



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

POSGRADO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

TELECOMUNICACIONES

**“SUPERFICIES SELECTIVAS DE FRECUENCIA BASADAS EN GEOMETRÍAS
COMPUESTAS DE BAJO ACOPLAMIENTO”**

TESIS

PARA OPTAR POR EL GRADO DE:

MAESTRO EN INGENIERÍA ELÉCTRICA

PRESENTA:

FRANK ERNESTO TARRAU PRENDES

TUTOR:

JOSÉ ISMAEL MARTÍNEZ LÓPEZ

FACULTAD DE INGENIERÍA

Ciudad Universitaria, Cd. Mx. Julio 2019



Universidad Nacional
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

Biblioteca Central



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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

JURADO ASIGANDO

Presidente: Dr. Martynyuk Oleksander

Secretario: Dr. Ceballos Herrera Daniel Enrique

Primer vocal: Dr. Martínez López José Ismael

Segundo vocal: Dr. Matías Maruri José María

Tercer vocal: Dr. Rodríguez Cuevas Jorge

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

TUTOR DE TESIS

Dr. José Ismael Martínez López

Firma

AGRADECIMIENTOS

A mi tutor José Ismael Martínez López por darme toda la confianza y recursos para llevar a cabo esta investigación.

A los doctores Oleksander Martynyuk y Jorge Rodríguez Cuevas por sus consejos y apoyo en los procesos de fabricación y caracterización.

Al proyecto PAPIIT IN118719 denominado "Electrónica de alta frecuencia aplicada a los sistemas de antenas multifuncionales y a los circuitos de microondas para comunicaciones inalámbricas de última generación" por fortalecer el equipamiento que fue importante en la caracterización de las superficies selectivas de frecuencia.

Al Dr. José María Matías por darme su voto de confianza.

A la UNAM y CONACYT por darme las herramientas necesarias para llevar a cabo esta investigación.

A mi esposa y mis hijos por ser la principal fuente de motivación y amor.

A mis padres y tía por sus halones de orejas en la distancia y oportunos consejos.

A mi suegros y cuñados por su incondicional apoyo.

A todos muchas gracias y un fuerte abrazo.

ÍNDICE DE CONTENIDO

| | |
|--------------------------------------------------------------------------|------|
| AGRADECIMIENTOS | ii |
| RESUMEN..... | vii |
| ABSTRACT | viii |
| CAPÍTULO I INTRODUCCIÓN | 9 |
| 1.1. INTRODUCCIÓN | 9 |
| CAPÍTULO II | 12 |
| SUPERFICIES SELECTIVAS DE FRECUENCIA DE DOBLE RESONANCIA | 12 |
| 2.1. SUPERFICIES SELECTIVAS DE FRECUENCIA..... | 12 |
| 2.1.1. FSS pasivas vs activas..... | 15 |
| 2.1.2. Teoría de operación de las FSS | 15 |
| 2.2. TIPOS DE FSS..... | 18 |
| 2.2.1. FSS basadas en tipos de elementos básicos | 19 |
| 2.2.2. FSS de una sola capa..... | 22 |
| 2.3. EFECTOS DE CARGA DEL DIELECTRICO | 23 |
| 2.4. FENÓMENO DE LÓBULO DE DIFRACCIÓN | 25 |
| 2.4. FSS CON DOBLE RESONANCIA..... | 26 |
| 2.4.1. Métricas para evaluar las FSS de doble resonancia | 27 |
| 2.4.2. Técnicas utilizadas en el diseño de FSS de doble resonancia | 28 |

| | |
|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----------|
| 2.4.3. Tabla comparativa con los resultados más destacados identificados en el estudio del estado del arte | 33 |
| CAPÍTULO III PROUESTA Y SIMULACIÓN DE LA FSS DE DOBLE RESONANCIA. | 35 |
| 3.1. Consideraciones preliminares | 35 |
| 3.1.1. Análisis de la celda unitaria | 35 |
| 3.1.2. Selección de la geometría de la celda | 35 |
| 3.1.3. Dimensiones de la celda y sus materiales | 36 |
| 3.1.4. Software disponible para el proyecto | 39 |
| 3.2. Limitaciones en el diseño | 39 |
| 3.3. Simulación de la FSS propuesta..... | 40 |
| 3.3.1. Simulación del anillo..... | 40 |
| 3.3.2. Simulación del anillo invertido extendido | 46 |
| 3.3.3. Simulación de la geometría compuesta..... | 53 |
| CAPÍTULO IV CARACTERIZACIÓN DE LA SUPERFICIE Y CONCLUSIONES..... | 65 |
| 4.1. PROCESO DE FABRICACIÓN | 65 |
| 4.1.1. Materiales del proceso de fabricación..... | 66 |
| CAPÍTULO V CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES | 74 |
| 5.1. CONCLUSIONES GENERALES | 74 |
| 5.2. RECOMENDACIONES | 75 |
| REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS..... | 76 |

ÍNDICE DE FIGURAS

| | |
|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| FIGURA 2.2. FUNCIONALIDAD DE UNA FSS..... | 16 |
| FIGURA 2.3. (A) ESTRUCTURA PERIÓDICA, CIRCUITOS EQUIVALENTES Y RESPUESTAS DE FRECUENCIA. (B) ESTRUCTURA PERIÓDICA QUE MUESTRA EL ESPACIADO ENTRE ELEMENTOS (DX Y DZ) Y LA LONGITUD DEL ELEMENTO DE L..... | 18 |
| FIGURA 2.4. TAXONOMÍA DE FSS [10]. | 19 |
| FIGURA 2.5. TIPOS DE ELEMENTOS BÁSICOS EN FSS [10]. | 21 |
| FIGURA 2.6. VARIACIÓN DE LA FRECUENCIA DE RESONANCIA CON EL ESPESOR DEL DIELECTRICO PARA INCIDENCIA NORMAL [12]. | 24 |
| FIGURA 2.7. CUADRADOS CONCÉNTRICOS CON INTERIOR RETORCIDO [3]. | 30 |
| FIGURA 2.8. DESACOPLAMIENTO DE ELEMENTOS MEDIANTE JAULA DE FARADAY [5]. | 30 |
| FIGURA 2.9. DESACOPLAMIENTO MEDIANTE CONMUTACIÓN Y SINTONIZACIÓN. | 31 |
| FIGURA 2.10. DESACOPLAMIENTO MEDIANTE VARIAS CAPAS. | 32 |
| FIGURA 2.11. DESACOPLAMIENTO ENTRE LOS ANILLOS MEDIANTE LA INCORPORACIÓN DE PARCHE..... | 33 |

RESUMEN

Una superficie plana puede ser diseñada para presentar ciertas propiedades selectivas. Idealmente, debería ser completamente transparente a la radiación en una parte del rango de frecuencia y completamente opaca en la parte restante del espectro de frecuencia. Alternativamente, la superficie podría estar diseñada para reflejar el campo electromagnético solo en un intervalo de frecuencia determinado. Tales superficies se conocen por el nombre de superficies selectivas de frecuencia. Para algunas aplicaciones, las superficies selectivas de frecuencia multibanda se han utilizado cuando se requieren múltiples bandas de transmisión independientes.

En esta investigación se realizó un amplio estudio del estado del arte de las superficies selectivas de frecuencia multibanda. Se identificó el *Frequency Ratio* como la principal métrica para evaluar este tipo de superficies. Posteriormente se propuso superficie selectiva multibanda con el objetivo de que alcanzara un *Frequency Ratio* inferior a 1.15 y que operara en la banda Ka. Se simuló, fabricó y caracterizó la superficie diseñada obteniendo resultados coherentes y satisfactorios (*Frequency Ratio* de 1.07) tanto en la simulación como en la caracterización de la superficie.

ABTRACT

A flat surface can be designed to present certain selective properties. Ideally, it should be completely transparent to radiation in a part of the frequency range and completely opaque in the remaining part of the frequency spectrum. Alternatively, the surface could be designed to reflect the electromagnetic field only in a given frequency range. Such surfaces are known by the name of frequency selective surfaces. For some applications, multi-band frequency selective surfaces have been used when multiple independent transmission bands are required.

In this investigation, an extensive study of the state of the art of multi-band frequency selective surfaces was carried out. The Frequency Ratio was identified as the main metric to evaluate this type of surfaces. Subsequently, a multi-band selective surface was proposed with the objective of reaching a Frequency Ratio lower than 1.15 and operating in the Ka band. The designed surface was simulated, manufactured and characterized, obtaining consistent and satisfactory results (Frequency Ratio of 1.07) both in simulation and surface characterization.

CAPÍTULO I

INTRODUCCIÓN

1.1.INTRODUCCIÓN

Una superficie plana con elementos periódicos tipo parche o tipo apertura puede ser diseñada para presentar ciertas propiedades selectivas. Idealmente, debería ser completamente transparente a la radiación en una parte del rango de frecuencia y completamente opaca en la parte restante del espectro de frecuencia. Alternativamente, la superficie podría estar diseñada para reflejar el campo electromagnético solo en un intervalo de frecuencia determinado. Las superficies que son capaces de realizar la discriminación de frecuencia a través de sus propiedades de reflejo / transmisión son conocidas como superficies selectivas de frecuencia (FSS¹), y básicamente funcionan como filtros electromagnéticos. Como consecuencia, generalmente están diseñadas para proporcionar cuatro respuestas espectrales estándar: paso alto, paso bajo, supresor de banda y paso de banda [1].

En la actualidad, las FSS se han empleado en subreflectores dicróicos, identificación por radiofrecuencia (RFID²), antenas de lentes y protección contra interferencias

1 Siglas correspondientes al término en inglés Frequency Selective Surface.

2 Siglas correspondientes al término en inglés Radio Frequency Identification. El propósito fundamental de la tecnología RFID es identificar mediante un lector, sin contacto y a distancia, una tarjeta o etiqueta (tag).

electromagnéticas (EM). Sin embargo, las aplicaciones más famosas de las FSS son como radomos³ y control de la sección transversal del radar (RCS⁴). Su rendimiento está limitado por las complicaciones del diseño, incluidos los requisitos de tamaño compacto e insensibilidad al ángulo de incidencia, así como a la polarización de la onda EM, por lo que convocan a mejorar sus características de diseño.

En general, los diseños de FSS se basan en resonadores especiales, que se componen de una o más capas de planas metalizadas periódicamente o enrejados dimensionales. Estos resonadores especiales se repiten en dos direcciones perpendiculares para componer una estructura FSS. Las FSS, diseñados con los resonadores convencionales, tienen una característica de banda única, debido al acoplamiento entre los resonadores. Para algunas aplicaciones, las FSS multibanda se han utilizado especialmente cuando se requieren múltiples bandas de transmisión independientes [2].

Las FSS multibanda se pueden usar cuando los canales están ubicados cercanos en frecuencia. Sin embargo, las estructuras multibanda convencionales tienen bandas de operación ampliamente espaciadas. Por ello, la comunidad científica ha investigado los diseños de FSS multibanda. Una de las características deseables es que las frecuencias de

3 Un radomo es el recubrimiento de una antena, utilizado con el fin de protegerla, sin que ello afecte a sus propiedades electromagnéticas, siendo impoluto a las ondas de radio.

4 Siglas correspondientes al término en inglés Radar Cross-Section, Es una medida de cuan detectable es un Objeto mediante un radar.

resonancia estén cercanamente espaciadas, sobre todo, en sistemas de aeronaves, embarcaciones navales y comunicaciones simultáneas con diferentes transceptores. Con este fin, se han propuesto técnicas disímiles para lograr disminuir el valor de la razón de ambas frecuencias de resonancia (FR⁵). Estas técnicas incluyen geometrías de serpentina [3], carga reactiva [4], elementos aislados con una jaula de Faraday [5], diseños multicapa [6] y elementos resonantes compuestos con un FR de 1.08 en [2], FR de 1.41 en [7], y un FR de 1.06 en [8]. Además, en [9] se identificó una técnica que consiste en reducir el acoplamiento mutuo entre las dos ranuras de anillo que logró un FR de 1.14.

De la situación problemática descrita anteriormente se extrajo como **problema resolver**:

¿Será posible diseñar una FSS pasa banda, de una capa, con doble resonancia, utilizando la técnica de desacoplamiento entre las ranuras y que tenga una FR inferior a 1.15?

El **objetivo** de la investigación será:

Diseñar una FSS pasa banda, de una capa, con doble resonancia, que tenga una FR inferior a 1.15, reduciendo el acoplamiento electromagnético de las ranuras.

⁵ Siglas correspondientes al término en inglés Frequency Ratio.

CAPÍTULO II

SUPERFICIES SELECTIVAS DE FRECUENCIA DE DOBLE RESONANCIA

2.1. SUPERFICIES SELECTIVAS DE FRECUENCIA

Una superficie selectiva de frecuencia (FSS) es una estructura que consiste típicamente de elementos periódicos bidimensionales, como se muestra en la Fig. 1, que exhibe propiedades de filtrado de frecuencia similares a las de los filtros de frecuencia en los tradicionales circuitos de radiofrecuencia. La matriz periódica de ranuras (o aberturas) en una lámina conductora perfecta actúa como un filtro de paso de banda, es decir, dejando pasar ondas a la frecuencia de resonancia de las ranuras, pero rechazándolas a frecuencias más altas y más bajas. Por el contrario, el conjunto de parches conductores actúa como un filtro supresor de banda, es decir, rechazando ondas a la frecuencia de resonancia de los parches, pero pasándolas a frecuencias más altas y más bajas. En el caso de las rejillas independientes y delgadas sin dieléctricos, los rendimientos de filtrado del elemento de parche y apertura son exactamente complementarios entre sí.[10]–[12].

En general, se puede usar más de un elemento (parche o ranura) para formar la celda unitaria, que se define como la porción más pequeña de la estructura que se repite periódicamente

en el espacio para formar la estructura periódica completa. Se puede usar más de una capa de matrices para mejorar aún más las propiedades de filtrado de un FSS, posiblemente obteniendo un comportamiento de banda más ancha [1].

Las FSS se utilizan para modificar la onda EM que incide en dichas superficies. El cambio llevado a la onda transmitida puede ser tanto en amplitud como en fase cuando se compara con la onda incidente. En cualquier caso, se puede introducir selectividad contra la polarización incidente para mejorar las irregularidades en el patrón de emisión, que se manifiesta a través de un cambio de la fase o amplitud de la onda transmitida. Se puede facilitar una variedad de aplicaciones según diferentes requisitos, dependiendo de la naturaleza de la modificación agregada a la onda transmitida.[10].

Algunas de las propiedades deseadas en el diseño de una FSS son perfil bajo, periodicidad reducida, polarización dual, estabilidad angular, respuesta de frecuencia multipolar con mayores rechazos fuera de banda y facilidad de fabricación. Sin embargo, lograr todas las características antes mencionadas para un diseño optimizado ha sido un desafío para los diseñadores de FSS. Diferentes técnicas para extraer las mejores propiedades EM utilizan diversas formas de elementos y diferentes parámetros de diseño geométrico, como ajustar el tamaño del elemento de la estructura (parche o apertura), el sustrato dieléctrico y ajustar el espaciado entre elementos.[10], [11].

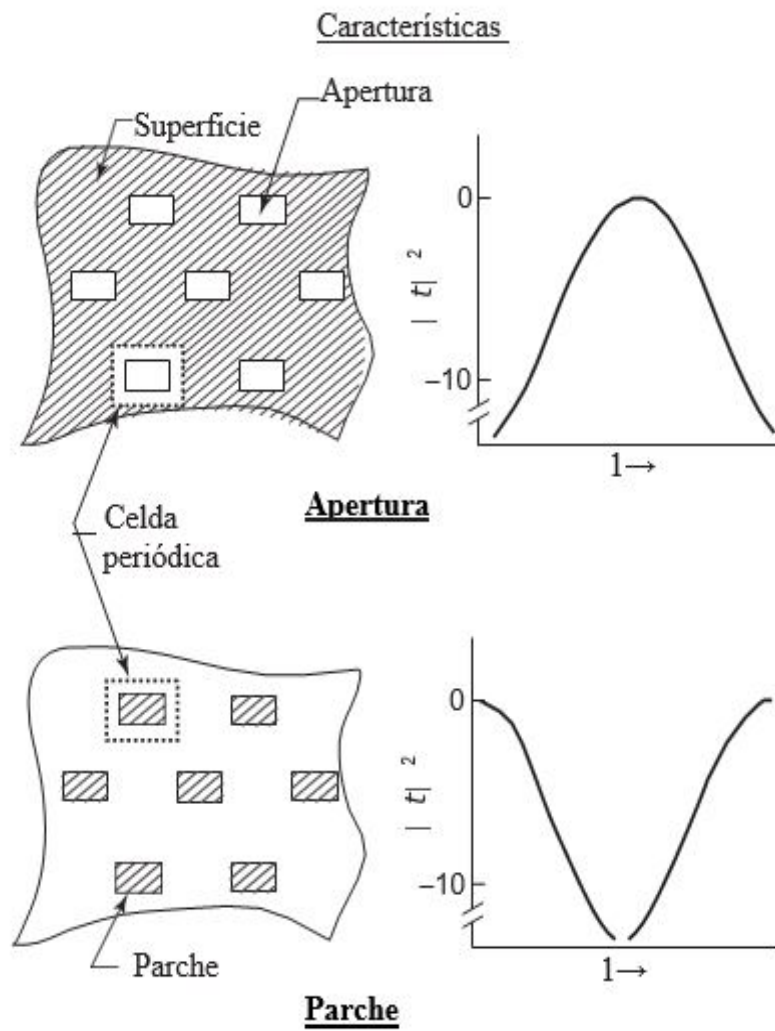


Figura 2.1. Características de filtrado de frecuencia típicas de FSS basadas en apertura y parche.

2.1.1. FSS pasivas vs activas

Fundamentalmente, cualquier superficie periódica se puede excitar de dos maneras: una es a través de una onda plana incidente (FSS pasiva) o mediante elementos de control que pueden ser reconfigurados o sintonizados (FSS activa). En el primer tipo, la magnitud de campo eléctrico de la onda plana entrante (E_i) se transmitirá parcialmente en la magnitud de la onda transmitida (E_t) en la dirección hacia adelante y en parte se refleja especularmente en la magnitud de la onda reflejada (E_r). En la condición de resonancia y sin lóbulos de rejilla, la amplitud de la onda reflejada E_r puede ser igual a la onda incidente E_i , mientras que la señal transmitida E_t es igual a cero. El coeficiente de reflexión especular (Γ) se puede definir por (1).

$$\Gamma = \frac{E_r}{E_i} \quad (1)$$

De igual manera, el coeficiente de transmisión se puede definir por (2).

$$T = \frac{E_t}{E_i} \quad (2)$$

2.1.2. Teoría de operación de las FSS

La teoría operacional de las FSS ha sido explicada en detalle por Munk [11]. La Fig. 2.2 muestra la funcionalidad de una FSS. Simplemente, cuando las ondas EM inciden en la estructura de la FSS, incitan corrientes eléctricas en los elementos de la estructura periódica. El nivel de energía de acoplamiento define la amplitud de las corrientes producidas. Sin embargo, estas corrientes generadas también funcionan como fuentes

EM y crean campos dispersos adicionales. Los campos de EM incidentes combinados con estos campos dispersos conforman el campo resultante en el entorno de FSS. En consecuencia, las corrientes requeridas y las características de campo pueden obtenerse mediante el adecuado diseño de los elementos y creando la respuesta del filtro.

