



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

---

FACULTAD DE INGENIERÍA

Diseño de una superficie selectiva de  
frecuencia con capacidades de  
absorción-transmisión-absorción

TESIS

Que para obtener el título de:

Ingeniero Eléctrico Electrónico

P R E S E N T A

Fernando Plata Orozco

DIRECTOR DE TESIS:

Dr. José Ismael Martínez López



Ciudad Universitaria, CDMX, 2024

## *Agradecimientos*

A mi mejor amiga en la universidad Dennisse Alejandra Viveros González, por su apoyo e increíble amistad durante la carrera.

A mi mejor amigo de la universidad, José Alejandro León Sánchez, por su gran amistad durante la carrera y su increíble apoyo en toda esta misma.

A mi profesor y asesor, José Ismael Matínez López por su gran apoyo durante la carrera, múltiples proyectos, la creación de este trabajo y distintos ámbitos de mi vida.

Agradecimiento al Programa de Apoyos a Proyectos de Investigación e Innovación Tecnológica de la Dirección de Asuntos del Personal Académico (DGAPA PAPIIT) bajo los proyectos número IA104323 y IN111522.

Agradecer a mis padres, Luis Fernando Plata Salamán y Silvia Suzzet Orozco Rodríguez por su apoyo en todos los aspectos de mi vida, su amor incondicional y que gracias a ellos hoy termino este trabajo y la carrera.

A mi tío Carlos Ramón Plata Salamán y mi tía Kyoko Matsumoto Plata por su increíble apoyo de diversas maneras dentro y fuera de la universidad.

A todos mis amigos de la carrera, en especial a Daniela Alejandra Maldonado Díaz, Enrique Alfonso Guerra Camacho, Germán Alday Salazar, Oscar Ruben Rendón Higuieredo, David Zavala Pérez y Carlos Rodrigo Vázquez Flores.

A mis amigos de Guadalajara: Alberto Rafael Rivera Michel, José David Ramírez Frances, Danissa León León, Miranda León León, Alejandro Ortiz Estrella, Ángel Flores Cogswell, Bernardo Manuel Álvarez Tostado Escobosa, Edgar Jair Martín Figeroa y Paulo Jován Flores Venegas.

# Índice general

<b>1. Capítulo 1</b>	<b>1</b>
1. Introducción . . . . .	1
1.1. Objetivos . . . . .	2
1.1.1. Objetivos específicos . . . . .	2
1.2. Aplicaciones . . . . .	2
1.3. Aportaciones de este trabajo . . . . .	2
<b>2. Capítulo 2</b>	<b>3</b>
2. Marco teórico . . . . .	3
2.1. Superficies selectivas de frecuencia (FSS) . . . . .	3
2.2. Teoría Electromagnética detrás de las FSS . . . . .	6
2.3. Modelado de las FSS en su forma circuital . . . . .	9
2.3.1. Filtros . . . . .	9
2.3.2. Bipuertos y parámetros de dispersión. . . . .	12
2.3.3. Circuitos resonantes . . . . .	17
2.3.4. Teoría de Líneas de transmisión . . . . .	19
2.4. Métodos de simulación . . . . .	21
2.4.1. Método de las Diferencias Finitas en el Dominio del Tiempo (FDTD) . . . . .	21
2.4.2. Método de Elementos Finitos (FEM) . . . . .	25
2.4.3. Método de Momentos (MoM) . . . . .	26
2.5. Propagación de las ondas en diferentes medios . . . . .	28
2.5.1. Espacio libre . . . . .	28
2.5.2. Material dieléctrico sin pérdidas . . . . .	28
2.5.3. Material dieléctrico con pérdidas . . . . .	29
2.5.4. Materiales conductores perfectos . . . . .	29
2.6. Guía de onda . . . . .	30
<b>3. Capítulo 3</b>	<b>33</b>
3. Estado del arte . . . . .	33

<b>4. Capítulo 4</b>	<b>39</b>
4. Desarrollo y diseño . . . . .	39
4.1. Diseño y simulación en EMPro . . . . .	39
4.2. Simulación en CST Studio . . . . .	65
4.3. Comparación de simuladores, CST Studio vs EMPro . . . . .	72
4.4. Simulación de superficie en Guía de onda . . . . .	74
<b>5. Capítulo 5</b>	<b>81</b>
5. Conclusiones y trabajo a futuro . . . . .	81

# Índice de figuras

2.1. Tipos fundamentales de FSS y sus respuestas [1]. . . . .	5
2.2. FSS reconfigurable mediante diodo PIN y su respuesta en frecuencia [2]. . . . .	5
2.3. Patrones típicos de las celdas unitarias para superficies selectivas de frecuencias [1]. . . . .	6
2.4. Respuesta de filtro pasa altas. . . . .	10
2.5. Respuesta de filtro pasa bajas. . . . .	10
2.6. Respuesta de filtro pasa banda. . . . .	11
2.7. Respuesta de filtro rechaza banda. . . . .	11
2.8. Bipuerto. . . . .	12
2.9. Red de n puertos. . . . .	15
2.10. Circuito resonante serie. . . . .	18
2.11. Circuito resonante paralelo. . . . .	18
2.12. Onda electromagnética transversal. . . . .	19
2.13. Modelo esquemático de una línea de transmisión [3] . . . . .	19
2.14. Circuito equivalente en parámetros concentrados. . . . .	20
2.15. Posición de los vectores de campo eléctrico y magnético en una celda unitaria cubica del enrejado espacial de Yee adaptado en el libro [4]. . . . .	25
2.16. Modos TE y TM de guía de onda [5]. . . . .	31
2.17. Superficie selectiva de frecuencia colocada dentro de una guía de onda [6]. . . . .	31
3.1. Superficie propuesta en [7]. . . . .	34
3.2. Superficie propuesta en [8]. . . . .	35
3.3. Superficie propuesta en [9]. . . . .	36
3.4. Respuesta de las cuatro capas de la superficie. . . . .	37
3.5. FSR con respuesta A-T-A propuesto en [10]. . . . .	38
4.1. Construcción de FSS en EMPro. . . . .	40
4.2. Colocación y configuración de los puertos de entrada y salida. . . . .	40
4.3. Configuración de los limites y superficie lista para la simulación. . . . .	41
4.4. Gráfico de los parámetros S11 y S12 de la superficie. . . . .	42
4.5. Estructura de prueba y su respuesta con un anillo. . . . .	43
4.6. Estructura de prueba y su respuesta con dos anillos. . . . .	43
4.7. Estructura de prueba y su respuesta con tres anillos. . . . .	44

4.8. Estructura con anillos de 0.3 mm y su respuesta de tres anillos. . . . .	44
4.9. Estructura con 4 anillos para el recorrimiento de la tercer frecuencia de resonancia. . . . .	45
4.10. Respuesta en frecuencia de la superficie antes y después de añadir el cuarto anillo. . . . .	45
4.11. Respuesta antes y después de añadir el cuarto anillo. . . . .	46
4.12. Estructura con cortos para evitar las inductancias parasito entre anillos. . . . .	47
4.13. Estructura con sustrato Rogers 3012. . . . .	47
4.14. Re-diseño de la estructura para tener su respuesta dentro de banda X. . . . .	48
4.15. Estructura de la primer capa y respuesta final. . . . .	48
4.16. Circuito equivalente de la primer capa con tres anillos con desacoplamiento. . . . .	49
4.17. Circuito equivalente de segunda capa (circuito resonante paralelo). . . . .	50
4.18. Circuito equivalente de estructura completa. . . . .	50
4.19. Respuesta de circuito equivalente para segunda capa. . . . .	51
4.20. Parámetros de transmisión S11 y reflexión S21 de circuito equivalente completo . . . . .	52
4.21. Parámetros de absorción del circuito equivalente para estructura completa. . . . .	52
4.22. Geometría propuesta para la segunda capa. . . . .	53
4.23. . . . .	54
4.24. Disminución del tamaño de los anillos y su respuesta en frecuencia con baja transmisión. . . . .	54
4.25. Parámetros S21 de segunda capa comparado con circuito equivalente en ADS. . . . .	55
4.26. Estructura final para la segunda capa y la magnitud de sus parámetros de transmisión S21. . . . .	56
4.27. Parámetros S21 de segunda capa disminuyendo capacitancia y aumentando diámetro del anillo comparado con circuito equivalente en ADS. . . . .	57
4.28. FSS completa con nuevas medidas para la segunda capa y su respuesta en parámetros S. . . . .	57
4.29. Parámetros de absorción de la figura 4.28. . . . .	58
4.30. FSS completa con resistencias en la primer capa y su respuesta. . . . .	58
4.31. Parámetros de absorción con resistencias agregadas. . . . .	59
4.32. FSS y su respuesta con distancia entre capas optimizada. . . . .	60
4.33. Parámetros de absorción con distancia entre capas optimizada. . . . .	60
4.34. FSS completa con su respuesta para los parámetros de absorción y trasmisión. . . . .	61
4.35. Parámetros S21 con diferentes valores de resistencia. . . . .	62
4.36. Parámetros de absorción con diferentes valores de resistencia. . . . .	63
4.37. Parámetros S11 y S21 finales. . . . .	64
4.38. Respuesta final de la superficie, parámetros de absorción y transmisión. . . . .	65
4.39. FSR de doble capa basado en ranuras concéntricas de anillos divididos: a) Arreglo periódico propuesto para el FSR; b) Geometría de la celda unitaria para la primer capa; c) Geometría de celda unitaria del FSS miniaturizado de la segunda capa. . . . .	66
4.40. Diseño de capa 1 y capa 2 en CST Studio. . . . .	67
4.41. Condiciones de frontera en CST. . . . .	68
4.42. Respuesta de la primer capa en CST. . . . .	69
4.43. Respuesta de la segunda capa en CST. . . . .	70
4.44. Parámetros S11 y S21 del FSR completo. . . . .	71

## ÍNDICE DE FIGURAS

4.45. Absorción del FSR. . . . .	72
4.46. Comparación de los parámetros S11 en CST Studio vs EMPro. . . . .	72
4.47. Comparación de los parámetros S21 en CST Studio vs EMPro. . . . .	73
4.48. Comparación de tasa de la absorción en CST Studio vs EMPro. . . . .	73
4.49. Superficie escalada para guía de onda WR187. . . . .	75
4.50. Respuesta de la primer capa para guía de onda en espacio libre. . . . .	75
4.51. Respuesta de segunda capa con diferentes valores de capacitancia. . . . .	76
4.52. Respuesta final en espacio libre de superficie original y modificada. . . . .	77
4.53. Simulación de la FSS en guía de onda. . . . .	77
4.54. Respuesta final de la superficie. . . . .	78
4.55. Parámetros de transmisión S21 en decibelios. . . . .	78
4.56. Parámetros de absorción de la respuesta final. . . . .	79



# Índice de tablas

2.1. Comparación de métodos de simulación [11]. . . . .	27
5.1. Comparación de resultados. . . . .	83

# Capítulo 1

## 1. Introducción

Los filtros espaciales son dispositivos que permiten o bloquean la propagación de ondas electromagnéticas en función de características espaciales como la dirección, forma o distribución de la radiación. Estos filtros se utilizan en diversas aplicaciones, como sistemas ópticos y de telecomunicaciones, para controlar la distribución de la onda en el espacio.

Una FSS (superficie selectiva de frecuencia) es un tipo especial de filtro espacial que actúa en el dominio de la frecuencia. Está compuesta por patrones periódicos o estructuras resonantes que permiten la transmisión o reflexión de ondas electromagnéticas de ciertas frecuencias, mientras absorben otras; de esta capacidad de “seleccionar” ciertas frecuencias es de donde se origina su nombre. Las FSS se utilizan en sistemas como antenas, radomos y tecnologías de absorción electromagnética, debido a su capacidad de controlar el comportamiento de las ondas en función de su frecuencia.

El concepto de FSS tiene sus raíces en el trabajo sobre rejillas de difracción y redes periódicas realizado durante el siglo XIX, cuando científicos como Heinrich Hertz y James Clerk Maxwell comenzaron a explorar las propiedades de las ondas electromagnéticas. Durante la Segunda Guerra Mundial, los avances en la teoría electromagnética y la tecnología de radar tuvieron un gran auge y llevaron al desarrollo de las primeras superficies consideradas como las precursoras de las FSS.

En los años 1960 y 1970, las investigaciones sobre estructuras periódicas para aplicaciones en microondas comenzaron a consolidarse, con científicos como Ben A. Munk jugando un papel clave en el diseño de estas superficies. A lo largo del tiempo, el diseño de FSS se ha refinado para ser utilizado en múltiples rangos de frecuencia, desde las ondas de radio hasta las microondas e incluso llegando a las

frecuencias ópticas.

## 1.1. Objetivos

El objetivo de este trabajo es analizar, diseñar y simular una superficie selectiva de frecuencia con propiedades de tipo absorción, transmisión y absorción (A-T-A) dentro del rango de banda X, con capacidades altas de absorción y bajas pérdidas en la banda de transmisión.

### 1.1.1. Objetivos específicos

- El diseño de un rabsorbedor con geometría de anillos circulares.
- La absorción por encima del 80 %.
- La transmisión con perdidas por debajo de 1 dB.

## 1.2. Aplicaciones

Las superficies selectivas de frecuencia tienen un gran número de aplicaciones, desde su utilización para telecomunicaciones hasta aplicaciones militares. Algunas de sus aplicaciones son las siguientes:

- Telecomunicaciones móviles [12–15].
- Radioastronomía [16–18].
- Protección contra interferencia electromagnética [19–22].
- Sistemas de seguridad para telecomunicaciones [23–25].
- Sensores [26–29].
- Radares [30–32].

## 1.3. Aportaciones de este trabajo

- Una nuevo FSR con geometría de anillos concéntricos y multicapa.
- Un rasorbedor con características fáciles de fabricar.
- La implementación de un circuito equivalente para la nueva superficie.
- Explicación de cómo utilizar distintos softwares de simulación para sistemas electromagnéticos.

# Capítulo 2

## 2. Marco teórico

### 2.1. Superficies selectivas de frecuencia (FSS)

Las superficies selectivas de frecuencia (por sus siglas en inglés FSS) son estructuras delgadas de distintos materiales que contienen un patrón repetitivo con el fin de reflejar, transmitir o absorber ondas electromagnéticas en cierta frecuencia. Estas pertenecen a las meta superficie que a su vez se encuentran dentro de los metamateriales. Una metasuperficie no es mas que un metamaterial que se busca que sea lo más delgado posible hasta el punto de casi definirse como un plano.

Estas metasuperficies a su vez se pueden dividir dependiendo de su funcionalidad, ya sea que busque ser una superficie reflejante, superficies de alta impedancia, superficie selectiva de frecuencia, etc.

Primeramente una FSS tiene que ser periódica; donde una superficie periódica es un conjunto infinito de elementos idénticos en dos dimensiones. Estas mismas superficies solamente exhiben una respuesta eléctrica y magnética, las cuales son altamente estudiadas en temas de electromagnetismo contando con un arreglo de placas metálicas con una apertura o parche y detrás de estas un substrato dieléctrico logrando así características de transmisión, reflexión y/o absorción de una cierta frecuencia de resonancia.

Lo que define la frecuencia de resonancia en estas metasuperficies son el tamaño, la geometría de la apertura y la periodicidad de esta misma.

Las primeras superficies selectivas de frecuencia que fueron desarrolladas, contaban con un ancho

de banda muy estrecho y con propiedades de filtrado espacial muy poco avanzadas, por lo que la investigación en esa época se concentró en intentar conseguir una mejor respuesta en frecuencia aumentando el ancho de banda al igual que intentar la miniaturización de estas superficies con el fin de mantener la respuesta a mayores ángulos de incidencia. Esto presentó grandes retos hasta que para superar dichas limitaciones se encontró un nuevo enfoque en FSS multicapa. Al tener más de una sola capa las superficies contaban con mayor flexibilidad a la hora de seleccionar los parámetros deseados y abrió la posibilidad de tener múltiples configuraciones para una sola FSS.

SU clasificación depende de su funcionamiento, en donde existe múltiples posibilidades de ser clasificadas. La clasificación fundamental se divide en dos, en donde el primer tipo consiste en parches metálicos sobre un sustrato y son conocidas como FSS capacitivas. El segundo tipo consiste en aperturas dentro de una placa metálica y se conocen como inductivas.

Cada una de estas exhibe un comportamiento diferente, por ejemplo, las superficies selectivas de frecuencias capacitivas funcionan como un filtro pasa-bajas (figura 2.5) y las inductivas como un filtro pasa-altas (figura 2.4). Cuando alguna de estas dos configuraciones cuenta con elementos los cuales tienen características de resonancia, su comportamiento cambia: las superficies capacitivas se comportan como filtro rechaza-banda (figura 2.7) alrededor de la frecuencia de resonancia. Estas generalmente también cuentan con un dieléctrico, el cual casi en todos los casos son “*lossy material*” los cuales atenúan las ondas electromagnéticas en escala de microondas al disipar la energía en calor. Las superficies descritas y su comportamiento se pueden observar en la figura 2.1.

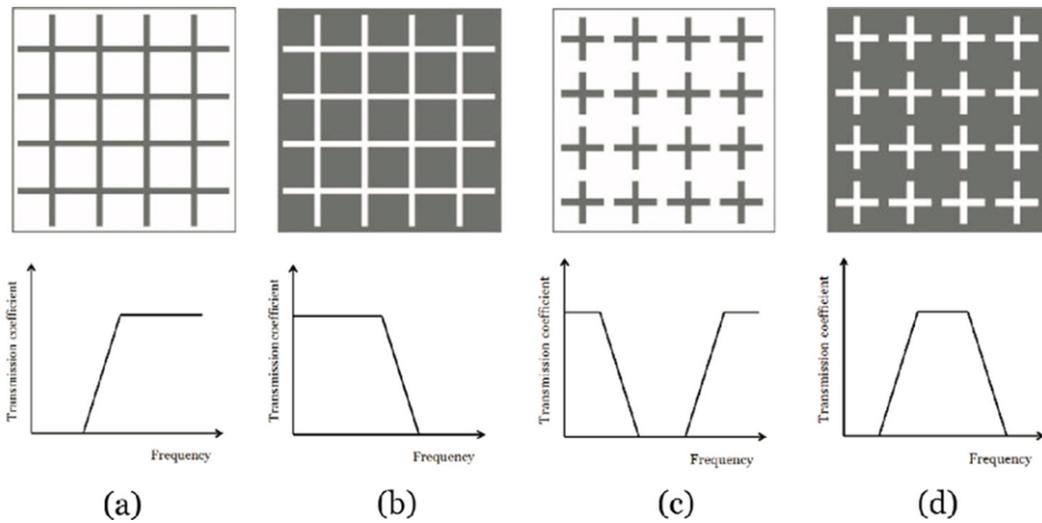


Figura 2.1: Tipos fundamentales de FSS y sus respuestas [1].

Otra clasificación de las FSS es por la implementación de componentes activos. Las FSS pueden estar compuestas de elementos pasivos o activos. Los elementos pasivos son excitados por ondas incidentes al plano y los elementos activos son activados por voltajes o corrientes.

Las ventajas de las superficies pasivas son que tienen mayor simplicidad de diseño y construcción. Sus desventajas son que una vez diseñada y fabricada, no son reconfigurables. Por contra-parte las superficies se convierten en activas al agregar un componente activo ya sea un diodo PIN, switches MEMS e incluso sustratos excitados ópticamente. Estos elementos permiten el control de la respuesta en frecuencia al colocarlos entre los elementos de la FSS. Estos elementos hacen que la superficie sea reconfigurable, pero incrementan considerablemente la dificultad del proceso de fabricación.

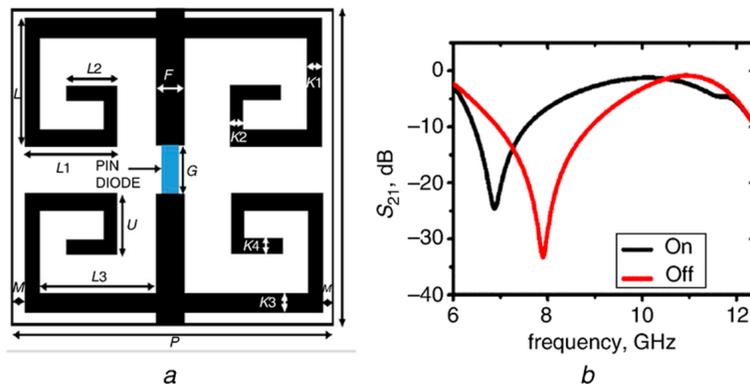


Figura 2.2: FSS reconfigurable mediante diodo PIN y su respuesta en frecuencia [2].

Se han estudiado numerosos patrones para las celdas unitarias de las superficies selectivas de frecuencia, en donde las más comunes se muestran en la figura 2.3. En esta figura importa el orden, el menor ancho de banda se encuentra hasta arriba y va aumentando a medida que bajamos en el gráfico hasta llegar al mayor ancho de banda en las últimas figuras como son el “*square spiral*” y el “*hexagonal loop*”. En donde el primer grupo se conoce como “*center connected o n-poles*”, el segundo grupo “*loop type*”, el tercer grupo de interior solido y el cuarto grupo son combinaciones.

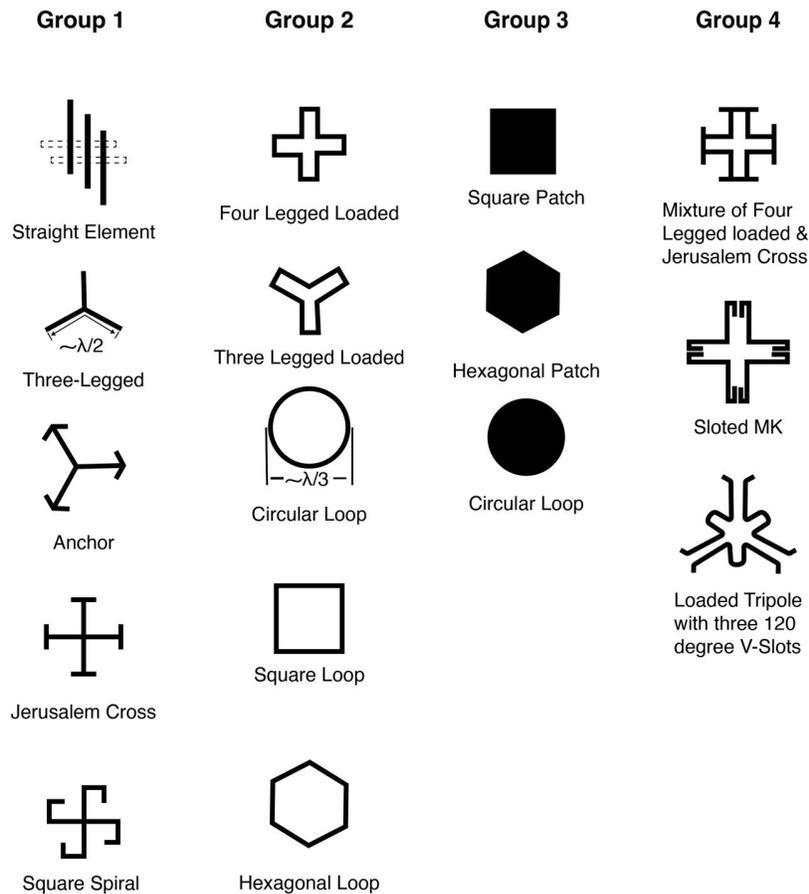


Figura 2.3: Patrones típicos de las celdas unitarias para superficies selectivas de frecuencias [1].

## 2.2. Teoría Electromagnética detrás de las FSS

La física detrás de las superficies selectivas de frecuencia se denomina teoría electromagnética o electromagnetismo, la cual es una rama de la física que se dedica al estudio de los fenómenos eléctricos

y magnéticos unificados en una teoría.

Las ondas electromagnéticas están representadas por un espectro, este es llamado espectro electromagnético el cual va cambiando dependiendo de la frecuencia. En nuestro caso, para las FSS nos interesa la región de las microondas, que van desde 300 MHz hasta 300 GHz. Dentro de este rango, existen otras sub-secciones que van desde “*Ultrahigh frequency*” hasta “*Extremly high frequency*”. En nuestro caso específico trabajaremos en la zona de “*Super-high frequency*” (3 - 30) GHz.

Cuando estamos trabajando en este rango de frecuencias se considera como sistemas de alta frecuencia, los cuales ya no pueden ser descritos por la teoría de circuitos, la cual es una simplificación de la teoría electromagnética. El principal problema es que al encontrarnos en este rango de frecuencias ya no es posible trabajar con parámetros concentrados. Los parámetros concentrados son una simplificación de un sistema físico o circuito la cual considera que todos los componentes están concentrados en un solo punto y su comportamiento está descrito por modelos matemáticos ideales. Cuando estamos hablando de circuitos para microondas, todos los componentes actúan como parámetros distribuidos en donde la fase del voltaje o corriente cambia significativamente sobre la extensión del dispositivo electrónico.

Al suceder esto y quedar invalidada a dichas frecuencias la teoría de circuitos tenemos que trabajar con la teoría electromagnética. La teoría electromagnética está descrita mediante las ecuaciones de Maxwell, las cuales son cuatro ecuaciones que describen el comportamiento de todos los fenómenos electromagnéticos.

Existen dos formas de representar las ecuaciones de Maxwell, su forma diferencial e integral. En su forma diferencial las ecuaciones están expresadas de la siguiente forma:

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (2.1)$$

$$\nabla \times \vec{B} = \mu_0 \left( J + \epsilon_0 \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \right) \quad (2.2)$$

$$\nabla \cdot \vec{E} = \frac{\rho}{\epsilon_0} \quad (2.3)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (2.4)$$

Donde:

- $B \rightarrow$  Densidad de campo magnético [webers/metro<sup>2</sup>]
- $E \rightarrow$  Campo eléctrico [volts/metro]
- $\nabla \rightarrow$  Divergencia
- $\rho \rightarrow$  Densidad de carga eléctrica [coulombs/metro<sup>3</sup>]
- $J \rightarrow$  Densidad de corriente eléctrica [amperes/metro<sup>2</sup>]
- $\epsilon_0 \rightarrow$  Permitividad del espacio en el vacío. ( $8.854 \times 10^{-12} \frac{F}{m}$ )
- $\mu_0 \rightarrow$  Permeabilidad del espacio en el vacío ( $4\pi \times 10^{-7} \frac{H}{m}$ )

Estas mismas ecuaciones descritas en su forma integral quedan expresadas de la siguiente manera:

$$\oint \vec{E} \cdot d\vec{A} = \frac{Q_{enc}}{\epsilon_0} \quad (2.5)$$

$$\oint \vec{B} \cdot d\vec{l} = \mu_0 I_{enc} + \mu_0 \epsilon_0 \int \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad (2.6)$$

$$\oint \vec{E} \cdot d\vec{l} = - \int \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \cdot d\vec{A} \quad (2.7)$$

$$\oint \vec{B} \cdot d\vec{A} = 0 \quad (2.8)$$

Donde:

- $Q_{enc} \rightarrow$  Carga encerrada
- $I_{enc} \rightarrow$  Corriente encerrada

La ecuaciones 2.3 y 2.5 son conocidas como: ley de Gauss. Este principio fundamental del electromagnetismo establece que el flujo eléctrico a través de una superficie cerrada es proporcional a la carga eléctrica neta encerrada en dicha superficie.

Las ecuaciones 2.1 y 2.7 son conocidas como: la ley de Faraday-Henry. Dicha ley establece que la tensión inducida en un circuito cerrado es directamente proporcional a la rapidez con que el flujo magnético cambia en el tiempo.

Las ecuaciones 2.4 y 2.8 son conocidas como: la ley de Gauss para el magnetismo. Esta ley establece que el campo magnético  $B$  tiene una divergencia igual a cero. Esto significa que es imposible la existencia de monopolos magnéticos.

Las ecuaciones 2.2 y 2.6 son conocidas como: la ley de Ampère. Esta ley fundamental establece que la circulación del campo magnético alrededor de un contorno cerrado es proporcional a la corriente que lo atraviesa. Esto significa que la corriente eléctrica que fluye a través de un conductor genera un campo eléctrico perpendicular a este.

### 2.3. Modelado de las FSS en su forma circuital

#### 2.3.1. Filtros

Las superficies selectivas de frecuencias, como fue explicado anteriormente, tienen una frecuencia de resonancia, un ancho de banda y un factor de calidad. Estas superficies pueden ser descritas mediante distintos circuitos de filtrado, por ejemplo el modelo equivalente para una estructura de tipo ranura con geometría de anillo es el de un circuito resonante paralelo. Dependiendo de la geometría utilizada y si es de una o múltiples frecuencias de resonancia, estas son modeladas de distintas formas.

Para entender el circuito equivalente de las FSS primeramente tenemos que entender los filtros. Los filtros eléctricos son aquellos circuitos eléctricos o superficies que permiten el paso de cierto rango de frecuencias de voltajes eléctricos u ondas electromagnéticas. Los cuatro tipos principales de filtros son:

- Filtro pasa altas.
- Filtro pasa bajas.
- Filtro pasa banda.
- Filtro rechaza banda.

Los filtros pasa altas son aquellos que permiten el paso de todas las frecuencias superiores a la frecuencia de corte, atenuando las frecuencias inferiores. El circuito más sencillo de un filtro pasa altas es un capacitor en serie con una resistencia a tierra. La respuesta de un filtro pasa altas se observa en la figura 2.4.

