



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

FACULTAD DE INGENIERÍA

**Superficie selectiva de frecuencia con
características de filtrado de señales de
microondas en tres bandas**

TESIS

Que para obtener el título de

Ingeniero Eléctrico Electrónico

P R E S E N T A

Yael Jasso Martínez

DIRECTORA DE TESIS

Dra. Lourdes Martínez López



Ciudad Universitaria, Cd. Mx., 2024

Agradecimientos

Durante toda mi formación profesional he recibido apoyo de muchas personas, algunas quedándose a mi lado al pasar del tiempo, mientras que otras se han quedado en el camino por razones personales. Sin embargo, todos han contribuido de diversas formas y distintas magnitudes para que yo llegara hasta este punto, es por ello que considero pertinente hacerlos parte de este logro agradeciéndoles por sus acciones y palabras.

Me gustaría comenzar agradeciendo a la Universidad Nacional Autónoma de México (UNAM), por permitirme estudiar en sus instalaciones desde Iniciación Universitaria, hasta la Facultad de Ingeniería, la cual me abrió sus puertas y me dio las herramientas básicas para enfrentarme a la vida profesional. De igual forma agradezco a todos aquellos autores que se encuentran citados en este trabajo, ya que sin sus conocimientos e investigaciones, no hubiese sido posible realizar este trabajo de tesis.

Agradezco a la Dra. Lourdes Martínez López por su paciencia, dedicación y confianza depositados en mi persona para hacer posible este trabajo, de igual forma agradezco que compartiera sus conocimientos y comentarios con la finalidad de enriquecerlo de la mejor manera.

He de agradecer a mis sinodales, el Dr. Pablo Roberto Pérez Alcázar, la Dra. Lourdes Martínez López, la Dra. Elizabeth Fonseca Chávez, el Dr. Oleksandr Martynyuk y la Ing. Beatriz Eslava Arellanes por su tiempo y dedicación depositados en la revisión de este trabajo de tesis.

Agradezco inmensamente a mis padres Juan Pablo y Yubani, por darme el tesoro de la vida, un hogar, su crianza, sus consejos, apoyo incondicional y facilitarme, en mayor medida, las condiciones necesarias para mi desarrollo personal y profesional; y aunque pocas veces lo expreso, me siento muy agradecido con ustedes, los quiero mucho.

Agradezco a mi hermana Grecia, por apoyarme, ayudarme en múltiples ocasiones y por ser una persona amable con grandes aspiraciones, de quien espero mucho.

Agradezco a mi tío Eduardo, a mi tía Esmeralda, a mi tía Adriana, a mi tía Lilian y a mi tía Sandra por su apoyo, además de ser fuentes de conocimiento, inspiración y cariño que me han llevado hasta donde estoy. De igual forma agradezco a mi abuela Gregoria y a mi abuela Elodia por su apoyo, sus enseñanzas y cariño.

Agradezco a mi pareja Ana, por ser una fuente de inspiración, por tu apoyo, tu cariño, los buenos y malos momentos que hemos tenido y nos han ayudado a madurar, establecer metas y crecer en conjunto para poder enfrentarnos a la vida.

Agradezco a todas las personas que han llegado a mi vida en forma de amigos, siendo Omar y Christopher dos de mis más grandes amigos con los que pasé los mejores momentos a lo largo de iniciación universitaria y el bachillerato, ganándose un aprecio especial de mi parte. Dentro de los amigos a quienes quiero agradecer se encuentran Alejandro, Alexis, Diana, Juan Joshua, Víctor y Jorge, por ser buenos amigos, personas muy amables y compañeros que estoy muy feliz de haber conocido.

Igualmente quiero agradecer a mis colegas Alejandro Lagunas, Alejandro León, Ana Laura Carreño, Daniel López, Daniela Maldonado, Enrique Guerra, Javier López, Sergio Guzmán, Sergio Franco y Mariana Soriano, por acompañarme a lo largo de la carrera, por el apoyo mutuo, darme la oportunidad de conocerlos y convivir con ustedes, además de compartir vivencias. Asegurando que conseguirán sus metas y serán grandes profesionistas, espero volver a encontrarlos.

Hay muchas personas que me gustaría mencionar y agradecer, sin embargo, no me alcanzan las palabras para agradecerle a todos, es por ello que les agradezco a todos los que no he mencionado, su tiempo, apoyo y comprensión.

Finalmente, agradezco a la Dirección General de Asuntos del Personal Académico (DGAPA) por los Proyectos PAPIIT IA104323 e IN111522 para la realización de este trabajo de tesis.

Índice general

Introducción	1
1. Electromagnetismo	3
1.1. Ondas Electromagnéticas	3
1.1.1. La ecuación de onda	3
1.1.2. Ecuaciones de Maxwell	5
1.1.3. Ondas electromagnéticas	7
1.2. Propagación de ondas electromagnéticas	8
1.2.1. Fasores	8
1.2.2. Ondas planas en un medio sin pérdidas	9
1.2.3. Ondas planas uniformes	9
1.3. Tipos de polarización de ondas electromagnéticas	10
1.3.1. Polarización Elíptica	11
1.3.2. Polarización Lineal	11
1.3.3. Polarización Circular	12
1.4. Espectro Electromagnético	13
1.5. Espectro Radioeléctrico	14
1.6. Señales de Microondas	14
2. Superficies Selectivas de Frecuencia (SSF) de tres bandas	16
2.1. Estado del Arte de SSF de tres bandas	17
2.2. Tipos de geometrías de elementos en SSF	70
2.2.1. Grupo 1: Conectados por el centro o de n polos	70
2.2.2. Grupo 2: Tipo lazo o anillo	70
2.2.3. Grupo 3: Tipo parche o de interior sólido	71
2.2.4. Grupo 4: Combinaciones	72
2.2.5. Grupo 5: Tipo fractal	72
2.3. Elementos empleados en SSF	73
2.4. Aplicaciones de SSF	74
3. Filtrado de señales electromagnéticas de microondas	76
3.1. Tipos de filtrado de señales	77
3.2. Características de las SSF	79
3.2.1. SSF pasivas	79
3.2.2. SSF activas	79
3.2.3. Características de diseño de la superficie selectiva de frecuencia	79

3.3.	Respuesta en frecuencia de SSF	81
3.3.1.	Coeficientes de reflexión y transmisión	82
3.3.2.	Parámetros S	82
3.3.3.	Respuesta en frecuencia de SSF de tres bandas	84
3.4.	Dispositivos de control utilizados en las SSF	87
4.	Superficie selectiva de frecuencia para el filtrado de señales de microondas con operación en tres bandas	88
4.1.	Características de diseño de la superficie selectiva de frecuencia de tres bandas	88
4.2.	Análisis y diseño de la celda unitaria del elemento resonador para la superficie selectiva de frecuencias en tres bandas	89
4.2.1.	Geometrías para la superficie selectiva de frecuencia.	89
4.2.2.	Dimensiones de las geometrías	93
4.3.	Respuesta en frecuencia de la superficie selectiva de frecuencia en tres bandas	100
4.4.	Simulación de la superficie selectiva de frecuencia con distintos ángulos de incidencia	102
4.5.	Obtención del circuito eléctrico equivalente asociado a la superficie selectiva de frecuencia de tres bandas	104
4.6.	Fabricación de la superficie selectiva de frecuencia de tres bandas	109
4.6.1.	Montaje de la superficie selectiva de frecuencia	110
4.6.2.	Mediciones obtenidas	110
	Conclusiones	114
	Referencias	119

Introducción

El gran incremento del uso de dispositivos inalámbricos en medios de comunicaciones, en el área industrial, de la medicina, militar, entre otros; ha llevado al crecimiento del uso de sistemas en el intervalo de las microondas (300 MHz - 300 GHz) en los últimos años. Estos sistemas pueden englobar, para el caso de sistemas comerciales, desde televisión, internet, conectividad de dispositivos móviles; mientras que para aplicaciones militares se incluyen los sistemas de radar, detectores de velocidad, máseres [1].

Debido a la cercanía de las bandas utilizadas en dichos sistemas, se necesitan dispositivos capaces de seleccionar frecuencias específicas, ya sea para bloquear o dejarlas pasar a través de ellos, bajo estas especificaciones, la búsqueda de aparatos que puedan filtrar señales de manera eficiente ha sido incesante, resultando en gran variedad de dispositivos, tales como filtros de microondas y superficies selectivas de frecuencia, por mencionar algunos [1].

Las Superficies Selectivas de Frecuencia (SSF) son superficies que presentan comportamiento de filtro electromagnético en relación con la radiación incidente sobre ellas, es decir, permiten de forma selectiva controlar la propagación de radiación electromagnética que incide sobre ellas. Esta característica permite su uso extensivo en diversas áreas y a lo largo del espectro electromagnético, pudiéndose encontrar en aplicaciones asociadas a la protección contra interferencias electromagnéticas, blindaje electromagnético, absorbedores electromagnéticos, control de propagación de señales electromagnéticas tipo WLAN (Wireless Local Area Network), telefonía celular o televisión digital, entre otras [2].

Al diseñar arreglos con múltiples SSF, es posible obtener filtros de primer orden, segundo orden y de orden superior, también, se pueden generar superficies con múltiples combinaciones de parámetros y características como la transmisión, reflexión, conversión de polarización, mezclando materiales resonantes, no resonantes y el tipo de dieléctrico que se utiliza [3].

Los elementos de las SSF forman un patrón periódico en una estructura de tipo bidimensional. Por lo tanto, se puede definir a la menor parte de la estructura repetida periódicamente en el espacio como “celda unitaria” de las SSF [2]. La celda unitaria, a su vez, está formada por ranuras y parches, que le pueden proporcionar un comportamiento de filtro de banda única, de doble banda o multibanda [3]. Los parches y ranuras, pueden formar múltiples figuras geométricas, dividiendo así a las SSF en tipo sólido, tipo lazo, de centro conectado o de N polos, combinaciones o modificaciones y de tipo fractal; siendo esta una primera clasificación de SSF [1], [4].

Objetivo general

Análisis, diseño, simulación, optimización, fabricación y medición de una superficie selectiva de frecuencia que presente características de filtrado de señales electromagnéticas en tres bandas de frecuencias de microondas, para su adecuada integración en los sistemas de comunicaciones.

Objetivos particulares

- Investigación de los conceptos necesarios para comprender el funcionamiento de una superficie selectiva de frecuencia.
- Investigación del estado del arte de las SSF con propiedades de filtrado de señales electromagnéticas en tres bandas de frecuencias de microondas.
- Análisis, diseño, simulación y optimización de una superficie selectiva de frecuencia con propiedades de filtrado en tres bandas de frecuencias de microondas.
- Obtención del comportamiento de la superficie selectiva de frecuencia diseñada.
- Obtención y optimización del circuito equivalente de la superficie selectiva de frecuencia, utilizando software especializado en el análisis de circuitos electrónicos de alta frecuencia.
- Fabricación y obtención de mediciones experimentales de la superficie selectiva de frecuencia diseñada.
- Comparación y conclusión de los resultados obtenidos de la simulación de la superficie selectiva de frecuencia diseñada, de su circuito equivalente y de las mediciones experimentales.

Estructura

Este trabajo está dividido en cuatro capítulos principales. En el primer capítulo se abordan los temas relacionados a las ondas electromagnéticas, desde las ecuaciones de Maxwell, hasta sus características y propiedades. En el segundo capítulo se explica qué son las SSF, sus aplicaciones, algunas de sus características y elementos que las componen, además de presentar la investigación realizada para conocer el estado del arte de las superficies selectivas de frecuencia con propiedades de filtrado en tres bandas. A lo largo del tercer capítulo se revisan conceptos relacionados con el filtrado de señales de microondas, además de conceptos necesarios para comprender la respuesta en frecuencia de las SSF, las características de diseño que se deben de tomar en cuenta y los dispositivos utilizados en ellas. En el cuarto capítulo se presenta el análisis, diseño, simulación, optimización, fabricación y medición de la superficie selectiva de frecuencia con propiedades de filtrado en tres bandas; de igual forma se presenta la obtención y simulación del circuito equivalente de la superficie selectiva de frecuencia diseñada. Finalmente, se presentan las conclusiones a las que se llegó y las referencias utilizadas a lo largo del trabajo.

Capítulo 1

Electromagnetismo

En un inicio, la electricidad y el magnetismo eran abordados como dos temas diferentes. Es en 1820 cuando Hans Christian Orsted se dio cuenta que una corriente eléctrica podía afectar la aguja de una brújula; poco tiempo después, André-Marie Ampere, postuló que todo fenómeno magnético se debía a cargas en movimiento [5]. Es entonces cuando en 1831, Michael Faraday, descubre que un imán en movimiento podía generar una corriente eléctrica; es durante este tiempo que James Clerk Maxwell y Hendrik Antoon Lorentz ponían los últimos detalles a la teoría que nos expone a la electricidad y al magnetismo como dos fenómenos entrelazados [5]. Desde este punto no se podían considerar ya como fenómenos separados, pero sí como dos partes de un solo fenómeno: el electromagnetismo. De igual forma, las especulaciones de Faraday sobre la luz con naturaleza eléctrica vinieron a ser justificadas con la teoría de Maxwell, lo que incorporó la óptica, el estudio de las lentes, espejos, prismas, interferencia y la difracción al electromagnetismo [5].

