de fila o columna. Esta última se adopta en este trabajo. Convenientemente, la separación entre elementos adyacentes soporta un inductor 0603 sin necesidad de seguimiento adicional. Se muestra en la figura 1.1.15 una representación esquemática de un conjunto de 2x2.



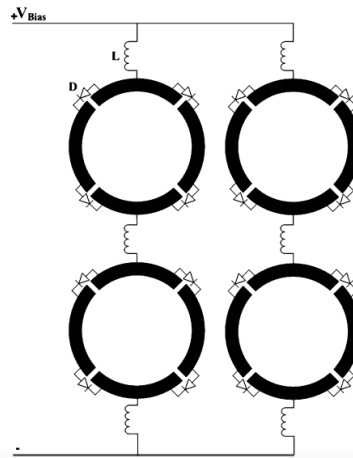
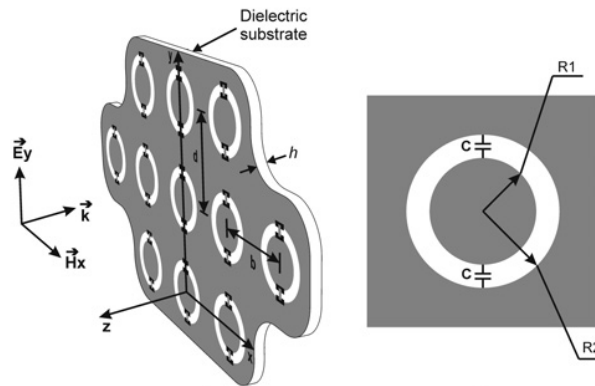


Figura 1.1.15 Representación esquemática de una matriz 2x2, detallando la topología de la superficie y las ubicaciones de los componentes [11].

En la figura 1.1.16, mediante la técnica de microfotolitografía se construyen capacitores, cuyos valores de capacitancia deben ser bajos (en el orden de varias decenas de femtofaradios) para realizar corrimientos en la frecuencia resonante al integrarlos a la SSF y analizar su comportamiento reflectivo en alta frecuencia [12]. En este trabajo las ranuras anulares y los capacitores integrados se forman en un sustrato que es adecuado para microondas (banda X de frecuencia a trabajar), usando deposición de película delgada de múltiples etapas y patrones. En el intervalo de 0 a 120 fF estos capacitores modifican congruentemente la frecuencia de resonancia de la ranura anular de la SSF de 11.8 GHz a 8.14 GHz. Los factores de calidad de los capacitores fabricados se estimaron en el intervalo de 50 a 150.



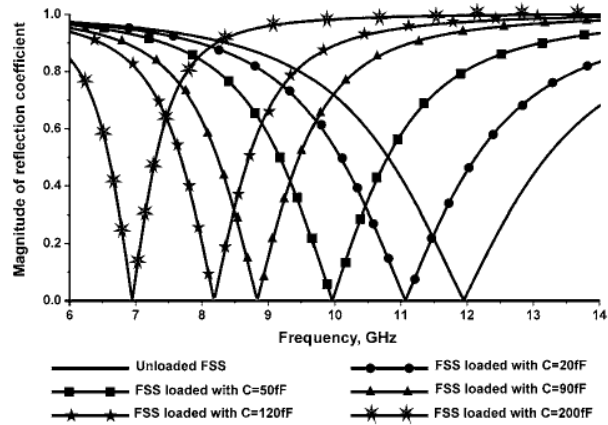
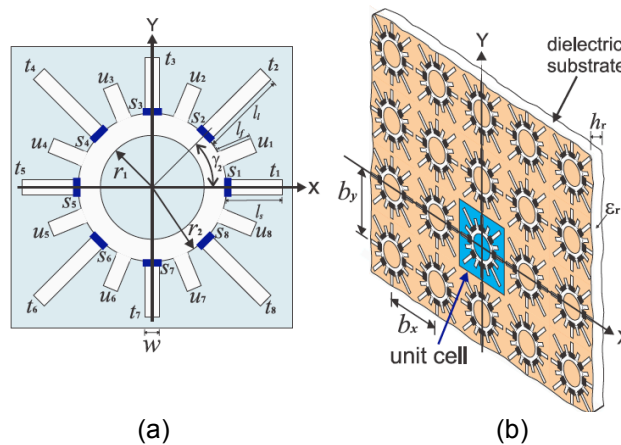


Figura 1.1.16 SSF de anillo ranurado con cargas capacitivas monolíticamente integrados [12].

En [13] se muestra otra propuesta sobre corrimiento en la frecuencia resonante durante la reflexión, aquí se emplean stubs de longitud variable nombrados con las letras “ *u* ” y “ *t* ” además de RF MEMS etiquetados con la letra “ *s* ”, como se muestra en la figura 1.1.17. Este resonador es de tipo anillo ranurado cargado de forma activa por stubs radiales conmutables. La celda unitaria pertenece a la superficie selectiva de frecuencia conmutable reconfigurable. El modelo matemático desarrollado se utilizó para diseñar esta superficie en banda X capaz de tener frecuencias de resonancia a 9.65 GHz, 10.28 GHz, 10.83 GHz y 12.05 GHz. Los capacitores RF MEMS comercialmente disponibles se usan para evaluar el efecto de las capacitancias fuera de estado, sobre la respuesta de la estructura periódica.



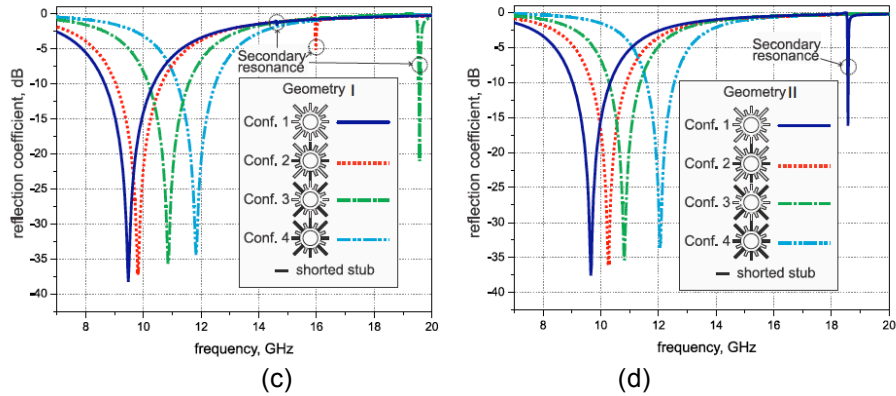


Figura 1.1.17 SSF reconfigurable basada en stubs radiales y RF MEMS. (a) Geometría de la celda unitaria. (b) Rejilla periódica de la SSFR. Coeficiente de reflexión simulado de la SSFR infinita con tiras metálicas y circuitos abiertos en lugar de elementos de conmutación en el caso de una onda normalmente polarizada – y. (c) Geometría I. (d) Geometría II [13].

En la figura 1.1.18 se presenta una SSF multicapa que puede convertir una onda incidente con polarización lineal con un ángulo de inclinación de  $45^\circ$  a una onda transmitida polarizada circularmente [14].

Para conseguir este polarizador circular se utiliza una superficie selectiva de frecuencia multicapa (cuatro capas) basada en anillos divididos bisectados por una banda metálica, para trabajar en banda Ka. Esta geometría proporciona las ventajas de un bajo nivel de polarización cruzada y baja sensibilidad con respecto al ángulo de incidencia de la topología tipo anillo. Sus resultados experimentales mostraron relaciones axiales menores a 3 dB para ángulos de incidencia tan altos como  $25^\circ$  en el intervalo de frecuencias de 25.5 GHz a 36.5 GHz.

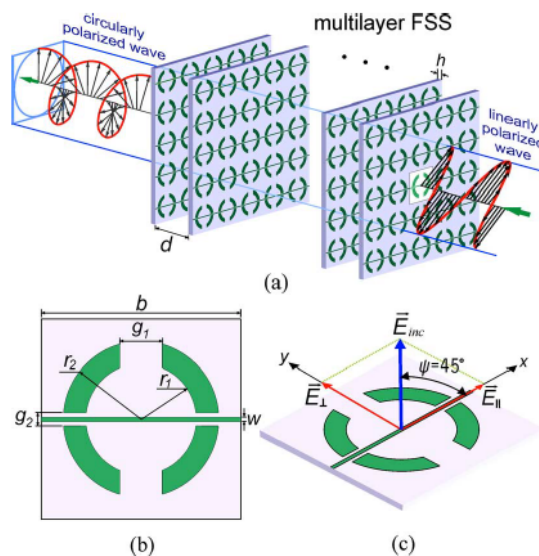


Figura 1.1.18 (a) Polarizador circular multicapa de una SSF de anillo partido bisectado. (b) Geometría de la Celda Unitaria. (c) LPW incidente orientada a  $45^\circ$  de eje X [14].

La figura 1.1.19, es del trabajo presentado en [15] en donde se muestran las posibilidades de obtener una celda reconfigurable de una SSF tipo pasobanda, uno o dos diodos son considerados y un valor en el voltaje de polarización más alto, reduciendo la capacitancia de los dispositivos, que a su vez disminuyen la capacitancia resultante de la celda, teniendo como consecuencia un aumento en la frecuencia resonante. El coeficiente de transmisión se mueve a través de valores negativos debido a las pérdidas asociadas a la resistencia en serie en el modelo de los dispositivos, mismas que se acentúan cuando se utilizan bajos voltajes de polarización en inversa. En detalle se consideran superficies selectivas de frecuencia de pasobanda controladas por varactores, y que representan redes biperiódicas formadas a partir de cuadrados ranurados en una pantalla metálica delgada. Evaluando los principales factores que afectan al intervalo de frecuencia de la SSF con diferentes circuitos para la conexión de varactores de control.

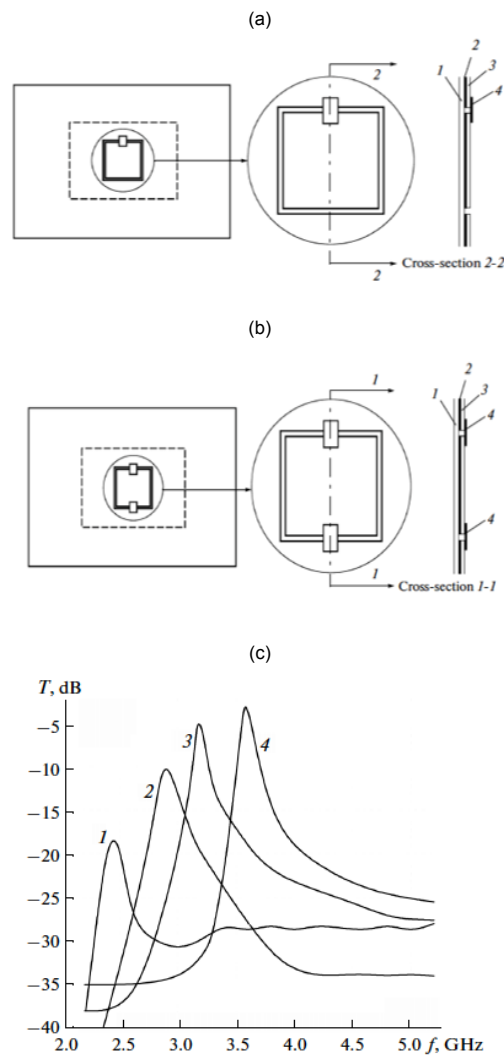
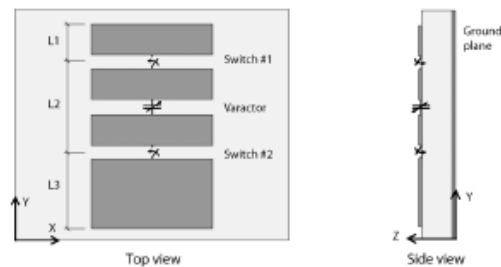


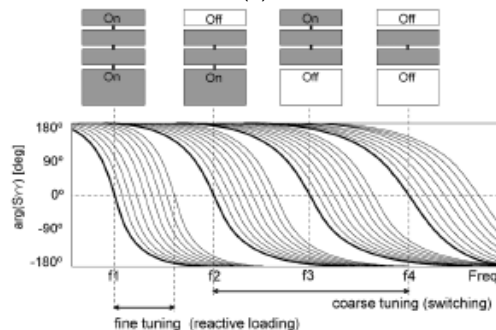
Figura 1.1.19 Celda activa de una SSF reconfigurable pasobanda basada en una celda cuadrada ranurada con uno (a) y dos (b) diodos varactores. (c) Ejemplo de respuestas en el coeficiente de transmisión son las curvas 1, 2, 3 y 4; correspondientes a voltajes de control en los diodos varactores de 10, 15, 20 y 29 volts, respectivamente [15].

En el trabajo presentado en [16], mostrado en la figura 1.1.20, se analiza una SSF reconfigurable que escanea el haz, cada una de las celdas utiliza dos dispositivos digitales tipo diodo PIN y uno analógico tipo diodo varactor. Los diodos PIN, con base a sus combinaciones de abierto o cerrado, muestran cuatro combinaciones posibles (conectan o desconectan secciones de la celda), permitiendo así mover la frecuencia resonante a cuatro bandas distintas. Al variar el voltaje de polarización en inversa del diodo varactor, existe un ajuste más fino en el ángulo del coeficiente de reflexión del haz en cada banda de frecuencias. Para lograr mejorar el factor de calidad se deben optimizar las secciones de la celda.

En detalle se presenta una celda de arreglo reflectivo capaz de controlar dinámicamente la fase de reflexión a una frecuencia variable. Dicha capacidad permite la detección de reflectores de haz con reconfigurabilidad de frecuencia, que es una nueva capacidad con aplicaciones de sistemas de salto de frecuencia, comunicaciones cognitivas por radio y satélite. La celda aquí propuesta combina técnicas de conmutación y carga de impedancia variable para maximizar el intervalo de frecuencias sobre el cual se puede obtener un amplio intervalo de fase dinámica. Los enfoques analíticos y numéricos se utilizan para diseñar y optimizar la célula reflectora, que utiliza dos interruptores semiconductores RF y un varactor. Se logra un intervalo de fase analógica por encima de  $270^\circ$  en un intervalo de frecuencia del 50%, de 1.88 GHz a 3.07 GHz, con pérdidas planas de 0.8 dB. Para un intervalo de fase analógico de  $180^\circ$  la celda alcanza un intervalo de reconfiguración de frecuencia de 1 a 2. Teniendo un comportamiento de la célula bueno, baja polarización cruzada y baja incidencia oblicua.



(a)



(b)

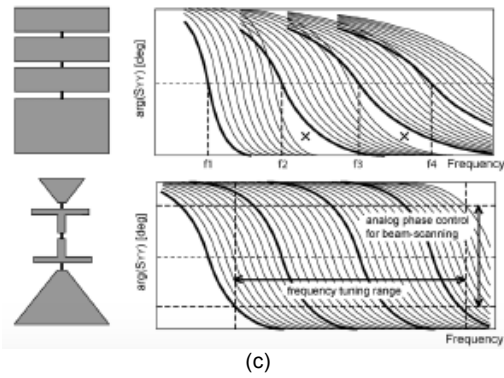


Figura 1.1.20 Descripción de la geometría de la celda y del mecanismo de funcionamiento. (a) Geometría de la célula unitaria del arreglo reflectivo reconfigurable en frecuencia para la exploración de haz usando dos conmutadores RF y un varactor. (b) Representación conceptual de las capacidades de reconfiguración de células que combinan cuatro configuraciones de conmutación (ajuste grueso) con carga de impedancia continua (ajuste fino). (c) Representación conceptual de la compensación de la pendiente de fase utilizando geometrías en T y corbata de moño [16].

Otro trabajo que involucra un arreglo reflectivo tipo espirafase es el presentado en [17], el cual está basado en resonadores tipo anillos ranurados cargados reactivamente, figura 1.1.21. El arreglo infinito se utilizó en este trabajo para optimizar la geometría de la celda unitaria, obteniendo eficacias de alta apertura y bajos niveles de polarización cruzada en ángulos de elevación de reflexión grandes  $\theta_0$ . Con los resultados optimizados se diseñaron cuatro arreglos reflectivos de 367 elementos para  $\theta_0$  de  $0^\circ$ ,  $20^\circ$ ,  $40^\circ$  y  $60^\circ$  con una frecuencia de operación de 36.5 GHz.

En la investigación experimental se obtuvieron eficiencias de apertura de 0.60, 0.51, 0.42 y 0.21 junto con niveles de polarización cruzada de -25.8 dB, -24.0 dB, -17.8 dB y -10.9 dB para los arreglos reflectivos con ángulos de elevación de reflexión de  $0^\circ$ ,  $20^\circ$ ,  $40^\circ$  y  $60^\circ$ , respectivamente, a 36.5 GHz. Adicionalmente, se demostró que para ciertos planos de exploración el nivel de polarización cruzada puede reducirse a -19 dB incluso para ángulos de elevación de reflexión  $\theta_0$  tan altos como  $60^\circ$ .

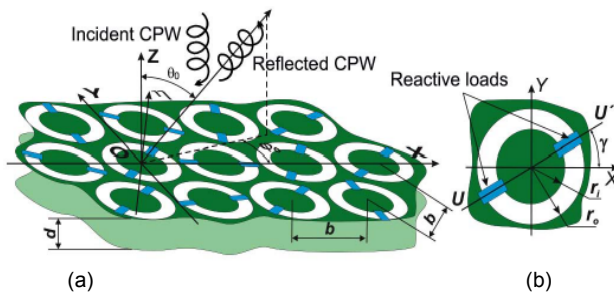


Figura 1.1.21 (a) Arreglo reflectivo basado en resonadores de ranura anular con cargas reactivas. (b) Elemento del arreglo reflectivo [17].

En el estudio presentado en [18] se plantea alcanzar un amplio ancho de banda (BW) a partir de una estructura simple y de bajo costo, polarizada linealmente. La celda unitaria es un parche cargado con tres ranuras concéntricas: un cuadrado, una cruz vertical y una cruz inclinada; impresa sobre un dieléctrico respaldado con espuma, figura 1.1.22. Las fases requeridas se pueden ajustar mediante cruzamientos verticales e inclinados que proporcionan un grado adicional de libertad en el error de fase y en la reducción de la sensibilidad de fase. La cruz inclinada también mejora la estabilidad angular de la ganancia y la polarización cruzada. Cuatro arreglos reflectivos fueron diseñados a 10.7 GHz de frecuencia.

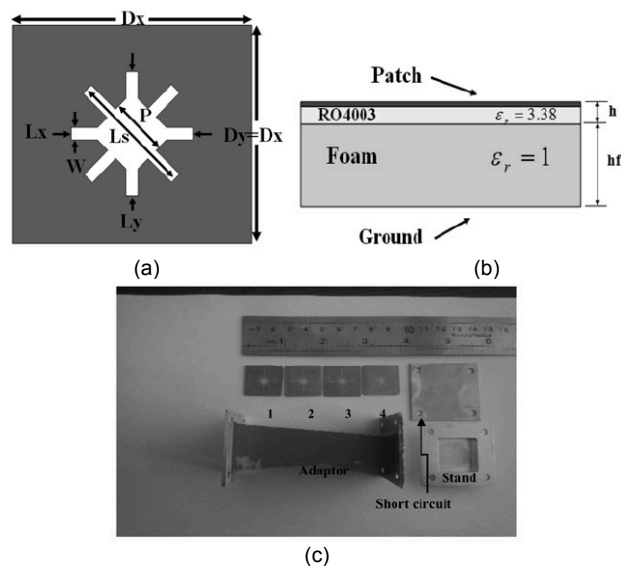


Figura 1.1.22 Configuración de la geometría y la medición de la celda de la unidad. (a) Vista superior de la estructura de la celda unitaria. (b) Vista lateral de la estructura de la celda unitaria. (c) Adaptador fabricado, celdas unitarias, soporte y cortocircuito [18].

En [19] se describe un absorbedor/reflector conmutable independiente de la polarización, figura 1.1.23, basado en la superficie selectiva de frecuencia activa (SSFA). El diseño de la SSF consta de anillos circulares conectados diagonalmente en los que se han montado interruptores semiconductores (diodos PIN). Al controlar el voltaje de polarización de los diodos PIN, la estructura muestra una reflexión perfecta en estado ON mientras exhibe absorción de banda única durante el estado OFF. El diseño propuesto es cuatro veces simétrico, realizando así un comportamiento insensible a la polarización, a diferencia de los diseños de SSFA reportados anteriormente. Además, se ha fabricado un prototipo de la estructura propuesta donde los diodos PIN han sido sesgados a través de una nueva técnica de polarización, como se puede apreciar en la figura 1.1.24.

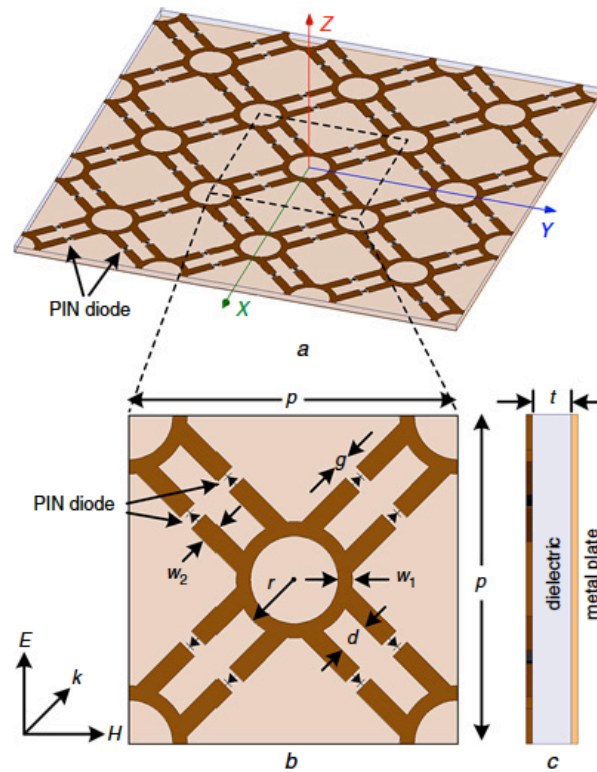


Figura 1.1.23 Geometría propuesta del absorbedor/reflector conmutable. (a) Vista de perspectiva. (b) Vista superior. (c) Vista lateral [19].

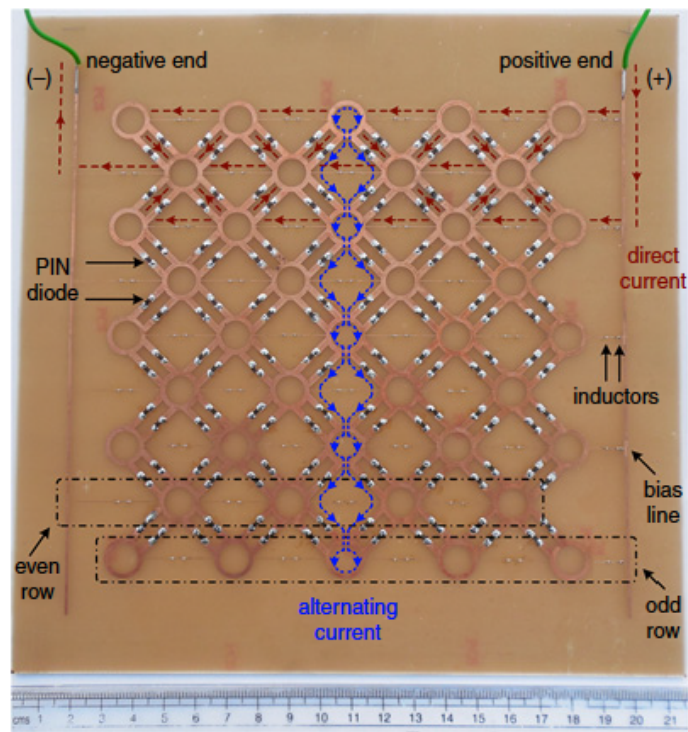


Figura 1.1.24 Imagen de la estructura fabricada. Las direcciones de flecha muestran el flujo de corriente a través de la muestra en estado ON [19].



## 1.2 Alcances de los arreglos reconfigurables

La investigación de los arreglos reconfigurables (superficies selectivas de frecuencia reconfigurables) que se han mencionado en el tema anterior, tema 1.1, se concentran en la tabla 1.2.1. En esta tabla se detallan las características más sobresalientes o importantes de estos desarrollos tecnológicos. Resumiendo así los avances y alcances que han ocurrido en el estado del arte de los arreglos reconfigurables; base fundamental en el desarrollo de este trabajo de tesis.

<i>Año</i>	<i>Artículo</i>	<i>Función objetivo en el desarrollo:</i>	<i>Banda de Operación [GHz]</i>	<i>Componentes de control en la celda de la Superficie Selectiva de Frecuencia</i>	<i>Número de capas en el arreglo</i>	<i>Resultados medidos obtenidos</i>
2009	[7]	Reflector de onda polarizada circularmente.	18.3 – 20.5	8 stubs ranurados cargados con 8 diodos PIN	1	Pérdidas de conversión menores que 1.5 dB con ángulo de reflexión de hasta 38°.
2010	[8]	Pasobanda.	30	Geometría de la celda y materiales.	4	Ancho de banda de 2.25 GHz, coeficiente pico de radiación del 47%.
2011	[9]	Supresor de polarización cruzada circular.	30	8 stubs ranurados cargados con 3 diodos PIN.	1	-8 dB con ángulo de reflexión - 31.5°.
2011	[10]	Desplazador de fase transmitivo.	12	1 diodo varactor, celdas y circuito pasivo adicional.	4 parches	Cambio en fase de hasta 392° con un diodo varactor con capacitancia de 152 fF.
2011	[11]	Filtro pasoalto. (Superficie Inductiva)	1 – 5	4 diodos PIN y arreglo de 2 inductores en vertical para polarización.	1	Ancho de banda en -10 dB: 1060 MHz – 420 MHz. Estabilidad de frecuencia central cerca de 2.4 GHz. Rechazo de frecuencia central $\geq$ 20 dB para la superficie de ensayo.
2012	[12]	Pasobanda.	8 – 12	Capacitores monolíticamente integrados.	1	Ángulos de incidencia: de 33.98° a 53.72°. Pérdidas de inserción: de -0.85 dB a -0.15 dB. Factor de calidad: de 52 a 147.
2012	[13]	Pasobanda.	9.84 – 11.80	16 stubs radiales con 8 RF-MEMS.	1	Coefficiente de reflexión de -10 dB, ancho de banda entre 0.9 GHz y 1.44 GHz. Frecuencias de Resonancia en: 9.65, 10.28, 10.83 y 12.05 GHz.
2014	[14]	Convertidor de polarización lineal a polarización circular.	25.5 – 36.5	Geometría de la celda y materiales.	4	Con un ángulo de incidencia de hasta 25° se tiene en la transmisión razones axiales menores a 3 dB. Relaciones axiales inferiores a 3 dB para ángulos de incidencia tan altos como 25° en el intervalo de frecuencia (25.5 GHz – 36.5 GHz)
2014	[15]	Pasobanda.	3 – 4.75	1 o 2 diodos varactores.	1	De 1.4 a 1.5 intervalo de sintonización de la frecuencia resonante. De -30 dB a -5 dB la magnitud del coeficiente de transmisión.

2014	[16]	Ángulo de reflexión.	1-88 – 3.07	2 diodos PIN y 1 diodo varactor.	1	Intervalo de fase analógica por encima de 270° en un intervalo de frecuencia del 50%, de 1.88 GHz a 3.07 GHz, con pérdidas planas de 0.8 dB. Para un intervalo de fase analógico de 180° la celda alcanza un intervalo de reconfiguración de frecuencia de 1 a 2. De -14 dB a -4 dB de profundidad.
2015	[17]	Ángulo de reflexión.	30 – 44	2 capacitores interdigitales de dos dedos.	1	Eficiencias de abertura de 0.60, 0.51, 0.42 y 0.21 junto con niveles de polarización cruzada de -25.8 dB, -24.0 dB, -17.8 dB y -10.9 dB para los arreglos reflectivos con ángulos de elevación de reflexión de 0°, 20°, 40° y 60°, respectivamente, a 36.5 GHz. Y para ciertos planos de exploración el nivel de polarización cruzada puede reducirse a -19 dB incluso para ángulos de elevación de reflexión $\theta_0$ tan altos como 60°.
2015	[18]	Baja polarización cruzada, banda ancha.	8 – 12	Geometría de la celda y materiales.	1	Frecuencia de operación [GHz] = 10.7. Ganancia [dB]: 23 Ganancia [1 dB]: 8 Ancho de banda [% ganancia 3 dB]: 17 Eficiencia [%]: 36
2016	[19]	Absorbedor / Reflector intercambiable con polarización independiente.	1 – 4	8 diodos PIN y arreglo horizontal de inductores para polarización. Geometría de la celda y materiales.	1	En estado OFF, la estructura tiene una inmersión de reflexión de banda estrecha a 2.41 GHz con un coeficiente de reflexión de -10.93 dB. En estado ON, tiene una reflexión completa.

Tabla 1.2.1 Recopilación de los alcances de los arreglos reconfigurables en el Estado del Arte.

Podemos concluir en esta primera parte del estado del arte que las superficies selectivas de frecuencia son generalmente estructuras periódicas que están conformadas de parches conductores o elementos de apertura; diseñados para reflejar, transmitir o absorber ondas electromagnéticas [3][21][22]. Entonces la función principal es dejar pasar o bloquear las ondas de ciertas frecuencias en el espacio libre, conociéndose en el mundo del electromagnetismo como filtros espaciales. Algunas aplicaciones importantes que incluyen las superficies selectivas de frecuencia incluyen la absorción de microondas, reducción de la sección transversal de radares (RCS), reducción de la interferencia electromagnética (EMI), radomos, aplicaciones de onda milimétrica y terahertz, entre otros. [21-23]. A lo largo del trabajo en esta área se han estudiado una amplia variedad de estrategias para mejorar las características de las superficies selectivas de frecuencia tradicionales; superficies selectivas de frecuencia con elementos activos, fractales y 3D son algunos enfoques que han adoptado los investigadores en los últimos años [24-28]. Para analizar eficazmente los diseños electromagnéticos basados en SSF se han utilizado métodos avanzados como el Método de Momentos (MoM), Método de Elementos Finitos (FEM) y Dominio de

Tiempo de Diferencia Finita (FDTD) con Condiciones Periódicas de Límites (PBCs) [29-32]. El rendimiento electromagnético de una SSF depende directamente del tipo de elemento que la constituyen, la geometría, el sustrato y el espaciamiento entre elementos [3]. Al diseñar estructuras electromagnéticas basadas en SSF se deben abordar varios desafíos importantes, como: la selección de SSF adecuadas, iteraciones, parámetros de sustrato y unidades de células dimensionales; que esto conlleva un análisis de su comportamiento electromagnético crítico.

### **1.3 Contribución a los arreglos reconfigurables.**

Los avances en los sistemas modernos de comunicación exigen nuevas estructuras impactadas por las SSF para satisfacer las exigencias electromagnéticas estrictas [20]. Recientemente, se ha observado un enorme crecimiento en el campo del diseño y análisis de las SSF para diferentes aplicaciones electromagnéticas.

Al analizar y diseñar una superficie selectiva de frecuencia reconfigurable en la banda X, basada en anillos metálicos con diodos varactores integrados: la contribución de este trabajo de tesis para los arreglos reconfigurables será una SSFR con características de alta rapidez de conmutación con bajas pérdidas de inserción para aplicaciones en sistemas de antenas. Además de poder mejorar la eficiencia espectral, incrementar la seguridad y obtener circuitos de alto factor de calidad. Con la inserción de los dispositivos de control (diodos pin, diodos varactores o interruptores MEMS) en la celda unitaria se aporta la reconfigurabilidad para modificar la respuesta del arreglo de forma rápida y confiable. Y por último, la contribución importante de tener una superficie de frecuencia reconfigurable con elementos tipo parche ofrecerá la ventaja de reducir los efectos de multitrayectoria en comparación con los elementos tipo ranura.

## **REFERENCIAS**

- [1] Clayton R. Paul. "Introduction to Electromagnetic Compatibility". Volumen 11. Wiley Series in Microwave and Optical Engineering. 1992. 784 páginas.
- [2] 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.
- [3] B. A. Munk, "Frequency Selective Surfaces: Theory and Design". New York: Wiley, 2000.
- [4] T. E. Esparza – Aguilar, "Superficies Selectivas de Frecuencia Conmutables para Aplicaciones Electromagnéticas de Edificios", (2014). Tesis de Maestría UNAM.

- [5] F. T. Ulaby, "Fundamentos de aplicaciones en electromagnetismo", Pearson – Prentice Hall, 2007.
- [6] S. Mener, R. Gillard, R. Sauleau, C. Cheymol, and P. Potier, "Design and Characterization of a CPSS – Based Unit-Cell for Circularly Polarized Reflectarray Applications", (2013). IEEE Transactions on Antennas and Propagation.
- [7] A. E. Martynyuk, J. Rodríguez – Zamudio, and N.A. Martynyuk, "Reflectarray aperture Three – Bit Spatial Phase Shifters: Mathematical Model and Technology of Fabrication", (2009). Antennas and Propagation 3rd European Conference On.
- [8] D.T. Mendoza – Rosales, A. E. Martynyuk, J. I. Martinez-Lopez, and J. Rodriguez – Cuevas , "Frecuency Selective surfaces aperture Ring – Slots loaded with Monolithically Integrated Capacitors", (2012). IET Microwaves, Antennas & Propagation.
- [9] A. E. Martynyuk, J. Rodríguez – Zamudio, and D. Fuentes – Zúñiga, "On Cross – Polarization in Spiraphase – Type Reflectarrays with Elements aperture Ring Slot with Loaded Stubs", (2011). Proceedings of the 5 th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP).
- [10] P. Padilla, A. Muñoz-Acevedo, M. Sierra-Castañer, and M. Sierra-Pérez. "Electronically reconfigurable transmitarray at Ku band for microwave applications", (2010) Antennas and Propagation, IEEE Transactions on 58, no. 8: 2571-2579.
- [11] P. S. Taylor, E.A. Parker, J.C. Batchelor. "An active Annular Ring Frequency Selective Surface", (2011). I IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 59, No. 9.
- [12] Ryan, G.M. Colan, M. R. Chaharmir, J. Shaker, J. R. Bray, Y. M. M. Antar, and A. Ittipiboon. "A wideband transmitarray using dual-resonant aperture square rings", (2010). Antennas and Propagation, IEEE Transactions on 58, no. 5: 1486-1493.
- [13] 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", (2012). Progress In Electromagnetics Research, 128: 419-440.
- [14] L. Martinez-Lopez, J. Rodriguez-Cuevas, J.I. Martinez-Lopez, and A. E. Martynyuk, "A Multilayer Circular Polarizer aperture Bisected Split-Ring Frequency Selective Surfaces", (2014) Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE.
- [15] Yu. N. Kazantsev, G. A. Kraftmaher, and V. P. Mal'tsev. "Controlled Bandpass Frequency – Selective Surfaces", (2014). Journal of Communications Technology and Electronics, Electrodynamics and Wave Propagation, Vol. 59.
- [16] D. Rodrigo, L. Jofre, and J. Perruisseau–Carrier. "Unit Cell for Frequency–Tunable Beamscanning Reflectarrays", (2013). IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 61.
- [17] J. Silva-Montero, J. I. Martinez-lopez, J. Rodriguez-Cuevas, A.E. Martynyuk. "Spiraphase- Type Reflectarray for Large Reflection Elevation Angles", (2015). IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 63.

- [18] Mahboobeh Mahmoodi, Somayyeh Chamaani. "Broadband, low-cost an low cross-polarisation dual linearly polarised reflectarray antenna", (2016). *IET Microw. Antennas Propag.*, 2016, Vol. 10, Iss. 9, pp. 917–925.
- [19] S. Ghosh, K.V. Srivastava. "Polarisation-independent switchable absorber/reflector", (2016). *Electronics Letters*, 23rd June 2016. Vol. 52 No. 13 pp. 1141–1143.
- [20] M. Yan, S. Qu, J. Wang, J. Zhang, H. Zhou, H. Chen, L. Zheng, "A miniaturized dual-band FSS with stable resonance frequencies of 2.4 GHz / 5 GHz for WLAN applications", *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* 13 (2014) 895-898.
- [21] B. A. Munk, "Frequency Selective Surfaces and Grid Arrays", Wiley, New York, 1995.
- [22] T. K. Wu, "Frequency-Selective Surface and Grid Array", Wiley, New York, 1995.
- [23] Y. Shang, S. Xiao, M. C. Tang, Y. Y. Bai, B. Wang, "Radar cross-section reduction for a microstrip patch antenna using PIN diodes". *IET Microw, Antennas Propag.* 6 (2012) 670-679.
- [24] A. L. P. S. Campos, E. E. C. Oliveira, "Design of miniaturized frequency selective surfaces using Minkowski island fractal", *J. Microw, Optoelectron, Electromagn, Appl.* 9 (2010) 43-49.
- [25] G. J. Kiani, K. L. Ford, K. P. Esselle, A. R. Welly, C. Panagawuwa, J. C. Batchelor, "Single layer bandpass frequency selective surface", *Microw. Opt. Technol. Lett.* 50 (2008) 2149-2151.
- [26] B. Li. Z. Shen. "Three-dimensional bandpass frequency-selective structure with multiple transmission zeros", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* 61 (2013) 3578-3589.
- [27] L. Li, Y. Li, Z. Wu, f. Huo, Y. Zhang, C. Zhao, "Novel polarization reconfigurable converter base don multilayer frequency-selective surfaces", *Proc. IEEE* 103 (2015) 1057-1070.
- [28] A. K. Rashid, B. Li, Z. Shen, "An overview of three-dimensional frequency-selective structures", *IEEE Antennas Propag. Mag.* 56 (2014) 43-67.
- [29] J. P. Gianvittorio, J. Romeu, S. Blanch, Y. Rahmat-Samil, "Self-similar pre-fractal frequency selective surfaces for multiband and dual polarized applications", *IEEE Trans. Antennas Propag.* 51 (2003) 3088-3096.
- [30] D. J. Kern, D. H. Werner, A. Monorchio, L. Lanuzza, M. J. Wilhelm, "The design synthesis of multi-band artificial magnetic conductors using high impedance frequency selective surfaces", *IEEE Trans. Antennas Propag.* 53 (2005) 8-17.
- [31] R. Panwar, S. Puthucheri, V. Agarwala, D. Singh, "Fractal frequency selective surface embedded thin broadband microwave absorber coatings using heterogeneous composites", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* 63 (2015) 2438-2448.
- [32] F. Yang, R. Rahmat-Samii, "Electromagnetic Band Gap Structures in Antenna Engineering", Cambridge Univ. Press, Cambridge, UK, 2009.

## CAPÍTULO 2. MARCO TEÓRICO DE LOS ARREGLOS RECONFIGURABLES.

### 2.1 Arreglos reconfigurables.

#### 2.1.1 Principio de operación de los arreglos reconfigurables.

Las Superficies Selectivas de Frecuencia (SSF) son por lo general estructuras periódicas que están compuestas de parches conductivos o elementos de abertura diseñados para reflejar, transmitir o absorber ondas electromagnéticas [1-3]. Un arreglo reconfigurable puede dejar pasar o bloquear las ondas electromagnéticas de ciertas frecuencias en el espacio libre.

A las SSF también se les conoce como filtros espaciales, en electromagnetismo. Sus aplicaciones en las frecuencias de microondas son principalmente para los sistemas de antenas. El estado del arte publica las propiedades básicas de estas estructuras en 1946, el nombre de superficies selectivas de frecuencias se dio posteriormente. En la década de 1960 empezó a orientarse la exactitud en el modelado de sus propiedades electromagnéticas, con gran ayuda de los trabajos en los arreglos de fase de ese tiempo. El proceso de crecimiento en el diseño y fabricación en esta área se fue dando gradualmente con la aparición de las computadoras digitales, mejores análisis y técnicas de medición de banda ancha. También, con la llegada de las misiones espaciales y antenas satelitales la utilidad de esta tecnología en las superficies selectivas de frecuencia ha sido un éxito su utilidad. La utilidad e importancia del análisis, diseño y fabricación de estas estructuras ha tenido un gran auge por la característica principal del filtrado de frecuencias.

Una SSF es un arreglo periódico de dos dimensiones de elementos tipo parches conductores en un sustrato dieléctrico o de elementos de aberturas sobre una pantalla metálica, como se representa en la figura 2.1.1.

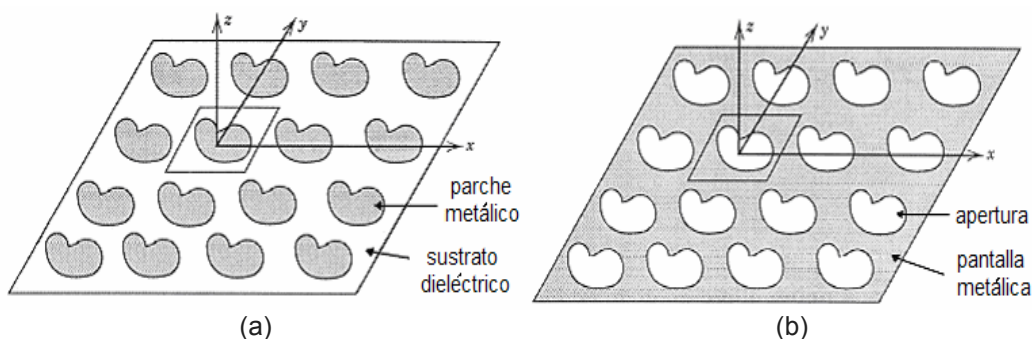


Figura 2.1.1.1 Superficie Selectiva de Frecuencia. a) Tipo parches conductores. b) Tipo aberturas. [2].

Las superficies selectivas de frecuencia (SSF) tienen un comportamiento elementalmente como un filtro electromagnético pasivo. La respuesta del coeficiente de transmisión de un arreglo con elementos tipo parche se ejemplifica en la figura 2.1.1.2, en este caso la estructura es transparente para las frecuencias que se encuentran dentro de su banda de paso, al mismo tiempo que las ondas incidentes de las frecuencias que se encuentran en la banda de rechazo son reflejadas. En este caso la resonancia es presentada debido a las corrientes inducidas en los elementos y la superficie actúa como una pantalla metálica en la frecuencia de resonancia. La respuesta del coeficiente de transmisión de un arreglo con elementos tipo apertura se ejemplifica en la figura 2.1.1.3. En este caso la fuerte concentración de campo en las aperturas a la frecuencia de resonancia va a determinar la respuesta pasobanda, haciendo que la estructura sea transparente para la onda incidente a dicha frecuencia [4].

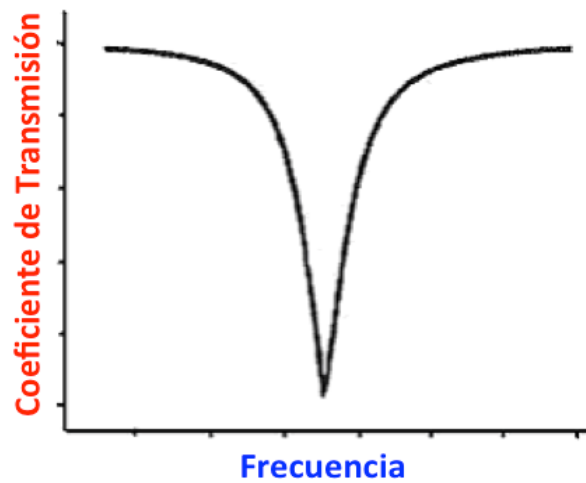


Figura 2.1.1.2 Coeficiente de transmisión de una SSF con elementos tipo Parche.

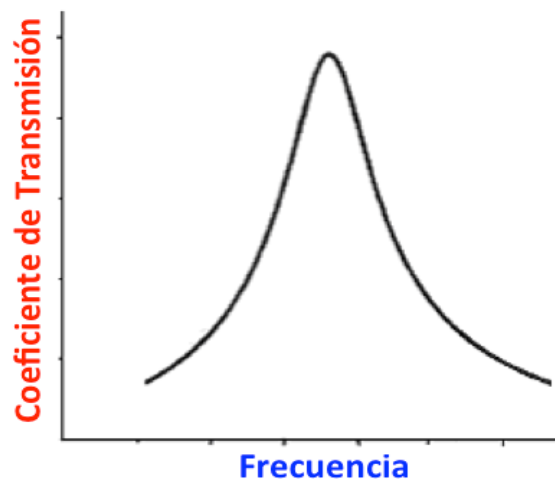


Figura 2.1.1.3 Coeficiente de transmisión de una SSF con elementos tipo Apertura.

En el caso particular de dos superficies selectivas de frecuencia con figuras iguales, con la diferencia que una está basada en elementos tipo parche y la otra basada en elementos tipo ranura, se obtendría una placa metálica completa; aquí se dice que las dos SSF son complementarias entre sí. Por lo que la transmisión de una SSF es igual a la reflexión de la otra SSF y viceversa. Esta respuesta complementaria ocurre solo si se considera una placa metálica infinita e infinitamente delgada, sin existencia de sustrato y el arreglo no es multicapa de superficies.

Las aplicaciones de las superficies selectivas de frecuencia que se han mencionado anteriormente han sido de gran utilidad, como los filtros electromagnéticos para sistemas reflectores de antenas, los radomos y estructuras que absorben la señal. Debido a todos los problemas con los que nos enfrentamos hoy en día sobre: la saturación de señales, las ondas electromagnéticas, la miniaturización de los dispositivos y la mejora en ellos; y a su vez, la necesidad de modificar la respuesta en frecuencia de la resonancia de la superficie, conviene o es necesario y ventajoso en muchos aspectos el desarrollo de esta tecnología. Las comunicaciones satelitales (una sola antena puede trabajar en dos bandas diferentes) y las redes locales inalámbricas (permiten aumentar la capacidad de usuarios en edificios grandes) son algunas aplicaciones que aprovechan esta reconfigurabilidad en las superficies selectivas de frecuencia.

La capacidad de que un arreglo sea reconfigurable es sumamente importante para aplicaciones en las que se necesite un cambio en la respuesta de la frecuencia y que sea con un solo tipo de arreglo sin afectar el comportamiento para el que está diseñado. A lo largo de la investigación de los arreglos reconfigurables se han propuesto superficies selectivas de frecuencia que implementan algún tipo de reconfigurabilidad mediante distintas técnicas, tales como:

- ✓ Agregar cargas variables.
- ✓ Cambios en la permeabilidad o permitividad del sustrato.
- ✓ Cambios en la conductividad de materiales.
- ✓ Movimiento mecánico de los elementos.
- ✓ Agregar interruptores mecánicos.

Cada una de estas técnicas, por ser distintas, alcanza diferentes grados en el ajuste y de libertad en el control de las SSF. Siendo compatibles con distintos tipos de elementos y desarrollándose en un estado en particular.

En el estado del arte se ha corroborado que el estudio de las superficies selectivas de frecuencia ha demostrado gran utilidad en diversas aplicaciones, ahí mencionadas. Los arreglos reconfigurables buscan ahora ampliar de manera significativa estas áreas de trabajo de las superficies selectivas de frecuencia. La reconfigurabilidad se logra con varios métodos que se han estado estudiando y desarrollando. El método que sea elegido dependerá directamente de la aplicación de la SSF y de las tecnologías de fabricación que se encuentran disponibles o estudiadas.



El ancho de banda y la frecuencia de resonancia son las dos características que cambian en la respuesta del arreglo reconfigurable, dependiendo directamente de la tecnología. Las técnicas más utilizadas en el presente para SSF en sustratos flexibles consisten en cargar la superficie con dispositivos de estado sólido o con dispositivos MEMS [5].

Entonces, como se ha descrito en la teoría de las superficies selectivas de frecuencia y considerando a los arreglos reconfigurables como parte de las mismas, las superficies selectivas de frecuencia capacitivas e inductivas son análogas a un filtro en la teoría de circuitos [9]. Esta operación de filtrado espacial, como se ha mencionado, se logra en virtud de sus dimensiones (forma, tamaño y periodicidad), las propiedades electromagnéticas del sustrato, el espesor de la superficie, entre otros [2][10].

Las superficies selectivas de frecuencia, basadas en su construcción física, el material con el que están construidas y su propia geometría, se pueden clasificar en cuatro tipos de filtros: pasoalto, pasobajo, pasobanda y parada de banda. Un principio que se puede utilizar para transformar una SSF tipo pasobajo a tipo pasoalto o de tipo banda a pasobanda y viceversa, es el principio de Babinet [10-12]. El filtro pasobajo es el que permite que las frecuencias más bajas pasen a través de los circuitos, mientras las frecuencias altas son bloqueadas. Una superficie selectiva de frecuencia de pasoalto puede ser el complemento de Babinet de una superficie selectiva de frecuencia de pasobajo, como se muestra en la figura 2.1.1.4.

Una superficie selectiva de frecuencia se comporta como un circuito RLC en serie o en paralelo, dependiendo de sus características de filtrado pasoalto y pasobajo. En la misma figura 2.1.1.4, se muestran los circuitos equivalentes y las respuestas de filtro correspondientes a las SSF de pasoalto y pasobajo. La resistencia (R) y la inductancia (L) pueden ser creados por los parches de la SSF, mientras que la capacitancia (C) es inducida por los espacios de la misma. El significado físico de los valores de capacitancia (C) e inductancia (L) de diferentes arreglos, se pueden entender mediante el uso de principios electrostáticos simples; como capacitancia de un condensador de placa paralelas e inductancia de dos hilos paralelos. Estas superficies capacitivas e inductivas se pueden combinar entre sí para producir cierta respuesta de filtro deseada. Teniendo en cuenta también que cualquier variación en las dimensiones de los arreglos provocará un cambio correspondiente a estos valores (capacitancia e inductancia) [13][14].

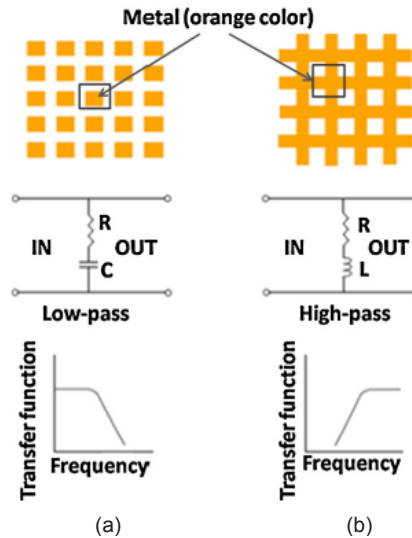


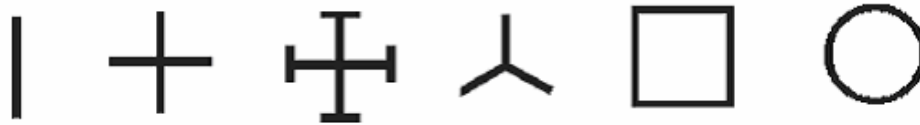
Figura 2.1.1.4 Estructuras periódicas que comprenden elementos complementarios (a) filtro pasabajo y (b) filtro pasoalto; con sus correspondientes circuitos equivalentes y respuestas de frecuencia. La matriz de parches muestra una respuesta capacitiva, mientras que la matriz de ranuras presenta una respuesta inductiva [2].

El principio de funcionamiento de las estructuras electromagnéticas avanzadas basadas en superficies selectivas de frecuencia las explica Munk en [2]. Cuando una superficie selectiva de frecuencia se expone a ondas electromagnéticas, las corrientes eléctricas se excitan en los elementos que la componen. La amplitud de las corrientes producidas depende de la fuerza del acoplamiento de energía entre la onda electromagnética y los elementos. La corriente actúa como una fuente electromagnética y produce un campo disperso. Este campo disperso, junto con incidentes de campo, constituyen el campo total en el espacio alrededor del arreglo. Se concluye entonces que, la respuesta de filtro requerida puede generarse basándose en los elementos de diseño (campos dispersos). El comportamiento de frecuencia del arreglo puede determinarse por la distribución de la corriente sobre la forma de los elementos que lo constituyen. Y en donde la propia corriente depende de la forma de los elementos del arreglo [2].

Las características de impedancia de las estructuras periódicas se pueden determinar utilizando dos métodos: la impedancia mutua o elemento a elemento de enfoque y la expansión de onda plana o el enfoque espectral [1][2]. El teorema de Floquet se puede utilizar para el diseño de estructuras periódicas basadas en superficies selectivas de frecuencia, este teorema establece que la solución tendrá la misma periodicidad [2][15][16].

### 2.1.2 Elementos en los arreglos reconfigurables.

Las formas de los elementos que constituyen los arreglos son diversas, las más estudiadas son: dipolo, dipolo cruz, cruz de Jerusalén, tripolo, lazo cuadrado y anillo, como se muestra en la figura 2.1.2.1.



Dipolo Dipolo Cruz Cruz de Jerusalén Tripolo Lazo Cuadrado Anillo  
 Figura 2.1.2.1 Diferentes elementos en las superficies selectivas de frecuencia (SSF) [2].

El nivel de polarización cruzada, ancho de banda, estabilidad de frecuencia de resonancia con respecto al ángulo de incidencia y la relación de separación entre frecuencias ( $f_r / f_t$ ), son los parámetros principales en el estudio de los elementos de los arreglos [3].

Según [2], se puede tener una clasificación por grupos de los elementos en los arreglos, de la siguiente manera:

1. Conectados en el centro N-polos: elementos rectos, de tres patas, anclas, cruz de Jerusalén, espiral cuadrada, entre otros.
2. Bucle: todo tipo de anillos (circulares, cuadrados, hexagonales, entre otros).
3. Interior Sólido: formas rellenas tipo parche.
4. Interior Vacío: formas vacías tipo ranura.
5. Combinaciones: cualquier tipo de elemento que no se encuentre dentro de los antes mencionados se pueden clasificar en este grupo.

La figura 2.1.2.2 representa la clasificación por grupos de los elementos en los arreglos antes detallada.

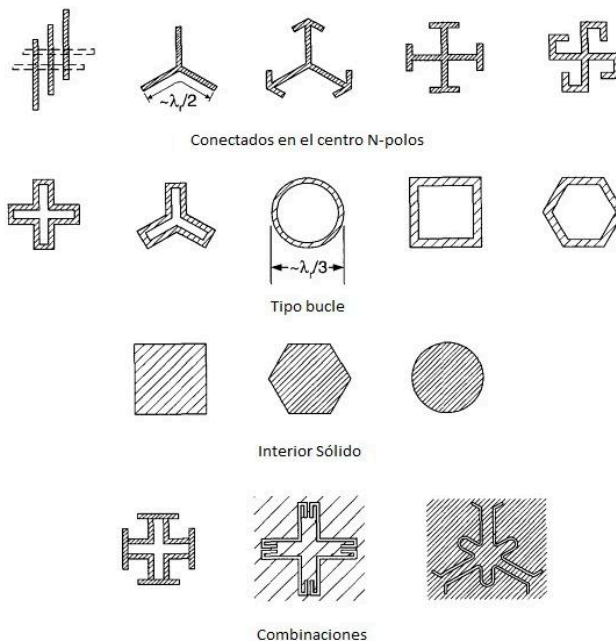


Figura 2.1.2.2 Clasificación por grupo de los elementos en un arreglo [2].

Otra forma en la que se pueden clasificar las superficies selectivas de frecuencia es por su periodicidad según [2], de la siguiente manera:

1. Ortogonal: ocurre cuando el eje  $y'$  y  $\Phi$  forman un ángulo de  $90^\circ$ . Cuando ocurre este tipo de periodicidad se le puede conocer también como: Arreglo Rectangular.
2. Oblicua: ocurre cuando el eje  $y'$  y  $\Phi$  forman un ángulo diferente a  $90^\circ$ . Cuando ocurre este tipo de periodicidad se le puede conocer también como: Arreglo Triangular.

Mostrado en la figura 2.1.2.3.

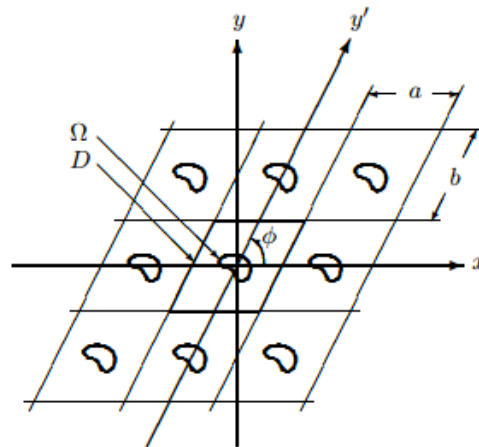


Figura 2.1.2.3 Clasificación por la periodicidad de un arreglo [2].

### 2.1.3 Arreglos reconfigurables basados en anillos metálicos.

Los arreglos reconfigurables basados en anillos metálicos tienen la función de responder como un filtro pasobanda, es decir, deja pasar todas las frecuencias excepto la frecuencia de resonancia. Como característica importante son sus bajas pérdidas de inserción, estrechos anchos de banda, soportan la polarización circular y su buena estabilidad con respecto al ángulo de incidencia.

Una superficie selectiva de frecuencia basada en anillos metálicos son un arreglo periódico infinito de anillos de metal colocados sobre un sustrato dieléctrico y con una separación uniforme entre sí. Como se ilustra en la figura 2.1.3.1.