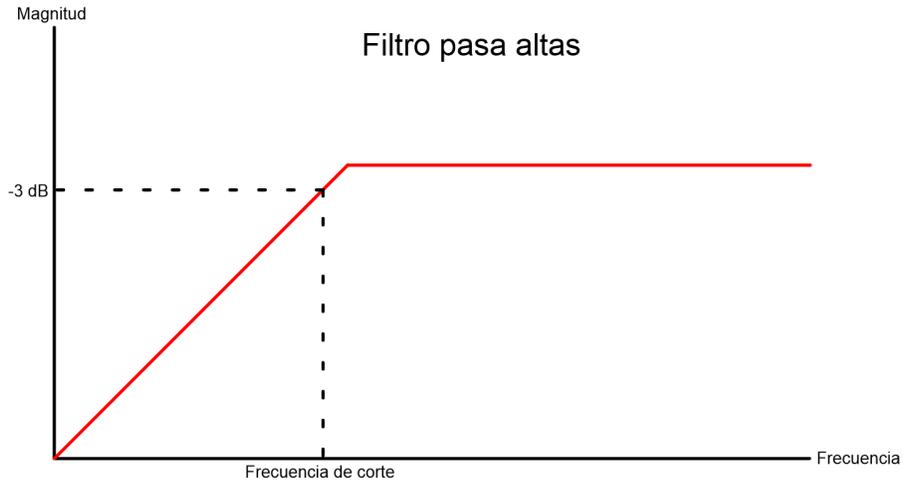


Figura 2.4: Respuesta de filtro pasa altas.

Los filtro pasa bajas (como su nombre lo menciona) son aquellos que permiten el paso de frecuencias inferiores a la frecuencia de corte, atenuando las frecuencias superiores a esta. El circuito más sencillo de un filtro pasa bajas es una resistencia en serie con un capacitor a tierra. La respuesta de un filtro pasa bajas se observa en la figura 2.5.

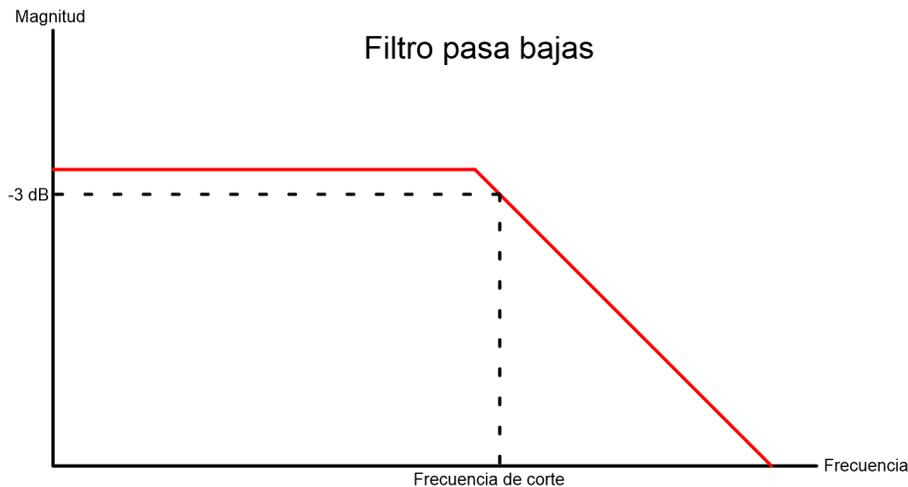


Figura 2.5: Respuesta de filtro pasa bajas.

El filtro pasa banda se caracteriza por únicamente dejar pasar un rango de frecuencias desde su primer frecuencia de corte hasta la segunda frecuencia de corte. La distancia entre las frecuencias de corte se denomina ancho de banda, en donde todas las frecuencias que se encuentren fuera de este intervalo serán atenuadas. El circuito pasivo para obtener un filtro pasa bandas es la combinación de un filtro pasa bajas con uno pasa altas en cascada. La respuesta de este filtro se muestra en la figura 2.6.

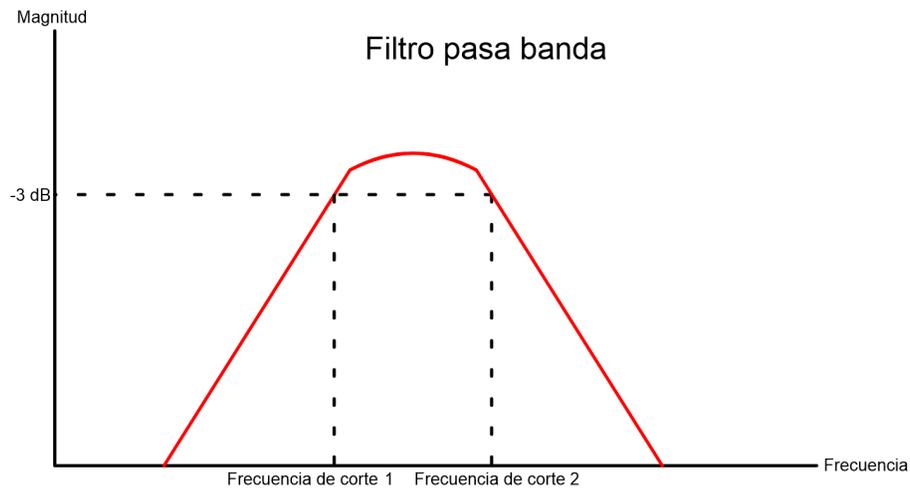


Figura 2.6: Respuesta de filtro pasa banda.

El último filtro es conocido como rechaza banda, este filtro solamente atenúa en un intervalo de frecuencias dejando pasar todas las demás, este siendo lo contrario al pasa banda. De igual forma este filtro cuenta con dos frecuencias de corte situadas a -3 dB y un ancho de banda que es la distancia entre estas. La respuesta de este filtro se muestra en la figura 2.7.

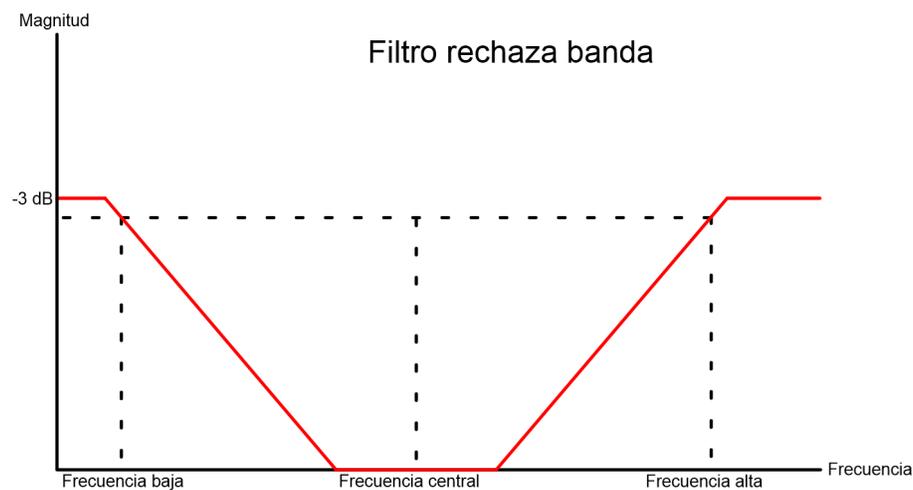


Figura 2.7: Respuesta de filtro rechaza banda.

Como se mencionó anteriormente, las superficies selectivas de frecuencia actúan como filtros eléctricos pero espaciales, en donde su comportamiento se asemeja a los distintos circuitos para filtros eléctricos pero en este caso para ondas electromagnéticas. Una vez entendida las respuestas que pueden tener estas superficies sigue entender los conceptos para obtener un modelo equivalente circuital.

### 2.3.2. Bipuertos y parámetros de dispersión.

El siguiente concepto a entender son los bipuertos. Un par de terminales a las que se le puede conectar una fuente de excitación o una impedancia se denomina puerto, cuando el circuito tiene dos pares de terminales se denomina bipuerto.



Figura 2.8: Bipuerto.

En la figura 2.8, las terminales 1 y 1' se les conocen como terminales de entrada y a las 2 y 2' como terminales de salida. Un bipuerto debe de cumplir con las siguientes características:

- La corriente que entra por la terminal de un puerto debe ser igual a la corriente que sale por la otra terminal de ese mismo puerto ( $I_1 = I_1'$  y  $I_2 = I_2'$ ).
- La red no debe contener en su interior fuentes independientes, aunque puede contener fuentes dependientes.
- Las fuentes y las cargas deben de estar conectadas entre las terminales únicamente del mismo puerto.

Una vez entendido que es un bipuerto, se puede analizar para obtener distintos parámetros en un circuito dentro de este bipuerto. Las pruebas a realizar son de corto-circuito y circuito abierto en donde para cada prueba se colocan fuentes de corriente o voltaje. Con estas combinaciones podemos obtener los parámetros de impedancia ( $Z$ ), admitancia ( $Y$ ), híbridos ( $H$ ), de transmisión ( $ABCD$ ) y finalmente los parámetros de dispersión ( $S$ ).

Para los parámetros de impedancia, se conecta una fuente de corriente  $I_1$  al puerto de entrada y al puerto de salida lo dejamos en circuito abierto, así obteniendo los parámetros  $Z_{11}$  y  $Z_{21}$ . Después se conecta una fuente de corriente  $I_2$  en el puerto de salida y se deja en circuito abierto al puerto de entrada, así obteniendo los parámetros  $Z_{12}$  y  $Z_{22}$ .

Los parámetros  $Z$  vienen dados por las siguientes ecuaciones:

$$Z_{11} = \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{I_2=0} \quad (2.9)$$

$$Z_{12} = \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{I_1=0} \quad (2.10)$$

$$Z_{21} = \left. \frac{V_2}{I_1} \right|_{I_2=0} \quad (2.11)$$

$$Z_{22} = \left. \frac{V_2}{I_2} \right|_{I_1=0} \quad (2.12)$$

Los parámetros descritos en su forma matricial quedan como:

$$V = ZI \quad (2.13)$$

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

Para los parámetros de admitancia  $Y_{11}$  y  $Y_{21}$  conectamos una fuente de voltaje  $V_1$  al puerto de entrada y el puerto de salida lo dejamos en corto circuito. Por lo tanto el voltaje  $V_2 = 0$ . Después, para determinar los parámetros de admitancia  $Y_{12}$  y  $Y_{22}$  conectamos una fuente de voltaje  $V_2$  al puerto de salida y el puerto de entrada lo dejamos en corto circuito. Por lo tanto el voltaje  $V_1 = 0$ .

En donde los parámetros  $Y$  vienen dados por las siguientes ecuaciones:

$$Y_{11} = \left. \frac{I_1}{V_1} \right|_{V_2=0} \quad (2.15)$$

$$Y_{12} = \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{V_1=0} \quad (2.16)$$

$$Y_{21} = \left. \frac{I_2}{V_1} \right|_{V_2=0} \quad (2.17)$$

$$Y_{22} = \left. \frac{I_2}{V_2} \right|_{V_1=0} \quad (2.18)$$

Los parámetros de admitancia descritos en su forma matricial quedan como:

$$I = YV \quad (2.19)$$

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

En el intervalo de las microondas los parámetros de impedancia ( $Z$ ) y admitancia ( $Y$ ) son muy complicados de medir. La principal razón es que los circuitos abiertos y cortocircuitos para las señales de microondas son muy difíciles de llevar a cabo debido a las capacitancias e inductancias de la línea. Estas mediciones requieren segmentos de línea denominados stubs sintonizados para cada una de las frecuencias.

Para resolver este problema se utilizan los parámetros de dispersión ( $S$ ) en frecuencias de microondas. Primero tomamos la siguiente figura que es una red de  $n$  puertos.

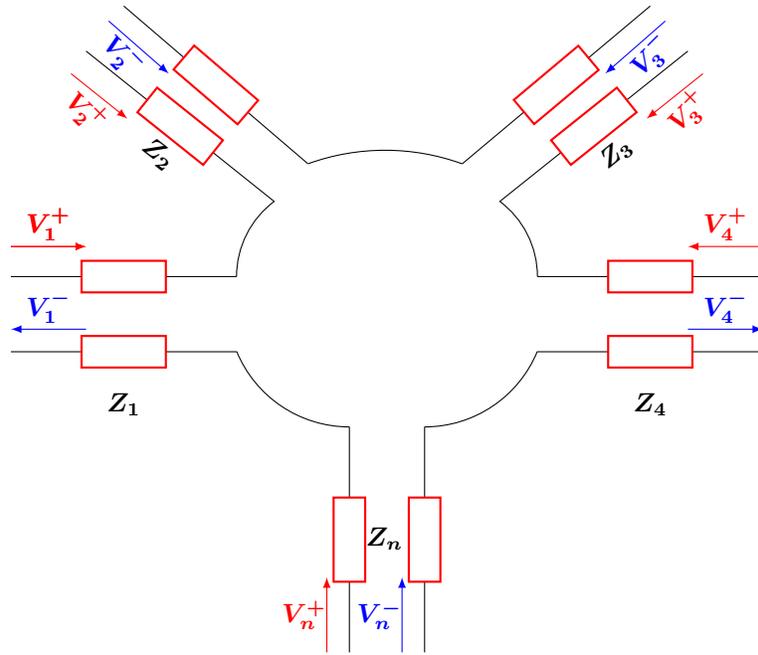


Figura 2.9: Red de n puertos.

Para la figura 2.9 los voltajes  $V_n^+$  representan la amplitud del voltaje de la onda incidente en el puerto n y  $V_n^-$  es la amplitud del voltaje de la onda reflejada en el puerto n.

La matriz de dispersión o matriz (S) esta definida en relación a los voltajes de las ondas incidentes y reflejadas como:

$$[V^-] = [S][V^+] \tag{2.21}$$

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \\ \vdots \\ V_n^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \cdots & S_{1n} \\ S_{21} & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ S_{n1} & \cdots & \cdots & S_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \\ \vdots \\ V_n^+ \end{bmatrix} \tag{2.22}$$

Ahora considerando un bipuerto se reduce la matriz S a la siguiente forma:

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \end{bmatrix} \tag{2.23}$$

Un elemento específico de la matriz S puede ser determinado mediante la siguiente ecuación:

$$S_{ij} = \left. \frac{V_i^-}{V_j^+} \right|_{V_k^+ = 0} \quad \forall k \neq j \quad (2.24)$$

Los parámetros S en un bipuerto se obtienen de la siguiente manera:

$$S_{11} = \left. \frac{V_1^-}{V_1^+} \right|_{V_2^+ = 0} \quad (2.25)$$

$$S_{12} = \left. \frac{V_1^-}{V_2^+} \right|_{V_1^+ = 0} \quad (2.26)$$

$$S_{21} = \left. \frac{V_2^-}{V_1^+} \right|_{V_2^+ = 0} \quad (2.27)$$

$$S_{22} = \left. \frac{V_2^-}{V_2^+} \right|_{V_1^+ = 0} \quad (2.28)$$

- $S_{11}$ : coeficiente de reflexión del puerto 1
- $S_{12}$ : coeficiente de transmisión del puerto 1 al puerto 2
- $S_{21}$ : coeficiente de transmisión del puerto 2 al puerto 1
- $S_{22}$ : coeficiente de reflexión del puerto 2

Una de las ventajas de usar parámetros de transmisión es que en lugar de estar referidos a voltajes y corrientes están relacionados a la potencia incidente y reflejada, y no varía a lo largo de la línea de transmisión.

Estos parámetros sirven para medir la respuesta de la superficie selectiva de frecuencia, ya que esta se coloca en medio de dos fuentes de ondas electromagnéticas y se miden sus parámetros S para observar la respuesta de dicha superficie.

Los parámetros de absorción en los parámetros S miden cuánta energía de una señal electromagnética es absorbida por un dispositivo o material en lugar de ser reflejada o transmitida. Como anteriormente se mencionó, en dispositivos de RF y microondas, los parámetros S se usan para evaluar pérdidas de energía, representadas como  $S_{11}$  o  $S_{21}$ , que indican la cantidad de energía reflejada y absorbida en los

puertos de entrada y salida, respectivamente. Por ejemplo un valor bajo de  $S_{11}$  implica menos reflexión y más transmisión.

Los parámetros S no incluyen directamente la absorción, pero se puede inferir de ellos a través de la conservación de la energía. En una red ideal (sin pérdidas), la suma de las potencias reflejadas y transmitidas en todos los puertos es igual a la potencia incidente. Cuando la red no es ideal, la diferencia se atribuye a la absorción o pérdidas internas del sistema.

En una red ideal, se cumple la conservación de energía:

$$|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 = 1 \quad (2.29)$$

En una red no ideal en donde  $|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 < 1$  la diferencia se debe a la absorción.

Por lo que los parámetros de absorción se obtienen de la siguiente manera:

$$A = 1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2 \quad (2.30)$$

Donde A es la fracción de la señal absorbida por el sistema.

Una vez entendido que es un bipuerto y como se obtienen sus parámetros de dispersión y absorción, sigue explicar que es un circuito equivalente y una línea de transmisión para así poder entender completamente como es el modelado de una FSS.

### 2.3.3. Circuitos resonantes

Las superficies selectivas en frecuencias pueden ser modeladas como resonadores de microondas, estos circuitos tienen una variedad de aplicaciones incluyendo filtros, osciladores, medidores de frecuencias y amplificadores sintonizados. Los circuitos básicos que forman parte de estos resonadores son el circuito resonante serie y circuito resonante paralelo (RLC).

El circuito resonante serie mostrado en la figura 2.10, está formado por una resistencia, capacitancia e inductancia en serie. La resonancia ocurre cuando las reactancias inductiva y capacitiva son

iguales en magnitud, pero se cancelan entre ellas porque están desfasadas 180 grados.

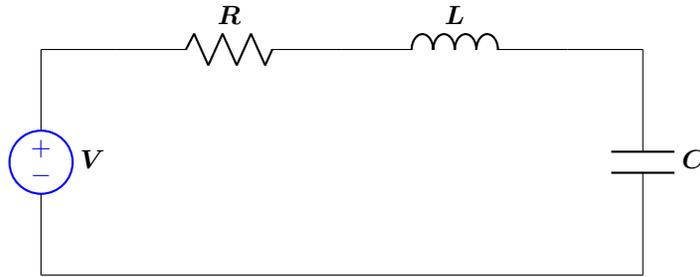


Figura 2.10: Circuito resonante serie.

Las ecuaciones que describen el comportamiento del circuito resonante serie son las siguientes:

$$BW = \frac{W_0}{Q} = \frac{R}{L} \quad (2.31)$$

$$W_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.32)$$

Luego tenemos el circuito resonante paralelo. La resonancia de un circuito RLC paralelo es un poco más compleja que la resonancia serie. La frecuencia resonante se puede definir de dos formas diferentes, que convergen en la misma expresión que la frecuencia resonante serie, si la resistencia del circuito es muy pequeña. La primer definición es la frecuencia a la cual  $wL$  es igual a  $1/wC$ , la segunda es la frecuencia a la cual la corriente esta en fase con el voltaje, el factor de potencia es igual a 1. El circuito resonante paralelo es mostrado en la figura 2.11.

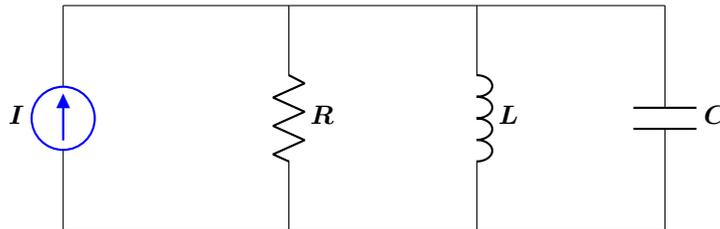


Figura 2.11: Circuito resonante paralelo.

En donde las ecuaciones que lo rigen son:

$$BW = \frac{1}{RC} = \frac{w_0}{Q} \quad (2.33)$$

$$W_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.34)$$

2.3.4. Teoría de Líneas de transmisión

En teoría de circuitos se asume que las dimensiones físicas de la red son mucho menores que la longitud de onda eléctrica o sea  $\lambda \gg \ell$  pero como fue explicado anteriormente esto no sucede en altas frecuencias como lo son las microondas en donde  $\lambda \approx \ell$  por lo tanto en las líneas de transmisión se deben de considerar parámetros distribuidos en donde los voltajes y corrientes pueden variar en magnitud y fase a lo largo de la longitud de este elemento. Por esto es la importancia de la teoría de líneas de transmisión ya que esta explica el fenómeno de propagación de ondas en líneas de transmisión mediante la especialización de las ecuaciones de Maxwell o como una extensión de la teoría de circuitos.

Una línea de transmisión se representa esquemáticamente como una línea de dos alambres en las que se propaga una onda electromagnética transversal (TEM). En este tipo de onda, como se observa en la figura 2.16, el campo eléctrico y magnético son transversales a la dirección de propagación.

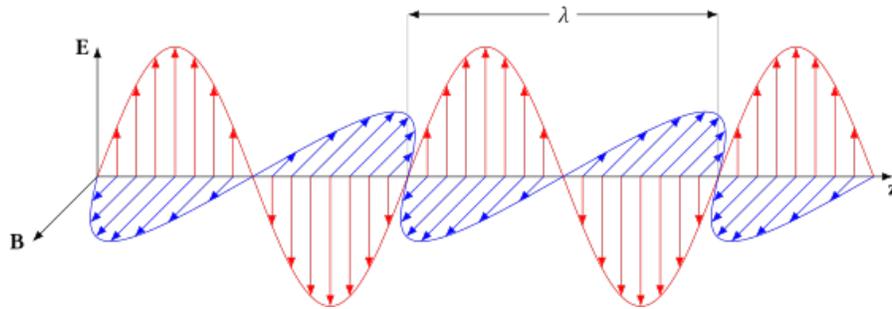


Figura 2.12: Onda electromagnética transversal.

En la figura 2.13 se muestra el modelo esquemático de una línea de transmisión, este cuenta con un pedazo de línea de distancia infinitesimal  $\Delta z$

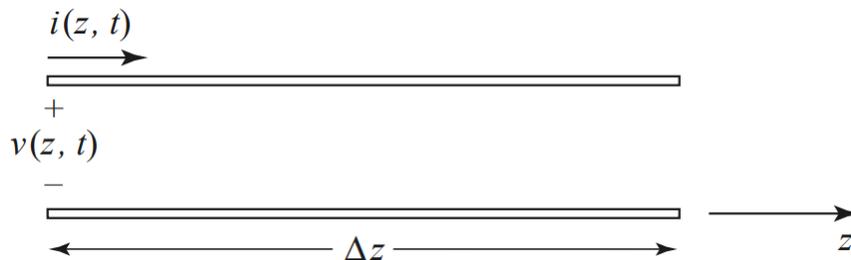


Figura 2.13: Modelo esquemático de una línea de transmisión [3]

Este mismo pedazo de línea puede ser representado como un circuito de parámetros concentrados como

en la figura 2.14

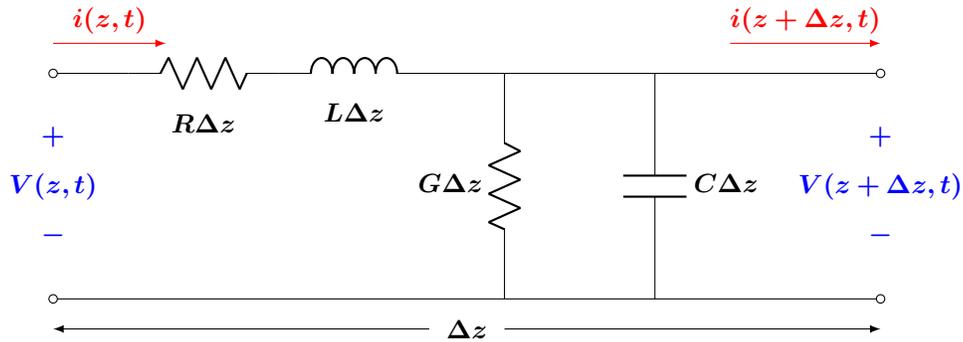


Figura 2.14: Circuito equivalente en parámetros concentrados.

En dicha figura 2.14 la inductancia en serie  $L$  representa la auto-inductancia total de los dos conductores, la capacitancia en derivación  $C$  se debe a la proximidad entre ambos conductores, la resistencia en serie  $R$  representa la resistencia debido a la conductividad finita de los conductores y la conductancia en derivación  $G$  es debida a las pérdidas dieléctricas del material debido a los dos conductores.

Aplicando la ley de voltajes de Kirchhoff en la figura 2.14 nos queda la siguiente ecuación:

$$v(z, t) - R\Delta z i(z, t) - L\Delta z \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} - v(z + \Delta z, t) = 0 \quad (2.35)$$

Y aplicando ley de corrientes de Kirchhoff nos queda la ecuación:

$$i(z, t) - G\Delta z v(z + \Delta z, t) - C\Delta z \frac{\partial v(z + \Delta z, t)}{\partial t} - i(z + \Delta z, t) = 0 \quad (2.36)$$

Dividiendo las ecuaciones 2.35 y 2.36 entre  $\Delta z$  y obteniendo el limite cuando  $\Delta z \rightarrow 0$  nos quedan las siguientes ecuaciones diferenciales:

$$\frac{\partial v(z, t)}{\partial z} = -Ri(z, t) - L \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} \quad (2.37)$$

$$\frac{\partial i(z, t)}{\partial z} = -Gv(z, t) - C \frac{\partial v(z, t)}{\partial t} \quad (2.38)$$

Estas ecuaciones (2.37 y 2.38) se conocen como *las ecuaciones del telegrafista* que describen el voltaje y la corriente en una línea de transmisión en el dominio del tiempo.

## 2.4. Métodos de simulación

Para lograr simular estas superficies existen diferentes métodos, los más utilizados son los FDTD, FEM y MoM.

### 2.4.1. Método de las Diferencias Finitas en el Dominio del Tiempo (FDTD)

El FDTD o *Finite Difference Time Domain* es uno de los métodos más populares para simulaciones en el ámbito electromagnético. Como su nombre lo indica, este método computacional resuelve las ecuaciones de Maxwell en el dominio del tiempo en un espacio tridimensional; permitiendo así la simulación de dispositivos eléctricos generales, complejos y de fotónica con un alto grado de precisión. En 1966 el método FDTD fue introducido por Yee el cual fue una nueva y mejor alternativa a los anteriores. Este método ha sido sujeto a innumerables mejoras y desarrollo por ingenieros en el ámbito de las ondas electromagnéticas.

Existen siete razones principales por las cuales el método de simulación FDTD es altamente utilizado [33].

- Usa álgebra lineal; al usar álgebra lineal este método evita dificultades que limitaban el tamaño de las ecuaciones integrales para el dominio de la frecuencia.
- Es preciso y robusto; Los orígenes de los errores dentro de la simulación con FDTD son bien conocidos y documentados por lo que pueden ser fácilmente solucionados permitiendo la interacción de grupos grandes de ondas electromagnéticas.
- Al ser una técnica dentro del dominio del tiempo, esta calcula directamente la respuesta al impulso de un sistema electromagnético.
- FDTD trata con el comportamiento no lineal de forma automática; Al ser una técnica en el dominio del tiempo, esta calcula la respuesta no lineal de un sistema electromagnético de forma natural.
- Tiene un acercamiento sistemático; Con esta técnica, al especificar una nueva estructura se reduce a un problema de generación de la malla divisoria en vez de un problema más complejo como la reformulación de las ecuaciones integrales.

- El principal inconveniente de las FDTD es que al fundamentarse en discretizar el espacio sobre un volumen necesita grandes cantidades de RAM (*Random Access Memory*), lo cual con la tendencia en componentes electrónicos estos últimos años ha resultado un problema sencillo y barato de resolver a comparación de otros métodos numéricos.
- Este método tiene la ventaja de ser sencillo para implementarse en gráficos y vídeos a color ilustrando las dinámicas de los campos.

En resumen, la idea del FDTD es resolver un problema electromagnético discretizando en el espacio y tiempo las ecuaciones de Maxwell. Para entender esto, primero trasladamos las ecuaciones de Maxwell tanto integrales como diferenciales al dominio del tiempo en un espacio tridimensional:

**Ley de Faraday:**

$$\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} = -\nabla \times \vec{E} - \vec{M} \quad (2.39)$$

$$\frac{\partial}{\partial t} \iiint_A \vec{B} \cdot d\vec{A} = - \oint_l \vec{E} \cdot d\vec{l} - \iint_A \vec{M} \cdot d\vec{A} \quad (2.40)$$

**Ley de Ampère:**

$$\frac{\partial \vec{D}}{\partial t} = -\nabla \times \vec{H} - \vec{J} \quad (2.41)$$

$$\frac{\partial}{\partial t} \iint_A \vec{D} \cdot d\vec{A} = - \oint_l \vec{H} \cdot d\vec{l} - \iint_A \vec{J} \cdot d\vec{A} \quad (2.42)$$

**Ley de Gauss:**

$$\nabla \cdot \vec{D} = 0 \quad (2.43)$$

$$\oint \oint_A \vec{D} \cdot d\vec{A} = 0 \quad (2.44)$$

**Ley de Gauss para el campo magnético:**

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (2.45)$$

$$\oint \oint_A \vec{B} \cdot d\vec{A} = 0 \quad (2.46)$$

En donde para todas las ecuaciones las unidades son metros por segundo y la nomenclatura es:

- $\vec{E} \rightarrow$  Campo eléctrico [V/m].
- $\vec{D} \rightarrow$  Densidad de flujo eléctrico [C/m<sup>2</sup>].
- $\vec{H} \rightarrow$  Campo magnético [A/m].
- $\vec{B} \rightarrow$  Densidad de flujo magnético [Wb/m<sup>2</sup>].
- A  $\rightarrow$  Superficie tridimensional arbitraria.
- $d\vec{A} \rightarrow$  Vector diferencial normal que caracteriza la superficie A [m<sup>2</sup>].
- l  $\rightarrow$  Contorno cerrado que limita la superficie A.
- $d\vec{l} \rightarrow$  Vector diferencial de distancia que caracteriza el contorno l [m].
- $\vec{J} \rightarrow$  Densidad de corriente eléctrica [A/m<sup>2</sup>].
- $\vec{M} \rightarrow$  Densidad de corriente magnética equivalente [m<sup>2</sup>].