Como se puede apreciar, el electromagnetismo tiene una historia bastante extensa y abarca una gran variedad de fenómenos y temas de estudio. Si bien podríamos definir únicamente al electromagnetismo como “la interacción física entre cargas eléctricas, momentos magnéticos y campos electromagnéticos” [6], estaríamos sintetizando demasiado un fenómeno físico de suma importancia tanto en estudios científicos, como en la vida diaria de las personas, sin embargo, se considera que dicha definición es suficiente, pues a lo largo del presente capítulo se estudiará la polarización y propagación de ondas electromagnéticas, además, se describirán con ayuda de las ecuaciones de Maxwell y finalmente se abordarán los espectros electromagnético y radioeléctrico.

1.1. Ondas Electromagnéticas

1.1.1. La ecuación de onda

Se le conoce como onda a las perturbaciones que se presentan en un medio continuo, se propagan a una velocidad constante y en presencia de absorción la onda disminuirá de tamaño a medida que se mueva; ante un medio dispersivo, diferentes frecuencias viajarán a diferentes velocidades; a medida que se propaga, en dos o tres dimensiones, su amplitud disminuirá; y, finalmente, las ondas estacionarias no se propagan en absoluto [5].

Para deducir la ecuación de onda en forma diferencial, el ejemplo más común es considerar una perturbación generada en una cuerda, que viaja hacia una dirección definida, cada cierto tiempo

t , a una velocidad definida v ; siendo que cada perturbación se va a repetir a una cierta distancia vt como se muestra en la Figura 1.1. Esto nos indica que dado un valor inicial $g(z) = f(z, 0)$, la función $f(z, t)$ va a representar el desplazamiento en z en el tiempo t , dicha distancia va a tener el mismo valor que vt [5].

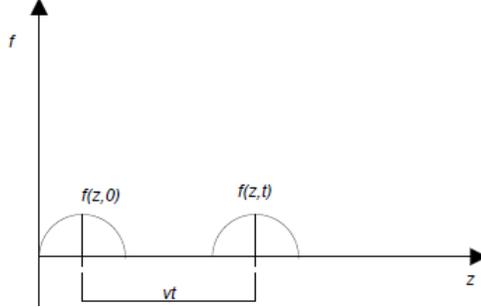


Figura 1.1: Perturbación en una cuerda.

Para saber qué es lo que ocurre subsecuentemente, tomamos nuestro punto inicial $g(z)$ y analizamos que para el nuevo punto en el tiempo t , el desplazamiento será el mismo que vt , con lo cual podremos describir la perturbación de la siguiente forma:

$$f(z, t) = f(z - vt, 0) = g(z - vt) \quad (1.1)$$

Esto nos indica que la función $f(z, t)$ dependería de z y t , sin embargo, realmente depende de la combinación $z - vt$; si es esto cierto, significa que $f(z, t)$ representa una onda con determinada amplitud y que viaja en dirección de z a una velocidad v [5]. Además, si consideramos $u = z - vt$, nos será posible calcular:

$$\begin{aligned} \frac{\partial f}{\partial z} &= \frac{\partial g}{\partial u} \frac{\partial u}{\partial z} = \frac{\partial g}{\partial u} \\ \frac{\partial f}{\partial t} &= \frac{\partial g}{\partial u} \frac{\partial u}{\partial t} = -v \frac{\partial g}{\partial u} \end{aligned}$$

Calculando la segunda derivada, se obtiene:

$$\begin{aligned} \frac{\partial^2 f}{\partial z^2} &= \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{\partial g}{\partial u} \right) = \frac{\partial^2 g}{\partial u^2} \frac{\partial u}{\partial z} = \frac{\partial^2 g}{\partial u^2} \\ \frac{\partial^2 f}{\partial t^2} &= -v \frac{\partial}{\partial t} \left(\frac{\partial g}{\partial u} \right) = -v \frac{\partial^2 g}{\partial u^2} \frac{\partial u}{\partial t} = v^2 \frac{\partial^2 g}{\partial u^2} \end{aligned}$$

Igualando esto, obtenemos que:

$$\frac{\partial^2 g}{\partial u^2} = \frac{\partial^2 f}{\partial z^2} = \frac{1}{v^2} \frac{\partial^2 f}{\partial t^2} \quad (1.2)$$

Siendo esta la ecuación de onda en forma diferencial, para ondas de una dimensión. Esto es importante porque las ecuaciones de Maxwell, en términos de E y B , forman parte de un conjunto de ecuaciones diferenciales de primer grado acopladas que, de acuerdo a lo mencionado en [5], al desacoplarse cumplen con la forma de la ecuación 1.2.

1.1.2. Ecuaciones de Maxwell

Las ecuaciones de Maxwell forman la base del fenómeno electromagnético, que al ser combinadas con otras ecuaciones, como la ley de Lorentz y la segunda ley de Newton, nos dan una descripción completa de la dinámica clásica de la interacción de partículas con carga y de los campos electromagnéticos [7]. Las ecuaciones de Maxwell en su forma diferencial, en términos de J (densidad de corriente), D (desplazamiento eléctrico), B (inducción magnética), H (campo magnético) y E (campo eléctrico), son:

$$\nabla \times E = -\frac{\partial B}{\partial t}$$

$$\nabla \times H = J + \frac{\partial D}{\partial t}$$

$$\nabla \cdot D = \rho_v$$

$$\nabla \cdot B = 0$$

Cuando se considera un medio homogéneo (sus parámetros constitutivos ε , μ y σ son constantes en todo el medio), entonces D y J están relacionadas con E por medio de las expresiones: $D = \varepsilon E$ y $J = \sigma E$; al igual que H y B se relacionan por la expresión $B = \mu H$ [8]. En la Tabla 1.1 se presentan las ecuaciones de Maxwell para el vacío, en su forma diferencial y su forma integral.

Tabla 1.1: Ecuaciones de Maxwell en forma diferencial y en forma integral.

Forma Diferencial	Forma Integral
$\nabla \times E = -\frac{\partial B}{\partial t}$	$\oint_c E \cdot dl = -\int_s \frac{\partial B}{\partial t} ds$
$\nabla \times B = \mu_0 J + \mu_0 \varepsilon_0 \frac{\partial E}{\partial t}$	$\oint_c B \cdot dl = \int_s (\mu_0 J + \mu_0 \varepsilon_0 \frac{\partial E}{\partial t}) ds$
$\nabla \cdot E = \frac{\rho_v}{\varepsilon_0}$	$\oint_c E \cdot dl = \frac{Q_{Enc}}{\varepsilon_0}$
$\nabla \cdot B = 0$	$\oint_c B \cdot ds = 0$

Donde μ es la permeabilidad magnética, que va a estar dada por el producto de multiplicar la permeabilidad magnética del vacío ($4\pi \times 10^{-7} \left[\frac{H}{m}\right]$) por la permeabilidad magnética relativa (depende del material al que se haga referencia y es adimensional), es decir:

$$\mu_0 \times \mu_r = \mu$$

La letra ε representa la permitividad eléctrica, o bien, constante dieléctrica, que de forma parecida a la permeabilidad magnética, va a ser el producto de multiplicar la permitividad eléctrica del vacío ($8.85 \times 10^{-12} \left[\frac{F}{m}\right]$) por la permitividad eléctrica relativa (depende del material al que se haga referencia y es adimensional), es decir:

$$\varepsilon_0 \times \varepsilon_r = \varepsilon$$

La letra ρ_v es la densidad de carga volumétrica, es decir, es la cantidad de carga eléctrica distribuida en todo el volumen de una región, sus unidades son Coulomb por metro cúbico, y se obtiene de la siguiente ecuación:

$$\rho_v = \frac{Q}{v} \left[\frac{C}{m^3} \right]$$

La letra σ es la conductividad del medio, que es una constante empírica que cambia de un material a otro. Sus unidades son el Siemens por metro, y es equivalente al recíproco de la conductividad:

$$\sigma = \frac{1}{\rho} \left[\frac{S}{m} \right]$$

La primera ecuación, también llamada ley de Faraday, establece que al inducir una fuerza electromotriz en un circuito, se va a generar una corriente eléctrica en sentido opuesto al flujo magnético ligado [5], [9].

A la segunda ecuación se le conoce como la ley de Ampere-Maxwell, y nos indica que un campo eléctrico variable, con el tiempo, va a producir un campo magnético, aunque no exista un flujo de corriente libre [9].

La tercer ecuación, también llamada ley de Gauss para electricidad, la cual establece que el flujo de salida total del campo eléctrico (E) de una superficie, va a ser igual a la carga total encerrada (Q_{Enc}) y que las cargas externas a la superficie no afectarán al flujo total; además, su forma integral nos ayuda a determinar E para distribuciones de carga sobre cualquier superficie gaussiana [5], [9].

A la cuarta ecuación, se le conoce como la ley de Gauss para magnetismo, o bien, como la ley de conservación del flujo magnético, y establece que el flujo total de salida del campo magnético de superficies cerradas siempre es cero, en otras palabras, nos indica que no existen fuentes de flujo

magnético y las líneas de flujo magnético siempre se cierran sobre sí mismas [9]. Esto nos sugiere decir que no existen monopolos magnéticos, siendo que el flujo magnético depende de cargas en movimiento (corriente), esta es la razón del porque si es que un imán se corta por la mitad, no se obtiene un polo positivo y un polo negativo separados, más bien se obtienen dos imanes [5], [9].

1.1.3. Ondas electromagnéticas

En el mundo existen dos formas muy importantes para transmitir energía, ambas por medio de ondas, sin embargo, no son lo mismo. Siendo el primer tipo las ondas mecánicas, cuya característica principal es que necesita un medio para transmitirse, es decir, viajan a través de la materia. El otro tipo de ondas, son las electromagnéticas, cuya diferencia con las ondas mecánicas es que no necesitan un medio para transmitirse, es decir, pueden viajar a través de la materia y en el vacío [10].

Maxwell fue el primero en desarrollar una teoría en la que se proponía que los campos magnéticos y eléctricos acoplados formaban ondas electromagnéticas, las cuales viajaban a la velocidad de la luz, resumiendo su teoría en las “Ecuaciones de Maxwell”, vistas anteriormente. Sin embargo, no fue hasta que Heinrich Hertz realizó su experimento con ondas de radio que se validó la teoría de Maxwell, además, descubrió cómo hacer que los campos eléctricos y magnéticos se desprendieran de un medio físico (cables en el caso del experimento) para dar lugar a ondas electromagnéticas [10].

Para el caso de las ondas electromagnéticas, el término de polarización hace referencia a su alineación, es decir, si consideramos como la onda eléctrica a la onda azul de la Figura 1.2, entonces este campo se encuentra polarizado verticalmente. Debido a que las ondas electromagnéticas son ondas transversales, porque su desplazamiento es perpendicular al eje de propagación, tienen dos estados de polarización, el vertical y el horizontal [10], [5].

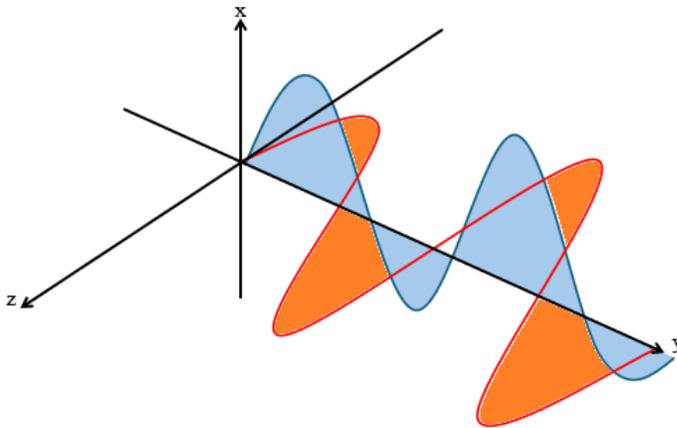


Figura 1.2: Onda electromagnética.

1.2. Propagación de ondas electromagnéticas

Previamente se ha mencionado que las ondas electromagnéticas son generadas por el acoplamiento de campos eléctricos “E” y campos magnéticos “H”, los cuales se pueden propagar a través de la materia y en el espacio libre; dicha propagación usualmente se da de forma esférica a partir de la fuente, sin embargo, es más sencillo manejar matemáticamente las ondas electromagnéticas con coordenadas cartesianas que con coordenadas esféricas [8]. Para desprestigiar la curvatura del frente de onda se debe considerar un punto de estudio lo suficientemente alejado del origen de la onda electromagnética, además de un espacio menor a la distancia considerada, dando así origen a la aproximación de una onda plana uniforme, la cual es una solución particular de las ecuaciones de Maxwell teniendo los campos eléctrico y magnético la misma magnitud, fase y dirección en planos infinitos perpendiculares a la dirección de propagación [11], [9].