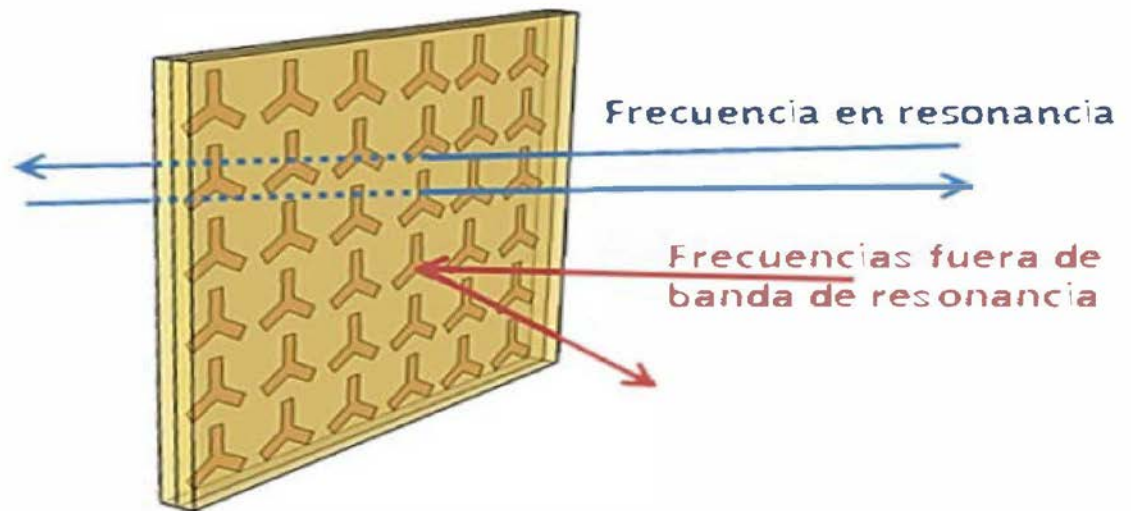


Figura 2.1. Funcionalidad de una FSS.

La Fig. 2.3 muestra dos tipos básicos de elementos, circuitos equivalentes y respuestas de filtros para FSS de paso alto y bajo [11]. Los parches crean resistencia (R) e inductancia (L), mientras que las ranuras entre los elementos de la FSS generan capacitancia (C). El principio electrostático simple se aplica para manipular los valores pasivos para diferentes elementos de la FSS, por ejemplo, L de dos cables paralelos y

C generada por un capacitor de placas paralela. Por lo tanto, cualquier respuesta de filtro requerida se puede construir mediante la combinación de estos elementos capacitivos e inductivos. Sin embargo, cualquier cambio en los parámetros dimensionales de la FSS conduce a una variación equivalente en los valores L y C. Físicamente, cuando incide una onda EM en una celda unitaria, ésta puede ser modelada en un circuito resonante equivalente. En el apartado (a) de la figura se muestra una estructura periódica que consta de elementos de matriz complementarias, sus circuitos equivalentes y las respuestas de frecuencia (de izquierda a derecha). El elemento de matriz de parches muestra una respuesta capacitiva (paso bajo), mientras que el elemento de matriz de cuadrícula muestra una respuesta inductiva (paso alto). En el apartado (b) se muestra una verdadera estructura periódica que muestra el espaciado entre elementos (D_x y D_z) y la longitud del elemento de L.

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3)$$

La frecuencia de resonancia se puede encontrar mediante (3), en la que L y C representan la inductancia y capacitancia equivalente de la celda unitaria.

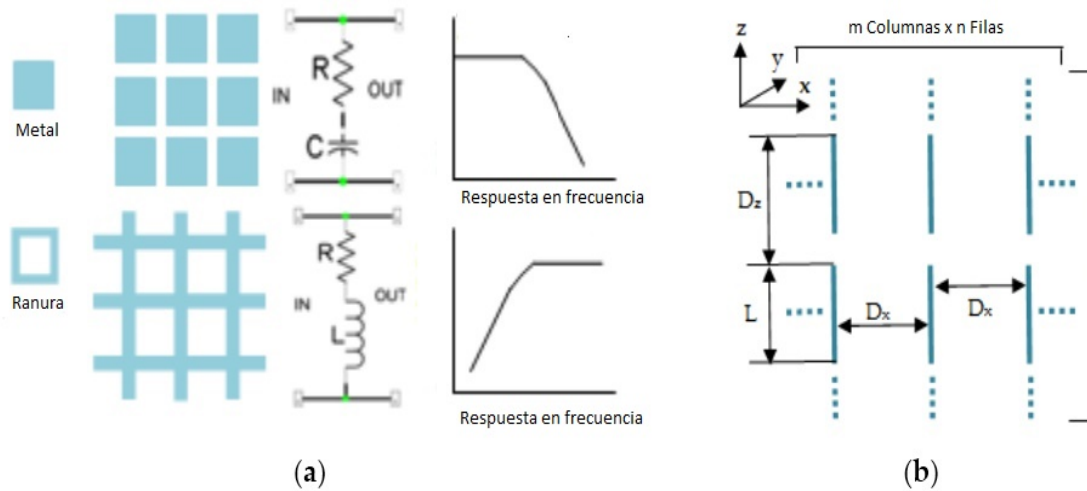


Figura 2.2. (a) Estructura periódica, circuitos equivalentes y respuestas de frecuencia. (b) Estructura periódica que muestra el espaciado entre elementos (D_x y D_z) y la longitud del elemento de L .

2.2. TIPOS DE FSS

Existen muchos criterios para clasificar las FSS (en función del elemento de la matriz, el diseño de la estructura y la aplicación). Aquí, en esta sección, se analizarán las FSS de tipo de elemento básico y una sola capa, que son las características de la FSS propuesta en esta investigación. Para una clasificación minuciosa de las FSS remitirse a [10]. La Fig. 2.4 muestra un esquema general con toda la taxonomía de tipos de FSS.

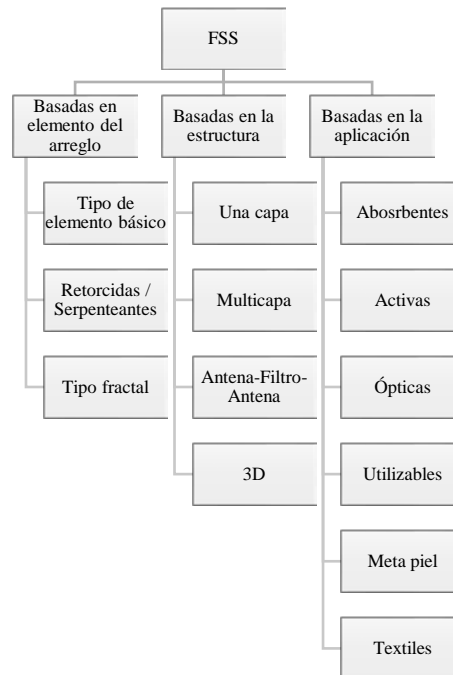


Figura 2.3. Taxonomía de FSS [10].

2.2.1. FSS basadas en tipos de elementos básicos

En general, existen tres tipos de FSS basados en el elemento de matriz. Estas son las FSS de tipo de elemento básico, las FSS retorcidas / serpenteantes y las FSS fractales. En la Fig. 2.4 se ilustran los cuatro grupos fundamentales de elementos básicos que se han clasificado en el estado del arte [11]. Esto incluye el Grupo-I (polos con conexión central o N-polos, como dipolo, tripolo, cuadrado-espiral, cruces de Jerusalén), Grupo-II (formas en lazos, por ejemplo, lazos circulares, cuadrados, hexagonales), Grupo-III (interiores sólidos o formas de parches de diferentes formas), y Grupo-IV (combinaciones de los grupos anteriores). Dependiendo de la aplicación potencial, los

diseñadores de FSS seleccionan el elemento de matriz de cualquiera de estos grupos y / o usan una combinación de estos también. Un buen elemento debe presentar una respuesta de resonancia estable con la variación en los ángulos de incidencia. Comúnmente, seleccionar un elemento del Grupo II con un área de bucle más grande es beneficioso y mejora el ancho de banda [11].

Cuando el perímetro del elemento del lazo se vuelve igual a una longitud de onda completa, la FSS alcanza la resonancia. Se ha encontrado que se puede lograr una amplia gama de anchos de banda cambiando la forma del elemento del lazo, ej.: elementos cargados de tres o cuatro patas son de banda estrecha, mientras que los lazos hexagonales son de banda ultra ancha.

Sin embargo, el ancho de banda de casi todos los tipos de FSS puede variarse alterando el espaciado entre elementos, que debe ser pequeño en términos de la longitud de onda. Si el espaciado entre los elementos es mayor que la mitad de la longitud de onda, se producirá el inicio temprano de los lóbulos de difracción, empujando la resonancia principal hacia abajo con ángulos de incidencia variables.

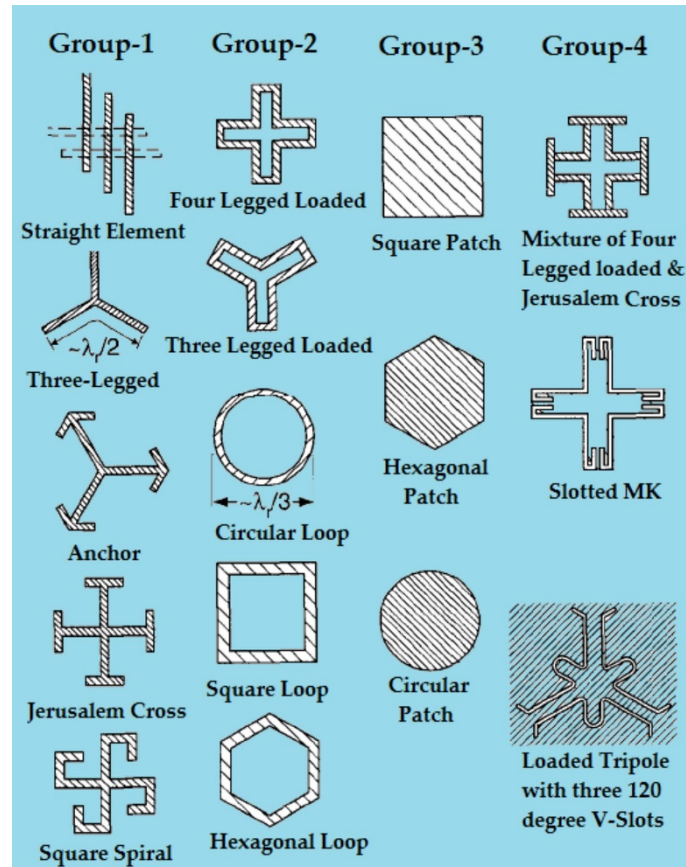


Figura 2.4. Tipos de elementos básicos en FSS [10].

Dependiendo de la permitividad efectiva y un espaciado entre elementos convincentemente grande, una FSS resuena cuando el perímetro es igual a una longitud de onda [11]. El ancho de banda aumenta cuando se reduce el espaciado entre elementos. Por otro lado, a una cierta distancia más cercana, esto también aumenta la capacitancia entre los elementos, lo que empuja la frecuencia de resonancia hacia el lado inferior. Para superar esta discrepancia y recuperar la frecuencia de resonancia deseada, se debe reducir la circunferencia de un elemento.

2.2.2. FSS de una sola capa

Según la estructura, en [10] se identificaron cuatro tipos de FSS: de una capa, multicapas, FSS de antena de filtro de antena y las FSS de tres dimensiones.

Las FSS de una sola capa están compuestas por una matriz bidimensional de elementos resonantes periódicos. Los FSS de una sola capa se han utilizado en una amplia gama de aplicaciones. Sin embargo, su uso potencial está restringido por el espacio limitado disponible para la celda unitaria. Por lo tanto, organizar una gran cantidad de elementos de gran tamaño y crear una FSS finita de mejor rendimiento es un reto. Además, una gran separación entre elementos y el tamaño de los elementos pueden resultar en muchos desafíos, particularmente en la realización de superficies curvas. Por esa razón, surgió la concepción de FSS de elementos de matriz miniaturizados y mejoró la estabilidad angular de la estructura. Dichos elementos miniaturizados hacen que las bandas de trabajo estén separadas de la región de los lóbulos de difracción, según lo definido por el período de la matriz.

Se puede inferir que los FSS de una sola capa son estructuras eficientes con menos masa, volumen y costo y, por lo tanto, son fácilmente integrables y montables en muchas estructuras EM, como aperturas de antena más grandes, para ser utilizadas en multitud de aplicaciones de sistemas de comunicación avanzados y complejos, incluyendo configuraciones de radar.

2.3. EFECTOS DE CARGA DEL DIELECTRICO

Los dieléctricos se utilizan a menudo para estabilizar la deriva de la frecuencia de resonancia de las FSS debido al ángulo incidente y/o para brindar soporte a la estructura. Se han publicado varios efectos de carga dieléctrica en la literatura [11]–[13]. La Fig. 6 muestra que las frecuencias de resonancia disminuyen a medida que aumenta el grosor dieléctrico. Tenga en cuenta que se muestran dos configuraciones dieléctricas básicas: (1) la matriz de elementos está unidas por un lado y (2) la matriz de elementos está incrustada centralmente en los dieléctricos. Para una rejilla delgada e incidencia normal (con un dieléctrico de $t = 0.02$ mm de espesor con constante dieléctrica o $\epsilon_r = 3$) la frecuencia de resonancia es de $f_r = 20$ GHz. Como puede verse, la frecuencia de resonancia de la matriz de parches incrustada en los dieléctricos (con $\epsilon_r = 4$) se aproxima a 10 GHz ($= 20 / \sqrt{\epsilon_r}$) a medida que el grosor dieléctrico aumenta más allá de 5mm. La frecuencia de pasa banda de la matriz de la ranura (elemento de apertura) en los dieléctricos también tiende a este valor, pero muestra un comportamiento oscilatorio alrededor de los 10 GHz. Para un parche o matriz de ranuras unida en un lado del dieléctrico (con $\epsilon_r = 4$), la frecuencia resonante se aproxima a 12.5GHz ($= 20 / \sqrt{\frac{\epsilon_r+1}{2}}$), siendo el valor dentro del radical el promedio de la permitividad del dieléctrico y el metal (una especie de permitividad equivalente).

El efecto de carga dieléctrica de una matriz de ranuras también depende del ángulo incidente y las polarizaciones de la onda. Cuando incide una onda TE, la resonancia

disminuye a medida que aumenta el grosor dieléctrico (similar al caso de incidencia normal). Para la incidencia de una onda TM, se observa una reducción significativa en el efecto de carga dieléctrica a medida que se acerca el ángulo de Brewster (63°). En este ángulo, la interfaz aire / dieléctrico no refleja las ondas incidentes, y la frecuencia de resonancia se comporta de manera similar a la de la matriz de parches (es decir, permanece constante a 10 GHz). De hecho, la estabilidad angular de las matrices de ranuras se pierde para un espesor dieléctrico mayor que 1mm. Sin embargo, si el dieléctrico tiene un espesor múltiplo de un cuarto la longitud de onda (es decir, $\epsilon_r = 4$ y $t = 7.5\text{mm}$), el cambio de frecuencia resonante vuelve a ser estable.

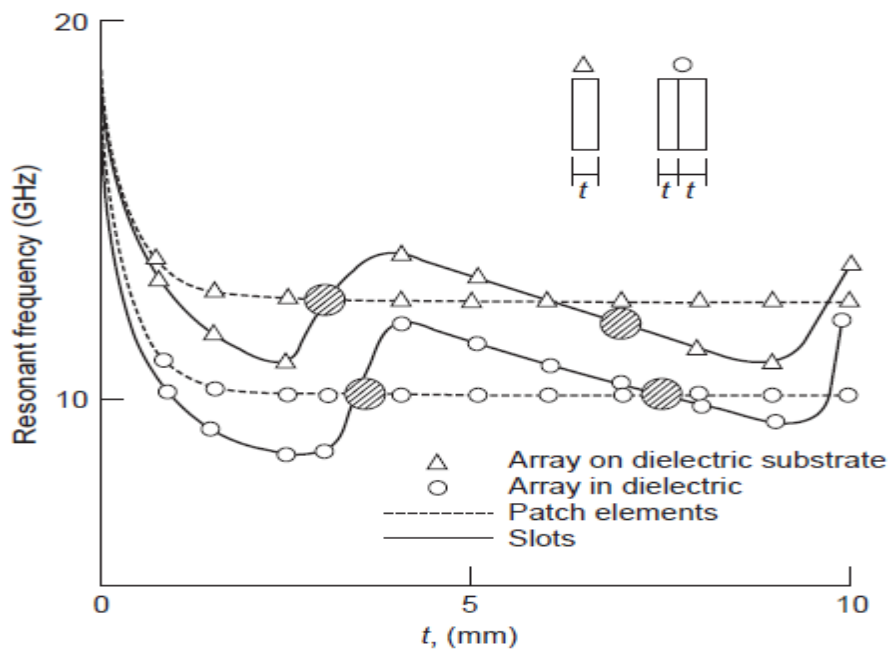


Figura 2.5. Variación de la frecuencia de resonancia con el espesor del dieléctrico para incidencia normal [12].

Tenga en cuenta que hay pérdidas por desacople para una matriz de ranuras con dieléctrico en un lado, a menos que tenga un espesor múltiplo de media longitud de onda. Por ejemplo, la pérdida de desajuste es de 2 dB en incidencia normal con un sustrato dieléctrico de $\epsilon_r = 4$. Sin embargo, con un espesor igual de dieléctrico en ambos lados de la rejilla, los reflejos en las dos interfaces aire / dieléctrico están sintonizados en la frecuencia de resonancia; en consecuencia, no hay pérdida de desacople, sea cual sea el espesor dieléctrico.

2.4. FENÓMENO DE LÓBULO DE DIFRACCIÓN

Los lóbulos de difracción o de Bragg son los principales haces secundarios no deseados que se producen en ángulos con una interferencia constructiva de orden superior cuando el tamaño de la red se vuelve eléctricamente grande. Dado que los elementos de la matriz periódica se comportan de manera similar a la matriz convencional, el tamaño de red más grande para evitar los lóbulos de difracción debe obedecer la misma regla que gobierna una antena de matriz convencional. Una regla general para evitar los lóbulos de difracción es que el tamaño de la red debe ser menor que uno para el caso de incidente normal (ángulo de incidente de 0°). Para ángulos incidentes grandes, el espaciado debe mantenerse por debajo de la mitad de la longitud de onda del espacio libre. La Tabla 1 enumera tres tipos de celosías diferentes, como cuadrículas cuadradas, triangulares y de ladrillo. También muestra el tamaño máximo de la celosía para evitar lóbulos. Como se puede ver, la celosía cuadrada tiene los elementos más compactos, mientras que la celosía triangular tiene la mayor separación de elementos. Los requisitos de espacio dados en esta tabla impiden el

pico del lóbulo de difracción entre en el espacio real. Para evitar el desperdicio de energía, ni siquiera la región del hombro del lóbulo de la rejilla debe entrar en el espacio real; por lo tanto, el tamaño de la red debe ser aproximadamente dos tercios o menos del que se indica en la Tabla 1.

Tabla 1. Tipos de celosía y criterio de lóbulo de rejilla para FSS [12].

| Tipo de celosía | Espaciamiento máximo | $\theta_0 = 0^\circ$ | $\theta_0 = 45^\circ$ |
|---------------------------|------------------------------------------------------|------------------------------|------------------------------|
| Espaciamiento cuadrado | $\frac{a}{\lambda_0} < \frac{1}{1 + \sin \theta}$ | $\frac{a}{\lambda_0} < 1$ | $\frac{a}{\lambda_0} < 0.59$ |
| Espaciamiento triangular | $\frac{a}{\lambda_0} < \frac{1.15}{1 + \sin \theta}$ | $\frac{a}{\lambda_0} < 1.15$ | $\frac{a}{\lambda_0} < 0.67$ |
| Espaciamiento de ladrillo | $\frac{a}{\lambda_0} < \frac{1.12}{1 + \sin \theta}$ | $\frac{a}{\lambda_0} < 1.12$ | $\frac{a}{\lambda_0} < 0.65$ |

2.4. FSS CON DOBLE RESONANCIA

Esta sección está dedicado a las FSS de doble resonancia. Se analizará lo más actualizado del estado del arte respecto al tema, incluyendo métricas, características y técnicas para el diseño de este tipo de FSS en particular.

Las FSS multibanda se han utilizado especialmente cuando se requieren múltiples bandas de transmisión independientes. Por lo tanto, los diseños de FSS multibanda se han investigado exhaustivamente. Existen varias técnicas en el diseño de FSS multibanda.

Las FSS multibanda se pueden usar cuando los canales están ubicados cerca en el dominio de la frecuencia. Sin embargo, las estructuras multibanda convencionales tienen bandas de operación ampliamente espaciadas[2].