El libro igual menciona que para materiales lineales, isotópicos y no dispersivos nos quedan las siguientes relaciones:

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E} = \epsilon_r \epsilon_0 \vec{E}; \vec{B} = \mu \vec{H} = \mu_r \mu_0 \vec{H} \quad (2.47)$$

En donde:

- $\epsilon \rightarrow$  Permitividad eléctrica [F/m].
- $\epsilon_r \rightarrow$  Permitividad relativa.
- $\epsilon_0 \rightarrow$  Permitividad eléctrica en el espacio libre [8.854  $\times 10^{-12}$  F/M].
- $\mu \rightarrow$  Permeabilidad eléctrica [H/m].
- $\mu_r \rightarrow$  Permeabilidad relativa.
- $\mu_0 \rightarrow$  Permeabilidad eléctrica en el espacio libre [4 $\pi \times 10^{-7}$  H/M].

Por último antes de armar nuestro sistema de ecuaciones cabe resaltar que  $\vec{J}$  y  $\vec{M}$  pueden actuar como fuentes independientes de campos eléctricos y magnéticos respectivamente, las cuales nombraremos

$\vec{J}_{source}$  y  $\vec{M}_{source}$ . Agregando las pérdidas eléctricas y magnéticas al calentamiento de los materiales, nos queda:

$$\vec{J} = \vec{J}_{source} + \sigma \vec{E}; \vec{M} = \vec{M}_{source} + \sigma^* \vec{H} \quad (2.48)$$

En donde:

- $\sigma \rightarrow$  Conductividad eléctrica [S/m].
- $\sigma^* \rightarrow$  pérdida magnética equivalente [ $\Omega$ /m].

Para obtener las ecuaciones de Maxwell rotacionales en materiales lineales, isotrópicos, no dispersivos y con pérdidas, sustituimos las ecuaciones 2.47 y 2.48 en 2.39 y 2.41.

$$\frac{\partial \vec{H}}{\partial t} = -\frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{E} - \frac{1}{\mu} \left( \vec{M}_{source} + \sigma^* \vec{H} \right) \quad (2.49)$$

$$\frac{\partial \vec{E}}{\partial t} = -\frac{1}{\epsilon} \nabla \times \vec{H} - \frac{1}{\epsilon} \left( \vec{J}_{source} + \sigma \vec{E} \right) \quad (2.50)$$

Finalmente, escribimos los componentes vectoriales de los operadores rotacionales de las ecuaciones 2.49 y 2.50 en coordenadas cartesianas.

$$\frac{\partial H_x}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left[ \frac{\partial E_y}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial y} - (M_{source_x} + \sigma^* H_x) \right] \quad (2.51)$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left[ \frac{\partial E_z}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial z} - (M_{source_y} + \sigma^* H_y) \right] \quad (2.52)$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left[ \frac{\partial E_x}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial x} - (M_{source_z} + \sigma^* H_z) \right] \quad (2.53)$$

$$\frac{\partial E_x}{\partial t} = \frac{1}{\epsilon} \left[ \frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} - (J_{source_x} + \sigma E_x) \right] \quad (2.54)$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial t} = \frac{1}{\epsilon} \left[ \frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} - (J_{source_y} + \sigma E_y) \right] \quad (2.55)$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial t} = \frac{1}{\epsilon} \left[ \frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} - (J_{source_z} + \sigma E_z) \right] \quad (2.56)$$

Estas seis ecuaciones parciales diferenciales (2.51 a 2.56) forman las bases del método numérico FDTD para las interacciones de las ondas electromagnéticas con objetos tridimensionales.

Para entender como estas ecuaciones se utilizan para lograr simulaciones de ondas electromagnéticas tenemos que entender el algoritmo de Yee. El algoritmo Yee resuelve los campos eléctricos y magnéticos en el tiempo y el espacio utilizando las ecuaciones rotacionales acopladas de Maxwell en lugar de resolver el campo eléctrico solo o el campo magnético solo con una ecuación de onda.

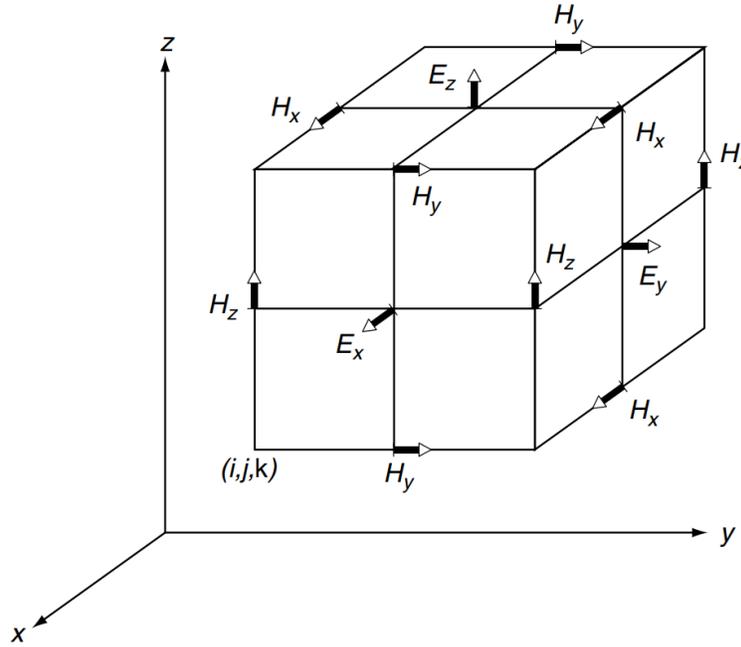


Figura 2.15: Posición de los vectores de campo eléctrico y magnético en una celda unitaria cubica del enrejado espacial de Yee adaptado en el libro [4].

El algoritmo consiste en colocar los vectores  $\vec{H}$  y  $\vec{E}$  en el espacio tridimensional a simular con la condición de que cada componente  $\vec{E}$  esté rodeado de cuatro componentes  $\vec{H}$  y de igual forma  $\vec{H}$  está rodeado de cuatro componentes  $\vec{E}$  como se muestra en la figura 2.15.

#### 2.4.2. Método de Elementos Finitos (FEM)

El método de elementos finitos (FEM) resuelve las ecuaciones de Maxwell al dividir un dominio en elementos finitos y aproximando las soluciones en cada elemento mediante funciones de forma. En el contexto de FEM electromagnético, se calculan los campos eléctricos ( $E$ ) y magnéticos ( $H$ ) en nodos distribuidos a lo largo de la estructura [34].

En FEM, se discretiza el dominio en elementos más pequeños, y las ecuaciones de Maxwell se aplican

localmente en cada elemento. Esto da lugar a un sistema de ecuaciones algebraicas que se resuelve numéricamente para obtener los campos en cada nodo. A través de este método, se pueden modelar efectos como la dispersión, transmisión, reflexión y absorción.

### 2.4.3. Método de Momentos (MoM)

El método de momentos (MoM) resuelve las ecuaciones de Maxwell al representar una estructura conductora con superficies mediante elementos de corriente. En el contexto de MoM electromagnético, se calculan los campos eléctricos ( $E$ ) y magnéticos ( $H$ ) en la superficie de la estructura.

En MoM, se discretiza la superficie conductora en pequeñas áreas, y se representa la distribución de corriente en estas áreas como funciones básicas. Luego, las ecuaciones integrales de campo se utilizan para relacionar las corrientes en estas áreas con los campos electromagnéticos deseados. Este método no será analizado a profundidad debido a que en esta tesis no fue utilizado.

Tabla 2.1: Comparación de métodos de simulación [11].

Características	FDTD	FEM	MoM
<b>Modelado de estructuras</b>	Bueno para geometrías complejas.	Bueno para geometrías complejas.	Bueno para superficies conductoras.
<b>Dominio de aplicación</b>	Ampliamente utilizado en campos electromagnéticos.	Amplio rango de aplicaciones, incluyendo mecánica y térmica.	Especialmente eficaz para problemas con conductores.
<b>Manejo de no linealidades</b>	Puede manejar no linealidades, pero puede ser computacionalmente costoso.	Puede manejar no linealidades, pero complica el análisis.	Limitado en su capacidad para manejar no linealidades.
<b>Discretización del dominio</b>	Requiere mallas finas para precisión, lo que aumenta la carga computacional.	Mayor flexibilidad en la elección de la malla, pero la precisión depende de la discretización.	Dependiente de la malla, pero puede ser más eficiente para estructuras conductoras.
<b>Manejo de interfaces</b>	Puede modelar interfaces entre diferentes materiales con facilidad.	Puede manejar interfaces con diferentes propiedades materiales.	Puede ser más complicado modelar interfaces.
<b>Eficiencia computacional</b>	Puede ser intensivo en términos computacionales, especialmente en 3D.	Menos intensivo computacionalmente que FDTD, pero la elección de la malla es crucial.	Generalmente más eficiente que FDTD para problemas con conductores.
<b>Frecuencia vs Tiempo</b>	Solución en el dominio del tiempo.	Puede realizar análisis tanto en el dominio del tiempo como en el de la frecuencia.	Solución en el dominio de la frecuencia.
<b>Amplitud de aplicaciones</b>	Ampliamente utilizado en antenas, guías de onda y dispositivos ópticos.	Utilizado en una variedad de campos, incluyendo mecánica y térmica.	Especialmente efectivo para problemas de antenas y estructuras conductoras.
<b>Facilidad de implementación</b>	Relativamente sencillo de implementar.	Puede requerir un mayor conocimiento matemático y de ingeniería para implementar.	Puede ser más complejo de implementar debido a las integrales en el método.

## 2.5. Propagación de las ondas en diferentes medios

### 2.5.1. Espacio libre

El espacio libre se define como un vacío perfecto o, en frecuencias de microondas, aire. La permitividad, permeabilidad y conductividad de un espacio libre tienen los valores descritos en la sección 2.2.

De igual forma se puede calcular la resistencia intrínseca del espacio libre mediante la siguiente ecuación 2.57:

$$\eta_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \approx 377\Omega \quad (2.57)$$

La velocidad a la que se transmiten las ondas electromagnéticas en el vacío se calcula de la siguiente forma:

$$V_p = \frac{2\pi f}{\beta} = \frac{2\pi f}{2\pi f \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} = 299,792,548 \text{ m/s} = c \quad (2.58)$$

La ecuación 2.58 calcula la velocidad de propagación de las ondas electromagnéticas, en donde la velocidad resultante es la velocidad de la luz y se representa como  $c$ .

### 2.5.2. Material dieléctrico sin pérdidas

Los materiales dieléctricos sin pérdidas son aquellos los cuales la corriente de conducción es despreciable contra la corriente de desplazamiento. La corriente de conducción es la corriente generada por el libre movimiento de electrones en un conductor y la corriente de desplazamiento se debe a un campo eléctrico variante en el tiempo. En estos materiales la conductividad se aproxima a cero ( $\sigma = 0$ ) [35].

Para las ondas electromagnéticas en materiales dieléctricos sin pérdidas la ecuación 2.57 se expresa como:

$$\eta = \sqrt{\frac{\mu_r \mu_0}{\epsilon_r \epsilon_0}} \quad (2.59)$$

Debido a que  $\alpha = 0$  y  $\beta = 2\pi f \sqrt{\mu_r \mu_0 \epsilon_r \epsilon_0}$ .

Para las ondas electromagnéticas propagándose en estos materiales en la dirección del eje  $z$ . Las ecuaciones de onda transversal son las siguientes:

$$E_x|z^+ = E_{x_0} e^{-j\beta z} \quad (2.60)$$

$$H_y|z^+ = \frac{1}{\eta} E_{x_0} e^{-j\beta z} \quad (2.61)$$

### 2.5.3. Material dieléctrico con pérdidas

Un material dieléctrico con pérdidas es aquel en el que la conductividad eléctrica no es cero ( $\sigma \neq 0$ ), pero aun así no es un buen conductor. Si la conductividad eléctrica no es cero entonces la atenuación  $\alpha \neq 0$

Las ondas electromagnéticas viajando en el eje  $z$  siguen las siguientes ecuaciones:

$$E_x|z^+ = E_{x_0} e^{-\alpha z} e^{-j\beta z} \quad (2.62)$$

$$H_y|z^+ = \frac{1}{\eta} E_{x_0} e^{-\alpha z} e^{-j\beta z} e^{-j\theta_\eta} \quad (2.63)$$

$$E_x|z^- = E_{x_0} e^{\alpha z} e^{j\beta z} \quad (2.64)$$

$$H_y|z^+ = -\frac{1}{\eta} E_{x_0} e^{\alpha z} e^{j\beta z} e^{-j\theta_\eta} \quad (2.65)$$

Estas ecuaciones describen el comportamiento para los dieléctricos con pérdidas, en donde al aumentar la distancia recorrida por la onda electromagnética entonces la magnitud del campo eléctrico y magnético disminuyen exponencialmente.

### 2.5.4. Materiales conductores perfectos

En conductores eléctricos con alto índice de conductividad eléctrica como son los metales como el cobre ( $\sigma_{cobre} = 6 \times 10^7 S/m$ ), su conductividad se considera ( $\sigma = \infty$ ) por lo que la constante de atenuación  $\alpha = \infty$ , la constante de fase  $\beta = \infty$  y la velocidad de propagación de las ondas  $V_p = 0$ . Esto significa que las ondas electromagnéticas más específicamente las microondas no se transmiten en materiales conductores perfectos (PEC).

## 2.6. Guía de onda

Las guías de onda son un canal metálico el cual tienen una sección transversal cuadrada o circular. El objetivo principal de una guía de onda es dirigir las ondas electromagnéticas desde una fuente de microondas a un receptor de microondas [35].

Cuando las ondas electromagnéticas se encuentran dentro de una guía de onda estas viajan en ciertos modos bajo las condiciones de frontera de las paredes de la guía de onda. Existen cuatro principales modos:

- Transversal Magnético (TM): es el cual el campo magnético es siempre transversal a la dirección de propagación, pero la componente del campo eléctrico se encuentra en la dirección de propagación. La componente del campo magnético en la dirección de propagación es cero.
  
- Transversal Eléctrico (TE): este es el contrario al TM, el campo eléctrico es transversal a la dirección de propagación y existe una componente del campo magnético en la dirección de propagación. Por lo tanto la componente del campo eléctrico en la dirección de propagación es nula.
  
- Transversal electromagnético (TEM): la componente tanto del campo eléctrico como del magnético en la dirección de propagación son nulas.
  
- Híbrido: En este modo se tienen una componente tanto del campo eléctrico como del magnético en la dirección de propagación.

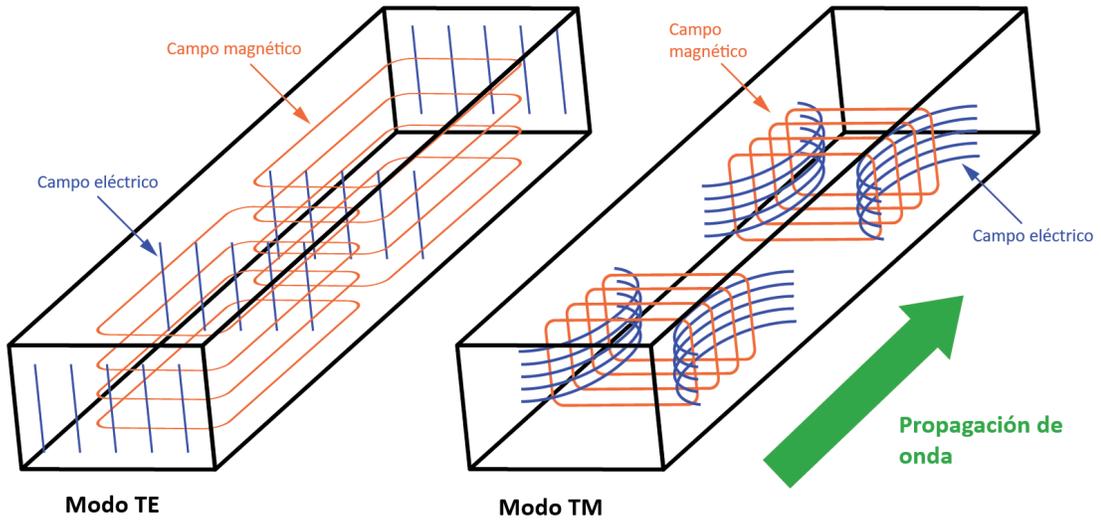


Figura 2.16: Modos TE y TM de guía de onda [5].

Al colocar una superficie selectiva de frecuencia dentro de una guía de onda, esta actúa como espejos que reflejan los ejes  $x$  y  $y$  de la superficie haciendo una estructura periódica y simulando la respuesta del espacio libre. En la figura 2.17 se muestra una FSS y los bordes de la guía de onda, donde como se mencionó en los ejes  $x$  y  $y$  es una repetición infinita de la superficie y en  $z$  es apertura.

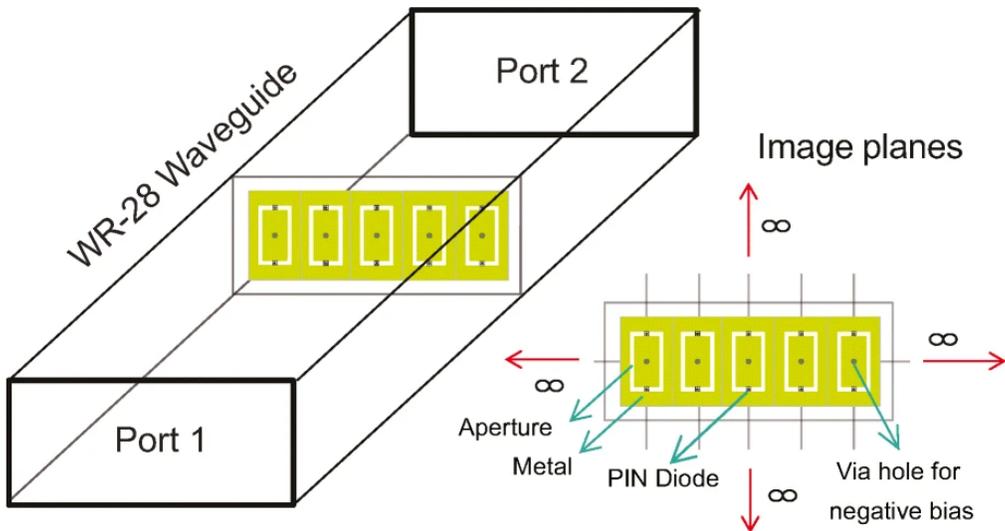


Figura 2.17: Superficie selectiva de frecuencia colocada dentro de una guía de onda [6].



# Capítulo 3

## 3. Estado del arte

Las superficies selectivas de frecuencia son un concepto con varios años de antigüedad. Las superficies que tienen características de absorción a cierta frecuencia combinadas con reflexión y/o transmisión a otra frecuencia son conocidas como rasorbedores. Los rasorbedores se utilizan en antenas: para mejorar su rendimiento al permitir solo ciertas frecuencias, sistemas de radar: para reducir la firma radar (*stealth technology*) al absorber ciertas frecuencias y filtros de comunicación: para aislar o filtrar señales específicas.

En mi caso utilice una superficie tipo A-T-A. Este tipo de FSR pueden ser utilizadas en radares como tecnología de camuflaje, en filtros para sistemas de comunicaciones, también para eficientar la absorción de energía solar en paneles solares.

En los últimos años la tecnología se ha ramificado en diferentes áreas de investigación. Un ejemplo es un A Switchable A-T-A Rasorber with High Selectivity por Ruiming Li 2020, en este artículo se diseña una superficie de dos capas con un diodo pin en ambas en donde al encontrarse desactivado el diodo este se comporta como una estructura A-T-A con bajas pérdidas en la banda de transmisión y cuando se encienden los diodos pin esta banda desaparece generando solo absorción.

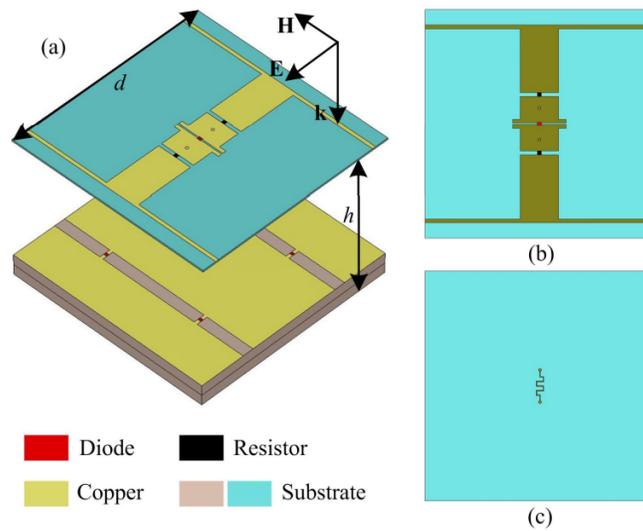


Figura 3.1: Superficie propuesta en [7].

Con esta superficie bajo un ángulo de incidencia normal se obtuvo que cuando todos los diodos PIN están apagados, la pérdida de inserción del rasorbedor es inferior a  $-1.5$  dB en  $3.61 - 4.38$  GHz y la reflexión es inferior a  $-10$  dB en  $1.75 - 6.15$  GHz. Cuando todos los diodos están encendidos, la banda de absorción ( $|S_{11}| - 10$  dB y  $|S_{21}| - 10$  dB) en  $1.91 - 5.30$  GHz.

Este artículo explica como esta tecnología puede ser utilizada en radomos. De igual forma este es un ejemplo de una rama de investigación la cual es agregar componentes activos a los FSR para así lograr cambiar sus propiedades encendiendo o apagando estos elementos.

De igual forma en el año 2021 Saikat Chandra Bakshi, presentó un artículo en donde se buscaba mejorar el ángulo de estabilidad al igual que agregaba componentes activos para lograr reconfiguración de la mismas, este artículo llamado “Wide-Angle Broadband Risorber for Switchable and Conformal Application” presenta el siguiente diseño.

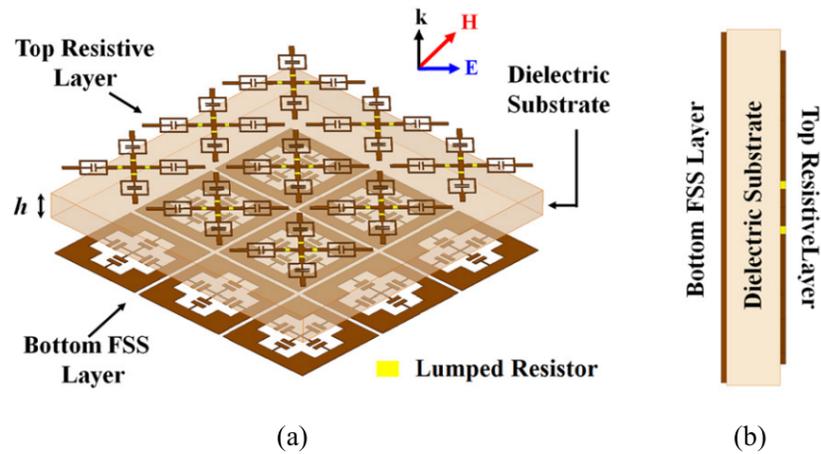


Figura 3.2: Superficie propuesta en [8].

Un prototipo de  $100 \text{ mm} \times 100 \text{ mm}$  con una matriz de  $5 \times 5$  con resistencias de 75 Ohms soldadas el cual es analizado para espacio libre. En este artículo obtuvieron una transmisión de 0.38 dB en la frecuencia de 6.01 GHz, también una absorción del 62.79% de 2.95 a 5.65 GHz y de 22.12% de 7.4 a 9.24 GHz. En donde la principal característica que define esta superficie es que es estable hasta los 50 deg de ángulo de incidencia sin presentar alteraciones.

Igual en el mismo año 2021 pero unos meses después el investigador Hang Ye, Jianfeng Wei saco un artículo en donde al diseñar su superficie con características A-T-A buscaba tener un alto ancho de banda, para esto utilizaron 4 capas en donde intentaban agrandar el ancho de banda las respuestas. El artículo es llamado “A Frequency-Selective Surface Risorber Based on Four Functional Layers” y nos presenta con la geometria de la figura 3.3

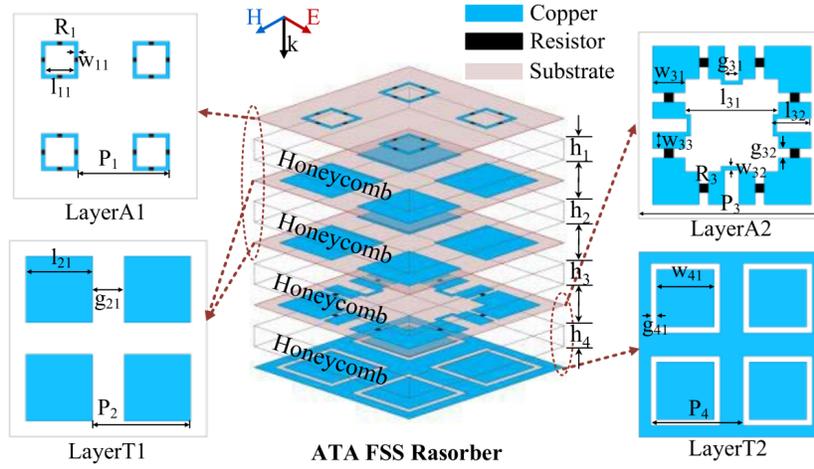


Figura 3.3: Superficie propuesta en [9].

En esta superficie cada capa era encargada de 2 o 3 diferentes respuestas para así maximizar el ancho de banda, en donde las respuestas estaban divididas como en la figura 3.4

Las dimensiones de este rasorbedor son:  $P_1 = 20$  mm,  $R_1 = 80\Omega$ ,  $w_{11} = 0.8$  mm,  $l_{11} = 6.4$  mm,  $P_2 = 20$  mm,  $I_{21} = 13$  mm,  $P_3 = 40$  mm,  $R_3 = 100\Omega$ ,  $w_{31} = 7$  mm,  $w_{32} = 0.8$  mm,  $w_{33} = 3$  mm,  $l_{31} = 20$  mm,  $l_{32} = 8.7$  mm,  $g_{31} = 3$  mm,  $w_{32} = 2$  mm,  $P_4 = 20$  mm,  $w_{41} = 13$  mm,  $g_{41} = 1.3$  mm,  $h_1 = 6$  mm,  $h_2 = 8$  mm,  $h_3 = 2$  mm y  $h_4 = 16$  mm.

En donde las capas A1 y A2 fueron impresas sobre un sustrato con 0.15 mm de grosor,  $\epsilon_r = 4.4$  y  $\tan\delta = 0.017$ . Las capas T1 y T2 consisten en un sustrato con 0.025 mm de grosor,  $\epsilon_r = 3.4$  y  $\tan\delta = 0.003$ .

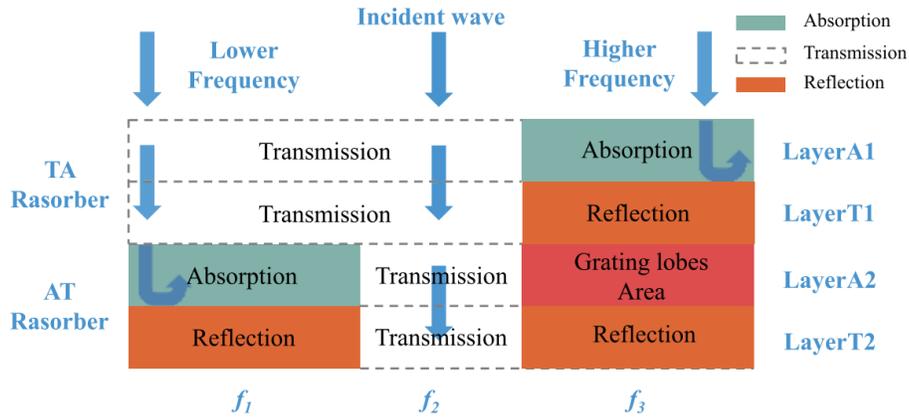


Figura 3.4: Respuesta de las cuatro capas de la superficie.

En donde la banda de la transmisión es de -0.67 dB a 6.5 GHz, y la reflexión por debajo de -10 dB oscila entre 1.5 y 4.6 GHz y entre 9.2 y 13.7 GHz. En donde podemos ver que que las bandas de absorcion tienen un alto ancho de banda.

En el año 2022 Mehran Manzoor Zargar diseño un FSR con características A-T-A con el objetivo de tener alta selectividad en la banda de paso. El diseño de este FSR se incluye en una antena de radar bajo con el fin de reducir la sección transversal de radar (RCS). El artículo nombrado “Frequency-Selective Rasorber Based on High-Q Minkowski Fractal-Shaped Resonator for Realizing a Low Radar Cross-Section Radiating System”, en este se utilizan dos capas, la primera con una geometría de anillos cuadrados y la segunda un resonador con forma de fractal Minkowski. Este FSR se muestra en la figura 3.5.