Se dejarán expresadas las ecuaciones de Maxwell en términos de E y H , para facilitar su manipulación en las secciones siguientes.

Tabla 1.2: Ecuaciones de Maxwell en términos de E y H .

Forma Diferencial	Forma Integral
$\nabla \times E = -\mu \frac{\partial H}{\partial t}$	$\oint_c E \cdot dl = -\mu \int_s \frac{\partial H}{\partial t} ds$
$\nabla \times H = \sigma E + \varepsilon \frac{\partial E}{\partial t}$	$\oint_c H \cdot dl = \int_s (\sigma E + \varepsilon \frac{\partial E}{\partial t}) ds$
$\nabla \cdot E = \frac{\rho_v}{\varepsilon}$	$\oint_c E \cdot dl = \frac{Q_{Enc}}{\varepsilon}$
$\nabla \cdot H = 0$	$\oint_c H \cdot ds = 0$

1.2.1. Fasores

Como se menciona en [8], cuando existen variaciones en el tiempo los campos eléctricos y magnéticos E , D , B y H , sus fuentes, la densidad de carga ρ_v y la densidad de corriente J , son una función de las coordenadas espaciales (x, y, z) y del tiempo “ t ”. Además, si su variación en el tiempo es una función sinusoidal de frecuencia angular ω , cada una de estas cantidades puede ser representada por un fasor que dependa únicamente por coordenadas espaciales (x, y, z) . Con esto podemos obtener el fasor $\tilde{E}(x, y, z)$, el cual corresponde al campo instantáneo $E(x, y, z; t)$, lo cual se define como:

$$E(x, y, z; t) = \Re[\tilde{E}(x, y, z)e^{j\omega t}]$$

Cada una de las ecuaciones de Maxwell, pueden ser expresadas de esta forma, pues la diferencial en el dominio del tiempo, se puede representar como $j\omega$ en el dominio fasorial [8].

1.2.2. Ondas planas en un medio sin pérdidas

De acuerdo con [9], [8], un medio sin pérdidas es no conductor ($\rho_s = 0$), por ello la onda no sufre ninguna atenuación para viajar y se dice que no tiene pérdidas, entonces se convierte en una ecuación homogénea de Helmholtz, de la forma:

$$\nabla^2 \tilde{E} + k^2 \tilde{E} = 0 \quad (1.3)$$

donde k es el número de onda y está dado por la expresión:

$$k = \omega \sqrt{\mu \varepsilon} = \frac{2\pi}{\lambda}$$

Las ecuaciones de onda para \tilde{E} y \tilde{H} pueden ser expresadas de la misma forma [8].

1.2.3. Ondas planas uniformes

Como se desea trabajar con coordenadas cartesianas, la ecuación 1.3 se puede expresar en tres componentes, es decir \tilde{E}_x , \tilde{E}_y y \tilde{E}_z ; y cada componente como:

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2 \right) \tilde{E}_x = 0 \quad (1.4)$$

Si consideramos una onda plana uniforme (fase y magnitud constante) sobre superficies planas perpendiculares al eje z , entonces no existen variaciones sobre los planos x, y [8]. De acuerdo a esta consideración, obtenemos las condiciones:

$$\begin{aligned} \frac{\partial^2 \tilde{E}_x}{\partial x^2} &= 0 \\ \frac{\partial^2 \tilde{E}_x}{\partial y^2} &= 0 \end{aligned}$$

Aplicando esto a la ecuación 1.4, obtenemos:

$$\frac{\partial^2 \tilde{E}_x}{\partial z^2} + k^2 \tilde{E}_x = 0 \quad (1.5)$$

La cual es una ecuación diferencial ordinaria debido a que \tilde{E}_x es un fasor dependiente únicamente de z , con lo cual, la solución general para esta ecuación diferencial sería la siguiente:

$$\tilde{E}_x(z) = \tilde{E}_x^+(z) + \tilde{E}_x^-(z) = E_{x0}^+ e^{-jkz} + E_{x0}^- e^{jkz} \quad (1.6)$$

Donde E_{x0}^+ y E_{x0}^- son constantes arbitrarias que deben determinarse a partir de las condiciones de frontera [9]. El primer término de la ecuación 1.6 representa una onda con amplitud E_{x0}^+ que viaja en dirección $+z$, mientras que el segundo término representa una onda con amplitud E_{x0}^- que viaja en dirección $-z$, pero para nuestro análisis únicamente nos interesa el primer término [8], obteniendo lo siguiente:

$$\tilde{E}_x(z) = \hat{x} \tilde{E}_x^+(z) = \hat{x} E_{x0}^+ e^{-jkz} \quad (1.7)$$

A partir de lo cual, si aplicamos la ecuación $\nabla \times E$, podremos obtener el campo magnético H asociado:

$$\nabla \times E = \begin{vmatrix} \hat{x} & \hat{y} & \hat{z} \\ \frac{\partial}{\partial x} & \frac{\partial}{\partial y} & \frac{\partial}{\partial z} \\ \tilde{E}_x^+(z) & 0 & 0 \end{vmatrix} = -j\omega\mu \left(\hat{x}\tilde{H}_x + \hat{y}\tilde{H}_y + \hat{z}\tilde{H}_z \right) \quad (1.8)$$

Pero como la onda está viajando en dirección z , entonces:

$$\frac{\partial \tilde{E}_x^+(z)}{\partial x} = \frac{\partial \tilde{E}_x^+(z)}{\partial y} = 0$$

Sustituyendo en la ecuación 1.8, obtenemos:

$$\begin{aligned} \tilde{H}_x &= 0 \\ \tilde{H}_y &= \frac{1}{-j\omega\mu} \frac{\partial \tilde{E}_x^+(z)}{\partial z} \\ \tilde{H}_z &= 0 \end{aligned} \quad (1.9)$$

Sustituyendo la ecuación 1.7 en 1.9 se obtiene:

$$\tilde{H}_y(z) = \frac{k}{\omega\mu} E_{x0}^+ e^{-jkz} = H_{y0}^+ e^{-jkz} \quad (1.10)$$

Donde H_{y0}^+ es la amplitud del fador $\tilde{H}_y(z)$ que puede estar expresada como:

$$H_{y0}^+ = \frac{1}{\eta} E_{x0}^+ \quad (1.11)$$

Donde el término η es la impedancia intrínseca del medio, y está dada por la ecuación $\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$; para el espacio libre tenemos $\eta_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 120\pi = 377 [\Omega]$ [9].

A partir de las ecuaciones 1.10 y 1.7, se puede observar que los campos eléctrico y magnético son perpendiculares entre sí, y a su vez, ambos son perpendiculares a la dirección de propagación de las ondas. Estas propiedades direccionales son características de las ondas electromagnéticas transversales (TEM) [8]. Estas incluyen las ondas cilíndricas que viajan a lo largo de líneas de transmisión coaxiales y las ondas esféricas irradiadas por antenas [8].

1.3. Tipos de polarización de ondas electromagnéticas

La polarización de una onda plana uniforme describe la forma y el lugar geométrico, respecto del tiempo, de la punta del vector de intensidad de campo eléctrico E en un punto dado del espacio, es decir, se toma como plano de polarización el vector de campo eléctrico, no se suele tomar en cuenta el comportamiento del campo magnético H , debido a que su dirección siempre está relacionada con la del campo E [9], [8], [12]. De forma general, el lugar geométrico del campo E es una elipse, lo que se traduce en una polarización elíptica, sin embargo, bajo ciertas condiciones la elipse puede

llegar a generar una circunferencia o un segmento de una línea recta, bajo dichas condiciones se dice que se tiene una polarización circular o una polarización lineal, respectivamente [8].

El fasor de campo eléctrico $\tilde{E}(z)$ se puede descomponer en dos componentes, una sobre el eje x y otra sobre el eje y , entre las que existe una diferencia de fase δ [8].

$$\tilde{E}(z) = \hat{x}\tilde{E}_x(z) + \hat{y}\tilde{E}_y(z)$$

Donde las magnitudes de cada componente serán $a_x = |E_x|$ y $a_y = |E_y|$; después de obtener las magnitudes de cada componente, se puede obtener el campo instantáneo del fasor [8].

$$E(z, t) = \Re[\tilde{E}(z)e^{j\omega t}] = \hat{x}a_x \cos(\omega t - kz) + \hat{y}a_y \cos(\omega t - kz + \delta) \quad (1.12)$$

1.3.1. Polarización Elíptica

Para el caso de una polarización elíptica, ambas componentes del campo del fasor de la ecuación 1.12 deberán estar desfasadas 90° y sus magnitudes serán distintas; el ángulo de rotación γ se define como el ángulo entre el eje mayor de la elipse y una dirección de referencia, la orientación de la elipse va a depender de la diferencia de fase δ y la amplitud de la razón $\frac{a_y}{a_x}$ [12], [13], [8]. Este es el caso más general, ya que la polarización lineal y la polarización circular son casos particulares de la elíptica [12].

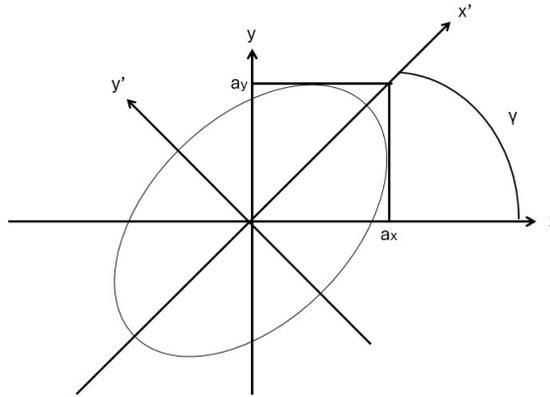


Figura 1.3: Polarización elíptica.

1.3.2. Polarización Lineal

Este tipo de polarización se presenta cuando la mostrada en la Figura 1.3 se modifica de forma tal que las componentes del campo eléctrico se encuentran en fase o desfasadas 180° [13].

$$\delta = m\pi \quad (m = 0, 1, 2, 3, \dots) \quad (1.13)$$

Esta situación corresponde a la polarización lineal porque los puntos del campo E apuntan en la misma dirección para todos los valores de x y t [13]. En resumen, la polarización lineal se da cuando el campo eléctrico E tiene una única componente en el plano [12].

Esto lo podemos ver si sustituimos la ecuación 1.13 en 1.12:

$$E(z, t) = \hat{y}a_y \cos(\omega t - kz) + \hat{z}a_z \cos(\omega t - kz + 0) = (\hat{y}a_y + \hat{z}a_z) \cos(\omega t - kz) \quad (1.14)$$

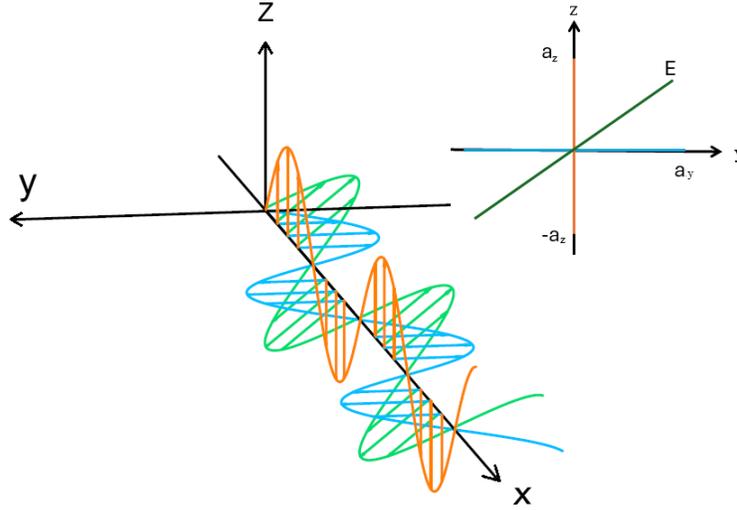


Figura 1.4: Polarización lineal.

1.3.3. Polarización Circular

Para el caso de una polarización circular, ambas componentes del campo del fasor de la ecuación 1.12 deberán estar desfasadas 90° y sus magnitudes serán iguales; igualmente esta polarización va a ser resultado de la modificación de la elíptica [13]. Se le denomina polarización circular, porque la punta del vector de campo eléctrico, va a trazar una circunferencia en cada plano perpendicular al plano de propagación [13].

$$\delta = m \frac{\pi}{2} \quad (m = \pm 1, \pm 3, \dots) \quad (1.15)$$

Sustituyendo la ecuación 1.15 en 1.12, obtenemos:

$$E(z, t) = \hat{x}a_x \cos(\omega t - kz) + \hat{y}a_y \cos(\omega t - kz + \frac{\pi}{2}) = \hat{x}a_x \cos(\omega t - kz) + \hat{y}a_y \sin(\omega t - kz) \quad (1.16)$$

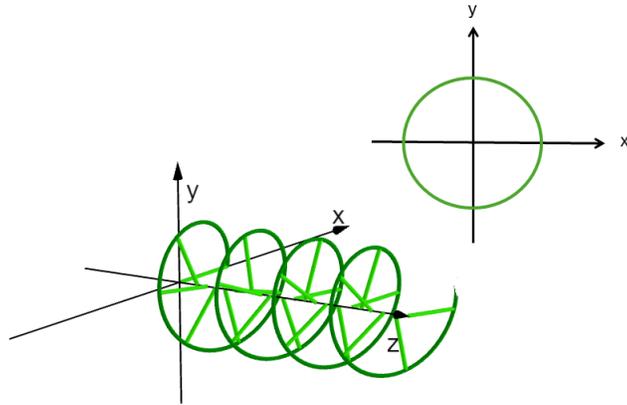


Figura 1.5: Polarización circular.