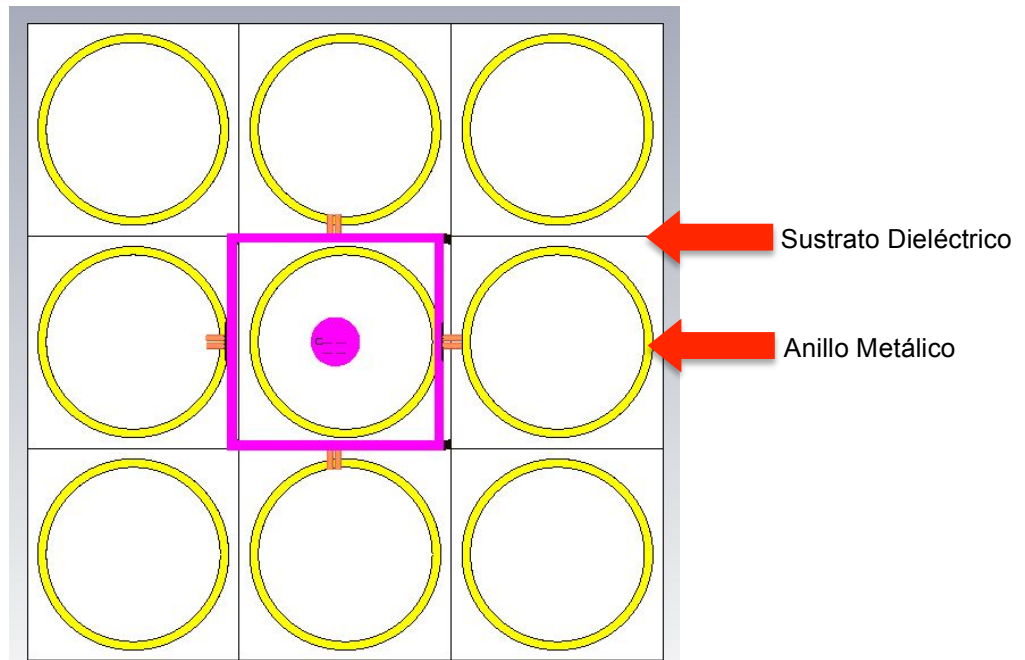


Figura 2.1.3.1 Superficie Selectiva de Frecuencia con elementos tipo parche (SSF).

Los arreglos periódicos infinitos tipo parche (anillos metálicos) son una superficie selectiva de frecuencia de un campo ampliamente estudiado. El comportamiento resonante de su coeficiente de transmisión es la propiedad en estudio. Esta resonancia sucede cuando el radio medio del anillo es aproximadamente igual a la longitud de onda de la señal incidente. A la frecuencia de resonancia, la SSF impide el paso de cualquier onda incidente.

Para facilitar el análisis y estudio de un arreglo, se ha demostrado que es de gran utilidad definir celdas o bloques de análisis más pequeños. En este caso, para una superficie selectiva de frecuencia es de gran ayuda analizar una celda unitaria, que mediante el uso de una herramienta computacional especializada, se pueda simular el comportamiento de un arreglo periódico infinito. Al definir esta celda unitaria se deben tener en cuenta los parámetros de diseño mostrados en la figura 2.1.3.2.

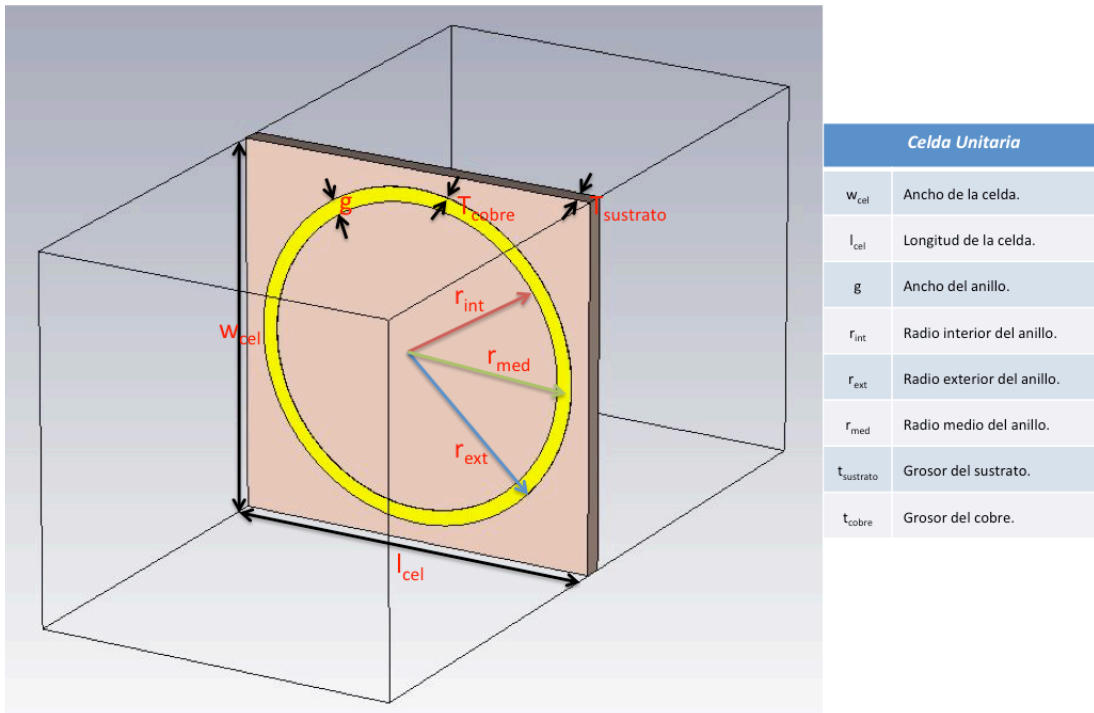


Figura 2.1.3.2 Celda Unitaria de una SSF.

Es necesario considerar estos parámetros de la celda unitaria, basándose en los requerimientos y las características que se quieran obtener del arreglo; ya sea enfocándose en la frecuencia central o en el ancho de banda. La respuesta de una superficie selectiva de frecuencia depende mayormente de las siguientes variables [2]:

- El radio medio del anillo.
- El ancho del anillo.
- El espesor del anillo.
- El espesor del dieléctrico.
- La permitividad del dieléctrico.
- La distancia entre los elementos.

#### 2.1.4 Cargas reactivas en los arreglos reconfigurables.

Para lograr un comportamiento reconfigurable en el arreglo, sería necesario cambiar el radio medio del anillo metálico; justamente para hacer el ajuste o cambio en la frecuencia de resonancia. Como este principio es complicado de lograr en la práctica, el cambio en la frecuencia de resonancia en el arreglo se puede lograr haciendo aperturas y añadiendo cargas reactivas (capacitivas, inductivas) a los anillos metálicos. Todo esto debido a la necesidad de modificar dinámicamente en tiempo real la respuesta de los arreglos.

Al agregar aperturas y cargas reactivas al anillo cambia la respuesta en su

frecuencia de resonancia permitiendo así mover o reubicar la respuesta del arreglo. La posición angular de las ranuras deberá ser la misma para todos los anillos resonadores del arreglo y estará determinada por un ángulo. Al incidir ondas planas, perpendiculares al plano del arreglo, éstas se verán afectadas por la presencia de las aperturas, se inducirán corrientes de microondas que proporcionen como resultado el aumento de la frecuencia de resonancia del arreglo. De igual manera, al cambiar la posición angular de las aperturas cambiará a su vez la frecuencia de resonancia del mismo arreglo [6].

En [7] se ha demostrado que al agregar aperturas o cortes al anillo se modifica la frecuencia de resonancia. A partir de la posición de éstas, la respuesta será diferente. Se pueden clasificar este tipo de aperturas en dos categorías:

- ✓ Aperturas Radiales: el anillo es seccionado mediante un corte con forma cilíndrica, generando dos o más anillos delgados.
- ✓ Aperturas Axiales: son removidos sectores o partes circulares o secciones rectangulares, formando secciones cilíndricas generalmente en pares.

Son justamente en estas aperturas donde se pueden montar las cargas reactivas para poder hacer de la superficie selectiva de frecuencia un arreglo reconfigurable. Los diodos PIN, los diodos varactores e incluso inductores variables poseen una impedancia variable que puede ser modelada como una carga reactiva. Al agregar este tipo de cargas reactivas en cada elemento de la superficie se logra modificar electrónicamente las características de reflexión en el arreglo, figura 2.1.4.1. Al utilizarse diodos varactores como capacitores variables se logra una superficie selectiva de frecuencia sintonizable electrónicamente [8].

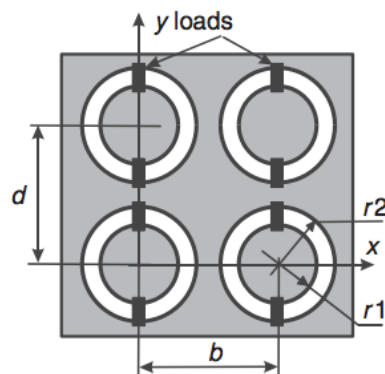


Figura 2.1.4.1 SSF con cargas reactivas (Arreglo Reconfigurable) [8].

En [8] podemos analizar que al incrementar la capacitancia (en las cargas reactivas), se produce una disminución en la frecuencia de resonancia del arreglo. Como se mencionó anteriormente, esta característica transforma la estructura en un arreglo reconfigurable sintonizable.

En la actualidad, existe la necesidad de afinar y alterar críticamente la respuesta de frecuencia de las superficies selectivas de frecuencia tradicionales (SSF

pasivas), esto con el fin de proporcionar una respuesta de frecuencia amplia. Una SSF pasiva es aquella en la que se diseñan geometrías de tipo apertura o parche en una hoja dieléctrica para que pase o detenga una frecuencia en particular. Su diseño y fabricación son fáciles y esto es una característica clave ventajosa, la desventaja es que no son reconfigurables. Las características electromagnéticas de las SSF pasivas se establecen en la fase de diseño y la única manera de cambiarlas es rediseñar y construir dicha estructura de nuevo.

Las superficies selectivas de frecuencia con propiedades electromagnéticas adaptables se conocen como superficies selectivas de frecuencia activas [17][18]. Las técnicas adaptativas no sólo introducen propiedades dinámicas, sino que también dan lugar a un control en tiempo casi real de tales propiedades. Una SSF activa hace que el tamaño del arreglo sea mucho más pequeño que una SSF pasiva. Una SSF no es más que un circuito LC en paralelo o en serie, para comportarse como un filtro de espacio libre, la incorporación de algunos elementos activos entre las geometrías tipo aperturas o tipo parche agregan más funcionalidad y reconfigurabilidad en el diseño, que es necesario para diversas aplicaciones prácticas. Las complejidades en el diseño y fabricación de estas estructuras son sólo un problema asociado con ellas.

Las diferentes aplicaciones que se han desarrollado de las superficies selectivas de frecuencia activas como antenas, radomos y aplicaciones de absorción de microondas, son con el fin de obtener un ancho de banda más amplio.

Las estructuras de absorción de microondas de respaldo metálico construidas de materiales dieléctricos o magnéticos tienen la característica de tener un ancho de banda estrecho. Es conocido también que, el ancho de banda de absorción se puede mejorar aumentando el espesor de la capa de revestimiento para los absorbentes de microondas, pero hay una existencia de un fuerte ancho de banda de compensación, lo que limita el uso de tales estructuras electromagnéticas. Es aquí donde las cargas reactivas son la clave principal para este trabajo de tesis, ya que la aplicación de estructuras de impedancia complejas adaptativas, en forma de arreglos reconfigurables con cargas reactivas, da como resultado un ancho de banda más amplio junto con un espesor de recubrimiento inferior en comparación con las superficies selectivas de frecuencia tradicionales.

La sintonización continua o discreta del nulo de reflexión en tiempo real sobre una banda de frecuencias amplia es un aspecto importante del diseño de las estructuras electromagnéticas inteligentes. Las SSF activas o arreglos reconfigurables con cargas reactivas se utilizan para conmutar la respuesta en frecuencia, de transmitir a reflejar, de cualquier estructura electromagnética [19-31]. Estas capacidades de modulación de una estructura son necesarias para el desarrollo de nuevas estructuras electromagnéticas inteligentes.

Anteriormente, dicho control se había mantenido empleando diferentes tipos de componentes dieléctricos, magnéticos y conductores en una estructura compuesta. Sin embargo en la actualidad, la conmutación entre modos de transmisión y reflexión a ciertas frecuencias puede realizarse con componentes



activos de montaje [27][28][31-40].

La tabla 2.1.4.1 muestra como la utilización de diodos: PIN, Varactores, Schottky, y dispositivos MEMS que se emplean comúnmente como elementos de conmutación para estructuras electromagnéticas activas basadas en superficies selectivas de frecuencia, en el intervalo de frecuencias de microondas.

<i>Artículos</i>	<i>Elemento de conmutación empleado</i>	<i>Frecuencia de Operación [GHz]</i>
[41]	Interruptores de encendido / apagado	0 – 20
[42]	Diodo Varactor	5 – 12
[43]	Galistán	7 – 13
[44]	Diodo p-n	1 – 3
[45]	Resistores y Capacitores	4 – 18
[46]	Geometría plegable	8 – 12
[47, 48]	Gotitas de metal líquidas	5- 14
[49]	Elemento de resorte resonador	3 – 4
[50]	Diodo Schottky	1 – 8
[51]	Puente MEMS	8.2 – 12.4
[52]	Diodo PIN	7 – 13
[53]	Varicap	1 – 6

Tabla 2.1.4.1 Visión general de las estructuras electromagnéticas activas basadas en SSF [54].

Una superficie selectiva de frecuencia cargada con un dispositivo semiconductor activo es una estructura ampliamente utilizada, ya que sus propiedades electromagnéticas son fáciles de manipular. Esta facilidad de manipulación surge del hecho de que la respuesta de frecuencia de las SSF dependen, como ya se ha mencionado anteriormente, de su geometría, dimensiones y periodicidad. Por esto, la frecuencia adaptativa apropiada para un intervalo de frecuencia deseado puede diseñarse escogiendo cuidadosamente todos los parámetros de diseño como la forma, la dimensión y la periodicidad de la SSF.

La carga de semiconductores es una de las técnicas eficientes para introducir la respuesta de frecuencia dinámica, debido a que es fácil aplicar una señal de control externa a dispositivos semiconductores. Otra característica sumamente importante de los dispositivos semiconductores es su tamaño pequeño, rápida velocidad y rentabilidad en comparación con los dispositivos controlados por ferrita, por citar un ejemplo. Por citar otro ejemplo, una mayor capacitancia del diodo domina para una superficie selectiva de frecuencia, compuesta por una matriz de dipolo cargada con diodos semiconductores; esto causará un aumento virtual en la longitud del dipolo, lo que da como resultado un desplazamiento hacia abajo de la frecuencia de resonancia.

Los trabajos de investigación también están explorando a los interruptores microelectromecánicos (MEMS), para la variación correspondiente en la celdas unitarias del arreglo. Esto debido a sus características ventajosas, tales como: alta velocidad de conmutación y bajo consumo de energía [51][56-58]. No obstante, estos conmutadores de estado sólido sufren un bajo aislamiento y no linealidad.

### **2.1.5 Arreglos reconfigurables: conmutables y sintonizables.**

Los arreglos reconfigurables pueden tener la función de ser conmutables y/o sintonizables, dependiendo de la carga reactiva que se utilice para su control, en este caso. La palabra conmutable significa cambio, mientras que la palabra sintonizable significa ajuste. En el caso de los arreglos reconfigurables, o superficies selectivas de frecuencia reconfigurables, en la parte conmutable son dispositivos capaces de filtrar señales a frecuencias específicas; modificando así este estado como consecuencia de agregar las cargas reactivas (elementos como diodos PIN, varactores o interruptores MEMS). Para el caso del arreglo reconfigurable sintonizable este se da debido a la carga reactiva que esta insertada en el mismo; con base al intervalo de operación del elemento activo, es como si se realizara un ajuste para que la frecuencia resonante coincida con la frecuencia de la onda que se quiere captar. Así obteniendo un barrido de frecuencias que se podrían sintonizar.

Los arreglos reconfigurables se han investigado ampliamente para poder superar diferentes propósitos específicos:

1. Minimizar las dimensiones de la celda unitaria en el arreglo.
2. Cambiar la frecuencia de resonancia del arreglo.
3. Obtener una respuesta multibanda en el arreglo.
4. Controlar electrónicamente las principales características del arreglo.

Solucionando así la necesidad de poder modificar dinámicamente la respuesta del arreglo en tiempo real. Las cargas reactivas son una manera de lograr el desvío de la frecuencia del arreglo. Al agregar estas cargas en cada elemento del arreglo, se permite modificar electrónicamente las características de reflexión. Al utilizar diodos varactores como capacitores variables es posible obtener un arreglo reconfigurable sintonizable electrónicamente [1][2][8][54].

### **2.1.6 Circuito de polarización en los arreglos reconfigurables.**

La polarización en los arreglos reconfigurables se consigue mediante la aplicación de una tensión de polarización a través de un número de líneas de polarización. El número de líneas de polarización generalmente depende de la geometría del elemento de la superficie selectiva de frecuencia, el arreglo reconfigurable en nuestro caso. El sesgo de estructuras activas basadas en superficies selectivas de frecuencia es un aspecto importante, se requiere un conjunto especial de circuitería para polarizar el componente activo incorporado en el arreglo

reconfigurable. La respuesta de impedancia de una superficie selectiva de frecuencia activa bajo condición de polarización es de naturaleza compleja, es decir, que tiene tanto pérdida como impedancia reactiva asociada con ella. La resistencia en serie de la SSF activa bajo una tensión de polarización cero es muy grande, lo que da lugar a una parte con pérdidas insignificante de la impedancia activa del arreglo. Sin embargo, la parte real de la impedancia aumenta con un incremento en la tensión de polarización. Bajo la condición de polarización, la parte reactiva de la impedancia del arreglo reconfigurable es de naturaleza resonante. La dependencia de voltaje de la impedancia reactiva se rige por la capacitancia de unión de los diodos utilizados en el arreglo reconfigurable [54].

Es importante tener en cuenta que en las superficies selectivas de frecuencia activas, en ciertos casos, una red de polarización a gran escala puede resultar en una degradación del rendimiento del arreglo en términos de selectividad y polarización, resultante de la interferencia de la señal. La complejidad de fabricación y el costo se elevan [49]. El consumo de la energía también es un factor importante a considerar en este tipo de estructuras electromagnéticas, mismo que se puede bajar reduciendo el número de elementos activos. Una opción para reducir drásticamente el número de elementos activos es empleando un arreglo activo de alta impedancia (HIS) [55]. En este caso particular, la carga convencional de un único varactor, para cada una de las celdas unitarias del arreglo, puede ser ignorado conectando los elementos del arreglo a una red de alimentación; situada detrás del plano de masa a través de vías metalizadas. Esta red de alimentación permite aplicar un solo varactor a un grupo de varias celdas. La trayectoria de alimentación está diseñada según las reglas clásicas de líneas microstrip, de tal manera que la distancia entre la posición original del diodo y la actual es igual a  $\lambda_g/2$ , donde  $\lambda_g$  representa la longitud de onda guiada a través de las líneas de microstrip. Haciendo de esta manera que la impedancia variable, debida al elemento activo, no será modificada por esta red.

### **2.1.7 Materiales en los arreglos reconfigurables.**

Existen técnicas de fabricación de las superficies selectivas de frecuencia que incluyen tecnología de recubrimiento de micromecanización y obleas, tecnología de circuitos impresos, litografía estándar y técnicas de unión de sustratos, técnica de micromecanización basada en SU-8 (epoxi), fotolitografía, deposición de película delgada y técnicas de despegue, impresión por inyección de tinta, evaporización del haz electrónico e impresión tridimensional (3-D) [54].

## **2.2 Aplicaciones de los arreglos reconfigurables en sistemas de antenas.**

La tabla 2.2.1 recopila una distribución bastante significativa de diferentes aplicaciones de las superficies selectivas de frecuencia, basadas en frecuencias: RF, microondas, ondas milimétricas y terahertz. Algunas otras aplicaciones prácticas incluyen la conmutación de haz, microondas de alta potencia pulsada,

radioastronomía, vidrio de ahorro de energía, lentes de microondas, recolección de energía y aplicaciones de satélites, entre otros [59-69].

<i>Artículos</i>	<i>Aplicaciones</i>
[70-80]	Aplicaciones de ondas en Terahertz.
[78][81-83]	Aplicaciones de onda milimétrica / sub-milimétrica.
[23][84][85]	Identificación de frecuencia de radio.
[21][25][31][86-106]	Comunicación inalámbrica, aplicaciones de blindaje, problemas EMI/EMC (Interferencia y compatibilidad electromagnética), cargador inalámbrico para electrónica portátil, transformación de polarización.

Tabla 2.2.1 Aplicaciones prácticas de las Superficies Selectivas de Frecuencia [54].

Las estructuras electromagnéticas activas basadas en superficies selectivas de frecuencia se han utilizado en la investigación de radomos, absorción de microondas (con el fin de obtener un ancho de banda más amplio) y haciendo énfasis en el tema de este trabajo de tesis: las aplicaciones en los sistemas de antenas.

El sistema de comunicación inalámbrica utiliza multibanda para realizar alta velocidad y gran capacidad. Hoy en día, las antenas para los sistemas modernos de comunicación son demandadas extensamente, tanto por la academia como por la industria. La frecuencia, la ganancia, el patrón de radiación y la polarización son parámetros de operación de la antena que pueden variar dependiendo de los requisitos del sistema. Para satisfacer las demandas, se puede adoptar una variedad de antenas, incluyendo las antenas fractales, activa/inteligente y metamateriales. El MAM y las SSF son componentes muy importantes para las antenas; pero a veces, el rendimiento de la radiación de la antena puede degradarse como resultado de los MAMs. Sin embargo, las superficies selectivas de frecuencia pueden desempeñar un papel activo y vital actuando como un radomo de banda o plano de tierra de bandas de las antenas.

Las estructuras electromagnéticas avanzadas basadas en SSF se han utilizado ampliamente para el aumento de ancho de banda de las antenas. En la tabla 2.2.2 se muestra una visión general de antenas basadas en superficies selectivas de frecuencia con detalles correspondientes del tipo de antena y la geometría de la SSF utilizados.

<i>Artículos</i>	<i>Tipo de SSF</i>	<i>Tipo de Antena</i>
[19][20][106-109]	SSF Activas	Dipolo, dirección del haz y antenas reconfigurables por patrón.
[110-113]	SSF Cruz (Cruz de Jerusalén)	Antena de apertura y transmitiva.
[112][114-118]	SSF Lazo (Cuadrado sencillo, Cuadrado doble)	Antenas de apertura, ranura, reflectarray y de comunicación satelital.
[119][120]	SSF Cilíndricos	Antena de barrido electrónico.
[101][121-124]	SSF Parche (Cuadrado)	Antenas multi-banda direccional (tri-banda), haz múltiple, parche microstrip y GNSS.
[125]	SSF Triple Banda	Antena de ranura triangular de banda X.
[77]	SSF Basado en Grafeno	Antena reconfigurable de onda fugas en terahertz.
[126]	SSF Parada de Banda	Antena de hongos.
[127]	SSF con Elemento Miniaturizado	Antena Arreglo Reflectivo.
[128]	SSF Metal Grueso	Antena plana de banda V.
[129]	SSF Periódica	Antena espiral de Archimedean.
[130]	SSF Capacitiva	Antena de cavidad resonante.

Tabla 2.2.2 Resumen de antenas basadas en SSF [54].

En general, las superficies selectivas de frecuencia, que actúan como un filtro de paso de banda, desvían la onda electromagnética incidente lejos de los dispositivos de detección. La selección de la forma adecuada de la SSF, las propiedades dieléctricas de los sustratos y la periodicidad son algunos factores importantes que deben ser considerados durante la fase de diseño. Recientemente, el nuevo tipo de antenas Archimedean utilizando SSF se ha reportado en [129][131][132]. Este es un tipo especial de antenas dependientes de la frecuencia que se emplean para producir radiación bidireccional polarizada circularmente con igual potencia en los hemisferios superior e inferior. Las antenas del sistema mundial de navegación por satélite (GNSS) también están recibiendo un interés considerable en las investigaciones, debido a sus posibles aplicaciones en los sistemas de navegación [123]. Las superficies selectivas de frecuencia también pueden ser utilizadas para controlar la anchura de haz de la antena [78][133][134]. En los últimos años, la reducción de la sección radar equivalente (RCS) de la antena, utilizando SSF también se han convertido en áreas de investigación clave para las comunidades científicas [126][134][135]. Se puede decir que las superficies selectivas de frecuencia desempeñan un papel sumamente importante en el desarrollo de antenas de banda ancha y de alta calidad [54].

## REFERENCIAS

- [1] B.A. Munk, "Frequency Selective Surfaces and Grid Arrays", Wiley, New York, 1995.
- [2] B.A. Munk, "Frequency Selective Surfaces: Theory and Design", Wiley, New York, 2000.
- [3] T.K. Wu, "Frequency-Selective Surface and Grid Array", Wiley, New York, 1995.
- [4] J. C Vardaxoglou, "Frequency Selective Surfaces –analysis and design. Research Studies Press, LTD.", Taunton, Somerset, Inglaterra. 1997.
- [5] Edalati, A.; Denidni, T.A., "Experimental investigation of a new reconfigurable sectoral antenna", Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), 2010 IEEE, pp.1-4, 11-17 July 2010.
- [6] Martynyuk, A.E.; Martinez Lopez, J.I.; Martynyuk, N.A., "Multilayered antenna arrays aperture loaded ring slot resonators", Antennas and Propagation Society International Symposium, 2002. IEEE , vol.4, pp. 236- 239, 2002.
- [7] Martynyuk, A.E.; Martinez Lopez, J.I., "Reflective antenna arrays aperture shorted ring slots", Microwave Symposium Digest, 2001 IEEE MTT-S International, vol.2, pp. 1379-1382, 2001.
- [8] A. E. Martynyuk, J.I. Martinez Lopez, and N. A. Martynyuk, "Active frequency-selective surfaces aperture loaded ring slot resonators," Electron. Lett. 6th January 2005 , vol.41, no.1.
- [9] A. Mudar, Al-Joumayly, N. Behdad, "A generalized method for synthesizing low-profile, band pass frequency selective surfaces with non-resonant constituting elements", IEE Trans. Antennas Propag. 58 (2010) 4033-4041.
- [10] R. Mittra, C. H. Chan, T. Cwik, "Techniques for analyzing frequency selective surfaces – A review", Proc. IEEE 76 (1988) 1593-1615.
- [11] S. W. Lee, G. Zarrillo, C. L. Law, "Simple formulas for transmission through periodic metal grids or plates", IEEE Trans. Antennas Propag. 30 (1982) 904-909.
- [12] R. Ulrich, "Far-infrared properties of metallic mesh and its complementary structure", Infrared Phys, 7 (1967) 37-55.
- [13] F. Costa, A. Monorchio, G. Manara, "Analysis and design of ultra-thin electromagnetic absorbers comprising resistively loaded high impedance surfaces", IEEE Trans. Antennas Propag. 58 (2010) 1551-1558.
- [14] A. K. Zadeh, A. Karisson, "Capacitive circuit method for fast and efficient design of wideband radar absorbers", IEEE Trans. Ant. Wave Propag. 57 (2009) 2307-2314.
- [15] K. Delihacoglu, "Chiral frequency selective surfaces comprised of multiple conducting strips per unit cell". IET Microw. Antennas Propag. 8 (2014) 621-626.

- [16] D. H. Werner, D. Lee, "Design of dual-polarised multiband frequency selective surfaces using fractal elements", *Electron. Lett.* 36 (2000) 487-488.
- [17] B. Chambers, K. L. Ford, "Topology for tunable radar absorbers", *Electron. Lett.* 36 (2000) 1304-1306.
- [18] K. L. Ford, B. Chambers, "Smart microwave absorber", *Electron. Lett.* 36 (2000) 50-52.
- [19] D. Cure, T. M. Weller, F. A. Miranda, "Study of a low-profile 2.4 GHz planar dipole antenna using a high-impedance surface with 1-D varactor tuning", *IEEE Trans. Antennas Propag.* 61 (2013) 506-515.
- [20] D. Cure, T. M. Weller, T. Price, , F. A. Miranda, F. W. Van Keuls, "Low-profile tunable dipole antenna using barium strontium titanate varactors", *IEEE Trans. Antennas Propag.* 62 (2014) 1185-1193.
- [21] K. I. Ford, J. Roberts, S. Zhou, G. Fong, J. Rigelsford, "Reconfigurable frequency selective surface for use in secure electromagnetic buildings", *Electron. Lett.* 49 (2013) 1-2.
- [22] Kiani, G. I., K. L. Ford, L. G. Olsson, K. P. Esselle, and C. J. Panagamuwa, "Switchable frequency selective surface for reconfigurable electromagnetic architecture of buildings," *IEEE Trans. On Antennas and Propag.*, Vol. 58, No. 2, 581-584, 2010.
- [23] A. Lazaro, A. Ramos, D. Girbau, R. Villarino, "A novel UWB RFID tag using active frequency selective surface", *IEEE Trans. Antennas Propag.* 61 (2013) 1155-1165.
- [24] B. Sanz-Izquierdo, E. A. Parker, J. B. Robertson, J. C. Batchelor, "Tuning technique for active FSS arrays", *Electron. Lett.* 45 (2009) 1-2.
- [25] B. Sanz-Izquierdo, E. A. Parker, J. B. Robertson, "Switchable frequency selective slot arrays", *IEEE Trans. Antennas Propag.* 59 (2011) 2728-2731.
- [26] P.S. Taylor, E.A. Parker, J.C. Batchelor. "An active Annular Ring Frequency Selective Surface", (2011). *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 59, No. 9. 3265-3271.
- [27] A. Tennant, B. Chambers, "Adaptative radar absorbing structure with PIN diode controlled active frequency selective surface", *Smart Mater. Struct.* 13 (2004) 122-125.
- [28] A. Tennant, B. Chambers, "A single-layer tuneable microwave absorber using an active FSS", *IEEE Microwave. Wirel. Compon. Lett.* 14 (2004) 46-47.
- [29] W. Xu, S. Sonkusale, "Microwave diode switchable metamaterial reflector/absorber", *Appl. Phys. Lett.* 103 (2013) 031902.
- [30] L. Zhang, G. Yang, Q. Wu, J. Hua, "A novel active frequency selective surface with wideband running range for EMC purpose", *IEEE Trans. Magn.* 48 (2012) 4534-4537.
- [31] Q. Zhang, Z. Shen, J. Wang, K. S. Lee, "Design of a switchable microwave absorber", *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* 11 (2012) 1158-1161.

- [32] L. Boccia, I. Russo, G. Amendola, G. Di Massa, "Tunable frequency-selective surfaces for beam-steering applications", *Electron. Lett.* 45 (2009) 1-2.
- [33] B. Chambers, "Degradation in performance of active radar absorbent material due to cumulative element failure", *IET Radar Sonar Navig.* 2 (2008) 404-409.
- [34] K. ElMahgoub, F. Yang, A. Z. Elsherbeni, "Design of novel reconfigurable frequency selective surfaces with two control techniques", *Prog. Electromagn. Res. C* 35 (2013) 135-145.
- [35] P. N. Kaleeba, A. Tennant, B. Chambers, "Measured performance of active radar absorber with either DC or modulated current control", *Electron. Lett.* 41 (2005) 1-2.
- [36] M. Khosravi, M. S. Abrishamian, "Reduction of monostatic RCS by switchable FSS elements", *PIERS Online* 3 (2007) 770-773.
- [37] C. Mias, "Waveguide and free-space demonstration of tunable frequency selective surface", *Electron. Lett.* 39 (2003) 850-852.
- [38] C. Mias, J. Haur, A. Yap, "Varactor tunable high impedance surface with a resistive-lumped-element biasing grid", *IEEE Trans. Antennas Propag.* 55 (2007) 1955-1962.
- [39] B. Sanz-Izquierdo, E. A. Parker, J. B. Robertson, J. C. Batchelor, "Tuning patch-form FSS", *Electron. Lett.* 46 (2010) 1-2.
- [40] B. Sanz-Izquierdo, E. A. Parker, "Dual polarized reconfigurable frequency selective surfaces", *IEEE Trans. Antennas Propag.* 62 (2014) 764-771.
- [41] J. A. Bossard, D. H. Werner, T. S. Mayer, R. P. Drupp, "Novel design methodology for reconfigurable frequency selective surfaces using genetic algorithms", *IEEE Trans. Antennas Propag.* 53 (2005) 1390-1400.
- [42] F. Bayatpur, K. Sarabandi, "Design and analysis of a tunable miniaturized-element frequency-selective surface without bias network", *IEEE Trans. Antennas Propag.* 58 (2010) 1214-1219.
- [43] M. Li, B. Yu, N. Behdad, "Liquid-tunable frequency selective surface", *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.* 20 (2010) 423-425.
- [44] E. Zareian-Jahromi, J. Khalilpour, "Analysis of a freesanding frequency selective surface loaded with a non-linear element", *J. Electromagn. Waves Appl.* 25 (2011) 247-255.
- [45] Q. Chen, J. J. Jiang, X. X. Xu, Y. He, L. Chen, B. Sun, S. W. Bie, L. Zhang, "Thin and broadband electromagnetic absorber design using resistors and capacitors loaded frequency selective surface", *J. Electromagn. Waves Appl.* 26 (2012) 2102-2111.
- [46] K. Fuchi, J. Tang, B. Crowgey, A. R. Diaz, E. J. Rothwell, R. O. Ouedraogo, "Origami tunable frequency selective surfaces", *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* 11 (2012) 473-475.
- [47] M. Li, N. Behdad, "Fluidically tunable frequency selective surface", *IEEE Microw.*



Wirel. Compon. Lett. 20 (2010) 423-425.

[48] M. Li, N. Behdad, "A third-order bandpass frequency selective surface with a tunable transmission null", *IEEE Antennas Propag.* 60 (2012) 2109-2113.

[49] S. N. Azemi, K. Ghorbani, E. S. T. Rowe, "A reconfigurable FSS using a spring resonator element", *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* 12 (2013) 781-784.

[50] F. Deng, X. Xi, J. Li, F. Ding, "A method of designing a field-controlled active frequency selective surface", *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* 14 (2015) 630-633.

[51] M. Safari, C. Shafai, L. Shafai, "X-band tunable frequency selective surface using MEMS capacitive loads", *IEEE Trans. Antennas Propag.* 63 (2015) 1014-1021.

[52] H. Fabian-Gongara, A. E. Martynyuk, J. Rodriguez-Cuevas, J. I. Martinez-Lopez, "Active dual-band frequency selective surfaces with close band spacing aperture switchable ring slots", *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.* 25 (2015) 606-608.

[53] D. Ferreira, I. Cuinas, R. F. S. Caldeirinha, T. R. Fernandes, "Dual-band single-layer quarter ring frequency selective surface for Wi-Fi applications", *IET Microw. Antennas Propag.* 10 (2016) 435-441.

[54] R. Panwar, J. R. Lee, "Progress in frequency selective surface-based Smart electromagnetic structures: A critical review", *Aerospace Science and Technology Lett.* 66 (2017) 216-234.

[55] F. Costa, A. Monorchio, G. P. Vastante, "Tunable high impedance surface with a reduced number of varactors", *IEEE Antennas Propag. Lett.* 10 (2011) 11-13.

[56] G. M. Coutts, R. R. Mansour, S. K. Chaudhuri, "Microelectromechanical systems tunable frequency selective surfaces and electromagnetic bandpass structures rigid-flex substrates", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* 56 (2008) 1737-1746.

[57] B. Schoenlinner, A. A. Abbaspour-Tamijani, L. C. Kempel, G. M. Rebeiz, "Switchable low loss RF MEMS Ka-band frequency selective surface", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* 52 (2004) 2474-2481.

[58] J. M. Zendejas, J. P. Gianvittorio, Y. Yahya Rahmat-Samii, J. W. Judy, "Magnetic MEMS reconfigurable frequency selective surfaces", *J. Microelectromech. Syst.* 15 (2006) 613-623.

[59] M. Al-Joumayly, N. Behdad, "Wideband planar microwave lenses using sub-wavelength spatial phase shifters", *IEEE Trans. Antennas Propag.* 59 (2011) 4542-4552.

[60] J. H. Barton, C. R. Garcia, E. A. Berry, R. G. May, D. T. Gray, R. C. Rumpf, "All-dielectric frequency selective surface for high power microwaves", *IEEE Trans. Antennas Propag.* 62 (2014) 3652-3656.

[61] M. R. Chaharmir, J. Shaker, "Design of a multilayer X-/Ka-band frequency selective surface-backed reflectarray for satellite applications", *IEEE Trans. Antennas Propag.* 63 (2015) 1255-1262.

- [62] A. Edalati, T. A. Denidni, "Frequency selective surfaces for beam-switching applications", *IEEE Trans. Antennas Propag.* 61 (2013) 195-200.
- [63] W. E. Horne, M. D. Morgan, W. P. Horne, V. S. Sundaram, "Frequency selective surface bandpass filters applied to thermophotovoltaic generators, in: Proceedings of Thermophotovoltaic Generation of Electricity 6th Conference on Thermophotovoltaic Generation of Electricity", vol 738, 2004, pp. 189-197.
- [64] S. Keyrouz, G. Perotto, H. J. Visser, "Frequency selective surface for radio frequency energy harvesting applications", *IET Microw, Antennas Propag.* 8 (2014) 523-531.
- [65] G. I. Kiani, L. G. Olsson, A. Karisson, K. P. Esselle, M. Nilsson, "Cross-dipole bandpass frequency selective surface for energy-saving glass used in buildings", *IEEE Trans. Antennas Propag.* 59 (2011) 520-525.
- [66] M. Li, N. Behdad, "Frequency selective surfaces for pulsed high-power microwave applications", *IEEE Trans. Antennas Propag.* 61 (2013) 195-200.
- [67] M. Li, M. A. Al-Joumayly, N. Behdad, "Broadband true-time-delay microwave lenses aperture miniaturized element frequency selective surfaces", *IEEE Trans. Antennas Propag.* 61 (2013) 1166-1179.
- [68] M. Li, N. Behdad, "Wideband true-time-delay microwave lenses aperture metallo-dielectric and all-dielectric lowpass frequency selective surfaces", *IEEE Trans. Antennas Propag.* 61 (2013) 4109-4119.
- [69] I. Yoshihisa, T. Takano, "Frequency selective surfaces for radio astronomy", *Exp. Astron.* 2 (1991) 123-136.
- [70] K. Chen, Z. Li, J. Liu, R. Duan, Y. Wang, W. Zhang, B. Cai, L. Chen, Y. Zhu, "A study of FSS in terahertz range for polarization modulation purpose", *IEEE Photonics Technol. Lett.* 25 (2013) 1613-1615.
- [71] A. Ebrahimi, S. Nirantar, W. Withayachumnankul, M. Bhaskaran, S. Siriam, S. F. Al-Sarawi, D. Abbott, "Second-order terahertz bandpass frequency selective surface with miniaturized elements", *IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol.* 5 (2015) 761-769.
- [72] Y. Guo, T. Zhang, W. Y. Yin, X. H. Wang, "Improved hybrid FDTD method for studying tunable graphene frequency-selective surfaces (GFSS) for THz-wave applications", *IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol.* 5 (2015) 358-367.
- [73] S. Mahashabde, A. S. Sobolev, M. A. Tarasov, G. E. Tsydynzhapov, L. S. Kuzmin, "Planar frequency selective bolometric array at 350 GHz", *IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol.* 5 (2015) 37-43.
- [74] S. Mahashabde, A. S. Sobolev, A. Bengtsson, D. Andren, M. A. Tarasov, M. Salatino, P. Bernardis, S. Masi, L. S. Kuzmin, "A frequency selective surface based focal plane receiver for the OLIMPO balloon-borne telescope", *IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol.* 5 (2015) 145-152.
- [75] V. Sanphuang, W. G. Yeo, J. L. Volakis, N. K. Nahar, "THz transparent metamaterials for enhanced spectroscopic and imaging measurements", *IEEE Trans. Terahertz Sci.*

Technol. 5 (2015) 117-123.

[76] J. Sanz-Fernandez, E. Saenz, P. D. Maagt, "A circular polarization selective surface for space applications", *IEEE Trans. Antennas Propag.* 63 (2015) 2460-2470.

[77] X. C. Wang, W. S. Zhao, J. Hu, W. Y. Yin, "Reconfigurable terahertz leaky-wave antenna using graphene-based high-impedance surface", *IEEE Trans. Nanotechnol.* 14 (2015) 62-69.

[78] Y. Wang, B. Yang, Y. Tian, R. S. Donnan, M. J. Lancaster, "Micromachined thick mesh filters for millimeter-wave and terahertz applications", *IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol.* 4 (2014) 247-253.

[79] S. Wilbert, M. P. Hokmabadi, P. Kung, S. M. Kim, "Equivalent-circuit interpretation of the polarization insensitive performance of THz metamaterial absorbers", *IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol.* 3 (2013) 846-850.

[80] B. G. Xia, D. H. Zhang, J. Meng, J. Huang, C. F. Yao, J. S. Zhang, "Terahertz FSS for space borne passive remote sensing application", *Electron. Lett.* 49 (2013) 1398-1399.

[81] R. Cahill, I. M. Sturland, J. W. Bowen, E. A. Parker, A. C. de Lima, "Frequency seplexing", *Int. J. Infrared Millim. Waves* 14 (1993) 1769-1788.

[82] A. V. Koz'min, "Quasi-optical duplexer with a frequency-selective surface for millimeter-wave receiver", *Radiophys. Quantum Electron.* 46 (2003) 713-716.

[83] Z. Shen, N. Ito, E. Sakata, C. W. Domier, Y. Liang, N. C. Luhmann Jr., A. Mase, "Frequency selective surface notch filter for use in a millimeter wave imaging system", *Proc. IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Albuquerque, 2006*, pp. 4191-4194.

[84] F. Costa, S. Genovesi, A. Monorchio, G. Manara, "A robust differential-amplitude codification for chipless RFID", *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.* 35 (2015) 832-834.

[85] M. A. Islam, N. C. Karmakar, "Compact printable chipless RFID systems", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* 63 (2015) 3785-3793.

[86] C. N. Chiu, Y. C. Chang, H. C. Hsieh, C. H. Chen, "Suppression of spurious emissions from a spiral inductor through the use of a frequency selective surface", *IEEE Trans. Electromagn. Compat.* 52 (2010) 56-63.

[87] Y. Han, Y. M. Liu, P. Jin, B. Liu, J. Ma, J. B. Tan, "Optical-transparent Wi-Fi bandpass meshcoated frequency selective surface", *Electron. Lett.* 50 (2014) 381-383.

[88] F. Huang, C. Chiu, T. Wu, Y. P. Chiou, "A circular-ring miniaturized-element metasurface with many good features for frequency selective shielding applications", *IEEE Trans. Electromagn. Compat.* 57 (2015) 365-374.

[89] F. Huang, C. Chiu, T. Wu, Y. P. Chiou, "Very closely located dual-band frequency selective surfaces via identical resonant elements", *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* 14 (2015) 414-417.

- [90] X. G. Huang, Z. Shen, Q. Y. Feng, B. Li, "Tunable 3-D bandpass frequency-selective structure with wide tuning range", *IEEE Antennas Propag.* 63 (2015) 3297-3300.
- [91] Raspopoulos, M. And S. Stavrou, "Frequency selective buildings through frequency selective surfaces," *IEEE Trans. On Antennas and Propag.*, vol. 59, no. 8, 2998-3005, 2011.
- [92] M. Kashanianfard, K. Sarabandi, "Metamaterial inspired optically transparent band-selective ground planes for antenna applications", *IEEE Trans. Antennas Propag.* 61 (2013) 4624-4631.
- [93] D. H. Kim, J. H. Yeo, J. I. Chol, "Compactspatial triple-band-stop filter for celular/PCS/IMT-2000 systems". *ETRI J.* 30 (2008) 299-737.
- [94] P. C. Kim, D. G. Lee, L. S. Seo, G. H. Kim, "Nanocomposite stealth radomes with frequency selective surfaces", *Compos. Struct.* 86 (2008) 299-305.
- [95] T. R. S. Kumar, C. Venkatesh, P. Salil, B. Subbarao, "Transmission line approach to calculate the shielding effectiveness of an enclosure with aperture-layer frequency selective surface", *IEEE Electromagn. Compat.* 57 (2015) 1736-1739.
- [96] D. Kwon, T. Yeo, K. Oh, J. Yu, W. Lee, "Dual resonance frequency selective loop of near-field wireless charging and communications systems for portable device", *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.* 25 (2015) 624-626.
- [97] Y. Li, L. Li, Y. Zhang, C. Zhao, "Design and synthesis of multilayer frequency selective surface base don antenna-filter-antenna using Minkowski fractal structures", *IEEE Trans. Antennas Propag.* 63 (2015) 133-141.
- [98] I. L. Morrow, P. Thomas, "Compact frequency selective surface for polarisation transform", *Electron. Lett* 50 (2014) 64-65.
- [99] R. Natarajan, M. Kanagasabai, S. Baisakhiya, R. Sivasamy, s. K. Palaniswamy, J. K. Pakkathillam, "A compact frequency selective surface with stable response for WLAN applications", *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* 12 (2013) 718-720.
- [100] J. Roberts, K. L. Ford, J. M. Rigelsford, "Secure electromagnetic buildings using slow phase-switching frequency-selective surfaces", *IEEE Trans. Antennas Propag.* 64 (2016) 251-261.
- [101] H. So, A. Ando, T. Seki, M. Kawashima, T. Sugiyama, "Directional multi-band antenna employing frequency selective surfaces". *Electron. Lett.* 49 (2013) 1-2.
- [102] I. S. Syed, Y. Ranga, L. Matekovits, K. P. Esselle, S. G. Hay, "A single-layer frequency-selective surface for ultrawideband electromagnetic shielding", *IEEE Trans. Electromagn. Compat.* 56 (2014) 1404-1411.

- [103] P. S. Taylor, E.A. Parker, J.C. Batchelor. "An active Annular Ring Frequency Selective Surface", (2011). IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 59, No. 9.
- [104] E. Unal, A. Gokcen, Y. Kutlu, "Effective electromagnetic shielding", IEEE Microw. Mag. 7 (2006) 48-54.
- [105] P. Wu, F. Bai, Q. Xue, X. Liu, S. Y. R. Hui, "Use of frequency-selective surface for suppressing radio-frequency interference from wireless charging pads", IEEE Trans. Ind. Electron. 61 (2014) 3969-3977.
- [106] L. Zhang, Q. Wu, T. A. Denidni, "Electronically radiation pattern steerable antennas using active frequency selective surfaces", IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett. 12 (2013) 6000-6007.
- [107] M. Bouslama, M. Traii, T. A. Denidni, A. Charsallah, "Beam-switching antenna with a new reconfigurable frequency selective surface", IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett. 15 (2016) 1159-1162.
- [108] S. M. Mahmood, T. A. Denidni, "Pattern-reconfigurable antenna using a switchable frequency selective surface with improved bandwidth", IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett. 15 (2016) 1148-1151.
- [109] W. Pan, C. Huang, P. Chen, M. Pu, C. Ma, X. Luo, "A beam steering horn antenna using active frequency selective surface", IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett. 12 (2013) 6218-6223.
- [110] A. H. Abdelrahman, A. Z. Elsherbeni, F. Yang, "Transmission phase limit of multilayer frequency-selective surfaces for transmitarray designs", IEEE Trans. Antennas Propag. 62 (2014) 690-697.
- [111] A. H. Abdelrahman, A. Z. Elsherbeni, F. Yang, "Transmitarray antenna design using cross-slot elements with no dielectric substrate", IEEE Trans. Wirel. Propag. Lett. 13 (2014) 177-180.
- [112] K. Agarwal, Nasimuddin, A. Alphones, "Unidirectional wideband circularly polarised aperture antennas backed with artificial magnetic conductor reflectors", IET Microw. Antennas Propag. 7 (2013) 338-346.
- [113] M. N. JZI, M. R. Chaharmir, J. Shaker, A. R. Sebak, "Broadband transmitarray antenna design using polarization-insensitive frequency selective surfaces", IEEE Trans. Antennas Propag. 64 (2016) 99-108.

- [114] A. Edalati, K. Sarabandi, "Reflectarray antenna based on grounded loop-wire miniaturized-element frequency selective surfaces", *IET Microw. Antennas Propag.* 8 (2014) 973-979.
- [115] A. Edalati, K. Sarabandi, "Wideband, wideangle, polarization independent RCS reduction using nonabsorptive miniaturized-element frequency selective surfaces", *IEEE Trans. Antennas Propag.* 62 (2014) 747-754.
- [116] S. Genovesi, F. Costa, A. Monorchio, "Wideband radar cross section reduction of slot antennas arrays", *IEEE Trans. Antennas Propag.* 62 (2014) 163-173.
- [117] T. Smith, U. Gothelf, O. S. Kim, O. Breinbjerg, "An FSS-backed 20/30 GHz circularly polarized reflectarray for a shared aperture L- and Ka-band satellite communication antenna", *IEEE Trans. Antennas Propag.* 62 (2014) 661-668.
- [118] A. Tayebi, J. Tang, P. R. Paladhi, L. Udpa, S. S. Udpa, E. J. Rothwell, "Dynamic beam shaping using a dual-band electronically tunable reflectarray antenna", *IEEE Trans. Antennas Propag.* 63 (2015) 4534-4539
- [119] B. Liang, B. Sanz-Izquierdo, E. A. Parker, J. C. Batchelor, "Cylindrical slot FSS configuration for beam-switching applications", *IEEE Trans. Antennas Propag.* 63 (2016) 166-173.
- [120] M. Niroo-Jazzi, T. A. Denidni, "Electronically sweeping-beam antenna using a new cylindrical frequency-selective surface", *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* 12 (2013) 666-676.
- [121] S. M. A. M. H. Abadi, M. Li, N. Behdad, "Harmonic-suppressed miniaturized-element frequency selective surfaces with higher order bandpass responses", *IEEE Trans. Antennas Propag.* 62 (2014) 2562-2571.
- [122] S. M. A. M. H. Abadi, M. Li, N. Behdad, "Design of wideband FSS-based multibeam antennas using the effective medium approach", *IEEE Trans. Antennas Propag.* 62 (2014) 5557-5564.
- [123] F. Khosravi, H. Moghadas, P. Mousavi, "A GNSS antenna with a polarization selective surface for the mitigation of low-angle multipath interference", *IEEE Trans. Antennas Propag.* 63 (2015) 5287-5295.
- [124] Y. Liu, Y. Hao, H. Wang, K. Li, S. Gong, "Low RCS microstrip patch antenna using frequency-selective surface and microstrip resonator", *IEEE Trans. Antennas Wirel. Propag. Lett.* 14 (2015) 1290-1293.

- [125] E. Moharamzadeh, A. M. Javan, "Triple-band frequency-selective surfaces to enhance gain of X-Band triangle slot antenna", *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* 12 (2013) 1145-1148.
- [126] Y. Jia, Y. Liu, H. Wang, K. Li, S. Gong, "Low-RCS, high-gain, and wideband mushroom antenna", *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* 14 (2015) 277-280.
- [127] S. M. A. M. H. Abadi, K. Ghaemi, N. Behdad, "Ultra-wideband, true-time-delay reflectarray antennas using ground-plane-backed, miniaturized-element frequency selective surfaces", *IEEE Antennas Propag.* 63 (2015) 534-542.
- [128] A. Hosseini, F. Capolino, F. D. Flaviis, "Gain enhancement of a V-band antenna using a Fabry-Perot cavity with a self-sustained all-metal cap with FSS", *IEEE Trans. Antennas Propag.* 63 (2015) 909-921.
- [129] S. Mohamad, R. Cahill, V. Fusco, "Performance of archimedean spiral antenna backed by FSS reflector", *Electron. Lett.* 51 (2015) 14-16.
- [130] F. Meng, S- K. Sharma, "A dual-band high-gain resonant cavity antenna with a single layer superstrate", *IEEE Trans. Antennas Propag.* 63 (2015) 2320-2325.
- [131] M. Kelley, G. Huff, "Dual-band frequency selective surface based on multi-arm sub-wavelength archimedean spirals", *Electron. Lett.* 51 (2015) 1476-1478.
- [132] S. Mohamad, R. Cahill, V. Fusco, "Selective high impedance surface active region loading of archimedean spiral antenna", *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* 13 (2014) 810-813.
- [133] A. Hosseini, F. Capolino, F. D. Flaviis, P. Burghignoli, G. Lovat, D. R. Jackson, "Improved bandwidth formulas for Fabry-Perot cavity antennas formed by using a thin partially-reflective surface", *IEEE Trans. Antennas Propag.* 62 (2014) 2361-2367.
- [134] Y. Shang, S. Xiao, M. C. Tang, Y. Y. Bai, B. Wang, "Radar cross-section reduction for a microstrip patch antenna using PIN diodes", *IET Microw. Antennas Propag.* 6 (2012) 670-679.
- [135] Y. Jia, Y. Liu, H. Wang, S. Gong, "Low RCS microstrip antenna using polarisation-dependent frequency selective surface". *Electron. Lett.* 50 (2014) 978-979.

## **CAPÍTULO 3. DISEÑO Y SIMULACIONES DE LOS ARREGLOS RECONFIGURABLES.**

### **3.1 Configuración básica de la celda unitaria para el arreglo reconfigurable.**

#### **3.1.1 Especificaciones del diseño.**

El diseño del arreglo reconfigurable basado en anillos metálicos con cargas reactivas para aplicaciones en sistemas de antenas se reduce al diseño y estudio del comportamiento de un elemento de dicho arreglo, es decir, de una celda unitaria; partiendo de la idea que el comportamiento de la celda unitaria será el mismo que presente el arreglo reconfigurable completo. Lo anterior es correcto dado que es considerado el arreglo reconfigurable como un arreglo de dimensiones infinitas, esto significa que la influencia que ejerce cualquier celda unitaria del arreglo en el comportamiento electromagnético es la misma debido al resto de las otras celdas, sin importar su posición dentro del arreglo reconfigurable.

En el caso contrario, cuando el arreglo se considera de dimensiones finitas, las celdas ubicadas cerca del borde, es decir con menos celdas vecinas, se comportarían de manera muy diferente que las celdas que se encuentran cerca del centro del arreglo. En el centro del arreglo, en este caso, tiene mayor intensidad el acoplamiento electromagnético con las celdas vecinas.

La principal carga reactiva que se utiliza en este trabajo de tesis es un diodo varactor. Para la simulación y el análisis del comportamiento de la celda unitaria con dichos diodos varactores insertados (y poder ver el corrimiento de la frecuencia resonante) se considera la implementación de elementos capacitivos de parámetros concentrados, especificando su polarización en particular de la onda incidente, asumiendo que su ángulo de inclinación es normal al plano donde se encuentra la celda unitaria. Un parámetro concentrado es un elemento discreto que sustituye a un sistema real espacialmente distribuido que se aproxima a su comportamiento, para simplificar el análisis; lo anterior lo hace sustituyendo un conjunto de ecuaciones diferenciales parciales de dimensión infinita por un conjunto de ecuaciones ordinarias de dimensión finita.

En las simulaciones se consideran valores fijos en los capacitores, estos valores son considerados con base al intervalo comercial típico de la capacitancia específica del diodo varactor utilizado, posteriormente descrito. Los diodos varactores se colocan en posiciones estratégicas en la celda unitaria que corresponde a una polarización en particular de la onda incidente, esto con el fin de analizar el comportamiento de la frecuencia de resonancia (su corrimiento) en el modo de operación transmitivo.



### 3.1.2 Geometría de la celda unitaria.

En los trabajos de investigación presentados en el Capítulo 1: Estado del arte y Capítulo 2: Marco teórico, de los arreglos reconfigurables; se demuestran las ventajas de utilizar como elemento del arreglo la geometría basada en anillos circulares metálicos. Al tener la celda unitaria la forma de anillo circular esto provoca que se acople mejor a ondas polarizadas circularmente. Esta geometría también soporta un amplio intervalo en el ángulo de inclinación de la onda incidente y cuenta con bajo nivel de polarización cruzada.

Por lo anterior, se especifica que el diseño de la celda unitaria del arreglo reconfigurable propuesto en este trabajo de tesis tendrá una geometría circular tipo anillo metálico.

### 3.1.3 Dimensiones y materiales de la celda unitaria.

Las dimensiones de la celda unitaria se especificaron teniendo como referencia la longitud de onda para la banda X. La banda X opera en un intervalo de frecuencias de 8 GHz a 12 GHz, la longitud de onda en el espacio libre va de los 37.5 mm a los 25 mm, respectivamente. Las dimensiones de la celda deben provocar la mayor sensibilidad a las variaciones temporales y la posición de la onda electromagnética incidente, esto se alcanza mediante la reducción del área rectangular que contiene la celda, dimensiones que deben ser una fracción de la longitud mínima de la onda incidente esperada, en este caso 25 mm correspondientes a los 12 GHz del extremo superior de la banda X. Si el ancho y la longitud de la celda se seleccionan en menos del 50% se logrará una buena sensibilidad a la onda incidente.

La celda unitaria como un circuito resonante de parámetros distribuidos reaccionará de mejor manera ante las variaciones temporales y posiciones de las ondas incidentes, esto debido a que las dimensiones son menores que la longitud mínima de la onda esperada, conocimiento práctico que ha sido adquirido en el área de RF y microondas. Las simulaciones entonces se realizarán con valores de ancho de la celda  $w_{cel}$  y longitud de la celda  $l_{cel}$  iguales a 10 mm.

$$W_{cel} = l_{cel} = 10 \text{ mm.}$$

El arreglo reconfigurable basado en anillos metálicos será montado en un sustrato dieléctrico cerámico nombrado RO4003C del fabricante Rogers, cuya capa depositada de metal es cobre, por lo que los anillos metálicos serán de cobre. Las propiedades y características principales del sustrato se especifican en la tabla 3.1.3.1. El sustrato dieléctrico cerámico RO4003C del fabricante Rogers es elegido por sus considerables bajas pérdidas en un intervalo amplio de microondas.

<i>Propiedad / Característica</i>	<i>Valor Típico</i>
Permitividad Relativa	$\epsilon_r = 3.55$
Tangente de Pérdidas	$\delta = 0.0027$
Conductividad Térmica	0.64 W/m/°K
Esesor del Sustrato	$T_{\text{sustrato}} = 508 \mu\text{m}$
Esesor de Cobre	$T_{\text{cobre}} = 17 \mu\text{m}$

Tabla 3.1.3.1 Propiedades y Características del sustrato dieléctrico cerámico RO4003C del fabricante Rogers.