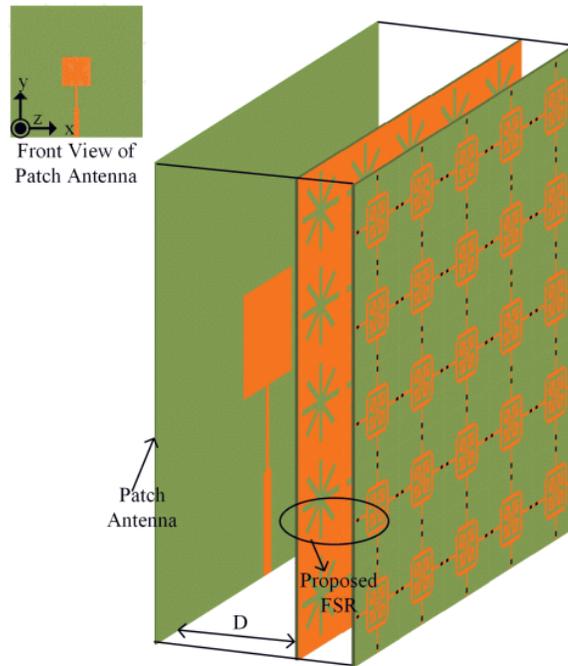


Figura 3.5: FSR con respuesta A-T-A propuesto en [10].

Al FSR se le agrego una antena la cual esta diseñada para que opere a la misma frecuencia que la banda de transmisión. La antena fue diseñada con un sustrato de 0.762 mm de grosor,  $\epsilon_r = 2.2$  y  $\tan\delta = 0.0009$ . Las dimensiones de la antena son de  $75 \times 75$  mm. El FSR esta diseñado con un tamaño de  $5 \times 5$  mm. En donde la banda de transmisión se encuentra ubicada a 8.4 GHz. Las bandas de absorción se encuentran a los laterales en donde la primer banda es de 3.4 a 75 GHz y la segunda banda de 9.2 a 10.8 GHz con 80% de absorción.

# Capítulo 4

## 4. Desarrollo y diseño

### 4.1. Diseño y simulación en EMPro

El desarrollo de la superficie fue creado con el software de EMPro de Keysight technologies al igual que en CST studio de Dassault Systemés.

Primeramente, se hizo una revisión del correcto funcionamiento y simulación dentro del software, por lo que se creo una superficie de una sola capa con una ranura de tipo “*circular loop*”. Para esto generamos un nuevo archivo dentro de EMPro y seleccionamos las frecuencias deseadas, en este caso de 5 a 15 GHz. Para la construcción de la FSS se agregó un sustrato Rogers 4003 el cual cuenta con una permitividad relativa  $\epsilon_r = 3.55$ . La figura cuenta con un tamaño de 5 mm  $\times$  5 mm en donde el el radio superior del anillo era de 4.5 mm y el inferior de 3.8 mm. Figura 4.1

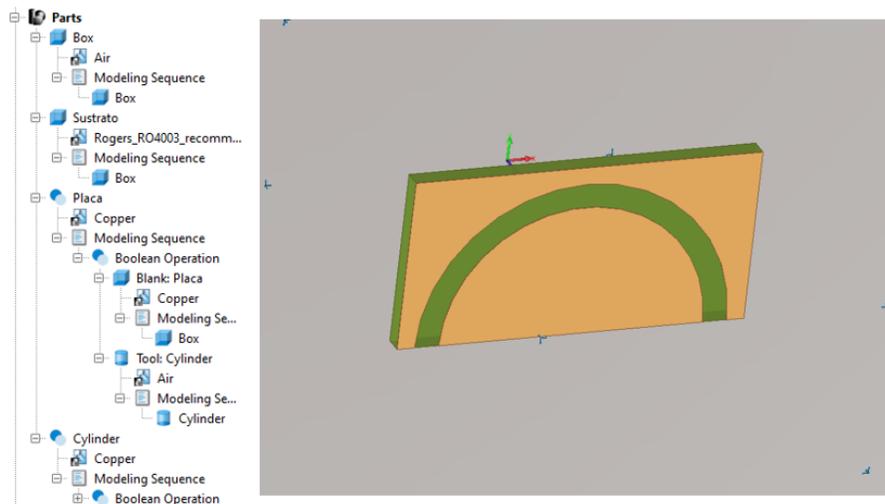


Figura 4.1: Construcción de FSS en EMPro.

Una vez teniendo esta superficie diseñada el siguiente paso es la simulación. Para esto tenemos que agregar una caja de aire en este caso de tamaño de 20 mm en donde se pondrán los límites y los puertos para dicha simulación. La FSS diseñada se coloca justo a la mitad de la caja de aire y por último dentro del apartado “*circuit components/ports*” generamos un nuevo puerto de guía de onda. Ambos puertos se colocan en la cara de la caja de aire la cual coincide con el frente y el reverso de la superficie selectiva en el eje  $z$ , de igual forma se selecciona que la definición del puerto de guía de onda sea de “*1 W Modal power feed*” y con impedancias de tipo potencia/corriente figura 4.2.

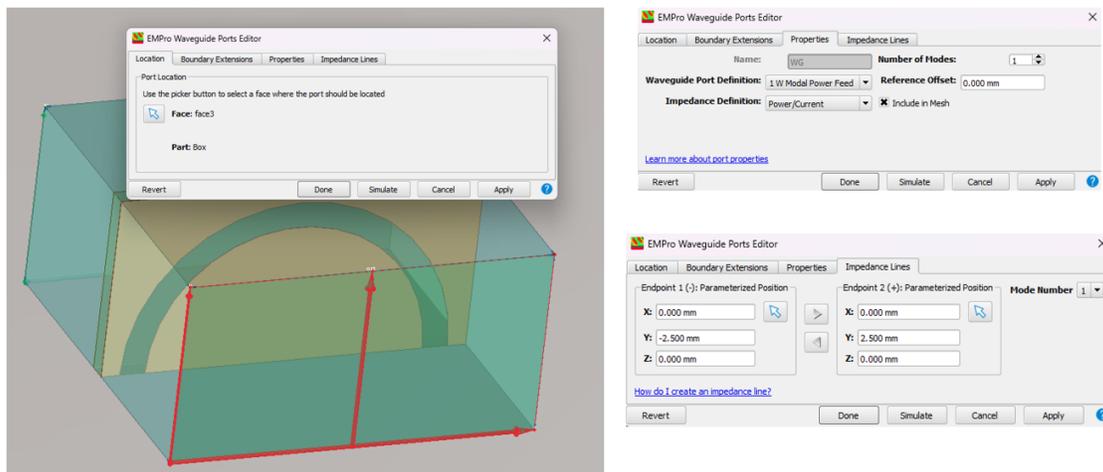


Figura 4.2: Colocación y configuración de los puertos de entrada y salida.

Después de agregar esto solamente se repite el mismo procedimiento con la cara de atrás y nos queda

como en la figura 4.3. Teniendo ambos puertos creados, seleccionamos los límites para nuestra simulación. En este caso en el eje  $x$  tenemos “*perfect magnetic conductor*” (PMC) y en el eje  $y$  “*perfect electric conductor*” (PEC) ya que este límite hará que se refleje la superficie y nos generara la superficie completa sin tener que construirla, solo con la mitad. Por último, en el eje  $Z$  seleccionamos absorción ya que no nos interesa la información de ese eje más allá de los límites.

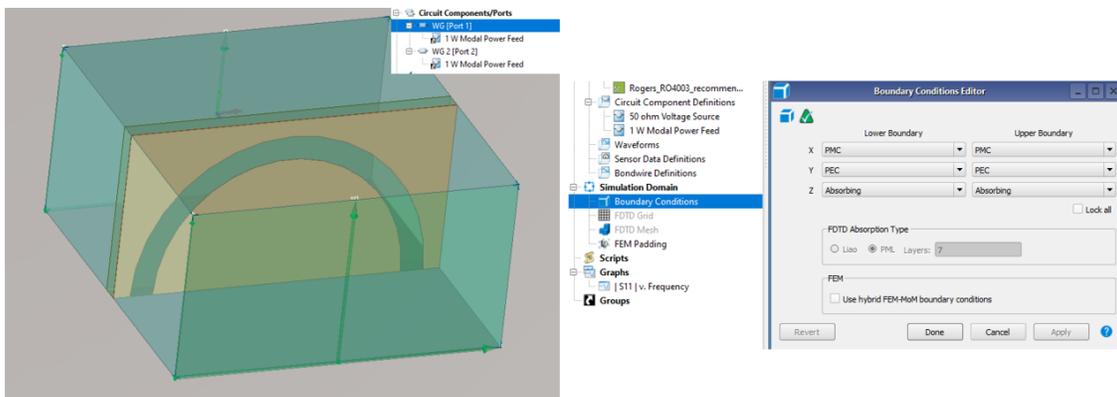


Figura 4.3: Configuración de los límites y superficie lista para la simulación.

Una vez teniendo todo lo anteriormente construido solamente queda simular. En este caso aunque EMPro cuenta con una opción de FDTD (*Finite-Difference Time-Domain*) en esta simulación se utilizó el método de elementos finitos o por sus siglas en inglés FEM. La simulación fue comparada con otros simuladores como CST Studio y dio una diferencia de 0.577%. La simulación que obtuvimos en la figura 4.4 nos da una frecuencia de resonancia para dicha superficie en 9.24242 GHz con una magnitud de los parámetros  $S_{11}$  de -33.726 dB.

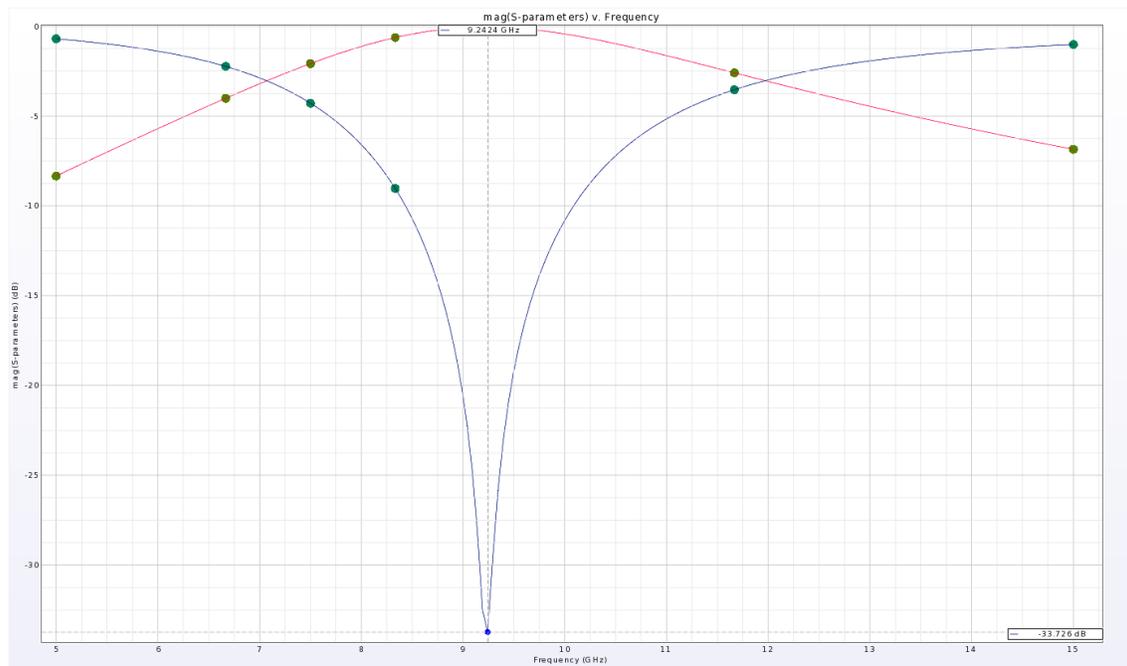


Figura 4.4: Gráfico de los parámetros S11 y S12 de la superficie.

Una vez teniendo el programa de simulación listo se intenta construir una superficie que cumpla con el objetivo de tener características de tipo absorción - transmisión - absorción. Para esto primero se hará una capa en donde se hará que resuene a tres frecuencias, igualmente seleccione dichas frecuencias de resonancia para que se encuentren dentro de la banda X (8 - 12 GHz).

Para esto primero se diseña una estructura utilizando como sustrato dieléctrico Rogers 4003C con un espesor de 0.5 mm el cual cuenta con una placa de cobre con ancho de 0.017 mm. Dentro de este material primero se construye un anillo muy parecido a la estructura de prueba el cual cuenta con un anillo de 0.5 mm de ancho.

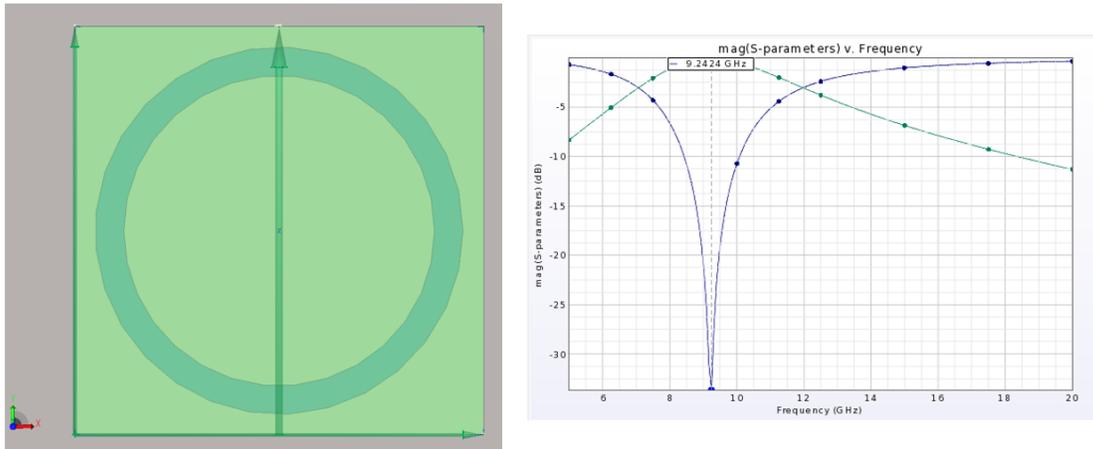


Figura 4.5: Estructura de prueba y su respuesta con un anillo.

Después agregamos un segundo anillo el cual se encontrará a la misma distancia del primer anillo equivalente a su ancho (0.5 mm). En donde las frecuencias de resonancia se encuentran en 8.67 GHz y 15.156 GHz para cada anillo respectivamente.

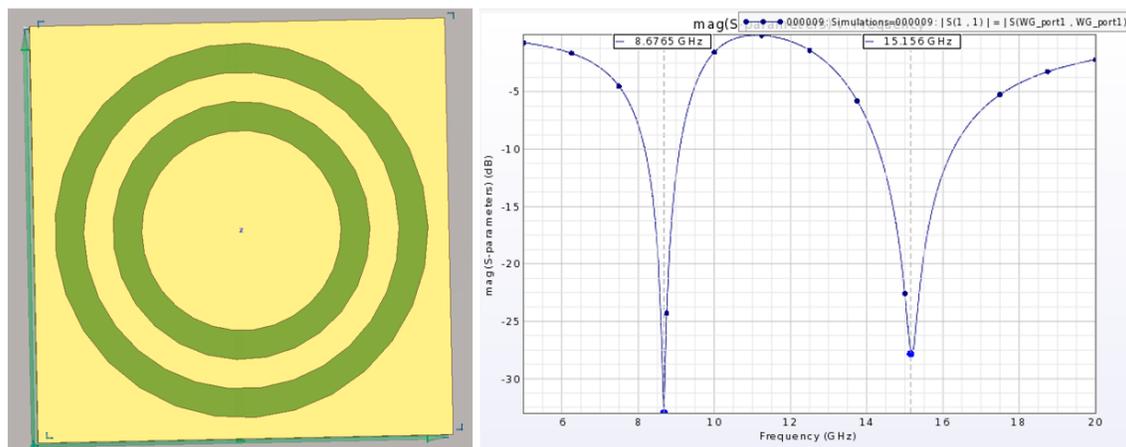


Figura 4.6: Estructura de prueba y su respuesta con dos anillos.

Por último, al agregar la respuesta del tercer anillo esta se encuentra a una frecuencia muy alta por lo que los armónicos de las frecuencias resonantes pasadas se hacen presentes y se observa como en la siguiente figura:

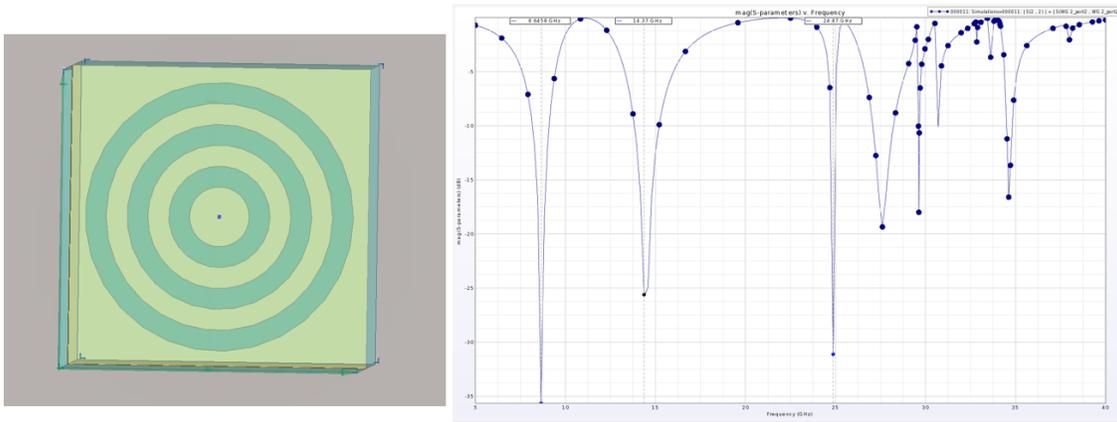


Figura 4.7: Estructura de prueba y su respuesta con tres anillos.

Para solucionar este problema, a los anillos se les disminuye el ancho y de igual forma de disminuye el la distancia entre estos para así tener las frecuencias de resonancia más pegadas entre si. Por lo que el ancho y la distancia entre anillos se disminuye a 0.3 mm.

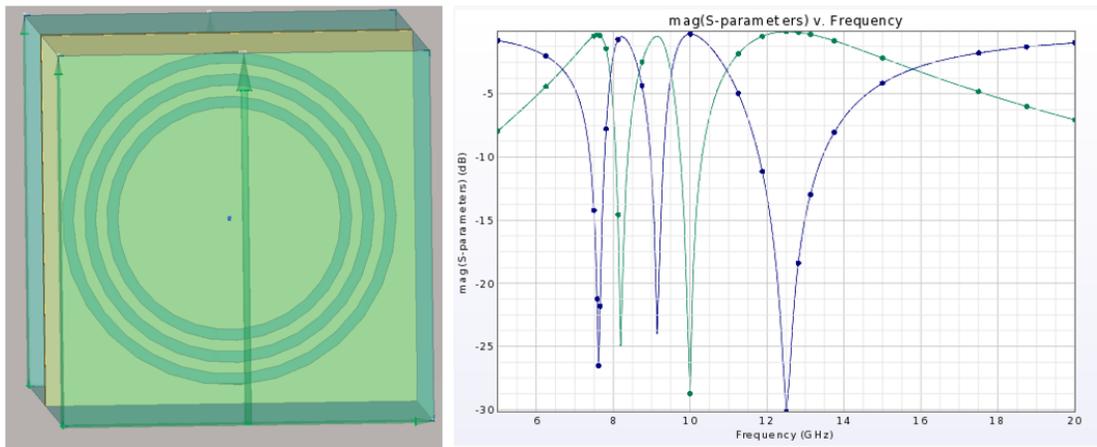


Figura 4.8: Estructura con anillos de 0.3 mm y su respuesta de tres anillos.

En la figura 4.8 se puede ver como la respuesta de la superficie cuenta con frecuencias de resonancia a mayor proximidad entre ellas debido a que la distancia entre los anillos es menor. De igual forma en la misma figura se logra observar que la tercera banda se encuentra a mayor distancia de las otras dos. Para corregir este efecto como lo explica el artículo [36] se agrega otro anillo extra a una frecuencia muy alta para desplazar la tercer frecuencia y juntar las principales sin afectar el rango de frecuencias en el que se está trabajando. Por lo que la superficie se vería como en la figura 4.9 después de agregar

dicho anillo.

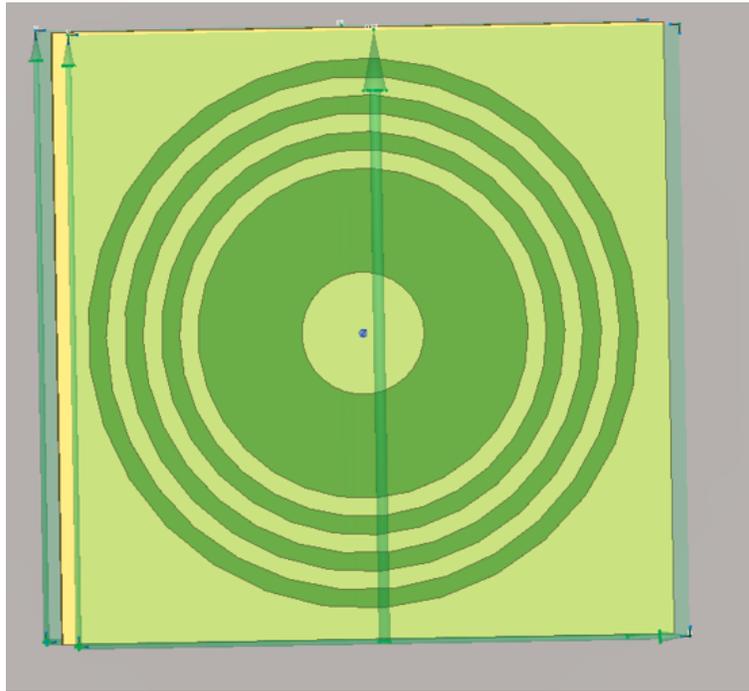


Figura 4.9: Estructura con 4 anillos para el recorrimiento de la tercer frecuencia de resonancia.

En la figura 4.10 se pueden ver ambas respuestas, antes de agregar el anillo a una frecuencia muy alta y después. De igual forma vemos como se recorre la tercer frecuencia y se desplaza para estar más junto a las otras, de estar en 12.5 GHz se encuentra ahora en 11.172 GHz.

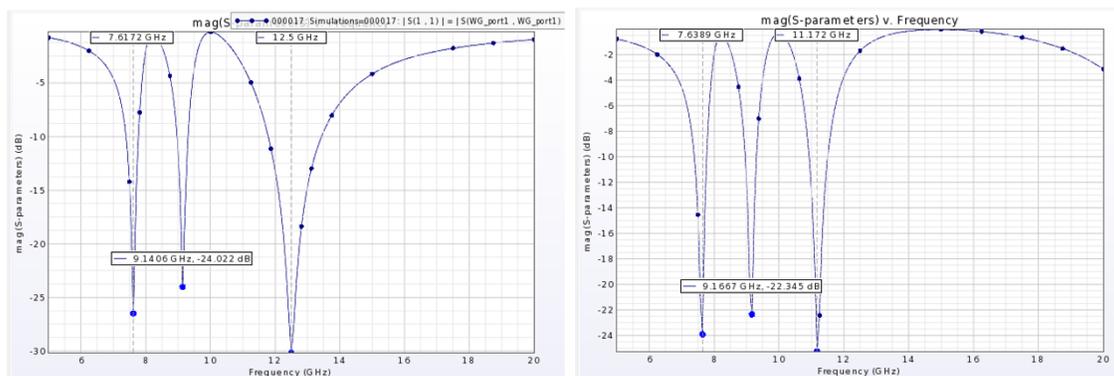


Figura 4.10: Respuesta en frecuencia de la superficie antes y después de añadir el cuarto anillo.

Una vez logrado tener cerca las bandas de frecuencia cambiamos de tamaño a los anillos para que estas bandas se encuentren dentro del rango de frecuencias de banda X. Las bandas de frecuencia están

consideradas de la siguiente forma:

- Banda L  $\rightarrow$  1 - 2 [GHz]
- Banda S  $\rightarrow$  2 - 4 [GHz]
- Banda C  $\rightarrow$  4 - 8 [GHz]
- Banda X  $\rightarrow$  8 - 12 [GHz]
- Banda Ku  $\rightarrow$  12 - 18 [GHz]
- Banda Ka  $\rightarrow$  18 - 27 [GHz]
- Banda V  $\rightarrow$  40 - 75 [GHz]
- Banda W  $\rightarrow$  75 - 110 [GHz]

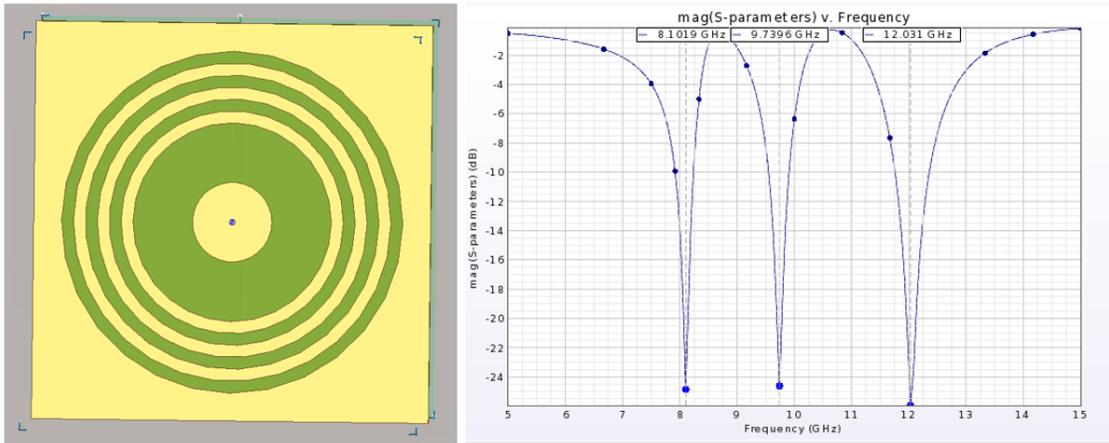


Figura 4.11: Respuesta antes y después de añadir el cuarto anillo.

Una vez teniendo nuestras tres bandas de frecuencia dentro de la banda X, agregamos cortos en los anillos para así intentar disminuir los efectos parásitos de una banda a otra, en el artículo [37] se explica como es que al generar estos cortos los efectos del campo magnético se concentran en 3 puntos a lo largo del anillo y son menores los efectos entre anillos. Al agregar estos cortos la primer capa de la superficie nos queda como en la figura 4.12 y se recorre las frecuencias de resonancias por un factor de 1.5.

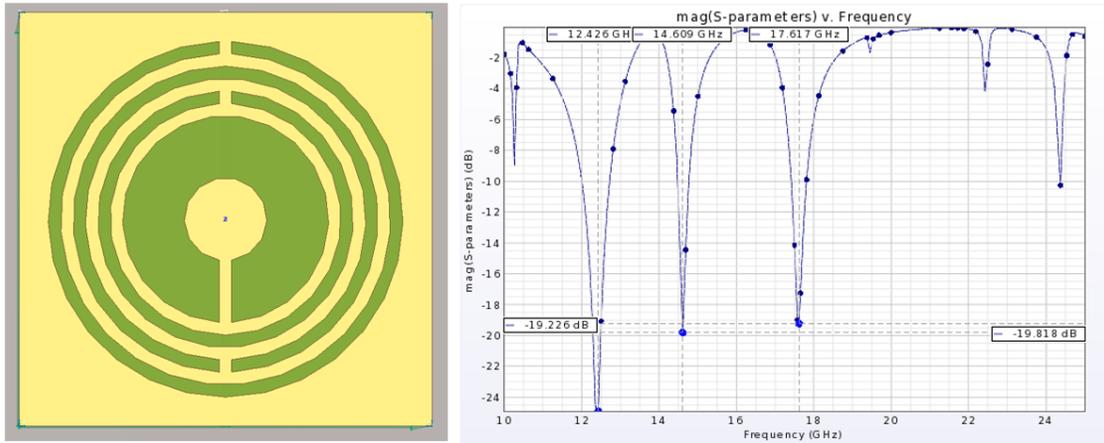


Figura 4.12: Estructura con cortos para evitar las inductancias parasito entre anillos.

Debido a que la primer capa va a ser la encargada de la absorción de 2 de las bandas de frecuencia, cambiamos el material del dieléctrico al Rogers 3210 ya que este tiene una mayor permitividad eléctrica y grosor disminuyendo la reflexión y transmisión. Las características del dieléctrico son las siguientes:

- Constante dieléctrica  $\epsilon_r = 10.2 \pm 0.50$
- Factor de disipación  $\delta = 0.0027$  [W/m/K]
- Conductividad térmica = 0.81
- Grosor estándar = 0.64 mm  $\pm$  0.0254 mm

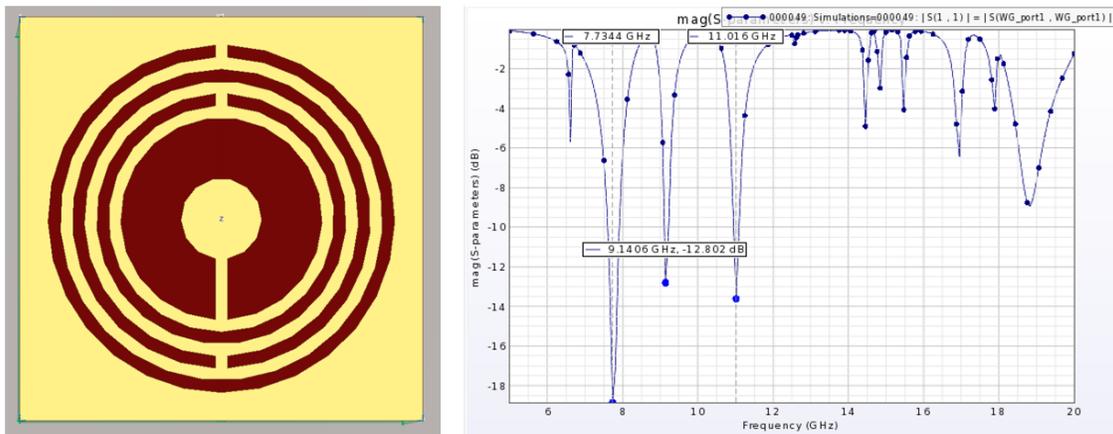


Figura 4.13: Estructura con sustrato Rogers 3012.