2.4.1. Métricas para evaluar las FSS de doble resonancia

Cundo se lleva a cabo el diseño de una FSS de doble resonancia existen varias métricas para evaluar lo acertado del diseño dependiendo de la finalidad de éste. Basado en el estudio del estado del arte realizado se identificaron aquellas métricas más utilizadas por la comunidad científica para evaluar este tipo de FSS. Ellas son:

- *Frequency Ratio (FR)*: Es la relación entre las frecuencias de resonancias de la FSS. En general es deseable que estas resonancias estén lo más cercanamente espaciada que sea posible, salvo aplicaciones específicas que requieran un valor determinado.
- *Estabilidad ante el ángulo de incidencia*: Da una medida de cuánto afecta el ángulo de incidencia de la onda a las frecuencias de resonancia de la FSS. Cuanto menor sea el corrimiento de estas frecuencias más estable será la superficie.

- *Estabilidad ante el ángulo de polarización:* Da una medida de cuánto afecta el ángulo de polarización de la onda a las frecuencias de resonancia de la FSS. Cuanto menor sea el corrimiento de estas frecuencias más estable será la superficie.
- *Profundidad de la banda de rechazo (paso):* La banda de rechazo (paso) es aquella que se encuentra entre las frecuencias de resonancia. Es deseable que rechace (o deje pasar) la mayor cantidad de energía posible, de manera que el paso (o rechazo) de esta energía se confine mayoritariamente alrededor de las frecuencias de trabajo de la FSS.

2.4.2. Técnicas utilizadas en el diseño de FSS de doble resonancia

Basado en el estudio del estado del arte realizado se identificaron varias técnicas para llevar a cabo el diseño de este tipo de superficies. Todas tienen algo en común y es que buscan maximizar el desacoplamiento electromagnético de los elementos que conformen la FSS. A continuación, se dedicarán unas líneas para esclarecer este asunto. Una FSS que conste de un solo tipo de elemento tendrá una frecuencia de resonancia dada por la geometría de este elemento. Como la superficie es periódica y existen muchos de estos elementos contiguos, existirá también un acoplamiento electromagnético entre estos elementos que afectará la frecuencia de resonancia de esta

superficie. Como este acoplamiento es intrínseco del mismo tipo de elemento, no complicará el proceso de diseño.

Sin embargo, cuando la FSS consta de dos o más tipos de elementos diferentes, cada uno de estos resonará a una frecuencia determinada su geometría. Intuitivamente mientras más parecidas en longitud sean estas geometrías las resonancias deberán estar más cercanas entre ellas. Podría pensarse en dos anillos concéntricos de radios muy parecidos. Tomando como base el caso de los anillos, que es muy intuitivo, se puede decir que aparece un compromiso al acercarlos tanto debido a que las corrientes superficiales que provoca la resonancia de uno se superponen con las corrientes superficiales que provoca la resonancia del otro, y viceversa. Por ende, cambian las resonancias de ambos elementos debido al acoplamiento electromagnético entre ellos. En general, sean cuáles sean las geometrías de los elementos que conforman una FSS multibanda, existirá un acoplamiento electromagnético entre ellas que afectará el valor y la amplitud de las resonancias de ambos. Por ello es deseable que el acoplamiento electromagnético de los elementos deteriore lo menos posible el comportamiento de la FSS.

A continuación, se mencionan las principales técnicas identificadas para lograr este desacoplamiento:

- Desacoplamiento entre los elementos mediante el retorcimiento [3]: Podría pensarse en dos cuadrados concéntricos donde el cuadrado interior se retuerce para que afecte en menor medida al cuadrado de afuera.

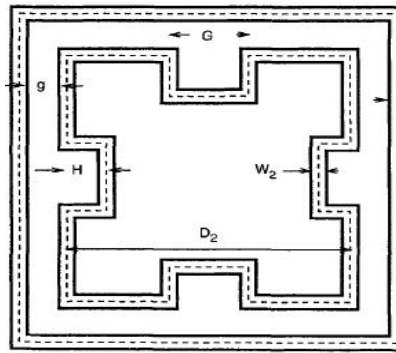


Figura 2.6. Cuadrados concéntricos con interior retorcido [3].

- Desacoplamiento mediante Jaula de Faraday [5]: Cuando uno de los elementos se encierra en una Jaula de Faraday, no podrá afectar ni ser afectado por otros elementos.

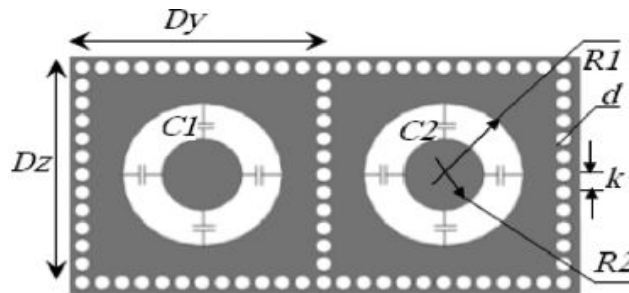


Figura 2.7. Desacoplamiento de elementos mediante Jaula de Faraday [5].

- Desacoplamiento mediante conmutación o sintonización utilizando elementos activos [9], [14]: Cuando se agregan elementos activos a la FSS pueden variarse las frecuencias de resonancia mediante el cambio de estado o de valor de estos elementos. (Ej.: Cambiar el estado de los diodos o variar la reactancia de un elemento reactivo).

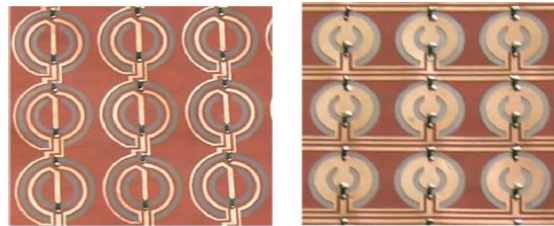


Figura 2.8. Desacoplamiento mediante conmutación y sintonización.

- Desacoplamiento mediante agregado de capas [4]: Si se colocan geometrías en capas opuestas del dieléctrico se logra desacoplar ambas geometrías debido a que hay un dieléctrico por medio.

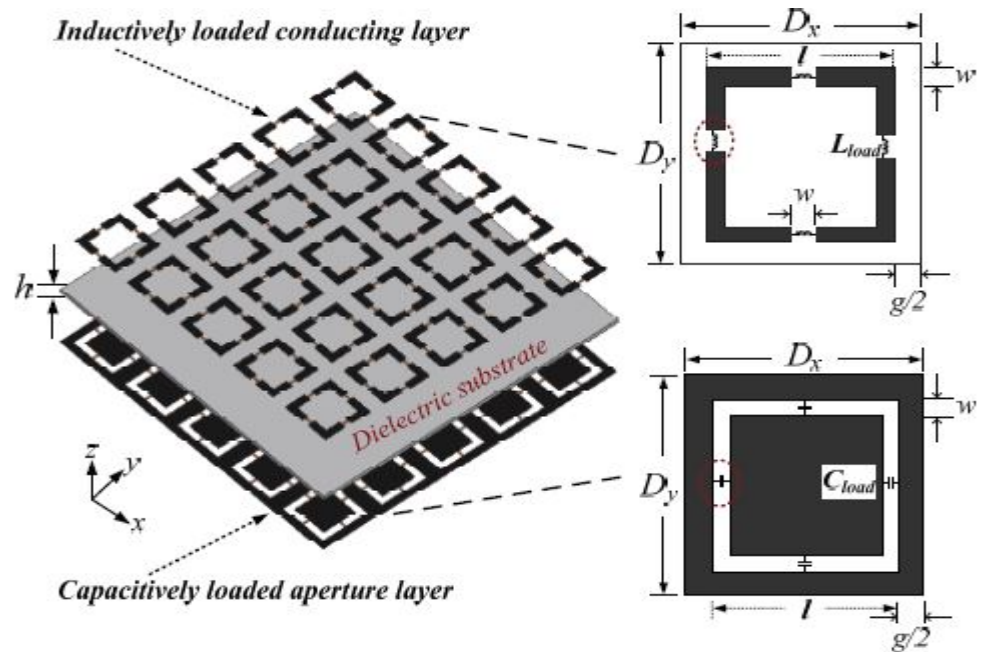


Figura 2.9. Desacoplamiento mediante varias capas.

- Desacoplamiento entre elementos mediante parches [9]: En el caso de anillos concéntricos colocar un parche en uno de ellos provoca que las corrientes superficiales cambien su trayectoria y no interfieran a las corrientes superficiales del otro anillo.

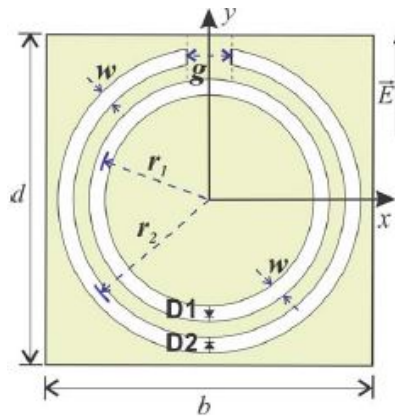


Figura 2.10. Desacoplamiento entre los anillos mediante la incorporación de parche.

2.4.3. Tabla comparativa con los resultados más destacados identificados en el estudio del estado del arte

En este apartado se presenta una tabla comparativa con las FSS de doble resonancia más significativas identificadas en el estado del arte. Cabe señalar que se eligieron aquellas FSS de doble resonancia que buscaban minimizar el FR. Entre los campos de comparación se encuentran el FR, las frecuencias a las que ocurren las resonancias, las técnicas utilizadas, el tipo de elemento, el tipo de estructura, el tipo de excitación y el año de publicación.

Tabla 2 Tabla comparativa de FSS de doble resonancia

| No. | 1 | 2 | 3 | 4 |
|------------------------------------------|------------------------|-------------------------------|---------------|----------------------------------------|
| FR | 1.2 | 1.4 | 1.5 | 1.09 |
| Resonancias (GHz) | 6.0 y 7.2 | 2.5 y 3.5 | 1.9 y 2.2 | 2.05 y 2.24 |
| Técnica utilizada para desacoplar | Retorcimiento | Jaula de Faraday | Sintonización | Agrego de capas complementarias |
| Tipo de elemento | Cuadrados concéntricos | Lazo circular con capacitores | Lazo circular | Lazos cuadrados cargados reactivamente |
| Tipo de estructura | Una capa | Una capa | Dos capas | Dos capas |
| Tipo de excitación | Pasivo | Activo | Activo | Pasivo |
| Año | 2000 | 2008 | 2010 | 2012 |
| Referencia | [3] | [5] | [14] | [4] |

| No. | 5 | 6 | 7 | 8 |
|------------------------------------------|----------------------|---------------------------------|----------------------------------|-----------------------------|
| FR | 1.4 | 1.18 | 1.11 | 1.4 |
| Resonancias (GHz) | 3.0 y 4.2 | 9.61 y 11.4 | 14.8 y 16.5 | 2.9 y 4.1 |
| Técnica utilizada para desacoplar | Serpenteado | Desacoplamiento mediante parche | Escalado y rotación de elementos | Retorcimiento y serpenteado |
| Tipo de elemento | Elementos simétricos | Lazos circulares | Tipo F | Espirales y dipolo |
| Tipo de estructura | Una capa | Una capa | Dos capas | Una capa |
| Tipo de excitación | Pasivo | Activo | Pasivo | Pasivo |
| Año | 2013 | 2015 | 2017 | 2018 |
| Referencia | [7] | [9] | [15] | [16] |

CAPÍTULO III

PROUESTA Y SIMULACIÓN DE LA FSS DE DOBLE RESONANCIA

3.1. Consideraciones preliminares

3.1.1. Análisis de la celda unitaria

El análisis de una FSS se reduce a analizar el comportamiento de la celda unitaria, con la idea de que ésta se comporte muy parecida al arreglo entero. Para que esto sea válido se considera que la FSS es de dimensiones infinitas de manera que la influencia del arreglo sobre cada una de las celdas, sin importar su posición, es la misma. En modo estricto una superficie real es de dimensiones finitas, de manera que las celdas cercanas al borde presentan menor acoplamiento electromagnético que las celdas centrales.

3.1.2. Selección de la geometría de la celda

En la sección 2.4 se analizaron las FSS de doble resonancia con mejores resultados encontradas durante el estudio del estado del arte. Se identificó el FR como la métrica fundamental para este tipo de superficies. Tal como se explicó en el capítulo anterior para que las geometrías resuenen a frecuencias similares sus dimensiones deben ser similares, lo cual implica un compromiso ya que geometrías similares tienden a interactuar electromagnéticamente con más fuerza entre ellas. Es por ello que con el objetivo de reducir este acoplamiento electromagnético se identificaron varias técnicas y geometrías.

Para el caso de esta investigación se propondrá una geometría basada en anillos circulares ya que son ampliamente conocidas las bondades de este tipo de geometrías ante la incidencia oblicua. Específicamente se propondrá un arreglo periódico con dos tipos de geometrías básicas: un anillo circular y un anillo circular invertido de perímetro alargado.

Inicialmente se partió de la idea de que la geometría se compusiera de un anillo circular y un anillo circular invertido. Las modificaciones realizadas a la geometría original y cambios en sus dimensiones serán explicadas en el mismo orden que fueron llevados a cabo hasta obtener la geometría definitiva.

3.1.3. Dimensiones de la celda y sus materiales

La FSS propuesta resuena en la banda Ka. Esta banda comprende las ondas entre 26.5 GHz y 40 GHz (longitudes de onda entre 11.1mm a 7.5 mm). Las dimensiones de la celda deben ser tales que sea lo más sensible a las variaciones temporales y posicionales de la onda incidente, lo cual se logra reduciendo el área rectangular que contendrá la celda, con dimensiones que sean una fracción mínima de la longitud de onda esperada. Si el ancho de la celda w y su longitud l se seleccionan en menos del 50% de 9.0 mm se logra una sensibilidad aceptable ante la onda incidente.

Para el soporte de la lámina de cobre se selecciona el sustrato dieléctrico RO4003 del fabricante Rogers. Este material presenta bajas pérdidas a las frecuencias deseadas, su permitividad relativa es $\epsilon_r = 3.55$, su tangente de pérdidas es $\delta = 0.0027$ a 10 GHz y

su conductividad térmica $\lambda = 0.64 \text{ W/K/m}$. El espesor del material es $T_{dielect.} = 203\mu\text{m}$. La lámina de cobre depositada sobre el dieléctrico tiene un espesor de $T_{cobre} = 17\mu\text{m}$ ($12\mu\text{m}$ después a rebajar el espesor durante la fabricación).

Tabla 3 Bandas de frecuencias de microondas.

| Banda | Rango de frecuencia (MHz) |
|-------|---------------------------|
| L | 1-2 |
| S | 2-4 |
| C | 4-8 |
| X | 8-12 |
| K | 12-18 |
| K | 18-26 |
| Ka | 26-40 |
| U | 40-60 |
| V | 50-75 |
| E | 60-90 |
| W | 75-110 |
| F | 90-140 |

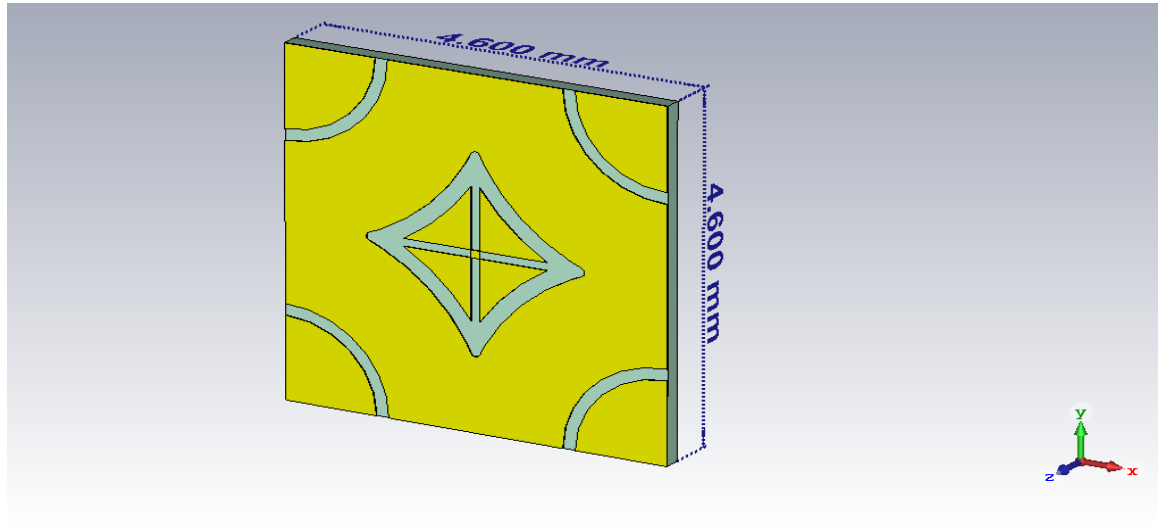


Figura 3.1 Dimensiones de la celda I

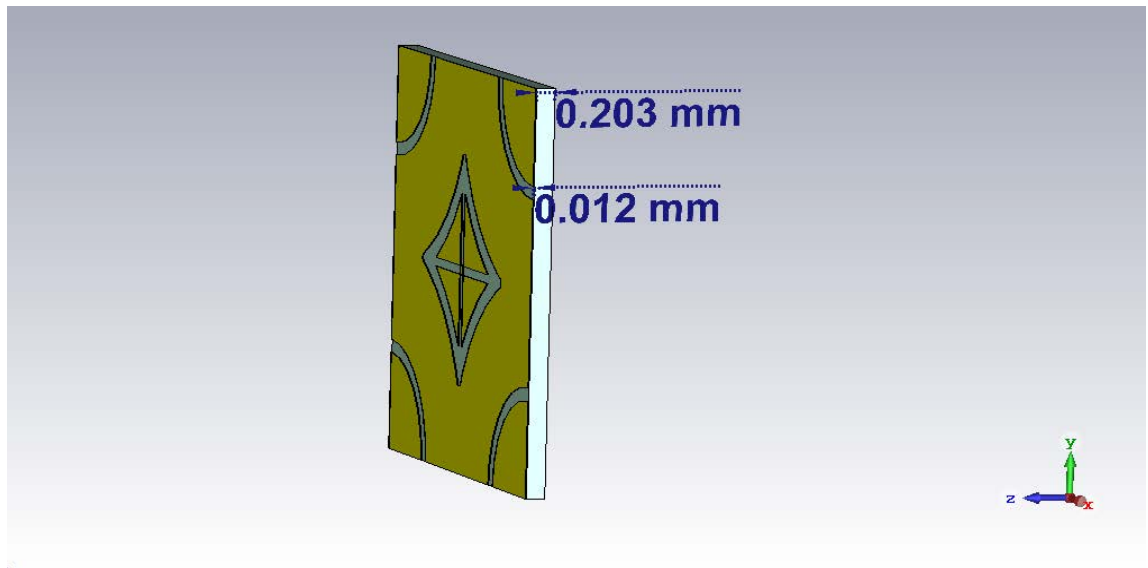


Figura 3.2 Dimensiones de la celda II.

3.1.4. Software disponible para el proyecto

Las simulaciones de las estructuras electromagnéticas se llevaron a cabo con el software CST MICROWAVE STUDIO, que es una herramienta especializada para problemas de simulación electromagnéticos de estructuras tridimensionales. Además, ésta es la herramienta más ampliamente utilizada en lo encontrado respecto al tema en el estado del arte. Las características empleadas para este proyecto fueron:

- Solucionador en el dominio de la frecuencia: Se especializa en calcular los parámetros-S y es el recomendado para simular FSS.
- Mallado basado en tetraedros, recomendado para altas frecuencias.
- Puertos tipo Floquet.

3.2. Limitaciones en el diseño

Como en todo proceso de diseño existen limitaciones de diferente naturaleza que impiden optimizar el diseño. En el caso de esta investigación se tuvieron algunas limitaciones que vale la pena mencionar.

- Resolución en la impresión de las máscaras
- Resolución en la fabricación
- Efectos del sobreataque
- Disponibilidad de materiales

- Exactitud del simulador
- Errores humanos en la fabricación

3.3. Simulación de la FSS propuesta

La FSS propuesta consta de dos geometrías diferentes: un anillo circular y un anillo circular invertido con perímetro extendido. Inicialmente se partió de la idea de que fuera un anillo circular y un anillo circular invertido, pero los resultados del anillo circular invertido con perímetro extendido fueron mejores en cuanto a incidencia oblicua de la onda incidente. En este epígrafe se muestran en orden lógico todas las simulaciones de las estructuras previas hasta llegar a la definitiva.