La figura 3.1.3.1 muestra la representación de un anillo metálico completo sobre el sustrato dieléctrico cerámico RO4003C del fabricante Rogers, los valores de sus dimensiones se muestran en la tabla 3.1.3.2.

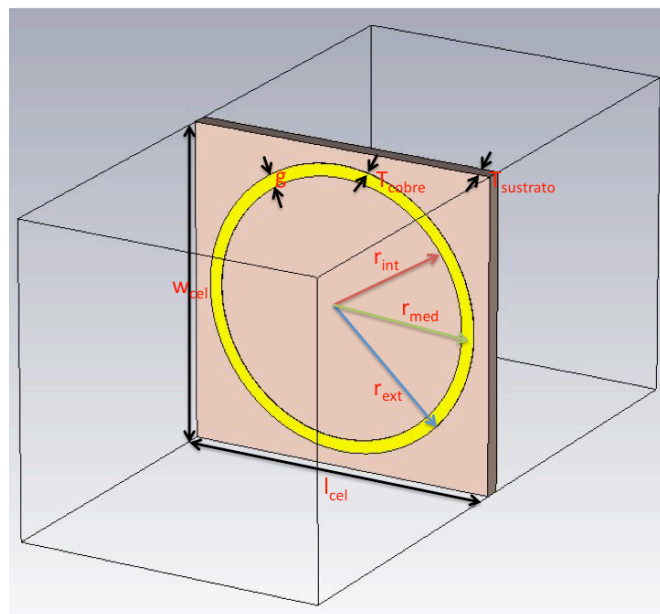


Figura 3.1.3.1 Celda Unitaria del Arreglo Reconfigurable.

<i>Celda Unitaria</i>	
Ancho de la celda.	$w_{\text{cel}} = 10 \text{ mm.}$
Longitud de la celda.	$l_{\text{cel}} = 10 \text{ mm.}$
Ancho del anillo.	$g = 0.4 \text{ mm.}$
Radio interior del anillo.	$r_{\text{int}} = 4.1 \text{ mm.}$
Radio exterior del anillo.	$r_{\text{ext}} = 4.5 \text{ mm.}$
Radio medio del anillo.	$r_{\text{med}} = 4.3 \text{ mm.}$
Grosor del sustrato.	$T_{\text{sustrato}} = 0.508 \text{ mm.}$

Grosor del cobre.

$T_{\text{cobre}} = 0.017 \text{ mm.}$

Tabla 3.1.3.2 Dimensiones de la celda unitaria y anillo metálico.

### **3.1.4 Simulación numérica basada en un software de electromagnetismo computacional de onda completa.**

Las diferentes simulaciones, clave indispensable en el desarrollo de las investigaciones científicas, son logradas mediante herramientas computacionales muy poderosas. Estas herramientas computacionales, mediante su lógica y métodos, simulan el comportamiento del arreglo reconfigurable lo más parecido a la realidad. En este trabajo de investigación se utilizaron dos de estas herramientas, ampliamente utilizadas por el grupo de trabajo y con una trayectoria de éxito en su utilización.

Para las simulaciones de los modelos eléctricos equivalentes se utilizó el software ADS – ADVANCED DESIGN SYSTEM de Keysight <sup>TM</sup>. Este es un software de automatización de diseño electrónico líder en el mundo para RF, microondas y aplicaciones digitales de alta velocidad. Siendo una interfaz potente y fácil de usar, pioneros en innovaciones tecnológicas. ADS ofrece un diseño completo, basado en estándares y verificación de información con una plataforma integrada.

Por otro lado, para las simulaciones de las estructuras electromagnéticas se utilizó el software de Tecnología de Simulación en Computadora STUDIO SUITE – CST MICROWAVE STUDIO (CST MWS) <sup>TM</sup>. Esta es una herramienta especializada para la simulación electromagnética en 3D de componentes que trabajan en altas frecuencias. Esta herramienta computacional permite el análisis rápido y preciso de los dispositivos de alta frecuencia (HF), tales como: antenas, filtros, acopladores, estructuras planas y de múltiples capas y efectos SI (integración de la señal), PI (integración de la potencia) y EMC (compatibilidad electromagnética) en placas de circuito impreso (PCB). Los análisis pueden incluir efectos térmicos y mecánicos, así como la simulación del circuito, realizando un diseño y optimización que operan en una amplia gama de frecuencias estáticas a ópticas. Una característica importante es el fácil uso de CST MWS pues presenta rápidamente una visión sobre el comportamiento EM de sus diseños en alta frecuencia. Además, promueve la tecnología 3D completa, flexibilidad para hacer frente a una amplia gama de aplicaciones a través de la variedad de tecnologías disponibles, utilizando simulaciones en el dominio del tiempo y en el dominio de la frecuencia, altamente utilizados. Y por otra parte, herramientas de diseño como filtros para la importación de archivos CAD específicos y la extracción de parámetros SPICE que mejoran aún más las posibilidades de diseño y ahorro de tiempo. Además, CST MWS puede ser embebido en varios flujos de trabajo estándar de la industria a través de la interfaz de usuario CST STUDIO SUITE. Por todo lo anterior, esta poderosa herramienta computacional es utilizada por muchos ingenieros en la industria y vista como una herramienta de desarrollo estándar en el área.

Las características utilizadas para las simulaciones de este trabajo de tesis son:

- Resolvedor numérico de frecuencia basado en el método de cálculo de Diferencias Finitas en el Dominio del Tiempo (FDTD).
- Mallado basado en tetraedros, altamente recomendado para los trabajos en alta frecuencia.
- Definir las unidades, condiciones de background, condiciones de frontera, intervalo de frecuencia de operación y puertos de la estructura simulada.
- Uso del algoritmo Delta-S que analiza la convergencia de las simulaciones.
- Simulación de estructuras con elementos concentrados adicionales a la misma.

### **3.1.5 Modelo eléctrico básico equivalente de la celda unitaria.**

Un modelo eléctrico básico electrodinámico es fundamental para predecir el comportamiento de una celda unitaria en particular, esto de manera aproximada. Dependiendo de la forma de la celda unitaria y su comportamiento en las diferentes simulaciones en el software CST – Microwave Studio es como se realiza el modelo eléctrico equivalente en ADS – Advanced Design System. Las simulaciones realizadas en CST MWS tienen relación a parámetros distribuidos, obteniendo resultados con la ayuda de métodos numéricos electromagnéticos computacionales de onda completa con una elevada complejidad de cálculo; cuyo procesamiento y despliegue de resultados es muy tardado. Es por ello la importancia de un modelo eléctrico básico equivalente, que a pesar de ser un resultado aproximado, debido a contener parámetros concentrados el procesamiento del análisis es muy rápido y así poder utilizar un resultado confiable y poder explicar en términos físicos los resultados de las simulaciones; ahorrando gran tiempo en procesamiento y despliegue de los resultados en ADS.

Para el desarrollo del modelo eléctrico básico equivalente se tomaron las siguientes consideraciones:

- El anillo metálico es un conductor, con base al tamaño de su anchura y a la longitud se tendrá un efecto inductivo.
- La separación de los anillos metálicos causa un efecto capacitivo.
- Los elementos tanto inductivos como capacitivos estarán en serie, esto debido a que la respuesta de la estructura es parecida a la de un filtro pasobanda.
- Debido a la conductividad finita del metal y teniendo como consecuencia las pérdidas, se modela este comportamiento con una resistencia, la resistencia de pérdidas.
- La frecuencia de resonancia se definirá entonces por la relación  $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ .
- El factor de calidad se definirá entonces por la relación  $Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}$ .
- Cuando se ponen aperturas en los anillos, la consecuencia de esto es otro efecto capacitivo, en serie.

A continuación se presentan los dos casos principales del análisis de la celda unitaria, como anillo cerrado y como anillo abierto.

a) Modelo eléctrico básico equivalente: Anillo Cerrado.

Con base a la simulación y análisis electromagnético de la celda unitaria tipo anillo metálico cerrado en CST – Microwave Studio, se tomaron los resultados del Coeficiente de Transmisión Vertical, que es el comportamiento que nos interesa observar en los resultados, y con las consideraciones de los puntos anteriores se realizó el modelo eléctrico básico equivalente del mismo en ADS – Advanced Design System del Anillo Cerrado, tal como se muestra de manera visual en las siguientes imágenes.

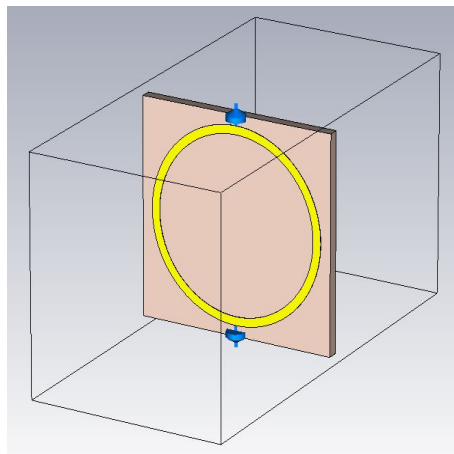


Figura 3.1.5.1 Celda unitaria anillo cerrado simulada en CST – Microwave Studio.

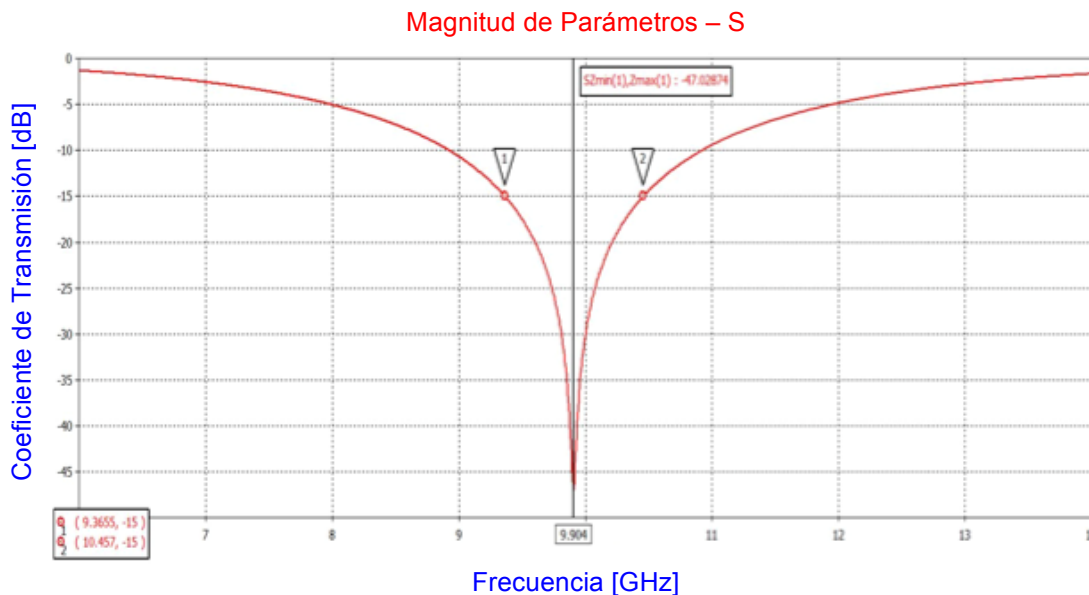


Figura 3.1.5.2 Coeficiente de Transmisión Vertical, resultado de la simulación en CST – Microwave Studio del Anillo Cerrado.

En la tabla 3.1.5.1 se muestra la información del coeficiente de transmisión que arrojó CST – MWS y se toman dos puntos de referencia de ese mismo resultado (Punto 1 y Punto 2) para poder tener un resultado del modelo más aproximado.

Anillo Cerrado		
Referencia	Frecuencia	Profundidad
Coeficiente de Transmisión Vertical	9.90 GHz	-47.03 dB
Punto 1	9.37 GHz	-15.00 dB
Punto 2	10.46 GHz	-15.00 dB

Tabla 3.1.5.1 Resultados de la simulación en CST – Microwave Studio del Coeficiente de Transmisión Vertical con dos puntos de referencia del Anillo Cerrado.

En la figura 3.1.5.3 se muestra el modelo eléctrico básico equivalente en ADS – Advanced Design System del Anillo Cerrado, básicamente el modelo se coloca entre una terminal inicial y otra terminal final, ambas conectadas a una línea de transmisión con una impedancia de 377 Ohms. El efecto inductivo del anillo metálico se simula con los inductores L1 y L2 con un valor de 19.8 nH y la resistencia de pérdidas de cada uno con valor de 1.34 Ohms (si se considera que el anillo se divide en dos: parte derecha y parte izquierda). Se consideran los inductores que tienen el funcionamiento para el circuito de polarización de 33 nH en los inductores mostrados en la figura con las letras L5 y L6, y en paralelo el comportamiento capacitivo del anillo con valor de 60 fF en la parte superior e inferior (causado por la separación de los anillos en el arreglo).

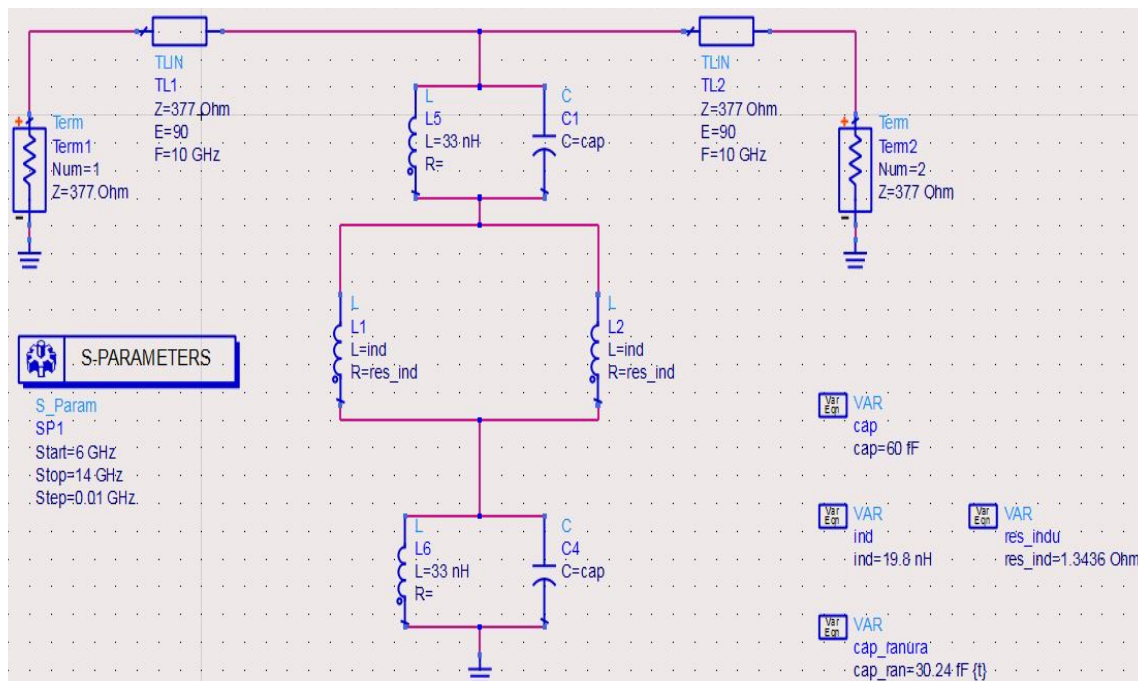


Figura 3.1.5.3 Modelo eléctrico básico equivalente en ADS – Advanced Design System del Anillo Cerrado.

La figura 3.1.5.4 muestra el resultado que arroja la simulación del modelo eléctrico básico equivalente en ADS, con los valores igualados del coeficiente de transmisión vertical del anillo cerrado y los dos puntos de referencia marcados en la simulación de la celda unitaria en CST – MWS, se llega a la conclusión que el modelo es correcto y es lo más acercado a la simulación del anillo cerrado. Por lo anterior, se tiene el modelo eléctrico básico equivalente del anillo cerrado.

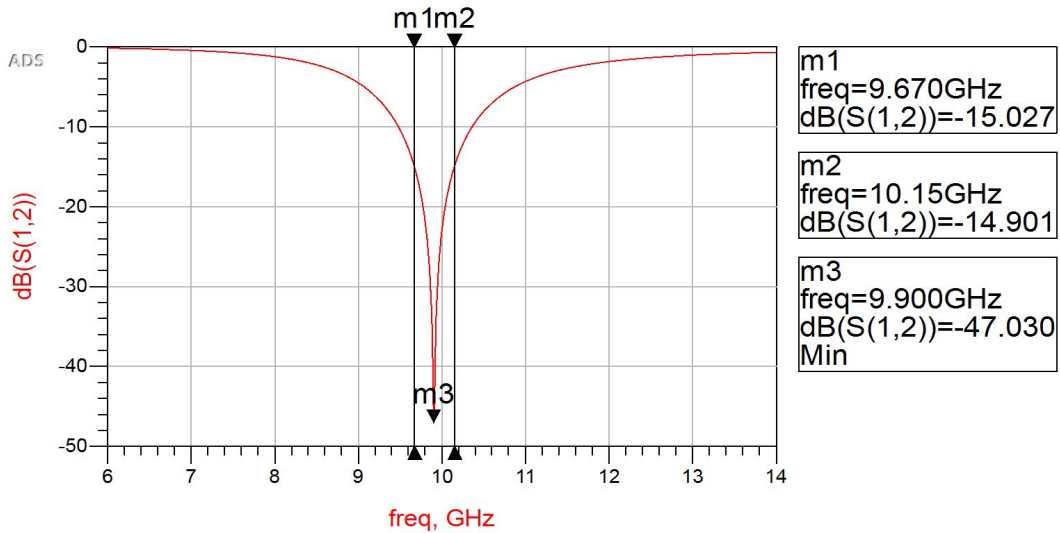


Figura 3.1.5.4 Resultados de la simulación en ADS – Advanced Design System del Coeficiente de Transmisión Vertical con dos puntos de referencia del Anillo Cerrado.

b) Modelo eléctrico básico equivalente: Anillo Abierto.

Con base a la simulación y análisis electromagnético de la celda unitaria tipo anillo metálico abierto en CST – Microwave Studio, se tomaron los resultados del Coeficiente de Transmisión Vertical, que es el comportamiento que nos interesa observar en los resultados, y con las consideraciones de los puntos anteriores se realizó el modelo eléctrico básico equivalente del mismo en ADS – Advanced Design System del Anillo Abierto, tal como se muestra de manera visual en las siguientes imágenes.

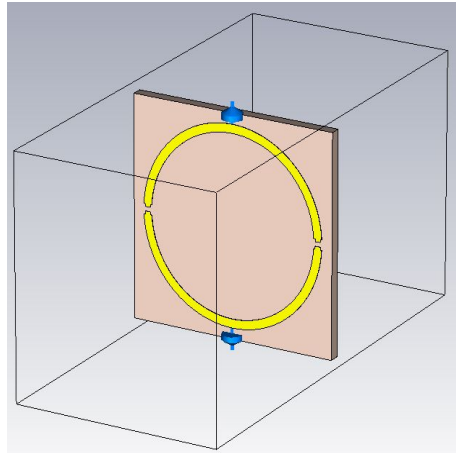


Figura 3.1.5.5 Celda unitaria anillo abierto simulada en CST – Microwave Studio.

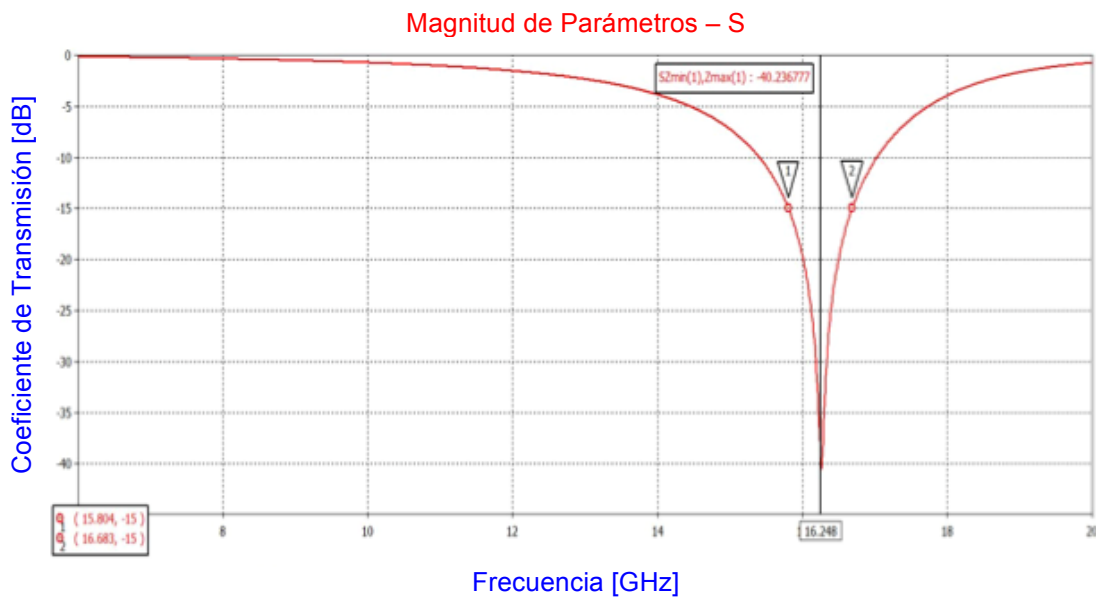


Figura 3.1.5.6 Coeficiente de Transmisión Vertical, resultado de la simulación en CST – Microwave Studio del Anillo Abierto.

En la tabla 3.1.5.2 se muestra la información del coeficiente de transmisión que arrojó CST – MWS y se toman dos puntos de referencia de ese mismo resultado (Punto 1 y Punto 2) para poder tener un resultado del modelo más aproximado.

<i>Anillo Abierto</i>		
Referencia	Frecuencia	Profundidad
Coeficiente de Transmisión Vertical	16.25 GHz	-40.24 dB
Punto 1	15.80 GHz	-15.00 dB
Punto 2	16.69 GHz	-15.00 dB

Tabla 3.1.5.2 Resultados de la simulación en CST – Microwave Studio del Coeficiente de Transmisión Vertical con dos puntos de referencia del Anillo Abierto.



En la figura 3.1.5.7 se muestra el modelo eléctrico básico equivalente en ADS – Advanced Design System del Anillo Abierto, básicamente el modelo se coloca entre una terminal inicial y otra terminal final, ambas conectadas a una línea de transmisión con una impedancia de 377 Ohms. El efecto inductivo del anillo metálico se simula con los inductores L1, L2, L3 y L4 que son el efecto inductivo del anillo cerrado pero ahora dividido por la ranura del anillo, ranura que forma un comportamiento capacitivo C2 y C3. El valor del efecto inductivo es el mismo que en el modelo del anillo cerrado, solo que dividido en dos partes, de igual manera que la resistencia de pérdidas. Los inductores tendrán un valor de 19.8 nH entre dos y la resistencia de pérdidas de cada uno con valor de 1.34 Ohms dividida entre dos, para cada parte del anillo (si se considera que el anillo se divide en dos: parte derecha y parte izquierda). Se consideran los inductores que tienen el funcionamiento para el circuito de polarización de 33 nH en los inductores mostrados en la figura con las letras L5 y L6, y en paralelo el comportamiento capacitivo del anillo con valor de 60 fF en la parte superior e inferior (causado por la separación de los anillos).

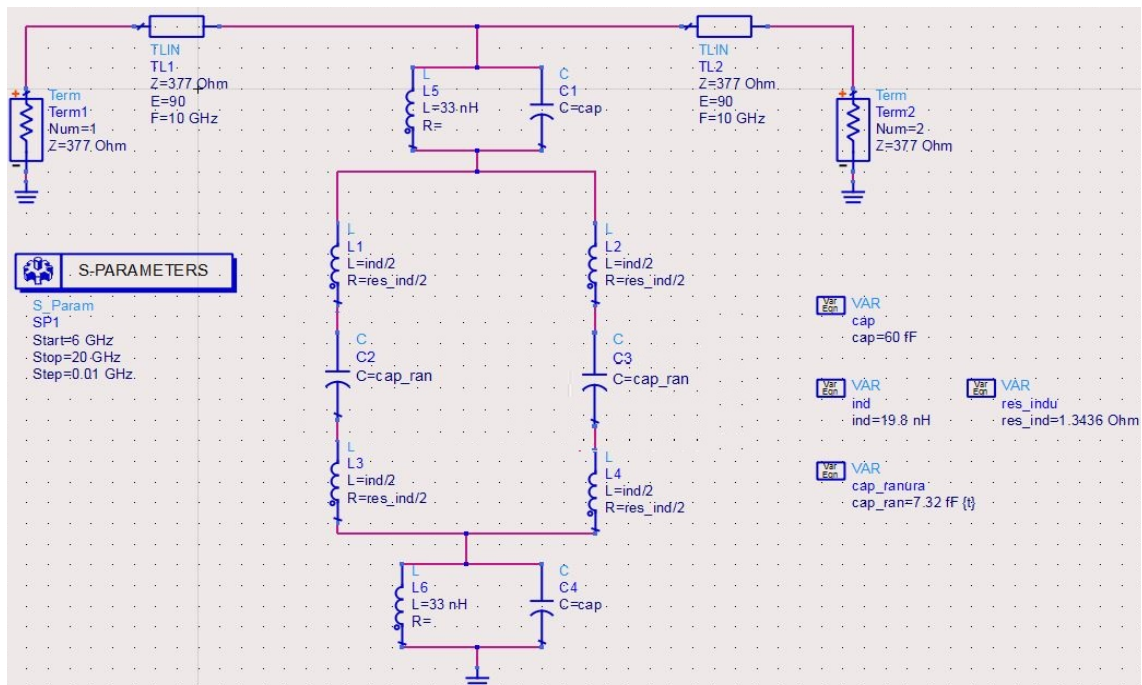


Figura 3.1.5.7 Modelo eléctrico básico equivalente en ADS – Advanced Design System del Anillo Abierto.

La figura 3.1.5.8 muestra el resultado que arroja la simulación del modelo eléctrico básico equivalente en ADS, con los valores igualados del coeficiente de transmisión vertical del anillo abierto y los dos puntos de referencia marcados en la simulación de la celda unitaria en CST – MWS, se llega a la conclusión que el modelo es correcto y es lo más acercado a la simulación del anillo abierto. Por lo anterior, se tiene el modelo eléctrico básico equivalente del anillo abierto.

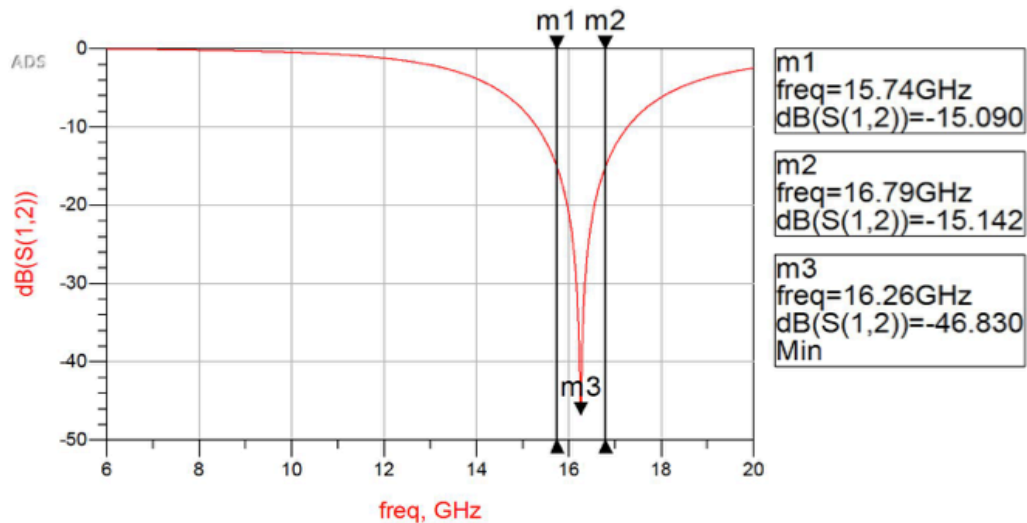


Figura 3.1.5.8 Resultados de la simulación en ADS – Advanced Design System del Coeficiente de Transmisión Vertical con dos puntos de referencia del Anillo Abierto.

### 3.1.6 Modelo eléctrico equivalente con la inserción de inductor plano.

Como se demuestra en el tema anterior, al obtener el modelo eléctrico básico equivalente del anillo cerrado y el anillo abierto, estos modelos son fundamentales para observar el comportamiento de la estructura de una manera más rápida y práctica. Con base a estos modelos obtenidos se pueden representar diferentes variaciones de la celda unitaria. En este caso en particular se modela un anillo abierto, basado en el modelo eléctrico equivalente que se obtuvo del anillo abierto, pero con la inclusión de un parámetro de inductancia. Este parámetro de inductancia se tomó de un modelo que se realizó de igual manera en el software CST – MWS y se pasó al software de ADS. La figura 3.1.6.1 muestra el modelo eléctrico equivalente del anillo con la inserción de un inductor. El modelado de este inductor plano se realizó en primer lugar en CST – MWS mediante el análisis electromagnético de la herramienta, diseñado como inductor plano de 2.5 vueltas de tipo espira cuadrada. Al obtener los resultados se tomaron los parámetros S del comportamiento del inductor plano y se modeló en serie con el valor de la inductancia, que en este caso están modeladas en L7 y L8 con un valor de 2.02 nH, en paralelo con una capacitancia de 20 fF, C5 y C6. Este tipo de simulaciones sirven para dar una idea del comportamiento de ciertos parámetros que puedan incluirse en la celda unitaria, como en este caso un inductor plano.

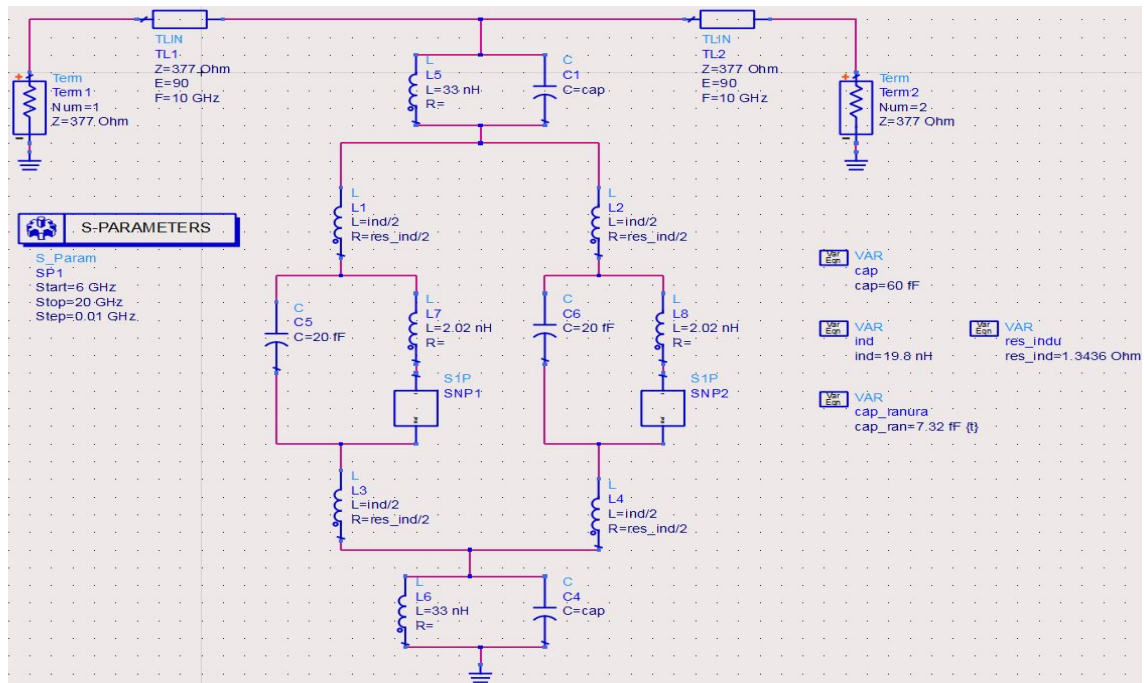


Figura 3.1.6.1 Modelo eléctrico básico equivalente en ADS – Advanced Design System del Anillo Abierto con la inserción de un inductor plano.

La figura 3.1.6.2 muestra el resultado gráfico del coeficiente de transmisión vertical, que es el que nos interesa conocer para ver su comportamiento, al correr el modelo eléctrico básico equivalente en ADS del anillo abierto con la inserción del inductor plano. Este valor se puede comparar con el resultado de la simulación del modelo eléctrico equivalente del anillo cerrado. En el anillo cerrado se obtuvo un valor del coeficiente de transmisión vertical de 9.67 GHz, es decir que en esta frecuencia resonaba este modelo. Al incluir el inductor plano con valor de 2.02 nH, con sus parámetros S en serie y un efecto capacitivo en paralelo, en las dos ranuras del anillo, se obtuvo un valor del coeficiente de transmisión vertical de 9.43 GHz con un valor de pérdidas de 42.69 dB. Aquí se muestra el comportamiento en el corrimiento de la frecuencia al incluir este inductor plano.

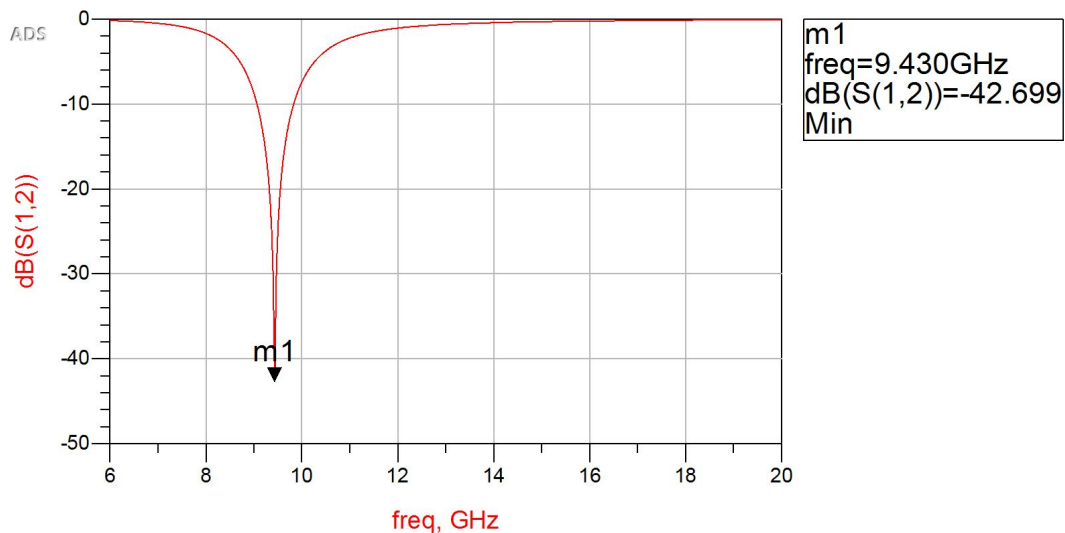


Figura 3.1.6.2 Gráfica del Coeficiente de Transmisión Vertical ADS – Advanced Design System del Anillo Abierto con la inserción de un inductor plano.

El objetivo principal al tener un modelo de la celda unitaria como anillo cerrado y anillo abierto nos permitirá obtener resultados confiables sobre el comportamiento de la misma al agregarle cargas reactivas al mismo. En este caso en particular la carga reactiva que se le agrega es un modelo de un inductor plano ya obtenido, pero podría ser también un capacitor o cualquier otra carga reactiva de la que ya se tenga un modelado previo.

Como conclusión al tener estos modelos eléctricos de la celda unitaria, podemos tener resultados de la misma al agregarle cargas reactivas, que se tengan modeladas. Estos resultados se despliegan de manera más rápida en el software de ADS como modelo eléctrico equivalente que al simularlos en CST – MWS en su análisis electromagnético como estructura 3D.

### 3.2 Consideraciones de las simulaciones numéricas basadas en un software de electromagnetismo computacional de onda completa.

Las simulaciones numéricas se realizaron en el software CST – Microwave Studio, descrito de manera general anteriormente en la sección 3.1.4, mismo que es un software de electromagnetismo computacional de onda completa. Al iniciar el proyecto en esta herramienta la plantilla que es utilizada para estas simulaciones es una plantilla de tipo *FSS Unit Cell (FD)*, con esta plantilla se están habilitando todas las características de la superficie periódica infinita. Cabe aclarar que el diseño como tal será de una sola celda unitaria, el mismo software hace la representación del arreglo periódico infinito.

En esta simulación se deberá especificar el puerto de microondas, esto mediante la opción *Solve >> Background Material*, donde se especifican los valores de  $Z_{min}$  y  $Z_{max}$  a una distancia de 10 mm; se especifica en el plano Z ya que la celda unitaria se dibuja sobre el plano X-Y, y con esto se especifica que el puerto de microondas

atravesará la celda unitaria de frente. Con el valor de 10 mm es suficiente para que se contenga la celda unitaria en un volumen cúbico, recordemos que las dimensiones de la celda en ancho y en alto son de 10 mm, detalladas en la sección 3.1.3. El material del medio cúbico en el que está contenida la celda es aire.

Otra consideración importante a tener en cuenta son las condiciones de frontera. Esto se especifica de igual manera en la opción *Solver >> Boundary Conditions*. Como se especificó anteriormente, la celda unitaria está contenida en un medio que es aire, el cual es un dieléctrico, para que el comportamiento sea éste, las condiciones de frontera deben especificarse en el estado *open* (abierto). Sino se realiza esta especificación, el software por defecto podría considerar un comportamiento tangencial del campo eléctrico igual a cero en todas sus direcciones; y en este caso se considera la frontera con un medio metálico, en cuyo caso el campo eléctrico solo puede ser normal a la estructura, y no sería correcto para los fines de nuestras simulaciones. Al definir las condiciones de frontera en estado abierto, nos cercioramos de que las condiciones de frontera no estarán invadiendo a la zona de celdas adyacentes en el arreglo completo.

La celda unitaria entonces contará con dos planos, el plano del puerto trasero y el plano del puerto delantero, se pueden visualizar en la opción de *Ports >> Z<sub>min</sub>, Ports >> Z<sub>max</sub>*. Cada plano está dado por la propiedad asignada por defecto de dos modos *Floquet*. El teorema de modos Floquet es una extensión del teorema de series de Fourier en el espacio, describiendo de forma matemática al campo electromagnético.

Al tener ya un diseño de la celda unitaria y correr la simulación, los resultados desplegados en *1D Results >> S – Parameters* se muestran ocho curvas de los parámetros de dispersión que corresponden a cada modo Floquet, nombrados como:

*SZmin(1),Zmax(1);*  
*SZmin(2),Zmax(1);*  
*SZmax(1),Zmax(1);*  
*SZmax(2),Zmax(1);*  
*SZmin(1),Zmax(2);*  
*SZmin(2),Zmax(2);*  
*SZmax(1),Zmax(2);*  
*SZmax(2),Zmax(2).*

Los parámetros de dispersión: *SZmin(1),Zmax(1); SZmax(1),Zmax(1); SZmin(2),Zmax(2)* y *SZmax(2),Zmax(2)* hacen referencia a uno de los dos modos Floquet posibles asociados a un parámetro de dispersión específico.

En cambio, los parámetros de dispersión: *SZmin(2),Zmax(1); SZmax(2),Zmax(1); SZmin(1),Zmax(2)* y *SZmax(1),Zmax(2)* corresponden a la interacción entre los dos modos Floquet, en un parámetro de dispersión.

La parte de *min* y *max* hacen referencia a los coeficientes de transmisión en directa o en inversa,  $S_{21}$  o  $S_{12}$  como se conoce en la teoría de radiofrecuencia y microondas; la parte de *max* y *max* hacen referencia a los coeficientes de reflexión en la entrada o en la salida,  $S_{11}$  o  $S_{22}$  como se conoce en la teoría de radiofrecuencia y microondas.

Los parámetros que nos interesan en las simulaciones serán:  $SZmin(1), Zmax(1)$ ;  $SZmax(1), Zmax(1)$ ;  $SZmin(2), Zmax(2)$  y  $SZmax(2), Zmax(2)$ , dejando de lado los parámetros S que involucran el cruzamiento en los modos Floquet. Con base a la polarización de la onda incidente, cuál de los gráficos resultados:  $SZmin(1), Zmax(1)$  o  $SZmin(2), Zmax(2)$  corresponden al parámetro de transmisión correcto y cuál de las gráficos resultados:  $SZmax(1), Zmax(1)$  o  $SZmax(2), Zmax(2)$  corresponden al parámetro de reflexión correcto. En el caso de las simulaciones realizadas en el software CST – MWS de este trabajo de tesis, los parámetros S quedan de la siguiente manera:

1. **Transmisión Vertical** →  $SZmin(1), Zmax(1)$
2. **Reflexión Vertical** →  $SZmax(1), Zmax(1)$
3. **Transmisión Horizontal** →  $SZmin(2), Zmax(2)$
4. **Reflexión Horizontal** →  $SZmax(2), Zmax(2)$

Para identificar el tipo de polarización (vertical u horizontal) a las que corresponden los resultados de las simulaciones que son las gráficos de la magnitud de los parámetros S, se toma como referencia el análisis de las mismas. Al romper la simetría de la celda unitaria se altera el funcionamiento y por ende el resultado de la misma, esto es, agregando elementos que afecten directamente una polarización de la misma, pero no la otra polarización. El rompimiento de la simetría de la celda unitaria se puede realizar agregando aberturas a los anillos o agregando elementos activos a los anillos como diodos varactores o inductores por citar algún ejemplo. El par de curvas que cambien ( $SZmin, Zmax$  y  $SZmax, Zmax$ ) corresponderá entonces a la polarización afectada.

Un factor importante a considerar en el momento de realizar una simulación electromagnética en CST – MWS es la determinación de la resolución de la misma. Esto se especifica en el cuadro de diálogo del software llamado *Frequency Domain Solver Parameters*, la resolución por default es de  $1 \times 10^{-4}$ , existiendo un intervalo de valores modificables como  $1 \times 10^{-6}$ ,  $1 \times 10^{-9}$  o  $1 \times 10^{-12}$ ; considerando que entre más grande sea el exponente, la simulación se correrá de manera mucho mas lenta.

Aunado a la resolución de la simulación, el mallado con el que se debe realizar ésta es recomendable que sea con los elementos tipo tetraedros, ya que el estudio del arte indica que dicha forma geométrica es muy recomendable para simulaciones en estructuras que trabajen en alta frecuencia; la forma de tetraedros se adapta y detalla con mayor exactitud a las formas circulares en la geometría diseñada, en nuestro caso en anillo metálico, o en las formas con dimensiones muy pequeñas.

El refinamiento del mallado se especifica en *Global mesh properties* >> *Mesh density control*, aquí se puntualiza el número de pasos por longitud de onda (*Steps per wavelength*) y el número mínimo de pasos (*Min. Number steps*), teniendo la consideración que el valor que se considere en el número de pasos por longitud de onda sea menor que el valor que se considera en el número mínimo de pasos. Valores que se pueden considerar en este caso son 4, 10 y 8, 14; por citar algunos ejemplos de los valores más utilizados. El refinamiento adicional que ayuda a tener una simulación con resultados más confiables se especifica en *Local Mesh Properties* donde se cambian las dimensiones de las aristas de los tetraedros, amoldándose mejor cuando existen distancias muy cortas en los detalles de la estructura completa. Esto se da colocando un valor en la opción *Maximun mesh step width*; valores que se pueden considerar en este caso son 1, 0.8, 0.5 y 0.3, por citar algunos ejemplos de los valores más utilizados. Podremos concluir que en la simulación se realizó un mallado adecuado al momento de comprobar que al realizar cambios adicionales en los parámetros especificados en esta última parte de esta sección, los resultados de las curvas de dispersión no realizan un cambio sustancial o notorio, teniendo como punto de enfoque la frecuencia de resonancia ( $f_{res}$ ).

### 3.3 Estructura Conmutable.

El diseño del arreglo puede empezar a simularse mediante la estructura básica de un anillo metálico, haciéndola conmutable. Esto se logra teniendo dos estructuras completamente diferentes, la primera como anillo cerrado y la segunda como anillo abierto; teniendo con esto los dos cambios importantes en la frecuencia de resonancia de una estructura a otra.

En el primero de los casos, teniendo el arreglo como estructura de anillo metálico cerrado, las gráficas de Transmisión Vertical [ $SZ_{min}(1), Z_{max}(1)$ ] y de Transmisión Horizontal [ $SZ_{min}(2), Z_{max}(2)$ ] coinciden en todos los puntos de la misma; lo mismo que las gráficas de Reflexión Horizontal [ $SZ_{max}(1), Z_{max}(1)$ ] y de Reflexión Vertical [ $SZ_{max}(2), Z_{max}(2)$ ]; incluyendo el punto donde ocurre la frecuencia de resonancia ( $f_{res}$ ). Esto ocurre debido a la simetría circular del anillo metálico, la onda electromagnética (*OEM*) que incide en la polarización horizontal sobre el eje de simetría horizontal de la celda unitaria, encuentra la misma cantidad y las mismas formas de materiales (metal y dieléctrico) que la onda electromagnética (*OEM*) que incide en la polarización vertical, sobre el eje de simetría vertical de la celda unitaria. Lo anterior concluye que el comportamiento electromagnético de la polarización horizontal y la polarización vertical es el mismo.

En el segundo de los casos, teniendo el arreglo como estructura de anillo metálico abierto, el anillo metálico abierto se consigue haciendo dos ranuras en el eje de simetría horizontal de la estructura. El comportamiento de esta estructura entonces ocurrirá de la siguiente manera: al no encontrar aberturas en el eje de simetría vertical, la onda electromagnética incidente con la polarización horizontal no experimentará ningún cambio significativo, donde se verán los mismos valores de inductancia y capacitancia. Las aberturas en el eje de simetría horizontal,

parten por igual al anillo metálico, esto hace que la onda electromagnética incidente con la polarización vertical puede pasar por la mitad del anillo seccionado, en la que la frecuencia es casi el doble que en la polarización vertical sin las aperturas.

Todas las simulaciones presentadas a continuación son diseños realizados con el software CST – MWS. El valor del radio externo es de 4.5 mm y el valor del radio interno de 4.1 mm, por lo que el valor del radio medio es de 4.3 mm. Las dimensiones de la celda unitaria son de 10 mm de largo por 10 mm de ancho. El sustrato dieléctrico cerámico RO4003C del fabricante Rogers utilizado en la simulación cuenta con un espesor de 0.508 mm de material dieléctrico y un espesor de cobre de 0.017 mm.

Estas simulaciones se realizaron respetando las condiciones de simulación presentadas anteriormente en la sección 3.2; condiciones de frontera mostradas en la figura 3.3.1, propiedades de background mostradas en la figura 3.3.2 y propiedades del mallado mostradas en la figura 3.3.3.

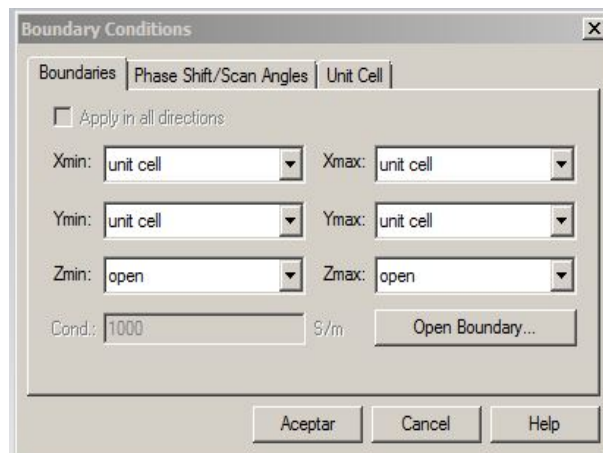


Figura 3.3.1 Condiciones de Frontera de la simulación en CST – MWS.



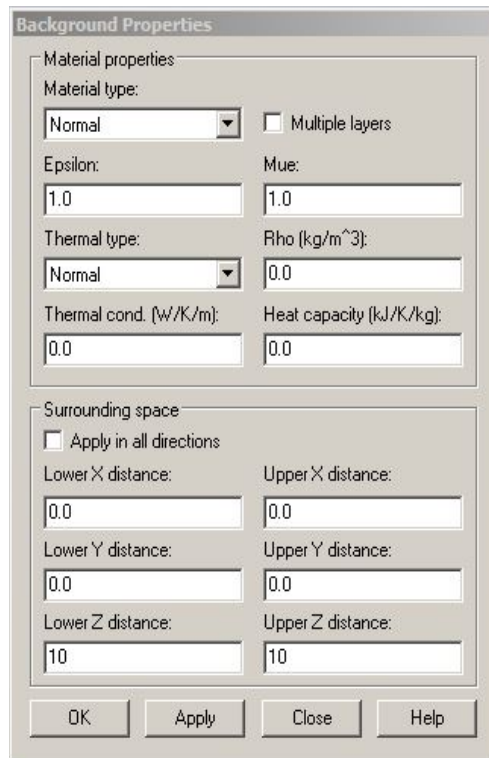


Figura 3.3.2 Propiedades de Background de la simulación en CST – MWS.

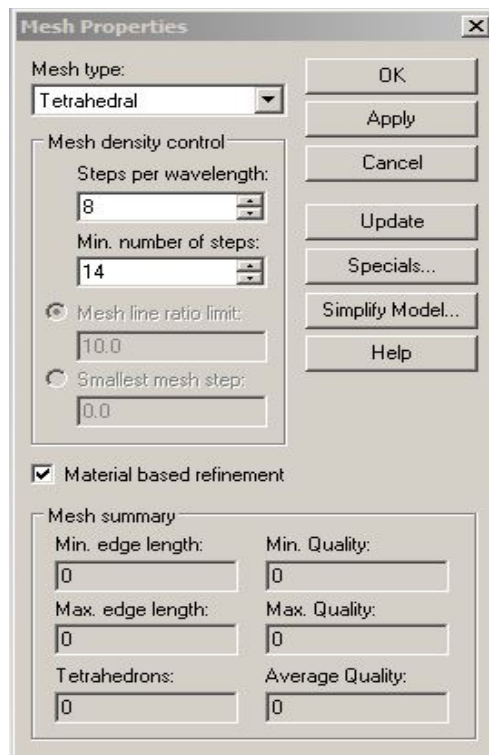


Figura 3.3.3 Propiedades de Mallado de la simulación en CST – MWS.

### 3.3.1 Simulaciones de la celda unitaria como anillo metálico.

#### 3.3.1.1 Anillo Cerrado.

La figura 3.3.1.1.1 muestra la celda unitaria tipo anillo metálico cerrado, con todas las consideraciones especificadas anteriormente sobre el diseño de la celda unitaria, sus materiales, dimensiones, propiedades y especificaciones de la simulación.

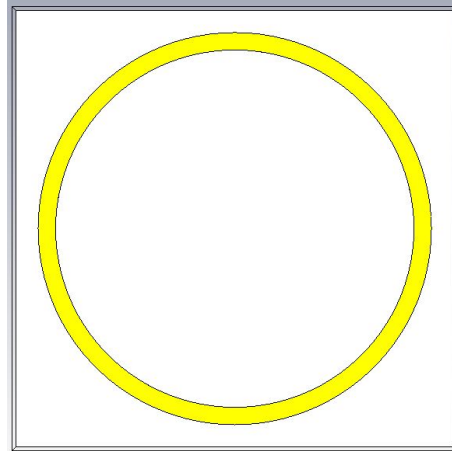
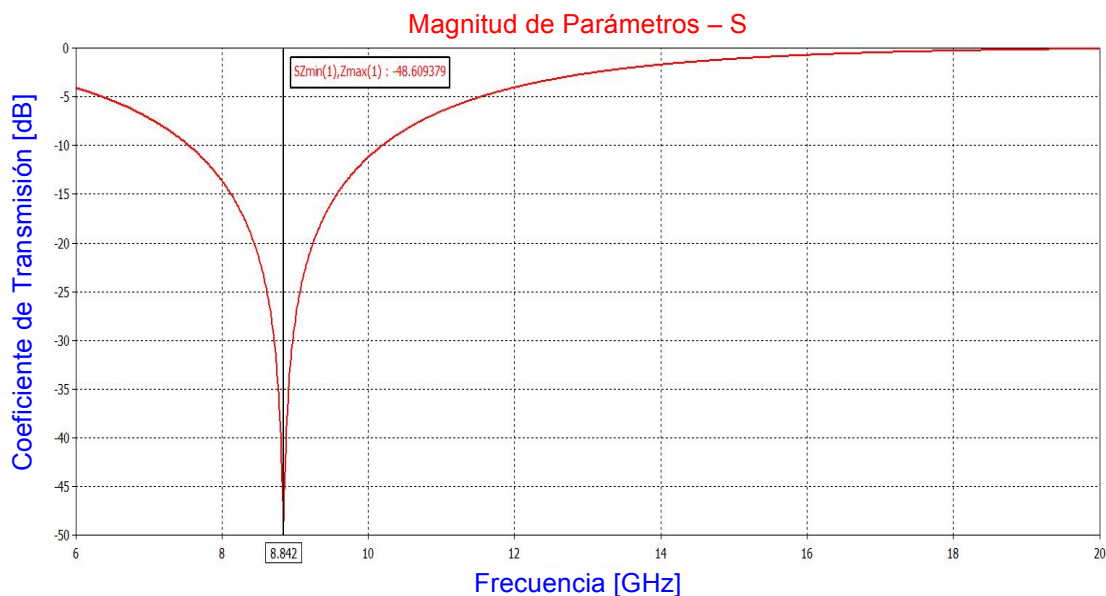


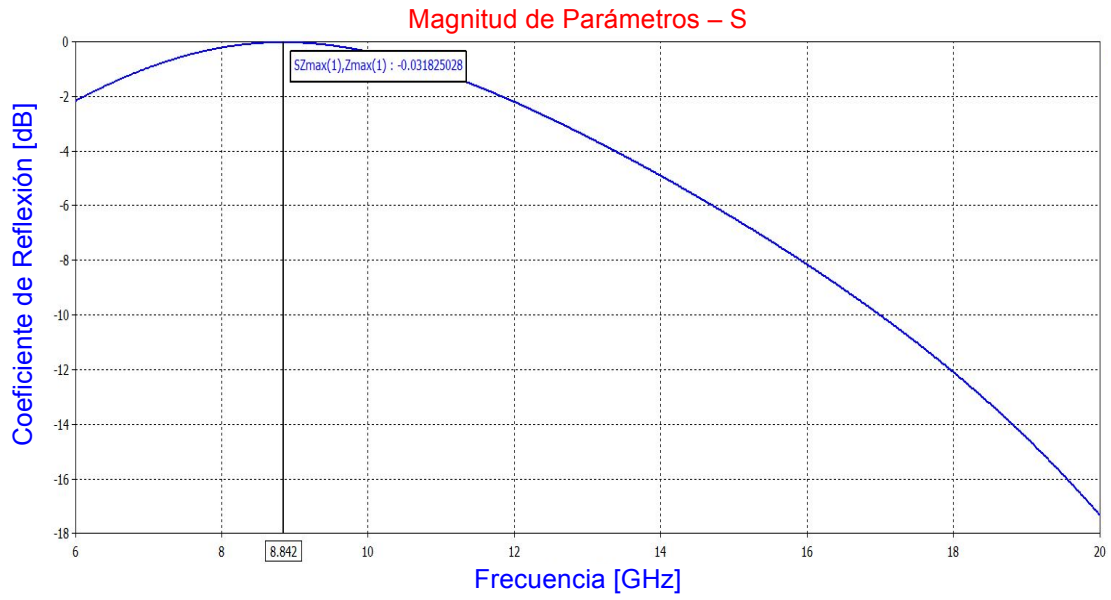
Figura 3.3.1.1.1 Celda unitaria tipo anillo metálico cerrado.

En la figura 3.3.1.1.2 se despliegan los resultados de las simulaciones de la celda unitaria tipo anillo metálico cerrado. Desplegando entonces los parámetros S: Transmisión Vertical con una frecuencia de resonancia de 8.84 GHz, Reflexión Vertical con una frecuencia de resonancia de 8.84 GHz, Transmisión Horizontal con una frecuencia de resonancia de 8.84 GHz y Reflexión Horizontal con una frecuencia de resonancia de 8.82 GHz.

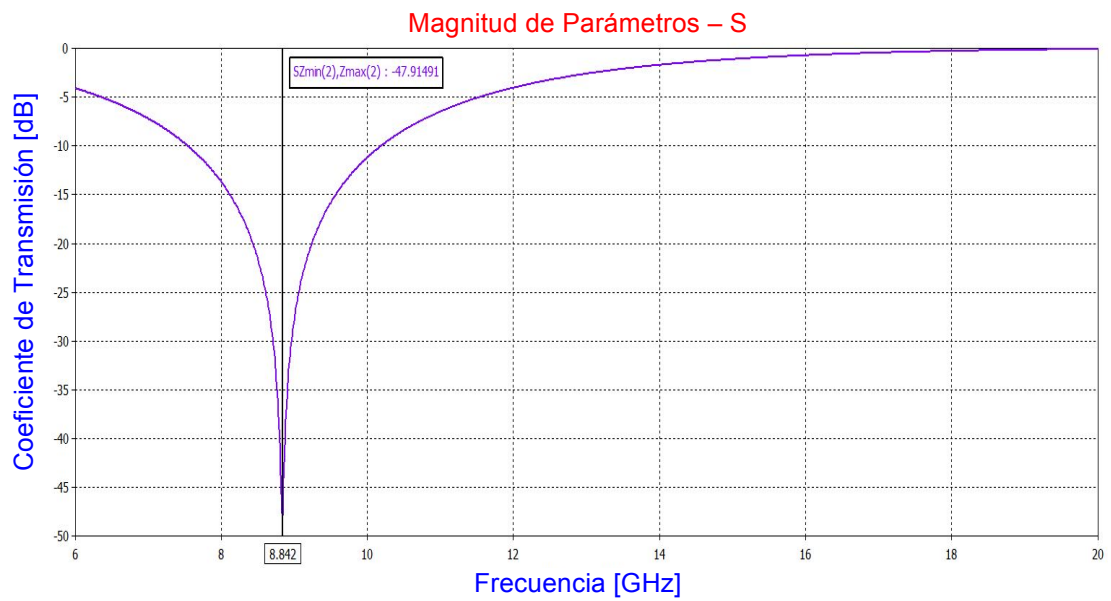
a) Transmisión Vertical.



b) Reflexión Vertical.



c) Transmisión Horizontal.



d) Reflexión Horizontal.