Debido al cambio del dieléctrico y que su constante dieléctrica es mucho mayor, las frecuencias de resonancia bajan, en donde la primer frecuencia queda fuera de la banda X por lo que hay que reconstruir el tamaño de los anillos a uno menor para así subir las frecuencias de resonancia. Al hacer esto nuestras frecuencias de resonancia se encuentran en 8.1863 GHz, 9.6875 GHz y 11.771 GHz que son valores dentro del rango deseado.

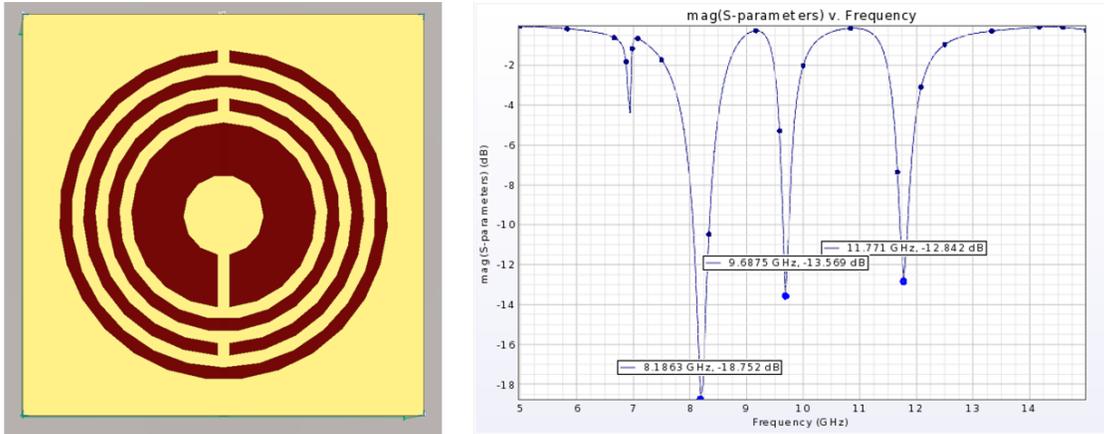


Figura 4.14: Re-diseño de la estructura para tener su respuesta dentro de banda X.

Experimentando con los anillos individualmente y en diferentes conjuntos se observó que gracias a los cortes y la disminución de los efectos entre anillos no era necesario tener el cuarto anillo para recorrer la frecuencia de la superficie, por lo que podemos dejarlo solo en los tres anillos que se observan en la figura 4.15 y la respuesta tiene menos irregularidades.

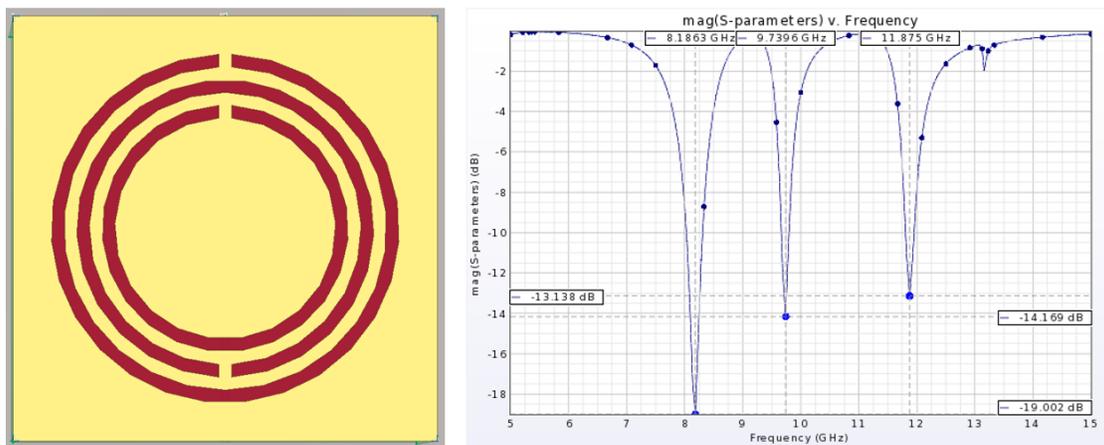


Figura 4.15: Estructura de la primera capa y respuesta final.

Después de tener la primer capa completamente diseñada sigue encontrar la repuesta necesaria de la segunda capa, la cual se encargará solamente de transmitir para la segunda frecuencia, y de igual forma tenemos que encontrar la distancia entre las capas. Para esto lo más sencillo es generar circuitos equivalentes de las dos capas en donde la separación entre estas sera modelada con una línea de transmisión. Para el modelo de la primer capa lo obtenemos del artículo [37] el cual tiene una superficie similar a la primer capa diseñada aquí por lo que basamos nuestro modelo equivalente observado en la figura 4.16 y lo sintonizamos para nuestra superficie en el software Advanced Design Systems (ADS) de Keysight.

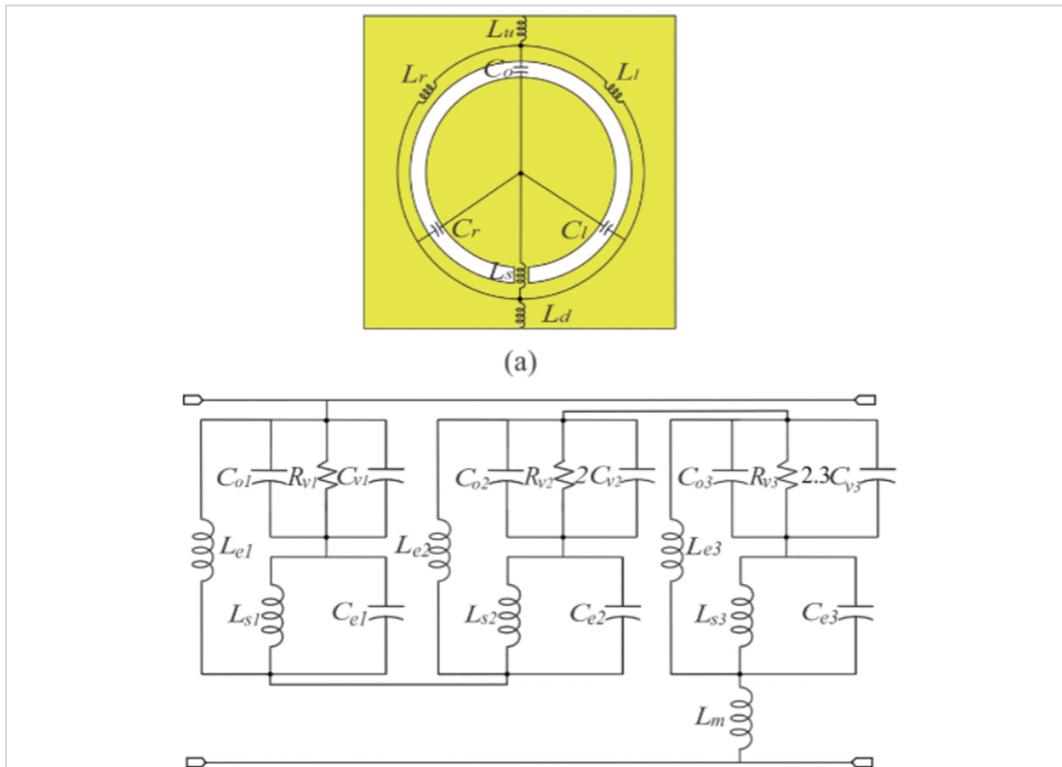


Figura 4.16: Circuito equivalente de la primer capa con tres anillos con desacoplamiento.

La segunda capa al ser únicamente una sola frecuencia de resonancia y al escoger la misma geometría de anillos se modela como un circuito resonante paralelo descrito en la figura 4.17.

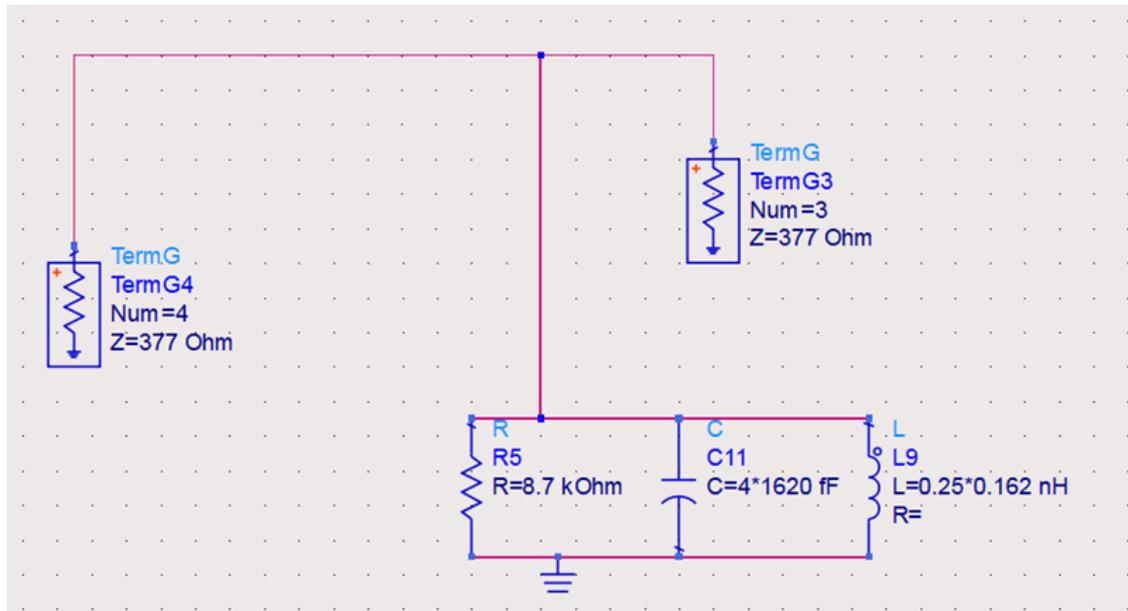


Figura 4.17: Circuito equivalente de segunda capa (circuito resonante paralelo).

Unificando los dos modelos separados por la línea de transmisión nos queda el modelo completo de la FSS como en la figura 4.18.

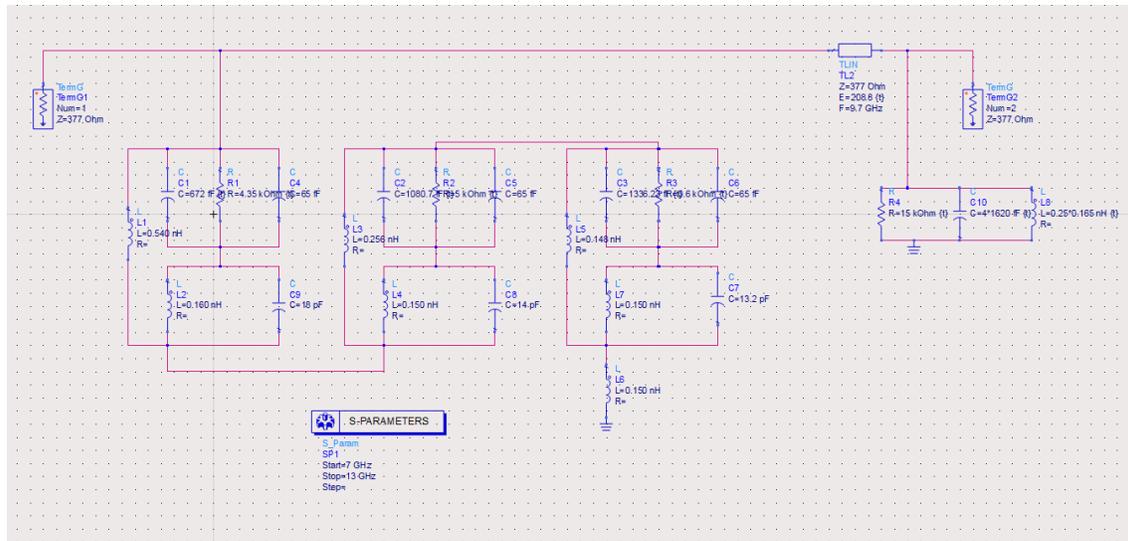


Figura 4.18: Circuito equivalente de estructura completa.

Simulando el modelo equivalente, encontrando la distancia adecuada entre las dos capas y observando su respuesta, nos encontramos un inconveniente el cual era que el factor de calidad (Q) no era tan alto dentro de la segunda capa y por lo tanto no era tan selectivo permitiendo así el paso de un poco

de las otras dos bandas de frecuencias que se desea absorber. Para solucionar esto lo que hicimos fue aumentar la selectividad mediante las ecuaciones 2.33 y 2.34, despejando el factor de calidad de dichas ecuaciones nos queda que:

$$Q = R\sqrt{\frac{C}{L}} \quad (4.1)$$

Por lo que al aumentar la capacitancia y disminuir la inductancia podemos tener un mayor factor de calidad, de igual forma si se hace en la misma relación (como se observa en la ecuación 2.34) la respuesta en frecuencia no será alterada. En la figura 4.17 se logra observar como la capacitancia fue multiplicada por un factor de 4 y la inductancia dividida entre el mismo factor. La respuesta del circuito equivalente de la segunda capa después de dichos cambios se muestra figura 4.19.

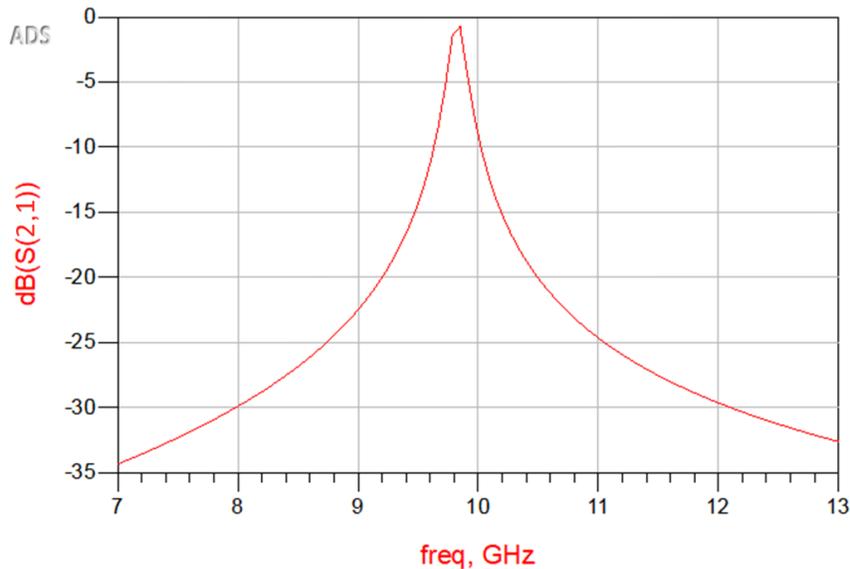


Figura 4.19: Respuesta de circuito equivalente para segunda capa.

Una vez obtenida esta respuesta analizamos el circuito equivalente completo en donde mediante un deslizador variamos los parámetros de la línea de transmisión para simular las diferentes distancias entre capas. En la figura 4.20 se observan la magnitud de los parámetros S11 de reflexión y S12 de transmisión, en donde se logran los objetivos de transmisión en la segunda frecuencia de resonancia que se encuentra en el medio.

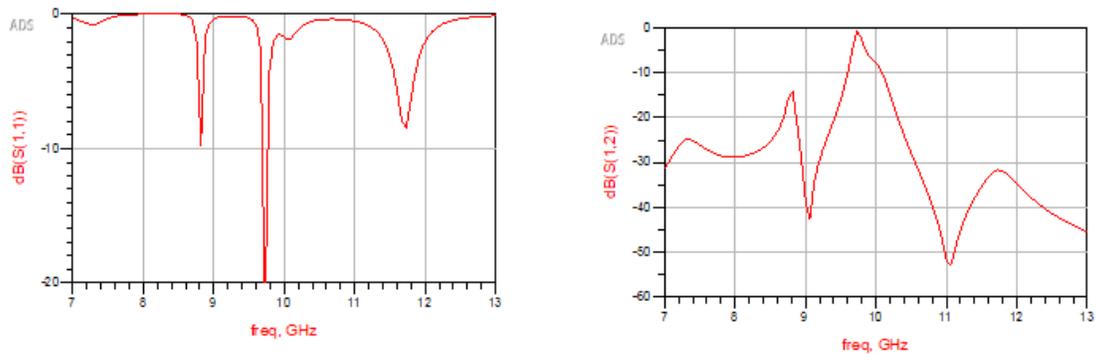


Figura 4.20: Parámetros de transmisión S11 y reflexión S21 de circuito equivalente completo

Al final, después de conseguir dichos parámetros deseados obtenemos el coeficiente de absorción del circuito equivalente en donde se puede observar en la gráfica 4.21 como es que la primer y última banda absorben al rededor del 90% en dichas frecuencias. De igual forma en la figura 4.20 se observa como en la segunda frecuencia de la FSS transmite con perdidas alrededor de -1 dB.

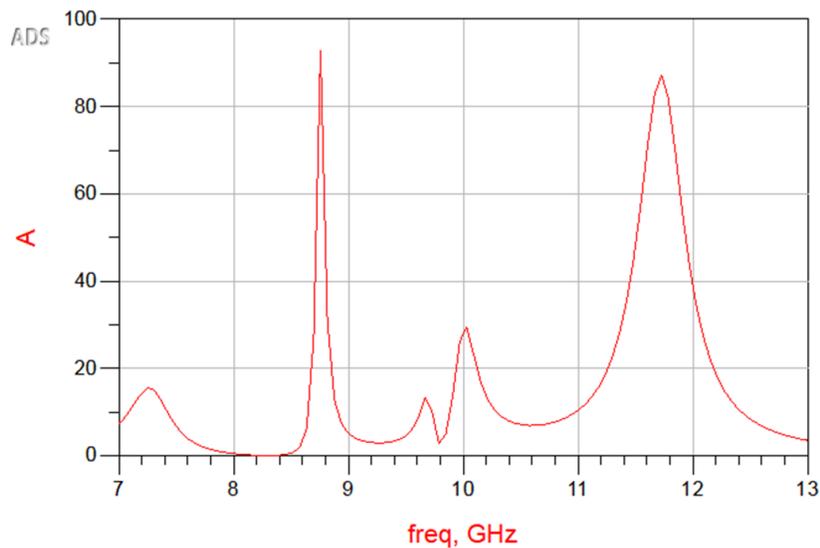


Figura 4.21: Parámetros de absorción del circuito equivalente para estructura completa.

Una vez obtenida la respuesta total deseada para nuestra FSS en el circuito equivalente sigue intentar replicar la respuesta de la segunda capa, para esto utilizaremos la misma geometría de un anillo. Como esta capa es la encargada de transmitir utilizamos un material con una constante dieléctrica muy baja y muy delgado, en este caso utilizaremos el Rogers RT 5880. Las características del dieléctrico son las

siguientes:

- Constante dieléctrica  $\epsilon_r = 10.2 \pm 0.50$
- Factor de disipación  $\delta = 0.0027$  [W/m/K]
- Conductividad térmica = 0.81
- Grosor estándar =  $0.64 \text{ mm} \pm 0.0254 \text{ mm}$

Ya que buscamos únicamente una banda de transmisión diseñamos un anillo que tenga frecuencia de resonancia igual a la banda de en medio para la primer capa. Esta capa tiene las mismas medidas que la primer capa de  $10 \times 10 \text{ mm}$  y ajustamos el anillo para el tamaño adecuado para obtener máxima transmisión a 9.7 GHz en este caso esta a 9.3 GHz. A la hora de colocar esta capa junto con la primer capa y obtener la respuesta completa se obtuvo problemas en las bandas exteriores ya que la selectividad era muy baja y la transmisión lograba afectar la absorción de dichas bandas.

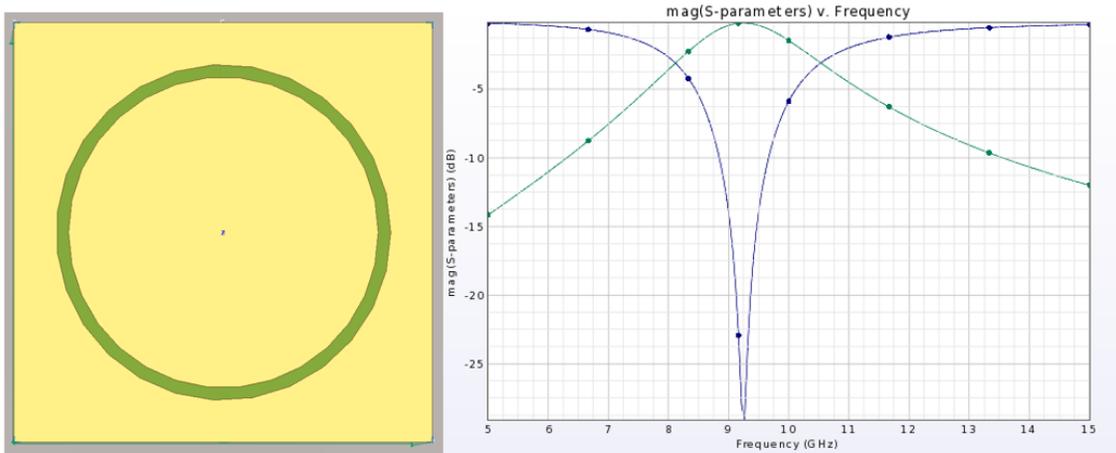


Figura 4.22: Geometría propuesta para la segunda capa.

Para aumentar la selectividad y no afectar la absorción de las bandas exteriores miniaturizamos la estructura. Para esto se disminuye la inductancia y aumenta la capacitancia en la misma relación para así no afectar la frecuencia pero aumentar la selectividad. Esto se puede observar en las ecuaciones 2.33 y 2.34. Al miniaturizar la estructura se disminuye la inductancia y para aumentar la capacitancia colocamos 2 capacitores en los puntos más alto y bajo de los anillos en donde se concentra la mayoría del campo magnético. Esta segunda capa tiene un total de 8 capacitores. En la figura 4.23 se observa la colocación de los capacitores y la estructura miniaturizada en 4 anillos. De igual forma se observa

la respuesta de la capa en donde la frecuencia no es la correcta pero la selectividad aumentó, por lo que queda corregir el tamaño de los anillos o el valor de la capacitancia para mover la frecuencia.

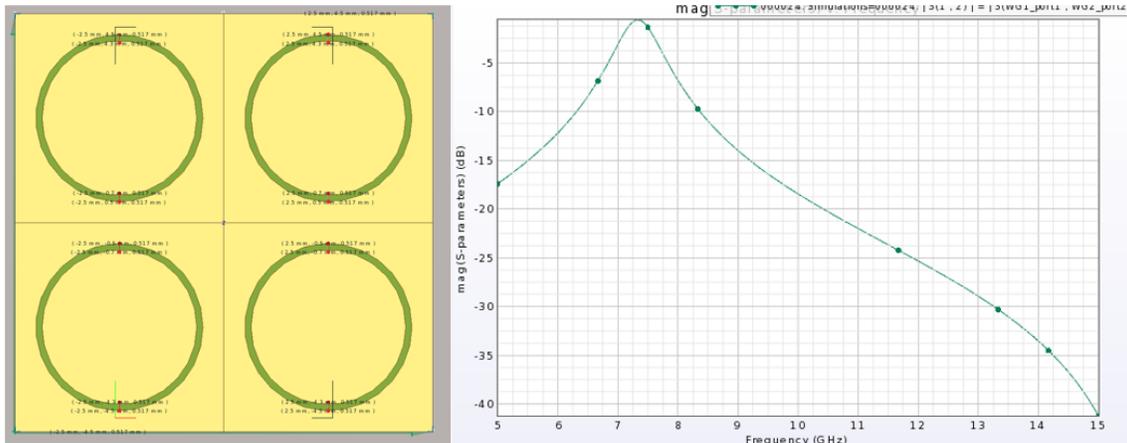


Figura 4.23

Al disminuir el diámetro de los anillos aumenta la frecuencia y logramos llegar a la frecuencia deseada. Pero al disminuir tanto el tamaño de los anillos nos encontramos otro problema que es que la transmisión baja significativamente al tener los anillos tan reducidos.

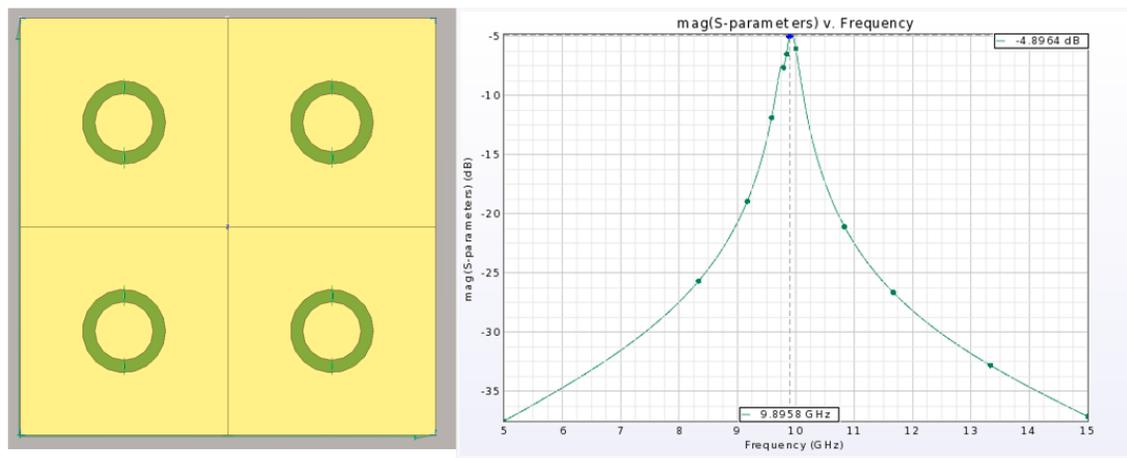


Figura 4.24: Disminución del tamaño de los anillos y su respuesta en frecuencia con baja transmisión.

En la figura 4.25 comparamos la respuesta de la superficie de la figura 4.24 con la respuesta deseada del circuito equivalente en ADS. En esta gráfica se observa como es que la selectividad es casi la misma pero a la transmisión bajo hasta -5 dB. Para corregir este problema procederemos a aumentar el tamaño del anillo por lo tanto disminuyendo la frecuencia de resonancia pero cambiaremos el valor

del capacitor así aumentando nuevamente a su valor original la frecuencia de resonancia.

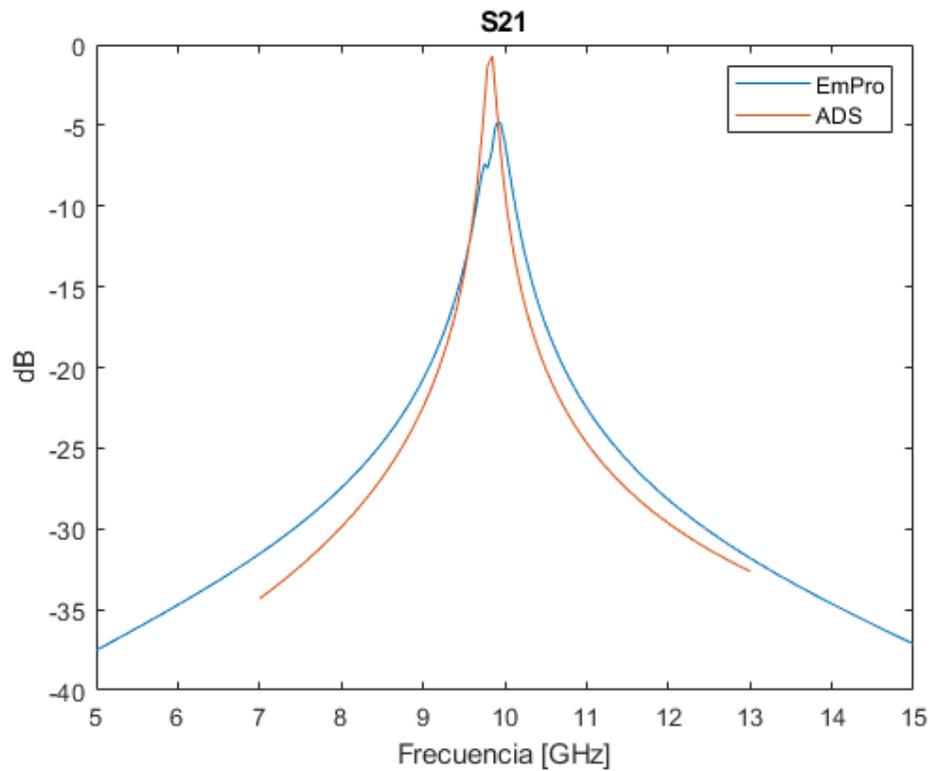


Figura 4.25: Parámetros S21 de segunda capa comparado con circuito equivalente en ADS.

Una vez hechas las correcciones, aumentando el diámetro del anillo para disminuir las pérdidas de transmisión, recalculamos el valor del capacitor para obtener la frecuencia de resonancia deseada. El comportamiento está descrito en la ecuación 2.34 en donde a mayor capacitancia menor frecuencia de resonancia y a menor capacitancia mayor frecuencia de resonancia. En este caso disminuimos el valor del capacitor así logrando aumentar la frecuencia.