1.4. Espectro Electromagnético

El espectro electromagnético es la clasificación de todos los tipos de radiación electromagnética; siendo la radiación energía que viaja y se propaga conforme avanza. La radiación electromagnética puede ir desde las ondas de radio, hasta los rayos gamma, pasando por las microondas, la luz infrarroja, la luz visible, la luz ultravioleta y los rayos X [14].

El espectro electromagnético suele dividirse dependiendo de la frecuencia de las ondas electromagnéticas, o bien, dependiendo de su longitud de onda, tal como se muestra en la Figura 1.6, [12].

Ondas de Radio	Microondas	Luz Infrarroja	Luz visible	Luz UV	Rayos x	Rayos Gama
100 [Mm] ----1 [m]	1 [m] ----1[mm]	1 [mm] 750 [nm]	750 [nm] 400 [nm]	400 [nm] 10 [nm]	1 [nm] 100 [fm]	100 [pm] 10 [fm]
3 Hz ---- 300 MHz	300 MHz ---- 300 GHz	300 GHz 400 THz	400 THz 750 THz	750 THz 300 PHz	30 PHz 3×10^{21} Hz	3×10^{18} Hz 3×10^{22} Hz

Figura 1.6: Espectro electromagnético.

1.5. Espectro Radioeléctrico

El espectro radioeléctrico es parte del espectro electromagnético, el cual se utiliza para la transmisión de distintos servicios de telecomunicaciones, estableciéndose por debajo de los 3000 GHz, permite la propagación de ondas electromagnéticas a través de medios no guiados [15].

Al igual que el espectro electromagnético, el espectro radioeléctrico también se divide en función de la frecuencia y la longitud de onda, tal como se muestra en la Tabla 1.3 [12].

Tabla 1.3: Espectro Radioeléctrico

Espectro Radioeléctrico		
Nombre y acrónimo	Frecuencia	Longitud de onda
LF Baja Frecuencia	30 kHz - 300 kHz	10 km - 1 km
MF Media Frecuencia	300 kHz - 3 MHz	1 km - 100 m
HF Alta Frecuencia	3 MHz - 30 MHz	100 m - 10 m
VHF Muy Alta Frecuencia	30 MHz - 300 MHz	10 m - 1 m
UHF Ultra Alta Frecuencia	300 MHz - 3 GHz	1 m - 10 cm
SHF Súper Alta Frecuencia	3GHz - 30GHz	10 cm - 1 cm
EHF Extremadamente Alta Frecuencia	30 GHz - 300 GHz	1 cm - 1 mm

1.6. Señales de Microondas

Las microondas son aquellas ondas de radio situadas en el intervalo de frecuencia que comprende desde los 300 MHz hasta los 300 GHz. En esta zona del espectro los elementos de los circuitos se comportan de forma diferente, pues al elevar la frecuencia comienzan a aparecer múltiples dificultades, por lo tanto las técnicas de microondas difieren un poco de las técnicas de radiofrecuencia. Teniendo en cuenta algunos de los factores tecnológicos, como los dispositivos activos, las características de los componentes pasivos y los procesos de fabricación de circuito; se puede decir que un sistema necesita la aplicación de herramientas de cálculo específicas de microondas si su frecuencia de trabajo está por encima del margen de 300 MHz. Una de las características de importancia de las microondas, es que en sus longitudes de onda, las señales pueden atravesar la ionósfera fácilmente, permitiendo las comunicaciones de radio por satélite o la observación de radiación emitidas por el espacio [12], [16].

Restringiéndose a los elementos pasivos, algunas de las dificultades encontradas al aumentar la frecuencia son el cambio en los valores de los resistores, además de presentar valores de inductancia, el aumento de las pérdidas en los inductores y capacitores, la variación de sus reactancias y factores de calidad, además los desfases debidos al medio en que se propagan las ondas electromagnéticas se vuelven importantes [16].

Como se ha visto anteriormente, las microondas se encuentran dentro del espectro electromagnético, a partir de 300 MHz hasta 300 GHz y, al igual que el espectro radioeléctrico y el espectro electromagnético, también tienen su clasificación, sin embargo, de acuerdo a la IEEE, su clasificación considera a partir de 1 GHz, esta se muestra en la Tabla 1.4.

Tabla 1.4: Clasificación de las microondas.

Banda	Frecuencia
L	1 - 2 GHz
S	2 - 4 GHz
C	4 - 8 GHz
X	8 - 12 GHz
Ku	12 - 18 GHz
K	18 - 26 GHz
Ka	26 - 40 GHz

Capítulo 2

Superficies Selectivas de Frecuencia (SSF) de tres bandas

Las Superficies Selectivas de Frecuencia (SSF) son arreglos periódicos de parches o ranuras con geometrías idénticas denominadas celdas unitarias. Se caracterizan por su respuesta a las ondas electromagnéticas incidentes, transmitiéndolas a ciertas frecuencias, mientras que a otras frecuencias las reflejan; dependiendo del espacio entre elementos, del tamaño de los mismos y del dieléctrico sobre el que se encuentren los parches y ranuras [17].

Sin embargo, comparado con los filtros tradicionales de microondas, la respuesta de las SSF no solo están en función de la frecuencia, también dependen del ángulo de incidencia y de la polarización de las ondas electromagnéticas. Como consecuencia, es necesario que las SSF tengan una operación estable considerando varios ángulos de incidencia y diferentes polarizaciones de las ondas electromagnéticas en las frecuencias de interés [18].

Diseñar arreglos con múltiples SSF, hace posible obtener filtros de primer orden, segundo orden y de orden superior; no limitándonos a esto, también, se puede generar superficies con diversas combinaciones de parámetros y características, por medio del empleo de materiales resonantes, no resonantes y modificando el tipo de dieléctrico que se utiliza [3].

En años recientes, el rápido desarrollo de las comunicaciones por satélite provoca el aumento en la demanda de SSF que trabajen en múltiples bandas, especialmente aquellas que tengan diferentes bandas de transmisión, pues son las más solicitadas para incrementar las capacidades de las comunicaciones de plataformas satelitales [19]. Sin embargo, existen algunas aplicaciones que presentan frecuencias centrales cercanas, provocando que los diseños de SSF de dos bandas con geometrías tradicionales se vuelvan inviables, con lo cual surgieron alternativas como las superficies selectivas de frecuencia complementarias (SSFC), las cuales presentan bandas de rechazo con frecuencias de resonancia cercanas, utilizando geometrías tradicionales. Las SSFC están formadas por dos caras de material conductor con geometrías complementarias separadas por un dieléctrico [20].

2.1. Estado del Arte de SSF de tres bandas

La versatilidad de las geometrías y materiales empleados en las SSF nos llevan a conocer múltiples diseños para distintas aplicaciones, por lo que se ha llevado a cabo una investigación enfocada en conocer los trabajos, propuestas y avances en el campo de las SSF con propiedades de filtrado en tres bandas; con esto no solo se busca conocer el panorama del campo en el que se quiere trabajar, también poder comprender la operación de las SSF y los parámetros a considerar para obtener una respuesta deseada.

“A Triband Second-Order Frequency Selective Surface”

En [18] se tomó como base una superficie selectiva de tipo parche-apertura-parche (PAP), la cual consiste en dos parches acoplados por una apertura. En este tipo de superficie las dimensiones de las aperturas determinan los grados de acoplamiento, mientras que las dimensiones de los parches la frecuencia de resonancia.

Las consideraciones que se tomaron para modificar la estructura PAP fueron que, al incrementar el tamaño de la apertura, entonces se podría obtener una superficie selectiva de frecuencia con una respuesta de tipo paso banda de segundo orden; si se utilizaban dos estructuras PAP de diferentes tamaños, se podría obtener una respuesta de dos bandas, de segundo orden, pero como se deseaba obtener una respuesta de tres bandas, entonces iba a ser necesario el uso del arreglo de tres estructuras PAP con diferente tamaño en una superficie selectiva de frecuencia. Para simplificar un poco el diseño, se utilizaron parches y aperturas de forma circular, pues solo dependen de un parámetro; dando como resultado la propuesta de superficie selectiva de frecuencia mostrada en la Figura 2.1.

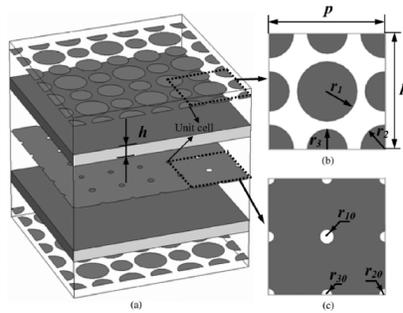


Figura 2.1: Superficie selectiva de frecuencia propuesta en [18].

La superficie selectiva de frecuencia propuesta, se compone de tres capas metálicas separadas por dos delgadas capas de dieléctrico. En la Tabla 2.1 se pueden observar las dimensiones de cada celda unitaria, sus elementos y sus características de fabricación. Los resultados obtenidos tanto en simulaciones como de la medición, se pueden observar comparados en la Figura 2.2; se puede destacar que los resultados simulados son parecidos a los obtenidos de forma experimental. Además, se simuló diferentes ángulos de incidencia y polarización, dando como resultado que la respuesta en frecuencia no se modificó, sin embargo, incrementaron las pérdidas por inserción.

Tabla 2.1: Características de la superficie selectiva de frecuencia propuesta en [18].

Parámetro	Valor	Unidad
Tamaño de las aristas de la celda unitaria (p)	20	[mm]
Espesor del dieléctrico (h)	0.6	[mm]
Permitividad relativa (ϵ_r)	2.65	
Pérdidas tangenciales del dieléctrico $tg(\delta)$	0.001	
Frecuencia central 1 (f_{01})	9.45	GHz
Frecuencia central 2 (f_{02})	11.35	GHz
Frecuencia central 3 (f_{03})	13.4	GHz
Radio de la circunferencia 1 (r_1)	5.25	[mm]
Radio de la circunferencia 2 (r_2)	4.25	[mm]
Radio de la circunferencia 3 (r_3)	3.5	[mm]
Radio de la circunferencia 4 (r_{10})	1.15	[mm]
Radio de la circunferencia 5 (r_{20})	.95	[mm]
Radio de la circunferencia 6 (r_{30})	0.85	[mm]
Sustrato	F4B-2	
Tamaño de la estructura	260×260	[mm^2]

El artículo concluye que la superficie selectiva de frecuencia diseñada presenta una respuesta de tipo paso banda con una selectividad y una estabilidad bastante altas para varios ángulos de incidencia y polarización, sin embargo, se hace hincapié en el mejoramiento del diseño, pues al ser las PAP de dimensiones comparables a la longitud de onda, la superficie selectiva de frecuencia podría llegar a ser más sensible a ángulos de incidencia demasiado grandes. Además, debido a que la muestra no fue lo suficientemente grande, las ondulaciones presentes en los resultados pueden deberse a la difracción de borde, pero en virtud de las ventajas que presenta el diseño, se podría aplicar en diversos sistemas de comunicaciones.

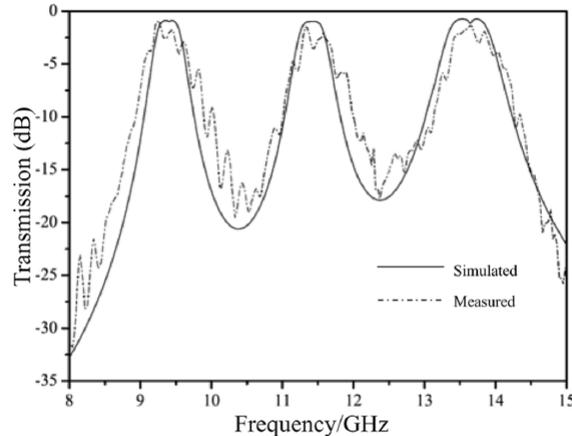


Figura 2.2: Resultados obtenidos de la superficie selectiva de frecuencia propuesta en [18].

“A Tri-band Second-order Frequency Selective Surface Designing and Analysis”

En [19] se propone una superficie selectiva de frecuencia que consiste en tres capas metálicas separadas, cada una, por una capa de dieléctrico, siendo la celda unitaria conformada por dos lazos cuadrados y un lazo con una geometría diferente que podría considerarse una geometría combinada; la celda se presenta en la Figura 2.3.