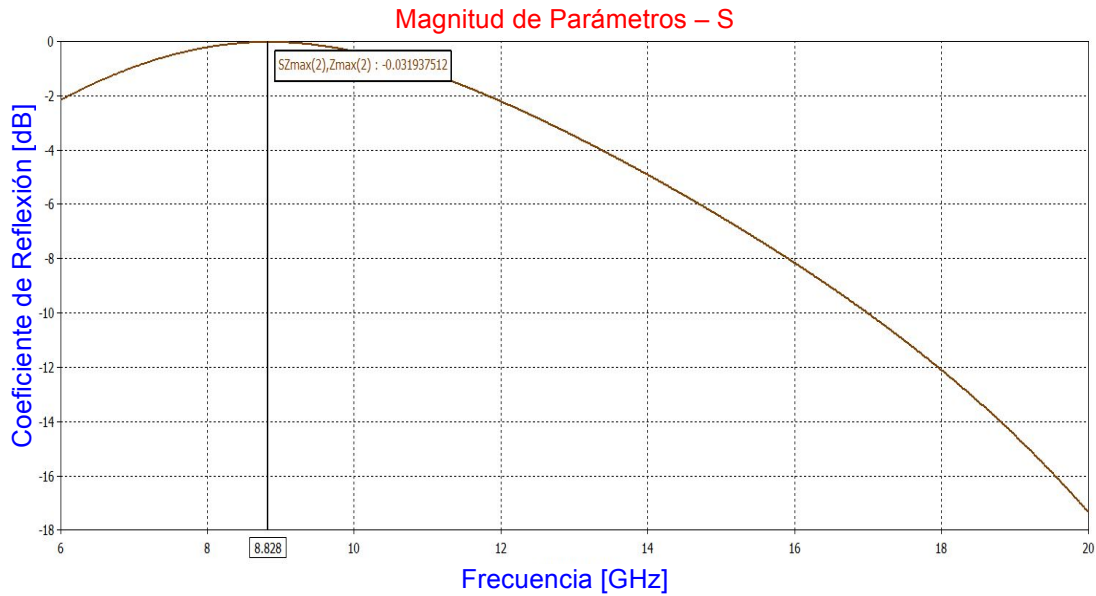


Figura 3.3.1.1.2 Resultados de las simulaciones de la celda unitaria tipo anillo metálico cerrado. Parámetros S: a) Transmisión Vertical, b) Reflexión Vertical, c) Transmisión Horizontal y d) Reflexión Horizontal.

### 3.3.1.2 Anillo Abierto.

La figura 3.3.1.2.1 muestra la celda unitaria tipo anillo metálico abierto, con todas las consideraciones especificadas anteriormente sobre el diseño de la celda unitaria, sus materiales, dimensiones, propiedades y especificaciones de la simulación. Las aperturas que se le realizaron al anillo metálico se definieron sobre el eje horizontal, justo en el centro del anillo. La forma geométrica que tienen estas dos aperturas son con base a la hoja de datos sobre el montaje del encapsulado del diodo varactor descrito posteriormente en la sección 3.4.1.1, mismo diodo varactor que fue elegido para ser la carga reactiva que actúe como control para el funcionamiento del arreglo reconfigurable.

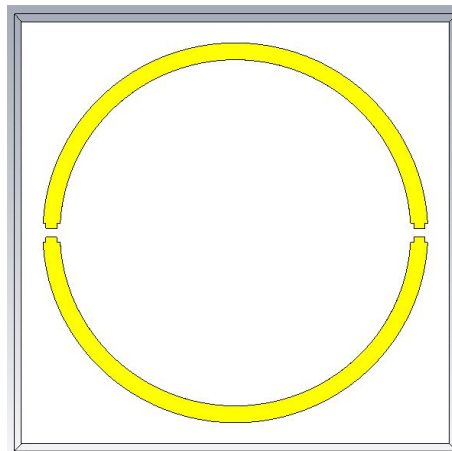
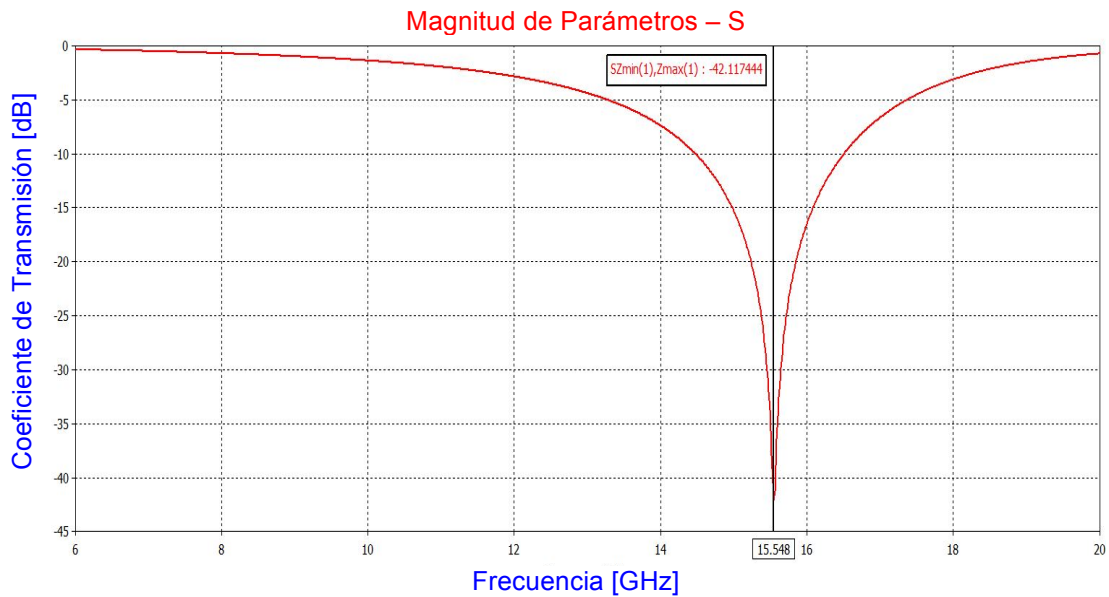


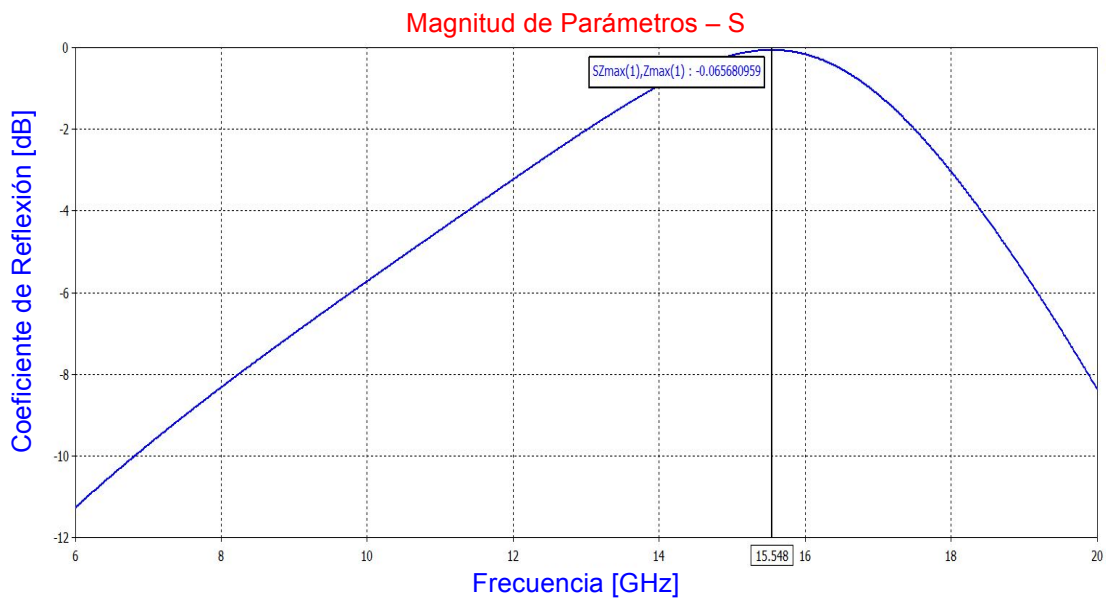
Figura 3.3.1.2.1 Celda unitaria tipo anillo metálico abierto.

En la figura 3.3.1.2.2 se despliegan los resultados de las simulaciones de la celda unitaria tipo anillo metálico abierto. Desplegando entonces los parámetros S: Transmisión Vertical con una frecuencia de resonancia de 15.54 GHz, Reflexión Vertical con una frecuencia de resonancia de 15.54 GHz, Transmisión Horizontal con una frecuencia de resonancia de 8.88 GHz y Reflexión Horizontal con una frecuencia de resonancia de 8.88 GHz.

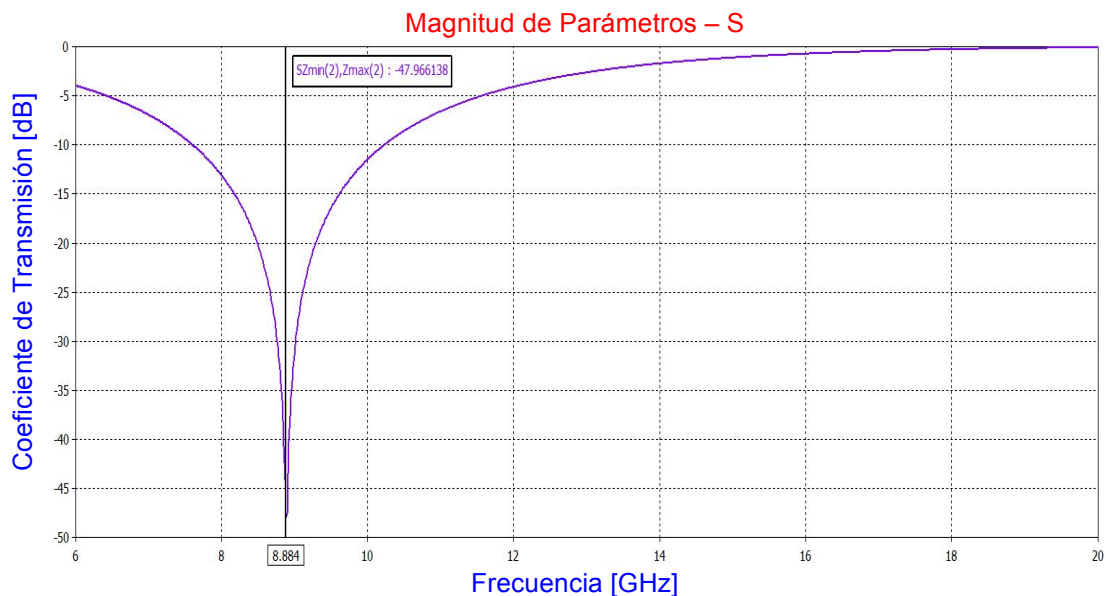
a) Transmisión Vertical.



b) Reflexión Vertical.



c) Transmisión Horizontal.



d) Reflexión Horizontal.

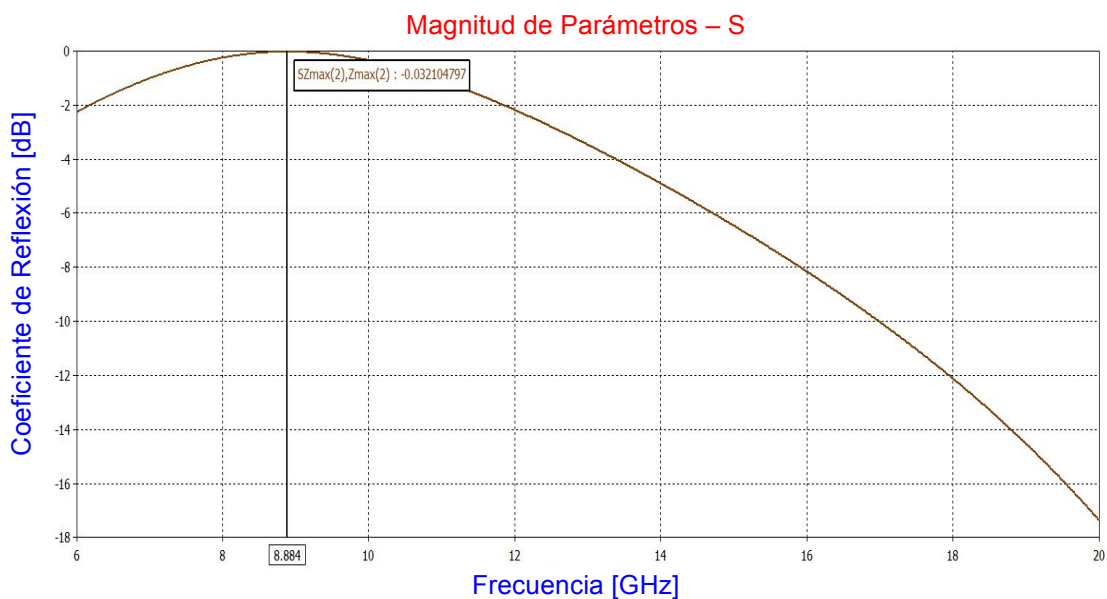


Figura 3.3.1.2.2 Resultados de las simulaciones de la celda unitaria tipo anillo metálico abierto. Parámetros S: a) Transmisión Vertical, b) Reflexión Vertical, c) Transmisión Horizontal y d) Reflexión Horizontal.

### 3.3.2 Simulaciones de la celda unitaria como anillo metálico con circuito de polarización integrado.

Con base a las simulaciones realizadas en la sección anterior 3.3.1, ahora se realizan las simulaciones de la celda unitaria de ambas geometrías: anillo cerrado y anillo abierto, con la adhesión en la celda unitaria de dos inductores. Estos

inductores hacen la función de líneas de polarización, estas líneas de polarización serán para los elementos de cargas reactivas que se agreguen al anillo, con el fin de cubrir con las funciones de arreglos conmutables y sintonizables.

Es importante recordar, como se analizó en el estado del arte, que cualquier control adicional o líneas de polarización si no son aisladas correctamente de la superficie resonante se tendrá un impacto en el funcionamiento y rendimiento del arreglo. Los inductores forman parte importante de esto, ya que al elegirlos de forma adecuada se logra el aislamiento requerido.

### 3.3.2.1 Inductores utilizados.

En el software CST – MWS, que es donde se realizan las simulaciones electromagnéticas de la celda unitaria, los inductores se simularon como una inductancia concentrada (parámetros concentrados), *RLC Parallel*, donde los campos de *R* y *C* son cero (el valor de  $R = 0$  en CST – MWS es tomado como un valor infinitamente grande de resistencia en paralelo). En el campo *L* que es nuestro parámetro de interés será un valor distinto de cero y en unidades de *Henrios*.

El valor elegido de los inductores se realizó mediante la prueba de varios valores de inductores comerciales, en el orden de nano henrios. El valor que se definió como el indicado, entre el intervalo de valores simulados, fue de  $L = 33$  nH. Este valor se definió ya que además de ser un valor comercial, al comparar los resultados de las simulaciones de los anillos sin inductores de polarización y con inductores de polarización el cambio entre estos resultados era el mínimo. Lo anterior quiere decir que, el valor de inductancia elegido fuera tal que no afectara de manera considerable la respuesta de la celda unitaria, sea cual sea la geometría simulada (anillo cerrado o anillo abierto). La posición donde se colocarán los inductores en el anillo es sobre el eje vertical; en la parte de arriba y en la parte de abajo. Esto es, dos inductores por anillo; con el fin de que conecte con los anillos vecinos del arreglo.

Ya teniendo en cuenta el valor del inductor que se sumará a la simulación de la celda unitaria, se buscó un inductor comercial, con el valor propuesto, pero además con características físicas y de funcionamiento necesarias que cumplan con las simulaciones y con la parte real de la fabricación, capítulo 4.

Por lo anterior se seleccionó el inductor para circuitos de alta frecuencia, multicapa, material de núcleo cerámico, tipo MHQ0603P, del fabricante TDK. Siendo un inductor fijo de 33 nH de inductancia. Con las siguientes características:

- Resistencia de CC máxima de 2.8 ohms.
- Corriente de CC máxima de 160 mA.
- Tolerancia de +/- 5% HF MLC.
- Dimensiones: longitud de 0.65 mm, ancho de 0.35 mm y alto de 0.35 mm.

La figura 3.3.2.1.1 muestra el ejemplo del encapsulado de este inductor.



3.3.2.1.1 Inductor comercial Tipo MHQ0603P de 33 nH del fabricante TDK.

### 3.3.2.2 Anillo Cerrado.

La figura 3.3.2.2.1 muestra la celda unitaria tipo anillo metálico cerrado, con todas las consideraciones especificadas anteriormente sobre el diseño de la celda unitaria, sus materiales, dimensiones, propiedades y especificaciones de la simulación. Con la inserción de los dos inductores de polarización descritos en 3.3.2.1.

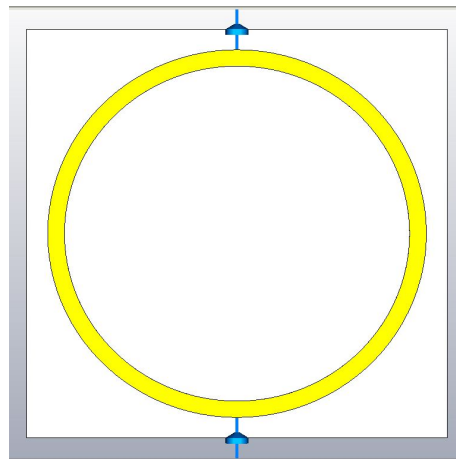
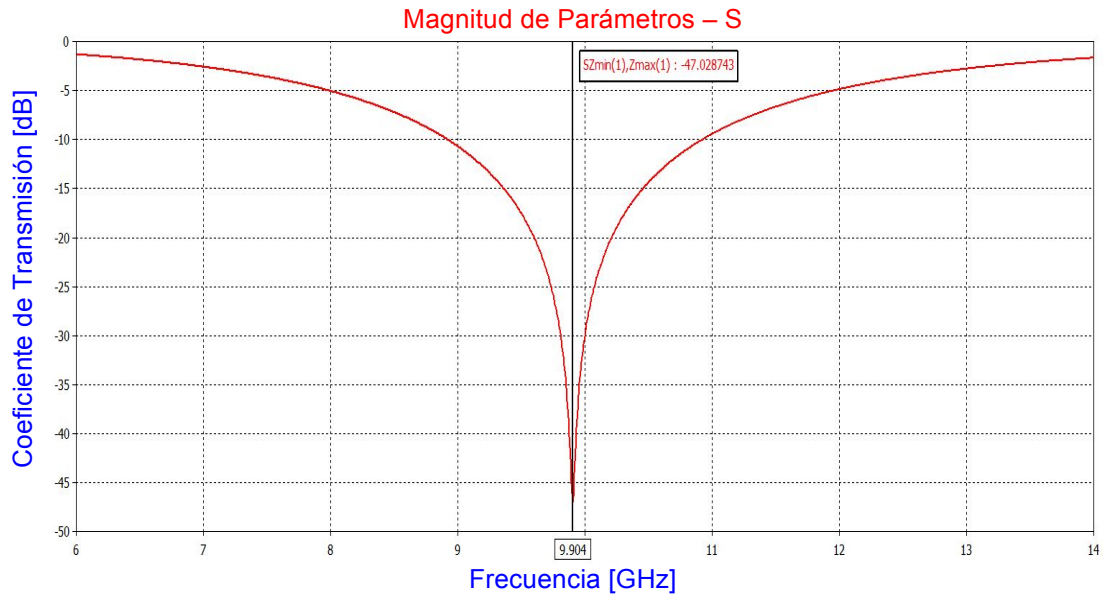


Figura 3.3.2.2.1 Celda unitaria tipo anillo metálico cerrado con inductores de polarización.

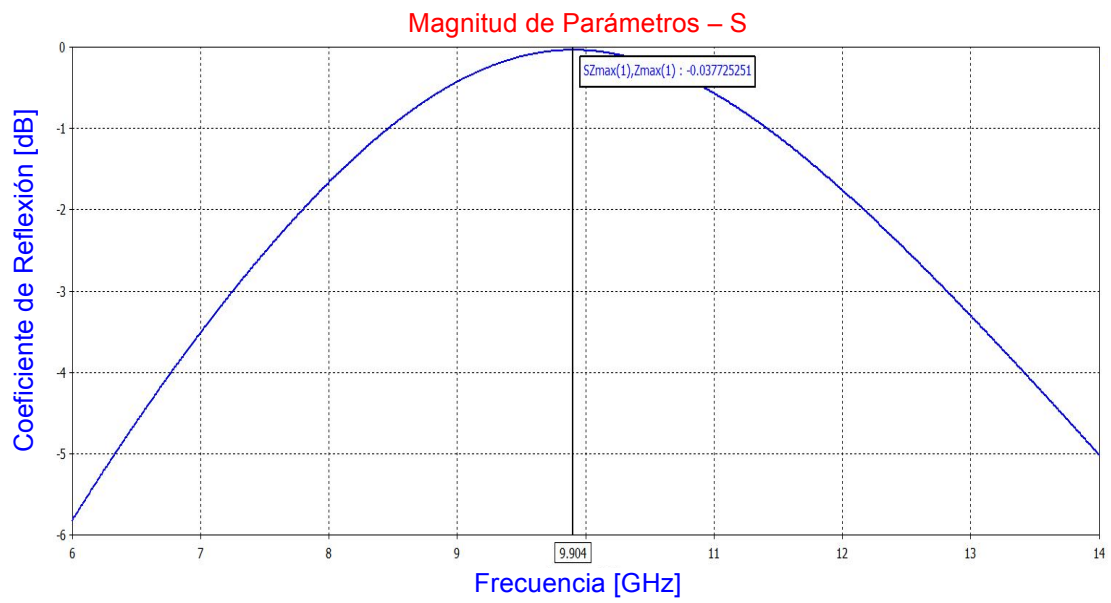
En la figura 3.3.2.2.2 se despliegan los resultados de las simulaciones de la celda unitaria tipo anillo metálico cerrado con los dos inductores de polarización. Desplegando entonces los parámetros S: Transmisión Vertical con una frecuencia de resonancia de 9.90 GHz, Reflexión Vertical con una frecuencia de resonancia de 9.90 GHz, Transmisión Horizontal con una frecuencia de resonancia de 8.97 GHz y Reflexión Horizontal con una frecuencia de resonancia de 8.97 GHz.



a) Transmisión Vertical.

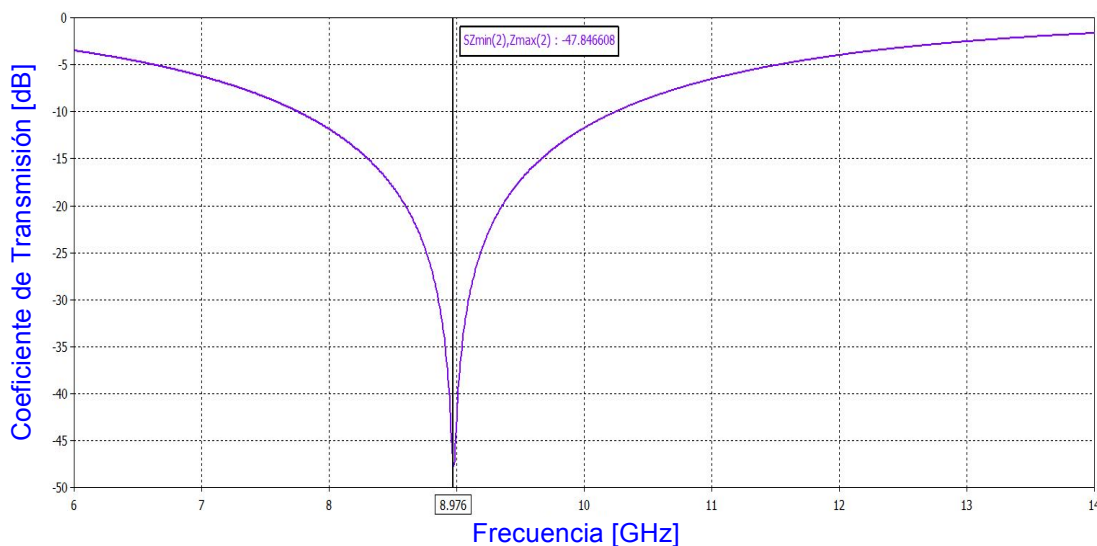


b) Reflexión Vertical.



c) Transmisión Horizontal.

Magnitud de Parámetros – S



d) Reflexión Horizontal.

Magnitud de Parámetros – S

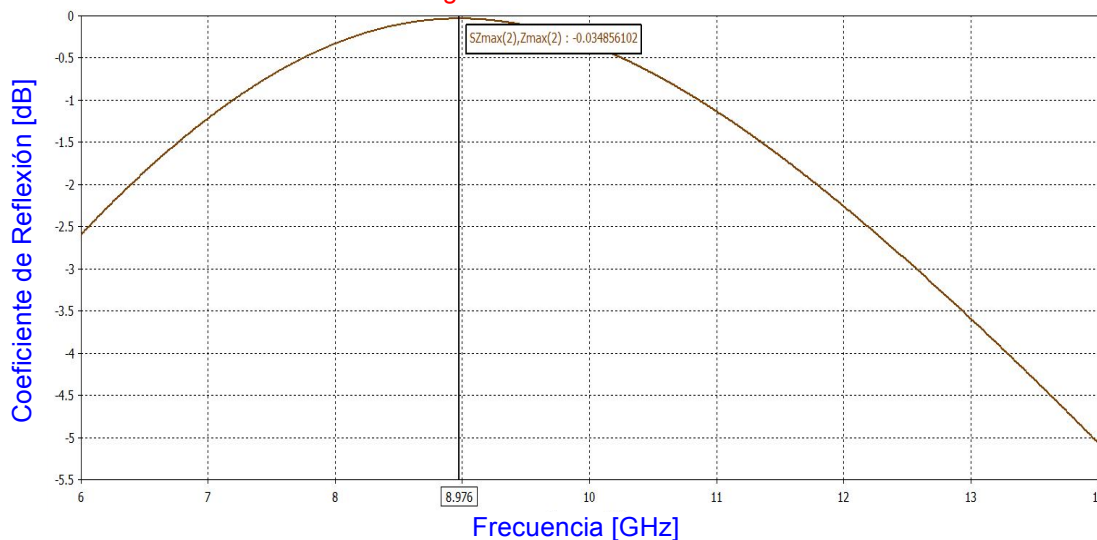


Figura 3.3.2.2.2 Resultados de las simulaciones de la celda unitaria tipo anillo metálico cerrado con los dos inductores de polarización. Parámetros S: a) Transmisión Vertical, b) Reflexión Vertical, c) Transmisión Horizontal y d) Reflexión Horizontal.

### 3.3.2.3 Anillo Abierto.

La figura 3.3.2.3.1 muestra la celda unitaria tipo anillo metálico abierto, con todas las consideraciones especificadas anteriormente sobre el diseño de la celda unitaria, sus materiales, dimensiones, propiedades y especificaciones de la simulación. Las aperturas que se le realizaron al anillo metálico se definieron

sobre el eje horizontal, justo en el centro del anillo. La forma geométrica que tienen estas dos aperturas son con base a la hoja de datos sobre el montaje del encapsulado del diodo varactor descrito posteriormente en la sección 3.4.1.1, mismo diodo varactor que fue elegido para ser la carga reactiva que actúe como control para el funcionamiento del arreglo reconfigurable. Esta celda unitaria cuenta con la inclusión de los dos inductores de polarización, en la parte de arriba y de abajo del anillo metálico abierto.

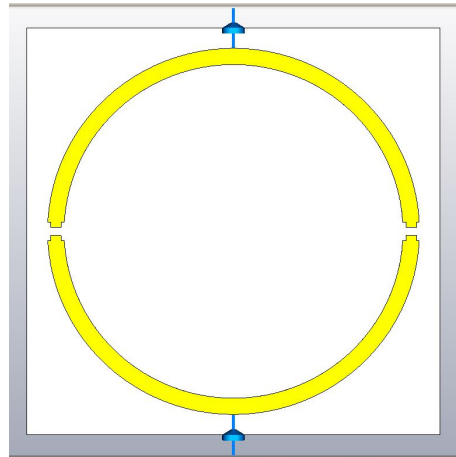
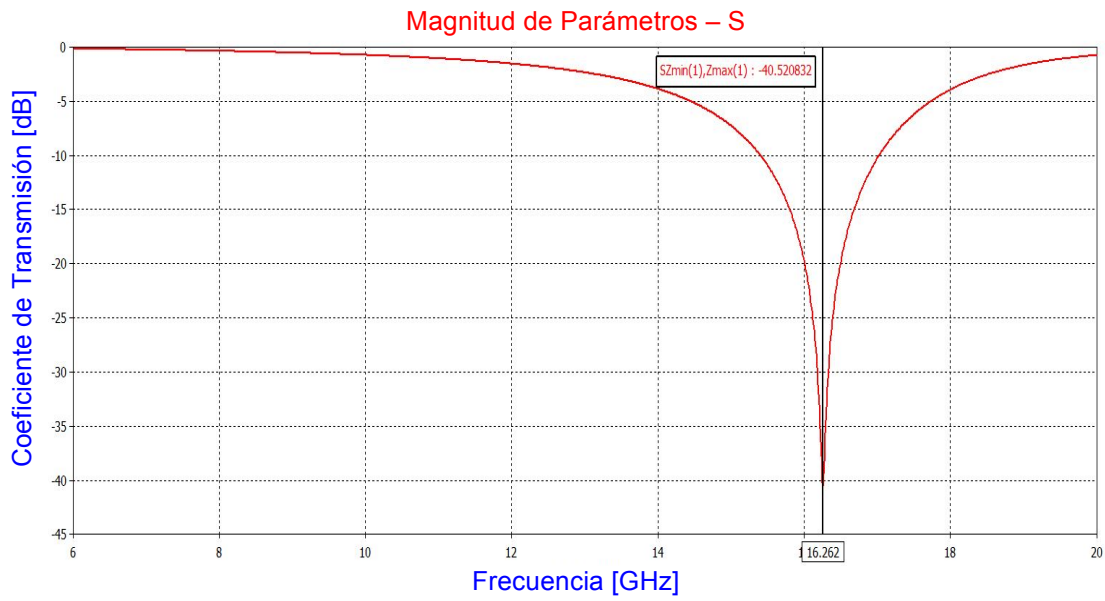


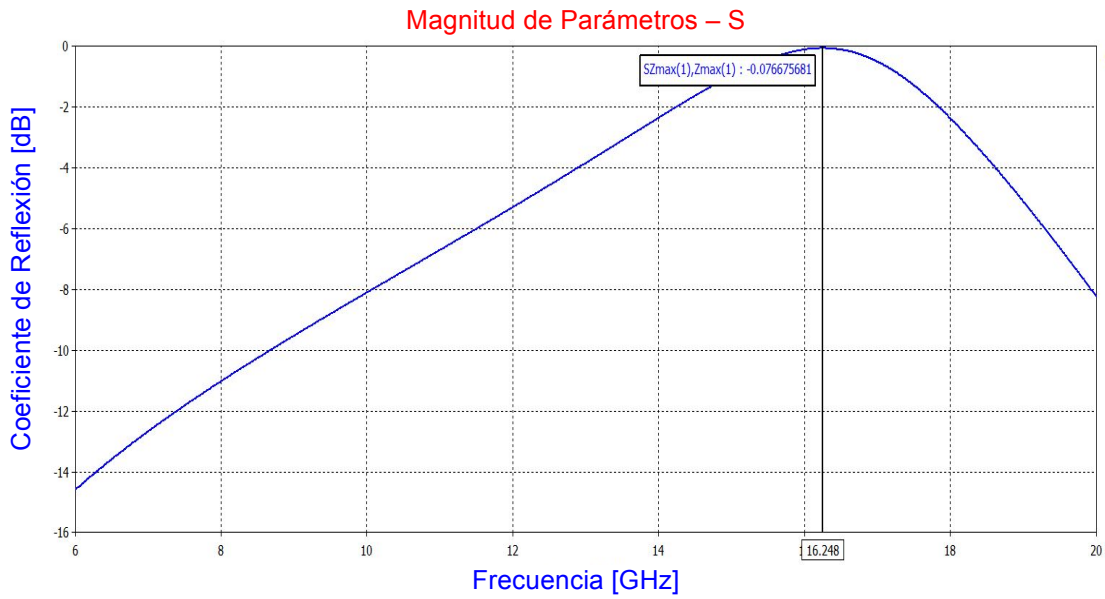
Figura 3.3.2.3.1 Celda unitaria tipo anillo metálico abierto con inductores de polarización.

En la figura 3.3.2.3.2 se despliegan los resultados de las simulaciones de la celda unitaria tipo anillo metálico abierto con los dos inductores de polarización. Desplegando entonces los parámetros S: Transmisión Vertical con una frecuencia de resonancia de 16.26 GHz, Reflexión Vertical con una frecuencia de resonancia de 16.24 GHz, Transmisión Horizontal con una frecuencia de resonancia de 9.02 GHz y Reflexión Horizontal con una frecuencia de resonancia de 9.02 GHz.

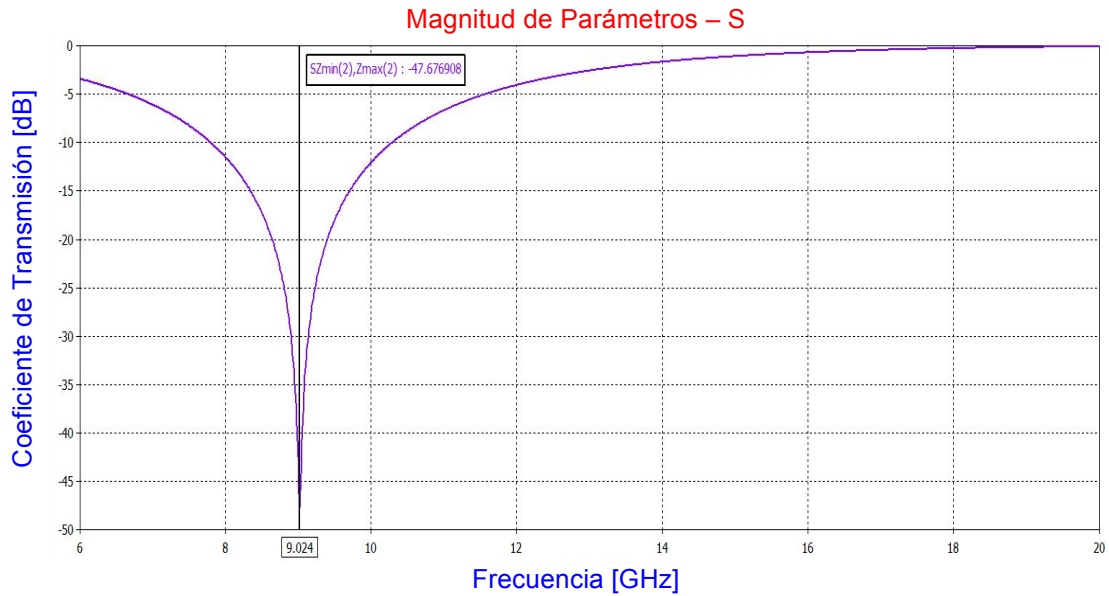
a) Transmisión Vertical.



b) Reflexión Vertical.



c) Transmisión Horizontal.



d) Reflexión Horizontal.

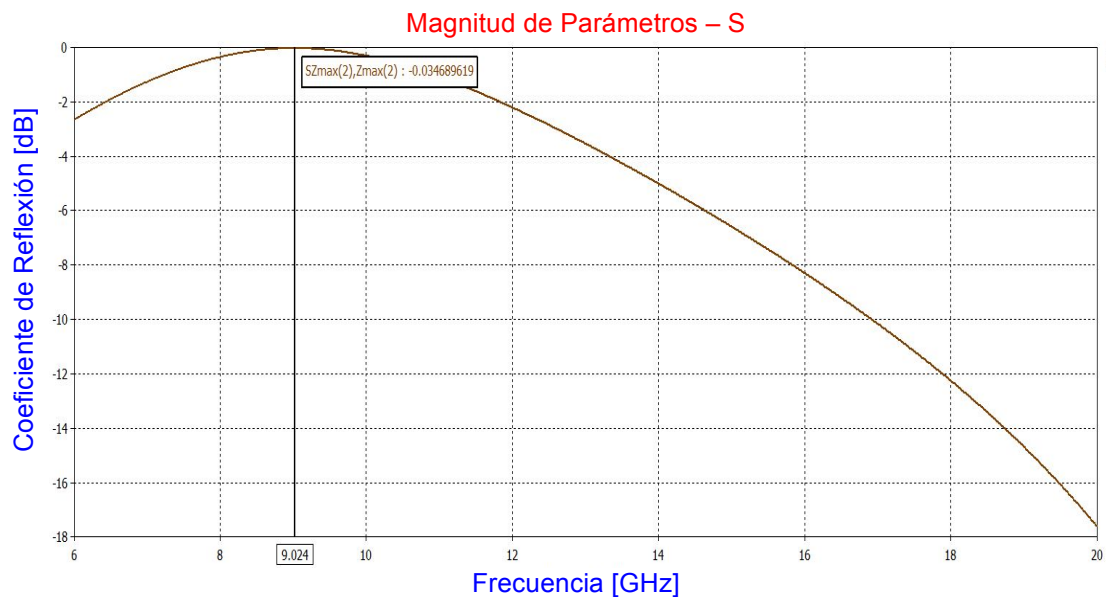


Figura 3.3.2.3.2 Resultados de las simulaciones de la celda unitaria tipo anillo metálico abierto. Parámetros S: a) Transmisión Vertical, b) Reflexión Vertical, c) Transmisión Horizontal y d) Reflexión Horizontal.

### 3.4 Estructura Sintonizable.

Si se requiere un arreglo con respuesta reconfigurable, es necesario cambiar el radio medio del anillo metálico para ajustar la frecuencia de resonancia. Como esto es difícil de lograr en la práctica, el cambio en la frecuencia de resonancia se logra añadiendo aperturas y cargas reactivas (capacitivas, inductivas) a los anillos.

Al agregar aperturas y cargas reactivas al anillo, cambia la frecuencia de resonancia permitiendo reubicar la respuesta, obteniendo así una respuesta reconfigurable (conmutable y sintonizable) en nuestra estructura. Los diodos PIN y los diodos varactores poseen una impedancia variable que puede ser modelada como una carga reactiva. Al agregar estas cargas reactivas en cada elemento de la superficie permite modificar electrónicamente sus características de transmisión y reflexión. Al utilizar diodos varactores como capacitores variables es posible la realización de una superficie sintonizable electrónicamente. Las dimensiones de las cargas reactivas son mucho menor que la longitud de onda de una señal en la banda X, por lo que no habrá ningún problema para realizar las simulaciones en el software CST – MWS y obtener resultados confiables del comportamiento de la celda.

#### **3.4.1 Simulaciones de la celda unitaria colocando diodos varactores (elementos concentrados) en las dos ranuras del anillo abierto.**

El dispositivo de control que es insertado en la celda unitaria para hacer del arreglo una estructura sintonizable es un diodo varactor. Este diodo varactor realizará un cambio en la capacitancia en el modelo electrodinámico de la celda unitaria; lo anterior, con base al valor de voltaje de polarización en inversa del mencionado diodo varactor. Aunque como se demostró en la sección del modelo eléctrico equivalente 3.1.6, también es posible introducir un cambio en la inductancia, contribuyendo a un análisis más extenso del comportamiento de la celda unitaria, conectando secciones de metal por una reactancia capacitiva o inductiva.

El dispositivo de control, en este caso el diodo varactor, se definió en el software CST – MWS como un elemento de parámetros concentrados (*Lumped Elements*), esto con base a que las dimensiones del diodo varactor son mucho menores que la longitud de onda de una señal en banda X que pase por éste y no tendrá una consecuencia desfavorable el análisis; sino todo lo contrario, al poder utilizar el modelo como referencia de análisis y estudio. CST – MWS puede simularlo de manera general como un elemento tipo *RLC Parallel* o como un diodo normal tipo *Diode*. El diodo varactor se simuló como una capacitancia concentrada variable, *RLC Parallel*, donde los campos de *R* y *L* son cero (el valor de  $R = 0$  en CST – MWS es tomado como un valor infinitamente grande de resistencia en paralelo), como se muestra en la figura 3.4.1.1. En el campo *C* que es nuestro parámetro de interés será donde se introduzca un valor distinto de cero y en unidades de *Farads*.

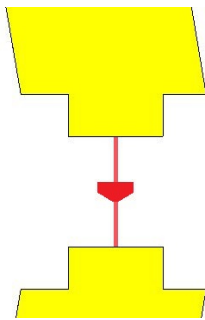


Figura 3.4.1.1 Carga Reactiva (Diodo Varactor en color rojo).

### 3.4.1.1 Diodo varactor MA46H146/MAVR-000146.

El diodo varactor elegido para la realización del diseño, simulación y fabricación del arreglo reconfigurable propuesto en este trabajo de tesis fue el diodo MA46H146/MAVR-000146 del fabricante MACOM.

Este diodo es un varactor de arsenuro de galio multiplicador flip-chip con las siguientes características más importantes:

- Muy baja capacitancia total ( $< 0.06$  pF).
- Factor de calidad extremadamente alto ( $Q > 15$  K a una frecuencia de  $f = 50$  MHz).
- Pasivación de nitruro de silicio.
- Polímero protector de arañazos.
- Configuración de montaje superficial.
- Cumple con la directiva RoHS.

La figura 3.4.1.1.1 muestra el modelo físico simple de este diodo varactor, en cambio la figura 3.4.1.1.2 muestra el modelo esquemático del circuito eléctrico equivalente del mismo.

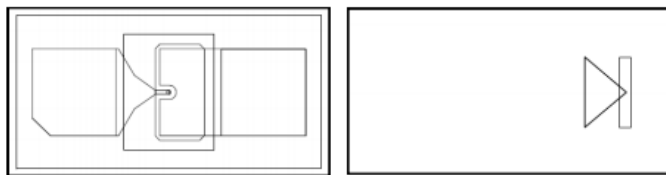


Figura 3.4.1.1.1 Modelo físico del diodo varactor MA46H146/MAVR-000146.

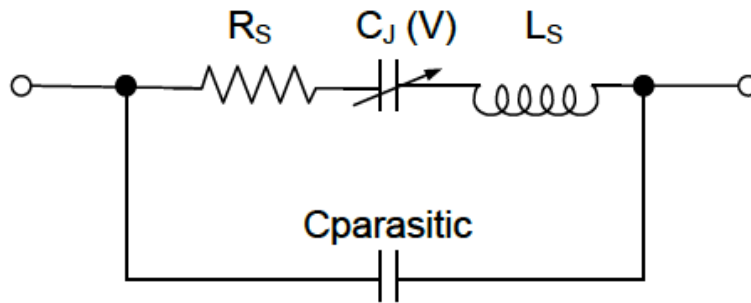


Figura 3.4.1.1.2 Modelo esquemático del circuito eléctrico equivalente del diodo varactor MA46H146/MAVR-000146.

La tabla 3.4.1.1.1 muestra las especificaciones eléctricas del diodo varactor MA46H146/MAVR-000146, estas especificaciones eléctricas son consideradas a una temperatura ambiente de +25 °C, una gamma de 0.45 a 0.55 y un voltaje en inversa ( $V_R$ ) de 0 a 20 volts. En cambio, la tabla 3.4.1.1.2 muestra los índices absolutos máximos del diodo varactor.

Parámetro	Prueba de Condiciones	Unidades	Min.	Típico	Máx.
Capacitancia Total	$V_R = 0 \text{ V}, 1 \text{ MHz}$	pF	-	0.063	-
	$V_R = 4 \text{ V}, 1 \text{ MHz}$		0.033	0.040	0.060
	$V_R = 10 \text{ V}, 1 \text{ MHz}$		-	0.032	-
	$V_R = 25 \text{ V}, 1 \text{ MHz}$		-	0.030	-
Relación de Capacitancia Total	$V_R = 0 \text{ V} / 25 \text{ V}$	-	-	2.1	-
Q Mínimo	$V_R = 4 \text{ V}, 50 \text{ MHz}$	-	-	15600	-
Cortocircuito	10 $\mu\text{A}$	V	26	-	-
Corriente Inversa	18 V	nA	-	-	50

Tabla 3.4.1.1.1 Especificaciones eléctricas del diodo varactor MA46H146/MAVR-000146.

Parámetro	Máximo Absoluto
Voltage de Reversa	- 26 V
Corriente Directa	50 mA
Temperatura de funcionamiento	- 65 °C a + 150 °C
Temperatura de almacenamiento	- 65 °C a + 150 °C
Temperatura de montaje	< 200 °C

Tabla 3.4.1.1.2 Índices absolutos máximos del diodo varactor MA46H146/MAVR-000146.

La figura 3.4.1.1.3 junto con la tabla 3.4.1.1.3 detallan las dimensiones del diodo varactor MA46H146/MAVR-000146. La figura muestra la estructura del diodo detallando las partes que lo componen, al mismo tiempo la tabla detalla los valores de las mismas en pulgadas y milímetros.



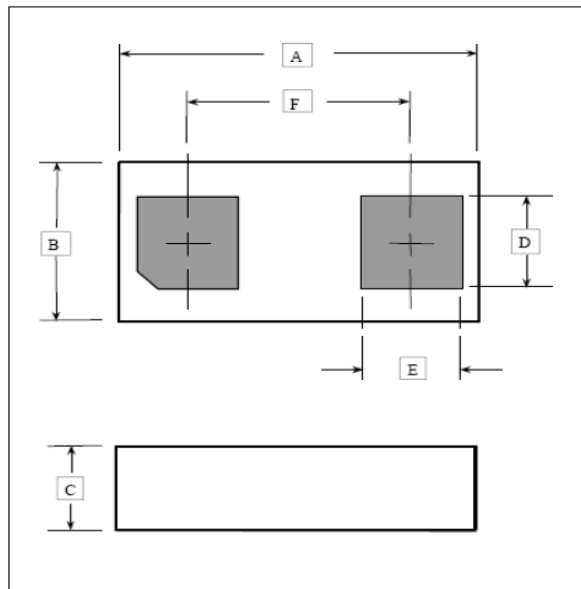


Figura 3.4.1.1.3 Dimensiones del diodo varactor MA46H146/MAVR-000146.

Dimensión	Pulgadas		Milímetros	
	Min.	Máx.	Min.	Máx.
A	0.025	0.027	0.64	0.69
B	0.012	0.015	0.30	0.38
C	0.006	0.008	0.15	0.20
D	0.007	0.009	0.18	0.23
E	0.006	0.008	0.15	0.20
F	0.015	0.017	0.38	0.43

Tabla 3.4.1.1.3 Valores de las dimensiones del diodo varactor MA46H146/MAVR-000146.

Por último, la figura 3.4.1.1.4 muestra las dimensiones de montaje del diodo varactor MA46H146/MAVR-000146, en pulgadas. Estas medidas son sumamente importante; ya que como se describió en la sección 3.3.1.2, cuando se describe el anillo abierto (anillo metálico con dos ranuras en el eje horizontal), se especifica que éstas dimensiones de montaje del diodo varactor se utilizaron para hacer el diseño de las dos ranuras del anillo abierto. Esto ayuda para que al momento de la fabricación y el montaje físico del diodo, la estructura sea la correcta y se pueda aprovechar el diseño para obtener los mejores resultados medidos. En la figura 3.4.1.1 donde se visualiza la adhesión del diodo varactor como elemento concentrado se observa la forma del montaje del mismo, tomado de esta información. Cabe mencionar que toda la información de este diodo varactor fue tomada de la hoja de datos del mismo, extraída directamente de la página de MACOM, quien es el fabricante.

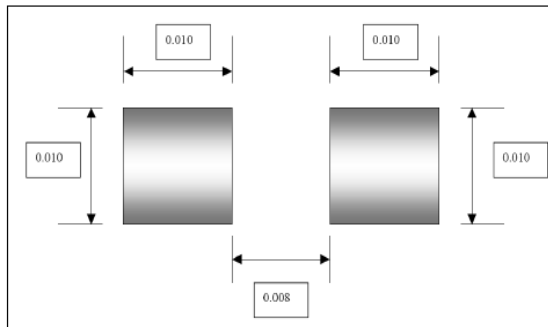


Figura 3.4.1.1.4 Dimensiones del montaje diodo varactor MA46H146/MAVR-000146 (en pulgadas).

### 3.4.1.2 Intervalo de variación de capacitancia del diodo varactor.

Como se muestra en la sección anterior 3.4.1.1, que describe al diodo varactor MA46H146/MAVR-000146. El intervalo de variación de la capacitancia que menciona la hoja de datos del mismo es de 0.030 pF a 0.063 pF. Los valores típicos que se sugieren utilizar en este intervalo de variación de la capacitancia del diodo son: 0.030 fF, 0.032 fF, 0.040 fF y 0.063 fF. Es por esto que las simulaciones que se realizaron en el software CST – MWS serán con la variación de estas capacitancias. Entonces, al tener este intervalo de variación de capacitancia, controlándolo mediante la polarización del diodo varactor en inversa, se obtiene un comportamiento de la celda unitaria reconfigurable, por lo tanto, el arreglo que se está simulando tiene una reacción reconfigurable y se cumple con el objetivo de este trabajo.

### 3.4.1.3 Resultados simulados.

La parte de las simulaciones del arreglo reconfigurable sintonizable se realiza con la celda unitaria tipo anillo metálico con las dos aberturas en el eje horizontal y montado en estas ranuras el diodo varactor descrito anteriormente en la sección 3.4.1.1. Estas simulaciones se realizaron con todas las consideraciones especificadas anteriormente sobre el diseño de la celda unitaria, sus materiales, dimensiones, propiedades y especificaciones de la simulación.

Las aperturas que se le realizaron al anillo metálico se definieron sobre el eje horizontal, justo en el centro del anillo. La forma geométrica que tiene estas dos aperturas son con base a la hoja de datos sobre el montaje del encapsulado del diodo varactor, mismo diodo varactor que fue elegido para ser la carga reactiva que actúe como control para el funcionamiento del arreglo reconfigurable. Reconfigurabilidad que se da al variar el valor de capacitancia de 0.030 pF a 0.063 pF, según la hoja de datos del diodo varactor MA46H146/MAVR-000146. Misma variación que se dará al controlar el voltaje en inversa en un intervalo de 0 volts a 25 volts, donde en 0 volts en inversa el valor de la capacitancia del diodo varactor será de 0.063 pF y en 25 volts en inversa el valor de la capacitancia del diodo varactor será de 0.030 pF.

Esta celda unitaria simulada se realizó en dos partes, en la primera parte se simuló sin los inductores de polarización, en la segunda parte se hizo la inclusión de los dos inductores de polarización, en la parte de arriba y de abajo del anillo metálico, como se ha especificado anteriormente.

1. Simulaciones de celda unitaria con diodos varactores integrados en el anillo metálico. La figura 3.4.1.3.1 muestra el anillo metálico con dos diodos varactores integrados MA46H146/MAVR-000146.

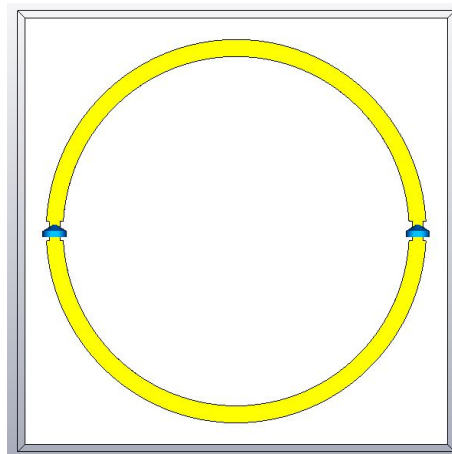
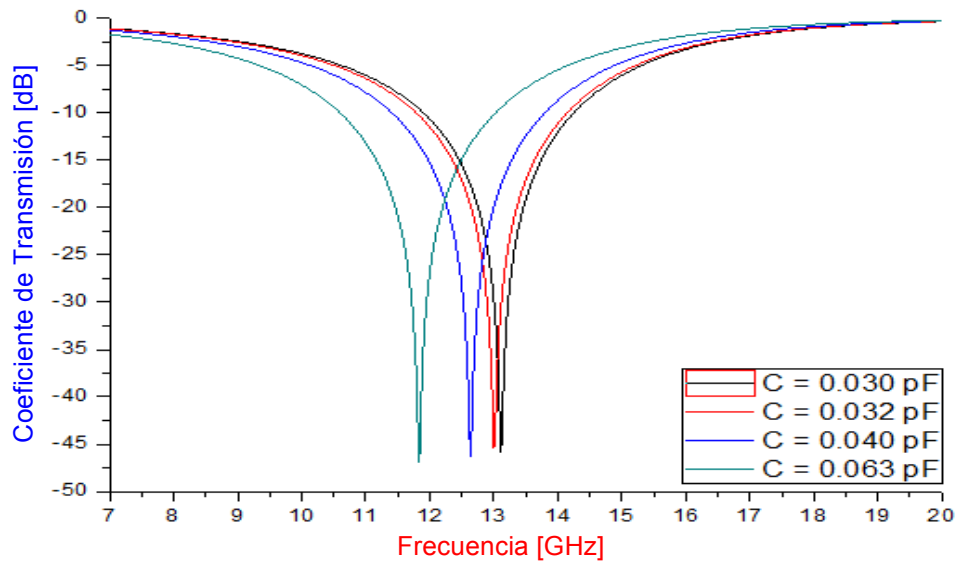


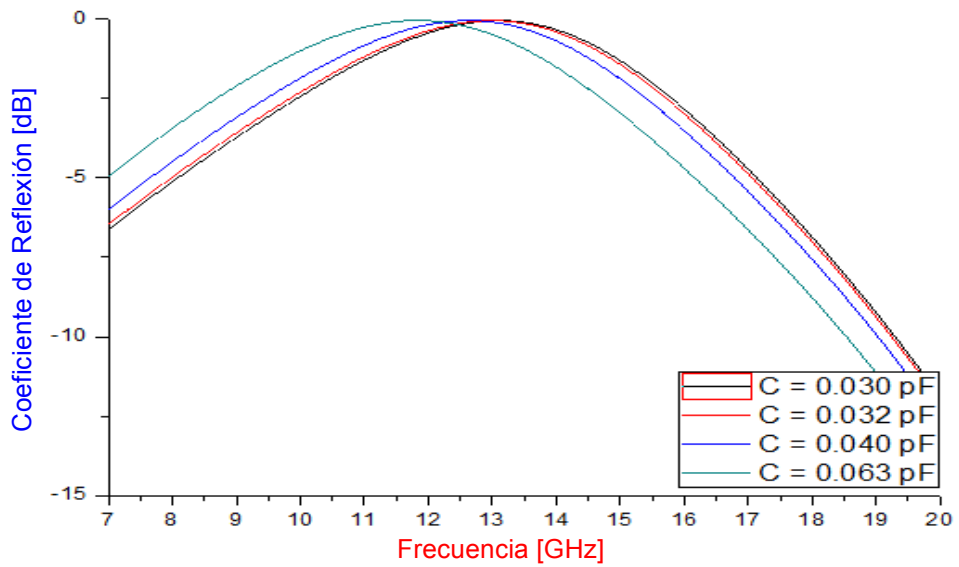
Figura 3.4.1.3.1 Anillo Metálico con diodos varactores MA46H146/MAVR-000146.

En la figura 3.4.1.3.2 se despliegan los resultados de las simulaciones de la celda unitaria tipo anillo metálico abierto con diodos varactores integrados, el valor de capacitancia de estos diodos con los que se realizaron las simulaciones fueron: 0.030 pF, 0.032 pF, 0.040 pF y 0.063 pF. Desplegando entonces los parámetros S: Transmisión Vertical, Reflexión Vertical, Transmisión Horizontal y Reflexión Horizontal. Y obteniendo un arreglo reconfigurable sintonizable, gracias a la variación de la capacitancia del diodo.

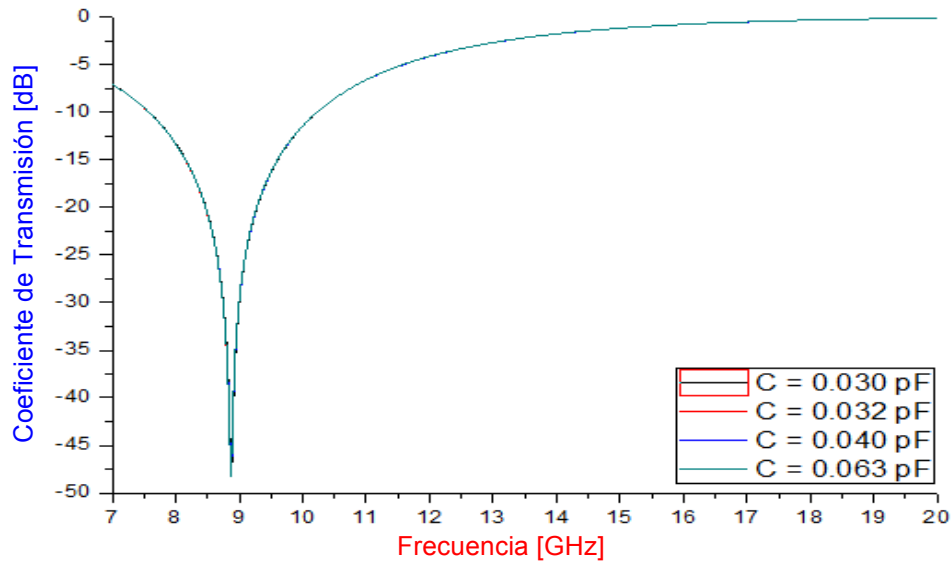
a) Transmisión Vertical.



b) Reflexión Vertical.



c) Transmisión Horizontal.



d) Reflexión Horizontal.