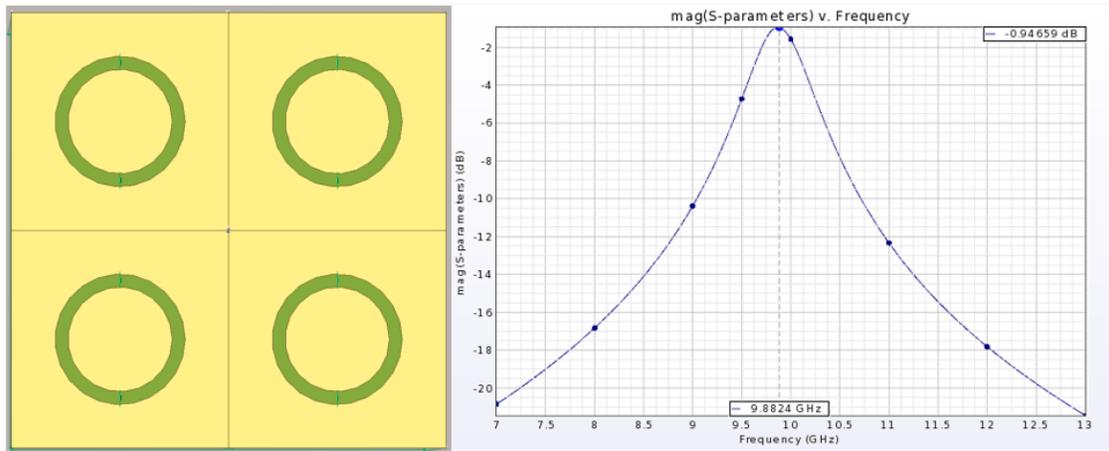


Figura 4.26: Estructura final para la segunda capa y la magnitud de sus parámetros de transmisión S21.

Al haber hecho estos cambios de igual forma estamos afectando la selectividad. Como se describe en la ecuación 2.33 al haber disminuido la capacitancia tenemos menor selectividad. Comparando la nueva respuesta de la superficie de la figura 4.26 con la gráfica deseada del circuito equivalente obtenemos el gráfico en la figura 4.27. En este se observa como ambas transmisiones ya son iguales y se encuentran cercanas a 0 que representa la transmisión ideal pero de igual forma vemos como es que la selectividad bajo. Aún así esta respuesta es mucho más selectiva al estar miniaturizada por lo que se juntaron ambas capas y se observó la respuesta para así ver si se afectaba las bandas laterales o no.

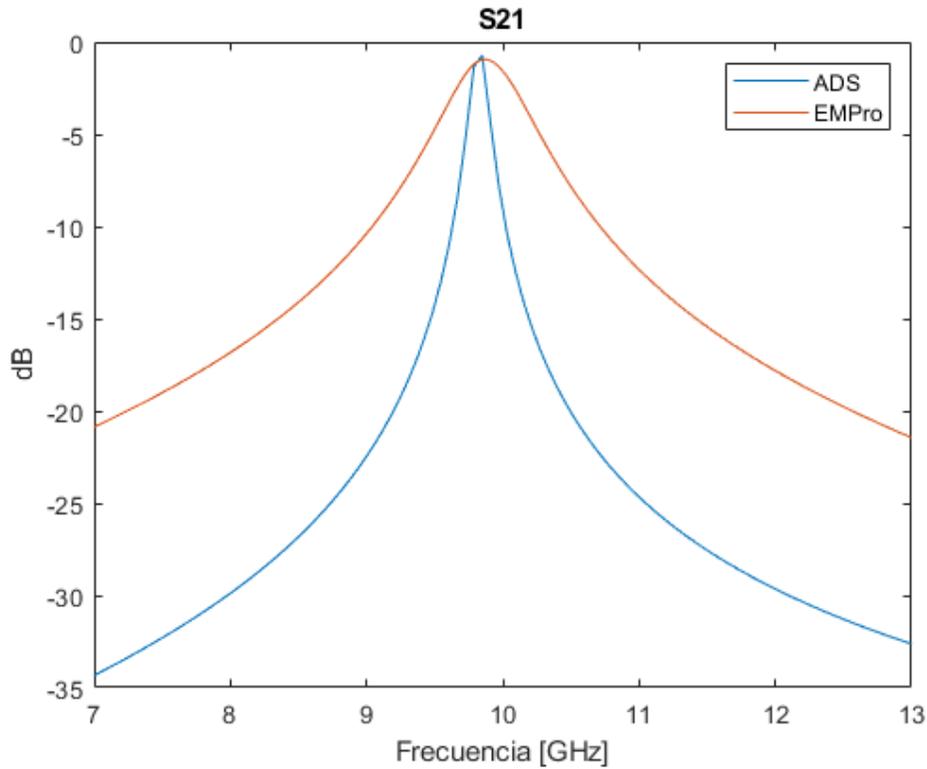


Figura 4.27: Parámetros S21 de segunda capa disminuyendo capacitancia y aumentando diámetro del anillo comparado con circuito equivalente en ADS.

Para obtener la respuesta completa colocamos las dos capas a una distancia arbitraria, en esta se observa como es que la banda de transmisión de la segunda capa ya no afecta a las bandas laterales por lo que está se encuentra con sus características óptimas.

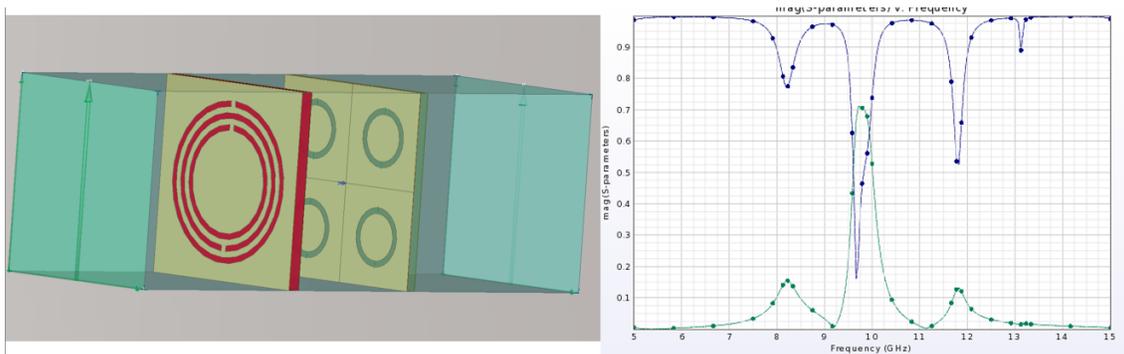


Figura 4.28: FSS completa con nuevas medidas para la segunda capa y su respuesta en parámetros S.

Una vez obtenida la respuesta completa de la superficie en la figura 4.28 calculamos mediante la ecuación 2.30 los parámetros de absorción. Estos se muestran en la figura 4.29 en donde observamos

que ambas bandas laterales tienen una absorción muy baja. El único parámetro que nos queda por corregir es la distancia entre las capas. Por lo que vamos recorriendo esta hasta encontrar la óptima.

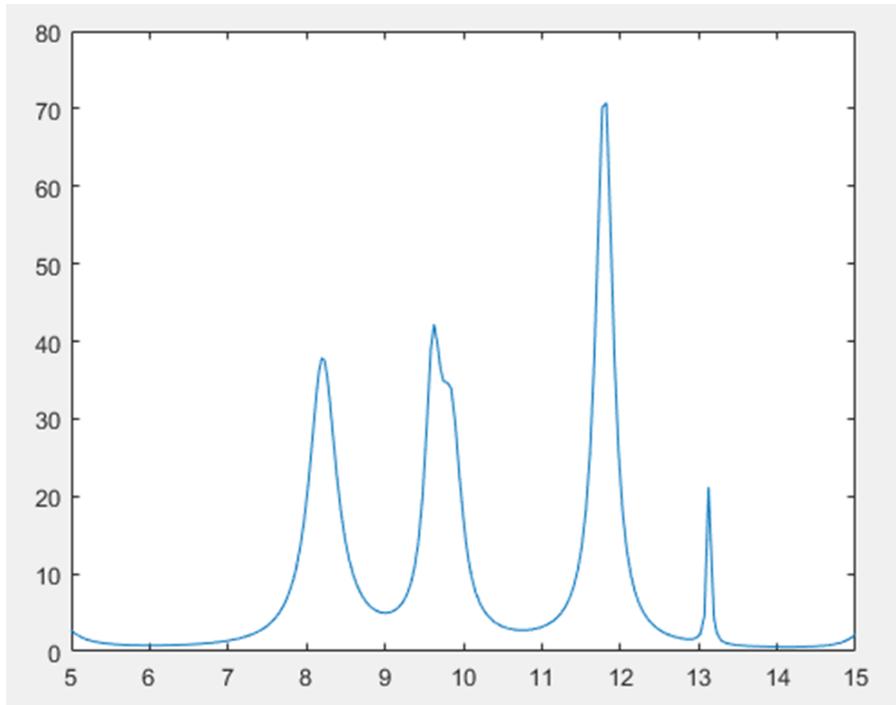


Figura 4.29: Parámetros de absorción de la figura 4.28.

La absorción no es más que la disipación de la energía. Una forma de aumentar la absorción es colocando un componente resistivo que aumente la disipación de energía. En este caso colocamos una resistencia de un valor arbitrario en los anillos de las bandas laterales de la primera capa, en este caso el anillo de menor diámetro y el de mayor diámetro. La nueva capa y su respuesta se muestra en la figura 4.30.

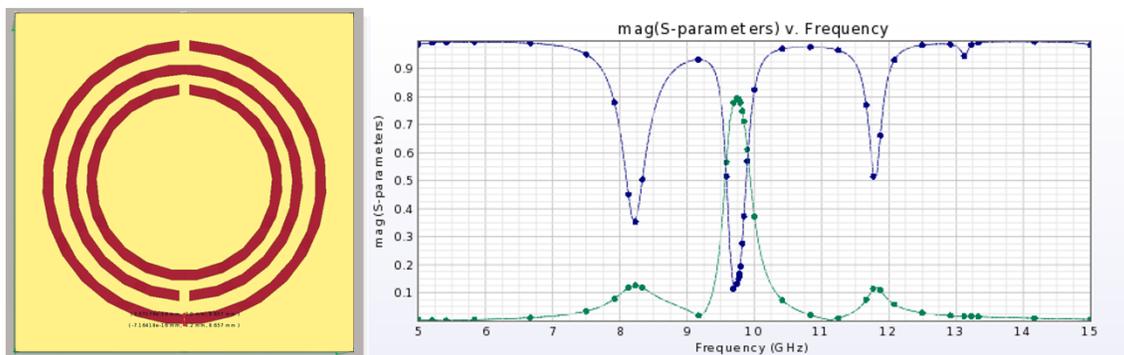


Figura 4.30: FSS completa con resistencias en la primera capa y su respuesta.

Volviendo a calcular los parámetros de absorción para la superficie de la figura 4.29 con las resisten-

cias agregadas obtenemos la respuesta de la figura 4.31. Aquí se observa como la absorción aumentó considerablemente en ambas bandas, en donde la primer banda absorbe más del 80 % y la tercera más del 70 %.

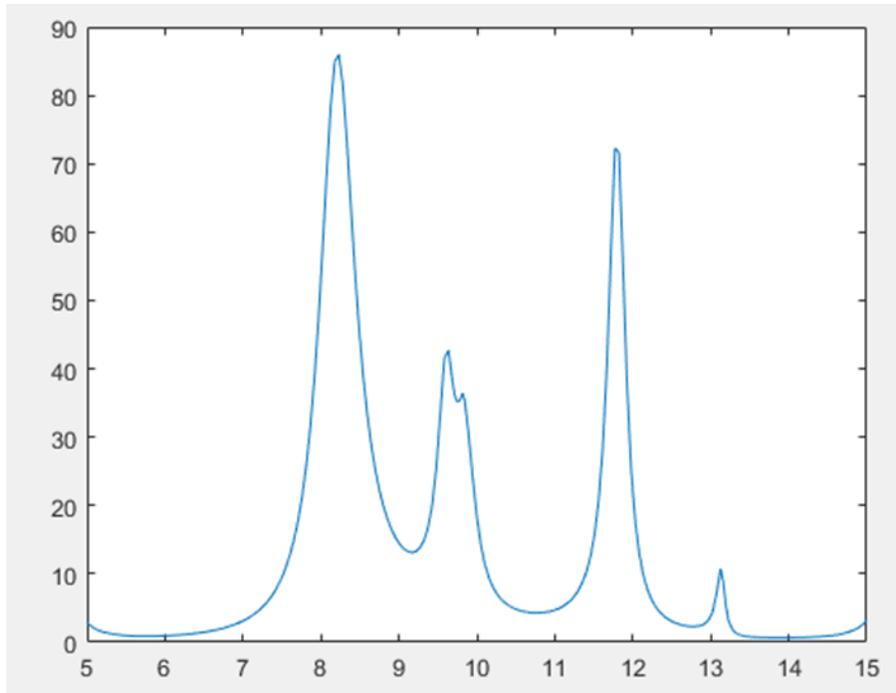


Figura 4.31: Parámetros de absorción con resistencias agregadas.

Por último queda encontrar la distancia más óptima entre capas para obtener la mejor respuesta. Una vez calculada la línea de transmisión del circuito equivalente podemos aproximar la distancia óptima entre capas para obtener la absorción como en el circuito equivalente mostrada en la figura 4.21. Una vez obtenida esta distancia de 7.483 mm volvemos a simular la FSS y obtenemos la respuesta mostrada en la figura 4.32.

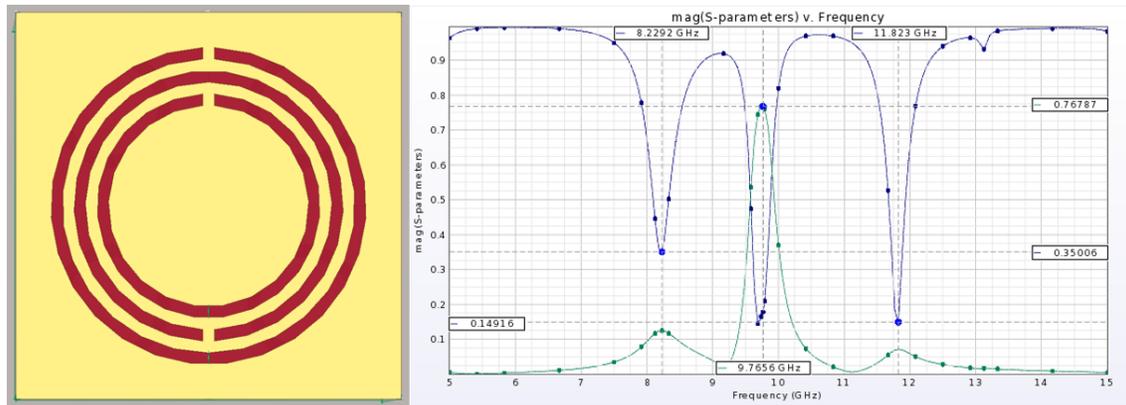


Figura 4.32: FSS y su respuesta con distancia entre capas optimizada.

Recalculando el gráfico de los parámetros de absorción vemos como la absorción en la primer banda es de 86 % y de la última banda de 97%. Esta respuesta se muestra en la figura 4.33 y se aproxima mucho más a los parámetros de absorción del circuito equivalente mostrado en la figura 4.21.

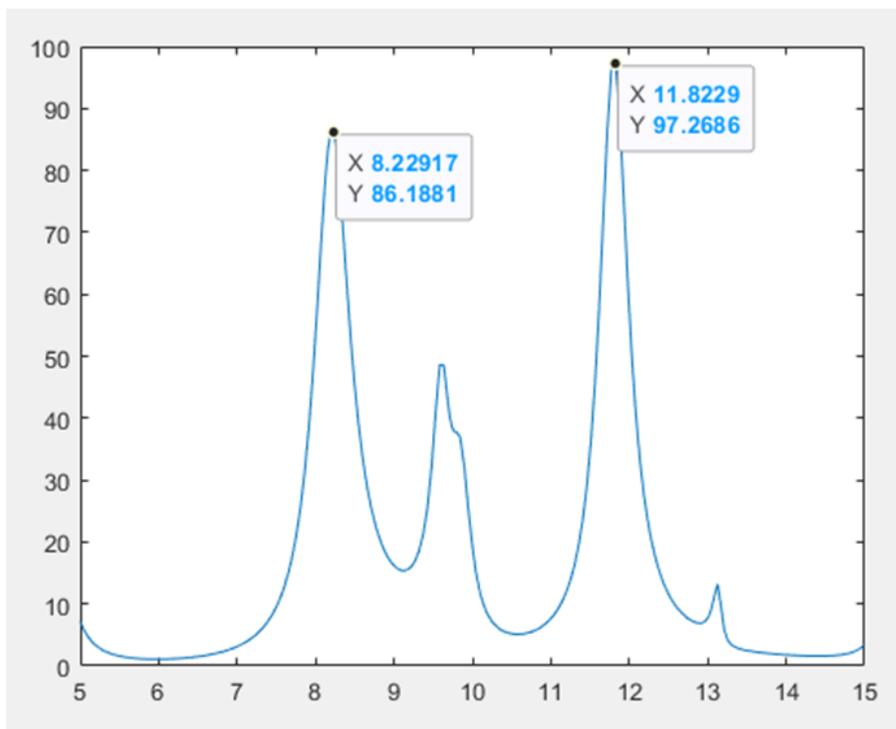


Figura 4.33: Parámetros de absorción con distancia entre capas optimizada.

En la Figura 4.34 se muestra las dos capas y su respuesta de los parámetros de **absorción** y **transmisión**. En esta respuesta se observa los mismos porcentajes de absorción 86 % en la primer banda y de la

última banda de 97%. De igual manera la transmisión se encuentra por debajo de -1.2 dB de pérdidas.

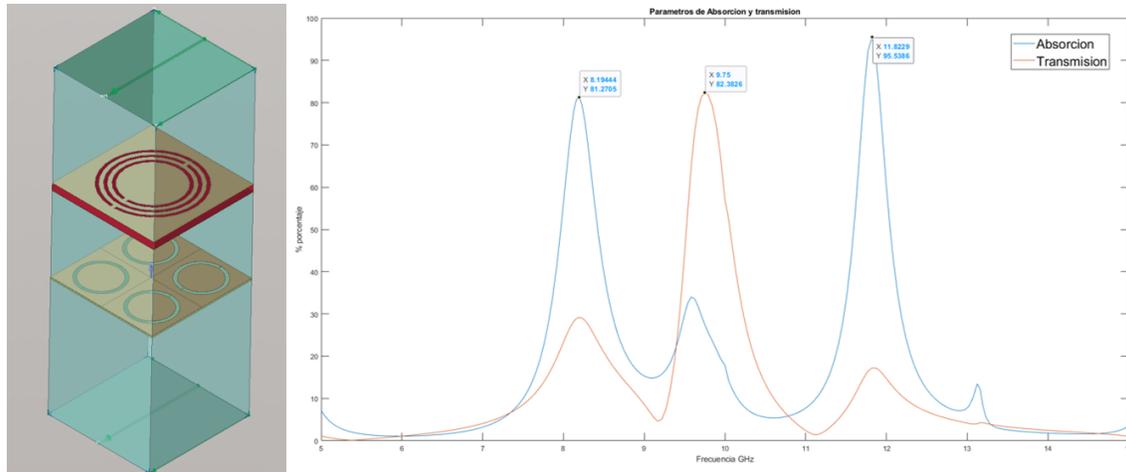


Figura 4.34: FSS completa con su respuesta para los parámetros de absorción y transmisión.

Uno de los parámetros que dejamos aleatoriamente fue el valor de la resistencia. Para obtener la mejor respuesta obtenemos los parámetros de transmisión y absorción con diferentes valores de resistividad.

En la primer respuesta de parámetros de transmisión tenemos los valores de resistencia de 500, 750, 1000, 1250. En esta respuesta se observa como es que el cambio de valor de resistividad no afecta significativamente los parámetros de transmisión.

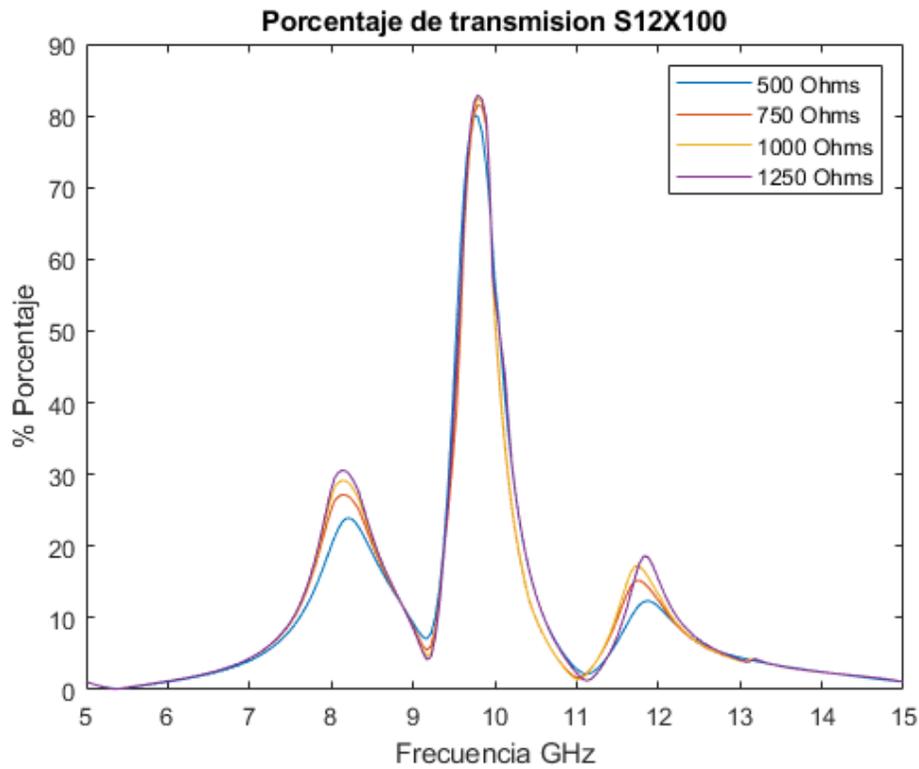


Figura 4.35: Parámetros S21 con diferentes valores de resistencia.

Los siguientes parámetros a observar son los de absorción. En estos parámetros a medida que la resistividad aumenta la absorción de la primer banda disminuye y de la tercera aumenta. Aquí buscamos que las respuestas de ambas bandas estén lo más niveladas posibles. Como se observa en la figura 4.36 el mejor valor fue de 750 Ohms.

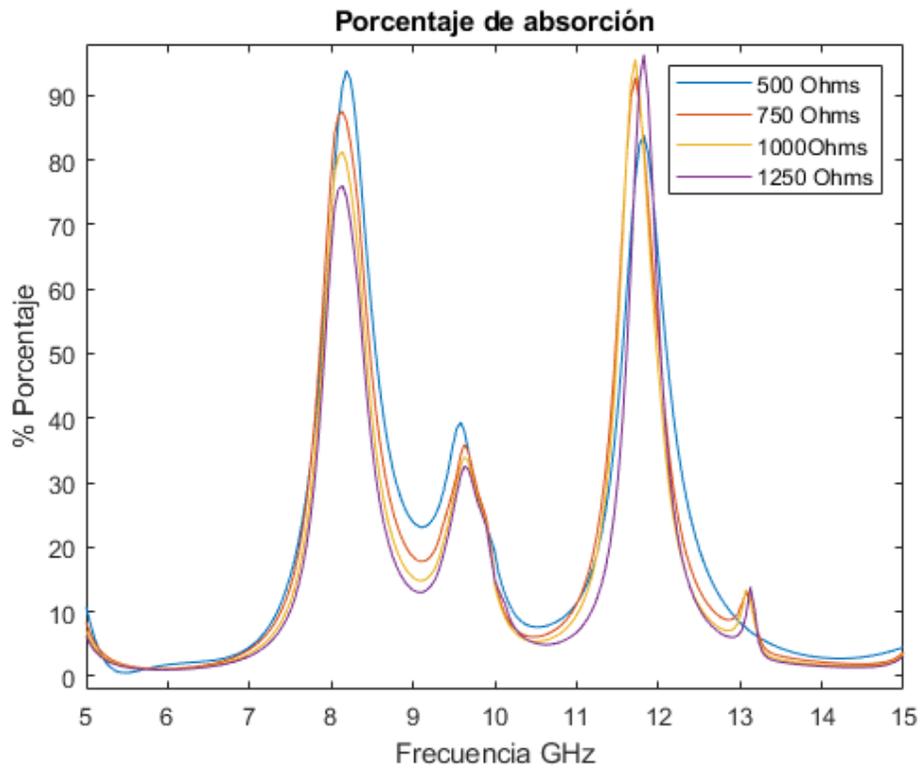


Figura 4.36: Parámetros de absorción con diferentes valores de resistencia.

Una vez encontrado el mejor valor para la resistencias volvemos a obtener los parámetros S completos en donde la gráfica se muestran en 4.37.

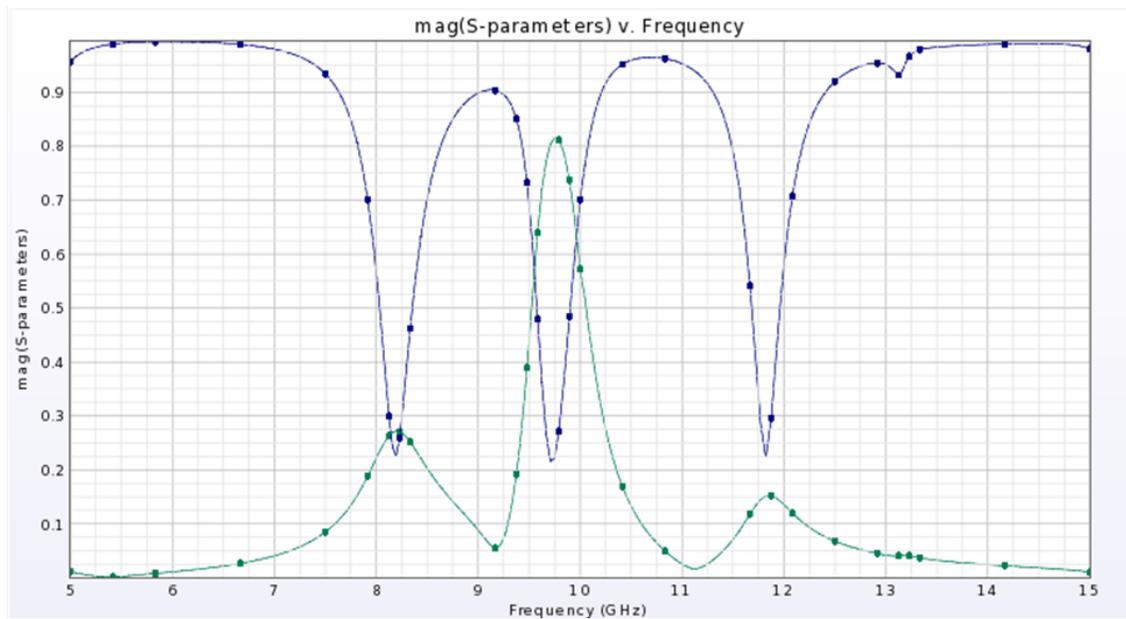


Figura 4.37: Parámetros S11 y S21 finales.

Por último volvemos a obtener los parámetros de **absorción** y **transmisión** con el nuevo valor de resistencia en una sola gráfica que se muestra en la figura 4.38.

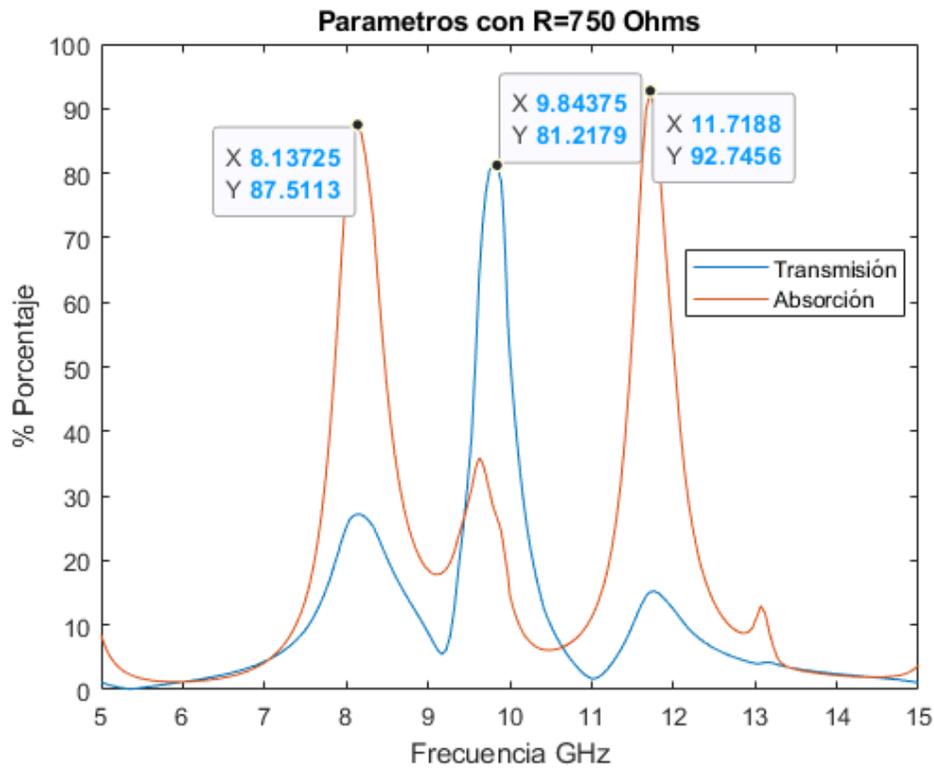


Figura 4.38: Respuesta final de la superficie, parámetros de absorción y transmisión.

## 4.2. Simulación en CST Studio

Para corroborar los resultados simulamos en otro software que es CST Studio de Dassault Systèmes.