3.3.1. Simulación del anillo

Una de las estructuras resonantes de la FSS propuesta es el anillo circular. Las geometrías tipo anillos son muy utilizadas debido a sus bondades: simplicidad, fácil manufactura, simetría, buena respuesta ante incidencia oblicua, etc. A continuación, se muestra la estructura simulada y los resultados obtenidos.

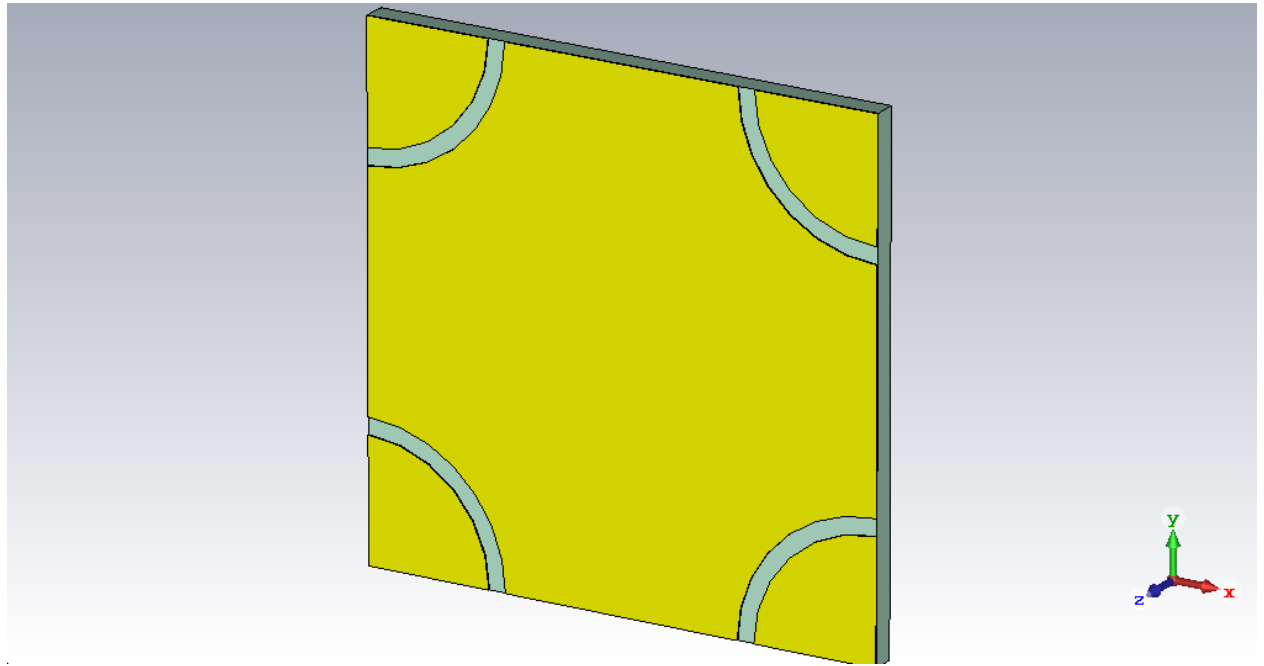


Figura 3.3 Celda unitaria de FSS de anillos circulares.

Tabla 4. Valores de los parámetros de diseño del anillo.

| Parámetro | Valor | Descripción |
|-----------|---------|---------------------------------|
| a | 4.6mm | Lado de la celda cuadrada |
| c | 0.2mm | Ancho de las ranuras del anillo |
| Ri1 | 1.1mm | Radio interno del anillo |
| Ro1 | Ri1 + c | Radio externo del anillo |

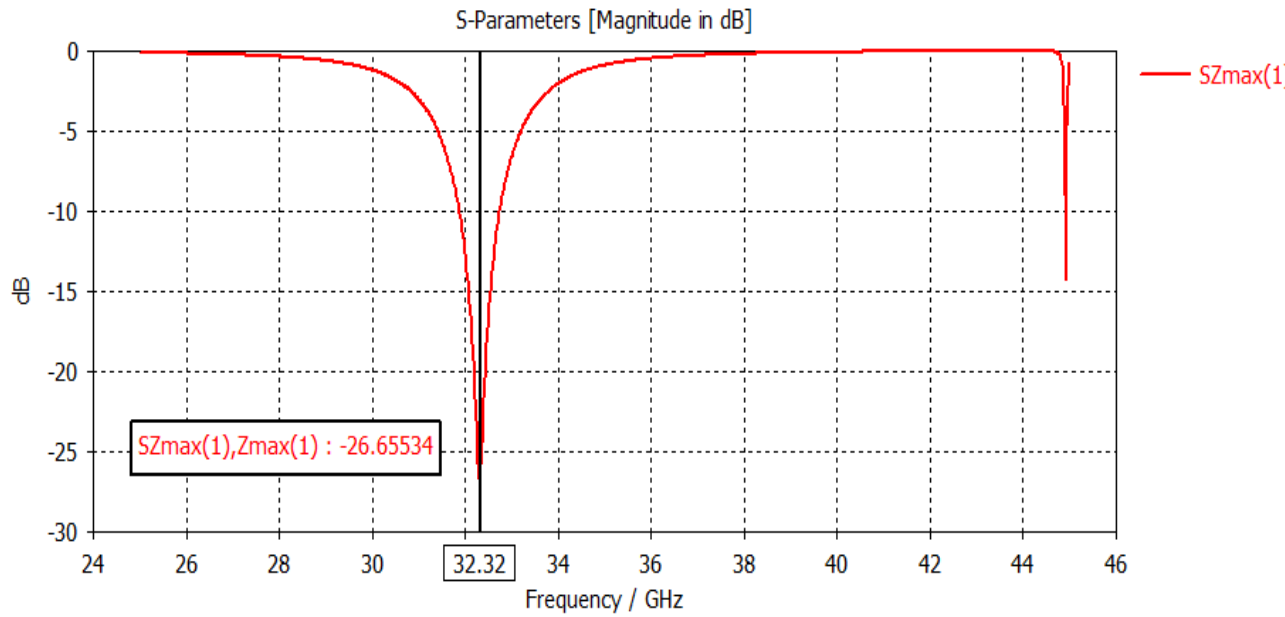


Figura 3.4 Parámetro S_{11} para el anillo circular.

Como se observa la estructura resuena a 32.32 GHz, que es un valor esperado dadas las dimensiones de la estructura. El ancho de la curva de resonancia está determinado principalmente por el ancho del anillo, ya que mientras más estrecho el anillo, es más selectivo y su curva de resonancia más estrecha. A los efectos de la investigación, el ancho de la curva no es un parámetro primordial. Por su parte, se observa que a profundidad de la misma es de unos -26.65dB, que está dentro de los valores aceptables de profundidad. Una mayor profundidad indica que la superficie es “más transparente” a las ondas de dicha frecuencia.

A continuación, se muestra la representación de los campos y las corrientes superficiales en la frecuencia de resonancia. Esto se obtuvo mediante la inserción de monitores de campo durante la simulación.

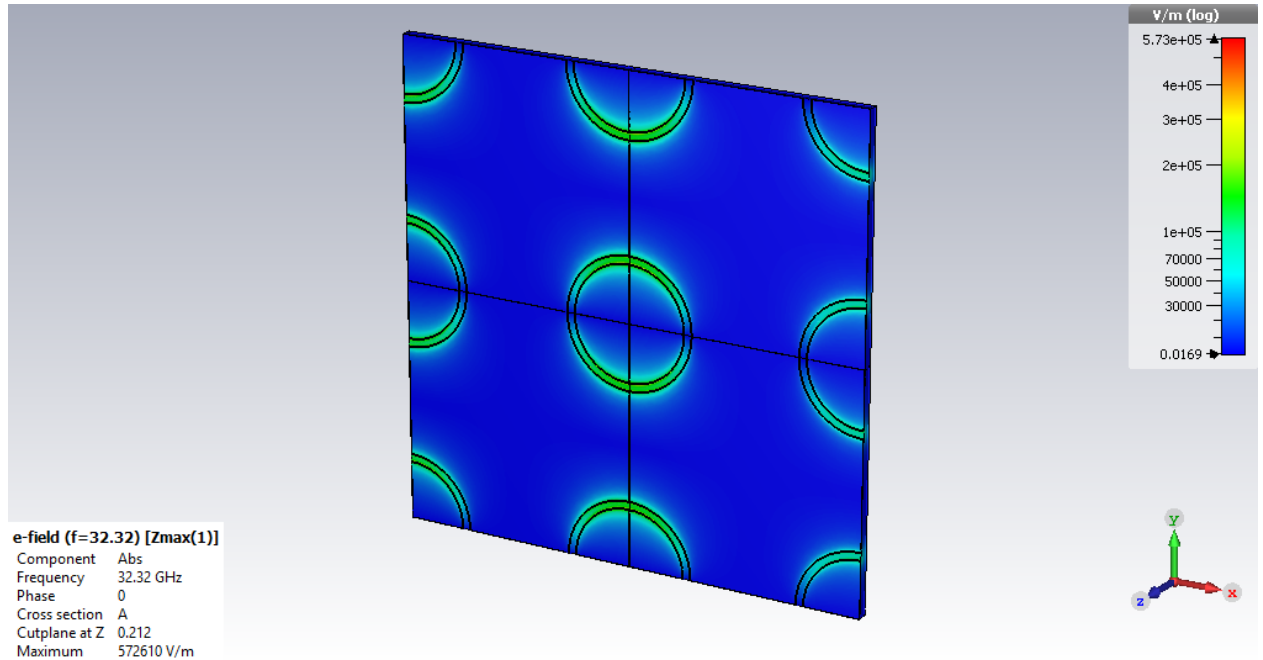


Figura 3.5 Representación del valor absoluto del campo eléctrico en la frecuencia de resonancia.

Como se observa en la Fig. 3.5, para la resonancia el campo eléctrico logra atravesar la FSS a través del anillo. Esta figura corresponde a una configuración de campo con polarización vertical, por lo que se aprecia que el valor del campo es mayor en las

regiones del anillo con mayor componente geométrica en el eje horizontal. El fenómeno opuesto ocurre para una configuración de campo con polarización horizontal. Por su parte, en la Fig. 3.6 se muestra la representación de las corrientes superficiales que tienen lugar sobre la FSS para la frecuencia de resonancia. Se puede observar claramente como la resonancia también se manifiesta con un aumento del valor absoluto de estas corrientes en las inmediaciones exterior e interior.

Mientras mayor sea el valor absoluto de estas corrientes a una frecuencia dada más transparente se comportará la FSS a dicha frecuencia. De modo que a una frecuencia donde la FSS se comporte como espejo entonces el valor de dichas corrientes superficiales deberá ser casi nulo.

Esta representación de corrientes superficiales es muy útil ya que permite visualizar la interacción electromagnética para el caso de FSS con geometrías compuestas.

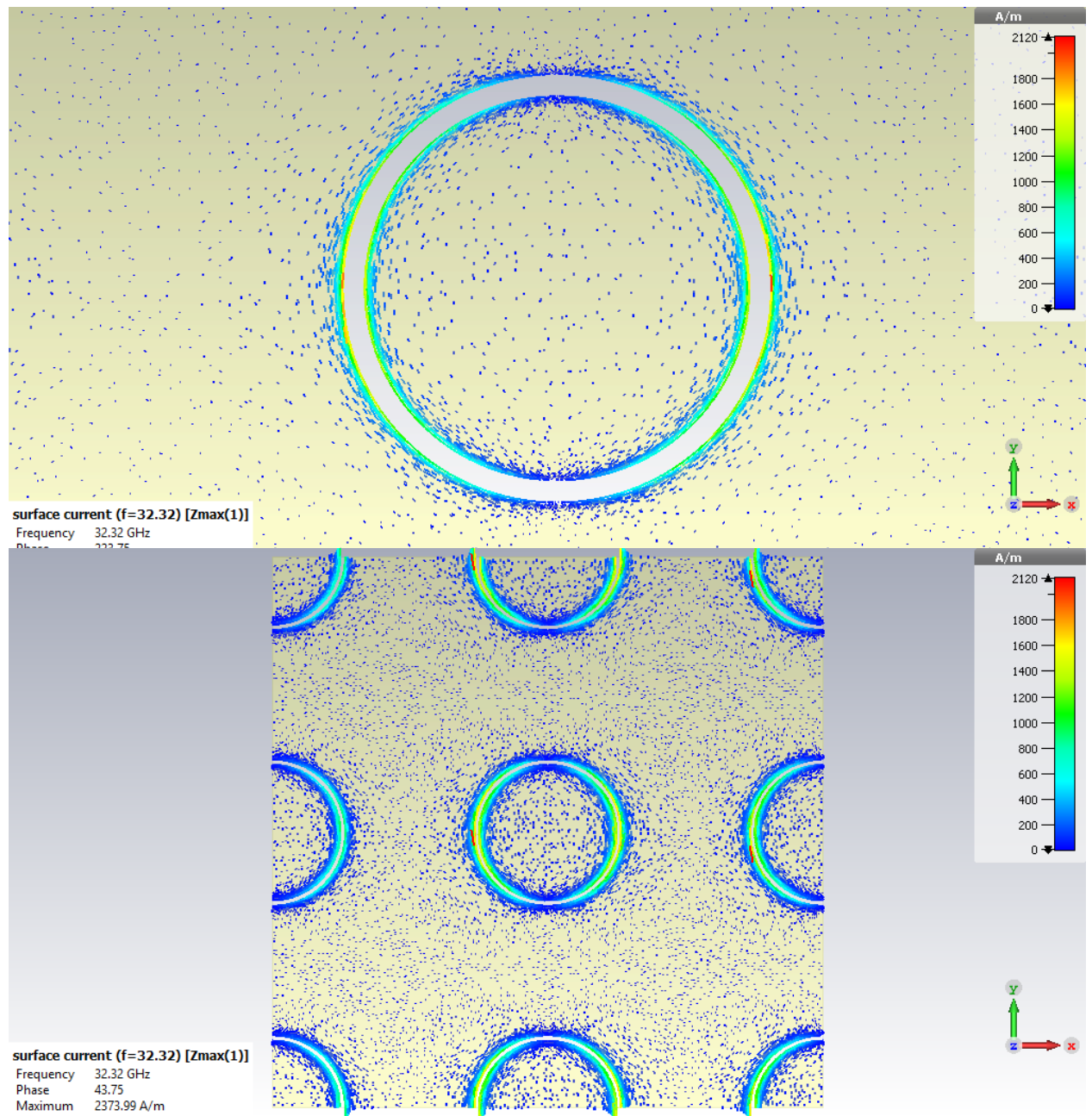


Figura 3.6. Representación de las corrientes superficiales en la estructura para la frecuencia de resonancia.

3.3.2. Simulación del anillo invertido extendido

La otra estructura que compone la FSS es un anillo circular invertido extendido. Las razones de elección de esta geometría son muchas. Al observar la estructura compuesta de anillos vemos que entre cada cuatro anillos existe una región desocupada donde podría insertarse otra estructura. Al colocar otra estructura en estos espacios se busca que el acoplamiento electromagnético que tenga con los anillos sea el menor posible para que la resonancia de una estructura no afecte a la otra. Es por ello que se escogió un anillo invertido ya que permite tener una estructura de dimensiones y características parecidas a la primera y la distancia entre una estructura y la otra se maximiza debido a la geometría. Que se maximice la distancia contribuye a disminuir el acoplamiento electromagnético. Además, a este anillo invertido se le adjuntaron líneas internas que aumentan la dimensión de la estructura. Esto con el objetivo de ajustar la frecuencia a que resuena y de aumentar su perímetro en la misma celda para que la estructura tenga mejor respuesta ante incidencia oblicua.

Las dimensiones de la celda y la estructura son las siguientes:

Tabla 5. Parámetros de diseño de anillo invertido extendido I.

| Parámetro | Valor | Descripción |
|-----------|---------|---------------------------------|
| a | 4.6mm | Lado de la celda cuadrada |
| c | 0.2mm | Ancho de las ranuras del anillo |
| Ri2 | 2.45mm | Radio interno del anillo |
| Ro2 | Ri2 + c | Radio externo del anillo |

| | | |
|--------|---------|------------------------------------|
| beIndR | 0.06mm | Curvatura de los vértices |
| d | 0.102mm | Ancho de las ranuras de las líneas |

A continuación, se muestra esta estructura y los resultados obtenidos de su simulación por separado.

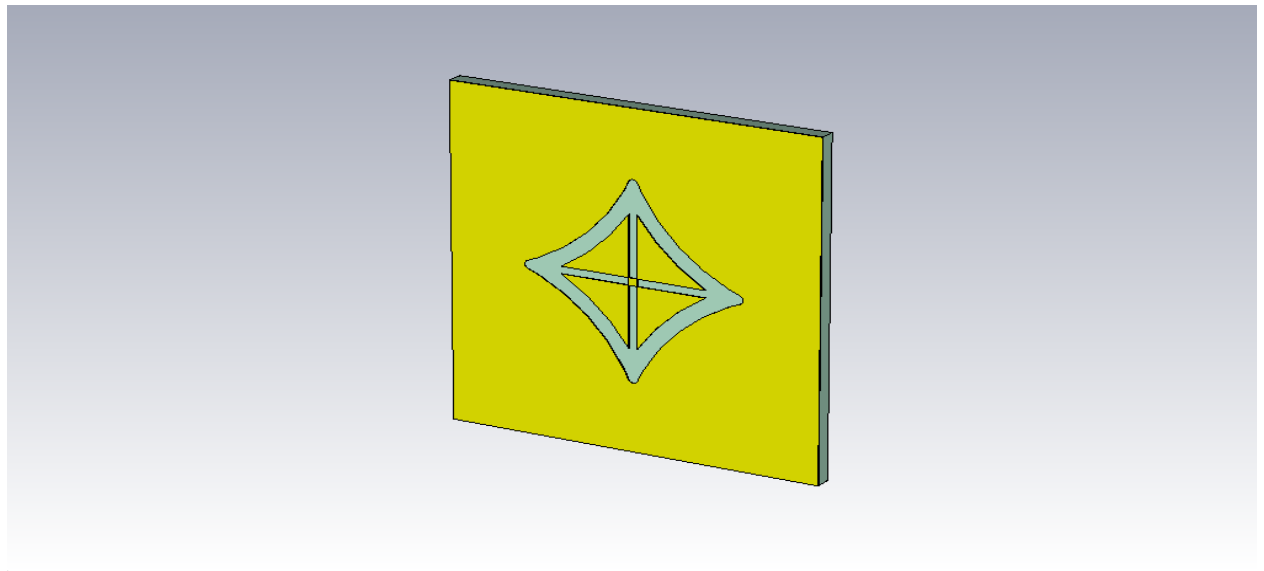


Figura 3.7. Celda unitaria de una FSS de anillos invertidos y extendidos.

Como se observa en la Fig. 3.8, la estructura resuena a 34.12 GHz, que es un valor esperado dadas las dimensiones de la estructura. El ancho de la curva de resonancia está determinado principalmente por el ancho del anillo, ya que mientras más estrecho el anillo, es más selectivo y su curva de resonancia más estrecha. A los efectos de la investigación, el ancho de la curva no es un parámetro primordial. Por su parte, se

observa que a profundidad de la misma es de unos -19.56dB , que aún está dentro de los valores aceptables de profundidad.