Se explica la superficie selectiva de frecuencia a partir del circuito equivalente, el cual se puede observar en la Figura 2.4, en el que se muestran tres pares de circuitos LC resonantes serie, separados de una inductancia por dos líneas de transmisión. Cada línea de transmisión tiene una impedancia característica $Z = Z_0\sqrt{\epsilon_r}$ y una longitud $l = h$; donde ϵ_r es la constante dieléctrica del sustrato y $Z_0 = 377 [\Omega]$ es la impedancia del espacio libre.

Al tener la superficie selectiva de frecuencia una respuesta en tres bandas, la explicación se va realizando conforme a los elementos del circuito equivalente que afectan a cada banda. La frecuencia central de la primera banda será determinada únicamente por los valores de L, L_1, C_1 y h , esto bajo el supuesto que el resto de bandas están lo suficientemente alejadas, lo que permite ignorar los efectos de L_2, L_3, C_2 y C_3 .

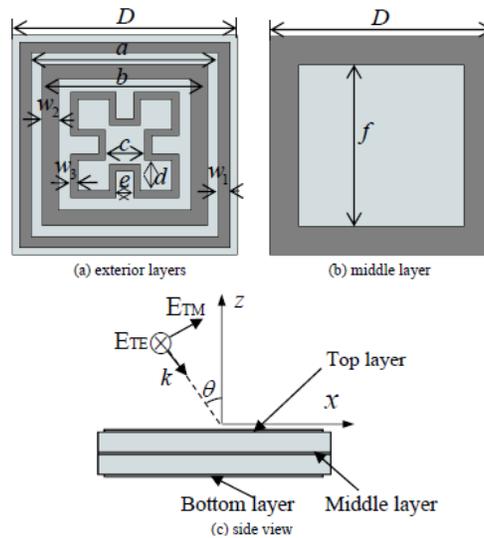


Figura 2.3: Superficie selectiva de frecuencia propuesta en [19].

La frecuencia central de la segunda banda va a depender únicamente de L_1, L_2, C_1, C_2 y $2h$, esto se debe a que los circuitos serie van a tener una respuesta dominante, con lo cual se pueden despreciar los efectos de L , que a su vez se traduce en dos circuitos LC serie acomodados en paralelo y separados por dos líneas de transmisión de longitud h . De forma similar a la segunda frecuencia central, la tercer frecuencia central, únicamente va a depender de L_2, L_3, C_2, C_3 y $2h$. Se menciona que el modelo de circuito equivalente para la superficie selectiva de frecuencia propuesta, aplica para incidencia normal y oblicua; sin embargo, se considera que la incidencia normal es la más importante porque directamente muestra el comportamiento de la superficie selectiva de frecuencia.

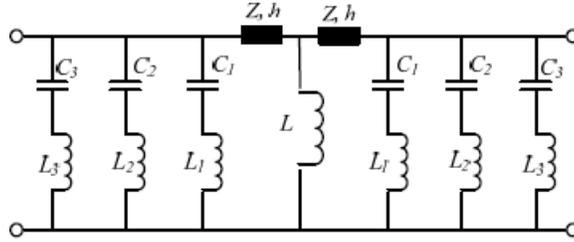


Figura 2.4: Circuito equivalente de la superficie selectiva de frecuencia propuesta en [19].

Una vez que se explica la superficie selectiva de frecuencia a partir del circuito equivalente, se realizan una serie de simulaciones de donde se puede obtener que las frecuencias centrales se encuentran en 8.4 GHz , 15.8 GHz y 19.88 GHz , presentando anchos de banda de 2.04 GHz , 1.72 GHz y 1.16 GHz , respectivamente, con una alta selectividad. Además, cuando se utiliza un ángulo oblicuo de incidencia para las polarizaciones TE y TM, no hay mayor cambio en la respuesta en frecuencia de la superficie selectiva de frecuencia, es decir, se demuestra la estabilidad para ángulos de incidencia oblicuos en el intervalo de 0 a 45.

Para validar los resultados simulados, la superficie selectiva de frecuencia diseñada se fabricó y se probó utilizando un método de medición en el espacio libre en una cámara anecoica, la comparación de resultados se observa en la Figura 2.5. Se utilizó F4B-2 como sustrato, con dimensiones de $360 \text{ [mm]} \times 360 \text{ [mm]}$, es decir, el arreglo fue de $72 \text{ celdas} \times 72 \text{ celdas}$; para las pruebas se utilizaron dos antenas que operan en las bandas C, X, Ku y K.

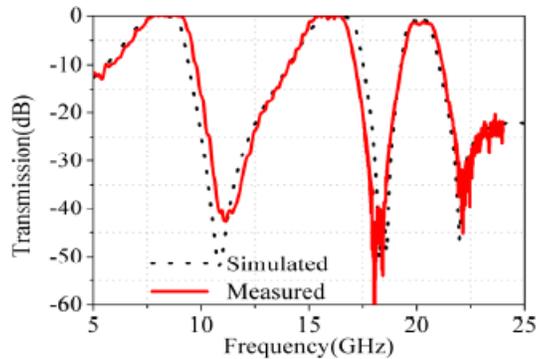


Figura 2.5: Resultados obtenidos de la superficie selectiva de frecuencia propuesta en [19].

El artículo concluye que los valores obtenidos de las mediciones experimentales son bastante similares a los resultados simulados, además, destacan que las variaciones de la transmisión al variar el ángulo de incidencia se pueden deber a un cambio de impedancia. Su propuesta de superficie selectiva de frecuencia es capaz de proveer tres ventanas de transmisión bastante selectivas, insensibilidad a la polarización y estabilidad del ángulo de incidencia.

“A Tri-band Highly Selective Passband Frequency Selective Surface Based on Multi-layer Coupling ”

En [21] se propone una superficie selectiva de frecuencia de tres capas metálicas separadas por dos sustratos dieléctricos, el diseño se puede observar en la Figura 2.6, donde la imagen central es una geometría de lazo cuadrado y las capas laterales tienen una geometría combinada. Por medio de técnicas de optimización, es que se llega al tamaño de la celda y la distancia entre placas.

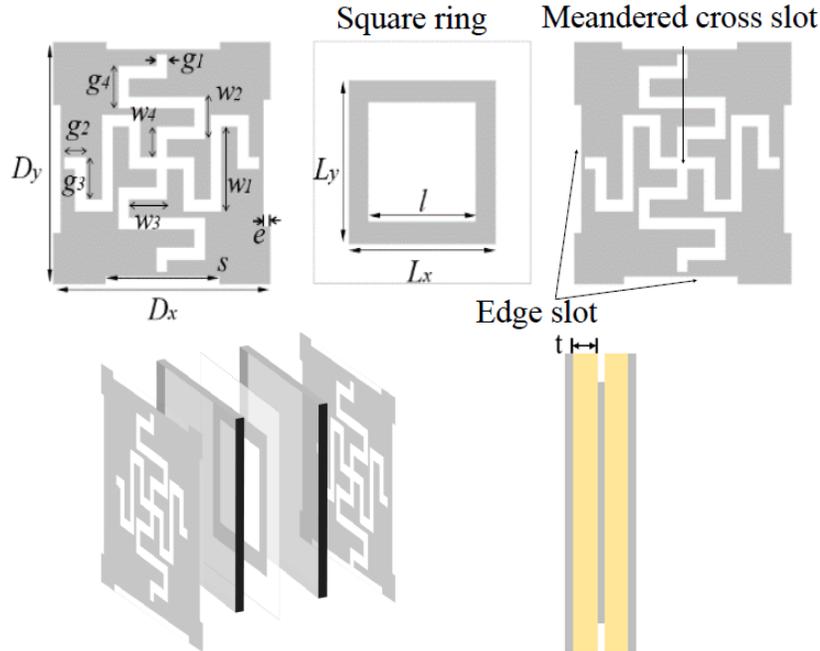


Figura 2.6: Superficie selectiva de frecuencia propuesta en [21].

Como se desea un comportamiento paso banda y que la supresión entre bandas sea significativa, se hace uso de ranuras en las cuatro puntas finales de la geometría combinada, con las cuales se puede llegar a alcanzar una supresión de 20 [dB]; otra de las características importantes de la celda es que su grosor es de 0.35λ y su tamaño es de 0.15λ , donde λ es la longitud de onda de la banda más baja.

Una de las características importantes de esta celda es que su estructura es rotacionalmente simétrica, con lo cual se asegura una respuesta estable para las polarizaciones TE y TM en diferentes ángulos de incidencia.

El diagrama simplificado del circuito equivalente (Figura 2.7) muestra un par de circuitos LC paralelos separados por dos inductancias, entre las cuales hay un circuito LC serie; se eligió este circuito porque las capas externas de la superficie selectiva de frecuencia se comportan como circuitos LC paralelos, mientras que el anillo metálico se comporta como un filtro supresor de banda, que tendría un equivalente a un circuito LC serie. Por su parte, cada capa de sustrato se puede modelar como una línea de transmisión, pero se simplifica con un inductor.

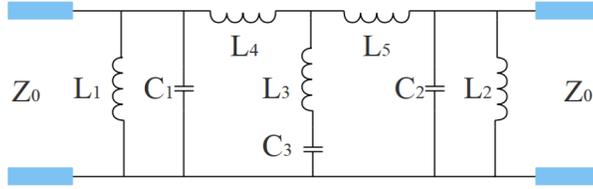


Figura 2.7: Circuito equivalente de la superficie selectiva de frecuencia propuesta en [21].

Al realizar las simulaciones de la superficie selectiva de frecuencia y del circuito equivalente (Figura 2.8) se obtuvieron los parámetros S de ambos, donde se observan tres bandas ubicadas en 20.9 GHz , 29.9 GHz y 38.5 GHz , respectivamente, y que los resultados del circuito equivalente son muy parecidos a los de la superficie selectiva de frecuencia.

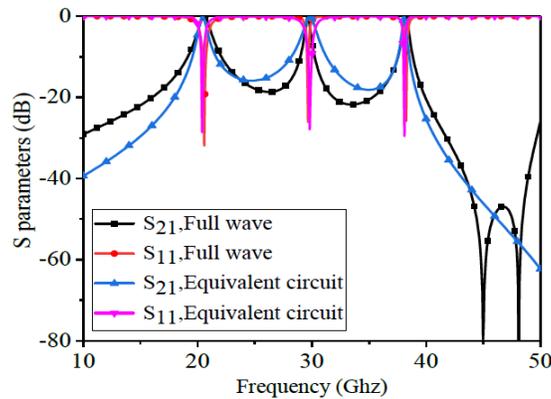


Figura 2.8: Parámetros S de la superficie selectiva de frecuencia propuesta en [21].

De igual forma se realizó una prueba retirando las ranuras del final de las cuatro puntas de la superficie selectiva de frecuencia, con la cual se encontró que la supresión entre las bandas de interés fue por lo menos 4 dB menor que con las estructura que sí tiene dichas ranuras. Además, se sometió a la superficie selectiva de frecuencia a cambios en el ángulo de incidencia y polarización, donde se obtuvo una respuesta bastante parecida a la de la Figura 2.8. Concluyendo el artículo que la superficie selectiva de frecuencia diseñada se mantiene estable para distintos ángulos de incidencia y polarizaciones, tiene una alta selectividad y las tres bandas de interés se mantienen aisladas por un aislamiento fuera de banda de 20 dB .

“Second-Order Tri-Band Frequency Selective Surface with High Selectivity”

En [22] se plantea como objetivo principal el desarrollo de una superficie selectiva de frecuencia de tres bandas con una alta selectividad y un alto desempeño ante un amplio intervalo de ángulos de incidencia de ambas polarizaciones (TE y TM). Tomando en cuenta una superficie selectiva de frecuencia que tiene seis polos de transmisión y tres ceros de transmisión en las bandas C y X , se propone combinar dos capas de arreglos periódicos separados por espuma. Dando como origen al diseño mostrado en la Figura 2.9 donde el sustrato dieléctrico está en color azul, mientras que la espuma de color naranja. En la Tabla 2.2 se muestran las características resumidas de la celda unitaria.

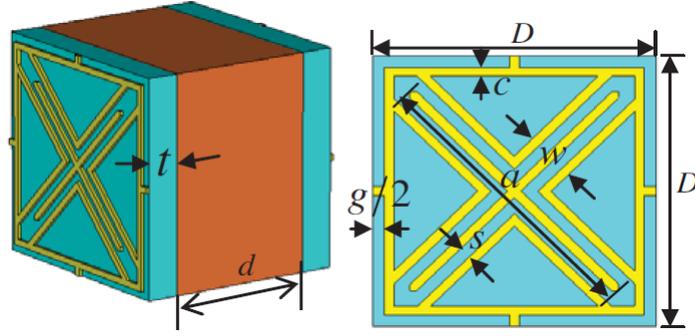


Figura 2.9: Superficie selectiva de frecuencia propuesta en [22].

Tabla 2.2: Características de la superficie selectiva de frecuencia propuesta en [22].