En este simulador a diferencia de EMPro utiliza principalmente el modelado de FDTD (Finite Difference Time Domain). En donde FDTD es más eficiente en problemas de propagación de ondas en el tiempo y con geometrías simples en comparación a FEM. Esta simulación también se hizo en espacio libre.

La estructura final es la siguiente:

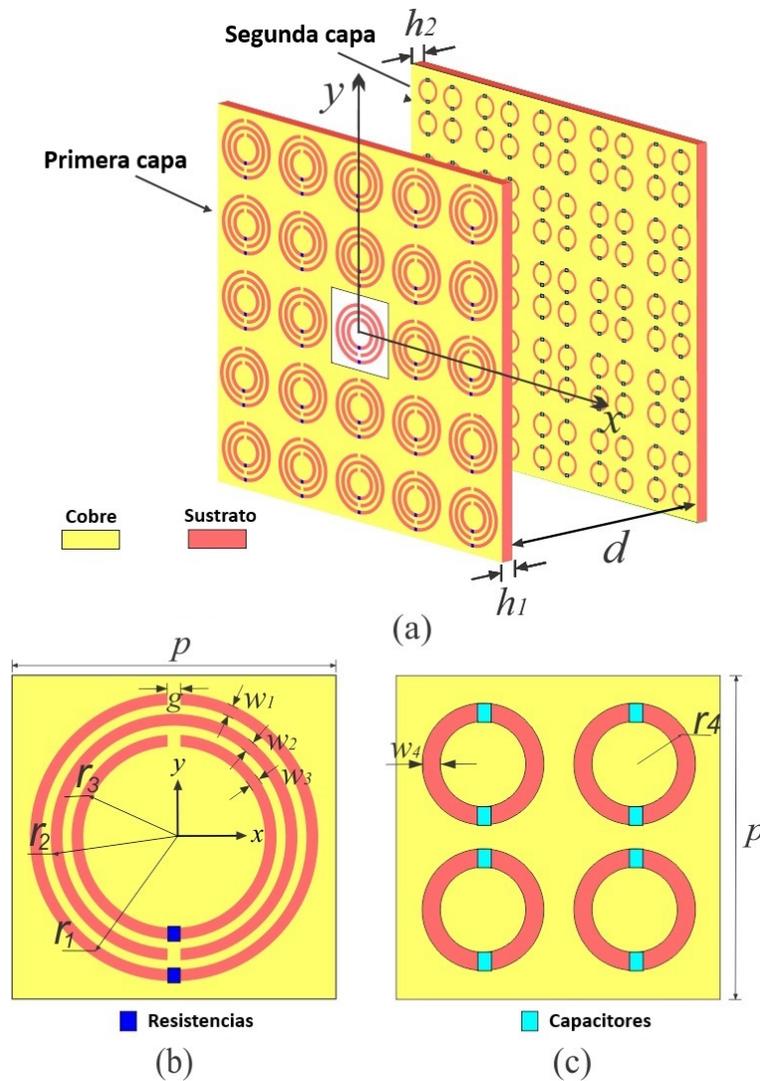


Figura 4.39: FSR de doble capa basado en ranuras concéntricas de anillos divididos: a) Arreglo periódico propuesto para el FSR; b) Geometría de la celda unitaria para la primera capa; c) Geometría de celda unitaria del FSS miniaturizado de la segunda capa.

En la figura 4.39 se muestra la geometría completa en donde las medidas son las siguientes:

Los parámetros optimizados para el FSR son los siguientes:  $p=10$  mm,  $r_1=3.95$  mm,  $r_2=3.35$  mm,  $r_3=2.75$  mm,  $r_4=1.85$  mm,  $w_1=0.3$  mm,  $w_2=0.3$  mm,  $w_3=0.3$  mm,  $w_4=0.3$  mm,  $g=0.3$  mm,  $h_1=0.64$  mm,  $h_2=0.127$  mm, y  $d=7.483$  mm. La resistencia de  $750 \Omega$  produjo los mayores valores de absorción. Una capacitancia de  $0.244$  pF fue utilizada para cargar los anillos de la segunda capa.

Construyendo el FSR con las características de diseño en CST nos queda como en la figura 4.40,

en donde en rojo tenemos la primer capa con los tres anillos divididos y la segunda capa esta en verde con un anillo miniaturizado y capacitores agregados.

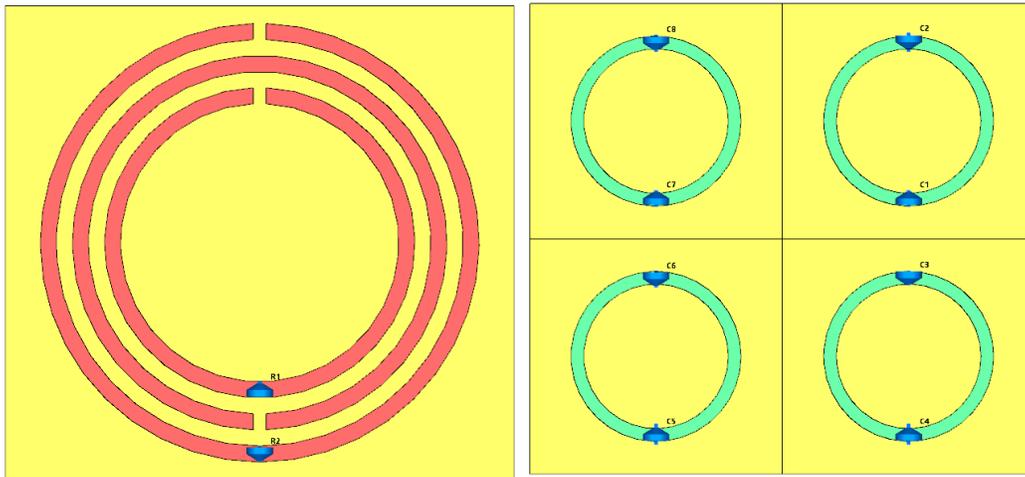


Figura 4.40: Diseño de capa 1 y capa 2 en CST Studio.

Una vez teniendo nuestra geometría establecemos las condiciones de frontera como unit cell, esto significa que sera un arreglo periódico infinito de celdas unitarias. De igual en el eje  $z$  dejamos espacio libre ya que sera donde se propagará la onda. Estas condiciones de frontera y como se repite el patrón se muestra en la figura 4.41.

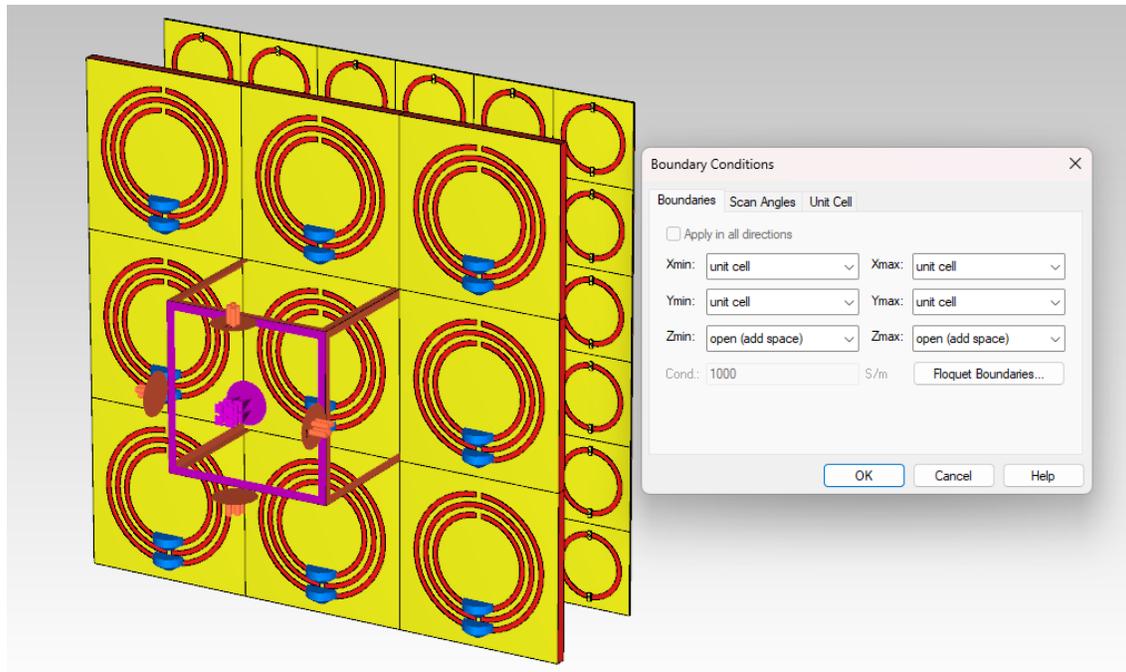


Figura 4.41: Condiciones de frontera en CST.

Primero obtenemos y analizamos la respuesta de la primera capa individual. Aquí se logran apreciar las tres frecuencias de resonancia en 8.121, 9.731 y 11.824. En la figura 4.42 se muestran las magnitudes simuladas de los coeficientes de reflexión y transmisión de la primera capa. Estas frecuencias corresponden a las frecuencias inferior, central y bandas superiores del FSR, respectivamente. Después las ranuras exteriores del anillo partido se cargaron con una resistencia para aumentar la tasa de absorción en las bandas inferior y superior. La ranura central no está cargada para obtener un alto coeficiente de transmisión para la banda central. Un sustrato con alta permitividad dieléctrica ( $\epsilon_r = 10.2$ ), una tangente de pérdida de 0.0027 y un espesor de 0.64mm se utiliza en la primera capa para miniaturizar la celda unitaria.

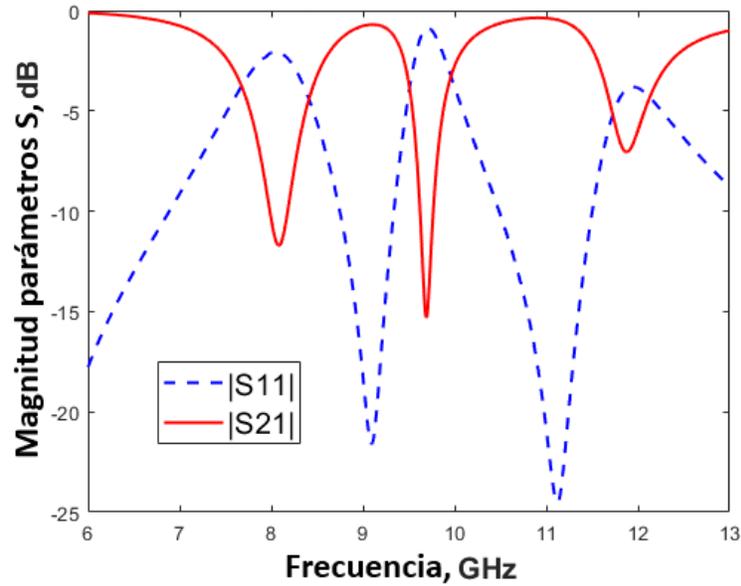


Figura 4.42: Respuesta de la primer capa en CST.

La celda unitaria de la segunda capa fue diseñada para obtener una resonancia con alta selectividad en la banda central. Cada celda unitaria contiene cuatro ranuras de anillo miniaturizadas ubicadas en los nodos de una cuadrícula cuadrada impresa sobre un sustrato dieléctrico de  $r = 2.2$ , tangente de pérdida de 0.0009 y espesor dieléctrico de 0.127 milímetros. La respuesta de esta capa se muestra en la figura 4.43. En esta se observa como la transmisión tiene pérdidas menores a 0.15 dB en 9.7 GHz.

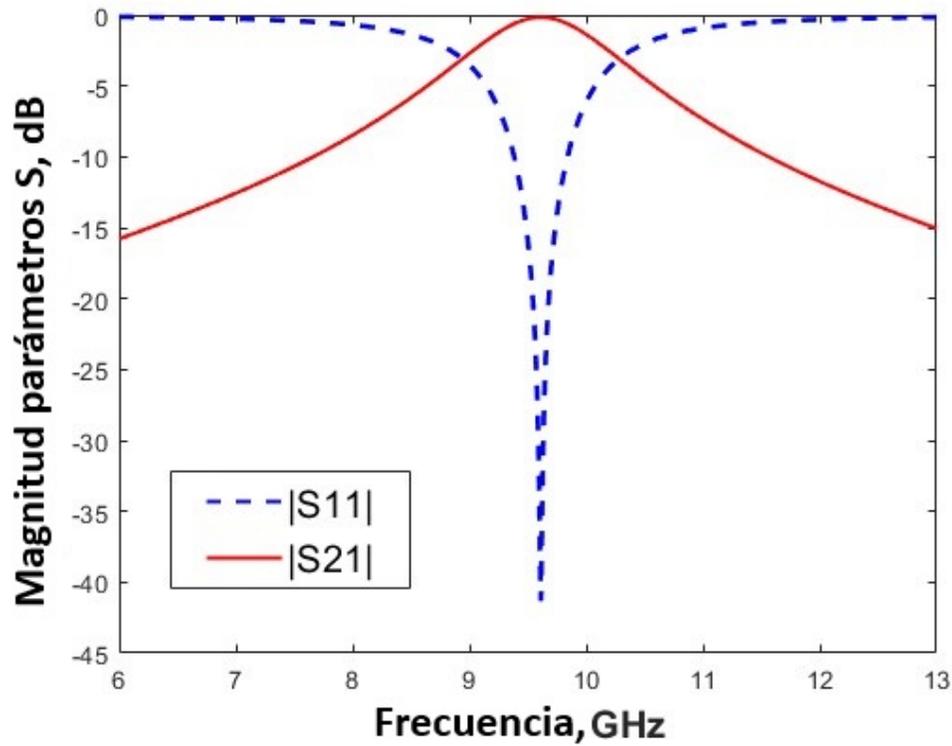


Figura 4.43: Respuesta de la segunda capa en CST.

Una vez obtenidos los parámetros S de las capas individuales, juntamos las capas y obtenemos su respuesta. Los parámetros S del FSR completo simulado en CST Studio se muestran en la figura 4.44. Se observa que a 8.12 GHz las magnitudes de reflexión y transmisión de los parámetros s presentan valores por debajo de -12.75 y -11.37 dB respectivamente. De manera similar, a 11.8 GHz las magnitudes del coeficiente de reflexión y transmisión presentan valores por debajo de -14.55 y -16.99 dB respectivamente. Estas dos frecuencias representan los picos de absorción en cada una de las bandas exteriores.

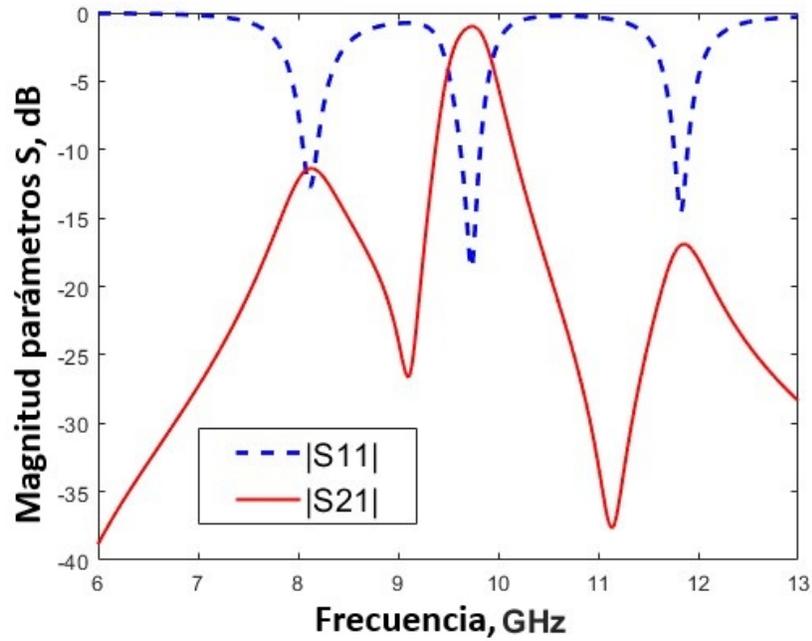


Figura 4.44: Parámetros S11 y S21 del FSR completo.

Por último con los parámetros S obtenidos en la simulación mostrados en la figura 4.44, aplicamos la ecuación 2.30 en el software MATLAB y obtenemos los parámetros de absorción mostrados en la figura 4.45. Se pueden observar picos de absorción del 87.4% a 8.12 GHz y 94.4% a 11.82 GHz. Las bandas absorbentes muestran tasas de absorción superiores al 80% de 7.97 a 8.2 GHz para la banda inferior, y de 11.67 a 11.97 GHz para la banda superior. El banda transmisora tiene pérdidas de inserción inferiores a 2 dB de 9.59 a 9.86 GHz, con una pérdida de inserción mínima por debajo de 1 dB a 9.675 GHz.

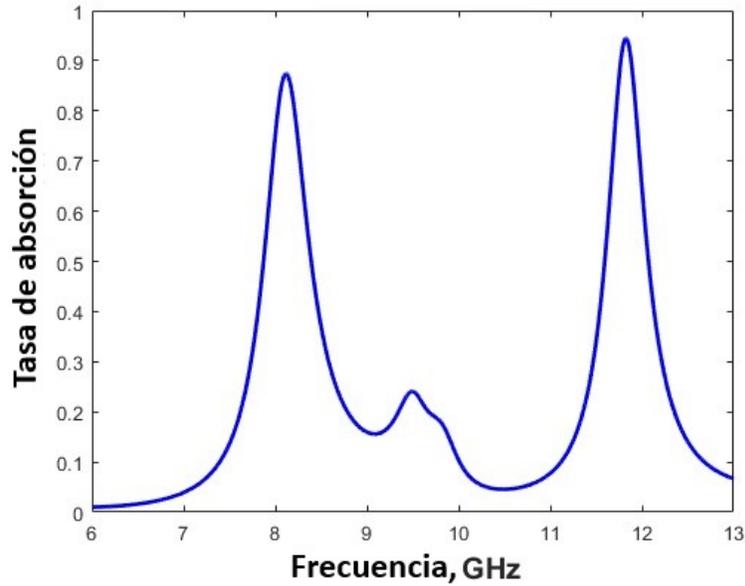


Figura 4.45: Absorción del FSR.

### 4.3. Comparación de simuladores, CST Studio vs EMPro

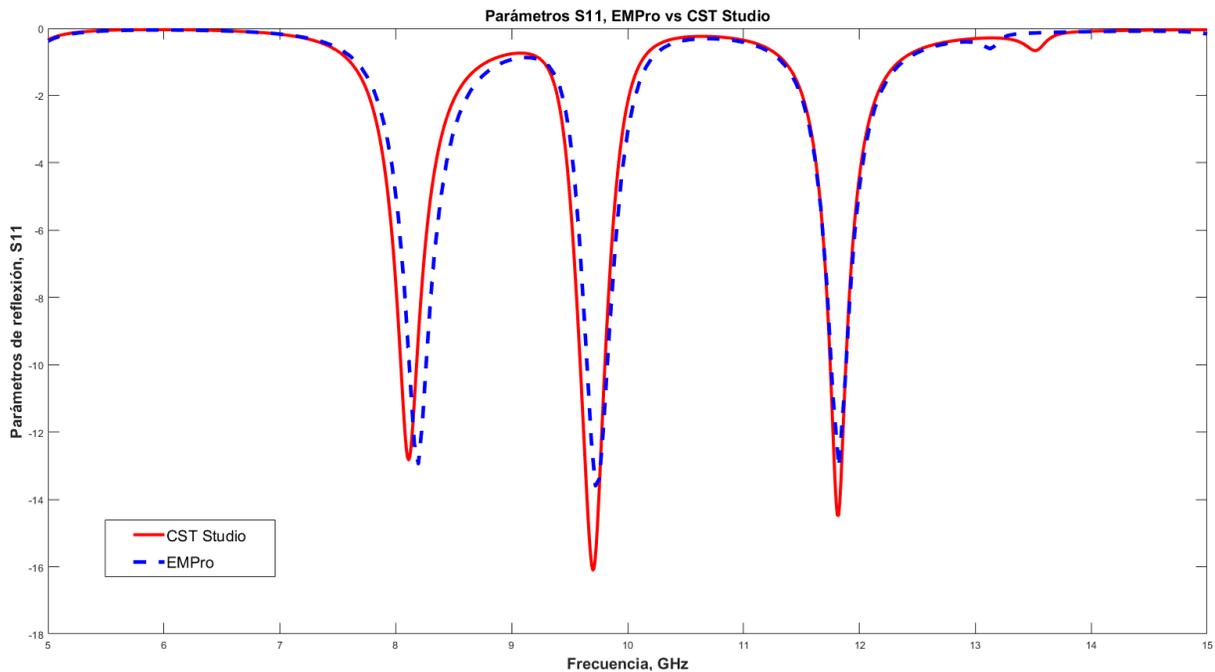


Figura 4.46: Comparación de los parámetros S11 en CST Studio vs EMPro.

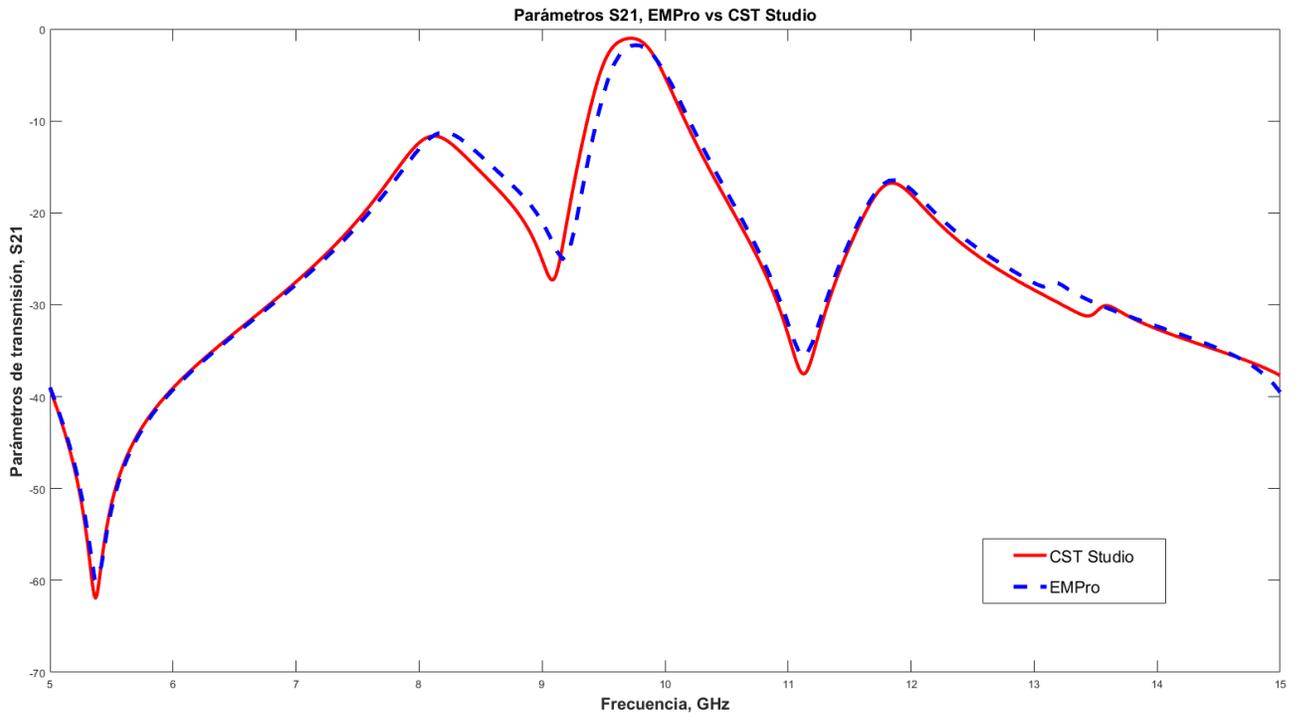


Figura 4.47: Comparación de los parámetros S21 en CST Studio vs EMPro.

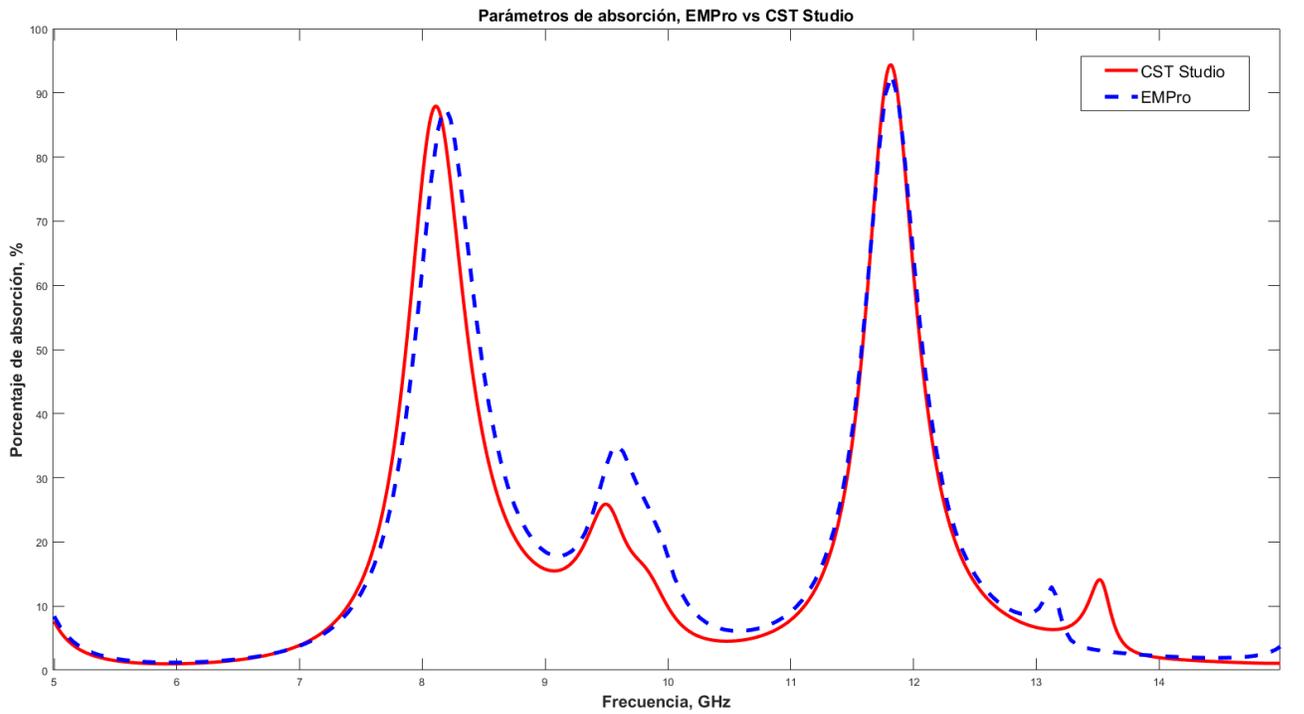


Figura 4.48: Comparación de tasa de la absorción en CST Studio vs EMPro.

#### 4.4. Simulación de superficie en Guía de onda

Antes de construir la superficie completa y medirla en espacio libre probamos la funcionalidad de dicha superficie en una guía de onda ya que esta superficie es de un tamaño menor, gasta menos recursos en caso de fabricarse y su medición es más sencilla. Para esto utilizaremos la guía de onda WR187 que cuenta con las siguientes características.

- Tenemos los siguientes tamaños para la guía de onda  $22.1488 \text{ mm} \times 47.5488 \text{ mm}$ .
  
- Las frecuencias disponibles de la guía de onda son de 3.153 GHz a 6.305 GHz.
  
- Las frecuencias recomendadas de la guía de onda son de 3.95 a 5.85 (en donde la eficiencia de la guía es máxima y la atenuación mínima).

Esto lo hacemos debido a que en una guía de onda solo se tendría que construir dos celdas en comparación a un mínimo de 25 celdas en espacio libre, recordando que por cada celda se tienen 10 componentes para soldar.

Lo primero que se hace es generar una superficie de tamaño  $22.1488 \text{ mm} \times 23.7744 \text{ mm}$  que es exactamente igual a la mitad de la guía de onda, después se probó multiplicando las dimensiones de los anillos por diferentes valores hasta que se encontró que el adecuado es ser escalado a 2.5 veces su tamaño original. La primer capa de la superficie y la escala se pueden observar en la figura 4.49.

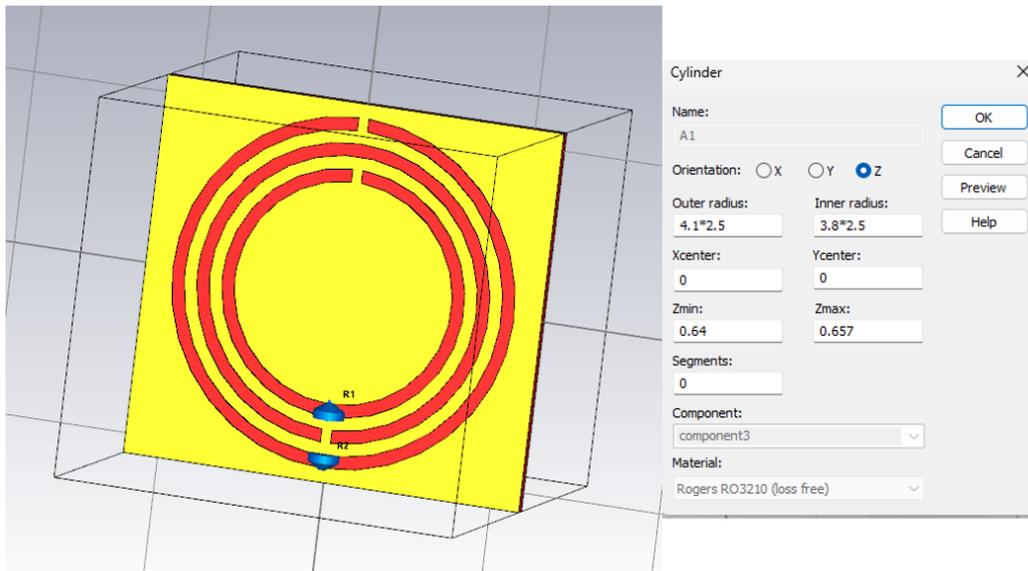


Figura 4.49: Superficie escalada para guía de onda WR187.