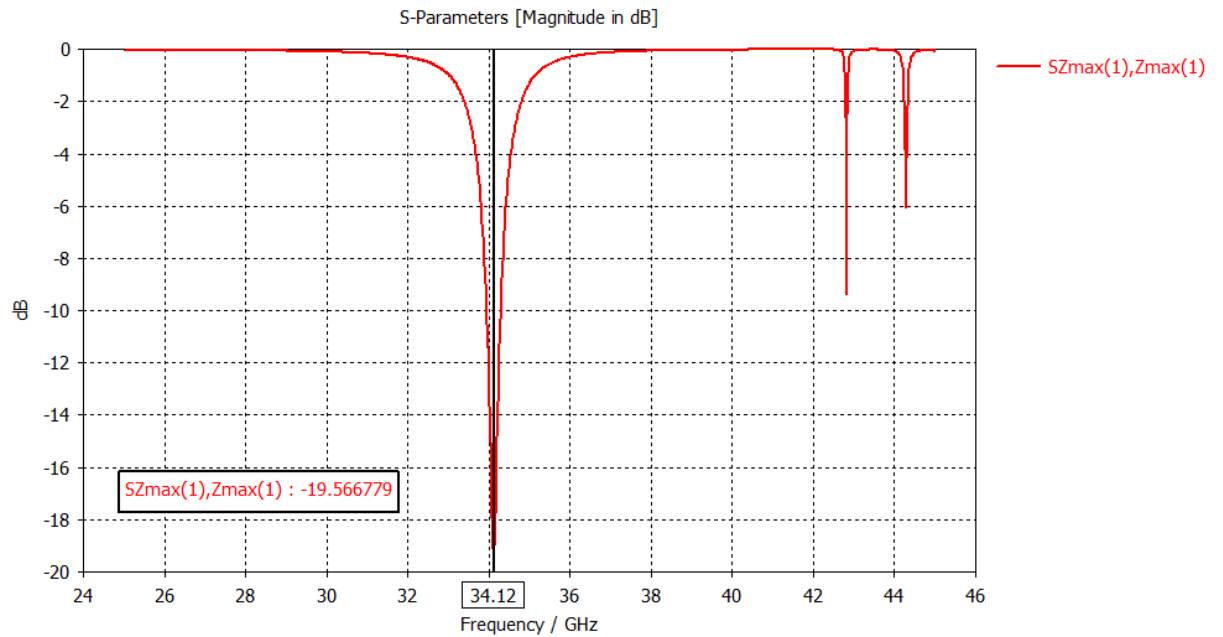


Figura 3.8. *Parámetro S11 para anillo invertido I.*

A continuación, se muestra la representación de los campos y las corrientes superficiales en la frecuencia de resonancia. Esto se obtuvo mediante la inserción de monitores de campo durante la simulación.

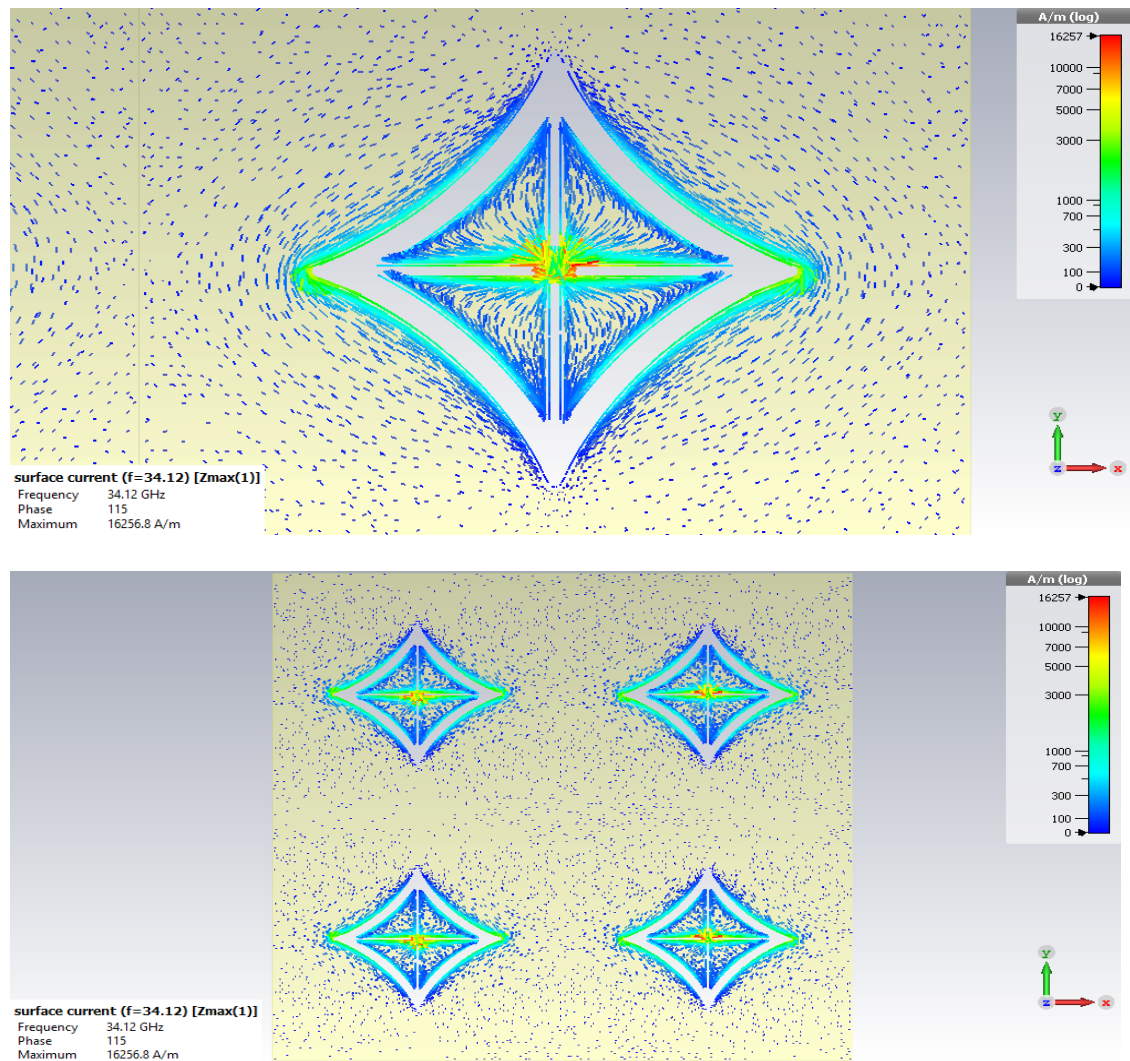


Figura 3.9. Representación de las corrientes superficiales en la estructura para la frecuencia de resonancia.

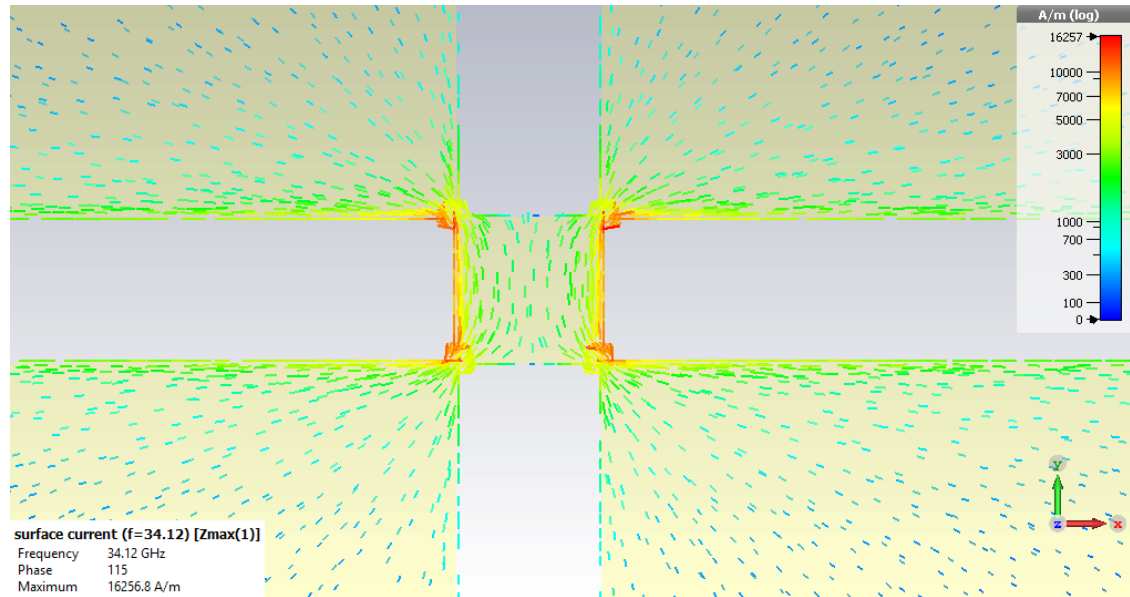


Figura 3.10 Corrientes superficiales. Zoom en el centro de la geometría.

Por su parte, en la Fig. 3.9 se muestra la representación de las corrientes superficiales que tienen lugar sobre la FSS para la frecuencia de resonancia. Se puede observar claramente como la resonancia también se manifiesta con un aumento del valor absoluto de estas corrientes en las inmediaciones exterior e interior. En la Fig. 3.10 se aprecia el comportamiento de estas corrientes justo en el centro de la geometría, donde hay ausencia de ranura y se forma una especie de puente que le da continuidad a estas corrientes.

Para el caso del anillo invertido extendido se realizó otra simulación variando el valor de del radio interior del mismo y por ende del radio exterior. A continuación, se

muestra los valores utilizados para cada parámetro, así como los resultados de la simulación en imágenes.

Tabla 6 Parámetros de diseño de anillo invertido extendido II.

| Parámetro | Valor | Descripción |
|-----------|---------|------------------------------------|
| a | 4.6mm | Lado de la celda cuadrada |
| c | 0.2mm | Ancho de las ranuras del anillo |
| Ri2 | 2.47mm | Radio interno del anillo |
| Ro2 | Ri2 + c | Radio externo del anillo |
| belndR | 0.06mm | Curvatura de los vértices |
| d | 0.101mm | Ancho de las ranuras de las líneas |

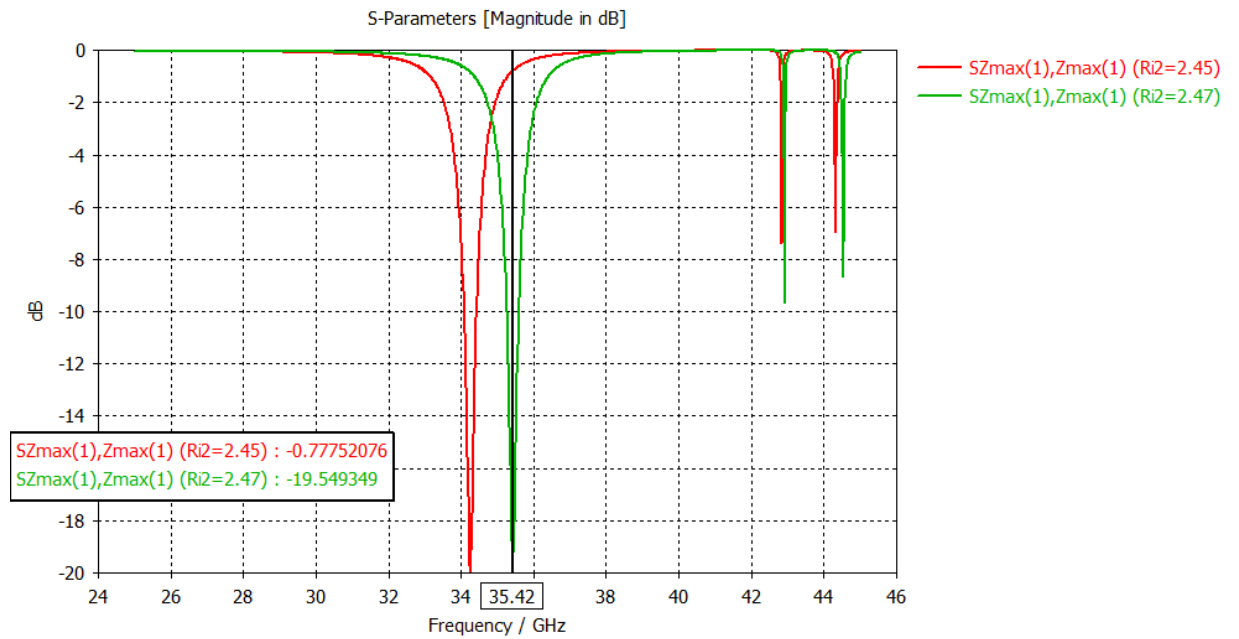


Figura 3.11 Parámetro S11 para anillo invertido II.

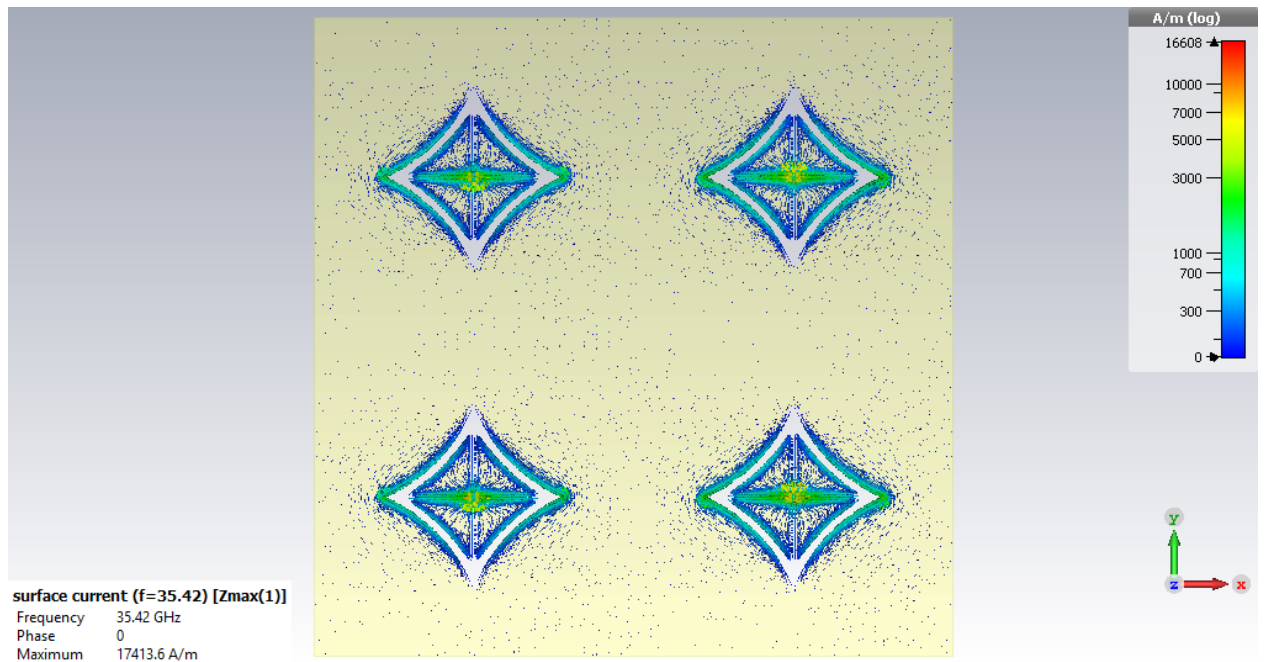
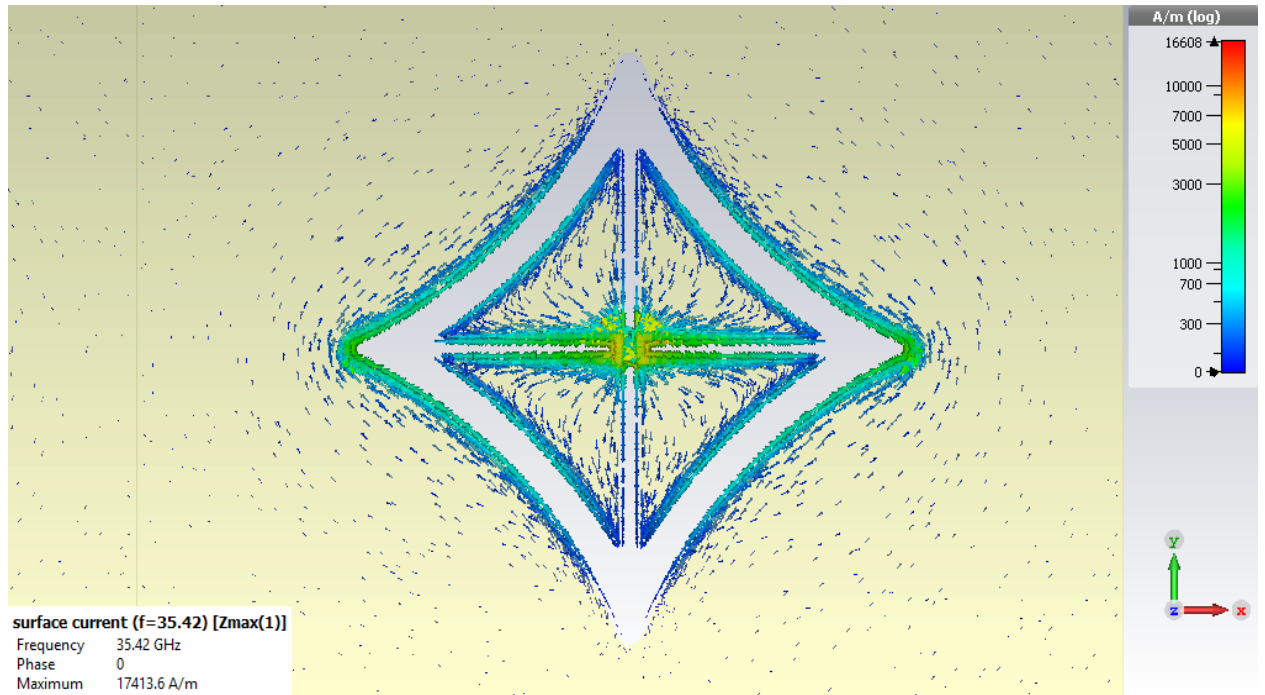


Figura 3.12. Representación de las corrientes superficiales para la frecuencia de resonancia (Anillo invertido II).

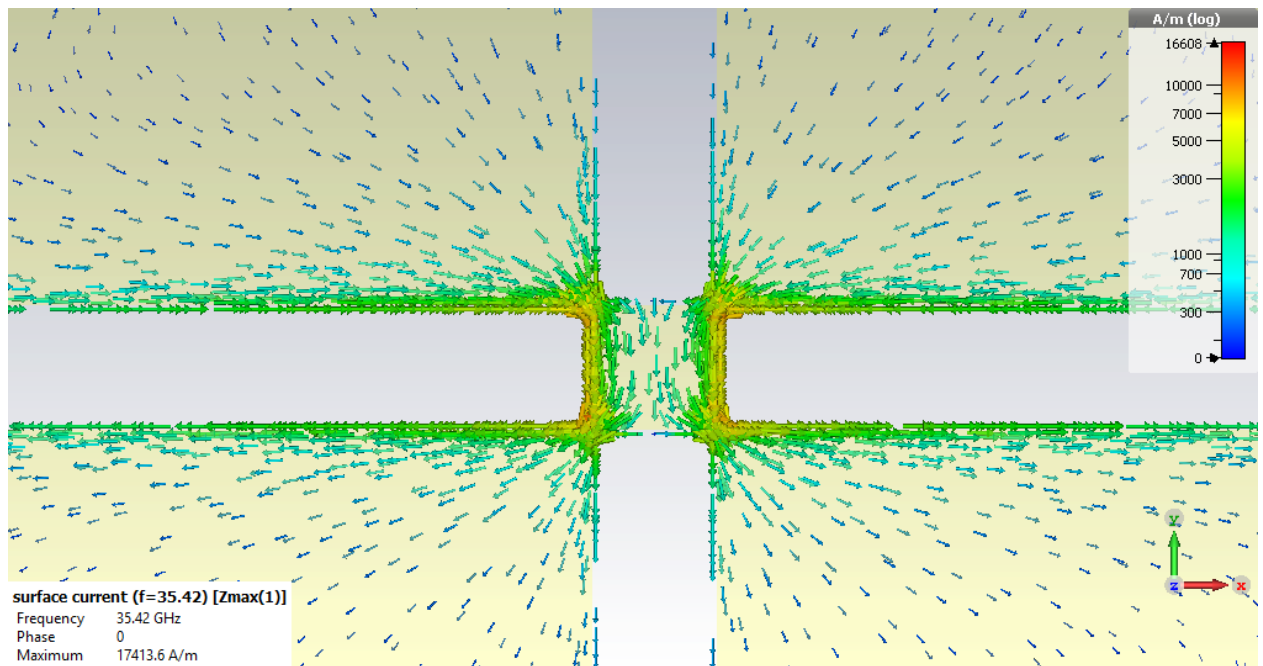


Figura 3.13. Corrientes superficiales. Zoom en el centro de la geometría. (Anillo invertidoII)

Como se aprecia en las figuras los resultados son prácticamente iguales. Solamente es notorio (y esperado) el corrimiento hacia la derecha de la frecuencia de resonancia (gráfico verde en la Fig. 3.11), debido a la disminución del perímetro de la estructura.