Parámetro	Valor	Unidad
Tamaño de las aristas de la celda unitaria (D)	12	[mm]
Sustrato	F4B-2	
Espesor del dieléctrico (t)	0.6	[mm]
Permitividad relativa (ϵ_r)	2.65	
Pérdidas tangenciales del dieléctrico $tg(\delta)$	0.001	
Espesor de la espuma d	7	[mm]
Frecuencia central 1 (f_1)	5.5	GHz
Frecuencia central 2 (f_2)	8.7	GHz
Frecuencia central 3 (f_3)	11.7	GHz
Valores de la geometría		
a	12.5	[mm]
c	0.2	[mm]
w	2.0	[mm]
s	0.4	[mm]
g	.2	[mm]

Una vez que se simuló la superficie selectiva de frecuencia, se obtuvieron los resultados visibles en la Figura 2.10, donde se observan tres anchos de banda de $1 GHz$, $1.3 GHz$ y $0.7 GHz$, respectivamente, además, el coeficiente de transmisión decreta $10 dB$ cuando la frecuencia cambia en $1 GHz$, con lo cual se considera que la superficie selectiva de frecuencia tiene una alta selectividad. De igual forma se realizó la simulación para ángulos oblicuos de incidencia de las polarizaciones TE y TM, donde a pesar de que aparecieron rizados en la segunda banda, la respuesta sigue siendo estable, pues los rizados encontrados se desprecian, además, las variaciones de los parámetros de transmisión son tan pequeñas, al modificar el ángulo de incidencia, que son atribuidas al cambio de impedancia de la onda.

El artículo concluye que la superficie selectiva de frecuencia diseñada proporciona tres ventanas de transmisión que contienen dos polos, lo que se traduce en una respuesta plana, además, cumple la característica de tener una respuesta altamente selectiva, insensibilidad a la polarización y estabilidad ante cambios del ángulo de incidencia.

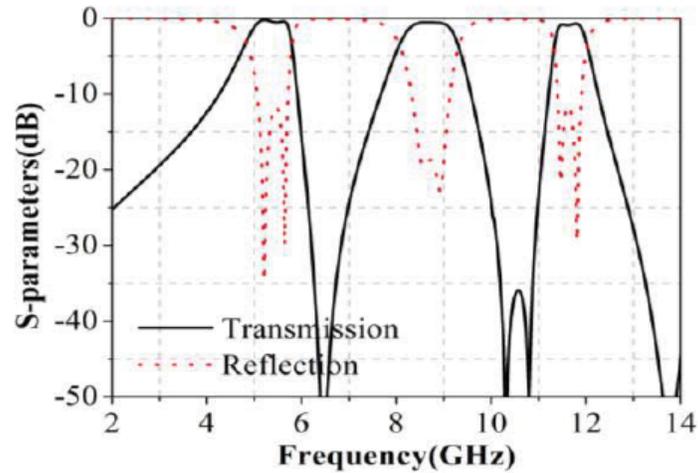


Figura 2.10: Parámetros S de la superficie selectiva de frecuencia propuesta en [22].

“A Single Layer Tri-Band Frequency Selective Surface for WiFi and Amateur Radio Applications ”

En [23] se propone una superficie selectiva de frecuencia de tres bandas que tenga una alta selectividad para múltiples ángulos de incidencia. El diseño de la celda unitaria para la superficie selectiva de frecuencia propuesta, consiste en un anillo cuadrado, un anillo circular y un dipolo en forma de cruz (Figura 2.11). Esta estructura está pensada para tener una respuesta de tipo supresora de banda o rechaza banda, sus características, donde se incluyen las frecuencias de las bandas rechazadas, se observan en la Tabla 2.3.

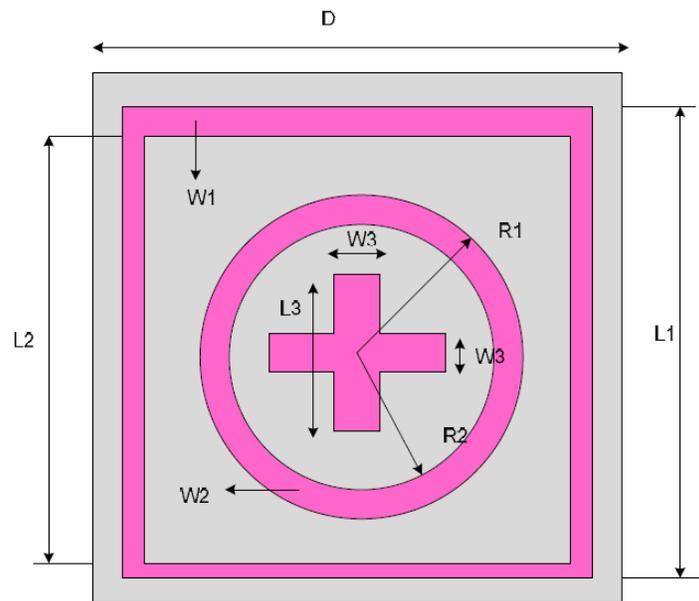


Figura 2.11: Superficie selectiva de frecuencia propuesta en [23].

El diseño de la celda unitaria está hecho de tal manera que el lazo cuadrado tenga una frecuencia de resonancia de 2.5 GHz , mientras que el anillo está diseñado para resonar a una frecuencia de 10.5 GHz , finalmente el dipolo en forma de cruz se diseña para tener una frecuencia de resonancia de 10.5 GHz . Se hace hincapié en la importancia de seleccionar bien el tipo de dieléctrico, si es delgado, la frecuencia de resonancia de la superficie selectiva de frecuencia se reduce para arreglos de parches, sin embargo, si la pantalla es gruesa, el ancho de banda se incrementa.

Tabla 2.3: Características de la superficie selectiva de frecuencia propuesta en [23].

Parámetro	Valor	Unidad
Tamaño de las aristas de la celda unitaria (D)	24	[mm]
Sustrato	FR4	
Espesor del dieléctrico (h)	0.4	[mm]
Permitividad relativa (ϵ_r)	4.4	
Pérdidas tangenciales del dieléctrico $tg(\delta)$	0.025	
Frecuencia de resonancia 1 (f_1)	2.5	GHz
Frecuencia de resonancia 2 (f_2)	5.0	GHz
Frecuencia de resonancia 3 (f_3)	10.5	GHz
Valores de la geometría		
L_1	22	[mm]
L_2	21	[mm]
L_3	12	[mm]
R_1	9.2	[mm]
R_2	8.2	[mm]
W_1	1	[mm]
W_2	1	[mm]
W_3	1	[mm]

Al realizar una primera simulación con incidencia normal, se obtienen las bandas de supresión en las frecuencias ya mencionadas con anchos de banda de 0.9 GHz , 0.7 GHz y 2.2 GHz , considerando una atenuación máxima de hasta 37 [dB] y una atenuación mínima de 25 [dB] (Figura 2.12). Sin embargo, cuando se realizan las simulaciones con distintos ángulos de incidencia se observan varios ceros antes de la última frecuencia de resonancia (Figura 2.13), esto para la polarización TE, mientras que para la polarización TM (Figura 2.14) se observa que uno de los ceros se adelanta.

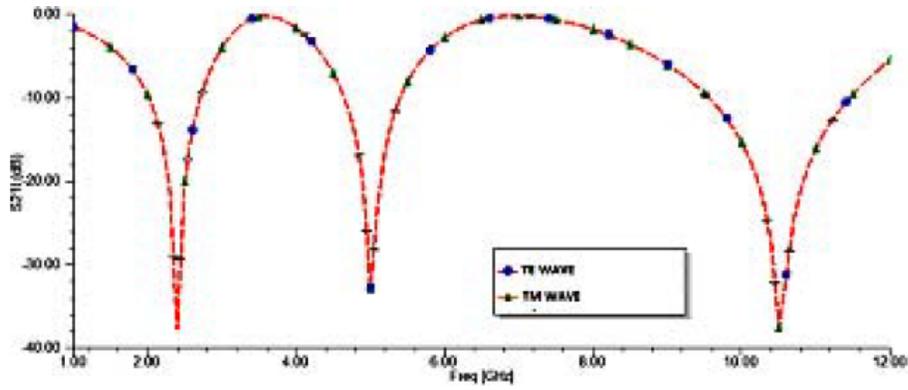


Figura 2.12: Parámetros de transmisión de la superficie selectiva de frecuencia propuesta en [23].

La razón por la cual los ceros aparecen antes de la última frecuencia de resonancia, es por un efecto capacitivo, provocado por utilizar parches, aunado a esto, se producen corrientes eléctricas debidas al dipolo en forma de cruz, con lo cual se introducen aun más ceros.

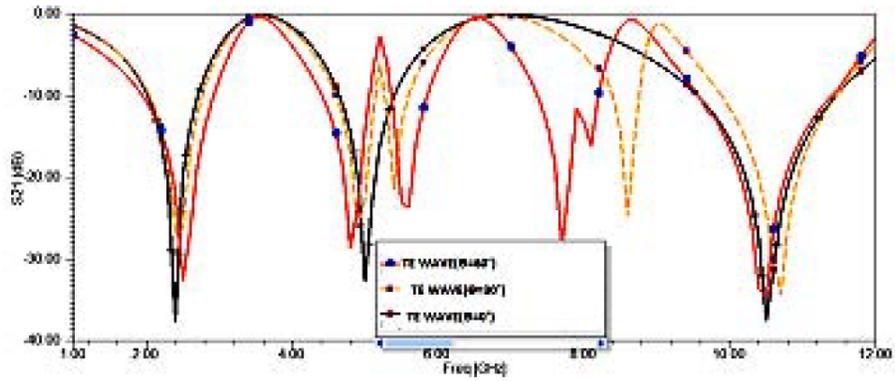


Figura 2.13: Parámetros de transmisión de la superficie selectiva de frecuencia propuesta en [23] con diferentes ángulos de incidencia (TE).

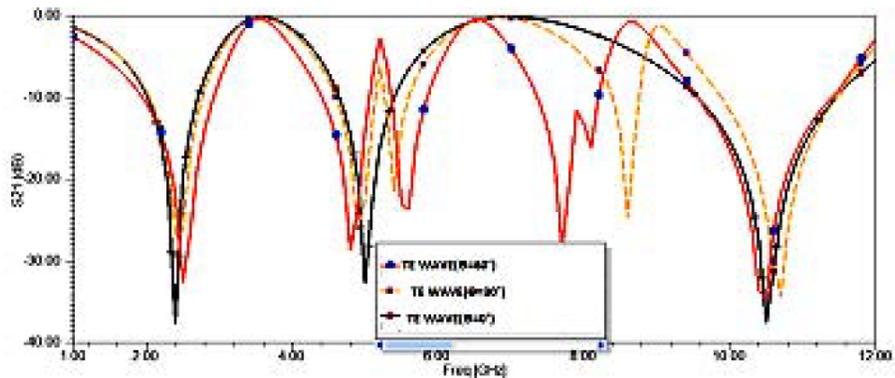


Figura 2.14: Parámetros de transmisión de la superficie selectiva de frecuencia propuesta en [23] con diferentes ángulos de incidencia (TM).

El artículo concluye que para una polarización simple e incidencia normal, la superficie selectiva de frecuencia tiene una respuesta estable y opera dentro de las bandas necesarias para tener aplicaciones de Wi-Fi (4.9 GHz a 5.4 GHz) y radio amateur (8.5 GHz a 11 GHz), sin embargo, para distintos ángulos de incidencia de las polarizaciones TE y TM, la superficie selectiva de frecuencia presenta ceros alrededor de la frecuencia de resonancia del dipolo en forma de cruz.

“A tri-band complementary frequency selective surface with very closely spaced resonances”

En [20] se propone una superficie selectiva de frecuencia complementaria que utiliza una geometría tradicional de anillos circulares, con la cual se propone ofrecer una respuesta en tres bandas con frecuencias de resonancia cercanas, una buena estabilidad angular, insensibilidad a la polarización, todo esto con un bajo costo y facilidad de fabricación.

La estructura propuesta se compone por dos SSF colocadas en cascada, siendo la primera cara un arreglo de dos parches con geometría de anillos circulares (Figura 2.15), mientras que la segunda cara es la geometría complementaria de la primer cara, es decir, un arreglo de dos ranuras con geometría de anillos circulares (Figura 2.15). De igual forma cada una de estas caras presenta su circuito equivalente, siendo el de la primera cara dos circuitos RC serie en paralelo (Figura 2.17), mientras que el de la segunda cara son dos circuitos RC serie en paralelo con una inductancia (Figura 2.18).