Una vez teniendo la primer capa escalada observamos su respuesta en donde podemos observar que esta se encuentra dentro del rango medible de la guía de onda ya que la primer frecuencia de resonancia esta en 3.6492 GHz, la segunda en 4.3480 GHz y la tercera en 5.3468 GHz. Recordando que estas simulaciones se siguen haciendo en espacio libre.

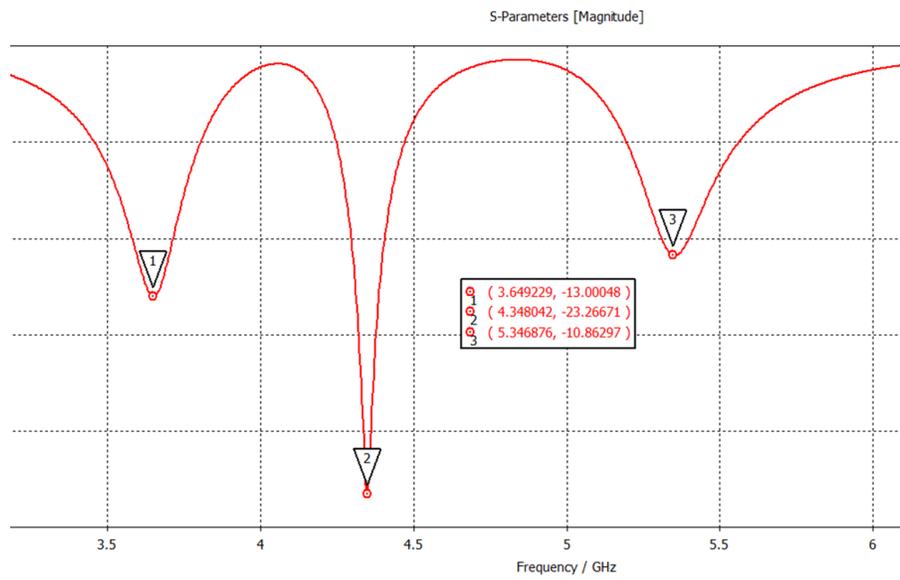


Figura 4.50: Respuesta de la primer capa para guía de onda en espacio libre.

Una vez creada la primer capa, repetimos el mismo procedimiento para la segunda capa, en donde de

igual forma se escala con un factor de 2.5 y lo único que se hace es generar simulaciones con distintos valores de capacitancia para observar cual es la mejor respuesta en donde como se observa en la figura 4.51 la frecuencia que más se aproxima a la de la primer capa que deseamos transmitir de 4.348 GHz es cuando se tiene una capacitancia de 570 fF que nos da una frecuencia de resonancia de 4.347 GHz.

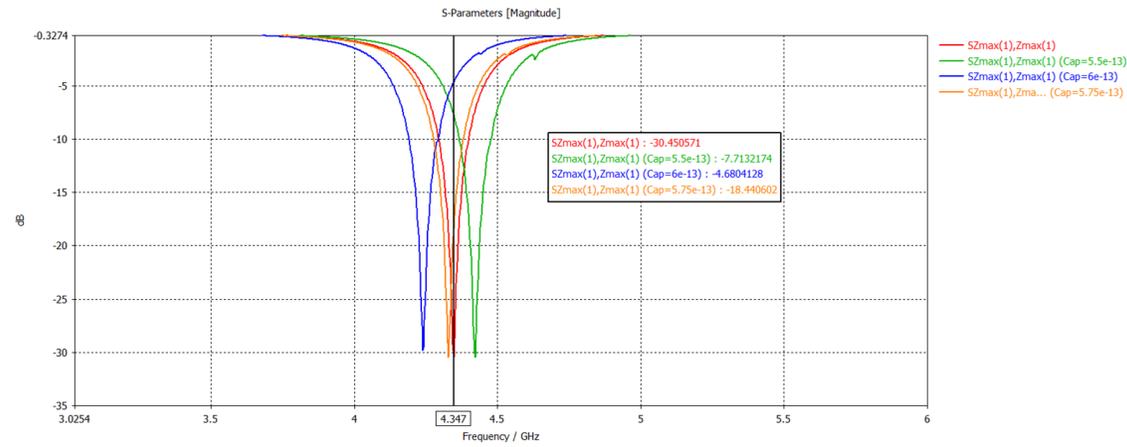


Figura 4.51: Respuesta de segunda capa con diferentes valores de capacitancia.

Una vez construidas las dos capas simulamos para espacio libre en donde obtuvimos una respuesta buena en la cual como se observa en la figura 4.52 es extremadamente similar a la superficie original pero recorrida en frecuencia para encontrarse dentro del rango de la guía de onda. Del lado izquierdo tenemos la comparación en donde en azul celeste y verde tenemos la respuesta de absorción de la superficie escalada para guía de onda y en los otros colores de 8 a 12 GHz tenemos la respuesta de la superficie original.

Del lado derecho hacemos zoom dentro del rango de frecuencias de la guía de onda y observamos a mayor detalle la respuesta de la FSS en donde se observan los parámetros de absorción en azul y los parámetros de transmisión en naranja.

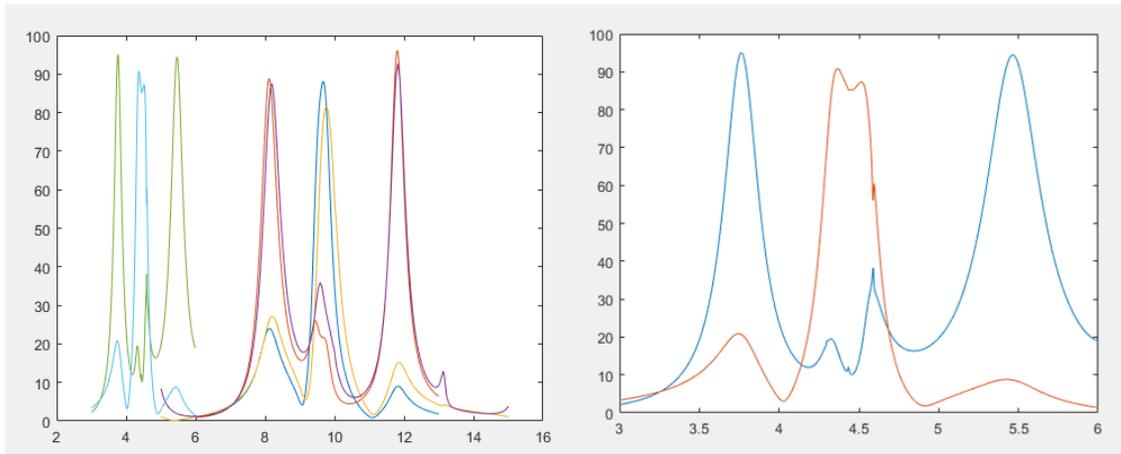


Figura 4.52: Respuesta final en espacio libre de superficie original y modificada.

Una vez teniendo nuestra respuesta de ambas capas de manera independiente en espacio libre juntamos ambas capas para generar nuestra superficie completa y por último colocamos las condiciones de frontera para simular en guía de onda. Para esto en nuestra superficie colocamos un bloque de aire que va a ser el que estará contenido en la guía de onda y generamos dos puertos uno a cada lado de la superficie en donde termina el bloque de aire quedándonos al final como en la figura 4.53

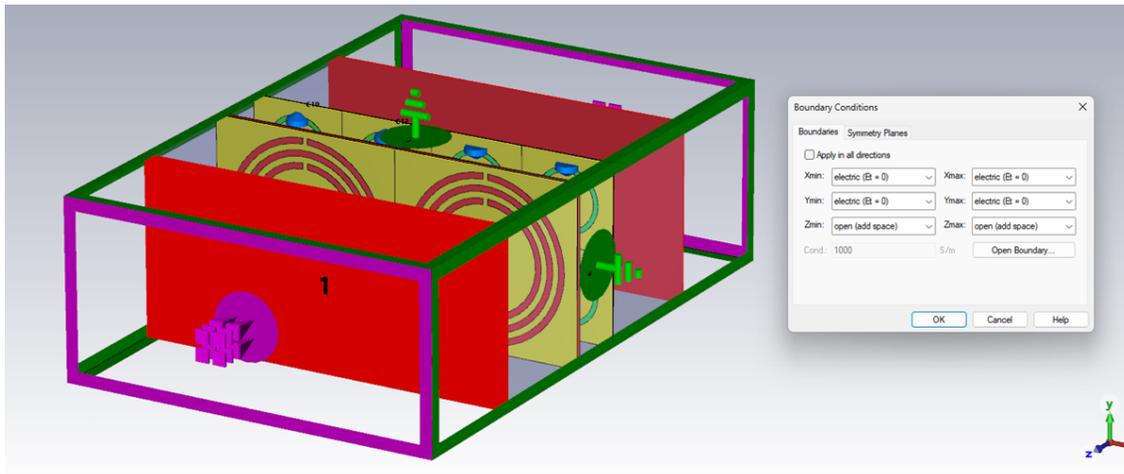


Figura 4.53: Simulación de la FSS en guía de onda.

Una vez hecho esto, simulamos con todos los distintos valores para las capacitancias y observamos la respuesta total con los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{12}$ . En esta respuesta se pueden observar algunas espigas en la respuesta pero pueden ser errores del simulador y a la hora de construir la FSS suelen desaparecer.

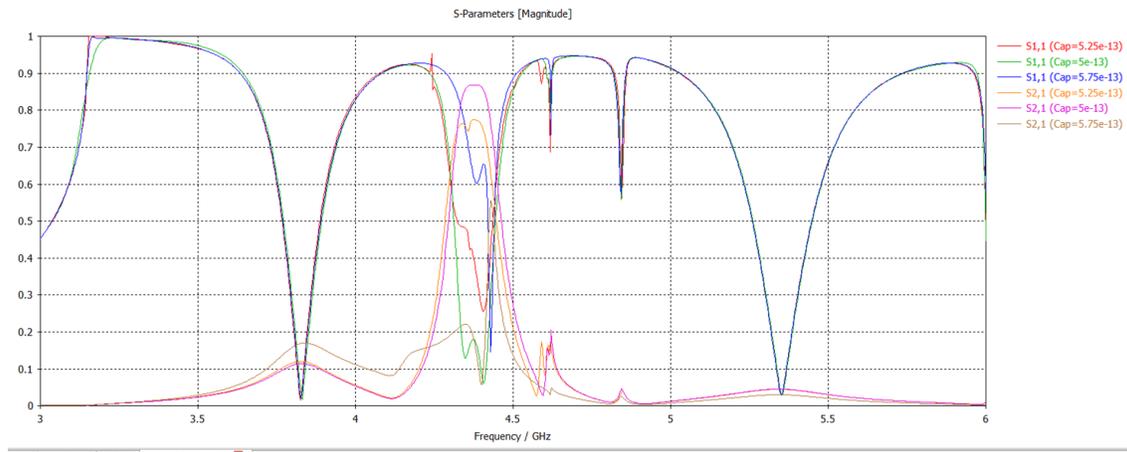


Figura 4.54: Respuesta final de la superficie.

Revisando los parámetros de transmisión  $S_{21}$  mostrados en la figura 4.55 en decibelios observamos que solo tenemos una caída de  $-1.22$  dB por lo que la transmisión en la frecuencia de  $4.38$  GHz es adecuada.

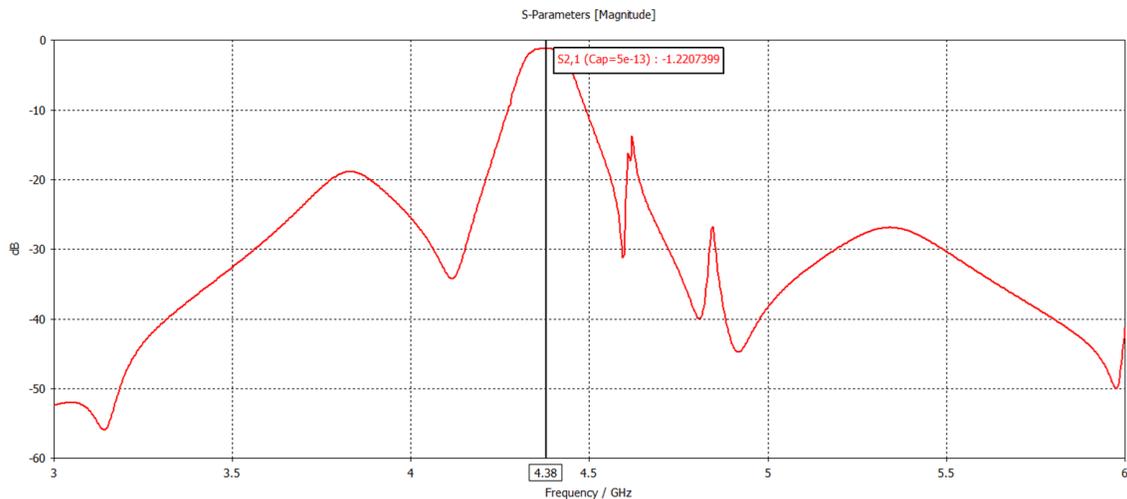


Figura 4.55: Parámetros de transmisión  $S_{21}$  en decibelios.

Por último mediante la ecuación 2.30 y el software de MATLAB obtuvimos las gráficas de **absorción** y **transmisión**, en donde como estas van de 0 a 1 las multiplicamos por 100 y nos queda la respuesta final observada en la figura 4.56 en donde la absorción de la primera banda es de  $98.67\%$ , la transmisión de la segunda banda es de  $-1.22$  dB y la absorción de la tercer banda es de  $99.71\%$ .

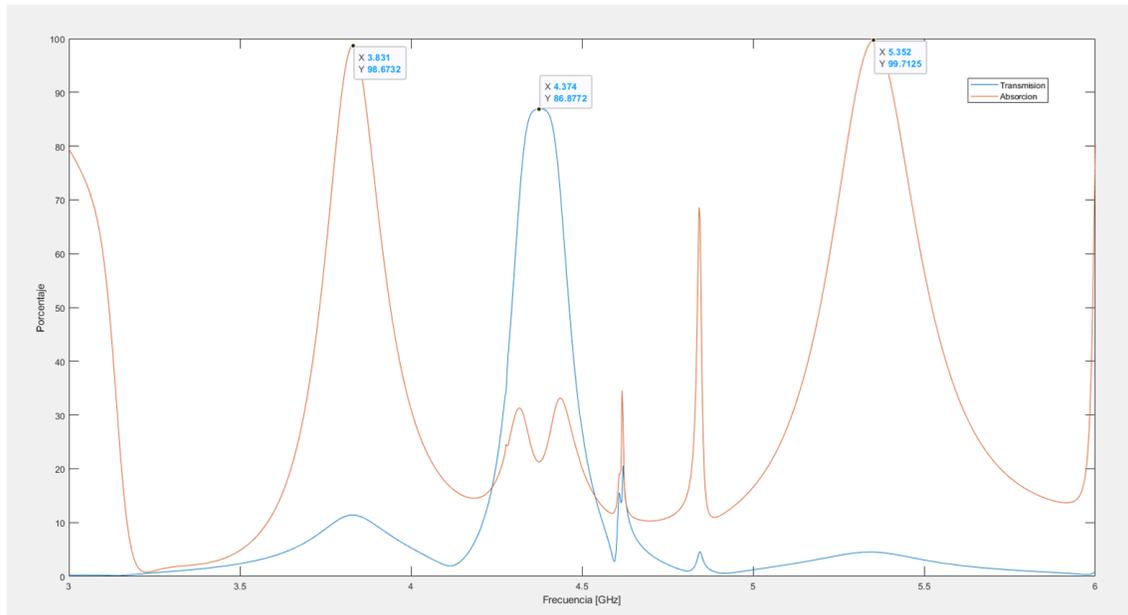


Figura 4.56: Parámetros de absorción de la respuesta final.



# Capítulo 5

## 5. Conclusiones y trabajo a futuro

En el trabajo se logro el objetivo de crear un nuevo FSR con respuesta tipo A-T-A el cual tuviera pocas pérdidas de inserción en la banda de transmisión y alta capacidad de absorción en las bandas exteriores. Esta superficie fue conseguida con más de 100 horas de simulaciones las cuales buscaba mejorar su rendimiento al punto óptimo. Desde seleccionar los mejores valores de capacitancia y resistencia para obtener la mejor transmisión y absorción hasta probar con diferentes sustratos con el mismo fin.

La superficie fue simulada en dos distintos software con distinto método de simulación para asegurarse de su fiabilidad a la hora de obtener nuestra respuesta. Ambos simuladores especializados requirieron de numerosas horas de lectura y practica para su correcta utilización al igual del entendimiento del funcionamiento de estos.

De igual forma se rediseño la estructura para una guía de onda con el fin de poder fabricar dicha estructura y medirla con mayor facilidad en un futuro. Este paso es intermedio entre la simulación y la construcción de la estructura para espacio libre con el fin de poder generar correcciones con mayor facilidad y razones ya anteriormente mencionadas en el trabajo.

Este FSR tiene medidas de  $10 \times 10$  mm y el primer sustrato un grosor de 0.64 mm y el segundo 0.127 mm en donde los materiales fueron Rogers 3210 y Rogers RT5880 respectivamente. Al final nuestro FSR tuvo pérdidas en la banda de trasmisión por debajo de 1 dB en 9.675 GHz y absorción

por encima del 87 % en ambas bandas las cuales se encontraban en 8.12 y 11.8 GHz. Esto es un buen resultado y a continuación se compara en la tabla 5.1 la respuesta de este rasorbedor tipo A-T-A con el de los artículos mencionados en el estado del arte.

Por último, en este trabajo se diseño una versión preliminar para guía de onda con tal de facilitar la medición y corroboración practica de lo diseñado y simulado. Por lo que la construcción para guía de onda es el siguiente paso a realizar.

De igual forma el ángulo de incidencia de la superficie se puede mejorar al miniaturizar la primera capa por lo que se podría obtener mejor respuesta.

Tabla 5.1: Comparación de resultados.

Referencia	Pasa Banda / pérdidas de inserción	Absorción Inferior / % de absorción	Absorción Superior / % de absorción	Grosor	Ángulo de estabilidad	Polarización
[38]	2.2 GHz / 0.5 dB	0.84 a 1.35 GHz / 80 %	2.73 a 3.29 GHz / 80 %	30 mm	45°	Dual
[39]	4.65 GHz / 1 dB	2.1 to 4.2 GHz / 90 %	5.5 a 12.3 GHz / 90 %	20 mm	45°	Single
[40]	6.1 GHz / 0.29 dB	7.1 a 9.8 GHz / 80 %	1.9 a 5.1 GHz / 80 %	13 mm	20°	Dual
[41]	10.3 GHz / 0.3 dB	4.5 a 9 GHz / 80 %	11.3 a 16 GHz / 80 %	7 mm	30°	Dual
[42]	5 GHz / 0.35 dB	2.66 a 4.5 GHz / 80 %	5.66 to 8.56 GHz / 80 %	11.016 mm	30°	Dual
[43]	5 GHz / 0.6 dB	2.7 a 3.8 GHz / 80 %	6.2 a 11.7 GHz / 80 %	6.4 mm	N/A	Dual
[44]	3 a 4 GHz / 1dB	90 %	90 %	30 mm	30°	Single
[45]	2.2 GHz / 0.5 dB	87 %	88 %	21 mm	40°	Dual
<b>FSR en este trabajo</b>	9.675 GHz / 1dB	8 a 8.2 GHz / 80 %	11.7 a 11.92 GHz / 80 %	8.252 mm	20°	Single



# Bibliografía

- [1] R. Anwar, L.-F. Mao, and H. Ning, “Frequency selective surfaces: A review,” *Applied Sciences*, vol. 8, p. 1689, 09 2018.
- [2] A. Sharma and R. Panwar, “Microwave non-destructive testing of active frequency selective surface embedded tunable radar absorber,” *Electronics Letters*, vol. 56, 07 2020.
- [3] D. Pozar, *Microwave Engineering: Theory and Techniques*, ser. Titolo collana. Wiley, 2021. [Online]. Available: <https://books.google.com.mx/books?id=PYPPEAAAQBAJ>
- [4] W. Chen, *The Electrical Engineering Handbook*. Elsevier Science, 2004. [Online]. Available: <https://books.google.com.mx/books?id=qhHsSlazGrQC>
- [5] T. Kuphaldt, “Lessons in electric circuits, volume ii-ac,” 2007.
- [6] G. Kiani and M. Hussaini, “Waveguide ask modulator using switchable fss,” *Journal of Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves*, vol. 41, 07 2020.
- [7] R. Li, H. Hu, J. Tian, L. Lutong, and Y. Bao, “A switchable a-t-a rasorber with high selectivity,” 07 2020, pp. 911–912.
- [8] S. C. Bakshi, D. Mitra, and F. L. Teixeira, “Wide-angle broadband rasorber for switchable and conformal application,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 69, no. 2, pp. 1205–1216, 2021.
- [9] H. Ye, J. Wei, L. Lin, F. Liu, L. Miao, S. Bie, and J. Jiang, “A frequency-selective surface rasorber based on four functional layers,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 69, no. 5, pp. 2768–2778, 2021.

- [10] M. M. Zargar, A. Rajput, K. Saurav, and S. K. Koul, “Frequency-selective rasorber based on high-q minkowski fractal-shaped resonator for realizing a low radar cross-section radiating system,” *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 64, no. 5, pp. 1574–1584, 2022.
- [11] P. Sumithra and D. Thiripurasundari, “A review on computational electromagnetics methods,” 2016. [Online]. Available: <https://api.semanticscholar.org/CorpusID:33298517>
- [12] J. Roberts, K. L. Ford, and J. M. Rigelsford, “Secure electromagnetic buildings using slow phase-switching frequency-selective surfaces,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, no. 1, pp. 251–261, 2016.
- [13] D. Kim, J. Yeo, and J. Choi, “Compact spatial triple-band-stop filter for cellular/pcs/imt-2000 systems,” vol. 30, pp. 735–737, 10 2008.
- [14] H. Li, Q. Cao, and Y. Wang, “A novel 2-b multifunctional active frequency selective surface for lte-2.1 ghz,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, no. 6, pp. 3084–3092, 2017.
- [15] K. Ford, J. Roberts, S. Zhou, G. Fong, and J. Rigelsford, “Reconfigurable frequency selective surface for use in secure electromagnetic buildings,” *Electronics Letters*, vol. 49, pp. 861–863, 07 2013.
- [16] Y. Irimajiri and T. Takano, “Frequency selective surfaces for radio astronomy,” *Experimental astronomy*, vol. 2, pp. 123–136, 1991.
- [17] J. Tong, W. Zhong, J. Shi, J. Li, and Z. Xu, “22/43 ghz low-insertion-loss dual-polarized multi-layer bandpass frequency selective surfaces for millimeter astronomy,” *Physica Scripta*, vol. 99, no. 2, p. 025021, 2024.
- [18] G. Wu, V. Hansen, E. Kreysa, and H.-P. Gemuend, “Design and optimization of fss structures for applications in (sub) millimetre astronomy using a ps0 algorithm,” in *2006 Joint 31st International Conference on Infrared Millimeter Waves and 14th International Conference on Terahertz Electronics*, 2006, pp. 401–401.
- [19] D. Li, T.-W. Li, E.-P. Li, and Y.-J. Zhang, “A 2.5-d angularly stable frequency selective surface using via-based structure for 5g emi shielding,” *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 60, no. 3, pp. 768–775, 2018.

- [20] I. S. Syed, Y. Ranga, L. Matekovits, K. P. Esselle, and S. Hay, “A single-layer frequency-selective surface for ultrawideband electromagnetic shielding,” *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 56, no. 6, pp. 1404–1411, 2014.
- [21] G. I. Kiani, K. L. Ford, L. G. Olsson, K. P. Esselle, and C. J. Panagamuwa, “Switchable frequency selective surface for reconfigurable electromagnetic architecture of buildings,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, no. 2, pp. 581–584, 2010.
- [22] S. Ghosh and K. V. Srivastava, “Broadband polarization-insensitive tunable frequency selective surface for wideband shielding,” *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 60, no. 1, pp. 166–172, 2018.
- [23] B. Döken and M. Kartal, “Easily optimizable dual-band frequency-selective surface design,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 16, pp. 2979–2982, 2017.
- [24] P. H. d. F. S. Clarissa de Lucena Nóbrega, Marcelo Ribeiro da Silva and A. G. D’Assunção, “Analysis and design of frequency selective surfaces using teragon patch elements for wlan applications,” *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, vol. 28, no. 11, pp. 1282–1292, 2014.
- [25] H. Li, C. Yang, Q. Cao, and Y. Wang, “A novel active frequency selective surface with switching performance for 2.45 ghz wlan band,” in *2015 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, vol. 1, 2015, pp. 1–3.
- [26] K. Song and P. Mazumder, “Design of highly selective metamaterials for sensing platforms,” *IEEE Sensors Journal*, vol. 13, no. 9, pp. 3377–3385, 2013.
- [27] Y. Lee, S.-J. Kim, H. Park, and B. Lee, “Metamaterials and metasurfaces for sensor applications,” *Sensors*, vol. 17, no. 8, 2017. [Online]. Available: <https://www.mdpi.com/1424-8220/17/8/1726>
- [28] M. Mahmoodi and K. M. Donnell, “Novel fss-based sensor for concurrent temperature and strain sensing,” in *2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation USNC/URSI National Radio Science Meeting*, 2017, pp. 679–680.
- [29] —, “Novel fss-based sensor for concurrent temperature and strain sensing,” in *2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation USNC/URSI National Radio Science Meeting*, 2017, pp. 679–680.

- [30] Y. Li, L. Li, Y. Zhang, and C. Zhao, “Design and synthesis of multilayer frequency selective surface based on antenna-filter-antenna using minkowski fractal structures,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, no. 1, pp. 133–141, 2015.
- [31] N. Liu, X. Sheng, C. Zhang, and D. Guo, “Design of frequency selective surface structure with high angular stability for radome application,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 17, no. 1, pp. 138–141, 2018.
- [32] P. C. Kim, D. G. Lee, I. S. Seo, and G. H. Kim, “Nanocomposite stealth radomes with frequency selective surfaces,” *Composite Structures*, vol. 86, no. 1, pp. 299–305, 2008, fourteenth International Conference on Composite Structures. [Online]. Available: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0263822308001128>
- [33] A. Taflove, S. C. Hagness, and M. Piket-May, “Computational electromagnetics: the finite-difference time-domain method,” *The Electrical Engineering Handbook*, vol. 3, no. 629-670, p. 15, 2005.
- [34] C. A. Felippa, “Introduction to finite element methods,” *University of Colorado*, vol. 885, 2004.
- [35] P. Pesheck and M. Lorence, *Development of Packaging and Products for Use in Microwave Ovens*, ser. Woodhead Publishing in Materials. Woodhead Publishing, 2009. [Online]. Available: <https://books.google.com.mx/books?id=zamjAgAAQBAJ>
- [36] L. Martinez-Lopez, R. Martinez-Lopez, A. E. Martynyuk, J. Rodriguez-Cuevas, H. Fabian-Gongora, and J. I. Martinez-Lopez, “Close band spacing pentaband frequency selective surfaces based on concentric ring slots,” *IEEE Access*, vol. 9, pp. 57 886–57 896, 2021.
- [37] H. Fabian-Gongora, A. E. Martynyuk, J. Rodriguez-Cuevas, L. Martinez-Lopez, R. Martinez-Lopez, and J. I. Martinez-Lopez, “Independently tunable closely spaced triband frequency selective surface unit cell using the third resonant mode of split ring slots,” *IEEE Access*, vol. 9, pp. 105 564–105 576, 2021.
- [38] Z. Shen, J. Wang, and B. Li, “3-d frequency selective rasorber: Concept, analysis, and design,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 64, no. 10, pp. 3087–3096, 2016.

- [39] A. A. Omar, Z. Shen, and H. Huang, “Absorptive frequency-selective reflection and transmission structures,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, no. 11, pp. 6173–6178, 2017.
- [40] H. Huang and Z. Shen, “Absorptive frequency-selective transmission structure with square-loop hybrid resonator,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 16, pp. 3212–3215, 2017.
- [41] Q. Chen, D. Sang, M. Guo, and Y. Fu, “Frequency-selective rasorber with interabsorption band transparent window and interdigital resonator,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 66, no. 8, pp. 4105–4114, 2018.
- [42] Q. Guo, Z. Li, J. Su, L. Y. Yang, and J. Song, “Dual-polarization absorptive/transmissive frequency selective surface based on tripole elements,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 18, no. 5, pp. 961–965, 2019.
- [43] Q. Guo, J. Su, Z. Li, L. Y. Yang, and J. Song, “Absorptive/transmissive frequency selective surface with wide absorption band,” *IEEE Access*, vol. 7, pp. 92 314–92 321, 2019.
- [44] T. Deng, Y. Yu, Z. Shen, and Z. N. Chen, “Design of 3-d multilayer ferrite-loaded frequency-selective rasorbers with wide absorption bands,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 67, no. 1, pp. 108–117, 2019.
- [45] Z. Shen, J. Wang, and B. Li, “3-d frequency selective rasorber: Concept, analysis, and design,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 64, no. 10, pp. 3087–3096, 2016.