3.3.3. Simulación de la geometría compuesta

Esta sección se muestra y analiza la estructura final compuesta por el anillo circular y el anillo invertido extendido. Se simularon dos estructuras cambiando ligeramente las

dimensiones del anillo interior. Se muestran y analizan los resultados simulados de los parámetros S11 y S21 de dichas estructuras compuesta.

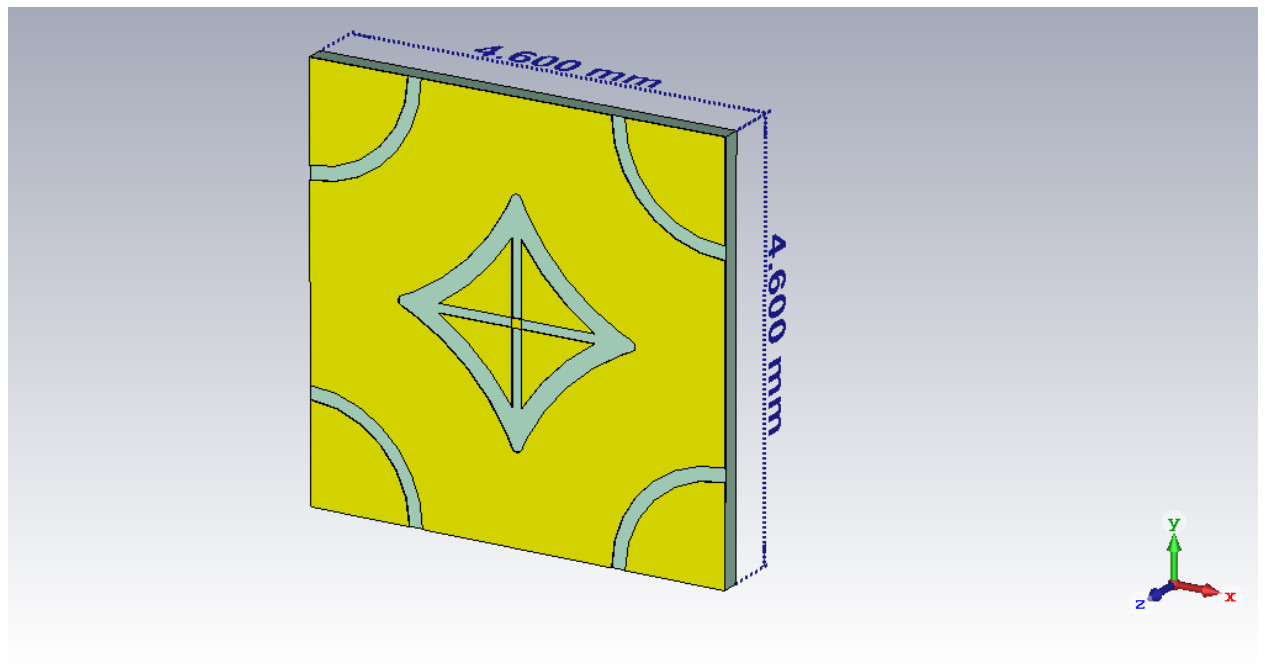


Figura 3.14. Celda unitaria de la FSS de estructura compuesta.

En la Fig. 3.14 se muestra la celda unitaria correspondiente a la estructura compuesta a simular. En las tablas 7 y 8 se muestran los valores de los parámetros utilizados para cada una de las estructuras simuladas.

Tabla 7 Parámetros de diseño de la estructura compuesta I.

| Parámetro | Valor | Descripción |
|-----------|---------|------------------------------------|
| a | 4.6mm | Lado de la celda cuadrada |
| c | 0.2mm | Ancho de las ranuras del anillo |
| Ri1 | 1.1 | Radio interno del anillo 1 |
| Ro2 | Ri1 + c | Radio externo del anillo 1 |
| Ri2 | 2.45mm | Radio interno del anillo 2 |
| Ro2 | Ri2 + c | Radio externo del anillo 2 |
| belndR | 0.06mm | Curvatura de los vértices |
| d | 0.101mm | Ancho de las ranuras de las líneas |

Tabla 8 Parámetros de diseño de la estructura compuesta I.

| Parámetro | Valor | Descripción |
|-----------|---------|------------------------------------|
| a | 4.6mm | Lado de la celda cuadrada |
| c | 0.2mm | Ancho de las ranuras del anillo |
| Ri1 | 1.1 | Radio interno del anillo 1 |
| Ro2 | Ri1 + c | Radio externo del anillo 1 |
| Ri2 | 2.47mm | Radio interno del anillo 2 |
| Ro2 | Ri2 + c | Radio externo del anillo 2 |
| belndR | 0.06mm | Curvatura de los vértices |
| d | 0.101mm | Ancho de las ranuras de las líneas |

Como puede apreciarse el parámetro variado corresponde al radio interior del anillo invertido. Este sufrió un cambio de 0.02mm, del cual se espera que tenga un ligero impacto en la resonancia correspondiente a esta geometría.

En la Fig. 3.15 se aprecia el coeficiente de reflexión correspondiente a la estructura I. La resonancia correspondiente al anillo se encuentra en la frecuencia de 31.74GHz y la del anillo invertido extendido en 34.02GHz. Estos valores de resonancia arrojan una

FR = 1.07, el cual es inferior al 1.15 trazado como objetivo de la investigación. Notar también que las frecuencias (31.74 y 34.02) de resonancia de la estructura compuesta son muy parecidas a las frecuencias de resonancias de las estructuras simuladas individualmente (32.32 y 34.12) lo que evidencia la poca interacción electromagnética que tienen las geometrías de las dos ranuras cuando se encuentran en una misma FSS.

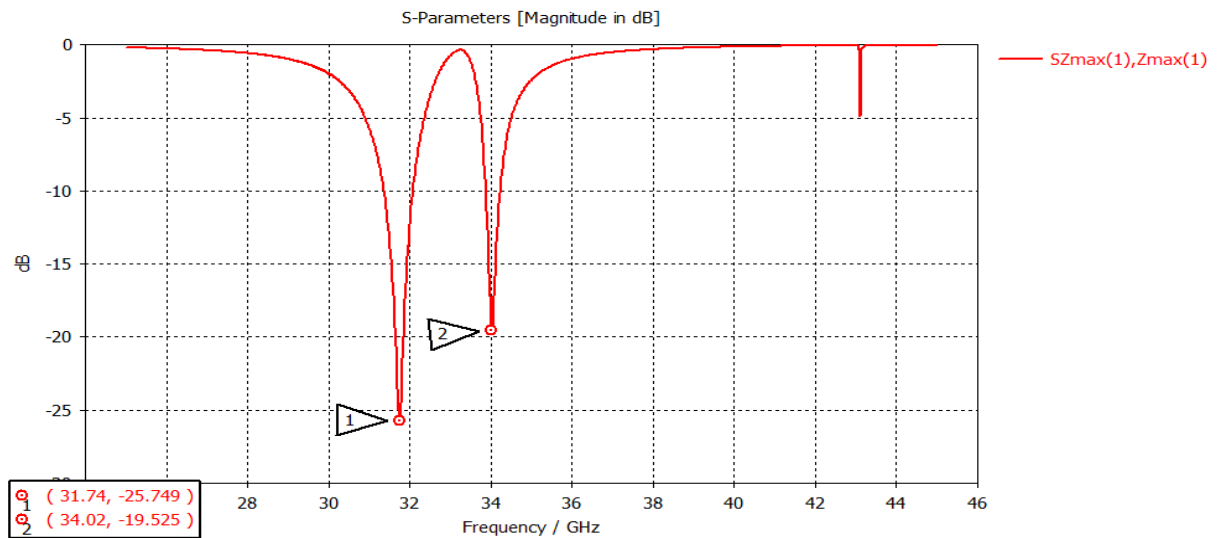


Figura 3.15 Coeficiente de reflexión (S_{11}) correspondiente a la estructura I.

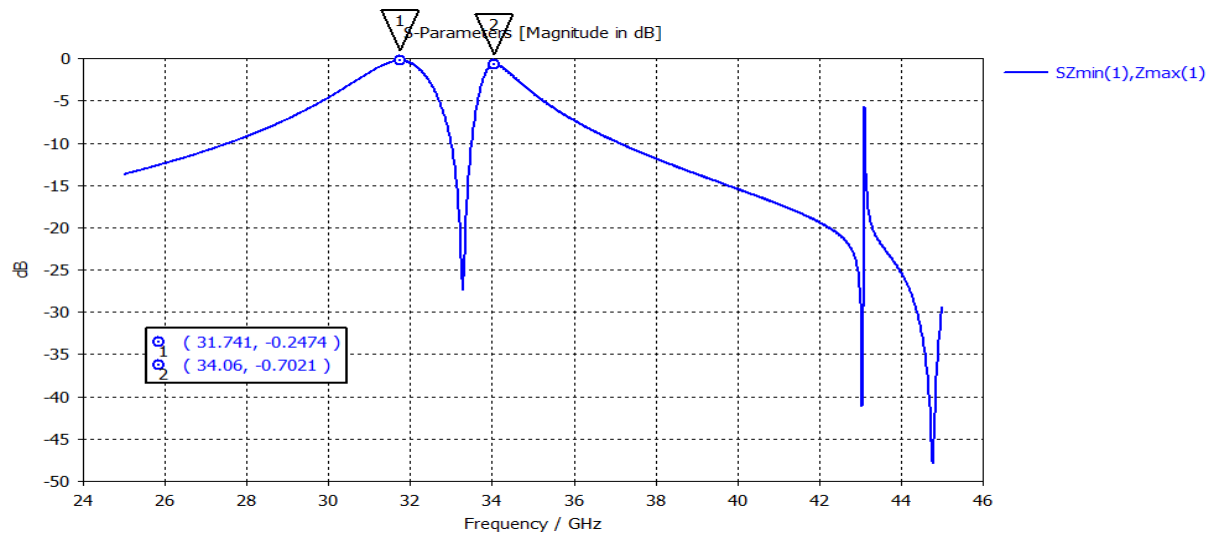


Figura 3.16 Coeficiente de transmisión (S_{21}) correspondiente a la estructura I.

En la Fig 3.16 se aprecia el parámetro S_{21} o coeficiente de transmisión donde se corroboran los resultados observados en la Fig. 3.15. Cabe señalar la importancia de esta gráfica ya que, a diferencia del coeficiente de reflexión, el parámetro S_{21} puede ser medido en un escenario no simulado.

A continuación, en las figuras 3.17 y 3.18 se aprecia el valor absoluto del campo eléctrico (polarización vertical) en cada una de las resonancias. Puede notarse como en la resonancia del anillo el campo eléctrico que atraviesa la FSS lo hace a través de la región horizontal de la ranura del anillo. Esto sucede porque la onda trae polarización vertical y es en las regiones horizontales donde mejor se acomoda para pasar (por condiciones de frontera). En la resonancia del anillo invertido casi todo el

campo eléctrico está confinado dentro de dicha geometría, con muy poco paso en las partes verticales.

Estas figuras (3.17 y 3.18) son útiles para corroborar lo supuesto en las simulaciones individuales de las geometrías, o sea, identificar cada resonancia con una geometría. También sirven estas simulaciones para de alguna manera medir la interacción electromagnética de una geometría con la otra, la cual se aprecia que es baja. Esto se puede verificar mediante el gráfico observando la magnitud muy baja del campo eléctrico dentro de la ranura no resonante en ese momento.

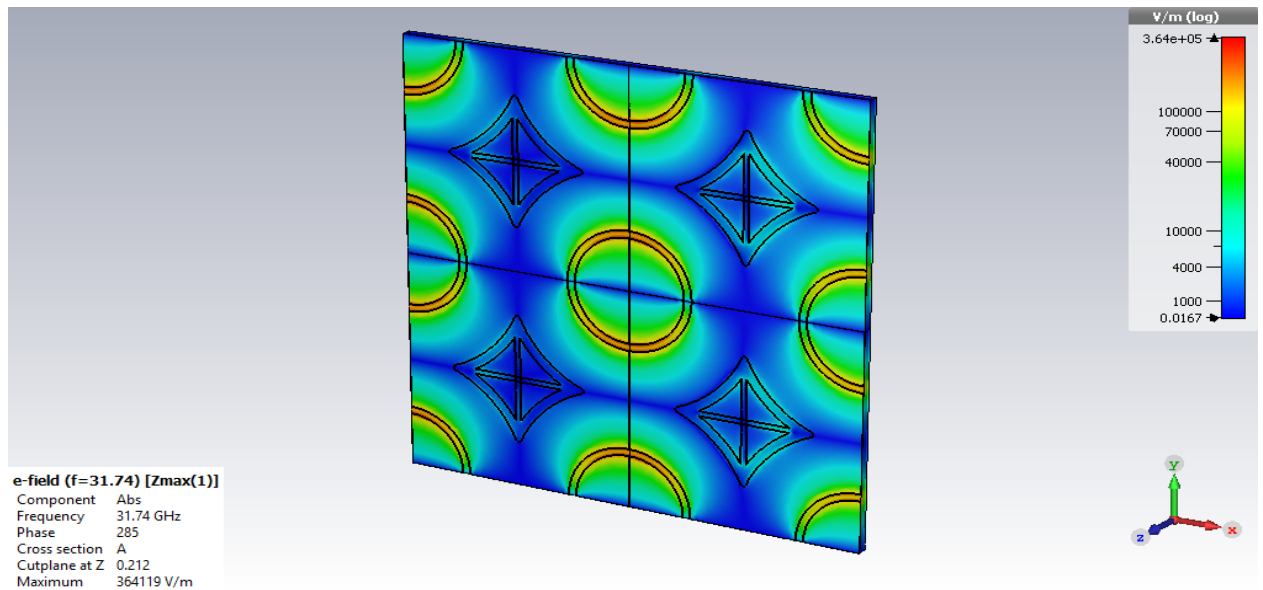


Figura 3.17. Representación del valor absoluto del campo eléctrico en la frecuencia de resonancia del anillo de la estructura I.

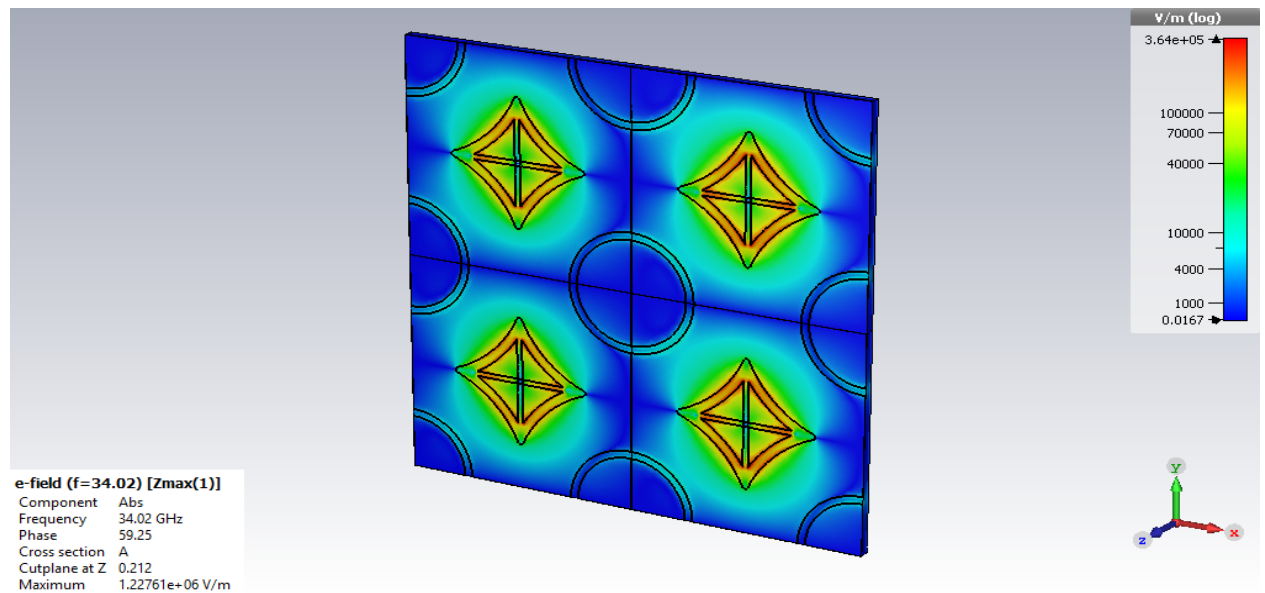


Figura 3.18. Representación del valor absoluto del campo eléctrico en la frecuencia de resonancia del anillo invertido extendido de la estructura I.

En las figuras 3.19 y 3.20 se observa la distribución de las corrientes superficiales para cada una de las resonancias. Se puede apreciar claramente como en cada una de las resonancias aumenta el valor de la densidad de corrientes en los alrededores de la geometría resonante. Las direcciones de estas corrientes están dadas por las diferencias de potencial creadas por el campo eléctrico en la superficie. Este tipo de gráfico sirve para verificar que el valor de las corrientes sea bajo en las geometrías no resonantes y así evidenciar, una vez más, la baja interacción mutua entre ambas geometrías.

Todas estas simulaciones validan (a nivel de simulación) lo acertado del diseño de la estructura compuesta I.

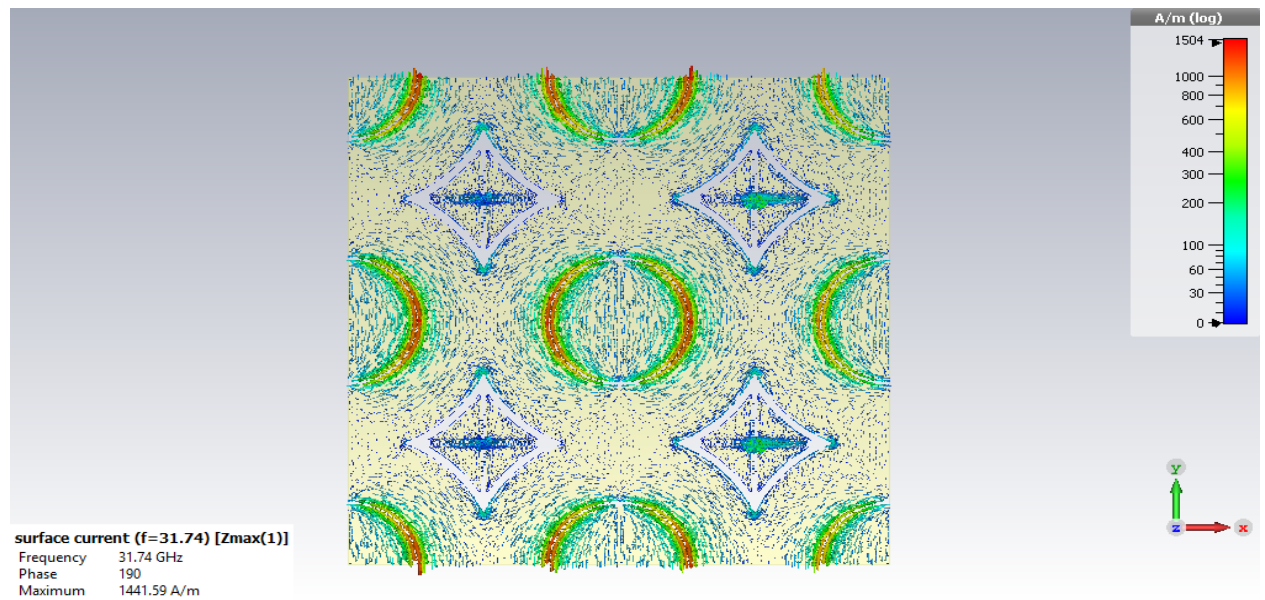


Figura 3.19. Representación de las corrientes superficiales en la estructura para la frecuencia de resonancia del anillo de la estructura I.