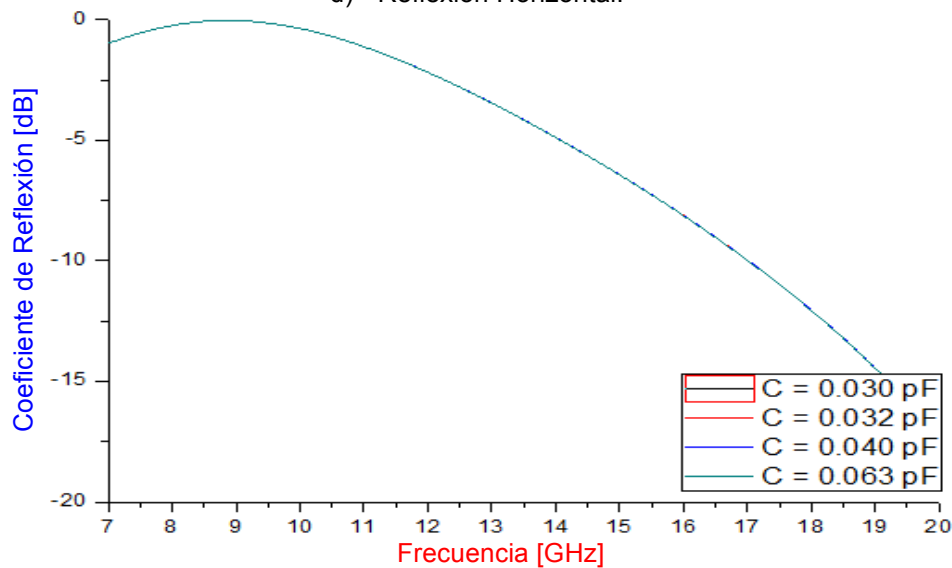


Figura 3.4.1.3.2 Resultados de las simulaciones de la celda unitaria tipo anillo metálico con diodos varactores MA46H146/MAVR-000146 integrados. Parámetros S: a) Transmisión Vertical, b) Reflexión Vertical, c) Transmisión Horizontal y d) Reflexión Horizontal.

2. Simulaciones de celda unitaria con diodos varactores integrados en el anillo metálico e inductores de polarización. La figura 3.4.1.3.3 muestra el anillo metálico con dos diodos varactores integrados MA46H146/MAVR-000146 y los dos inductores que sirven como parte del circuito de polarización de la celda unitaria.

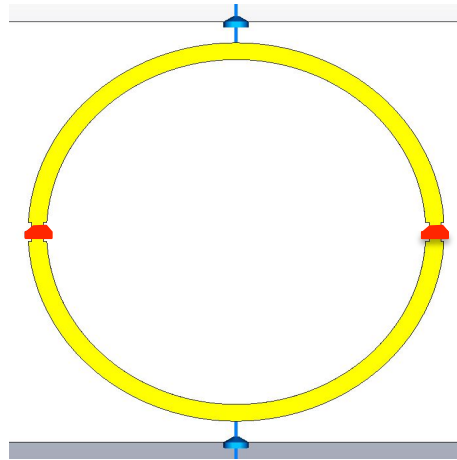
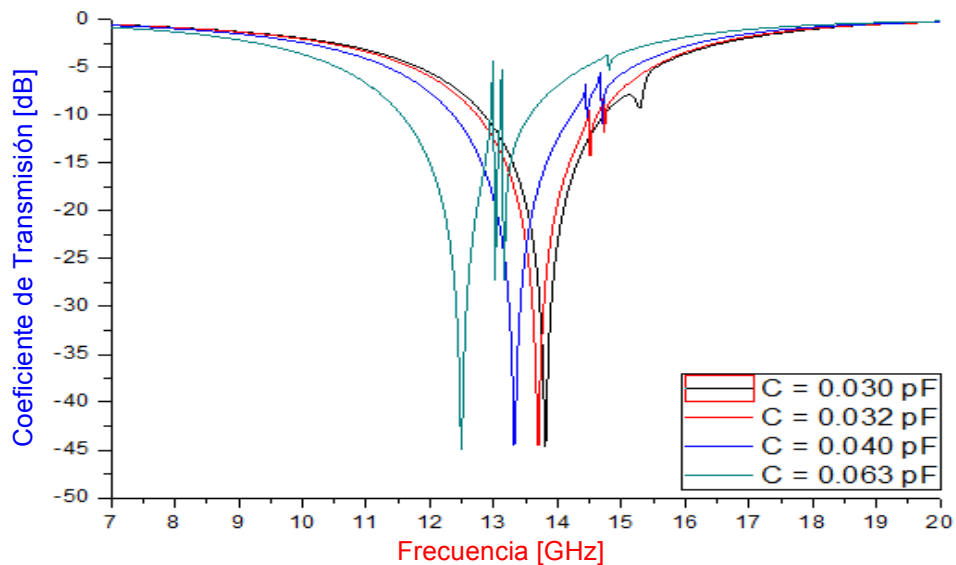


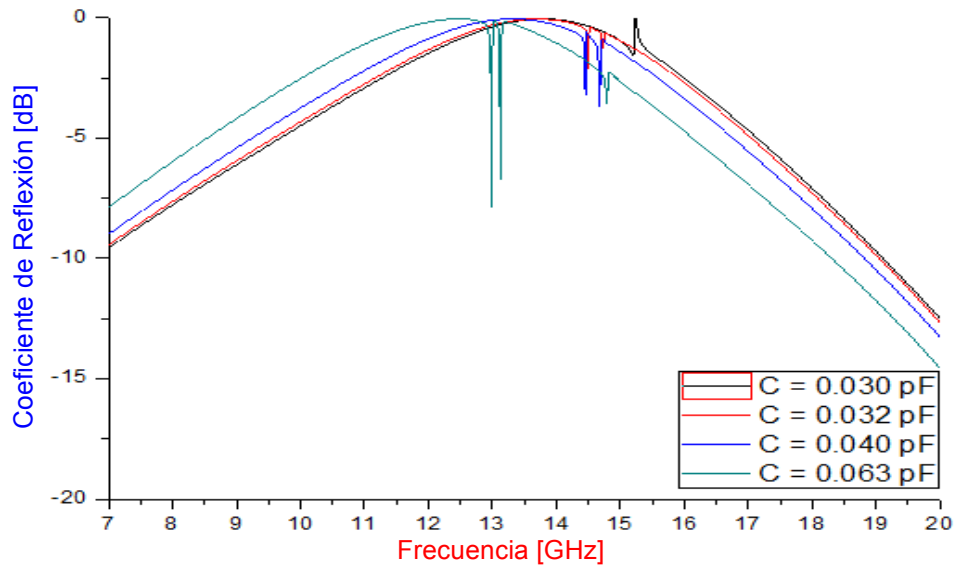
Figura 3.4.1.3.3 Anillo Metálico con diodos varactores MA46H146/MAVR-000146 (elementos en color rojo) e inductores MHQ0603P como circuito de polarización (elementos en color azul).

En la figura 3.4.1.3.4 se despliegan los resultados de las simulaciones de la celda unitaria tipo anillo metálico abierto con diodos varactores integrados y los inductores integrados como circuito de polarización, el valor de capacitancia de estos diodo con los que se realizaron las simulaciones fueron: 0.030 pF, 0.032 pF, 0.040 pF y 0.063 pF. Desplegando entonces los parámetros S: Transmisión Vertical, Reflexión Vertical, Transmisión Horizontal y Reflexión Horizontal. Y obteniendo un arreglo reconfigurable sintonizable, gracias a la variación de la capacitancia del diodo.

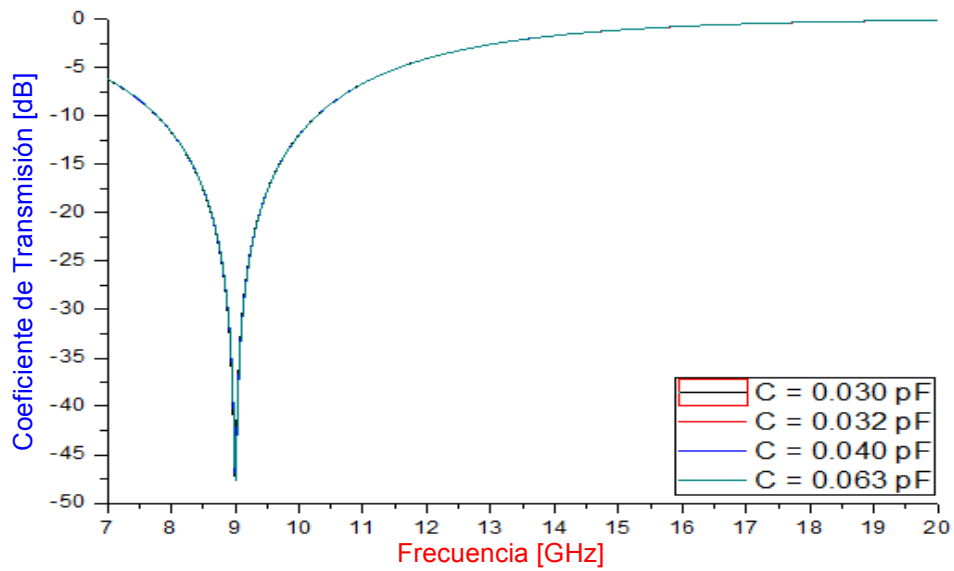
a) Transmisión Vertical.



b) Reflexión Vertical.



c) Transmisión Horizontal.



d) Reflexión Horizontal.

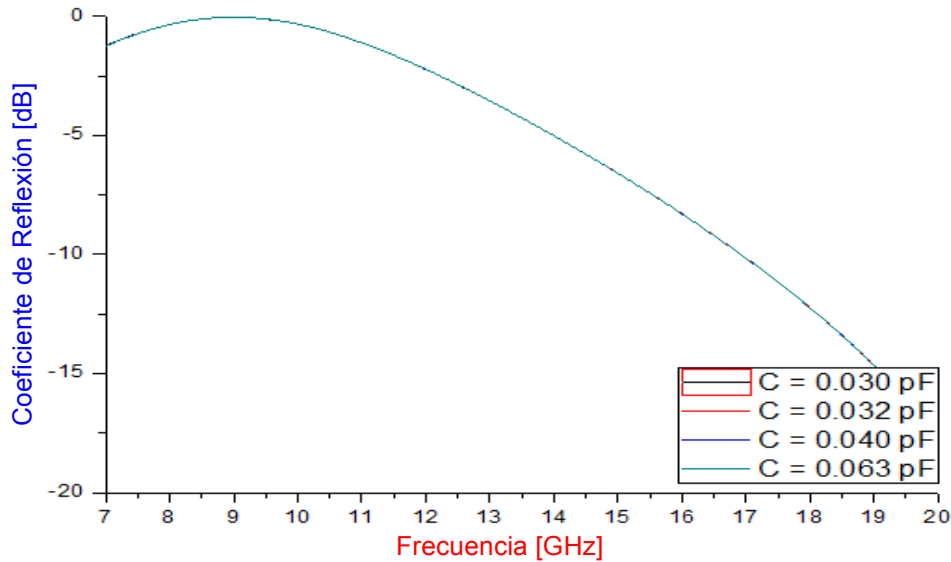


Figura 3.4.1.3.4 Resultados de las simulaciones de la celda unitaria tipo anillo metálico con diodos varactores MA46H146/MAVR-000146 integrados. Parámetros S: a) Transmisión Vertical, b) Reflexión Vertical, c) Transmisión Horizontal y d) Reflexión Horizontal.

### 3.5 Adaptación del arreglo reconfigurable para funcionamiento en Banda X.

#### 3.5.1 Simulaciones de la celda unitaria modificada para funcionamiento en Banda X.

Las simulaciones anteriores cumplen con el objetivo propuesto principal en este trabajo de tesis. Desarrollar un arreglo reconfigurable basado en anillos metálicos con cargas reactivas. Sin embargo, un objetivo particular es la fabricación de una celda unitaria que muestre el comportamiento del arreglo para poder ser medida y caracterizada y así tener un panorama más amplio y bases más sólidas de este trabajo de investigación. Para tal fin, es necesario modificar la celda unitaria propuesta inicialmente, pues se necesita adaptar la celda unitaria a una guía de onda rectangular WR-90, que trabaja en banda X (de 8 Ghz a 12 Ghz) cuyas dimensiones físicas son de 22.86 mm de largo x 10.16 mm de ancho.

Este cambio se realiza debido a que en el Departamento de Electrónica de la Facultad de Ingeniería de la UNAM se tiene este tipo de guía de onda y se puede montar una celda unitaria para poder ser medida y obtener sus parámetros y su comportamiento.

La figura 3.5.1.1 muestra la propuesta de la celda unitaria tipo anillo metálico para ser simulada y fabricada; en esta figura se muestran las dimensiones más importantes para el diseño del anillo, teniendo en cuenta que tanto el montaje de los diodos varactores como de los inductores se explicó de manera detallada anteriormente, considerando las dimensiones del montaje en sus respectivas



hojas de datos. Con este nuevo diseño se realizaron las simulaciones descritas anteriormente en este capítulo 3. Se presentan ahora estos resultados, especificando que los detalles descritos en cada una de las simulaciones anteriores fueron tomados tal cual para estas nuevas simulaciones. Solo cambió el diseño del anillo metálico más no las consideraciones planteadas, mismas que no se describen de nuevo para no hacer repetitiva la información. El valor del radio exterior es de  $R_{ext} = 4.0$  mm y el radio interior es de  $R_{int} = 3.6$  mm. Los cuatro dientes que se agregaron al anillo tienen como dimensiones 1.6 mm de ancho por 2.8 mm de largo, respetando el grosor de 0.4 mm del anillo. La posición de estos cuatro dientes están acomodados estratégicamente a  $45^\circ$ ,  $135^\circ$ ,  $225^\circ$  y  $315^\circ$  alrededor del anillo.

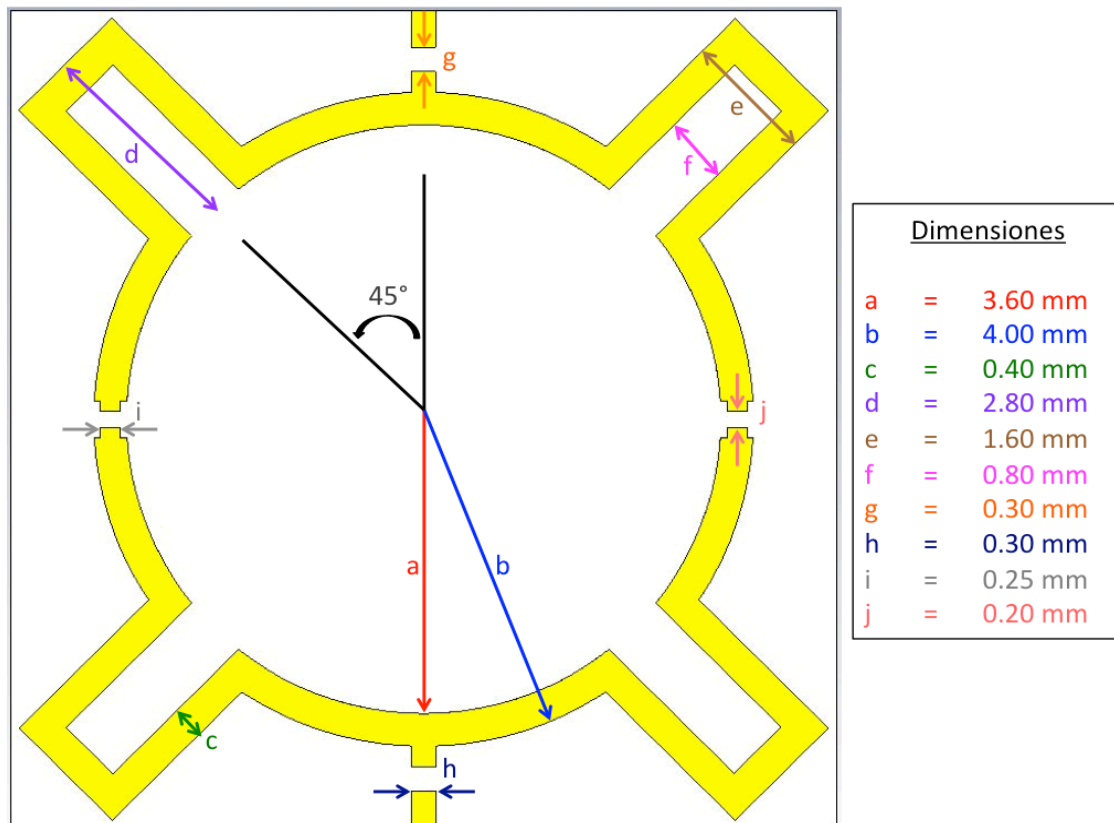


Figura 3.5.1.1 Propuesta de diseño de la Celda Unitaria del Anillo Metálico para trabajar en Banda X. Dimensiones más importantes.

✓ **ESTRUCTURA ANILLO METÁLICO.**

○ **Sin inductores de polarización.**

La figura 3.5.1.2 muestra la celda unitaria tipo anillo metálico abierto, con todas las consideraciones especificadas anteriormente sobre el diseño de la celda unitaria, sus materiales, dimensiones, propiedades y especificaciones de la simulación.

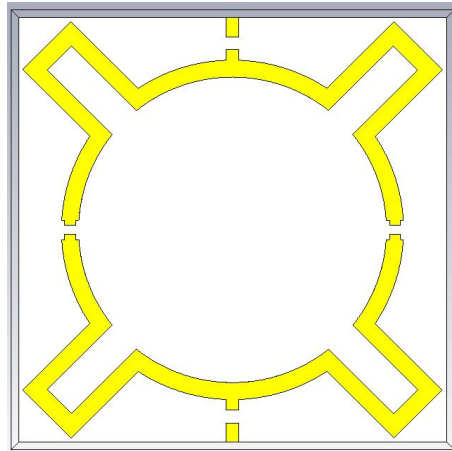
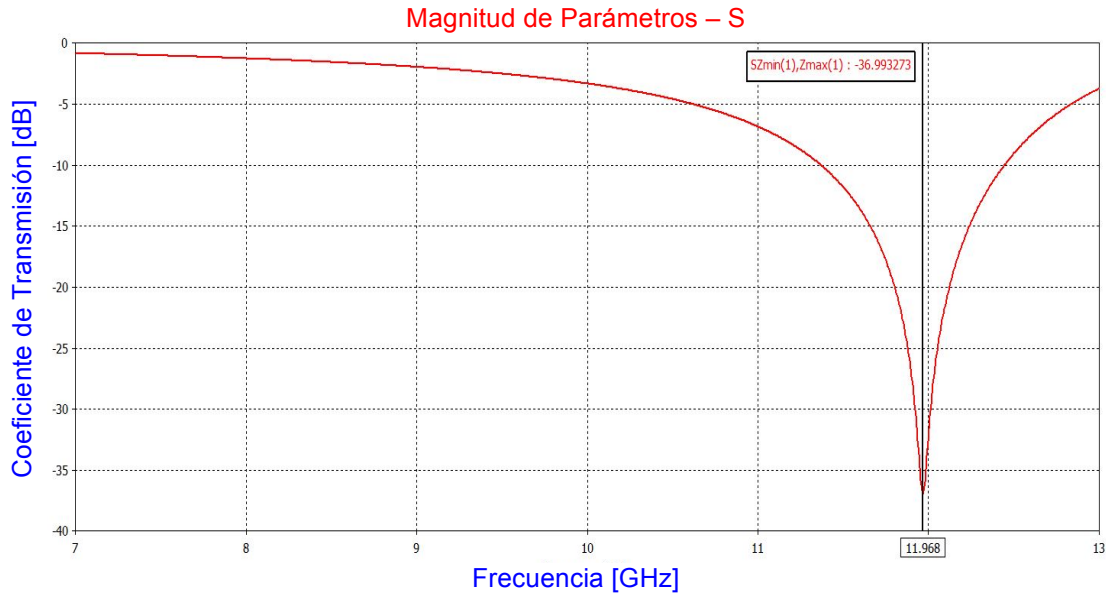


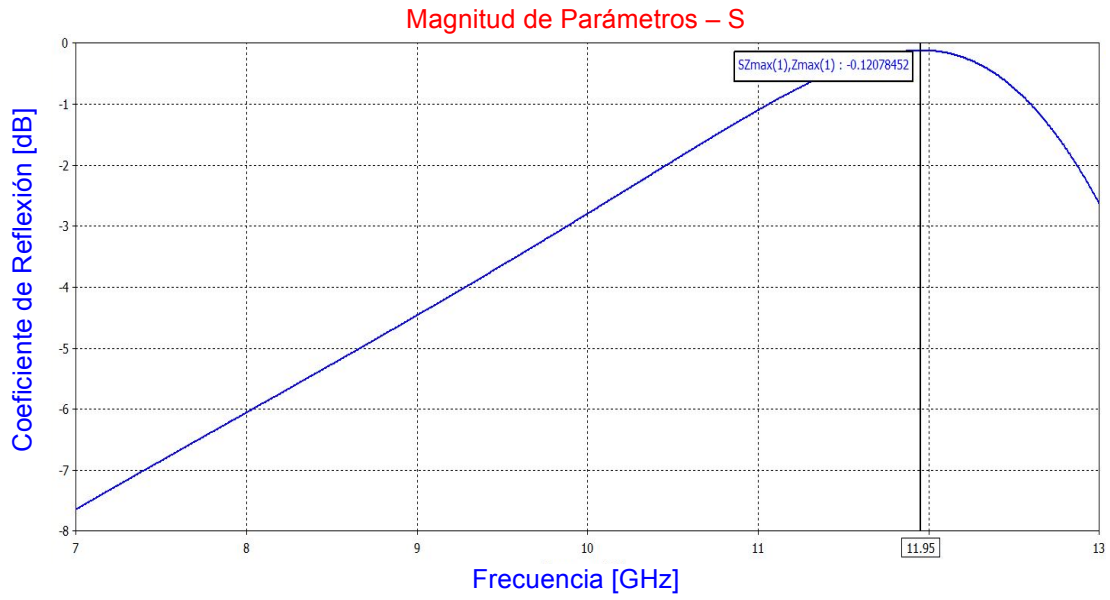
Figura 3.5.1.2 Celda unitaria tipo anillo metálico abierto.

En la figura 3.5.1.3 se despliegan los resultados de las simulaciones de la celda unitaria tipo anillo metálico abierto. Desplegando entonces los parámetros S: Transmisión Vertical con una frecuencia de resonancia de 11.96 GHz, Reflexión Vertical con una frecuencia de resonancia de 11.95 GHz, Transmisión Horizontal con una frecuencia de resonancia de 7.05 GHz y Reflexión Horizontal con una frecuencia de resonancia de 7.05 GHz.

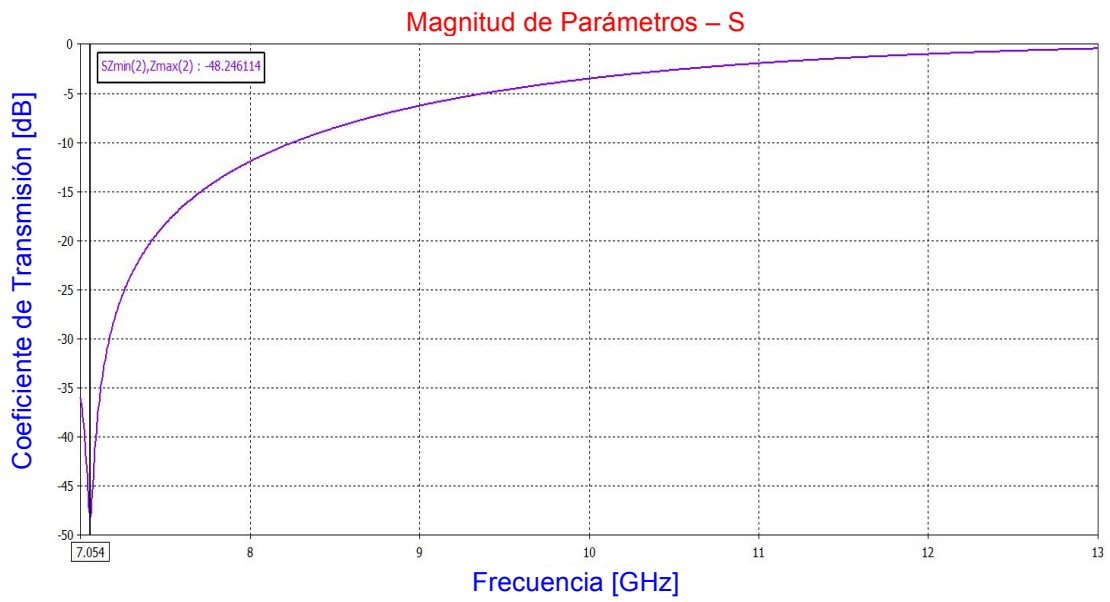
a) Transmisión Vertical.



b) Reflexión Vertical.



c) Transmisión Horizontal.



d) Reflexión Horizontal.

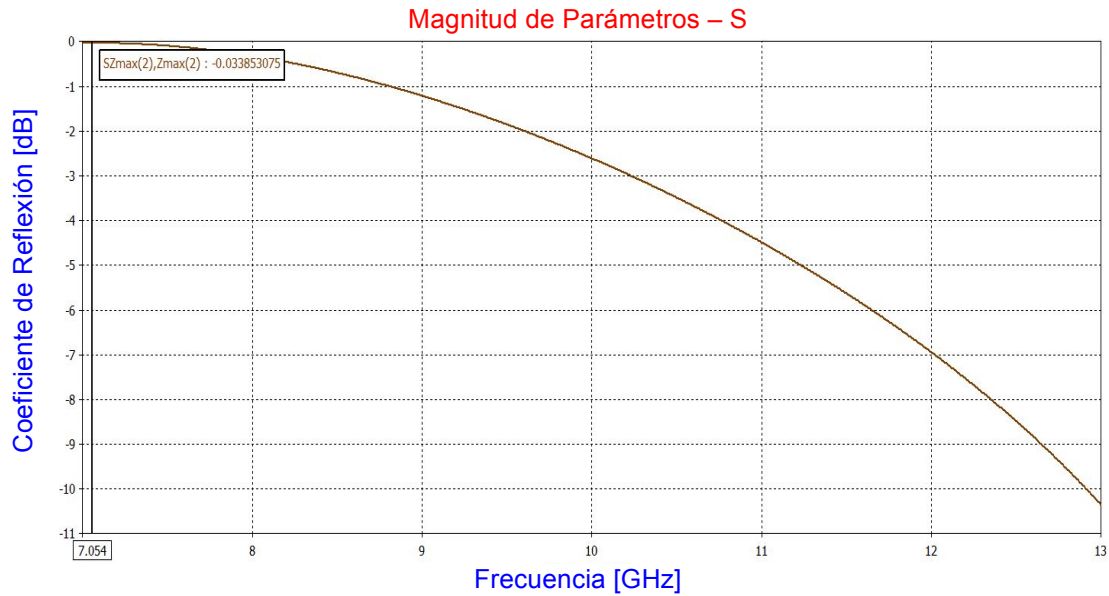


Figura 3.5.1.3 Resultados de las simulaciones de la celda unitaria tipo anillo metálico abierto. Parámetros S: a) Transmisión Vertical, b) Reflexión Vertical, c) Transmisión Horizontal y d) Reflexión Horizontal.

○ **Con inductores de polarización.**

La figura 3.5.1.4 muestra la celda unitaria tipo anillo metálico abierto, con todas las consideraciones especificadas anteriormente sobre el diseño de la celda unitaria, sus materiales, dimensiones, propiedades y especificaciones de la simulación. Con la inserción de los dos inductores de polarización descritos en 3.3.2.1.

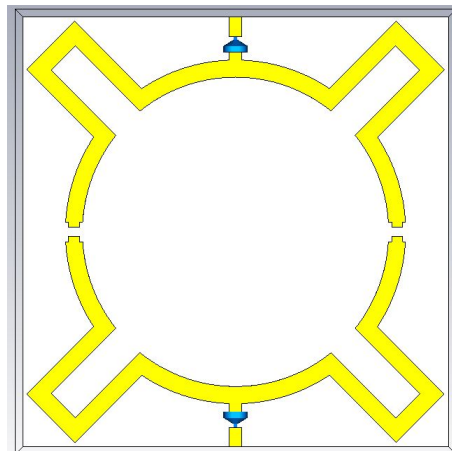
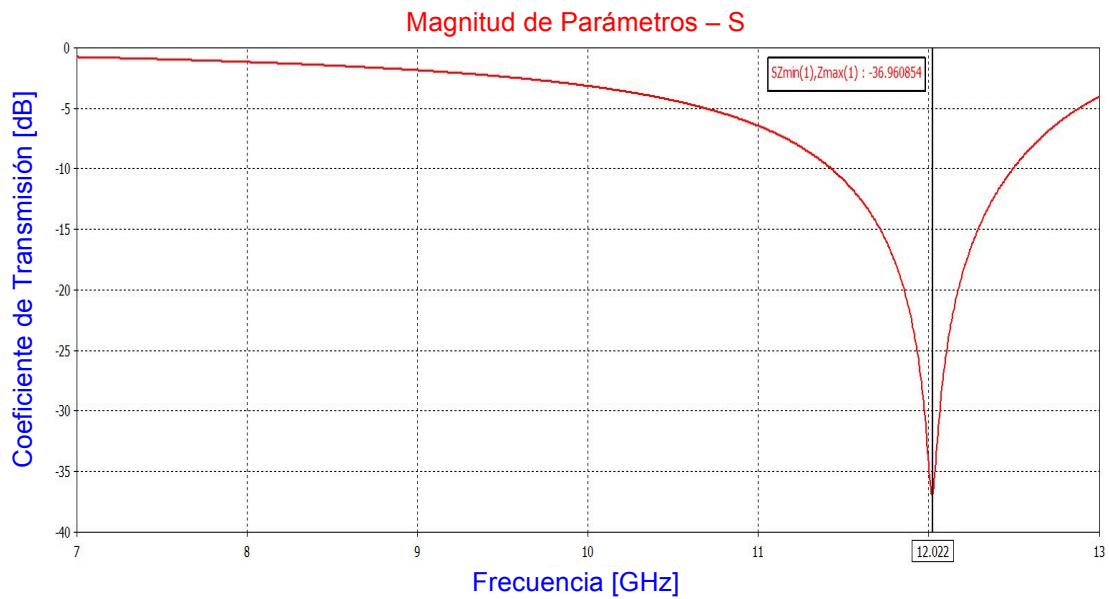


Figura 3.5.1.4 Celda unitaria tipo anillo metálico abierto con inductores de polarización.

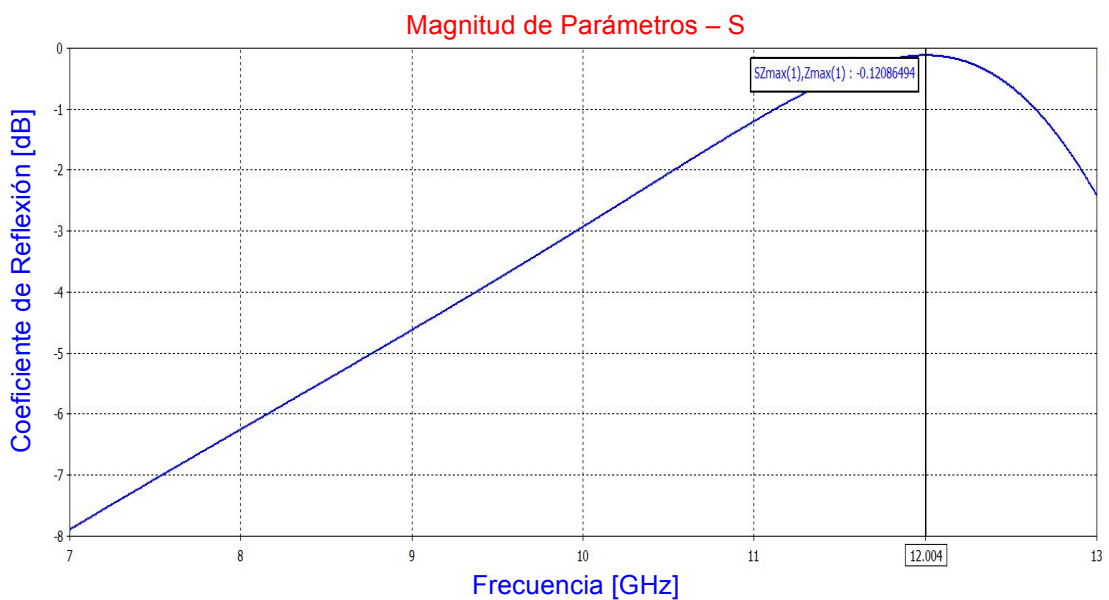
En la figura 3.5.1.5 se despliegan los resultados de las simulaciones de la celda unitaria tipo anillo metálico abierto con inductores de polarización. Desplegando entonces los parámetros S: Transmisión Vertical con una frecuencia de resonancia

de 12.02 GHz, Reflexión Vertical con una frecuencia de resonancia de 12.00 GHz, Transmisión Horizontal con una frecuencia de resonancia de 7.06 GHz y Reflexión Horizontal con una frecuencia de resonancia de 7.06 GHz.

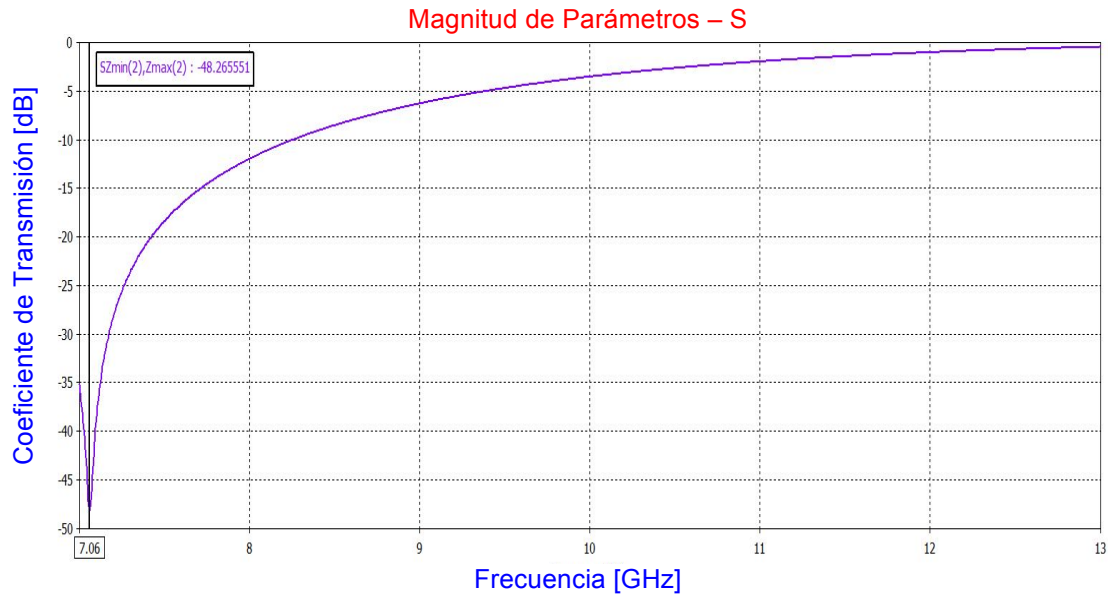
a) Transmisión Vertical.



b) Reflexión Vertical.



c) Transmisión Horizontal.



d) Reflexión Horizontal.

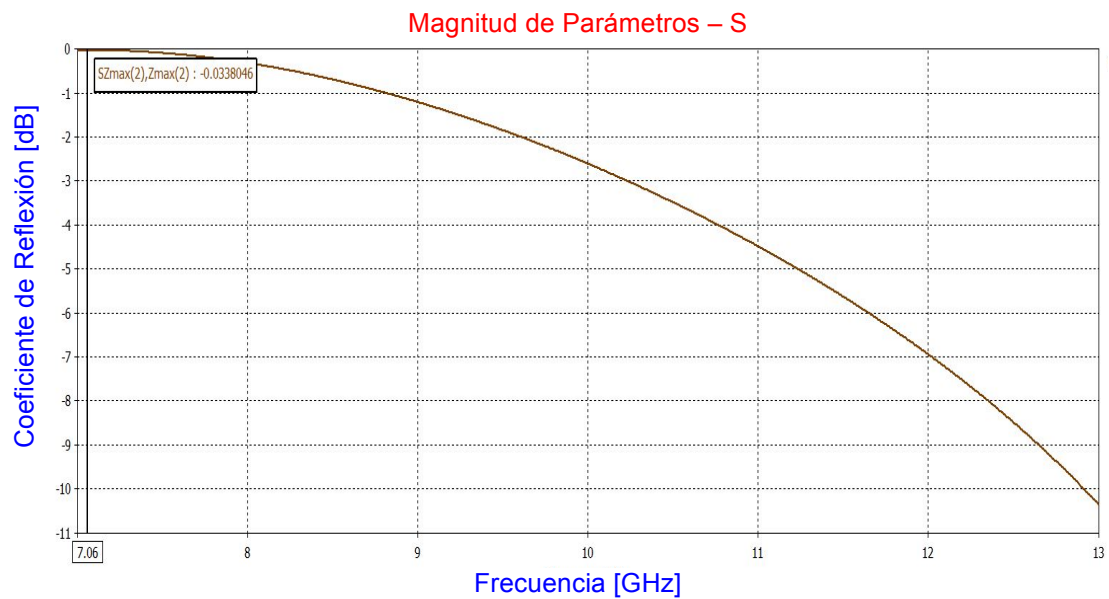


Figura 3.5.1.5 Resultados de las simulaciones de la celda unitaria tipo anillo metálico abierto con inductores de polarización. Parámetros S: a) Transmisión Vertical, b) Reflexión Vertical, c) Transmisión Horizontal y d) Reflexión Horizontal.

✓ **ESTRUCTURA ANILLO METÁLICO.**

○ **Con inductores de polarización y diodos varactores MA46H146/MAVR-000146 como cargas reactivas.**

La figura 3.5.1.6 muestra la celda unitaria tipo anillo metálico abierto con inductores de polarización y diodos varactores MA46H146/MAVR-000146 como cargas reactivas; con todas las consideraciones especificadas anteriormente sobre el diseño de la celda unitaria, sus materiales, dimensiones, propiedades y especificaciones de la simulación.

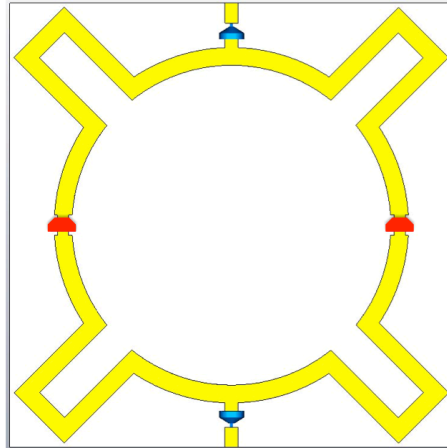
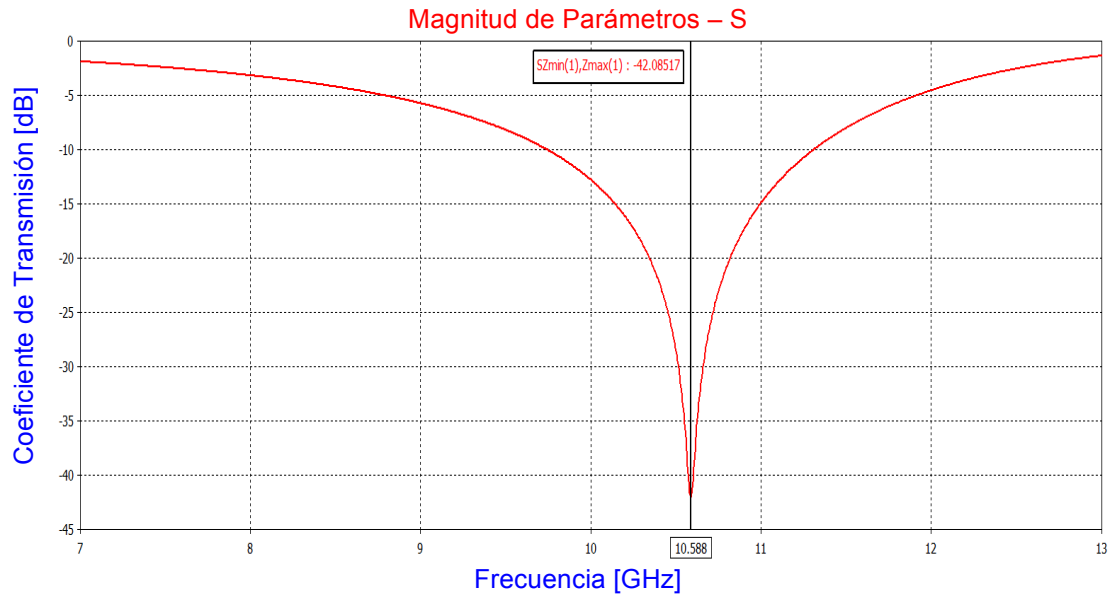


Figura 3.5.1.6 Celda unitaria tipo anillo metálico abierto con inductores de polarización y diodos varactores MA46H146/MAVR-000146 como cargas reactivas.

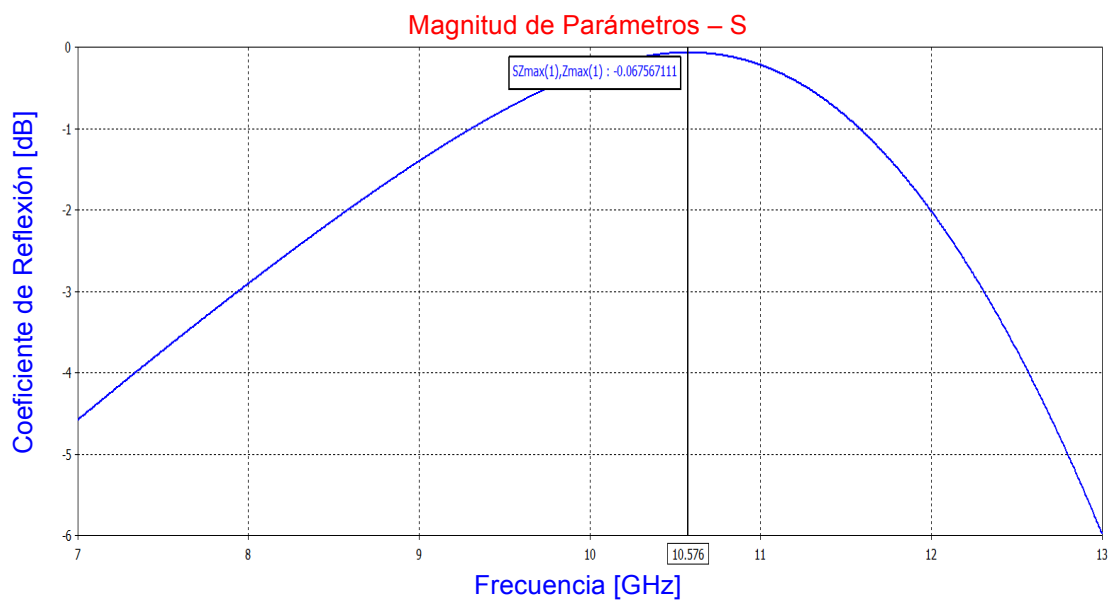
- ***Diodo varactor MA46H146/MAVR-000146 – C = 30 fF.***

En la figura 3.5.1.7 se despliegan los resultados de las simulaciones de la celda unitaria tipo anillo metálico abierto con dos inductores de polarización (elementos del eje vertical) y con dos diodos varactores MA46H146/MAVR-000146 con valor de  $C = 30 \text{ fF}$  (elementos del eje horizontal). Desplegando entonces los parámetros S: Transmisión Vertical con una frecuencia de resonancia de 10.58 GHz, Reflexión Vertical con una frecuencia de resonancia de 10.57 GHz, Transmisión Horizontal con una frecuencia de resonancia de 7.04 GHz y Reflexión Horizontal con una frecuencia de resonancia de 7.04 GHz.

a) Transmisión Vertical.

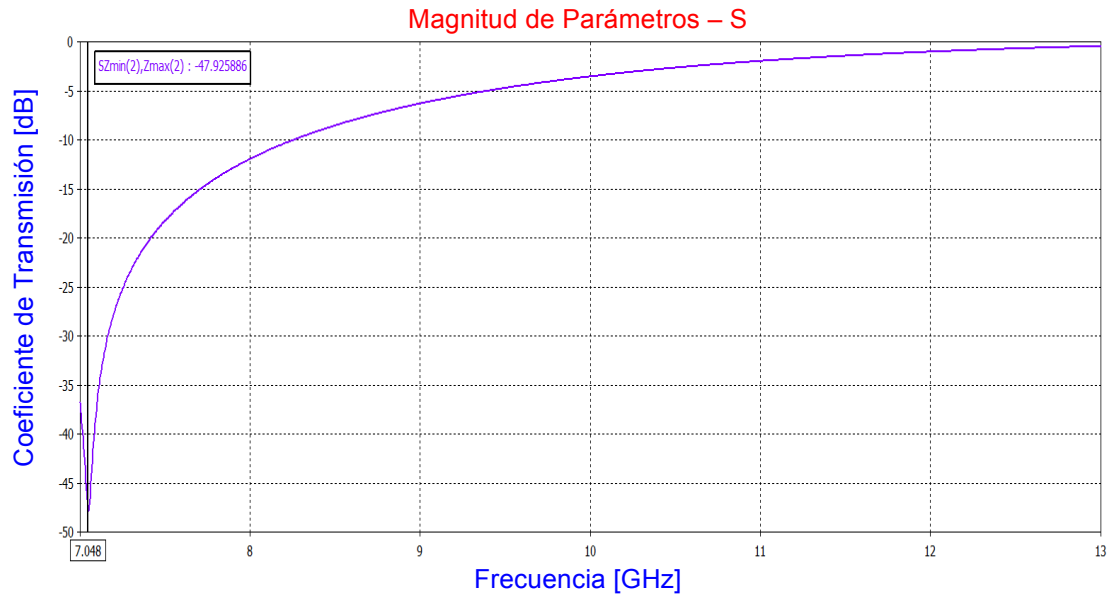


b) Reflexión Vertical.





c) Transmisión Horizontal.



d) Reflexión Horizontal.

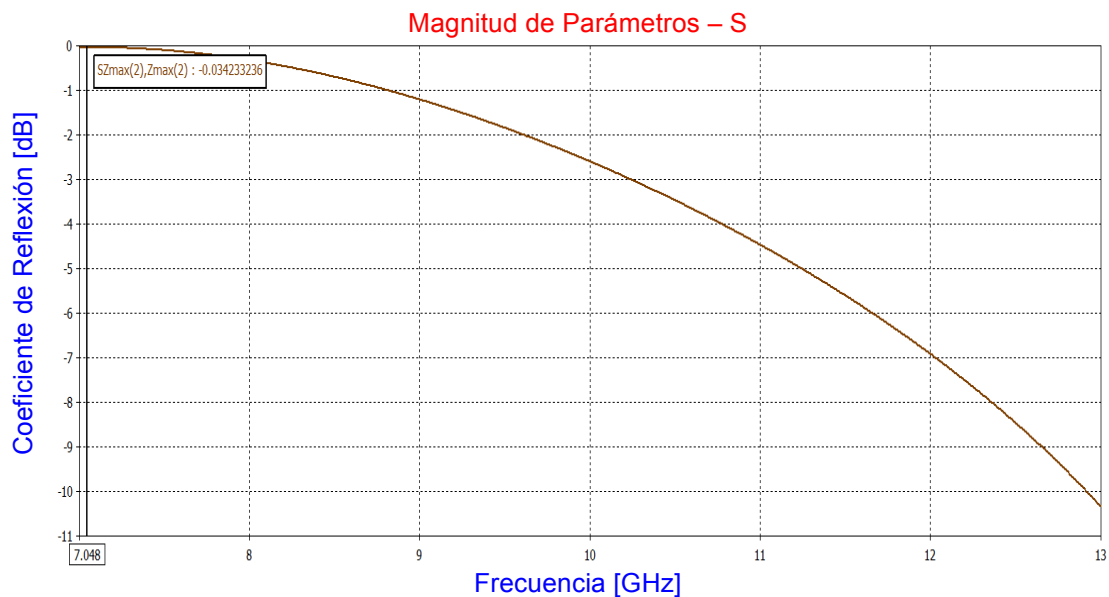


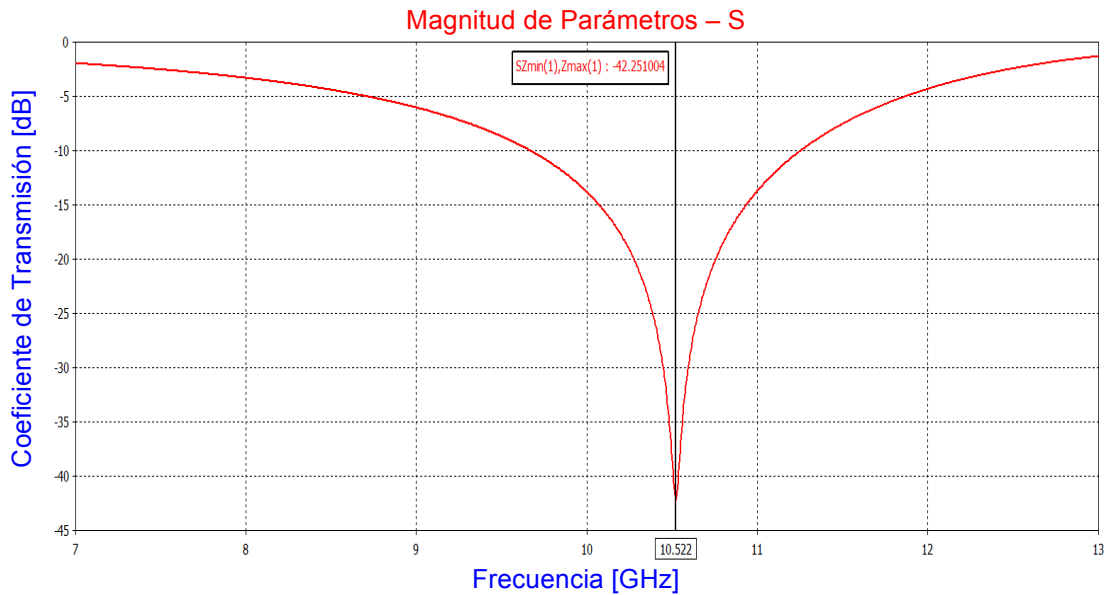
Figura 3.5.1.7 Resultados de las simulaciones de la celda unitaria tipo anillo metálico abierto con dos inductores de polarización (elementos del eje vertical) y con dos diodos varactores MA46H146/MAVR-000146 con valor de  $C = 30$  fF (elementos del eje horizontal). Parámetros S: a) Transmisión Vertical, b) Reflexión Vertical, c) Transmisión Horizontal y d) Reflexión Horizontal.

▪ **Diodo varactor MA46H146/MAVR-000146 –  $C = 32$  fF.**

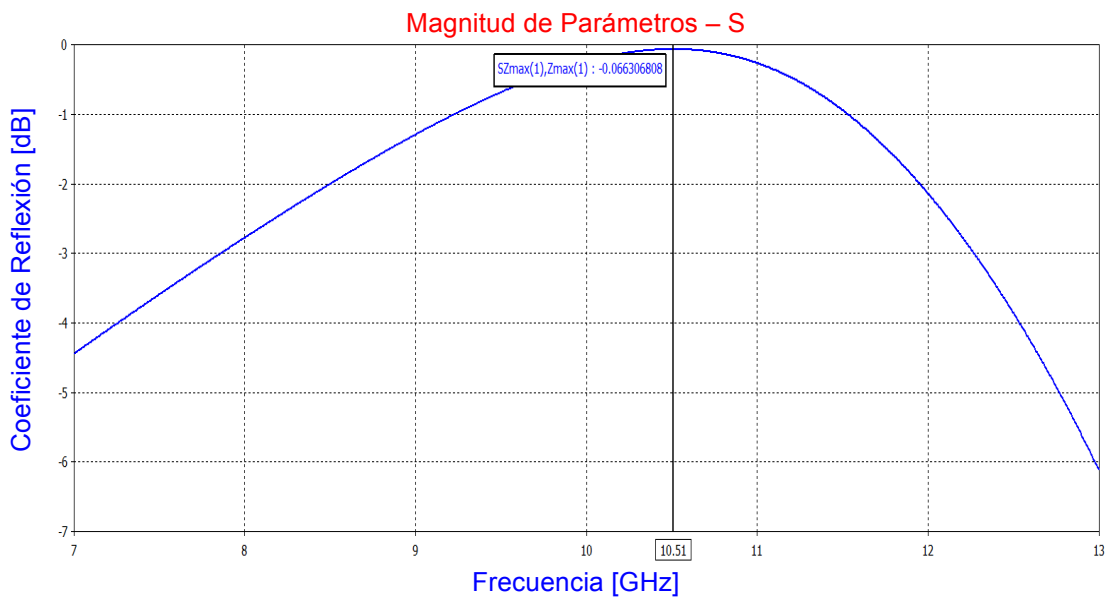
En la figura 3.5.1.8 se despliegan los resultados de las simulaciones de la celda unitaria tipo anillo metálico abierto con dos inductores de polarización (elementos del eje vertical) y con dos diodos varactores MA46H146/MAVR-000146 con valor

de  $C = 32$  fF (elementos del eje horizontal). Desplegando entonces los parámetros S: Transmisión Vertical con una frecuencia de resonancia de 10.52 GHz, Reflexión Vertical con una frecuencia de resonancia de 10.51 GHz, Transmisión Horizontal con una frecuencia de resonancia de 7.05 GHz y Reflexión Horizontal con una frecuencia de resonancia de 7.04 GHz.

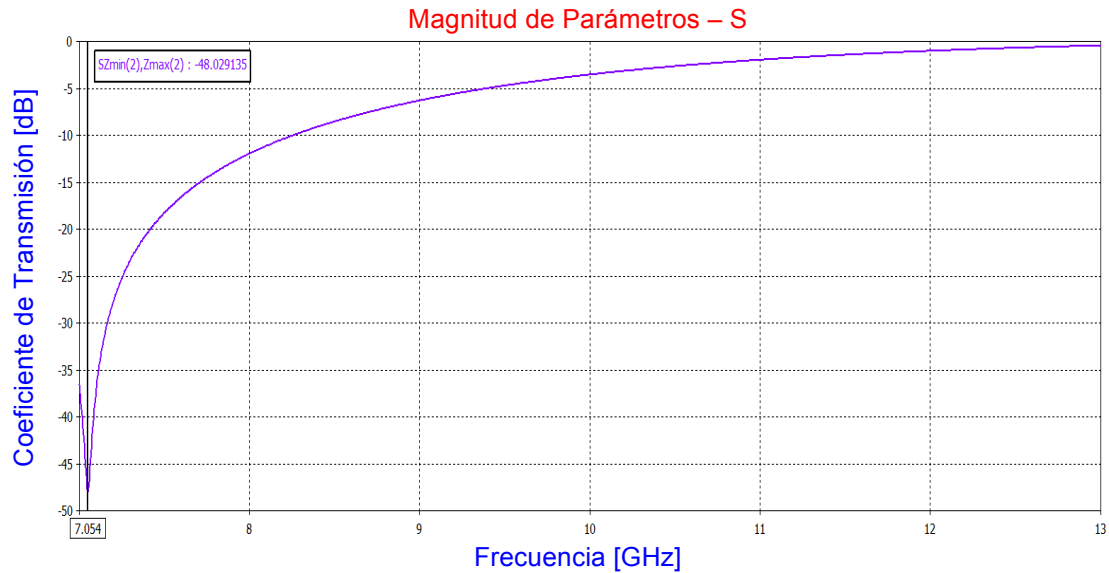
a) Transmisión Vertical.



b) Reflexión Vertical.



c) Transmisión Horizontal.



d) Reflexión Horizontal.