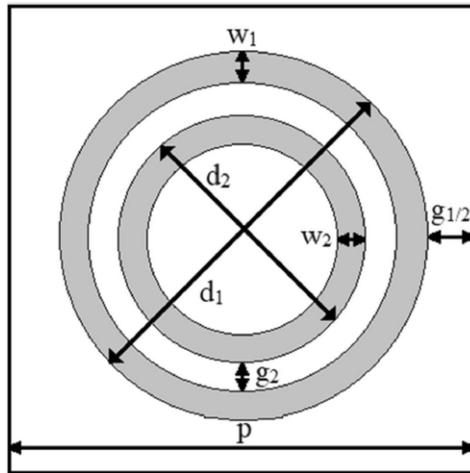


Figura 2.15: Primer celda unitaria de la superficie selectiva de frecuencia propuesta en [20].

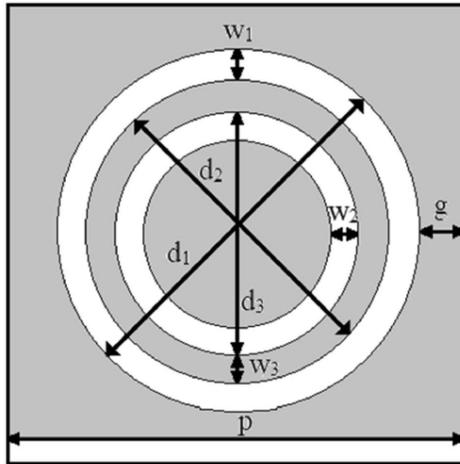


Figura 2.16: Segunda celda unitaria de la superficie selectiva de frecuencia propuesta en [20].

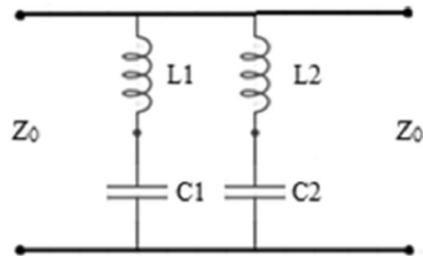


Figura 2.17: Circuito equivalente de la primer celda unitaria de la superficie selectiva de frecuencia propuesta en [20].

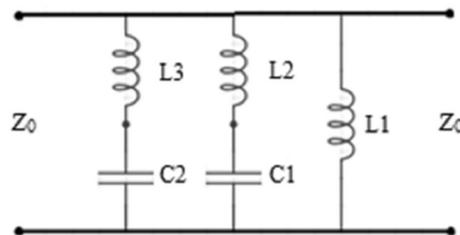


Figura 2.18: Circuito equivalente de la segunda celda unitaria de la superficie selectiva de frecuencia propuesta en [20].

Al simular la superficie selectiva de frecuencia en cascada, se obtienen tres frecuencias de resonancia a 2.09 GHz , 2.49 GHz y 2.66 GHz , con anchos de banda de 0.1 GHz , 50 MHz y 0.122 GHz para la primera, la segunda y la tercer frecuencia de resonancia, respectivamente (Figura 2.19); después realizaron la simulación con ángulos de incidencia oblicuos, dando como resultado una variación en la respuesta de la superficie selectiva de frecuencia complementaria prácticamente nula.

Para corroborar los resultados se realizó la fabricación de la superficie selectiva de frecuencia complementaria utilizando un sustrato FR4, que tiene una permitividad relativa $\varepsilon_r = 4.4$ con un espesor de $t = 1.2$ [mm]. Para la medición de la respuesta en frecuencia se utilizó un analizador de dos puertos Agilent E5071C. La comparación de los resultados simulados y experimentales se puede observar en la Figura 2.19; de donde se destaca que las frecuencias de resonancia experimentales fueron de 2.12 GHz, 2.60 GHz y 2.66 GHz, con anchos de banda de 90 MHz, 70 MHz y 65 MHz para la primera, la segunda y la tercer frecuencia de resonancia, respectivamente.

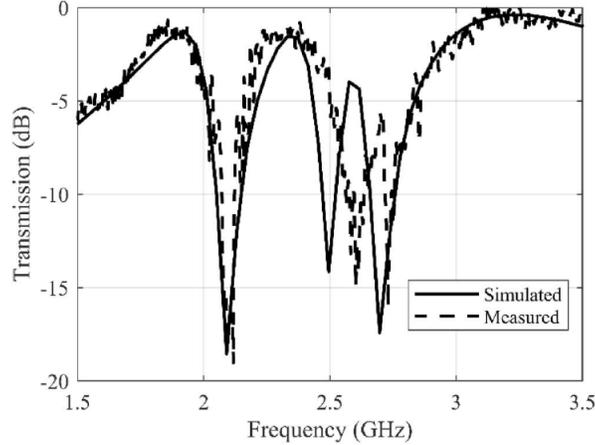


Figura 2.19: Resultados simulados y experimentales de la superficie selectiva de frecuencia complementaria propuesta en [20].

El artículo concluye que el diseño propuesto de superficie selectiva de frecuencia complementaria tiene frecuencias de resonancia cercanas, siendo estas una característica inherente de este tipo de SSF, se presenta una buena estabilidad angular e insensibilidad a la polarización, además de que su fabricación es fácil y de bajo costo. De igual forma se justifica que las diferencias entre los datos simulados y los datos experimentales se debieron a la desalineación entre las celdas unitarias.

“Study of Miniaturized Tri-band Combined-element Frequency Selective Surface (CEFSS)”

En [24] se realiza el diseño y análisis de dos superficies selectivas de frecuencia de elemento combinado (SSFEC), cada una se busca que tenga una respuesta en tres bandas. Para el primer diseño se tienen dos estructuras, la primera esta conformada por una ranura con geometría de anillo cuadrado, cuya respuesta es de tipo paso banda, mientras que la segunda estructura, es complementaria y tiene una respuesta de dos bandas. La finalidad de tener estas dos estructuras es unir las en una sola superficie selectiva de frecuencia (Figura 2.20), de forma que estén unidos dos tipos de elementos y dar origen a una SSFEC. Las características de esta primer celda unitaria se resumen en la Tabla 2.4.

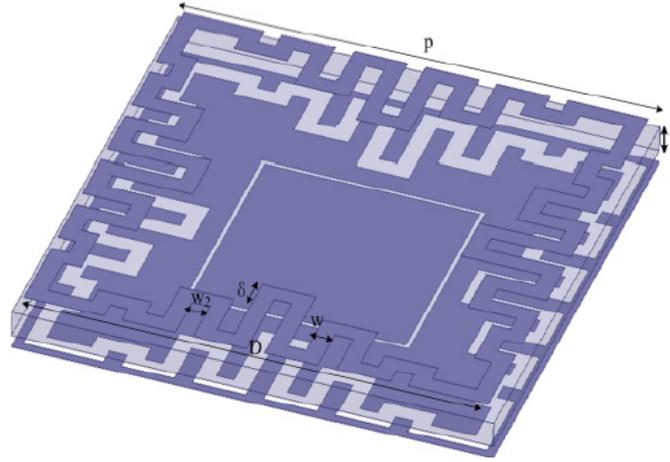


Figura 2.20: Celda unitaria de la superficie selectiva de frecuencia propuesta en [24].

Tabla 2.4: Características de la superficie selectiva de frecuencia propuesta en [24].

Parámetro	Valor	Unidad
Tamaño de las aristas de la celda unitaria (P)	11	[mm]
Espesor del dieléctrico (h)	0.8	[mm]
Permitividad relativa (ϵ_r)	2.65	
Frecuencia de resonancia 1 (f_1)	2.9	GHz
Frecuencia de resonancia 2 (f_2)	4.3	GHz
Frecuencia de resonancia 3 (f_3)	9.7	GHz
Valores de la geometría		
D	10.8	[mm]
W	0.4	[mm]
W_1	0.4	[mm]
δ	0.7	[mm]

Cuando se realiza la simulación, los resultados (Figura 2.21) muestran la existencia de tres polos de transmisión, los cuales corresponden con las frecuencias de resonancia expuestas en la Tabla 2.4, mientras que se obtienen dos ceros en la transmisión en las frecuencias de 2.9 GHz y 4.3 GHz , las cuales son introducidas por la estructura complementaria, mientras que el polo de la tercer frecuencia de resonancia lo da la ranura con geometría de anillo cuadrado.

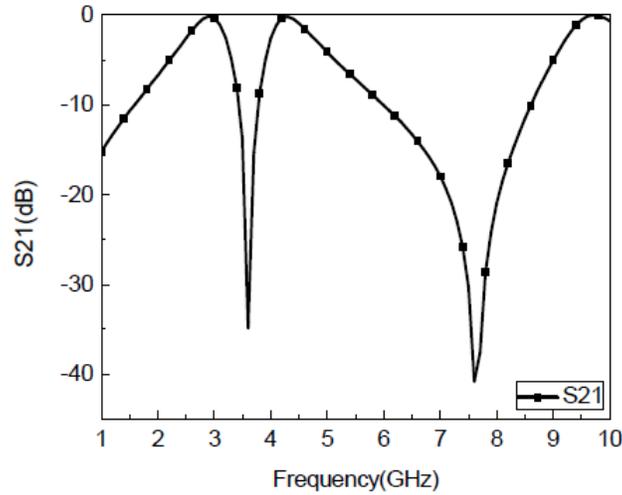


Figura 2.21: Resultados obtenidos para la celda unitaria de la superficie selectiva de frecuencia propuesta en [24].

La segunda estructura se propone a partir de la premisa que el polo de transmisión del anillo cuadrado es fijo; se proponen dos estructuras a combinar en una sola SSFEC, la primera sigue siendo una estructura complementaria, mientras que la segunda se propone como una red de alambre, que también puede representarse como un parche con geometría de lazo cuadrado, obteniendo nuevamente una superficie selectiva de frecuencia con elementos combinados (Figura 2.22), cuyas características se muestran en la Tabla 2.5.

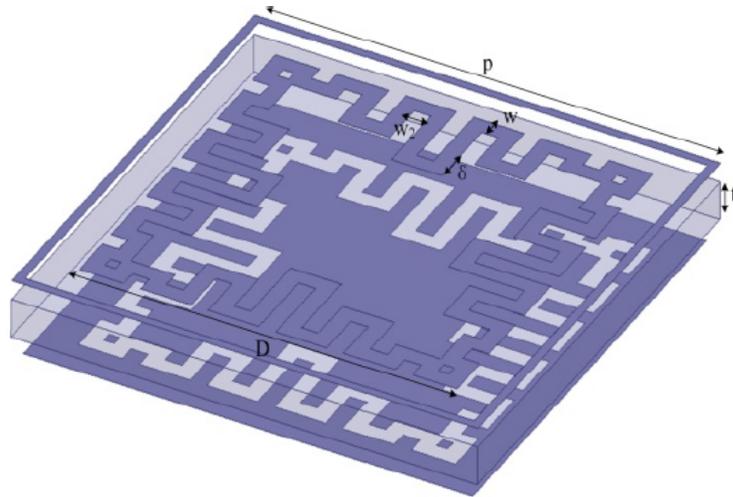


Figura 2.22: Celda unitaria de la segunda superficie selectiva de frecuencia propuesta en [24].

Tabla 2.5: Características de la segunda superficie selectiva de frecuencia propuesta en [24].

Parámetro	Valor	Unidad
Tamaño de las aristas de la celda unitaria (P)	11	[mm]
Espesor del dieléctrico (h)	0.8	[mm]
Permitividad relativa (ϵ_r)	2.65	
Frecuencia de resonancia 1 (f_1)	3.3	GHz
Frecuencia de resonancia 2 (f_2)	4.5	GHz
Frecuencia de resonancia 3 (f_3)	5.4	GHz
Valores de la geometría		
D	9.3	[mm]
W	0.4	[mm]
W_1	0.4	[mm]
δ	0.7	[mm]

Al realizar la simulación, los resultados (Figura 2.23) muestran nuevamente tres polos de transmisión, los cuales corresponden con las frecuencias de resonancia expuestas en la Tabla 2.5, mientras que se obtienen dos ceros en la transmisión en las frecuencias de 4 GHz y 4.9 GHz, las cuales es necesario analizar el circuito equivalente (Figura 2.24) para saber de donde provienen.

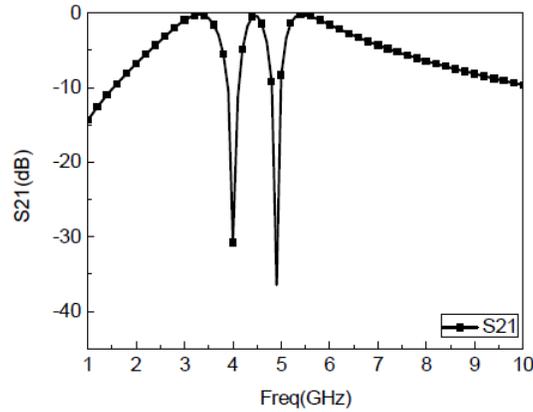


Figura 2.23: Resultados originados en la simulación de la segunda superficie selectiva de frecuencia propuesta en [24].