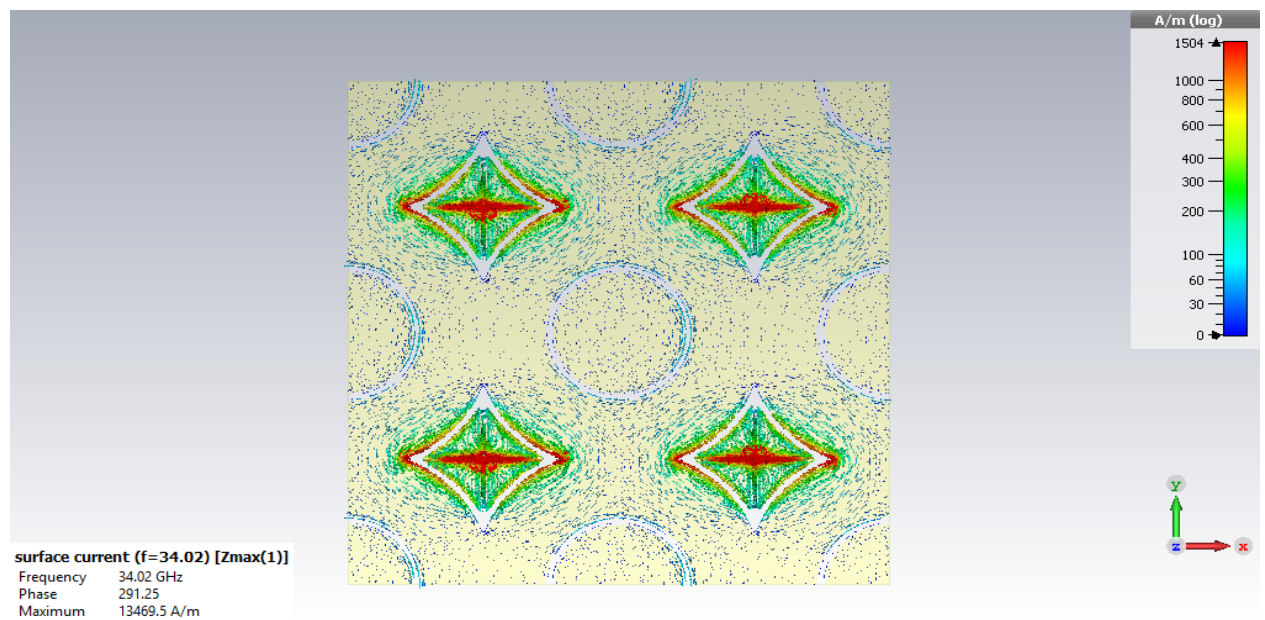


Figura 3.20. Representación de las corrientes superficiales en la estructura para la frecuencia de resonancia del anillo invertido extendido de la estructura I.

A continuación, se muestran los resultados de la simulación de la estructura compuesta

II. Se llevaron a cabo las mismas simulaciones que para la estructura compuesta I.

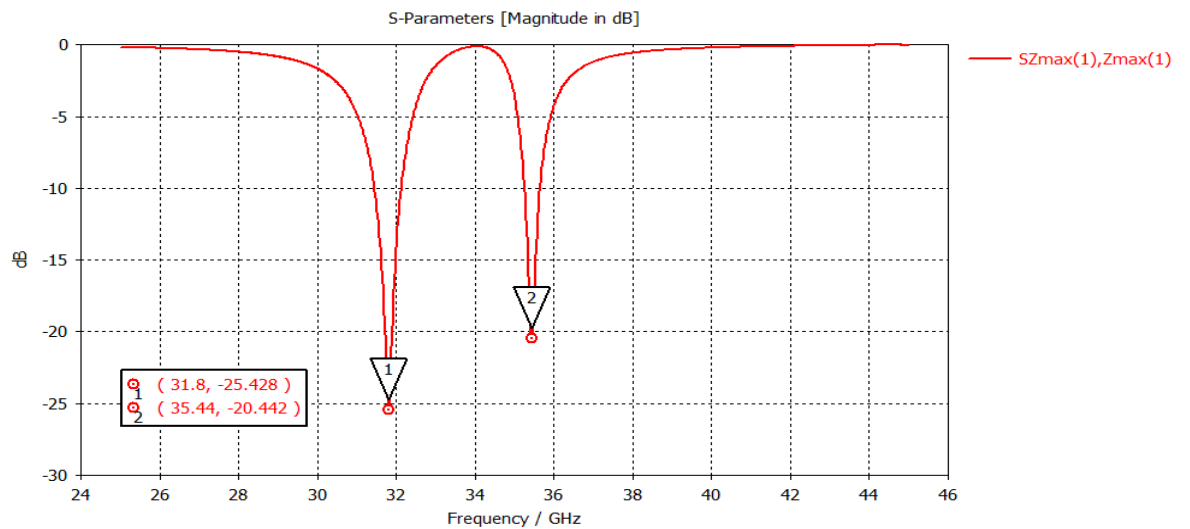


Figura 3.21. Coeficiente de reflexión (S11) correspondiente a la estructura II.

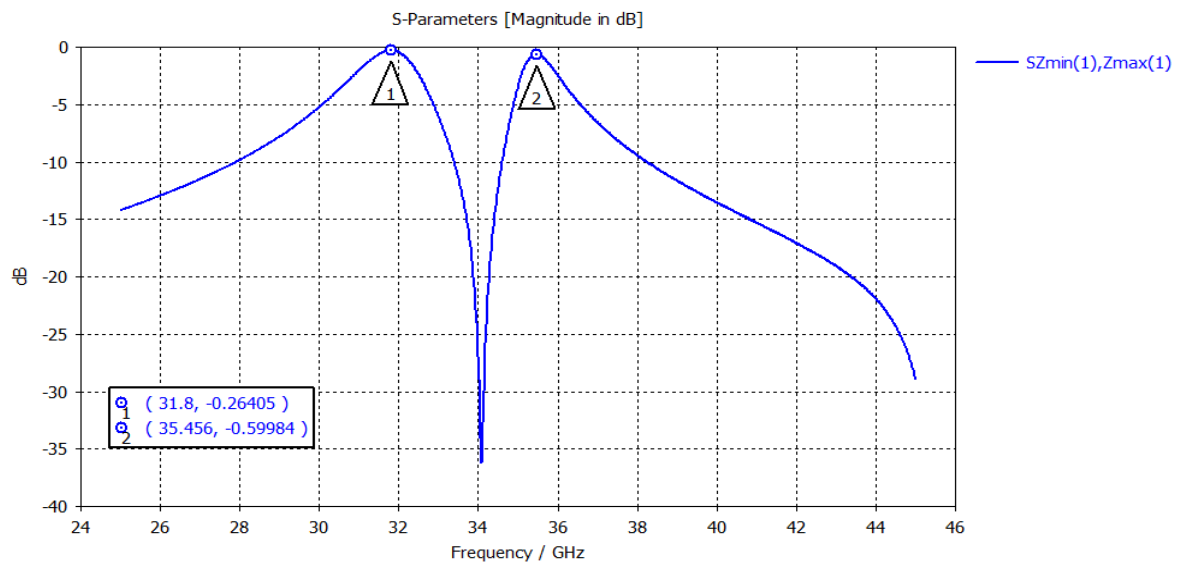


Figura 3.22. Coeficiente de transmisión (S12) correspondiente a la estructura II.

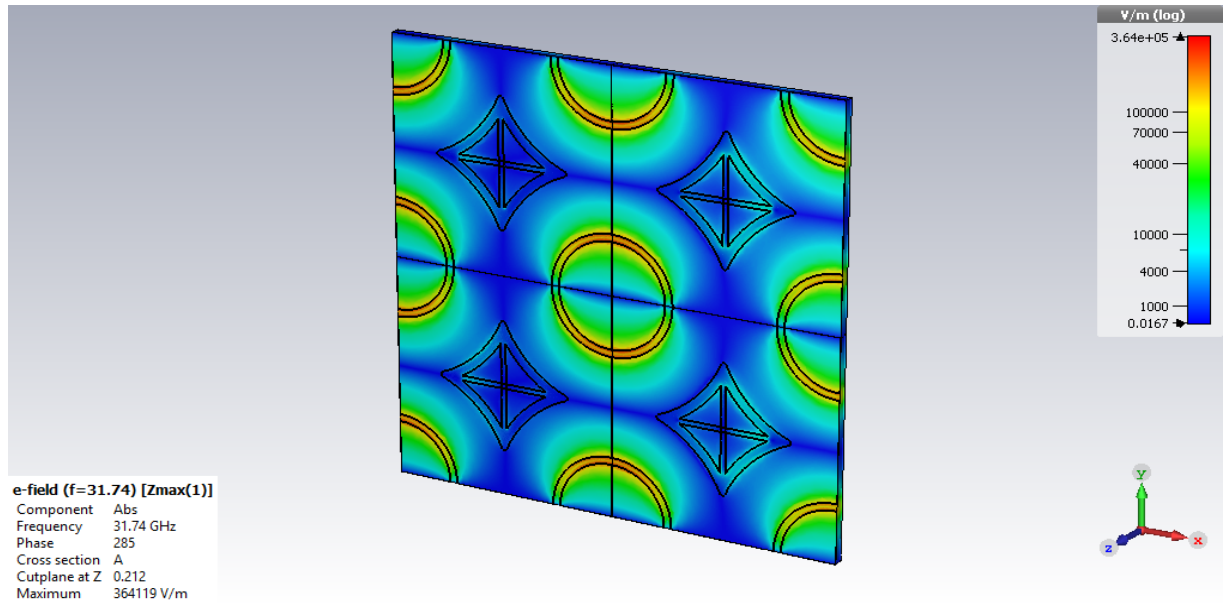


Figura 3.23. Representación del valor absoluto del campo eléctrico en la frecuencia de resonancia del anillo de la estructura II.

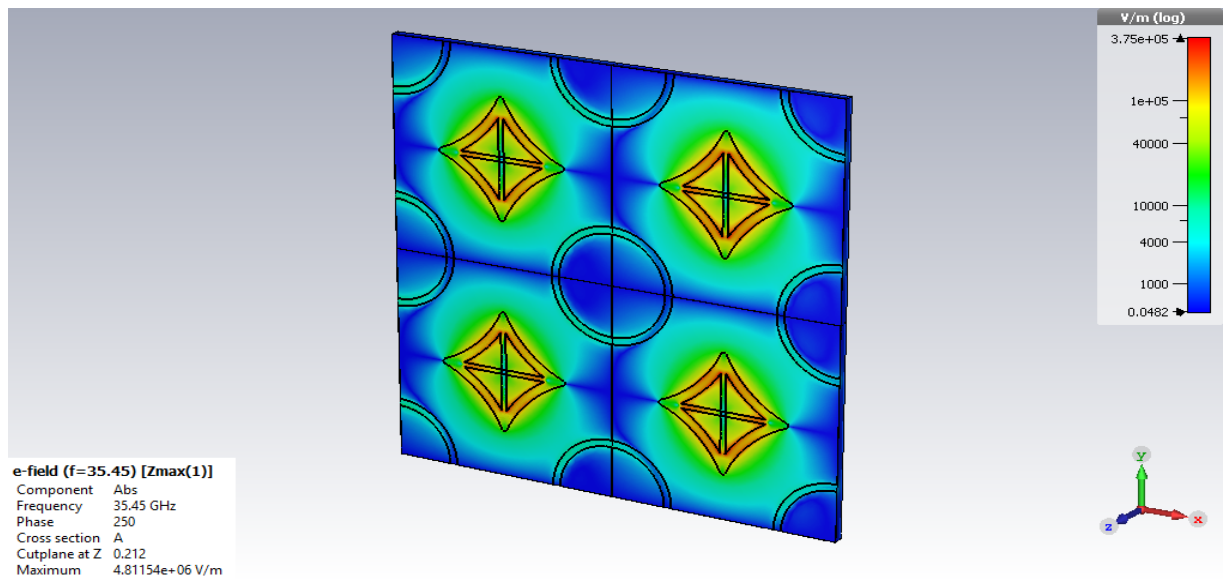


Figura 3.24. Representación del valor absoluto del campo eléctrico en la frecuencia de resonancia del anillo invertido extendido de la estructura II.

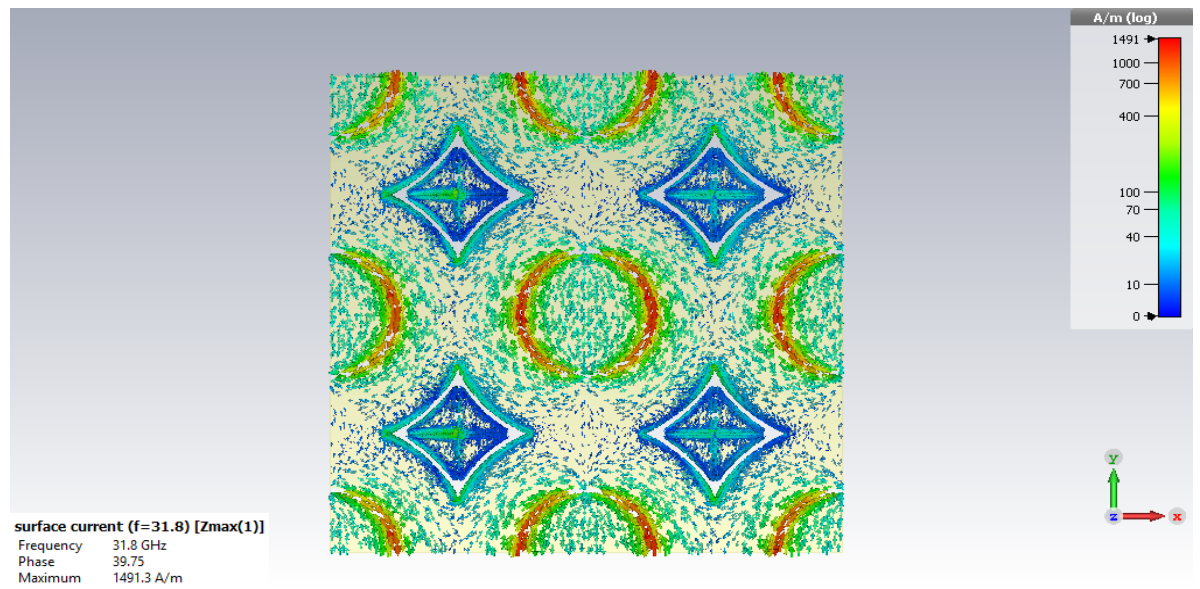


Figura 3.25. Representación de las corrientes superficiales en la estructura para la frecuencia de resonancia del anillo de la estructura II.

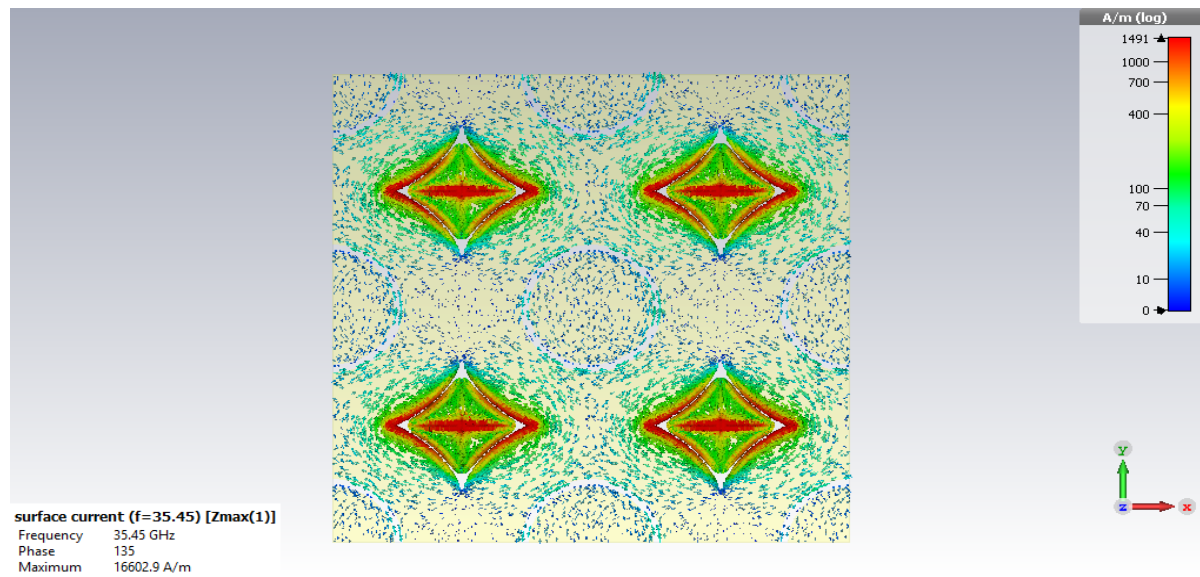


Figura 3.26. Representación de las corrientes superficiales en la estructura para la frecuencia de resonancia del anillo invertido extendido de la estructura II.

Como se observa en los resultados de la estructura compuesta II, los resultados de la simulación de esta estructura también son aceptables. El $FR = 1.11$ ($35.44/31.8$). Las observaciones para las figuras que muestran los resultados son idénticas a las de la estructura compuesta I. Solamente cabe señalar que el parámetro cambiado en el anillo invertido logró cambiar la frecuencia de resonancia de esa geometría como era de esperar y también cambió ligeramente la frecuencia a la que resuena el anillo circular.

Ambas estructuras muestran resultados simulados aceptables según los objetivos de la investigación.

CAPÍTULO IV CARACTERIZACIÓN DE LA SUPERFICIE Y CONCLUSIONES

4.1. PROCESO DE FABRICACIÓN

El proceso de fabricación utilizado para la elaboración del dispositivo ha sido empelado y perfeccionado en el Departamento de Electrónica y el Centro de Diseño UNAMems, de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional Autónoma de México (UNAM). Este proceso se ha puesto en práctica en varios proyectos de investigación con algunas variantes de acuerdo a las necesidades de cada uno. Se denomina tecnología flexible de circuito impreso porque un proceso flexible involucra depositar un metal sobre un dieléctrico. El metal es definido mediante un material fotorresistivo que imprime las formas deseadas y un agente atacante que graba la estructura, eliminando el material no deseado.

La estructura consta de dos capas con las siguientes características:

| No. Capa | Material | Espesor (μm) | Función |
|----------|--------------------|---------------------------|----------------------------------------------------------------|
| 1 | Rogers RO40003C | 203 | Sustrato dieléctrico con depósito superior e inferior de cobre |
| 2 | Cobre/sobre ataque | 17/11 | Capa conductora, tierra del dispositivo |

4.1.1. Materiales del proceso de fabricación

Rogers RO4003C

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

- Constante dieléctrica (ϵ_r): 3.55 (8 a 40GHz)
- Tangente de pérdidas (δ): 0.0027 @ 10GHz/ 23°C
- Densidad: 1.79 g/cm^3 @ 23°C
- Espesor: 203 μm

Cobre

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

- Conductividad eléctrica: $5.8 \times 10^7 \text{ S}/\text{m}$
- Densidad: 8960 Kg/m^3
- Espesor: 17 μm

La lámina primeramente fue sometida a un proceso de ataque para rebajar el espesor del cobre de 17 a 11 μ m. Luego se le aplicó una capa transitoria de un material fotosensible sobre el cual se imprimió el diseño de la FSS. Luego se sometió a un ataque para crear las ranuras en los lugares marcados en la impresión. Por último, se eliminó la fotoresina.

En el caso de esta investigación se construyeron las dos estructuras propuestas. A continuación, se muestran imágenes tomadas de las superficies.

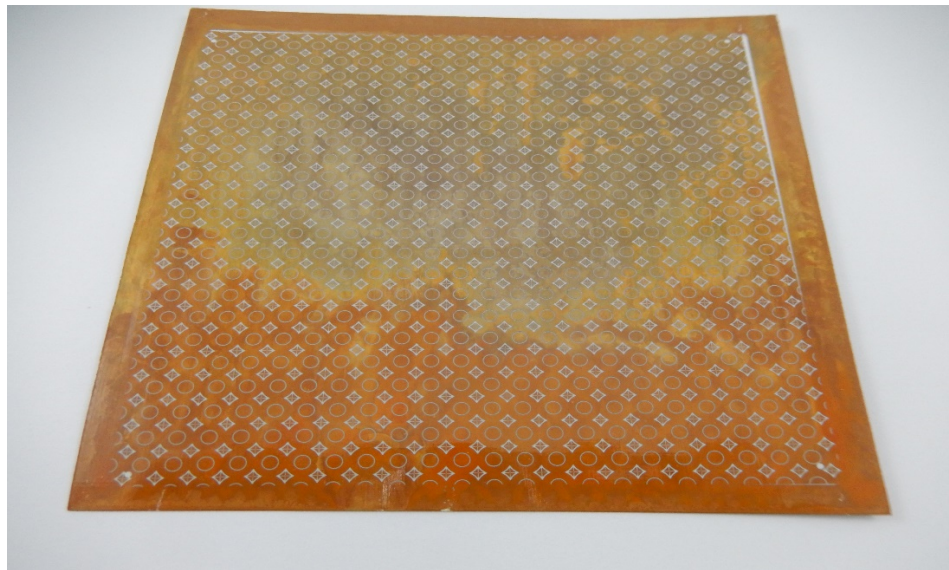


Figura 4.1. Superficie selectiva de frecuencia fabricada (a).