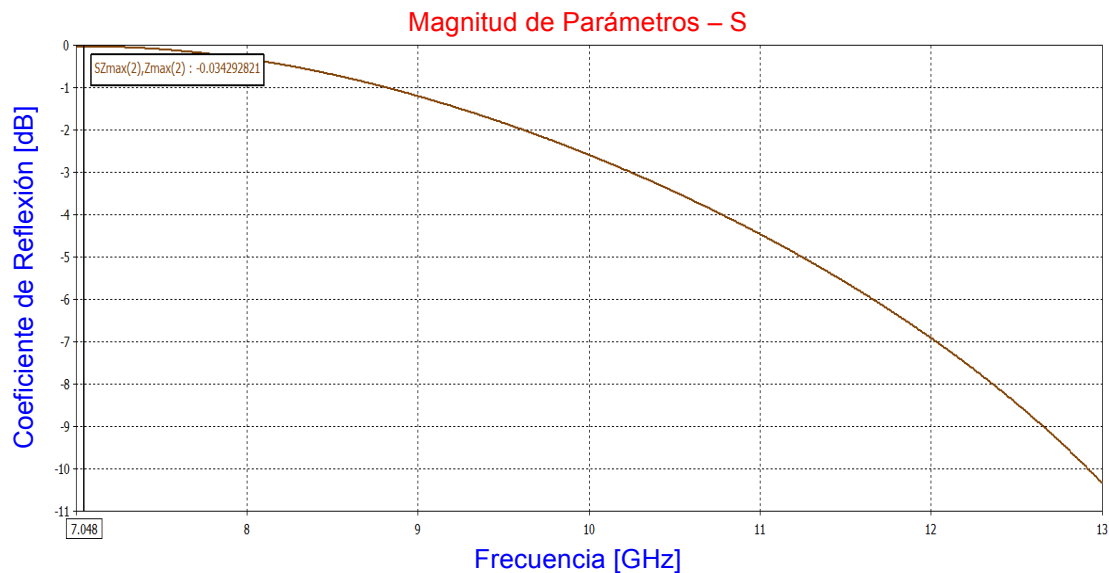


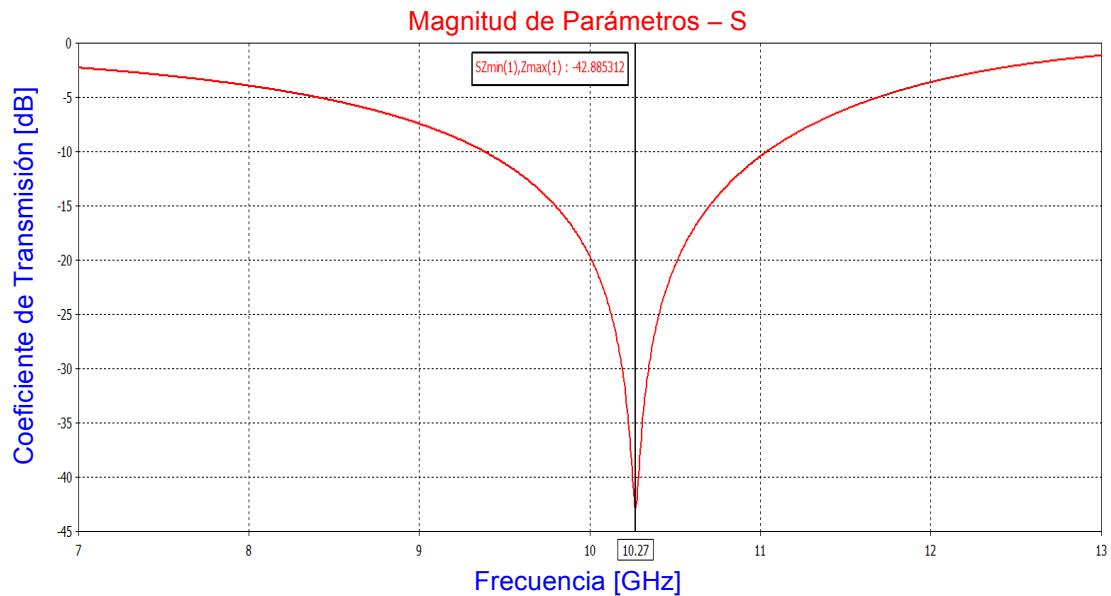
Figura 3.5.1.8 Resultados de las simulaciones de la celda unitaria tipo anillo metálico abierto con dos inductores de polarización (elementos del eje vertical) y con dos diodos varactores MA46H146/MAVR-000146 con valor de  $C = 32$  fF (elementos del eje horizontal). Parámetros S: a) Transmisión Vertical, b) Reflexión Vertical, c) Transmisión Horizontal y d) Reflexión Horizontal.

▪ **Diodo varactor MA46H146/MAVR-000146 –  $C = 40$  fF.**

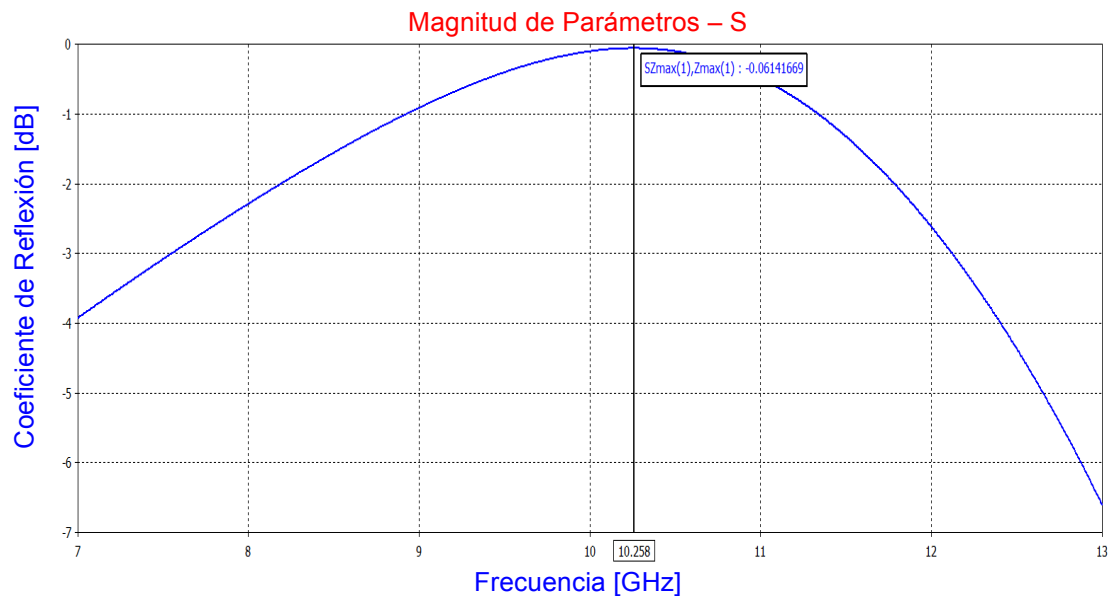
En la figura 3.5.1.9 se despliegan los resultados de las simulaciones de la celda unitaria tipo anillo metálico abierto con dos inductores de polarización (elementos del eje vertical) y con dos diodos varactores MA46H146/MAVR-000146 con valor de  $C = 40$  fF (elementos del eje horizontal). Desplegando entonces los parámetros

S: Transmisión Vertical con una frecuencia de resonancia de 10.27 GHz, Reflexión Vertical con una frecuencia de resonancia de 10.25 GHz, Transmisión Horizontal con una frecuencia de resonancia de 7.05 GHz y Reflexión Horizontal con una frecuencia de resonancia de 7.04 GHz.

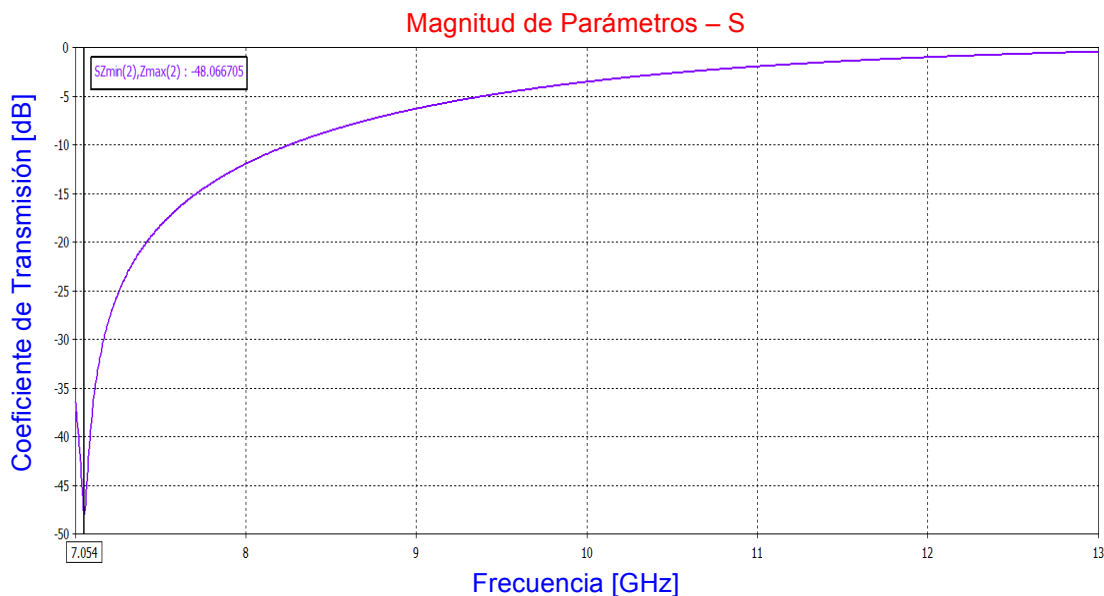
a) Transmisión Vertical.



b) Reflexión Vertical.



c) Transmisión Horizontal.



d) Reflexión Horizontal.

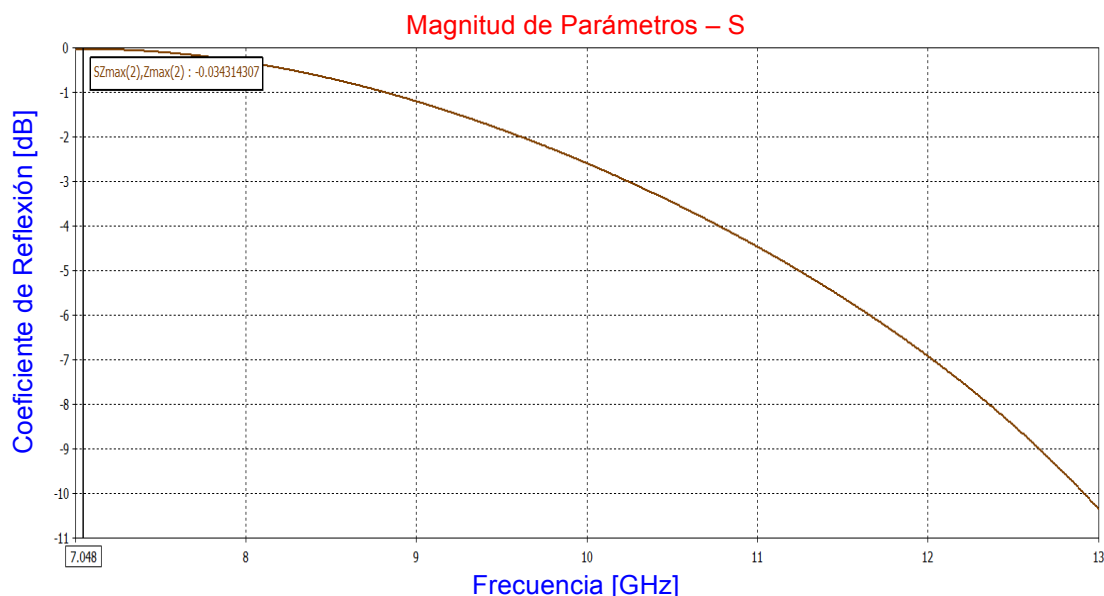


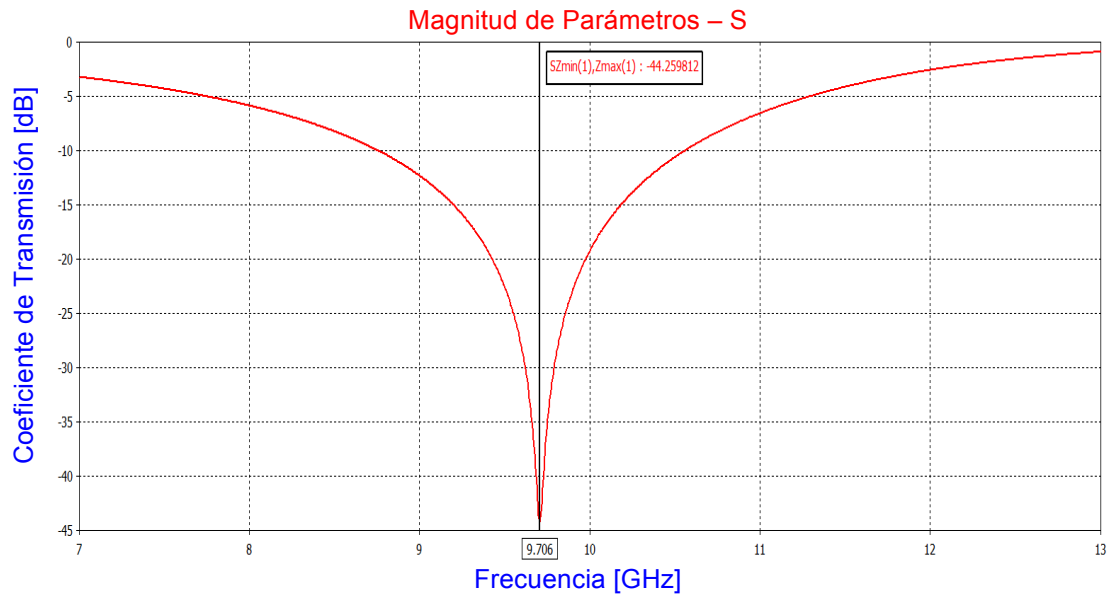
Figura 3.5.1.9 Resultados de las simulaciones de la celda unitaria tipo anillo metálico abierto con dos inductores de polarización (elementos del eje vertical) y con dos diodos varactores MA46H146/MAVR-000146 con valor de  $C = 40$  fF (elementos del eje horizontal). Parámetros S: a) Transmisión Vertical, b) Reflexión Vertical, c) Transmisión Horizontal y d) Reflexión Horizontal.

▪ **Diodo varactor MA46H146/MAVR-000146 –  $C = 63$  fF.**

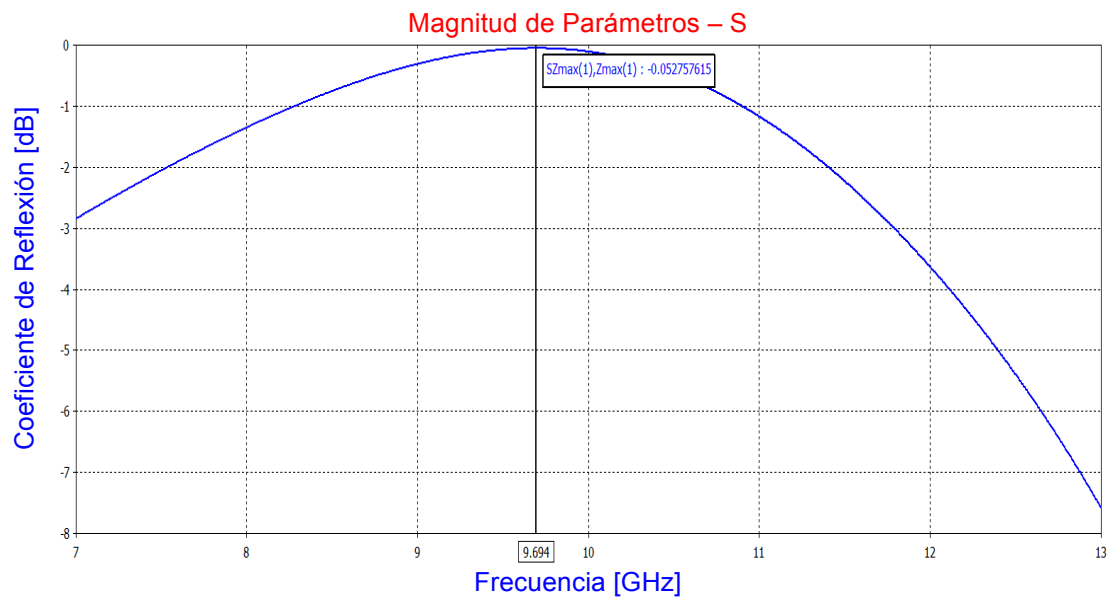
En la figura 3.5.1.10 se despliegan los resultados de las simulaciones de la celda unitaria tipo anillo metálico abierto con dos inductores de polarización (elementos del eje vertical) y con dos diodos varactores MA46H146/MAVR-000146 con valor

de  $C = 63 \text{ fF}$  (elementos del eje horizontal). Desplegando entonces los parámetros S: Transmisión Vertical con una frecuencia de resonancia de 9.70 GHz, Reflexión Vertical con una frecuencia de resonancia de 9.69 GHz, Transmisión Horizontal con una frecuencia de resonancia de 7.05 GHz y Reflexión Horizontal con una frecuencia de resonancia de 7.05 GHz.

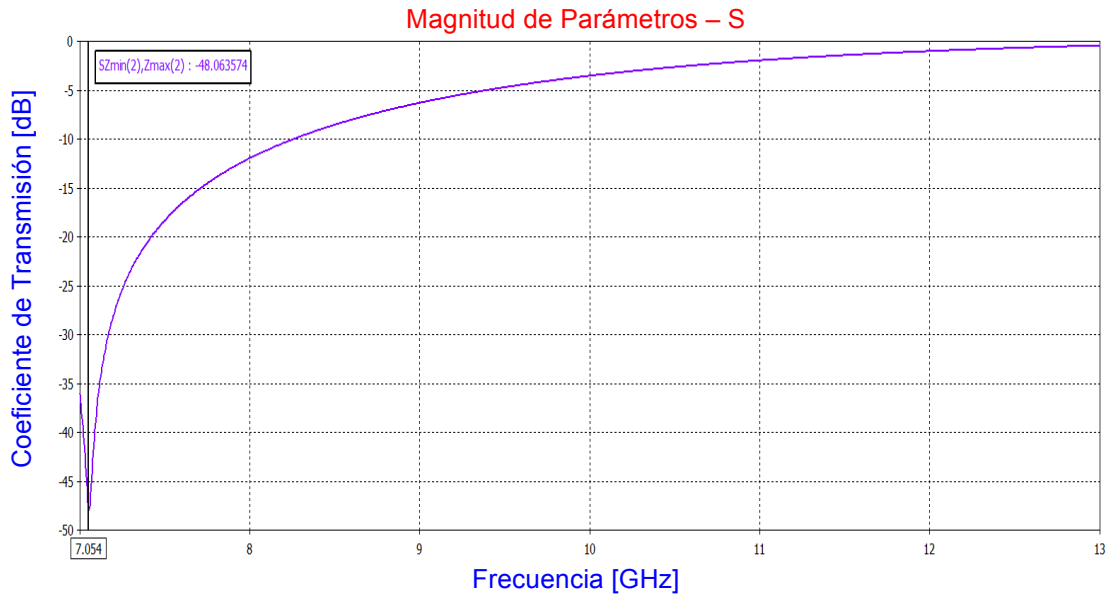
a) Transmisión Vertical.



b) Reflexión Vertical.



c) Transmisión Horizontal.



d) Reflexión Horizontal.

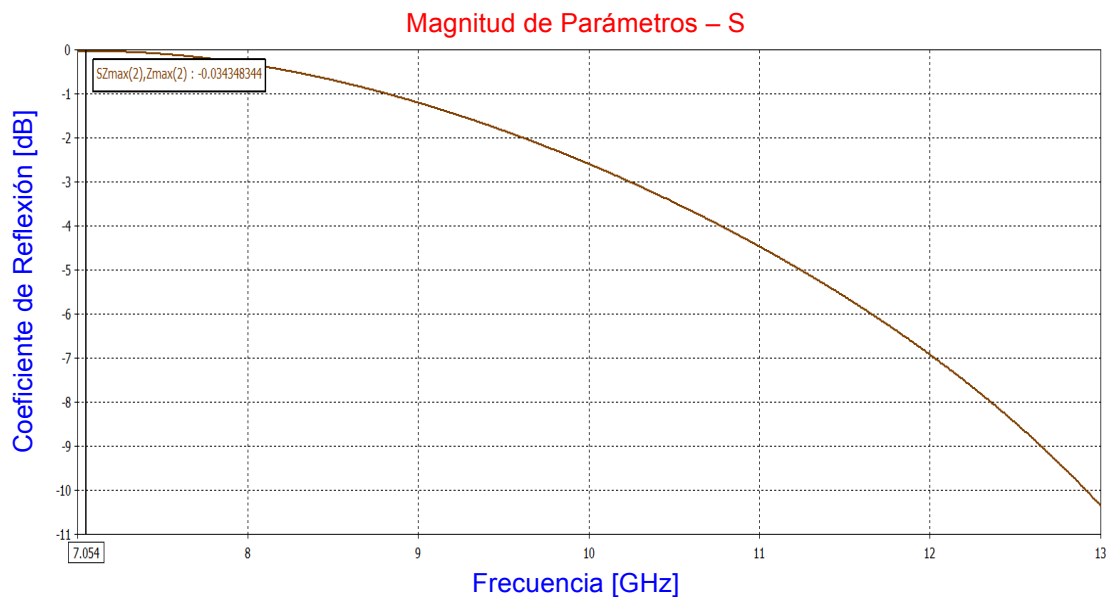


Figura 3.5.1.10 Resultados de las simulaciones de la celda unitaria tipo anillo metálico abierto con dos inductores de polarización (elementos del eje vertical) y con dos diodos varactores MA46H146/MAVR-000146 con valor de  $C = 63$  fF (elementos del eje horizontal). Parámetros S: a) Transmisión Vertical, b) Reflexión Vertical, c) Transmisión Horizontal y d) Reflexión Horizontal.

### 3.5.2 Modelo eléctrico básico equivalente de la celda unitaria modificada para funcionamiento en Banda X.

Considerando todo lo detallado en el apartado 3.1.5 Modelo eléctrico básico equivalente de la celda unitaria, y tomando en cuenta ahora el nuevo diseño de la celda unitaria para operarla en el intervalo de frecuencias de la Banda X, se

realizaron los ajustes necesarios a los componentes específicos de los modelos eléctricos anteriores para obtener los nuevos modelos.

Es importante destacar que estos modelos eléctricos se realizaron con base a los resultados del análisis electromagnético de CST – Microwave Studio en forma de simulación de guía de onda, para obtener valores lo más cercanos posibles a la realidad, es decir, valores apegados a una estructura fabricada y medida.

a) Modelo eléctrico básico equivalente: Anillo Cerrado.

Con base a la simulación y análisis electromagnético del anillo metálico cerrado (considerando los dos inductores de polarización) con una simulación de tipo guía de onda en CST – Microwave Studio, figura 3.5.2.1; se tomaron los resultados del Coeficiente de Transmisión, como se muestra en la figura 3.5.2.2. Obteniendo el modelo eléctrico básico equivalente del mismo en ADS – Advanced Design System del Anillo Cerrado.

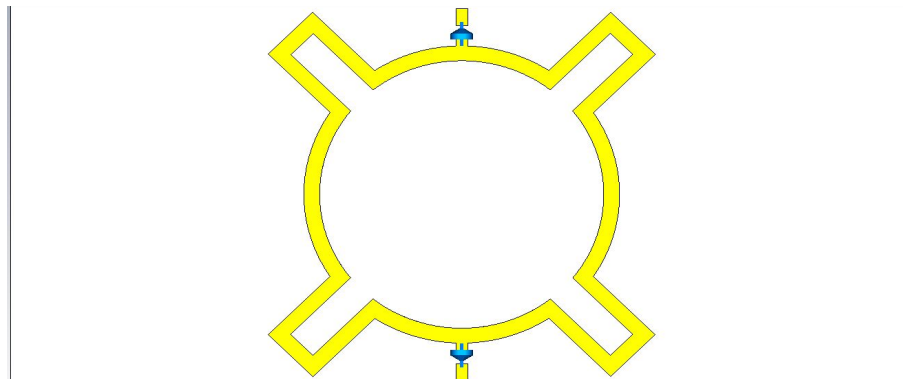


Figura 3.5.2.1 Anillo cerrado simulado en CST – Microwave Studio como Simulación de Guía de Onda.



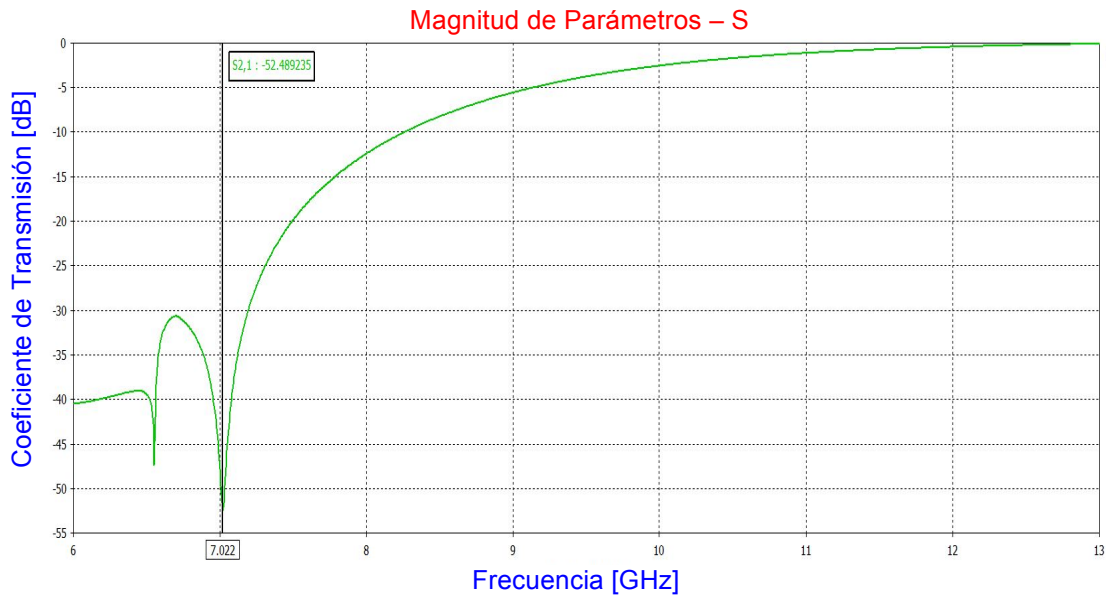


Figura 3.5.2.2 Coeficiente de Transmisión, resultado de la simulación en CST – Microwave Studio del Anillo Cerrado.

En la tabla 3.5.2.1 se muestra la información del coeficiente de transmisión que arrojó CST – MWS, punto que se tomó como referencia para poder tener un resultado del modelo lo más aproximado posible.

<i>Anillo Cerrado</i>		
Referencia	Frecuencia	Profundidad
Coeficiente de Transmisión	7.022 GHz	-42.48 dB

Tabla 3.5.2.1 Resultados de la simulación en CST – Microwave Studio del Coeficiente de Transmisión del Anillo Cerrado en Simulación Guía de Onda.

En la figura 3.5.2.3 se muestra el modelo eléctrico básico equivalente en ADS – Advanced Design System del Anillo Cerrado (del diseño propuesto para trabajar en banda X), básicamente el modelo se coloca entre una terminal inicial y otra terminal final, ambas conectadas a una línea de transmisión con una impedancia de 377 Ohms. El efecto inductivo del anillo metálico se simula con los inductores L1 y L2 con un valor de 19.5 nH y la resistencia de pérdidas de cada uno con valor de 0.892 Ohms (si se considera que el anillo se divide en dos partes: derecha e izquierda). Se consideran los inductores que tienen el funcionamiento para el circuito de polarización de 33 nH en los inductores mostrados en la figura con las letras L5 y L6, y en paralelo el comportamiento capacitivo del anillo con valor de 121 fF en la parte superior e inferior (causado por la separación de los anillos).

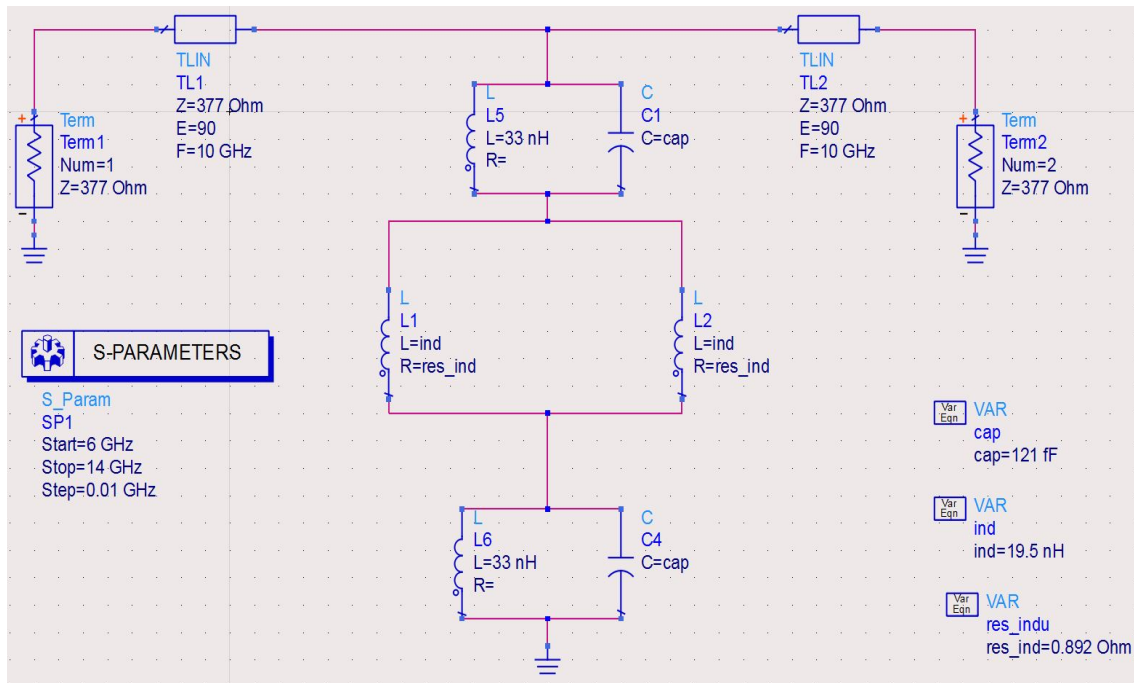


Figura 3.5.2.3 Modelo eléctrico básico equivalente en ADS – Advanced Design System del Anillo Cerrado.

La figura 3.5.2.4 muestra el resultado que arroja la simulación del modelo eléctrico básico equivalente en ADS del coeficiente de transmisión ( $S_{21}$ ), con los valores igualados del coeficiente de transmisión del anillo cerrado en la simulación de guía de onda en CST – MWS, se llega a la conclusión que el modelo es correcto y es lo más acercado a la simulación del anillo cerrado en guía de onda rectangular WR-90. Por lo anterior, se tiene el modelo eléctrico básico equivalente del anillo cerrado.

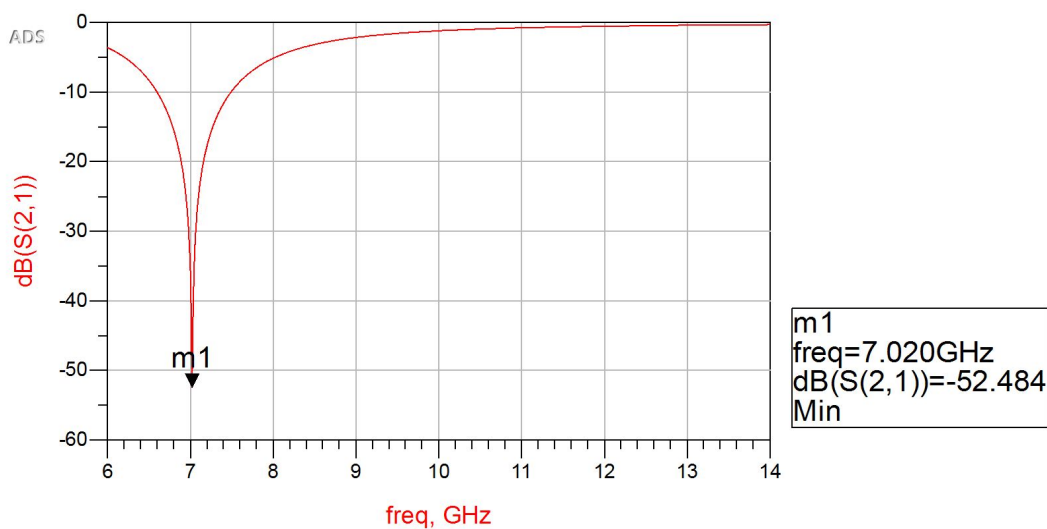


Figura 3.5.2.4 Resultados de la simulación en ADS – Advanced Design System del Coeficiente de Transmisión ( $S_{21}$ ) del Anillo Cerrado.

b) Modelo eléctrico básico equivalente: Anillo Abierto.

Con base a la simulación y análisis electromagnético del anillo metálico abierto (considerando los dos inductores de polarización) con una simulación de tipo guía de onda en CST – Microwave Studio, figura 3.5.2.5; se tomaron los resultados del Coeficiente de Transmisión, como se muestra en la figura 3.5.2.6. Obteniendo el modelo eléctrico básico equivalente del mismo en ADS – Advanced Design System del Anillo Abierto.

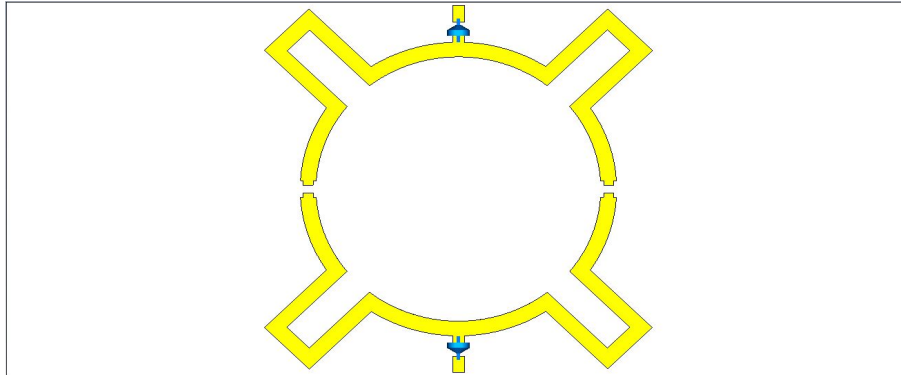


Figura 3.5.2.5 Celda unitaria anillo abierto simulada en CST – Microwave Studio.

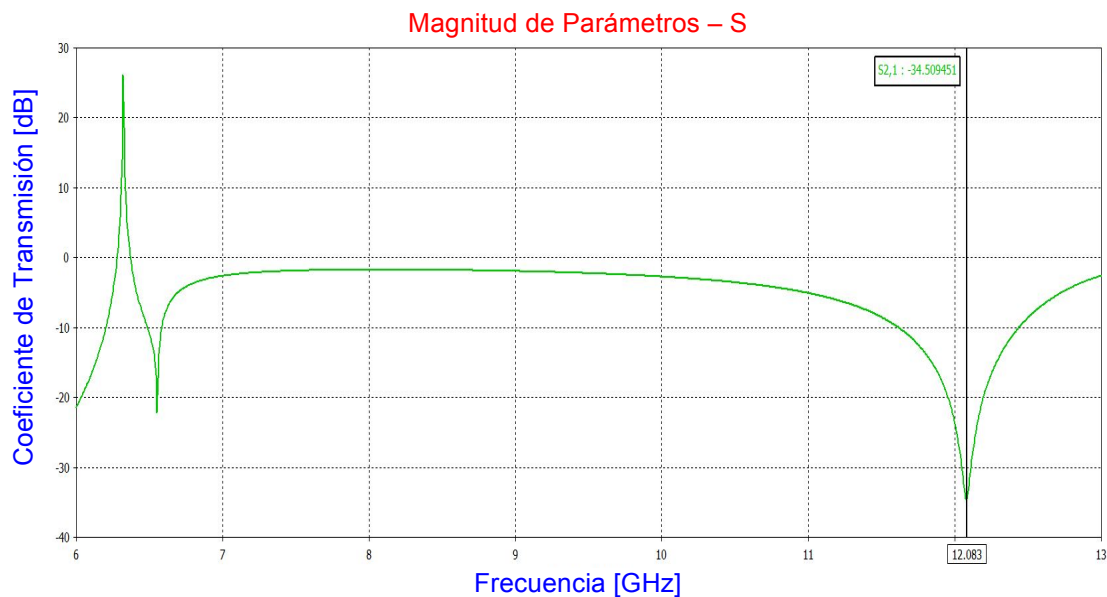


Figura 3.5.2.6 Coeficiente de Transmisión, resultado de la simulación en CST – Microwave Studio del Anillo Abierto.

En la tabla 3.1.5.2 se muestra la información del coeficiente de transmisión que arrojó CST – MWS, punto que se tomó como referencia para poder tener un resultado del modelo lo más aproximado posible.

Anillo Abierto		
Referencia	Frecuencia	Profundidad
Coefficiente de Transmisión	12.083 GHz	-34.50 dB

Tabla 3.5.2.2 Resultados de la simulación en CST – Microwave Studio del Coeficiente de Transmisión del Anillo Abierto en Simulación Guía de Onda.

En la figura 3.5.2.7 se muestra el modelo eléctrico básico equivalente en ADS – Advanced Design System del Anillo Abierto (del diseño propuesto para trabajar en banda X), básicamente el modelo se coloca entre una terminal inicial y otra terminal final, ambas conectadas a una línea de transmisión con una impedancia de 377 Ohms. El efecto inductivo del anillo metálico se simula con los inductores L1, L2, L3 y L4 que son el efecto inductivo del anillo cerrado pero ahora dividido por la ranura del anillo, ranura que forma un comportamiento capacitivo C2 y C3. El valor del efecto inductivo es el mismo que en el modelo del anillo cerrado, solo que dividido en dos partes. Los inductores tendrán un valor de 19.5 nH entre dos y la resistencia de pérdidas de cada uno con valor de 7.21 Ohms dividida entre dos para cada parte del anillo (si se considera que el anillo se divide en dos partes: derecha e izquierda). Se consideran los inductores que tienen el funcionamiento para el circuito de polarización de 33 nH en los inductores mostrados en la figura con las letras L5 y L6, y en paralelo el comportamiento capacitivo del anillo con valor de 121 fF en la parte superior e inferior (causado por la separación de los anillos).

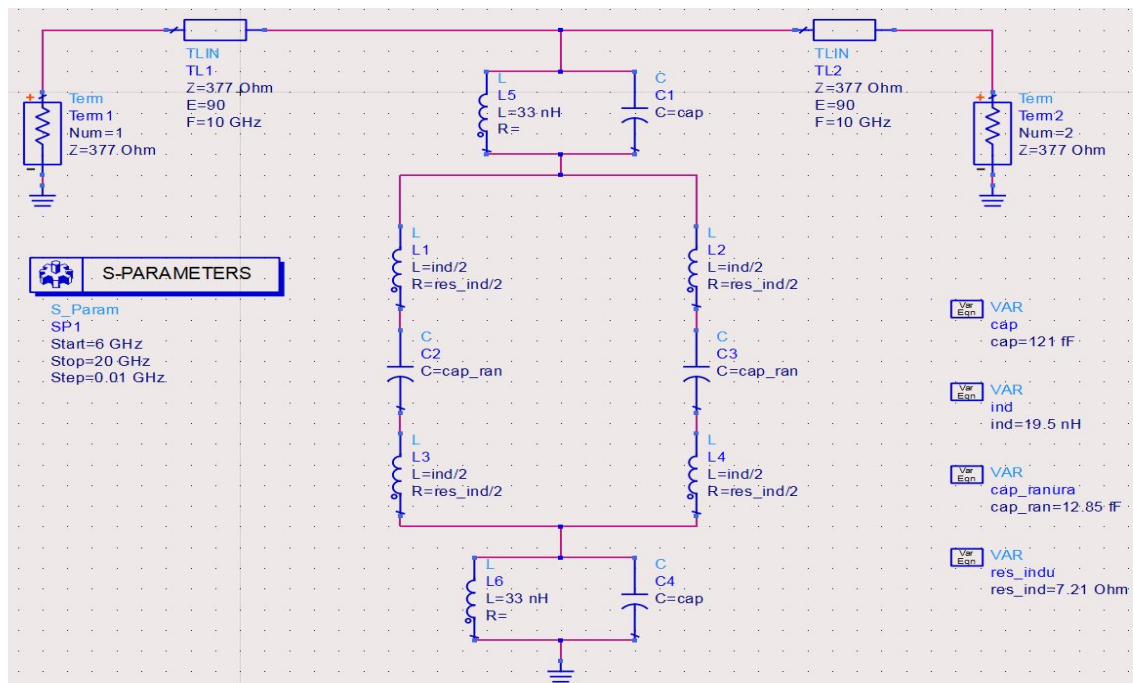


Figura 3.5.2.7 Modelo eléctrico básico equivalente en ADS – Advanced Design System del Anillo Abierto.

La figura 3.5.2.8 muestra el resultado que arroja la simulación del modelo eléctrico básico equivalente en ADS del coeficiente de transmisión ( $S_{21}$ ), con los valores igualados del coeficiente de transmisión del anillo abierto en la simulación de guía de onda en CST – MWS, se llega a la conclusión que el modelo es correcto y es lo más acercado a la simulación del anillo abierto en guía de onda rectangular WR-90. Por lo anterior, se tiene el modelo eléctrico básico equivalente del anillo abierto.

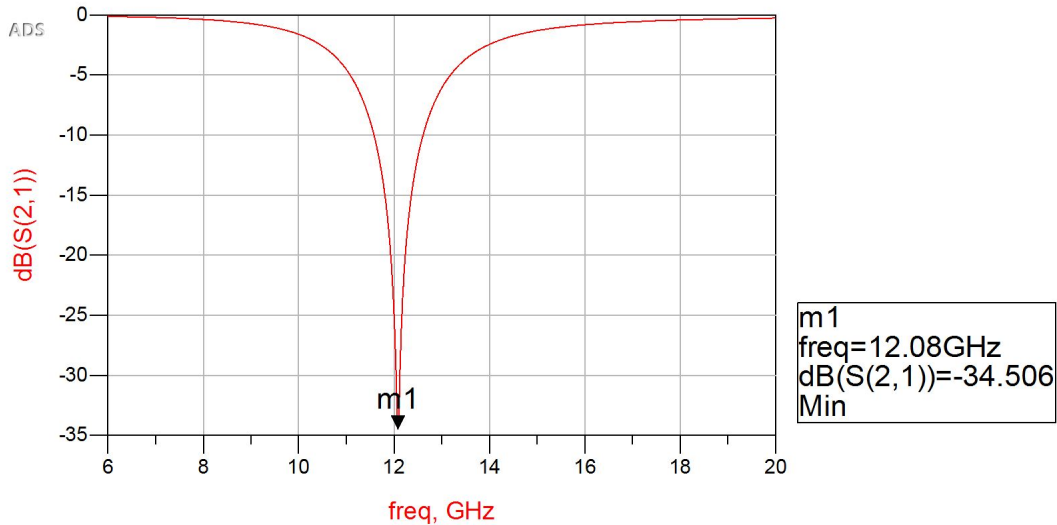


Figura 3.5.2.8 Resultados de la simulación en ADS – Advanced Design System del Coeficiente de Transmisión ( $S_{21}$ ) del Anillo Abierto.

### 3.6 Conclusiones.

En las primeras simulaciones la celda unitaria simulada con geometría tipo anillo metálico, el comportamiento resonante no se encuentra dentro de la Banda X. Como un objetivo particular es el diseñar y modelar para poder fabricar, medir y caracterizar un dispositivo que opere en el intervalo de frecuencias de la banda X, se llegó a la necesidad de rediseñar el anillo metálico para que cumpliera con estas características, sin perder las características y especificaciones propuestas desde un principio.

La celda unitaria simulada opera de modo transmitivo, esto se concluye debido a que la frecuencia resonante  $|S_{21}|$  (en decibeles [dB]), cuya notación en CST – MWS es [SZmin,Zmax] es lo más negativo posible, es decir lo mas baja posible; por debajo de la línea de 0 dB. En la misma frecuencia resonante  $|S_{11}|$  (en decibeles [dB]), cuya notación en CST – MWS es [SZmax,Zmax] es lo menos negativo posible, es decir lo mas alta posible; por debajo de la línea de 0 dB. Esto indica que en la frecuencia de resonancia ( $f_{res}$ ) el modo transmitivo de la celda unitaria es más intenso que su modo reflectivo.

## CAPÍTULO 4. FABRICACIÓN Y CARACTERIZACIÓN DE LOS ARREGLOS RECONFIGURABLES.

### 4.1 Proceso de fabricación de circuito flexible.

El proceso de fabricación utilizado en este trabajo de tesis, para la realización de la celda unitaria que pruebe el comportamiento del arreglo reconfigurable propuesto en la sección 3.5, es llamado “*Proceso de Fabricación de Circuito Flexible*”. Este proceso ha sido propuesto, investigado, mejorado y utilizado por un grupo de trabajo del Departamento de Electrónica y el Centro de Diseño UNAMems, de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional Autónoma de México (UNAM). Dicho proceso, ha sido utilizado en diferentes trabajos de investigación del grupo antes mencionado.

Este proceso es llamado como tecnología flexible de circuito impreso debido a que parte del proceso es el depósito de un metal sobre un dieléctrico, lo que se realiza en un proceso flexible. La definición del metal se hace con ayuda de un material fotorresistivo que imprime las formas y geometrías deseadas del diseño, además de un agente atacante que realiza el grabado de la estructura impresa; esto es, dejando la forma que deseamos y eliminando el material no deseado.

#### 4.1.1 Descripción del proceso y materiales utilizados.

El proceso de fabricación de la celda unitaria diseñada y propuesta para el arreglo reconfigurable de este trabajo de tesis consta de dos capas:

- *Capa 1*: esta capa es de material sustrato dieléctrico RO4003C del fabricante Rogers, con un espesor de 508  $\mu\text{m}$ . Este sustrato dieléctrico comercialmente cuenta con una capa superior y otra capa inferior de depósito de cobre de 17  $\mu\text{m}$ .
- *Capa 2*: esta segunda capa es de material cobre. Comercialmente esta capa tiene 17  $\mu\text{m}$  de espesor, pero se le realiza un sobreataque para que queden 11  $\mu\text{m}$ . En esta capa se plasmará el diseño propuesto por lo que tiene funciones de conducción, tierra y líneas de transmisión del mismo.

#### Materiales utilizados.

✓ **Rogers RO4003C**: como se definió en el apartado 3.1.3 sobre los materiales que se utilizaron para simular la celda unitaria en el software CST – MWS, el sustrato dieléctrico cerámico RO4003C del fabricante Rogers, es un material de vidrio reforzado con láminas de hidrocarbón o cerámica. Es un sustrato dieléctrico altamente utilizado en aplicaciones de alta frecuencia y microondas, esto por sus considerables bajas pérdidas y la estabilidad de su constante dieléctrica en frecuencia. La tabla 4.1.1.1 muestra las características más importantes de este material. Es importante mencionar que este sustrato cuenta

con dos depósitos de cobre de 17  $\mu\text{m}$  de espesor, en cada cara de la lámina; esto lo hace bastante útil al momento de fabricar pues el paso del depósito del material conductor ya está resuelto. Este material es comercial y con un costo flexible para su uso, lo que complementa las ventajas de su utilización.

<i>Propiedad / Característica</i>	<i>Valor Típico</i>
Permitividad Relativa	$\epsilon_r = 3.55$
Tangente de Pérdidas	$\delta = 0.0027$
Conductividad Térmica	0.64 W/m/ ° K
Espesor del Sustrato	$T_{\text{sustrato}} = 508 \mu\text{m}$
Espesor de Cobre	$T_{\text{cobre}} = 17 \mu\text{m}$

Tabla 4.1.1.1 Propiedades y Características del sustrato dieléctrico cerámico RO4003C del fabricante Rogers.

✓ **Cobre:** este metal es conocido por ser un buen material conductor de electricidad y por su bajo precio. Es por esto que, las aplicaciones donde son utilizados son amplias en el área de la electricidad, la electrónica y las telecomunicaciones. Algunas de sus propiedades como: alta conductividad eléctrica, ductilidad y maleabilidad lo hacen altamente utilizado en cableado, elaboración de dispositivos y circuitos integrados. La tabla 4.1.1.2 muestra las propiedades básicas de este material.

<i>Propiedad / Característica</i>	<i>Valor Típico</i>
Conductividad Eléctrica	$5.8 \times 10^7 \text{ S/m}$
Densidad	$\sigma = 8960 \text{ Kg/m}^3$
Punto de Fusión	13.1 kJ/mol

Tabla 4.1.1.1 Propiedades y Características del Cobre.

#### 4.1.2 Flujo del proceso.

El flujo de proceso de fabricación detalla el seguimiento completo de fabricación del dispositivo; en el caso particular de este trabajo de tesis, la celda unitaria propuesta, diseñada, simulada y analizada. Considerando todos los factores importantes: geometría y formas, materiales, polarización e integración de cargas reactivas. Con el fin de obtener un producto que se pueda medir y caracterizar para analizar sus resultados y compararlos con las simulaciones obtenidas en el Capítulo 3.



#### 4.1.2.1 Corte y preparación del sustrato.

El sustrato dieléctrico cerámico RO4003C del fabricante Rogers, comercialmente cuenta con una presentación de láminas rectangulares con dimensiones de 610 mm x 457 mm, con un espesor de 0.508 mm de dieléctrico y con las dos capas de 0.017 mm de cobre, correspondientes a la cara superior e inferior de las láminas. Es necesario recortar en pequeñas partes este sustrato para su utilización en el proceso de fabricación y se adapte a los equipos utilizados. A estos recortes de dieléctrico se les llamarán obleas. El tamaño de esta oblea, para el caso particular de este trabajo de tesis, tiene dimensiones de 40 mm x 40 mm.

Teniendo las obleas del tamaño deseado, 40 mm x 40 mm, será necesario limpiar las mismas con el fin de eliminar grasas y polvo que contengan las mismas, debido a la manipulación y transporte. Se limpian con un detergente exento de fosfato comercialmente llamado Extran MA03, éste sería el primer baño y después dos baños seguidos en acetona. El cuarto y último baño de este proceso es en agua bidestilada. Después de estos tres baños la oblea se seca mediante centrifugado en el equipo Spinner.

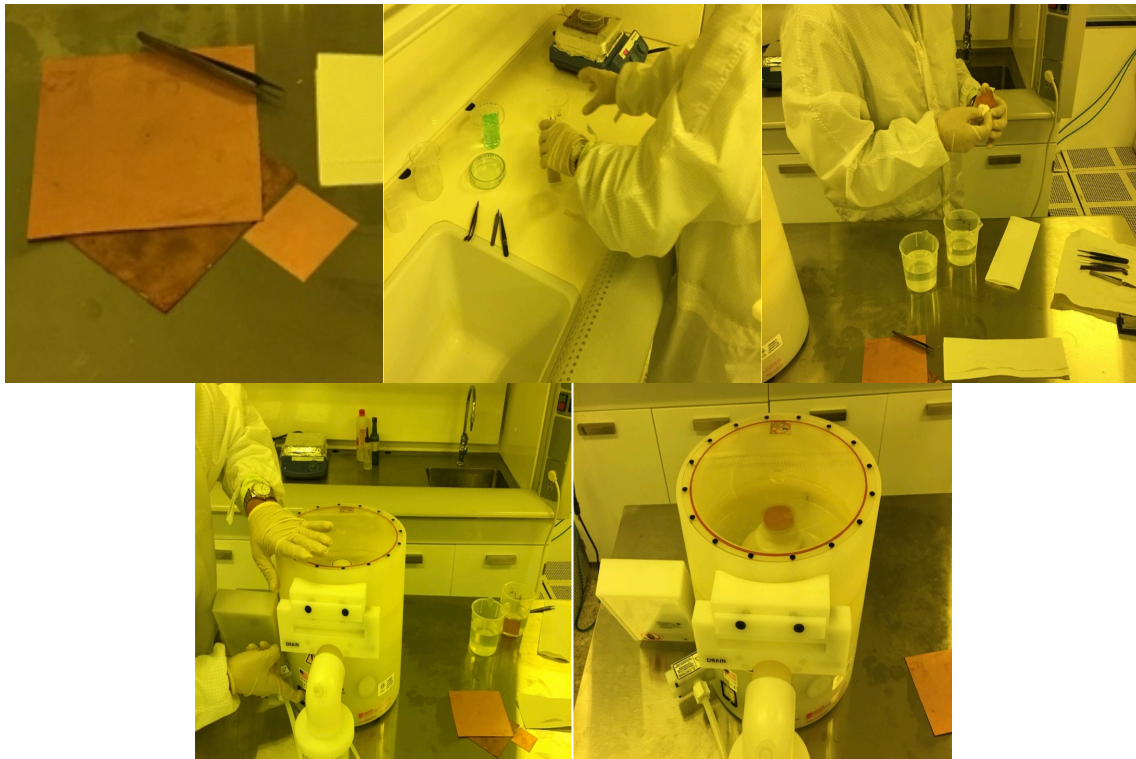


Figura 4.1.2.1.1 Proceso de corte y preparación del sustrato dieléctrico cerámico RO4003C del fabricante Rogers, en el laboratorio de fabricación.

Como ya se mencionó, el sustrato dieléctrico cerámico RO4003C tiene dos capas de cobre de 17  $\mu\text{m}$  (una de cada lado), el anillo metálico diseñado sólo se



fabricará en una de las capas de cobre, por lo que es necesario eliminar la capa de cobre posterior de la oblea.

En este momento de la fabricación se prepara el agente que atacará al cobre, que es una mezcla de 15% de peróxido de hidrógeno, 15% de ácido clorhídrico y 70% de agua. Una vez que la oblea está limpia y se tenga la mezcla anterior, se expone la oblea a esta mezcla durante 30 segundos, este tiempo es suficiente para rebajar 6  $\mu\text{m}$  de cada capa de cobre de la oblea. Entonces, si la capa original de cobre es de 17  $\mu\text{m}$ , ahora será de 11  $\mu\text{m}$ . Este rebaje de cobre se hace debido a la experiencia de fabricación del grupo y los resultados que se han obtenido de la misma. Al terminar el rebaje se realiza un enjuague en agua, se limpia con algodón y se seca en el Spinner. La figura 4.1.2.1.1 muestra este proceso con fotografías tomadas en el laboratorio de fabricación.

El siguiente paso es la aplicación de la resina fotorresistente en la cara de cobre donde se realizará la impresión del diseño. En esta capa metálica se aplica una capa de resina fotosensible, esta resina cambia las características químicas con la exposición de la luz, generalmente luz en forma de radiación ultravioleta. Una vez depositada esta resina se realiza un centrifugado en el Spinner para su expansión completa a esta cara y su secado. La figura 4.1.2.1.2 muestra este paso.

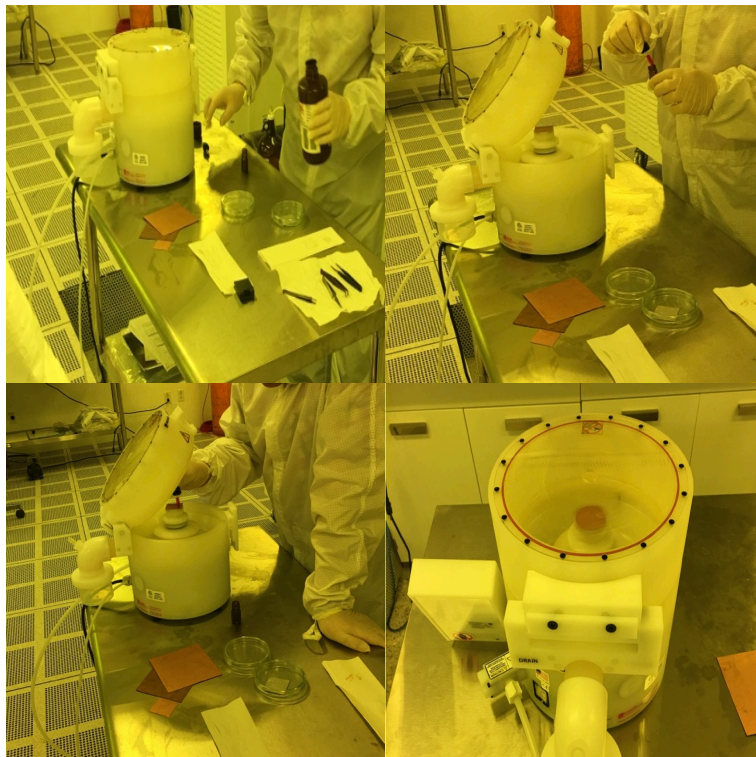


Figura 4.1.2.1.2 Proceso de depósito de resina fotorresistente a una cara de cobre del Rogers RO4003C y secado en Spinner.

Colocada la fotorresina se procede a hornear la oblea durante 5 minutos, la temperatura de la placa donde se hornea se debe controlar en un intervalo de 100

°C a 110 °C, es decir, no debe de ser diferente la temperatura a este intervalo. Mientras se está horneando la oblea deberá estar cubierta por un recipiente de cristal; al paso de cada mínimo se airea la misma, para que salgan vapores que se producen por el calentamiento. En esta etapa se fija la resina sobre la cara que contiene la capa de cobre que se utilizará.

Una vez horneada la oblea es atacada con la preparación antes mencionada de 15% de peróxido de hidrógeno, 15% de ácido clorhídrico y 70% de agua, que es el atacante del cobre, para eliminar por completo la otra capa que no queremos. La capa que se elimina es la que no tiene la resina; 1 minutos es el tiempo indicado para su eliminación completa. Una vez atacada esta capa se enjuaga la oblea con agua, se seca en el Spinner y se pone a reposar. La figura 4.1.2.1.3 detalla este paso del proceso de fabricación realizado en el laboratorio.