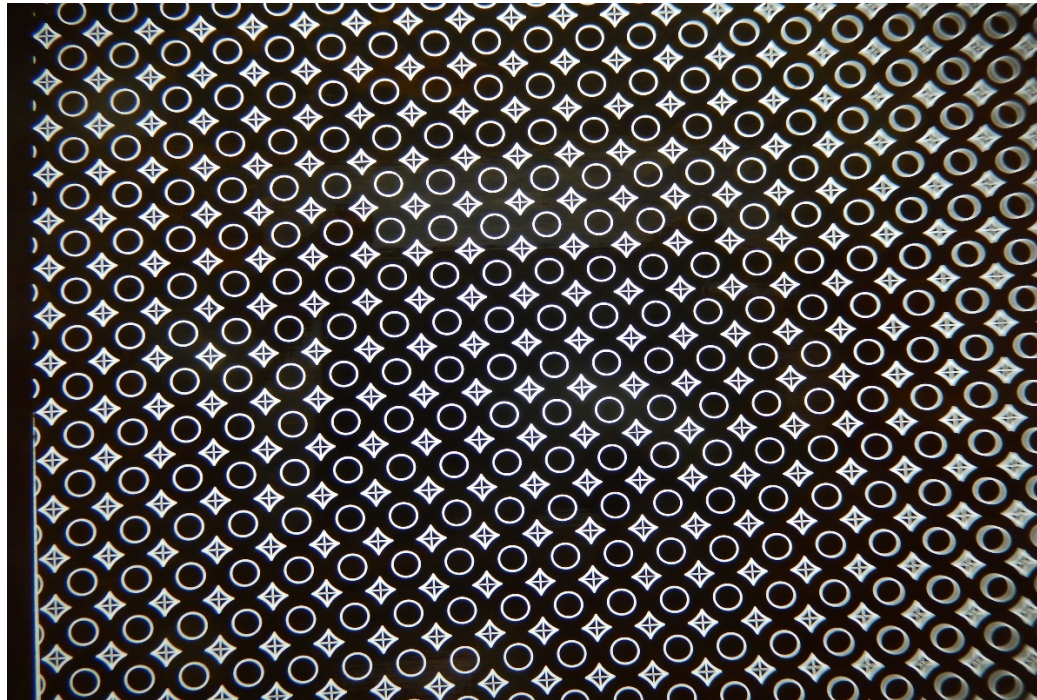


Figura 4.2. Superficie selectiva de frecuencia fabricada (b).

A continuación, se muestran imágenes microscópicas de las FSS fabricadas. En estas se puede apreciar los efectos del sobreataque, que no es más que el exceso de exposición de la sustancia durante el revelado de la imagen, provocando que el espesor de las ranuras sea superior al diseñado. Este aumento en el espesor trae consigo un aumento del perímetro de la ranura, lo que cambia ligeramente el panorama de interacción entre ambas geometrías y por ende sus frecuencias de resonancia.

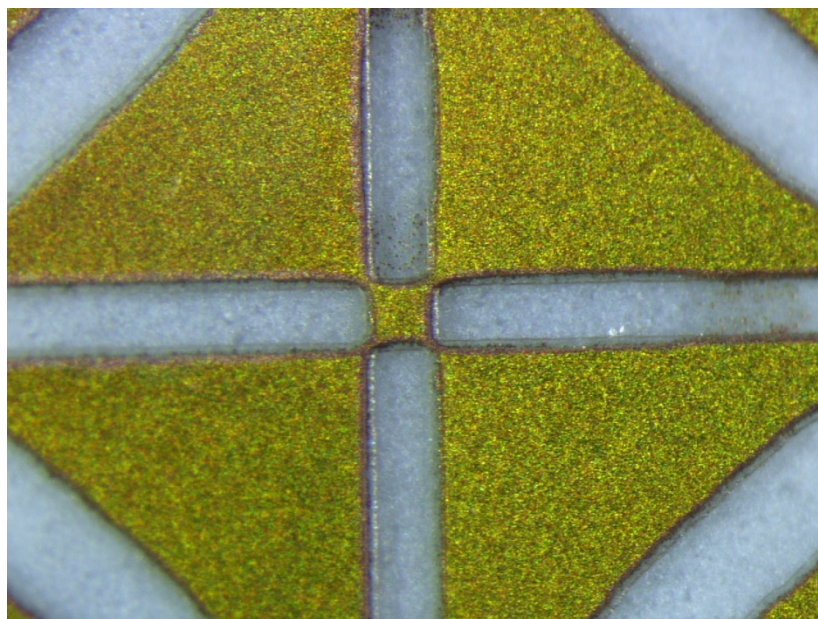


Figura 4.3. Imagen 1 de la estructura I.



Figura 4.4. Imagen 2 de la estructura I.

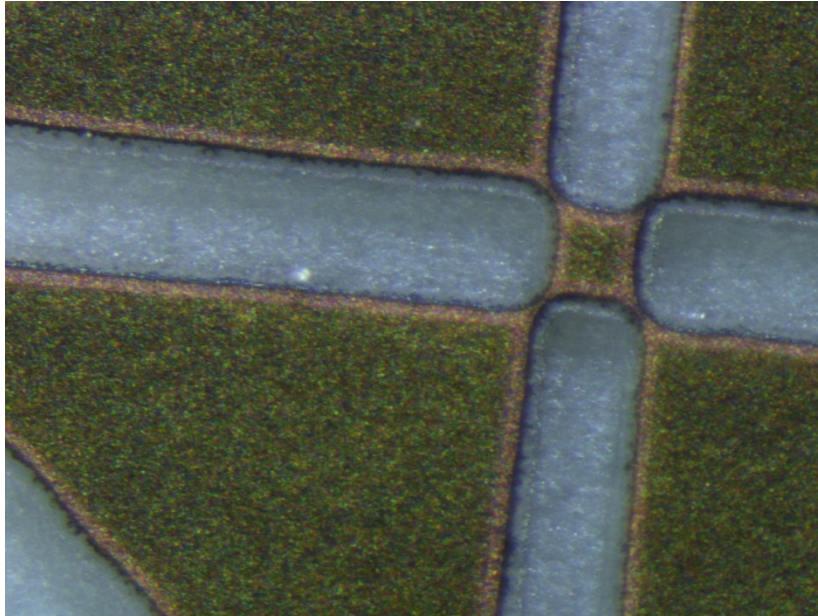


Figura 4.5. Imagen 1 de la estructura II.

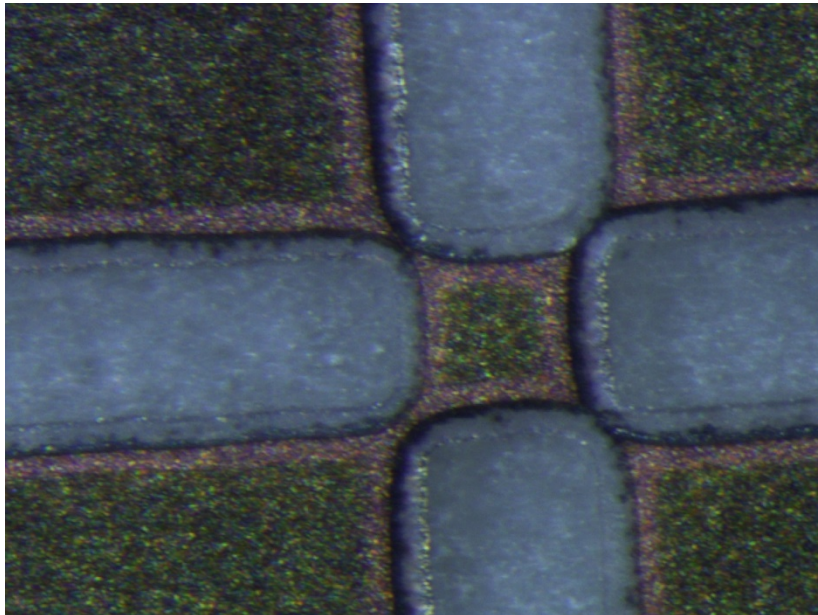


Figura 4.6. Imagen 2 de la estructura II.

Las mediciones se llevaron a cabo en el laboratorio UNAMems donde se encuentra un analizador de redes vectorial. En la práctica solo se puede corroborar el parámetro S_{21} o coeficiente de transmisión. A continuación, se muestran los resultados del parámetro S_{21} para ambas estructuras compuestas.

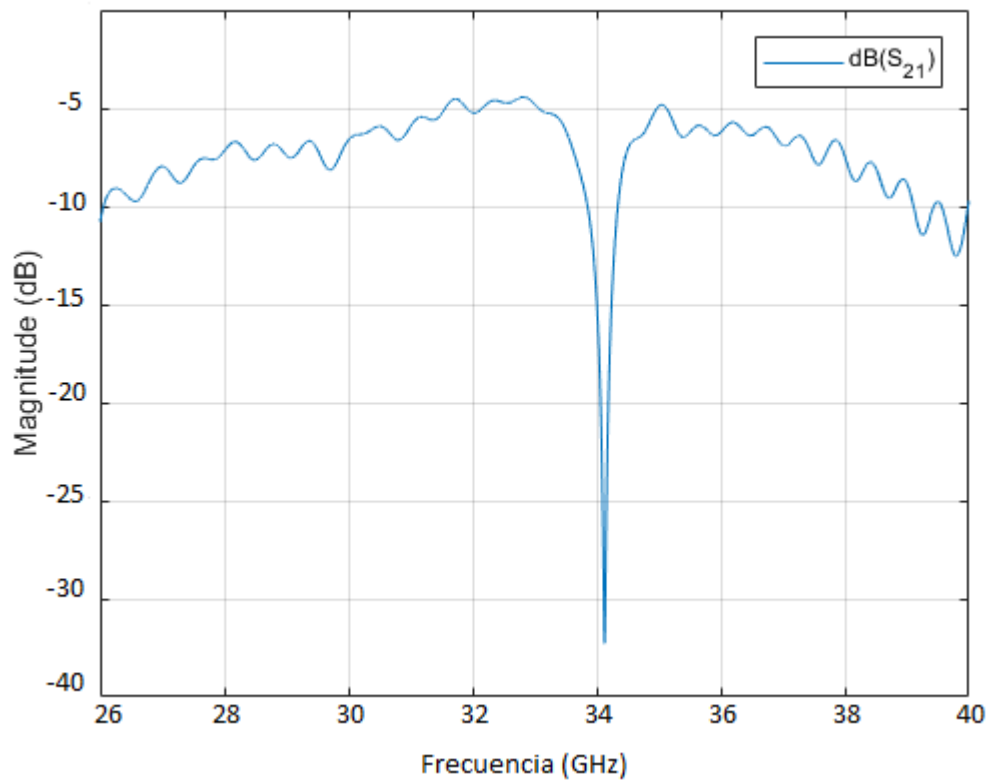


Figura 4.7. Coeficiente de transmisión (S_{21}) medido en la estructura I.

En la Fig. 4.7 se muestra el parámetro S_{21} medido para la estructura compuesta I. Como se aprecia las frecuencias de resonancias están ubicadas en 32.8 y 35 GHz para

dar un $FR = 1.067$, que se corresponde con el de 1.07 obtenido en la simulación. Cabe señalar que las frecuencias de resonancia obtenidas en la simulación fueron 31.74 y 34.02 GHz. O sea las obtenidas en la medición están corridas 1 GHz a la derecha. La causa de esto puede estar dada en el ligero cambio que causó el sobreaque en la interacción mutua de ambas geometrías, además de las imperfecciones ocurridas durante el proceso de fabricación.

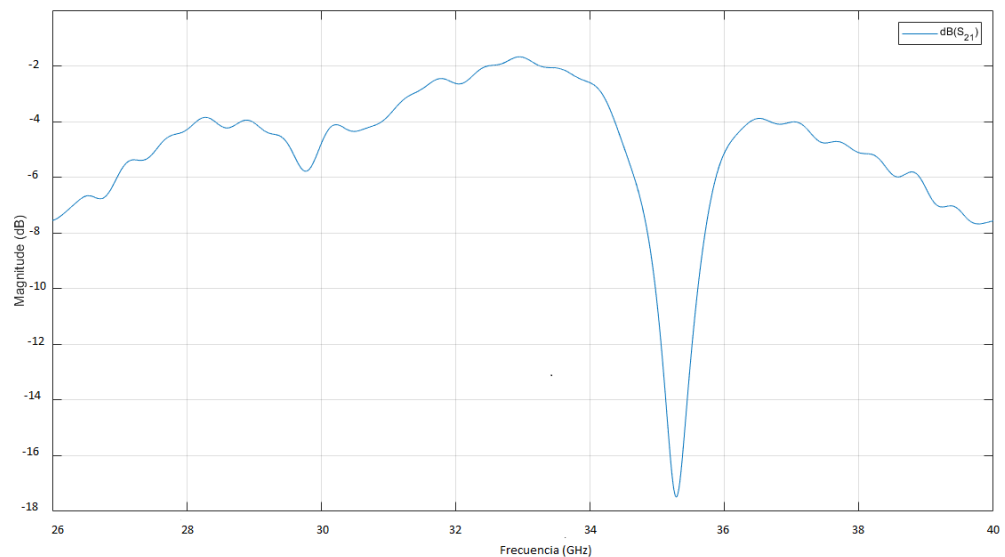


Figura 4.8. Coeficiente de transmisión (S_{21}) medido en la estructura II.

En la Fig. 4.8 se muestra el parámetro S_{21} medido para la estructura compuesta II. Como se aprecia las frecuencias de resonancias están ubicadas en 33 y 36.5 GHz para dar un $FR = 1.10$, que aunque no se corresponde exactamente con el 1.07 obtenido en la simulación, sigue siendo un valor muy bueno e inferior al 1.15 trazado en el objetivo

de la investigación. Cabe señalar que las frecuencias de resonancia obtenidas en la simulación fueron 31.8 y 35.45 GHz. O sea, las obtenidas en la medición también están corridas 1 GHz a la derecha. La causa de esto puede estar dada en el ligero cambio que causó el sobreataque en la interacción mutua de ambas geometrías, o sea, este ligero cambio en los perímetros de las ranuras provoca que cambien las resonancias individuales, la disposición geométrica de las mismas y por ende la interacción electromagnética entre éstas. Además, se tienen las imperfecciones ocurridas durante el proceso de fabricación.

No obstante, a la ligera inexactitud de los resultados medidos con los simulados, se pueden considerar satisfactorios los mismos ya que ambos cumplen con los objetivos trazados al inicio de la investigación. Para corregir esta inexactitud tendría que llevarse a cabo un minucioso proceso de fabricación. Además, tendría que garantizarse que la geometría diseñada se imprima tal cual en el negativo utilizado.

CAPÍTULO V

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

5.1. CONCLUSIONES GENERALES

Después de analizar los diferentes tipos de FSS de doble resonancia publicados en bases de datos de alto impacto en los últimos años, se determinó que la mayoría de los resultados aceptables (con $FR < 1.15$) se basan en lograr un bajo acoplamiento electromagnético (baja interacción mutua) entre las geometrías resonantes que componen el arreglo periódico.

Posteriormente se simularon geometrías basadas en anillos circulares de manera individual para analizar el comportamiento de cada geometría por separado. Durante estas simulaciones se identificaron fenómenos que fueron tomados en cuenta a la hora del diseño final.

Luego se simularon dos estructuras compuestas por las geometrías antes simuladas. Los resultados obtenidos cumplieron el objetivo trazado para la investigación. Específicamente presentaron FR de 1.07 y 1.11 respectivamente.

Posterior a las simulaciones, se construyeron y caracterizaron ambas superficies. Los resultados de las mediciones se corresponden en gran medida a los resultados simulados y también cumplen con el objetivo trazado al inicio de la investigación. Específicamente se obtuvieron valores de FR de 1.067 y 1.10

Teniendo en cuenta que los resultados de la simulación y caracterización de las superficies construidas se corresponden y que en todos los casos son inferiores a 1.15, se puede afirmar que el objetivo de la investigación se alcanzó satisfactoriamente.

5.2. RECOMENDACIONES

Para quien desee reproducir o continuar esta investigación se recomienda:

- Tratar de minimizar los errores durante el proceso de fabricación. Específicamente los relacionados con el sobreaque en el momento del revelado.
- Probar otras técnicas para lograr que las frecuencias de resonancias sean ajustables, ya sea mediante conmutación de estados o mediante elementos reactivos variables.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] S. Celozzi, R. Araneo, y G. Lovat, “Frequency Selective Surfaces”, 2008, pp. 219–240.
- [2] S. Cimen, “Novel closely spaced planar dual-band frequency-selective surface”, *Antennas Propag. IET Microw.*, vol. 7, núm. 11, pp. 894–899, ago. 2013.
- [3] A. D. Chuprin, E. A. Parker, y J. C. Batchelor, “Convolutted double square: single layer FSS with close band spacings”, *Electron. Lett.*, vol. 36, núm. 22, pp. 1830–1831, oct. 2000.
- [4] D. Wang, Y. Chang, W. Che, y Y. L. Chow, “Miniaturized dual-band loaded frequency selective surface with narrow band spacing”, en *2012 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT)*, 2012, vol. 5, pp. 1–4.
- [5] R. Xu, H. Zhao, Z. Zong, y W. Wu, “Dual-Band Capacitive Loaded Frequency Selective Surfaces With Close Band Spacing”, *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 18, núm. 12, pp. 782–784, dic. 2008.
- [6] M. A. Al-Joumayly y N. Behdad, “Low-Profile, Highly-Selective, Dual-Band Frequency Selective Surfaces With Closely Spaced Bands of Operation”, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, núm. 12, pp. 4042–4050, dic. 2010.
- [7] C. Chiu y W. Wang, “A Dual-Frequency Miniaturized-Element FSS With Closely Located Resonances”, *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 12, pp. 163–165, 2013.
- [8] F. Huang, C. Chiu, T. Wu, y Y. Chiou, “Very Closely Located Dual-Band Frequency Selective Surfaces via Identical Resonant Elements”, *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 14, pp. 414–417, 2015.
- [9] H. Fabian-Gongora, A. E. Martynyuk, J. Rodriguez-Cuevas, y J. I. Martinez-Lopez, “Active Dual-Band Frequency Selective Surfaces with Close Band Spacing Based on Switchable Ring Slots”, *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 25, núm. 9, pp. 606–608, sep. 2015.
- [10] S. R. Anwar, L. Mao, y H. Ning, “Frequency Selective Surfaces: A Review”, *Appl. Sci.*, vol. 8, núm. 9, 2018.
- [11] B. A. Munk, *Frequency selective surfaces : theory and design*. New York : J. Wiley, c2000.
- [12] T. K. Wu, *Frequency selective surface and grid array*. New York: Wiley, 1995.
- [13] P. Callaghan, E. A. Parker, y R. J. Langley, “Influence of supporting dielectric layers on the transmission properties of frequency selective surfaces”, *Antennas Propag. IEE Proc. H - Microw.*, vol. 138, núm. 5, pp. 448–454, oct. 1991.
- [14] B. Sanz-Izquierdo, E. A. Parker, y J. C. Batchelor, “Dual-Band Tunable Screen Using Complementary Split Ring Resonators”, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, núm. 11, pp. 3761–3765, nov. 2010.
- [15] M. Karahan, Y. Yavuz, S. H. Ates, y E. Aksoy, “A dual-band frequency selective surface structure with stable performance for oblique incidence”, en *2017 10th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO)*, 2017, pp. 1096–1098.

- [16] W. Li, Y. Suo, y B. Cai, “2.5 Dimensional Miniaturized Dual-band Frequency Selective Surface Design”, en *2018 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation USNC/URSI National Radio Science Meeting*, 2018, pp. 2049–2050.