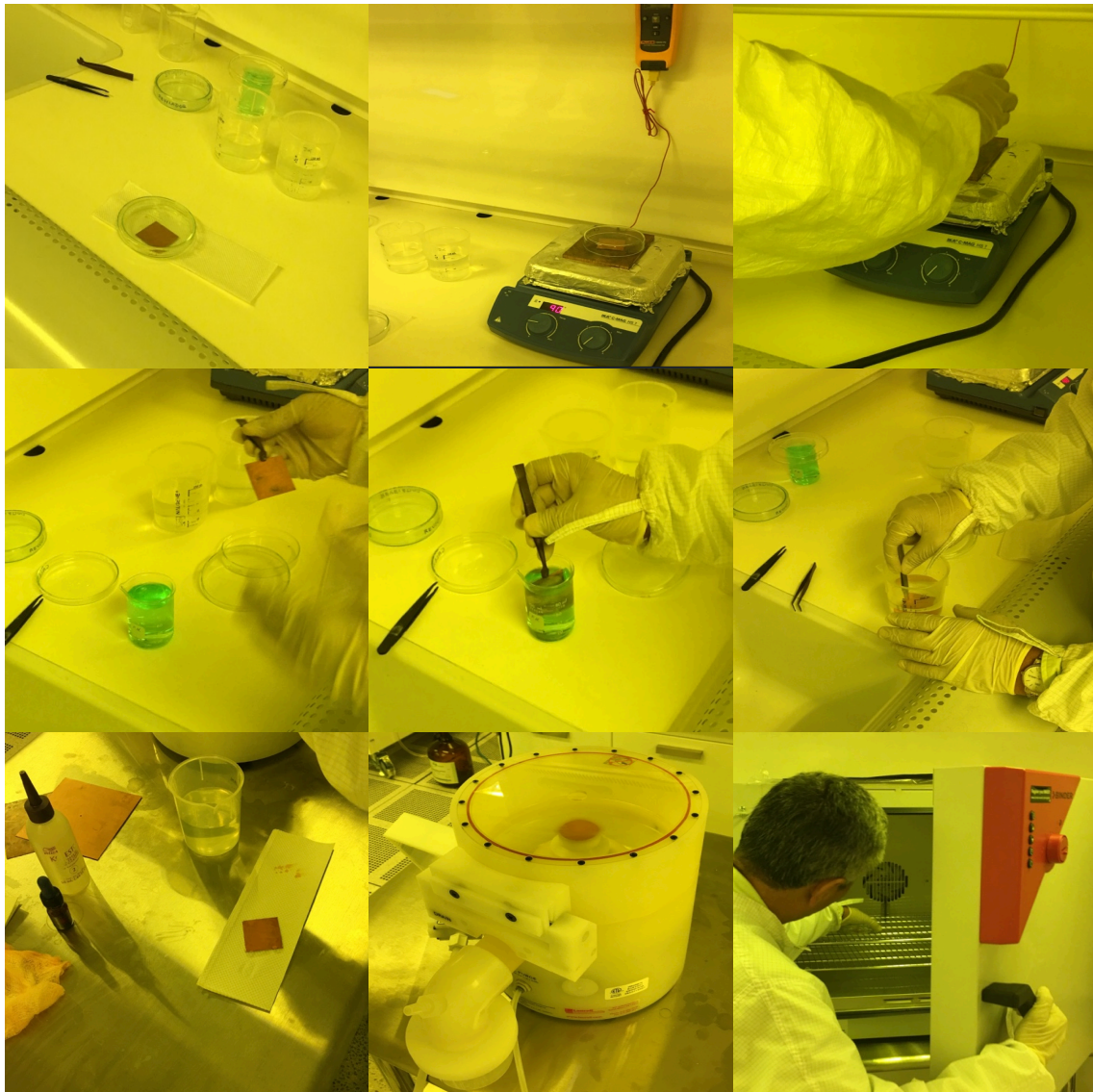


Figura 4.1.2.1.3 Proceso de horneado, ataque de capa de cobre no utilizada, enjuague y reposo de la oblea.

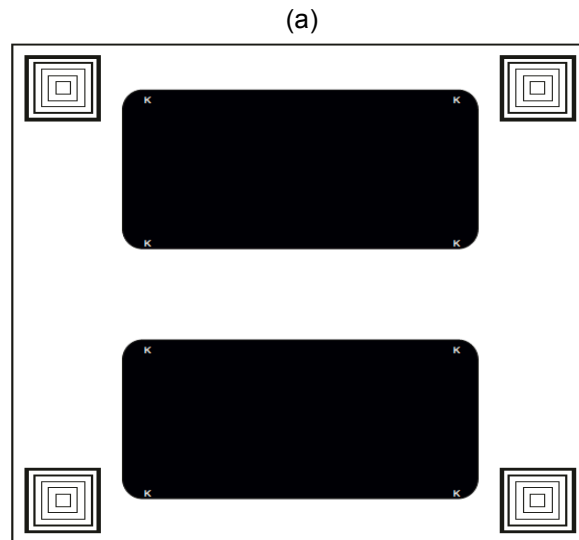
Hasta este punto, la oblea ya esta lista para ser utilizada; el paso siguiente es la exposición a los rayos UV y revelado para la definición de la geometría diseñada. Para esto es necesario contar con unas máscaras en positivo del diseño, preparar dichas máscaras y el equipo a utilizar.

#### 4.1.2.2 Definición del dispositivo.

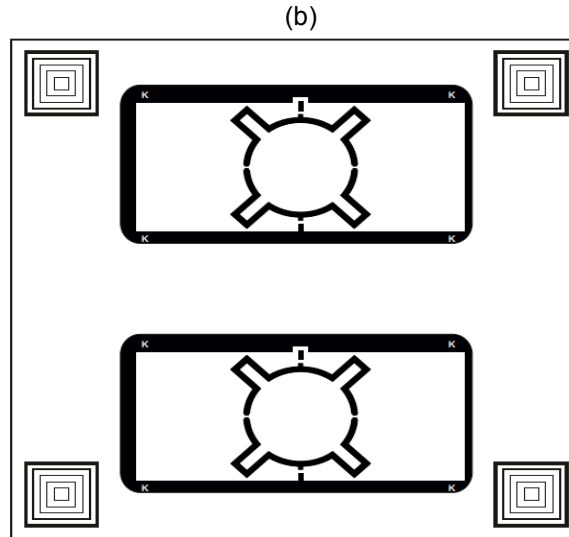
Para la definición del diseño del anillo metálico sobre la capa de cobre del sustrato dieléctrico se realizó el diseño de máscaras para fotolitografía.

La fotolitografía es un proceso utilizado en la fabricación de dispositivos semiconductores o circuitos integrados. Consiste en transferir o imprimir un patrón desde una fotomáscara a la superficie de la oblea.

Estas máscaras se diseñaron en el software de dibujo computacional CorelDRAW. En la figura 4.1.2.2.1 se muestra el resultado del diseño de las dos máscaras que serán necesarias para cubrir el proceso de la fabricación del anillo metálico propuesto para el arreglo reconfigurable (diseño detallado en la sección 3.5 del capítulo 3), estas máscaras se imprimieron en positivo en un tamaño tabloide. Las marcas que aparecen en cada esquina de cada una de las máscaras son elementos de alineación, alineación que es necesaria en el proceso.



Máscara 1



## Máscara 2

Figura 4.1.2.2.1 Máscaras del anillo metálico para la fabricación. (a) Máscara 1, (b) Máscara 2.

La máscara 1, figura 4.1.2.2.1 (a), muestra que en la primera exposición a los rayos UV, se quedará grabado los 4 elementos de alineación que existen en las esquinas y dos rectángulos acomodados en el centro que corresponden al área de diseño y al mismo tiempo al área de la oblea de montaje dentro de un diafragma tipo WR-90 para guía de onda rectangular, específico para mediciones en banda X (de 8 Ghz a 12 Ghz) cuyas dimensiones son de 22.86 mm de largo x 10.16 mm de ancho. Esta guía de onda será el medio con el cual se medirá el anillo metálico con las cargas reactivas ya terminado de fabricar. En las áreas rectangulares se observan cuatro letras “K”, una en cada esquina, estas letras “K” son también medios de alineación de las obleas y ayudarán para que la siguiente máscara este bien alineada y corresponda con el diseño propuesto.

El siguiente paso es alinear la máscara 1 que está montada en un cristal, figura 4.1.2.2.1 (a), con la oblea del sustrato dieléctrico Rogers RO4003C que está en reposo. La figura 4.1.2.2.2 muestra la parte de alineación, y la exposición a los rayos UV de este primer paso de exposición de la máscara 1. Es importante aclarar que las máscaras utilizadas en la exposición son en espejo para que al termino de este paso queden grabadas de igual forma a las diseñadas. La máscara 1 entonces se alinea, se centra para que quede a la misma altura que la oblea y se procede a la exposición a los rayos UV, esta exposición tiene una duración de 65 segundos. Este proceso lo podemos ver en la figura 4.1.2.2.2.



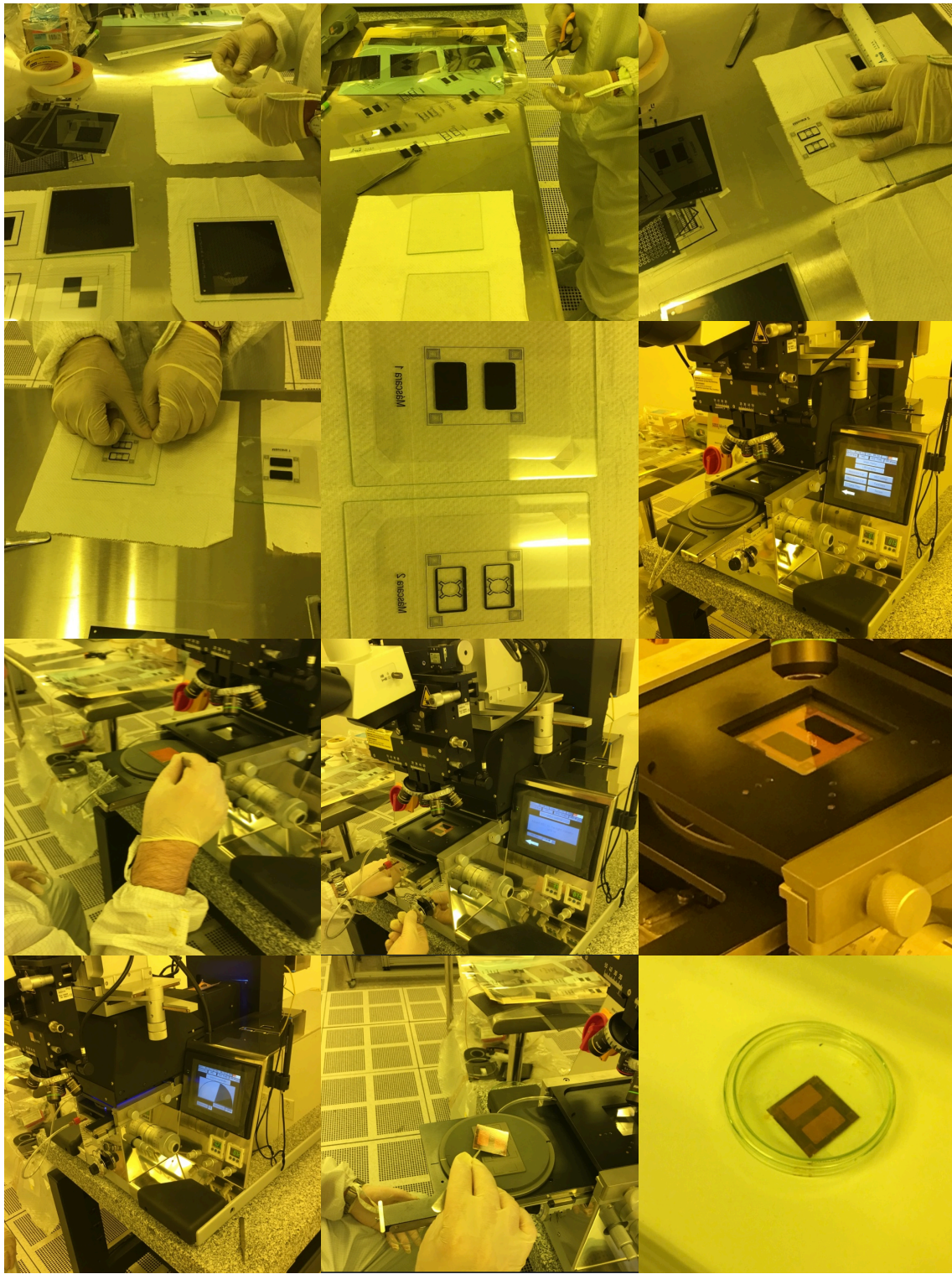
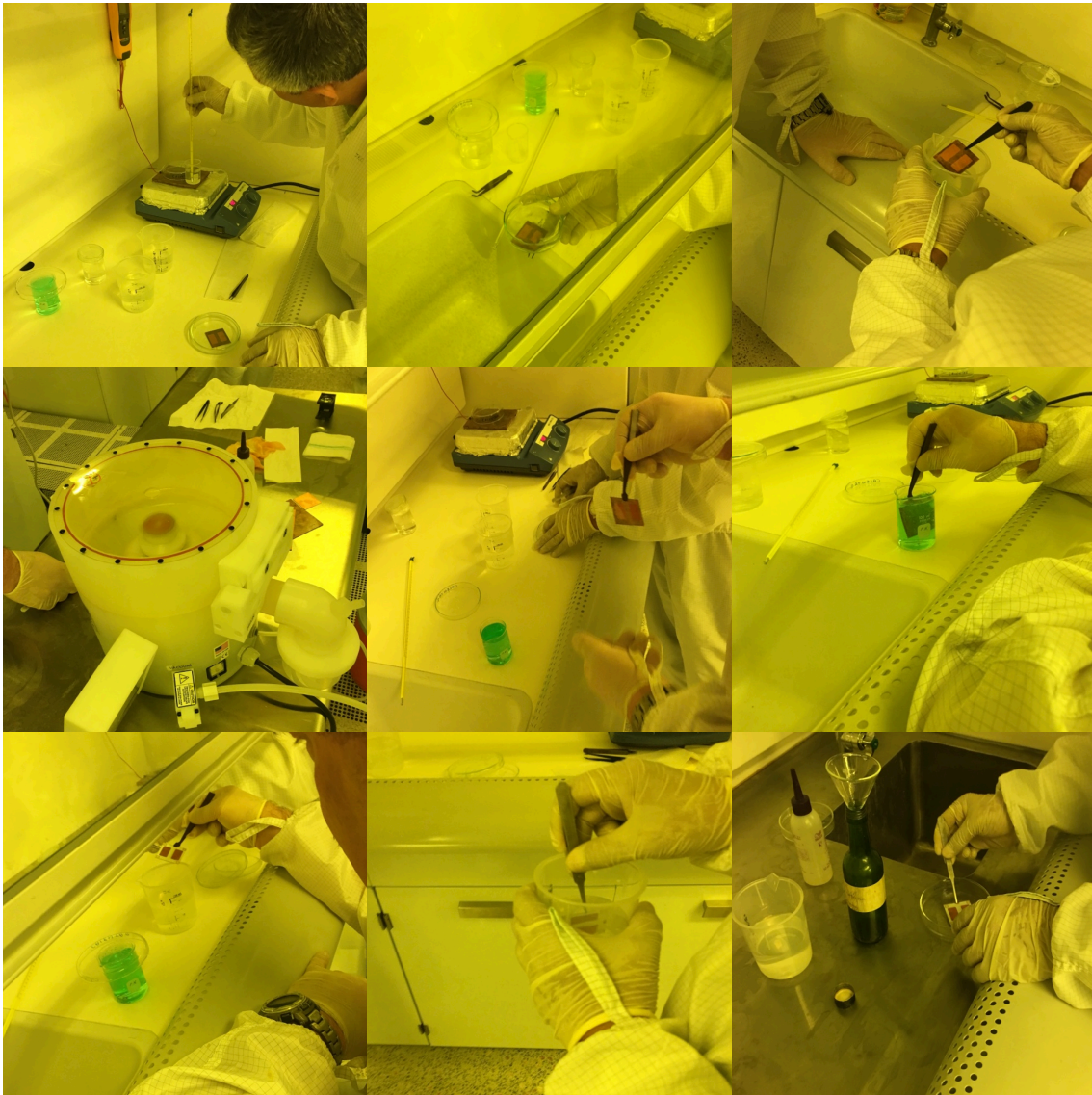


Figura 4.1.2.2.2 Proceso de preparación de las dos máscaras, alineado de la Máscara 1 y exposición a los rayos UV de la Máscara 1 con la oblea de sustrato dieléctrico y capa de cobre.

El paso a continuación es realizar el revelado. Después de la exposición de la Máscara 1 a la oblea con fotorresina, la oblea es introducida en líquido revelador (Developer AVK 430) en una concentración 4 a 1 con agua, este debe tener una temperatura de 30 °C por lo que es necesario calentarlo en la plancha y tomar la



temperatura hasta alcanzar la especificada para su uso. La exposición al líquido de revelado se hace durante 2 minutos y 45 segundos. Al sacarlo del revelado pasa al Spinner para secarse mediante centrifugación, con esto se puede visualizar si el revelado tuvo éxito ya que en la oblea se distingue la forma diseñada de otro color. Ya seco se ataca de nuevo durante 1 minuto 10 segundos con la mezcla que ataca el cobre para eliminar las partes que no queremos de este, se realizan dos enjuagues en agua y dos enjuagues en acetona para quitar la fotorresina que estaba adherida. Por último en esta parte se vuelve a poner en el Spinner para el secado y se analiza hasta este punto de la fabricación, aquí la oblea debe tener la forma exacta de la Máscara 1 y con esto queda terminada la primera parte de la fabricación. Como se muestra en la figura 4.1.2.2.3.



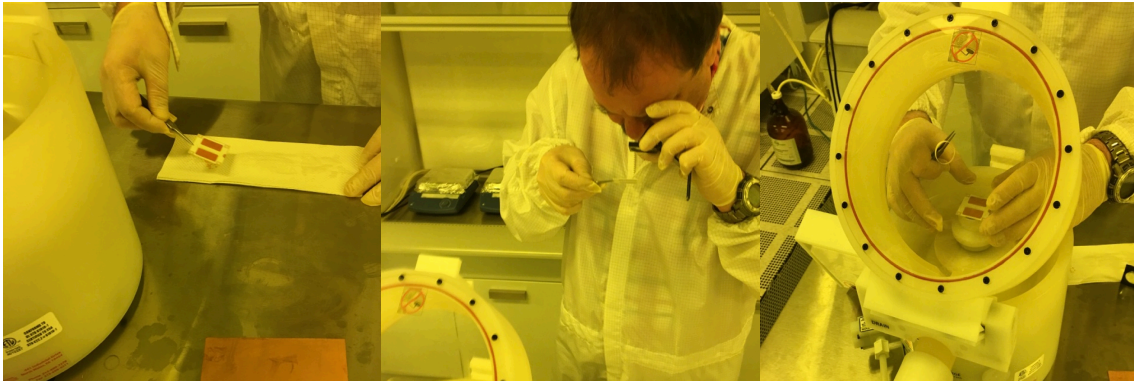
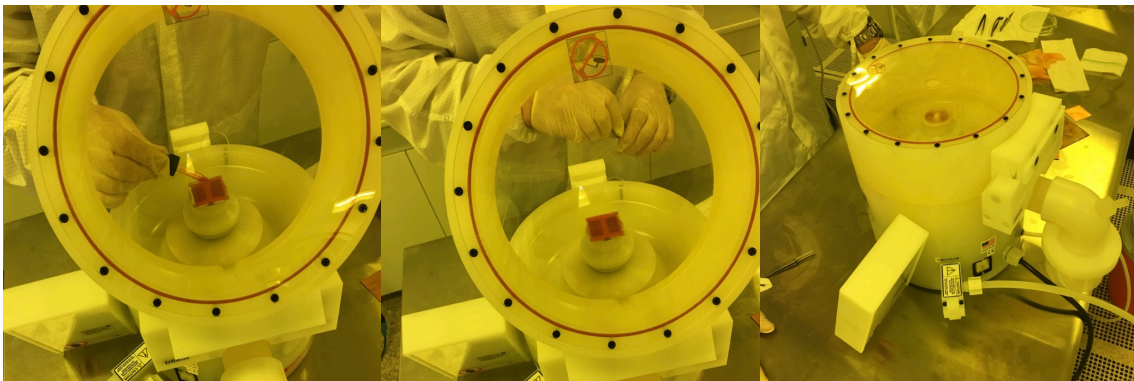


Figura 4.1.2.2.3 Proceso de revelado, secado, verificación del revelado, ataque al cobre, enjuague en agua, enjuague en acetona para quitar la fotorresina y secado. Máscara 1.

En este punto la fabricación de la Máscara 1, figura 4.1.2.2.1 (a), está completa, primera etapa de fabricación terminada. Esta segunda etapa es exactamente el mismo proceso que la primera, solo que ahora se trabajará con la Máscara 2, figura 4.1.2.2.1 (b). Empezamos con el paso de la aplicación de la resina fotorresistente en la cara donde se encuentra el cobre que se expuso, reveló y atacó en la Máscara 1, aquí se realizará la impresión del diseño de la Máscara 2. En esta capa metálica se aplica una capa de resina fotosensible, esta resina cambia las características químicas con la exposición de la luz, generalmente radiación ultravioleta. Una vez depositada esta resina se realiza un centrifugado en el Spinner para su expansión completa a toda la cara y su secado. Colocada la fotorresina se procede a hornear la oblea durante 5 minutos, la temperatura de la placa donde se hornea se debe controlar en un intervalo de 100 °C a 110 °C, es decir, no debe de ser diferente la temperatura a este intervalo. Mientras se esta horneando la oblea, debe estar cubierta por un recipiente de cristal; al paso de cada mínimo se airea la misma, para que salgan vapores que se producen por el calentamiento. En esta etapa se fija la resina sobre el sustrato. La figura 4.1.2.2.4 muestra las fotografías con estos pasos, mismos que preparan de nuevo a la oblea para el proceso de fabricación de la Máscara 2.





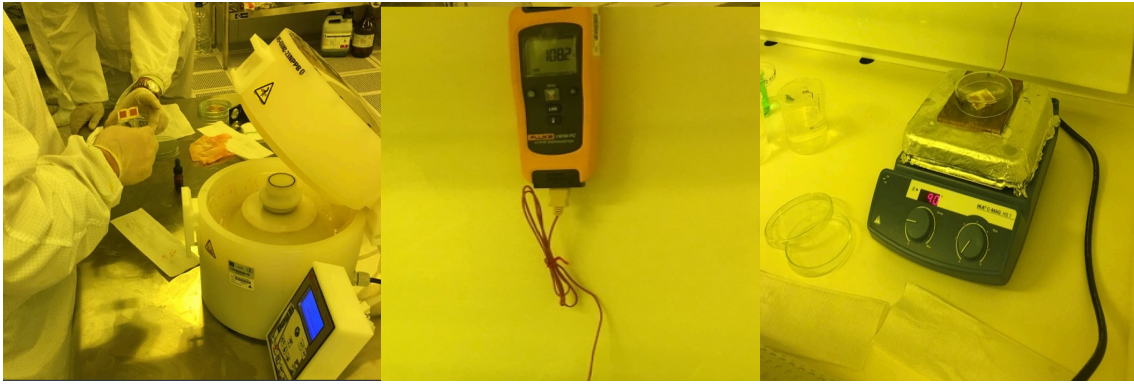
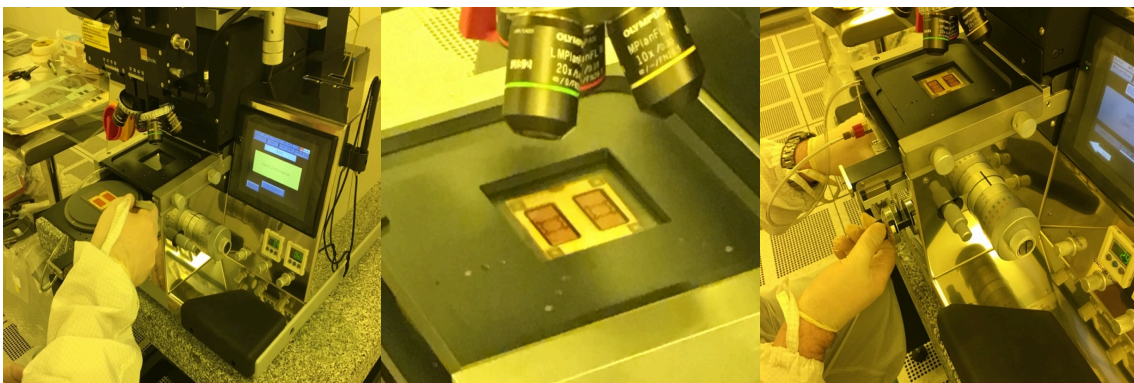


Figura 4.1.2.2.4 Proceso de depósito de resina fotorresistente a la cara con cobre, secado y horneado de la oblea.

El siguiente paso es alinear la máscara 2 que está montada en un cristal, figura 4.1.2.2.1 (b), con la oblea del sustrato dieléctrico Rogers RO4003C. La máscara 2 entonces se alinea con las referencias que se utilizaron en el diseño de las máscaras para ello, es decir, se alían con los 4 elementos de las esquinas más las 4 letras “K” que contienen las áreas rectangulares (del diseño de la máscara 1). Se procede a la exposición a los rayos UV, esta exposición tiene una duración de 65 segundos. Al tener ya la oblea expuesta a la Máscara 2 se procede al revelado. Después de la exposición de la Máscara 2 a la oblea con fotorresina, la oblea es introducida en líquido revelador (Developer AVK 430) en una concentración 4 a 1 con agua, este debe tener una temperatura de 30 °C por lo que es necesario calentarlo en la plancha y tomar la temperatura hasta alcanzar la especificada para su uso. La exposición al líquido de revelado se hace durante 2 minutos y 45 segundos. Al sacarlo del revelado pasa al Spinner para secarse mediante centrifugación, con esto se puede visualizar si el revelado tuvo éxito ya que en la oblea se distingue la forma diseñada de otro color. Ya seco se ataca de nuevo durante 1 minuto 10 segundos con la mezcla que ataca el cobre para eliminar las partes que no queremos de éste y se realizan dos enjuagues en agua. Por último en esta parte se vuelve a poner en el Spinner para el secado y se analiza hasta este punto de la fabricación, aquí la oblea debe tener la forma exacta de la Máscara 2 y con esto queda terminada la segunda parte de la fabricación. Como se muestra en la figura 4.1.2.2.5.





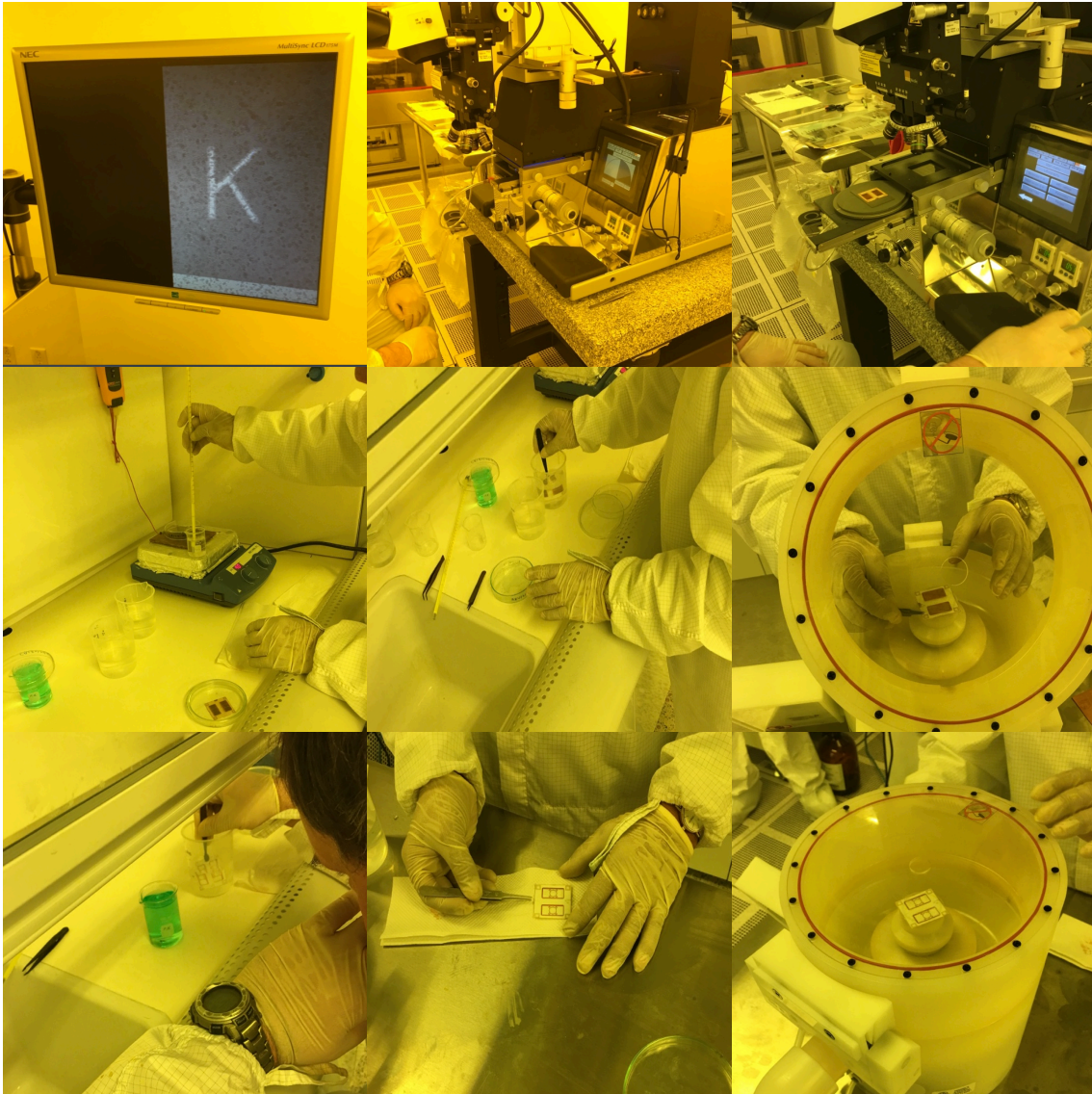


Figura 4.1.2.2.5 Proceso de alineado de la Máscara 2, exposición a los rayos UV de la Máscara 2 con la oblea de sustrato dieléctrico y capa de cobre, revelado, secado, verificación del revelado, ataque al cobre, enjuague en agua y secado.

La figura 4.1.2.2.6 muestra el resultado final de este proceso de fabricación. La oblea ahora tiene la forma que se desaba desde el principio.

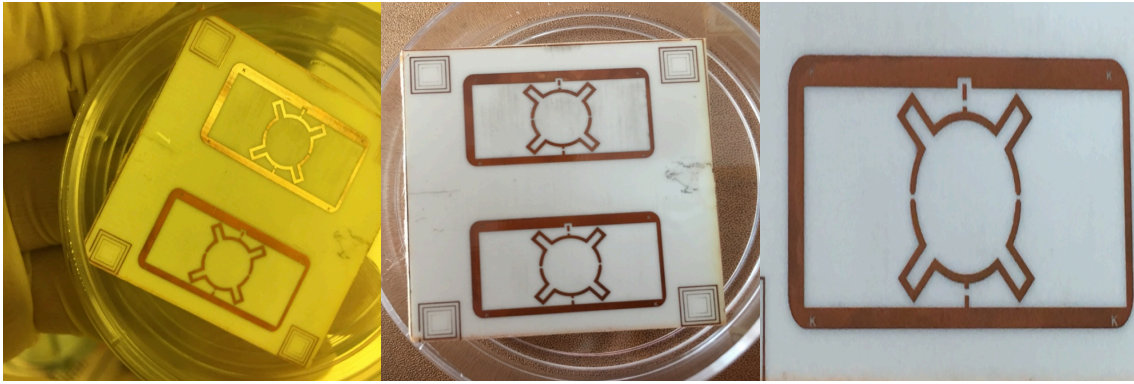


Figura 4.1.2.2.6 Resultado de fabricación fotolitográfica de la Máscara 1 y Máscara 2.

El siguiente paso es cortar, teniendo cuidado y precaución, cada uno de los dos rectángulos que irán inmersos dentro de un diafragma de guía de onda rectangular WR-90. En este paso se pule el corte con una lima para que cada rectángulo embone perfectamente en el diafragma. Una vez que está cortado y limado, se le realizan cuatro baños de acetona y cuatro de alcohol isopropílico para quitar la capa de resina fotorresistente que se le quedó de la fabricación y eliminar cualquier otro tipo de impurezas que pudiera tener debido a la manipulación de la oblea en general. La figura 4.1.2.2.7 muestra este último paso descrito.

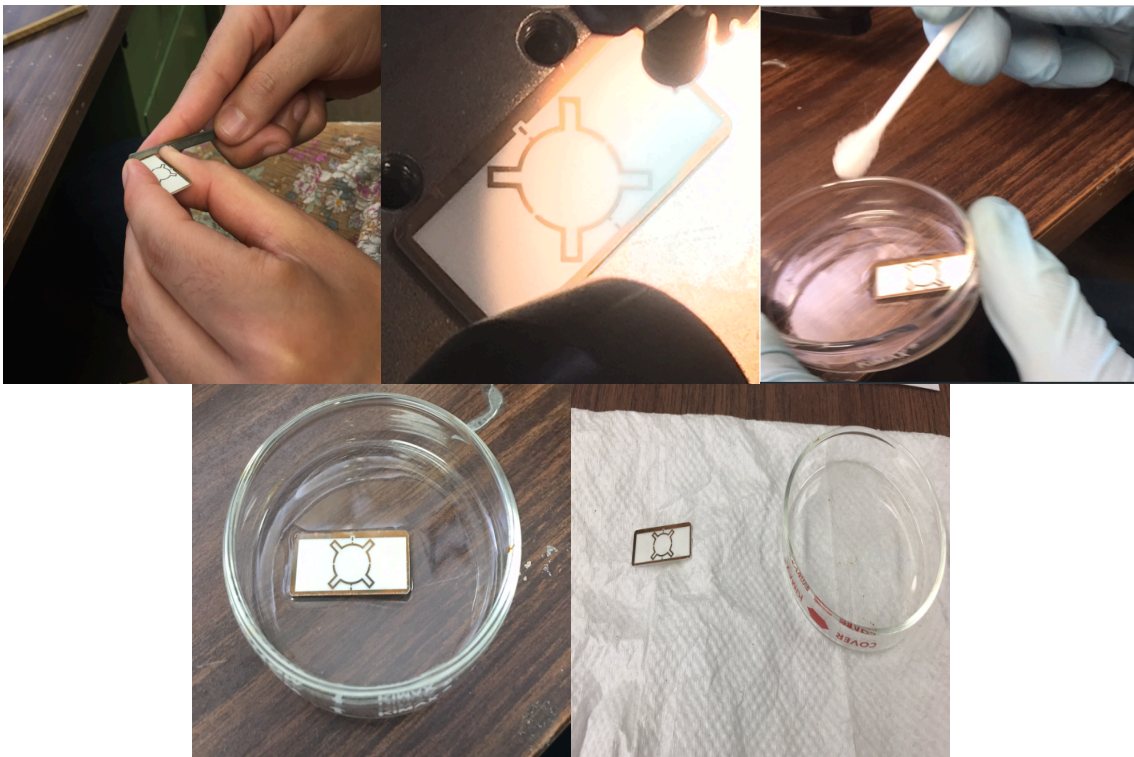


Figura 4.1.2.2.6 Corte, limado y limpieza de la oblea fabricada.

### 4.1.2.3 Polarización.

Como una parte fundamental para la medición del trabajo fabricado, es indispensable conocer el intervalo de voltaje que es necesario para la polarización de los diodos varactores utilizados en el mismo, y la forma de la misma a utilizar (polarización en directa o inversa); esto con el fin de alcanzar los objetivos de tener a la frecuencia de resonancia ( $f_{res}$ ) dentro de la banda X.

El diodo varactor de arsenuro de galio multiplicador flip-chip MA46H146/MAVR-000146 del fabricante MACOM, especifica en su hoja de datos que el rango total de variación de la capacitancia del mismo es de 0 V a 25 V en inversa. Especificando como parámetro un voltaje de reversa máximo de -26 V, con una corriente directa máxima de 50 mA. En el capítulo 3 en la sección 3.4.1.1 Diodo varactor MA46H146/mAVR-000146, se muestra en la tabla 3.4.1.1.1 Especificaciones eléctricas del diodo varactor MA46H146/mAVR-000146 que el intervalo de variación de la capacitancia de este diodo es de 0.030 pF a 0.063 pF, variando debido al cambio del voltaje en inversa. Teniendo las condiciones siguientes:

$$V_R = 0 \text{ V} \rightarrow C_D = 0.063 \text{ pF.}$$

$$V_R = 4 \text{ V} \rightarrow C_D = 0.040 \text{ pF.}$$

$$V_R = 10 \text{ V} \rightarrow C_D = 0.032 \text{ pF.}$$

$$V_R = 25 \text{ V} \rightarrow C_D = 0.030 \text{ pF.}$$

La figura 4.1.2.3.1 muestra la gráfica obtenida de la hoja de datos del diodo varactor MA46H146/MAVR-000146, que muestra la capacitancia contra el voltaje de polarización en inversa, clave para determinar la polarización del mismo.

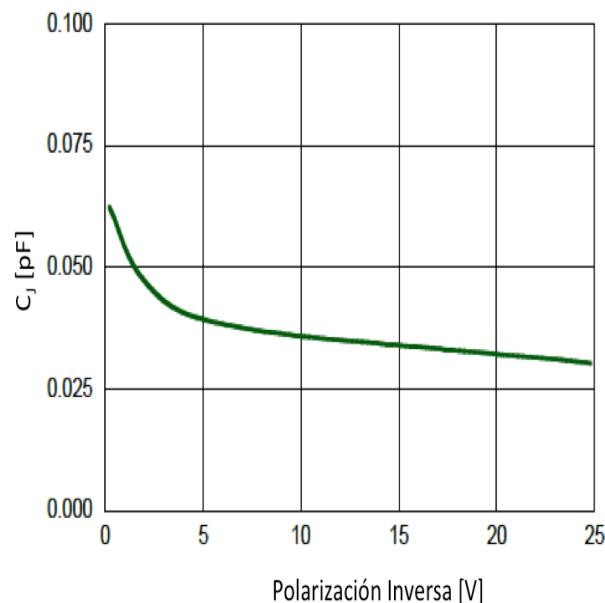


Figura 4.1.2.3.1 Gráfica de Capacitancia vs. Voltaje de polarización en Inversa del diodo varactor MA46H146/MAVR-000146.



#### 4.1.2.4 Soldado de diodos varactores e inductores.

Para el soldado de los dos diodos varactores MA46H146/MAVR-000146 y los dos inductores MHQ0603P que contiene la celda unitaria diseñada, fabricada y descrita anteriormente en este capítulo; la Facultad de Ingeniería cuenta con una soldadora de la marca HYBOND, modelo 572A, la cual tiene integrada una placa de calentamiento, un electrodo para soldar, una palanca de ajuste y direccionamiento y un microscopio LEICA S6.

Proceso de soldado de los dos diodos y los dos inductores:

1. Cuatro baños de acetona, cuatro baños de alcohol isopropílico y secado de la de la oblea recortada para el diafragma. Figura 4.1.2.4.1.

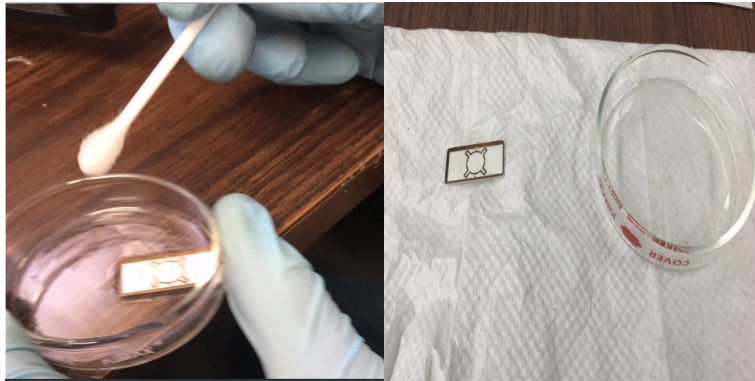


Figura 4.1.2.4.1 Baño de acetona y alcohol isopropílico y secado de la oblea.

2. Colocación de soldadura en pasta (estañado) en las terminales especificadas en el diseño donde estarán montados los componentes utilizados (diodos varactores e inductores). Figura 4.1.2.4.2.



Figura 4.1.2.4.2 Colocación de la soldadura en pasta.

3. Montaje de los dos diodos varactores y los dos inductores en sus terminales correspondientes. Con la ayuda del microscopio para colocar exactamente los componentes en su lugar. Figura 4.1.2.4.3.

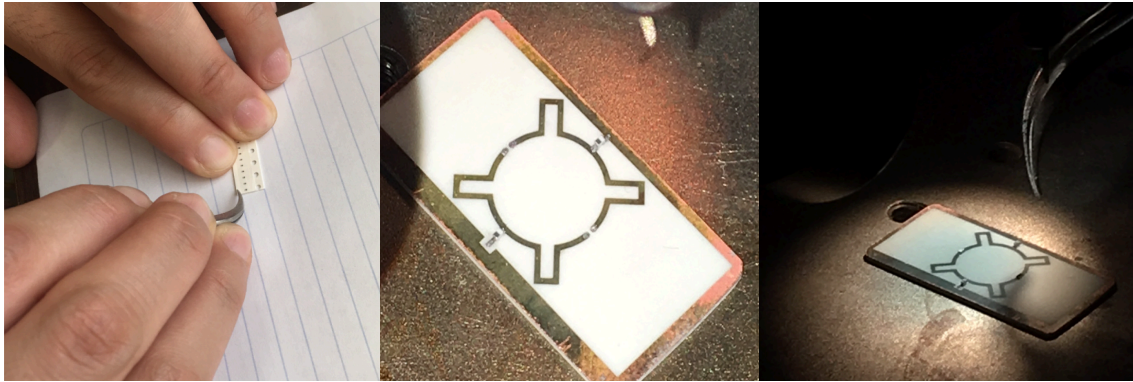


Figura 4.1.2.4.3 Montaje de los diodos varactores y los inductores.

4. Con la placa de calentamiento (temperatura aproximada de  $180^{\circ}$  a  $190^{\circ}$ ) colocar la oblea con los componentes para fundir la soldadura. Figura 4.1.2.4.4.



Figura 4.1.2.4.4 Calentamiento en la placa.

5. Una vez fundida la soldadura retirar la oblea de la placa para que se enfríe y se seque la misma y así tener soldado los componentes a la misma. Si la soldadura tiene problemas con la fundición se puede utilizar el electrodo que tiene el equipo para soldar de manera puntual.

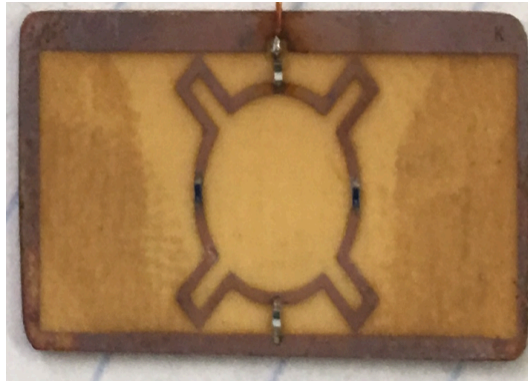


Figura 4.1.2.4.5 Componentes soldados.

#### **4.1.2.5 Puenteo.**

El diafragma, donde se montará el dispositivo fabricado para su medición, como lo muestra la figura 4.1.2.5.1, cuenta con tres puntos para la polarización. Los dos puntos superiores son los que se utilizarán en este caso: El punto izquierdo se utilizará como tal para poner la polarización (ya sea en directa o en inversa, positiva o negativa). El punto derecho se utilizará para la polarización a tierra. El tercer punto (inferior) no será utilizado y solo se sellará con tinta de plata. Como se sellará también todo el borde del diafragma para que no se escapen las microondas en el momento de la medición (evitar la menor fuga posible), de igual manera con tinta de plata.

Para que la línea de polarización pueda alcanzar el punto de polarización del diafragma se utiliza cable magneto, este cable es muy delgado y cuenta con un revestimiento aislante que lo hace ideal para este tipo de aplicaciones. El revestimiento tiene la capacidad de aislar y proteger de cortos (debido a que la línea de polarización pudiera tocar la tierra). Este cable magneto debe de aplanarse de las puntas y quitar su revestimiento antes de soldar en la parte deseada.

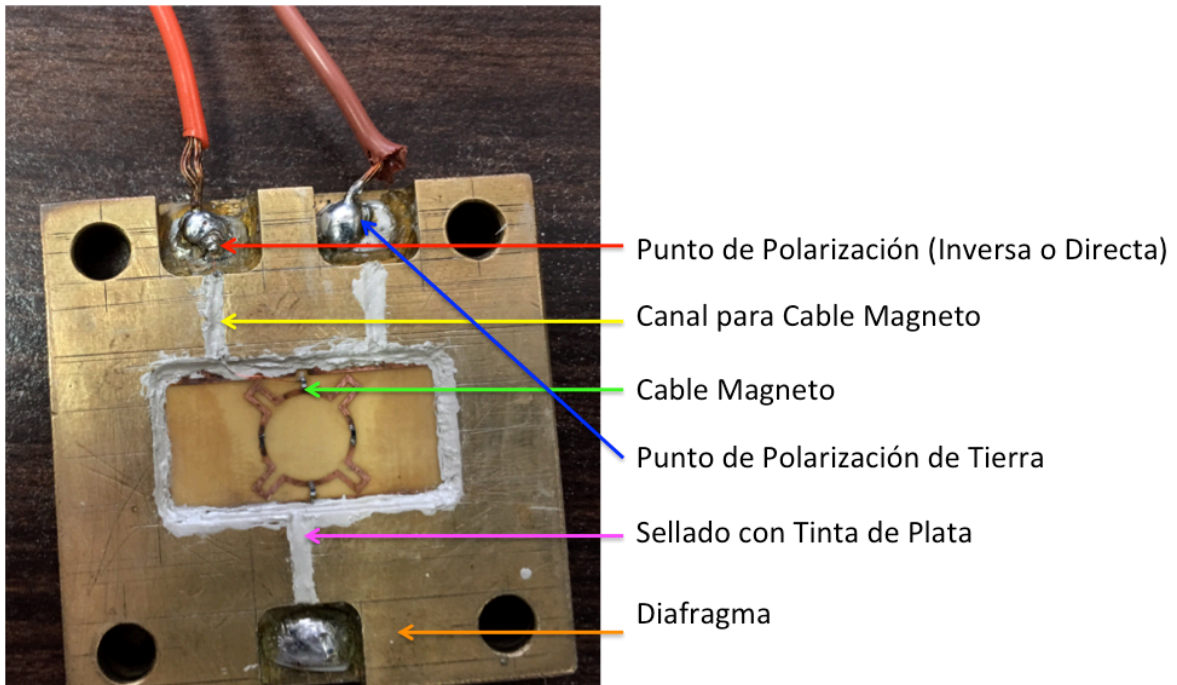


Figura 4.1.2.5.1 Diafragma de guía de onda WR-90 con dispositivo completo montado.

### 4.1.3 Circuito de control para los diodos varactores.

El circuito de control proporciona un voltaje en polarización inversa (o en directa si así se quisiera) de manera segura y confiable a los dos diodos varactores que están integrados en la celda unitaria del arreglo propuesto. El circuito de control protege durante las mediciones de voltajes no intencionados dados por la fuente variable de voltaje, protege de la interferencia de fuentes electromagnéticas cercanas y protege de cargas electrostáticas. Teniendo en cuenta también que los dos inductores colocados en la línea de polarización protegen a su vez de corrientes dañinas que puedan regresar hacia la fuente, bloqueándolas por completo y así teniendo protegida a la fuente de alimentación.

El circuito empleado cuenta con una tierra común con la zona de metal del arreglo propuesto, un diodo zener realiza la función de protección, a los dispositivos que se encuentren en el arreglo, de voltajes inversos superiores a los -22 volts. Del diodo zener se toma el voltaje para los cátodos y así se evita tomar el voltaje directamente de la fuente. La resistencia de 330 ohms tiene la función de asegurar la condición del diodo zener y el recorte del voltaje peligroso cuando el voltaje de alimentación sea igual o esté aproximándose a los 24 volts. Los resistores de 47 k $\Omega$  hacen la función de enviar a tierra cualquier interferencia que pueda existir en el cableado hacia la fuente de alimentación y aseguran a su vez que los cátodos estén aterrizados y no se produzca ningún daño derivado de las cargas electrostáticas [1].

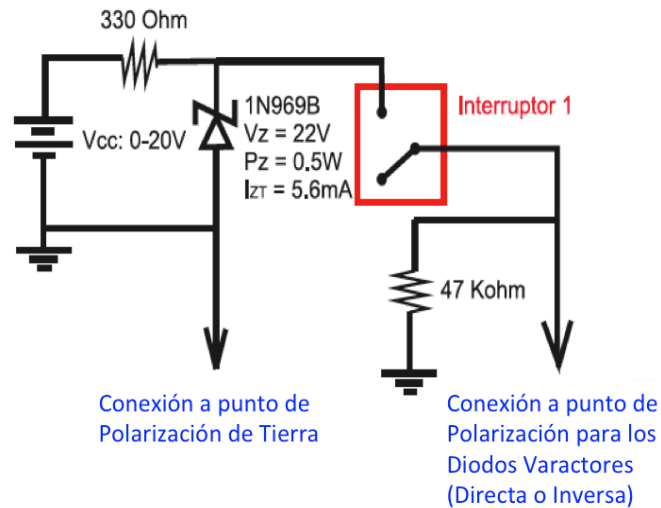


Figura 4.1.3.1 Circuito de control para los diodos varactores [1].

#### 4.1.4 Diagrama de conexión entre diafragma y el circuito de control de diodos varactores.

El diagrama de conexión para la alimentación y medición del diafragma es bastante sencillo. De la fuente de alimentación salen dos cables, el voltaje y la tierra. Estos cables llegan al circuito de control para los diodos varactores. Del circuito de control salen de igual manera los dos cables que entraron, ahora conectados a una roseta. Esta roseta cumple con la función de inyectar los voltajes en directa o en inversa, según se requiera. Y de la roseta como destino final llega al diafragma la configuración deseada conectada, en nuestro caso particular voltaje en inversa para alimentar a los diodos varactores. El diagrama se muestra en la figura 4.1.4.1.

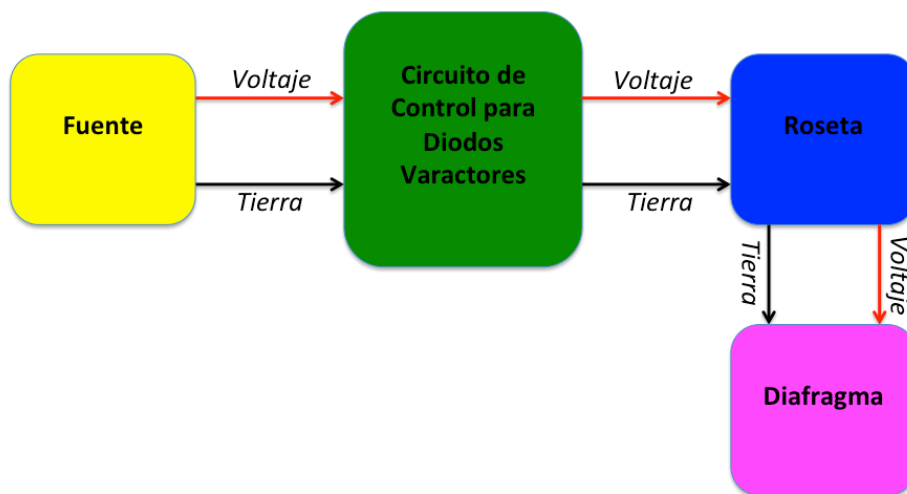


Figura 4.1.4.1 Diagrama de conexión.



La figura 4.1.4.2 muestra la configuración real de la conexión.

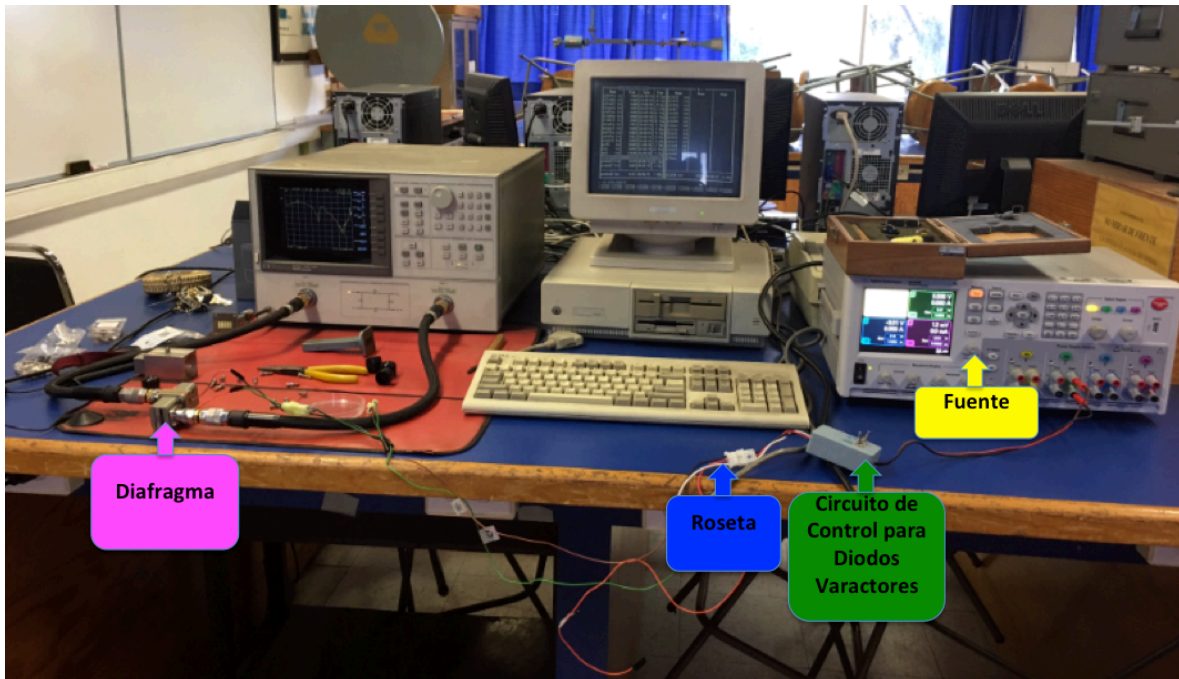


Figura 4.1.4.2 Configuración real de la conexión.

## 4.2 Mediciones y caracterización.

### 4.2.1 Simulador de guía de onda.

Una herramienta experimental en el área de microondas, desarrollada para analizar el comportamiento de antenas y las superficies selectivas de frecuencia, es el simulador de guía de onda.

El analizar la respuesta de un arreglo conllevaría a la fabricación de la compleja estructura con las dimensiones requeridas y los ángulos de incidencia necesarios. En cambio, el simulador de guía de onda permite simular un arreglo periódico infinito con una sola simple guía de onda y una celda de dimensiones considerables representando el arreglo.

El principio de operación de un simulador de guía de onda es que sus paredes hacen la función de un par de planos de imagen, haciendo parecer a la celda como un arreglo infinito. Figura 4.2.1.1.

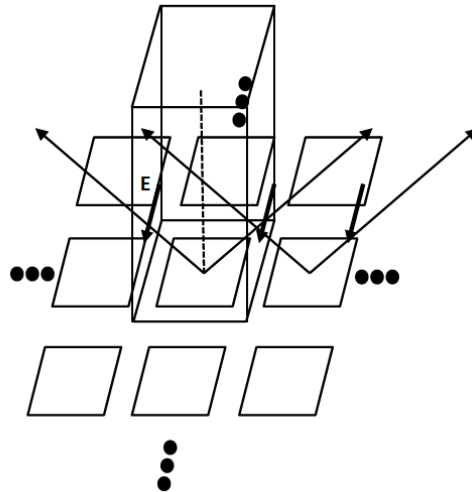


Figura 4.2.1.1 Arreglo infinito por una simulación de guía de onda [2].

Al utilizar un simulador de guía de onda se puede construir de manera rápida un prototipo de un arreglo con solo una única celda que represente al mencionado arreglo. Mediante esta rápida construcción en el laboratorio, se pueden asegurar ángulos de incidencia y polarizaciones precisos. En el caso de ángulos de incidencia grandes estos pueden ser evaluados con exactitud. La caracterización de los valores obtenidos se da por medio de la obtención de los parámetros S. El tipo de arreglo evaluado puede ser arreglo normal o reconfigurable y mediante el conocimiento de las ondas transmitidas y las ondas reflejadas, se pueden deducir las pérdidas intrínsecas de la estructura fabricada [2].

Es importante también tener en cuenta que al utilizar un simulador de guía de onda, el ancho de banda evaluado es determinado por el modo de propagación dominante y el ángulo de incidencia varía con la frecuencia. El modo de propagación TE es el convencional para la mayoría de las guías de onda. Los elementos del arreglo deberán ser simétricos con respecto al plano de incidencia. Es importante considerar la posibilidad de tener fugas de energía electromagnética por los espacios entre los bordes de la celda y la estructura metálica de la guía. Y tener en cuenta también que la periodicidad deberá ser una fracción entera de las dimensiones de la guía.

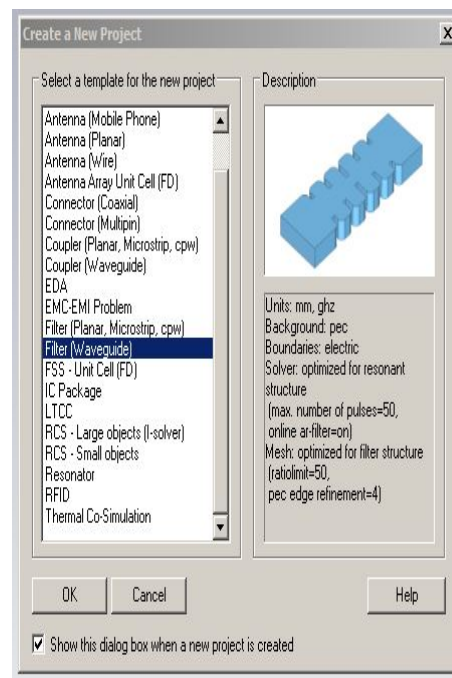
El simulador de guía de onda es una herramienta eficaz y confiable implementada de manera exitosa por el Departamento de Electrónica y el Departamento de Telecomunicaciones de la Facultad de Ingeniería. Es por todo esto que se utiliza la técnica de la simulación de guía de onda para la medición del dispositivo fabricado.

Las dimensiones reales de la guía de onda WR-90 son de 10.16 mm de ancho por 22.86 mm de largo.

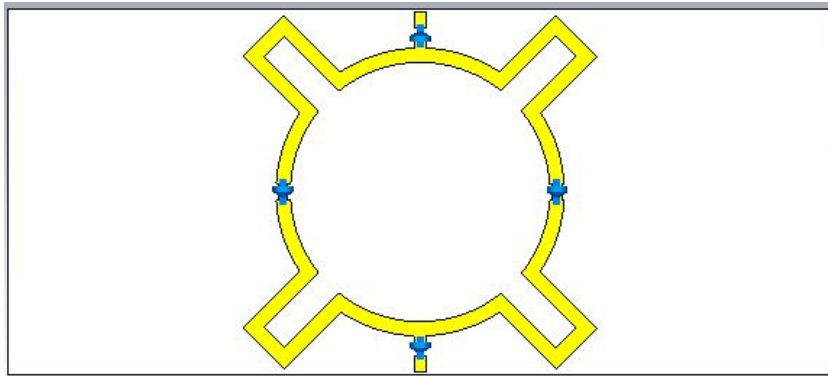
Para la adaptación de la celda a la guía de onda en el software computacional CST – Microwave Studio se define el archivo nuevo con la plantilla inicial *Waveguide Filter*. Que simulará la guía como un volumen de aire encerrado en un medio metálico. Se debe dibujar la celda unitaria sobre el sustrato dieléctrico con la misma medida que la sección transversal de la guía de onda (10.16 mm x 22.86 mm), definiendo a su vez el volumen cúbico de aire con la mencionada sección transversal que contenga a la celda unitaria y el sustrato lógicamente. La profundidad de este volumen deberá ser lo suficientemente grande para asegurar que los modos evanescentes (espurios) de la onda electromagnética se atenúen sobre la dirección Z de la guía, y con esto asegurando que el modo dominante alcance la cara opuesta; 30 mm adelante y 30 mm atrás del conjunto de celda unitaria y sustrato son suficientes para este caso.

El medio metálico en la simulación computacional se define en las condiciones de frontera, las condiciones de frontera deben ser del tipo PEC (Conductor Metálico Perfecto); en los puntos de frontera, es decir, en todas las caras exteriores que definen el volumen de la guía, el campo tangencial deberá ser cero (0).

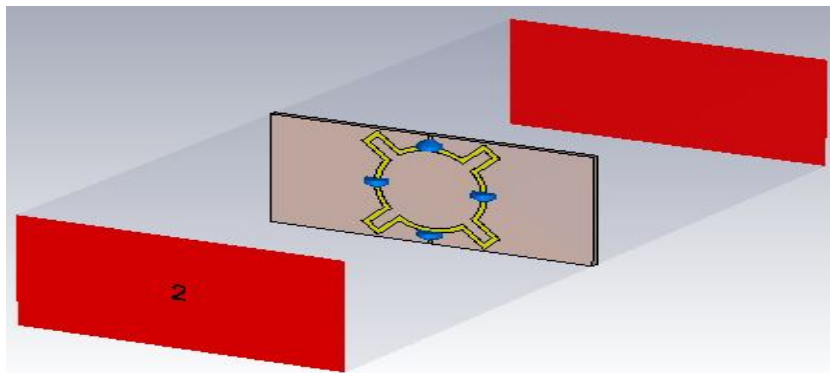
Para finalizar en la estructura hasta ahora construida se definen los dos puertos del tipo guía de onda, el puerto 1 de entrada en la cara frontal del volumen de aire y el puerto 2 de salida en la cara posterior. La figura 4.2.1.2 muestra gráficamente estas características y partes más importantes a considerar en la simulación de guía de onda en la herramienta computacional CST – Microwave Studio.



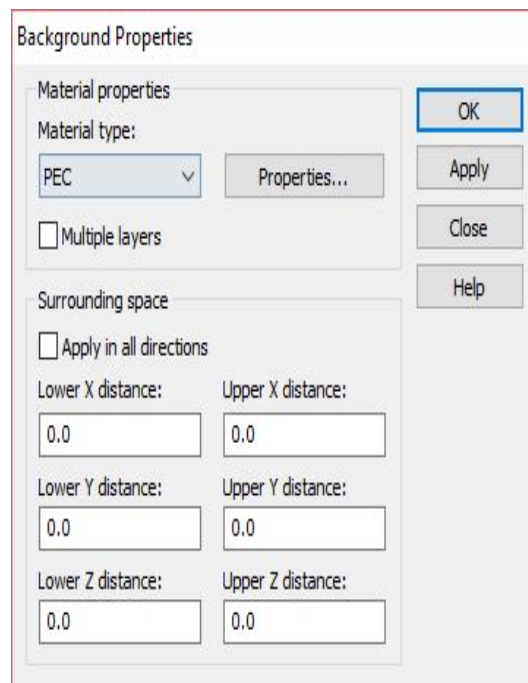
a) Plantilla inicial *Filter (Waveguide)*.



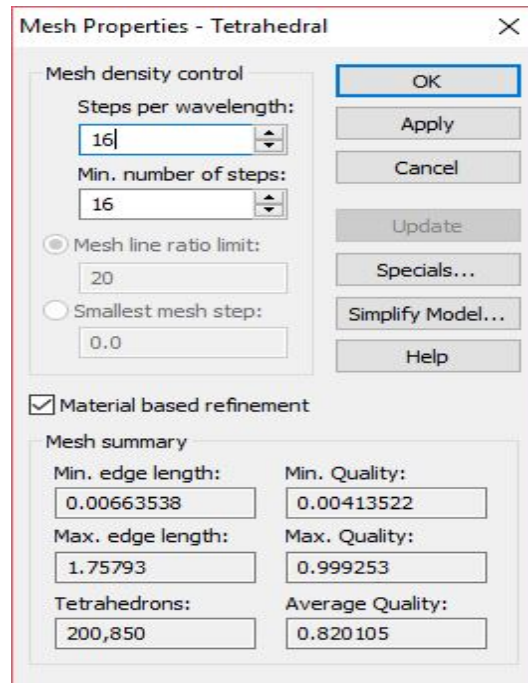
b) Celda Unitaria.



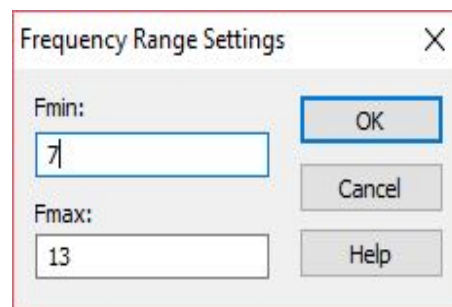
c) Estructura completa simulada en guía de onda.



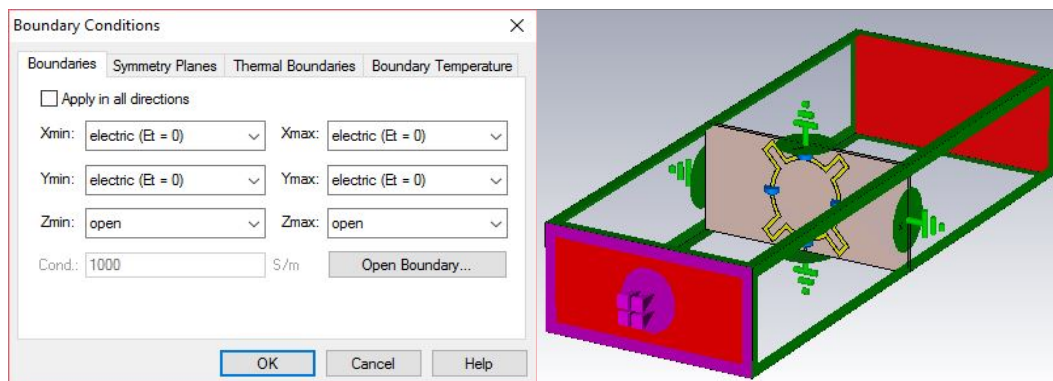
d) Propiedades de Background.



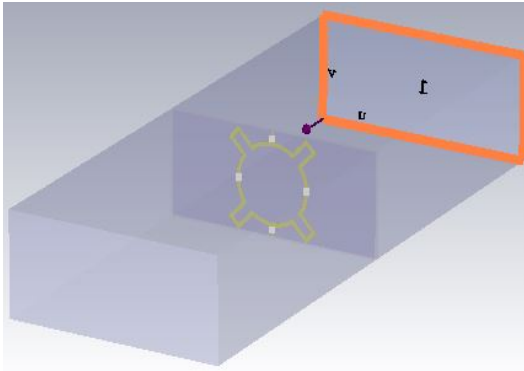
e) Propiedades de mallado.



f) Intervalo de Frecuencia.



g) Condiciones de Frontera.



Modify Waveguide Port

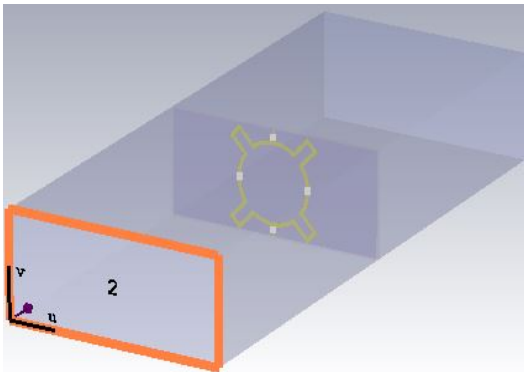
General  
 Name: 1  
 Label:   
 Normal:  X  Y  Z  
 Orientation:  Positive  Negative  
 Text size:  > large

Position  
 Coordinates:  Free  Full plane  Use picks  
 Xmin: -11.43 - 0.0 Xmax: 11.43 + 0.0  
 Ymin: -5.08 - 0.0 Ymax: 5.08 + 0.0  
 Free normal position Zpos: -30

Reference plane  
 Distance to ref. plane: 0

Mode settings  
 Multipin port Define Pins...  
 Single-ended  
 Impedance and calibration Define Lines...  
 Number of modes: 1  
 Ensure shielding Electric  
 Polarization angle 0.0

OK Apply Preview Cancel Help



Modify Waveguide Port

General  
 Name: 2  
 Label:   
 Normal:  X  Y  Z  
 Orientation:  Positive  Negative  
 Text size:  > large

Position  
 Coordinates:  Free  Full plane  Use picks  
 Xmin: -11.43 - 0.0 Xmax: 11.43 + 0.0  
 Ymin: -5.08 - 0.0 Ymax: 5.08 + 0.0  
 Free normal position Zpos: 30

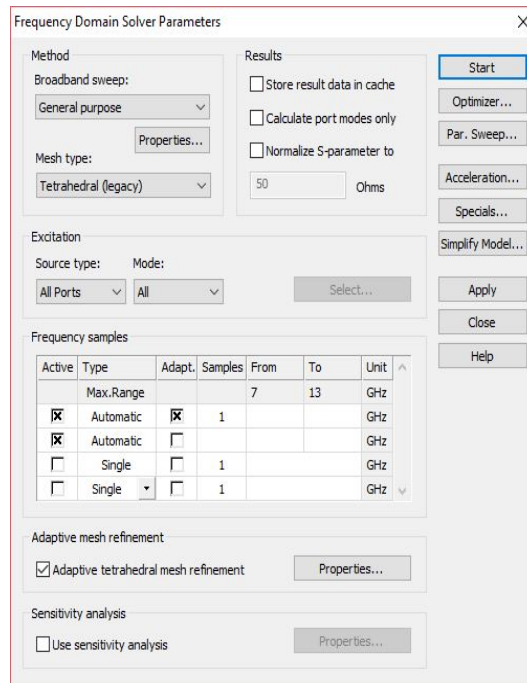
Reference plane  
 Distance to ref. plane: 0

Mode settings  
 Multipin port Define Pins...  
 Single-ended  
 Impedance and calibration Define Lines...  
 Number of modes: 1  
 Ensure shielding Electric  
 Polarization angle 0.0

OK Apply Preview Cancel Help

h) Puerto 1 y Puerto 2 de Guía de Onda.





i) Parámetros de la simulación en el Dominio de la Frecuencia.

Figura 4.2.1.2 Simulación de Guía de Onda en CST – Microwave Studio. a) Plantilla inicial *Filter (Waveguide)*, b) Celda Unitaria, c) Estructura completa simulada en guía de onda, d) Propiedades de Background, e) Propiedades de mallado, f) Intervalo de Frecuencia, g) Condiciones de Frontera, h) Puerto 1 y Puerto 2 de Guía de Onda, i) Parámetros de la simulación en el Dominio de la Frecuencia.

Es sumamente importante tener en cuenta que para el caso de las simulaciones en guía de onda, tal como se ha detallado anteriormente, se debe de considerar que debido a la configuración en inversa del diodo varactor es necesario el modelado de una resistencia en paralelo de éste. Para poder tener control de las pérdidas de inserción. Esta resistencia se le llamará: resistencia de pérdidas. Y ayuda a tener una simulación más cercana a la realidad de la medición que se obtiene al fabricar el dispositivo y medirlo. El valor de la resistecia es grande, del orden de kilo ohms ( $k\Omega$ ), la figura 4.2.1.3 muestra la configuración en la simulación en CST – Microwave Studio donde en el momento de definir al diodo varactor como parámetro concentrado (tipo RLC parallel), se define el valor de esta resistecia de pérdidas. Por medio de CST – Microwave Studio se aproxima el valor de la resistencia para obtener los valores cercanos a los experimentales. Para este caso particular nuestro trabajo de investigación arroja un valor de resistencia en el orden de kilo ohms, entre 1  $k\Omega$  a 10  $k\Omega$ .

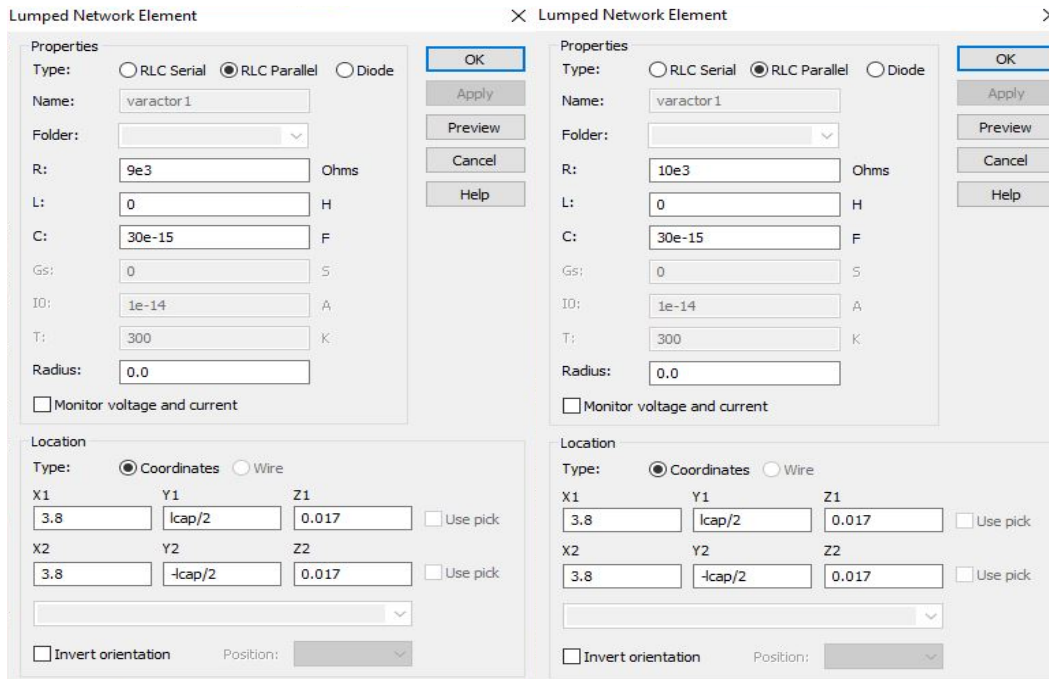


Figura 4.2.1.3 Configuración de la Simulación en guía de onda en CST – Microwave Studio de la resistencia de pérdidas en paralelo con el diodo varactor, para la configuración del diodo en inversa.

Cuando en la simulación se utilizaron resistencias de pérdidas se especifica en la misma gráfica el valor de la resistencia que se está usando en paralelo con el valor de la capacitancia del diodo varactor.

## 4.2.2 Mediciones y Resultados.

Teniendo ya la fabricación del dispositivo, explicada en la sección 4.1 (Proceso de fabricación de circuito flexible), y teniendo el método de simulación de guía de onda como herramienta de medición del mismo, se realizaron las mediciones en el Laboratorio del Departamento de Telecomunicaciones de la Facultad de Ingeniería. El equipo utilizado para montar la guía de onda fue un analizador vectorial de redes HP 8722C, que tiene la capacidad de medir hasta una frecuencia máxima de 40 GHz, pero en este caso particular el dispositivo fabricado se diseñó para trabajar en banda X por lo que este equipo se debió calibrar para trabajar en el intervalo de frecuencias de 7 GHz a 14 GHz.

La guía de onda rectangular WR-90, que trabaja en la banda X, con el dispositivo fabricado fue montado y sellado con tinta de plata (en el diafragma de la guía de onda), que a su vez se conecta al analizador de redes y la fuente de alimentación para poder ser medido. Tomando los valores de una computadora (conectada al analizador de redes) en forma de parámetros S. Los parámetros S obtenidos de la medición fueron: S11 (reflexión), S21 (transmisión). La figura 4.2.2.1 muestra el equipo completo con el que se realizó la medición, contando con: el analizador vectorial de redes HP 8722C, la guía de onda rectangular WR-90, computadora



para extracción y almacenamiento de datos medidos, circuito de control para alimentación de los diodos varactores y fuente de alimentación.



Figura 4.2.2.1 Equipo completo de medición.

#### 4.2.2.1 Comparación de resultados teóricos con resultados experimentales.

Debido a que el diseño propuesto es un arreglo reconfigurable, y la reconfigurabilidad del arreglo la proporciona el diodo varactor utilizado, mediante la alimentación de un voltaje en inversa, como ya se explicó detalladamente en este trabajo; los resultados tanto de las simulaciones como de la medición es un intervalo de frecuencias de resonancia en donde opera dicho arreglo reconfigurable propuesto, diseñado y fabricado. El intervalo de operación del diodo varactor es de 30 fF a 63 fF (0.030 pF a 0.063 pF) por lo que éste es el punto de partida en las simulaciones y los resultados.

La figura 4.2.2.1.1 muestra la comparación de los resultados obtenidos del parámetro S11 (coeficiente de reflexión) cuando el diodo varactor está operando a 30 fF, es decir, se le está suministrando un voltaje en inversa de 22 volts (que es lo mismo a -22 volts).

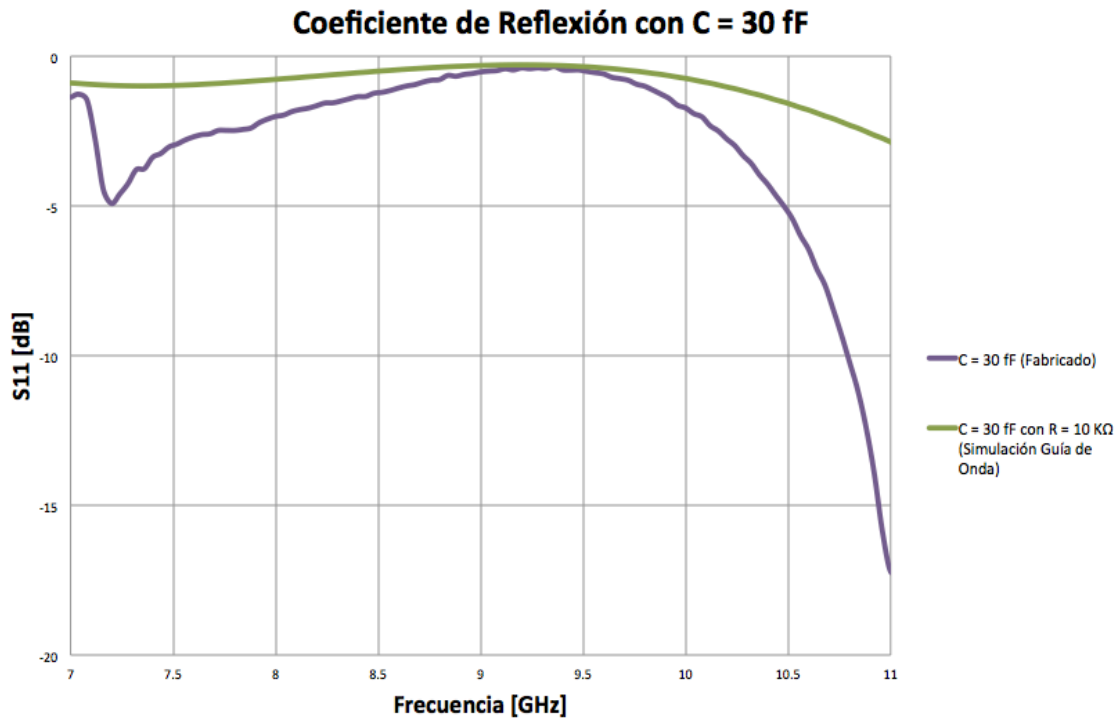


Figura 4.2.2.1.1 Coeficiente de Reflexión (S11) para los capacitores en C = 30 fF, voltaje en inversa de  $V_R = 22$  volts: Simulado en Guía de Onda y Fabricado.

La gráfica en color verde corresponde al resultado del coeficiente de reflexión (S11) de la simulación en guía de onda en el software CST – MWS con un valor de capacitancia de 30 fF en los dos diodos varactores simulados como parámetros concentrados, esta simulación se realizó con un valor en la resistencia de pérdidas de 10 kΩ; valor de resistencia que se utiliza de forma experimental. La gráfica en color morada corresponde al resultado obtenido de la medición del dispositivo fabricado al momento de alimentar los diodos varactores del diafragma con un voltaje en inversa de 22 volts (que según la hoja de datos del diodo varactor utilizado es la correspondencia al valor de capacitancia de 30 fF del mismo). Al analizar estas gráficas se puede concluir por su considerable similitud que son buenos resultados. De forma coherente corresponden a resultados que se esperarían al realizar esta medición, teniendo como referencia los resultados obtenidos en las diferentes simulaciones.

Los resultados obtenidos en la medición pueden ser mejorados teniendo en cuenta varias consideraciones, mismas consideraciones que requieren un detalle específico y estudios más profundos tanto de la simulación en el software CST – MWS como en la naturaleza del dispositivo fabricado, sus materiales, consideraciones físicas, proceso de fabricación, proceso de medición y caracterización y equipo utilizado para este fin.

La figura 4.2.2.1.2 muestra la comparación de los resultados obtenidos del parámetro S11 (coeficiente de reflexión) cuando el diodo varactor está operando a 63 fF, es decir, se le está suministrando un voltaje en inversa de 0 volts.

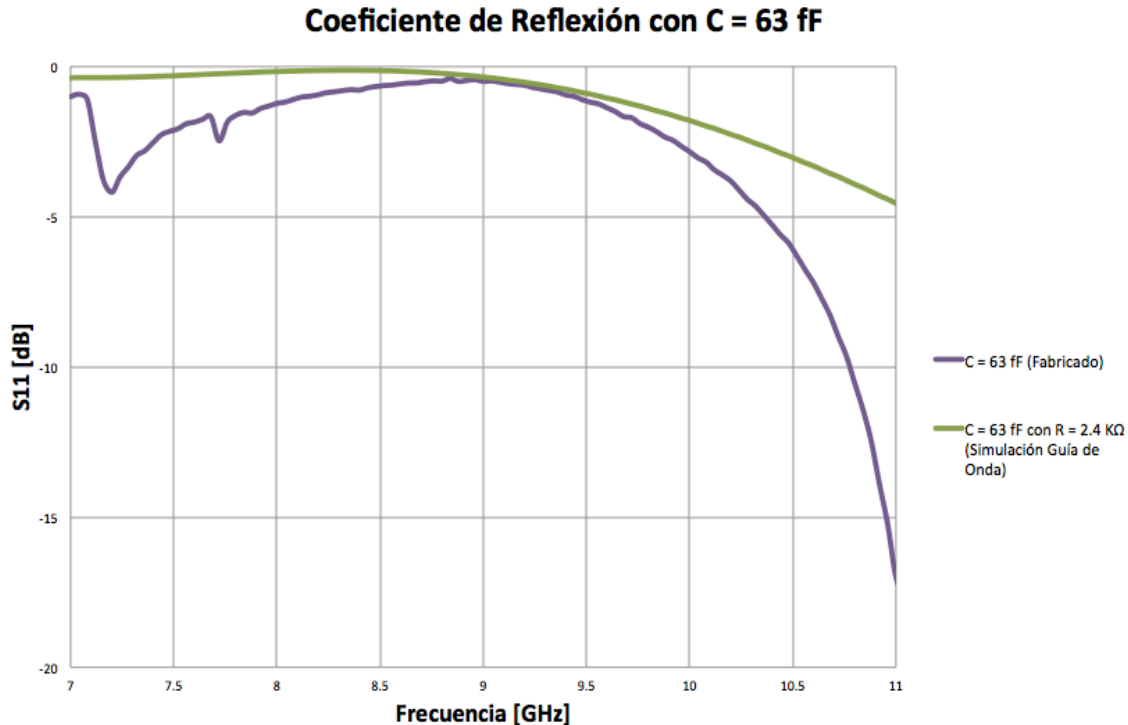


Figura 4.2.2.1.2 Coeficiente de Reflexión (S11) para los capacitores en C = 63 fF, voltaje en inversa de  $V_R = 0$  volts: Simulado en Guía de Onda y Fabricado.

La gráfica en color verde corresponde al resultado del coeficiente de reflexión (S11) de la simulación en guía de onda en el software CST – MWS con un valor de capacitancia de 63 fF en los dos diodos varactores simulados como parámetros concentrados, esta simulación se realizó con un valor en la resistencia de pérdidas de 2.4 k $\Omega$ ; valor de resistencia que se utiliza de forma experimental. La gráfica en color morada corresponde al resultado obtenido de la medición del dispositivo fabricado al momento de alimentar los diodos varactores del diafragma con un voltaje en inversa de 0 volts (que según la hoja de datos del diodo varactor utilizado es la correspondencia al valor de capacitancia de 63 fF del mismo). Al analizar estas gráficas se puede concluir por su considerable similitud que son buenos resultados. De forma coherente corresponden a resultados que se esperarían al realizar esta medición, teniendo como referencia los resultados obtenidos en las diferentes simulaciones.

Los resultados obtenidos en la medición pueden ser mejorados teniendo en cuenta varias consideraciones, mismas consideraciones que requieren un detalle específico y estudios más profundos tanto de la simulación en el software CST –

MWS como en la naturaleza del dispositivo fabricado, sus materiales, consideraciones físicas, proceso de fabricación, proceso de medición y caracterización y equipo utilizado para este fin.

La figura 4.2.2.1.3 muestra la comparación de los resultados obtenidos del parámetro S21 (coeficiente de transmisión) cuando el diodo varactor está operando a 30 fF, es decir, se le está suministrando un voltaje en inversa de 22 volts (que es lo mismo a -22 volts).

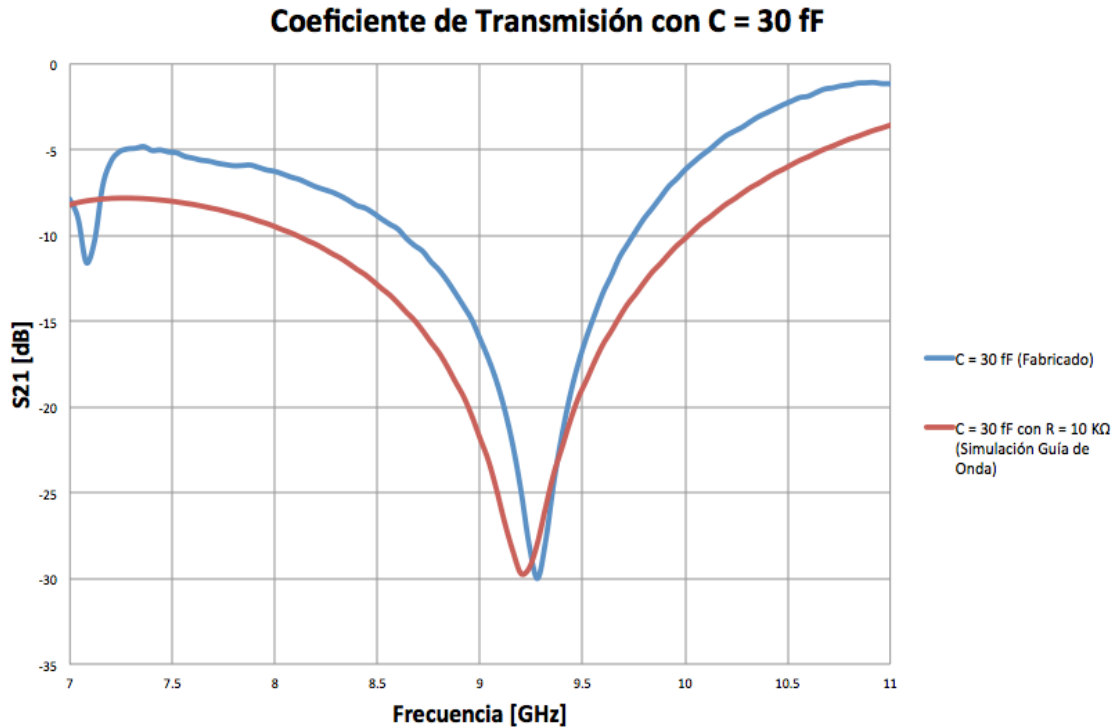


Figura 4.2.2.1.3 Coeficiente de Transmisión (S21) para los capacitores en C = 30 fF, voltaje en inversa de  $V_R = 22$  volts: Simulado en Guía de Onda y Fabricado.

La gráfica en color rojo corresponde al resultado del coeficiente de transmisión (S21) de la simulación en guía de onda en el software CST – MWS con un valor de capacitancia de 30 fF en los dos diodos varactores simulados como parámetros concentrados, esta simulación se realizó con un valor en la resistencia de pérdidas de 10 kΩ; valor de resistencia que se utiliza de forma experimental. La gráfica en color azul corresponde al resultado obtenido de la medición del dispositivo fabricado al momento de alimentar los diodos varactores del diafragma con un voltaje en inversa de 22 volts (que según la hoja de datos del diodo varactor utilizado es la correspondencia al valor de capacitancia de 30 fF del mismo). Al analizar estas gráficas se puede concluir por su considerable similitud que son buenos resultados. De forma coherente corresponden a resultados que se esperarían al realizar esta medición, teniendo como referencia los resultados obtenidos en las diferentes simulaciones.

Los resultados obtenidos en la medición pueden ser mejorados teniendo en cuenta varias consideraciones, mismas consideraciones que requieren un detalle específico y estudios más profundos tanto de la simulación en el software CST – MWS como en la naturaleza del dispositivo fabricado, sus materiales, consideraciones físicas, proceso de fabricación, proceso de medición y caracterización y equipo utilizado para este fin.

La figura 4.2.2.1.4 muestra la comparación de los resultados obtenidos del parámetro S21 (coeficiente de transmisión) cuando el diodo varactor está operando a 63 fF, es decir, se le está suministrando un voltaje en inversa de 0 volts.

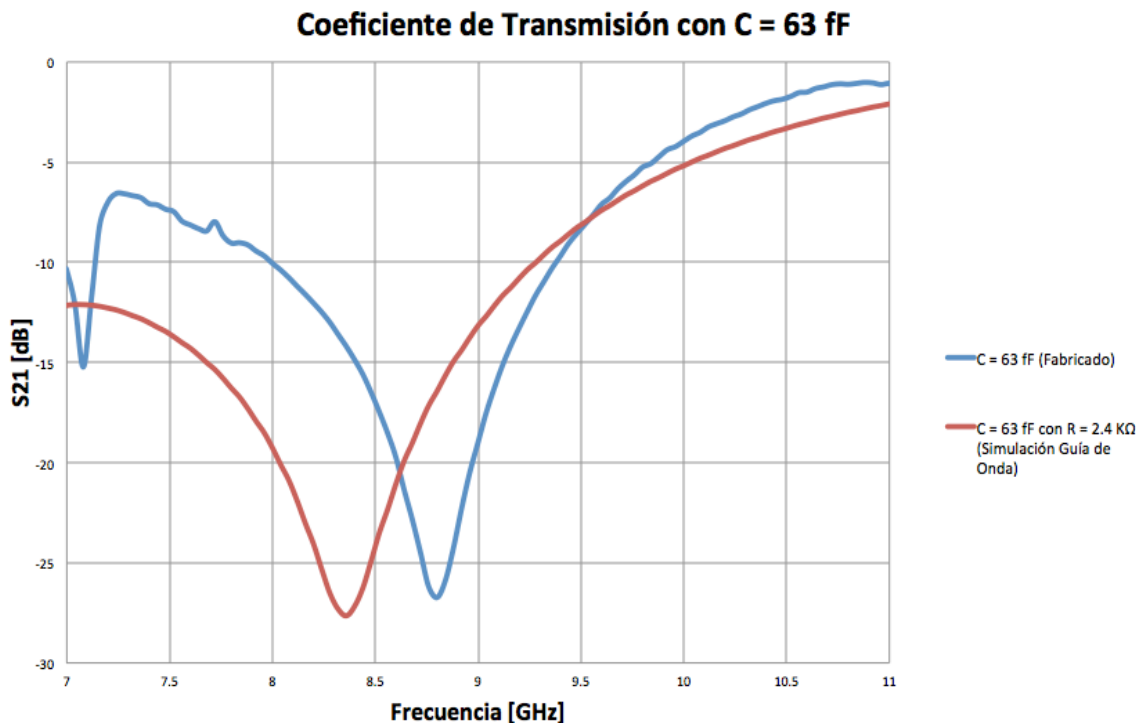


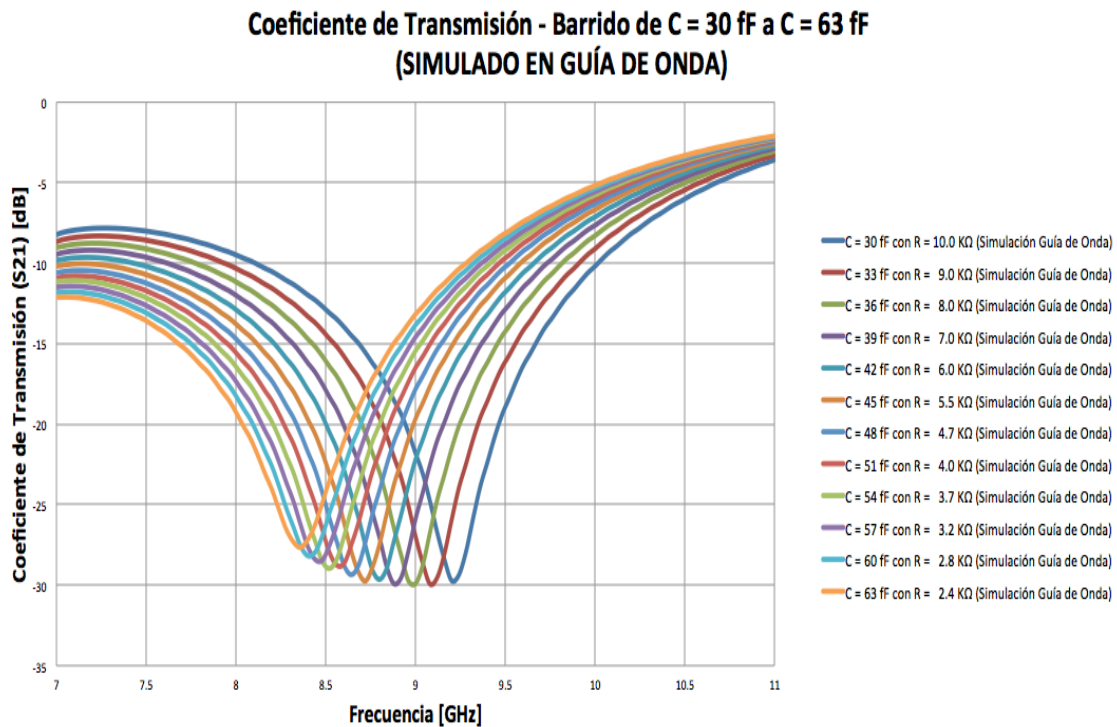
Figura 4.2.2.1.4 Coeficiente de Transmisión (S21) para los capacitores en C = 63 fF, voltaje en inversa de  $V_R = 0$  volts: Simulado en Guía de Onda y Fabricado.

La gráfica en color rojo corresponde al resultado del coeficiente de transmisión (S21) de la simulación en guía de onda en el software CST – MWS con un valor de capacitancia de 63 fF en los dos diodos varactores simulados como parámetros concentrados, esta simulación se realizó con un valor en la resistencia de pérdidas de 2.4 kΩ; valor de resistencia que se utiliza de forma experimental. La gráfica en color azul corresponde al resultado obtenido de la medición del dispositivo fabricado al momento de alimentar los diodos varactores del diafragma con un voltaje en inversa de 0 volts (que según la hoja de datos del diodo varactor utilizado es la correspondencia al valor de capacitancia de 63 fF del mismo). Al analizar estas gráficas se puede concluir por su considerable similitud que son

buenos resultados. De forma coherente corresponden a resultados que se esperarían al realizar esta medición, teniendo como referencia los resultados obtenidos en las diferentes simulaciones.

Los resultados obtenidos en la medición pueden ser mejorados teniendo en cuenta varias consideraciones, mismas consideraciones que requieren un detalle específico y estudios más profundos tanto de la simulación en el software CST – MWS como en la naturaleza del dispositivo fabricado, sus materiales, consideraciones físicas, proceso de fabricación, proceso de medición y caracterización y equipo utilizado para este fin.

Teniendo los casos anteriores como extremos del intervalo de operación del diodo varactor utilizado; se realizó, tanto en la parte simulada como en la fabricada, un barrido de mediciones. La figura 4.2.2.1.5 muestra la comparación de estos resultados para el coeficiente de transmisión ( $S_{21}$ ) que es el de interés en este trabajo de tesis.



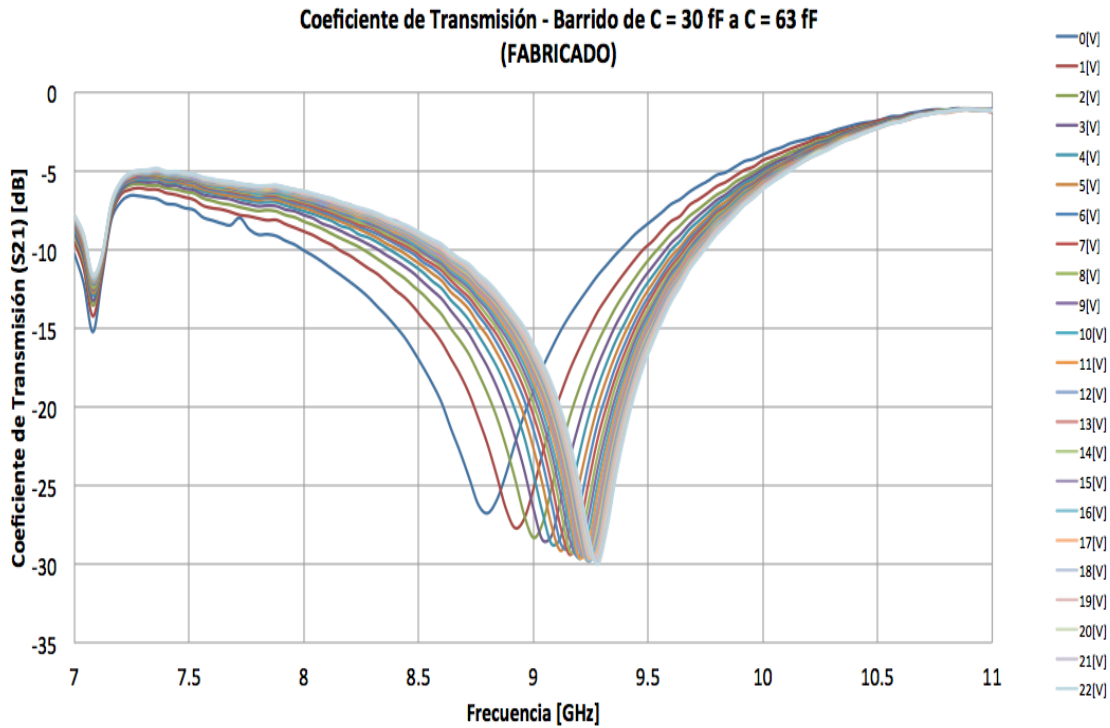


Figura 4.2.2.1.5 Coeficiente de Transmisión (S21) para el barrido en C =30 fF a C = 63 fF. a) Simulado en Guía de Onda, b) Fabricado.

La tabla 4.2.2.1.1 especifica la correspondencia de los valores de las dos gráficas de la figura 4.2.2.1.5, entre el inciso (a) que es la simulación en guía de onda y el inciso (b) que es el resultado medido de la fabricación. Correspondencia que es de ayuda para la comparación de mencionados resultados (entre los simulados en guía de onda y los obtenidos en la medición).

<i>Capacitancia [fF]</i>	<i>Voltaje en Inversa [Volts]</i>
<b>30.0</b>	<b>22</b>
31.5	21
<b>33.0</b>	<b>20</b>
34.5	19
<b>36.0</b>	<b>18</b>
37.5	17
<b>39.0</b>	<b>16</b>
40.5	15
<b>42.0</b>	<b>14</b>
43.5	13
<b>45.0</b>	<b>12</b>
46.5	11



<b>48.0</b>	<b>10</b>
49.5	9
<b>51.0</b>	<b>8</b>
52.5	7
<b>54.0</b>	<b>6</b>
55.5	5
<b>57.0</b>	<b>4</b>
58.5	3
<b>60.0</b>	<b>2</b>
61.5	1
<b>63.0</b>	<b>0</b>

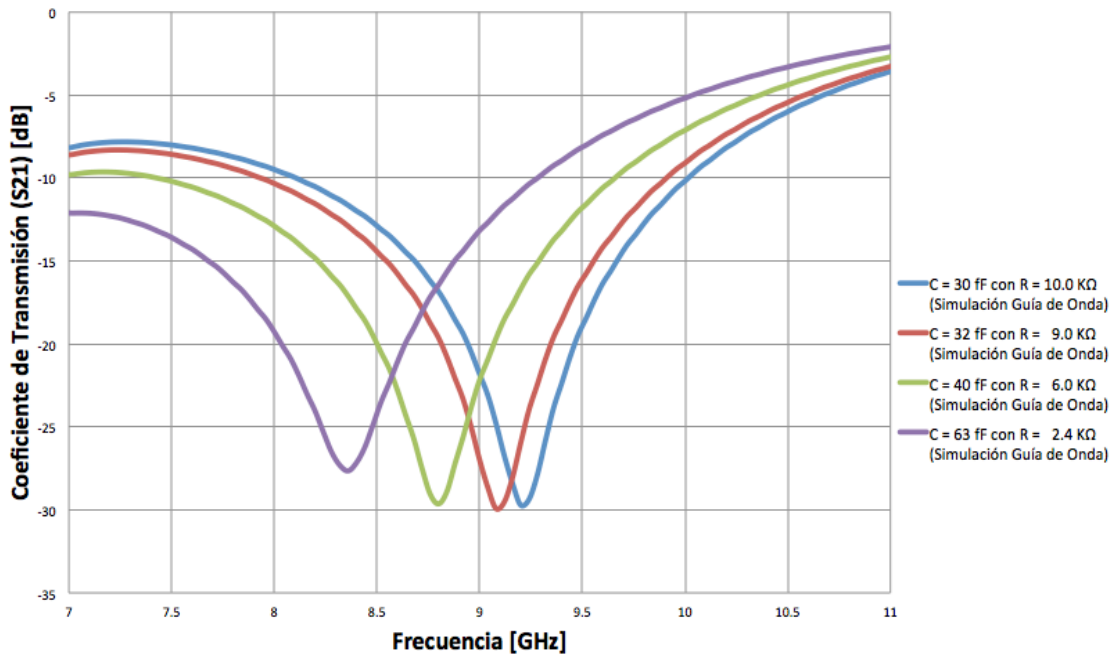
Tabla 4.2.2.1.1 Correspondencia de valores de capacitancia teóricos con valores de voltaje en inversa del Diodo Varactor MA46H146/MAVR-000146.

La figura 4.2.2.1.5 muestra de manera muy clara la comparación de los resultados generales obtenidos de este trabajo de tesis. El inciso (a) de esta figura representa la simulación como tipo guía de onda realizada en el software CST – MWS con un barrido en el valor de la capacitancia desde 30 fF a 63 fF del diodo varactor, con una resistencia en paralelo que ayuda en la simulación del diodo varactor a un diseño más cercano a la realidad del mismo, y es necesaria al trabajar este diodo en inversa. Esta resistencia ajusta la profundidad de las gráficas en razón de las pérdidas, como ya se mencionó este valor está en el orden de los kilo ohms y van en este caso de los 2.4 kΩ a los 10 kΩ (valores de resistencias altos). El barrido aquí realizado es de 3 fF en 3 fF, como se logra apreciar en esta gráfica. El inciso (b) de esta figura representa los resultados medidos de la fabricación del dispositivo diseñado montado en la guía de onda rectangular WR-90. Este barrido se logró variando el voltaje en inversa con el que se alimentaba el diodo varactor, de 1 volt en 1 volt; en un intervalo de 0 volts a 22 volts en inversa (negativos).

Teniendo esto como un panorama general, la figura 4.2.2.1.6 muestra ahora una comparación de los resultados simulados y fabricados pero ahora con un barrido en las capacitancias típicas del diodo varactor, descritas en la hoja de datos y en la sección 3.4.1.1 donde se detallan las características del mismo.

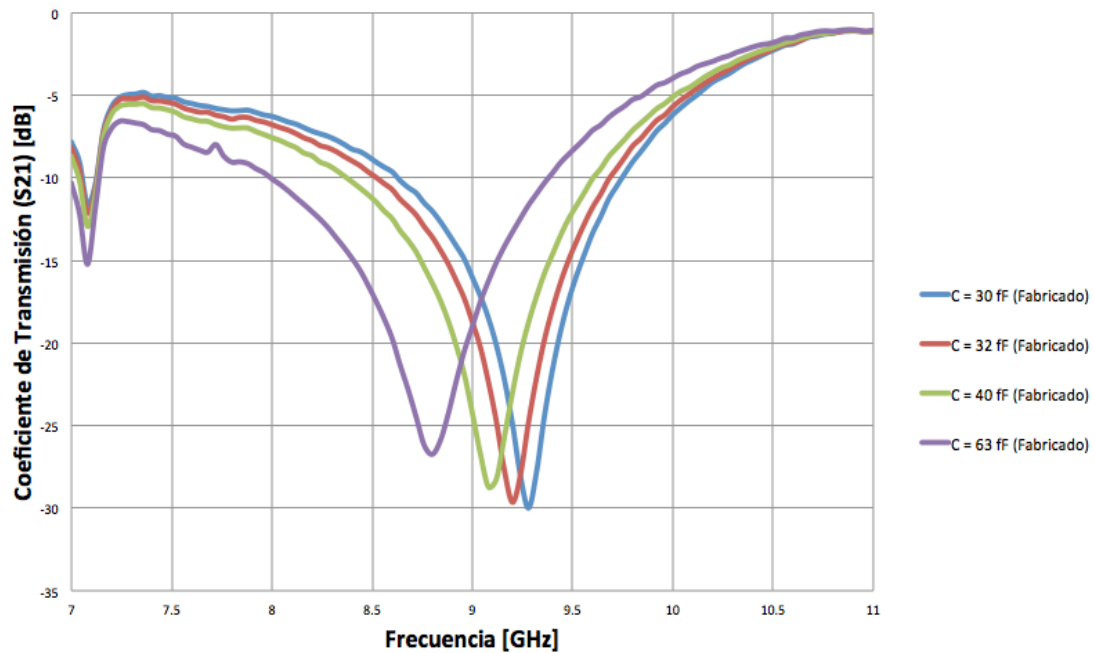


**Coefficiente de Transmisión (S21) - Barrido de Capacitancias típicas  
(SIMULADO EN GUÍA DE ONDA)**



a) Simulado en Guía de Onda.

**Coefficiente de Transmisión (S21) - Barrido de Capacitancias típicas  
(FABRICADO)**



b) Fabricado.

Figura 4.2.2.1.5 Coeficiente de Transmisión (S21) para el barrido de Capacitancias típicas del Diodo Varactor MA46H146/MAVR-000146 (C =30 fF, C =32 fF , C =40 fF y C = 63 fF. a) Simulado en Guía de Onda, b) Fabricado.

Concluyendo con esta parte final de las comparaciones entre los resultados teóricos y los resultados experimentales, teniendo entonces los siguientes datos:

- Capacitancia típica de 30 fF. El coeficiente de transmisión obtenido en la simulación de guía de onda fue de una frecuencia de resonancia de  $f_{\text{res}} = 9.20$  GHz y una profundidad de -29.71 dB. El coeficiente de transmisión obtenido en la medición del dispositivo fabricado fue de una frecuencia de resonancia de  $f_{\text{res}} = 9.28$  GHz y una profundidad de -29.99 dB.
- Capacitancia típica de 32 fF. El coeficiente de transmisión obtenido en la simulación de guía de onda fue de una frecuencia de resonancia de  $f_{\text{res}} = 9.08$  GHz y una profundidad de -29.92 dB. El coeficiente de transmisión obtenido en la medición del dispositivo fabricado fue de una frecuencia de resonancia de  $f_{\text{res}} = 9.20$  GHz y una profundidad de -29.63 dB.
- Capacitancia típica de 40 fF. El coeficiente de transmisión obtenido en la simulación de guía de onda fue de una frecuencia de resonancia de  $f_{\text{res}} = 8.80$  GHz y una profundidad de -29.63 dB. El coeficiente de transmisión obtenido en la medición del dispositivo fabricado fue de una frecuencia de resonancia de  $f_{\text{res}} = 9.08$  GHz y una profundidad de -28.71 dB.
- Capacitancia típica de 63 fF. El coeficiente de transmisión obtenido en la simulación de guía de onda fue de una frecuencia de resonancia de  $f_{\text{res}} = 8.36$  GHz y una profundidad de -27.64 dB. El coeficiente de transmisión obtenido en la medición del dispositivo fabricado fue de una frecuencia de resonancia de  $f_{\text{res}} = 8.80$  GHz y una profundidad de -26.73 dB.

Se puede concluir entonces que el arreglo reconfigurable cumple con los objetivos de este trabajo de tesis. En la comparación del diseño propuesto en la simulación contra los datos obtenidos de la fabricación del mismo diseño, se puede ver que la diferencia entre una y otra son aceptables. El intervalo de reconfigurabilidad del diseño simulado va de 9.20 GHz a 8.36 GHz en la frecuencia de resonancia del coeficiente de transmisión al variar el diodo varactor de 30 fF a 63 fF. El intervalo de reconfigurabilidad del diseño fabricado y medido va de 9.28 GHz a 8.80 GHz en la frecuencia de resonancia del coeficiente de transmisión al variar el diodo varactor de 30 fF a 63 fF. Estas diferencias aceptables se pueden justificar debido a las características de simulación y las consideraciones al momento de la fabricación. Como se ha explicado, en las simulaciones el diodo varactor se especificó como un parámetro concentrado, calculando una resistencia en paralelo de manera que simulara el comportamiento de este lo más cercano a la realidad; destacando que el software CST – MWS tiene algunos detalles negativos al momento de simular con parámetros concentrados, y que también sea un factor importante a considerar. Si se tuviera un modelo completo real (con pérdidas en alta frecuencia) del diodo varactor ocupado en este trabajo, mejoraría considerablemente el resultado de las simulaciones, pudiendo quizá acercarse aún más a los resultados obtenidos en la medición de la fabricación. Los

resultados obtenidos de la simulación en parte son consideraciones que realiza el software y aproximaciones lo más correctas posibles.

Como se ha recalado, el proceso de fabricación también cuenta con imperfecciones que pudieran considerarse como parte de la discrepancia de estos resultados.

Con las mediciones obtenidas se comprueba que el diseño presentado en este trabajo de tesis del arreglo existe una reconfigurabilidad en la frecuencia de resonancia ( $f_{res}$ ) en una fracción de 0.48 GHz de la banda X.

### **Referencias.**

[1] R. Sibaja Palafox, "Superficies Selectivas de Frecuencia Reconfigurables para Sistemas de Antenas", (2016). Tesis de Maestría UNAM.

[2] T. E. Esparza Aguilar, "Superficies Selectivas de Frecuencia Conmutables para Aplicaciones de Arquitecturas Electromagnéticas de Edificios", (2014). Tesis de Maestría UNAM.

## **Conclusiones Generales.**

El objetivo de este trabajo de tesis era el de analizar y diseñar una superficie selectiva de frecuencia reconfigurable en la banda X, dicha superficie debería ser diseñada como una estructura en forma de anillos metálicos. Integrando en la misma diodos varactores que tuvieran características de alta rapidez de conmutación y a su vez bajas pérdidas de inserción. Esta superficie selectiva de frecuencia reconfigurable se diseñó para aplicaciones en sistemas de antenas.

En el capítulo 1, gracias a la revisión precisa del estado del arte de los arreglos reconfigurables, se pudo tener un panorama general de trabajos importantes sobre los arreglos reconfigurables. En este capítulo se comprobó que la idea de diseñar un arreglo en forma de anillo metálico y la integración de elementos activos como diodos varactores con características especiales, era sumamente ventajoso y con oportunidades de éxito muy claras. En el mismo estado del arte se encontró con formas y técnicas tanto de diseño como de fabricación de los arreglos reconfigurables. Considerando estos trabajos como base fundamental para el desarrollo de esta tesis en particular. Y no menos importante, la polarización de las SSF en el caso de trabajos fabricados son referencias claves a estudiar para poder utilizar ciertas técnicas en la presente tesis.

En el capítulo 2, se presentó un detalle de marco teórico de los arreglos reconfigurables. En esta sección se va de una manera general hasta llegar a un caso específico de todo lo que abarca el tema de los arreglos reconfigurables. Justamente con este marco teórico se especifica el trabajo de esta tesis, empezando con el principio de operación y los elementos que pueden contener los arreglos reconfigurables. Las características de los arreglos basados en anillos metálicos y la integración de cargas reactivas en estos para poder tener una respuesta reconfigurable. Se especificaron también los detalles del circuito de polarización, los materiales y las aplicaciones más importantes en los sistemas de antenas de este tipo de arreglos.

En el capítulo 3, de suma importancia, se presentaron las propuestas de diseño y las especificaciones del arreglo reconfigurable. En el inicio de este capítulo se presentan las propuestas de geometría de la celda unitaria, sus dimensiones y materiales para poder realizar las simulaciones necesarias y ver el comportamiento y los resultados de la misma. En este capítulo se concluyó que para poder tener un mejor estudio de los arreglos reconfigurables sería óptimo el poder fabricar un prototipo que se pudiera medir y así comparar los resultados simulados. En las primeras propuestas de diseño se notó que las respuestas en las frecuencias de resonancia estaban fuera de la banda X, por lo que se adaptó el diseño, respetando las características iniciales, para poder tener una geometría que al momento de simular trabajara en el intervalo de frecuencias de la banda X (de 8 GHz a 12 GHz). Gracias a las simulaciones propuestas, la integración de inductores de polarización y los diodos varactores como cargas reactivas se pudieron tener resultados favorables y así poder también presentar propuestas de

circuitos eléctricos equivalentes de la estructura. Al finalizar este capítulo, con los resultados obtenidos, se tuvieron las suficientes justificaciones para poder fabricar un prototipo de este arreglo reconfigurable propuesto y medirlo.

En el capítulo 4, gracias al diseño propuesto en el capítulo 3, se realizó la fabricación de una celda unitaria con el proceso de fabricación de circuito flexible utilizado en el área de trabajo del Departamento de Electrónica y el Centro de Diseño UNAMems de la UNAM. Mismo que se montó en una Guía de Onda Rectangular WR-90 para poder medir y obtener sus parámetros. Con estos parámetros obtenidos de la fabricación y los resultados obtenidos de las simulaciones se pudieron comparar, pudiéndose comprobar la reconfigurabilidad del arreglo propuesto.

De manera numérica se puede concluir lo siguiente, el intervalo de capacitancia donde se desplaza la frecuencia de resonancia es de 30 fF a 63 fF, según la hoja de datos del diodo varactor utilizado, en las simulaciones realizadas en guía de onda en CST – MWS se obtuvieron los resultados de una frecuencia de resonancia de 9.20 GHz con una profundidad de -29.71 dB para el extremo inferior del intervalo de capacitancia (30 fF) comparado con el resultado de la medición de una frecuencia de resonancia de 9.28 GHz con una profundidad de -29.99 dB; del mismo modo, en las simulaciones realizadas en guía de onda en CST – MWS se obtuvieron los resultados de una frecuencia de resonancia de 8.36 GHz con una profundidad de -27.64 dB para el extremo superior del intervalo de capacitancia (63 fF) comparado con el resultado de la medición de una frecuencia de resonancia de 8.80 GHz con una profundidad de -26.73 dB. Con esta información numérica de resultados comparados, tanto simulados como medidos, se observa que los resultados obtenidos en la fabricación son realmente buenos, pudiendo ser mejorados teniendo en cuenta factores de mayor complejidad y análisis. Sin embargo, con los resultados obtenidos se logra cumplir el objetivo propuesto de este trabajo de tesis.

Se concluye entonces que el diseño del arreglo es una superficie selectiva de frecuencia reconfigurable, que trabaja en la banda X, donde la forma utilizada es tipo anillo metálico e integrada con diodos varactores que cuentan con características de alta rapidez de conmutación y bajas pérdidas de inserción. Pudiendo ser utilizada para aplicaciones en sistemas de antenas.