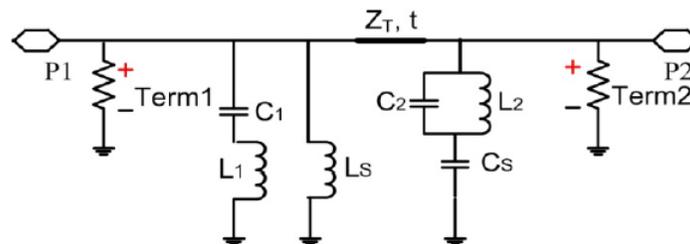


Figura 2.24: Circuito equivalente de la segunda superficie selectiva de frecuencia propuesta en [24].

En el circuito equivalente, la rejilla de alambre se representa por los elementos L_s y C_s , mientras que los elementos L_1 , C_1 , L_2 y C_2 corresponden a la estructura complementaria. A partir del análisis de este circuito, se llega a la conclusión de que el primer polo de transmisión está determinado por la rejilla de alambre, mientras que los otros dos polos de transmisión están determinados por los circuitos LC serie y LC paralelo. Con dicho análisis también se sabe que el primer cero se obtiene del acoplamiento de las dos estructuras complementarias.

Una de las finalidades de realizar este tipo de SSF de elementos combinados es mejorar la estabilidad angular y de polarización, parámetros que suelen ser más complicados de mejorar en las SSF tradicionales por cuestiones de miniaturización. Estas propiedades mencionadas se llevaron a prueba a partir de simular distintos ángulos de incidencia de las polarizaciones TE y TM, sobre la primera (Figura 2.25) y segunda (Figura 2.26) SSFEC, donde se observa que no hay mucha variación en los resultados.

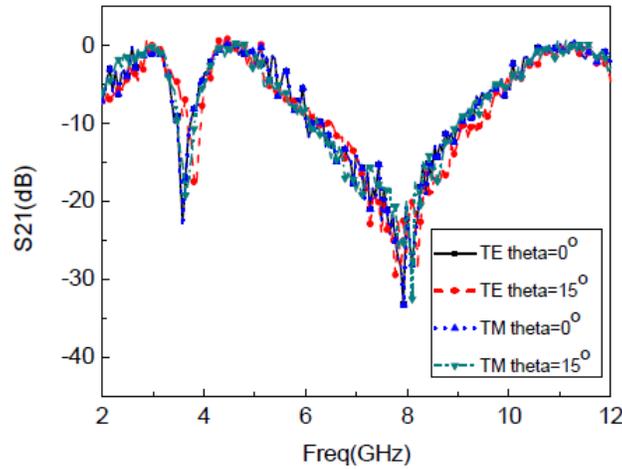


Figura 2.25: Parámetros S_{21} de la primera superficie selectiva de frecuencia propuesta en [24].

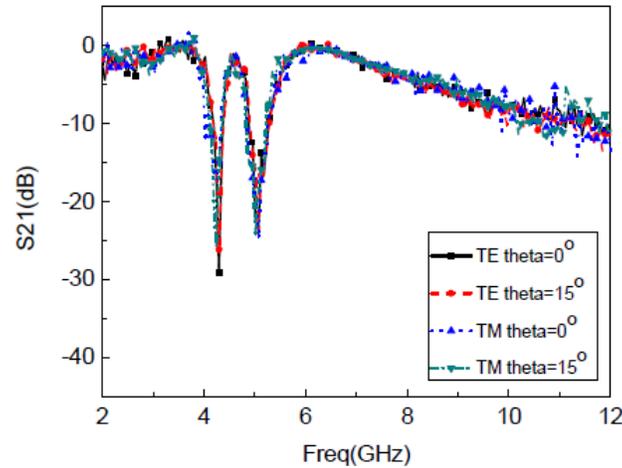


Figura 2.26: Parámetros S_{21} de la segunda superficie selectiva de frecuencia propuesta en [24].

El artículo concluye que las dos SSF miniaturizadas son propuestas basadas en la combinación de elementos, pues las SSFEC tienen un menor tamaño que las SSF tradicionales, lo que contribuye a una mejor independencia tanto en el ángulo de incidencia, como en la polarización.

“Design and demonstration of a tri-band frequency selective surface for space applications in X, K, and Ka bands”

En [25] se propone una superficie selectiva de frecuencia de tres bandas y dos capas, cuya celda unitaria consiste en dos pares de dipolos rectangulares y un anillo cuadrado (Figura 2.27). Esta estructura está pensada para presentar un comportamiento de tipo paso banda y supresor de banda en los intervalos de interés (bandas X, K y Ka), además de tener una respuesta espectral estable ante cambios en el ángulo de incidencia de las polarizaciones TM y TE. Las características de la superficie selectiva de frecuencia se resumen en la Tabla 2.6, en la cual se incluye la distancia entre placas y el material utilizado para rellenar este espacio, de acuerdo a lo que se muestra en la Figura 2.28.

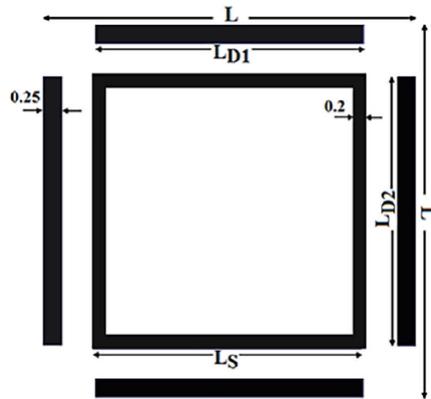


Figura 2.27: Celda unitaria propuesta en [25].

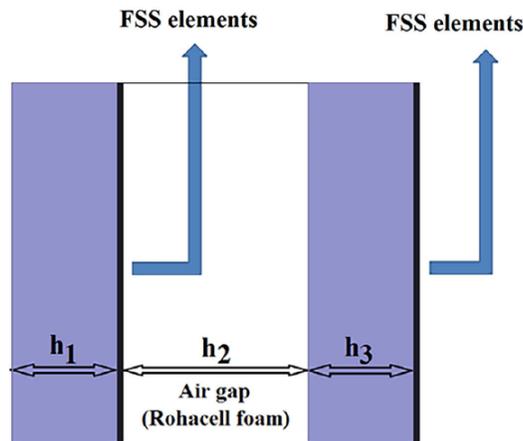


Figura 2.28: Arreglo propuesto en [25].

Tabla 2.6: Características de la superficie selectiva de frecuencia propuesta en [25].

Parámetro	Valor	Unidad
Tamaño de las aristas de la celda unitaria (L)	5	[mm]
Espesor del dieléctrico 1 (h_1)	0.762	[mm]
Espesor del dieléctrico 2 (h_2)	3	[mm]
Espesor del dieléctrico 3 (h_3)	0.762	[mm]
Permitividad relativa 1 (ϵ_{r1})	2.17	
Permitividad relativa 2 (ϵ_{r2})	1.12	
Permitividad relativa 3 (ϵ_{r3})	2.17	
Tangente de pérdidas 1 ($\tan(\delta)_1$)	0.0009	
Tangente de pérdidas 2 ($\tan(\delta)_2$)	0.009	
Tangente de pérdidas 3 ($\tan(\delta)_3$)	0.0009	
Frecuencia de resonancia 1 (f_1)	11.5	GHz
Frecuencia de resonancia 2 (f_2)	20	GHz
Frecuencia de resonancia 3 (f_3)	30	GHz
Valores de la geometría		
L_{D1}	3.6	[mm]
L_{D2}	3.6	[mm]
L_S	3.7	[mm]

Al realizar la simulación, los resultados de los parámetros de reflexión considerando distintos ángulos de incidencia para las polarizaciones TE y TM (Figura 2.29), muestran pérdidas en 20 GHz y 30 GHz menores a 0.2 [dB] y 0.1 [dB], respectivamente, para ángulos de incidencia menores a 30°. En la Figura 2.30 se observan los parámetros de transmisión, considerando distintos ángulos de incidencia para las polarizaciones TE y TM, de donde se obtiene que las pérdidas en 11.5 GHz son menores a 0.3 [dB] para ángulos de incidencia menores a 30°.

El nivel máximo de pérdidas para considerar los anchos de banda fue de 0.5 [dB], con dicho criterio la transmisión en la banda X se encuentra en el intervalo de frecuencias que abarca desde 10.7 GHz hasta 12.05 GHz , mientras que la primer banda de reflexión en la banda K se encuentra en el intervalo de frecuencias que abarca desde 15.7 GHz hasta 22.95 GHz , siendo la segunda banda de reflexión en la banda Ka aquella que abarca el intervalo de frecuencias de 28.6 GHz hasta 30.65 GHz .

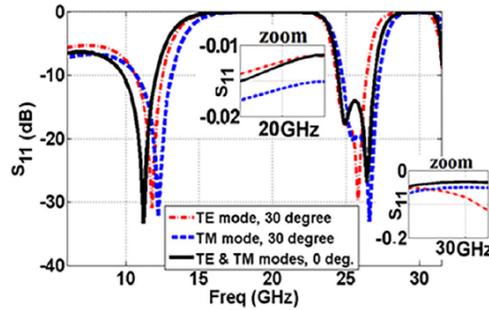


Figura 2.29: Parámetros S_{11} de la superficie selectiva de frecuencia propuesta en [25].

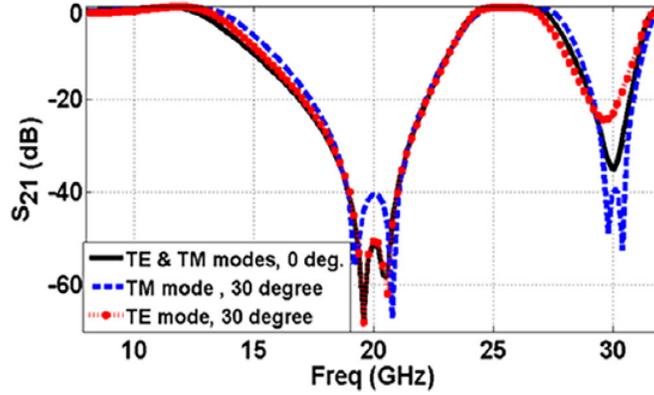


Figura 2.30: Parámetros S_{21} de la superficie selectiva de frecuencia propuesta en [25].

Para estimar la respuesta en frecuencia de la superficie selectiva de frecuencia bajo incidencia normal se utilizó el modelo del circuito equivalente, el cual está compuesto por dos líneas de transmisión, y una reactancia en paralelo entre ellas (Figura 2.31). La primera línea de transmisión representa al espacio libre, la segunda línea de transmisión representa las características del dieléctrico, mientras que la reactancia en paralelo representa las características de la celda unitaria. Lo anterior es válido para una superficie selectiva de frecuencia de una capa, pero el diseño propuesto consta de dos capas, para lo cual es necesario colocar en cascada dos circuitos equivalentes separados por una línea de transmisión (Figura 2.32) cuyas características se obtienen a partir del dieléctrico que separa ambas capas.

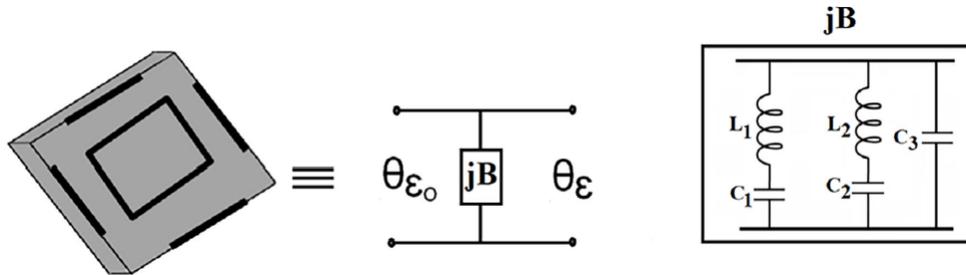


Figura 2.31: Circuito equivalente de una capa de la superficie selectiva de frecuencia propuesta en [25].

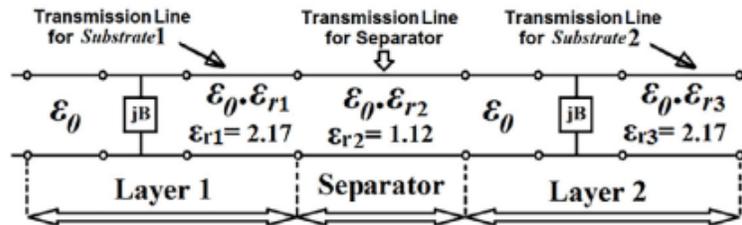


Figura 2.32: Circuito equivalente de la superficie selectiva de frecuencia propuesta en [25].

Para validar el diseño de la superficie selectiva de frecuencia se fabricó un prototipo circular de 30 [cm] de diámetro, el cual se probó en una cámara anecoica. Primeramente se realizó una medición sin la superficie selectiva de frecuencia para poder comprobar sus características de transparencia a 12 GHz, dando como resultado la gráfica mostrada en el inciso “A” de la Figura 2.33. Posteriormente, se cambió la superficie selectiva de frecuencia por un plano de tierra de cobre, para poder comparar los parámetros de reflexión del plano con los de la superficie a 20 GHz y 30 GHz, resultando en las gráficas mostradas en los incisos “B” y “C” de la Figura 2.33

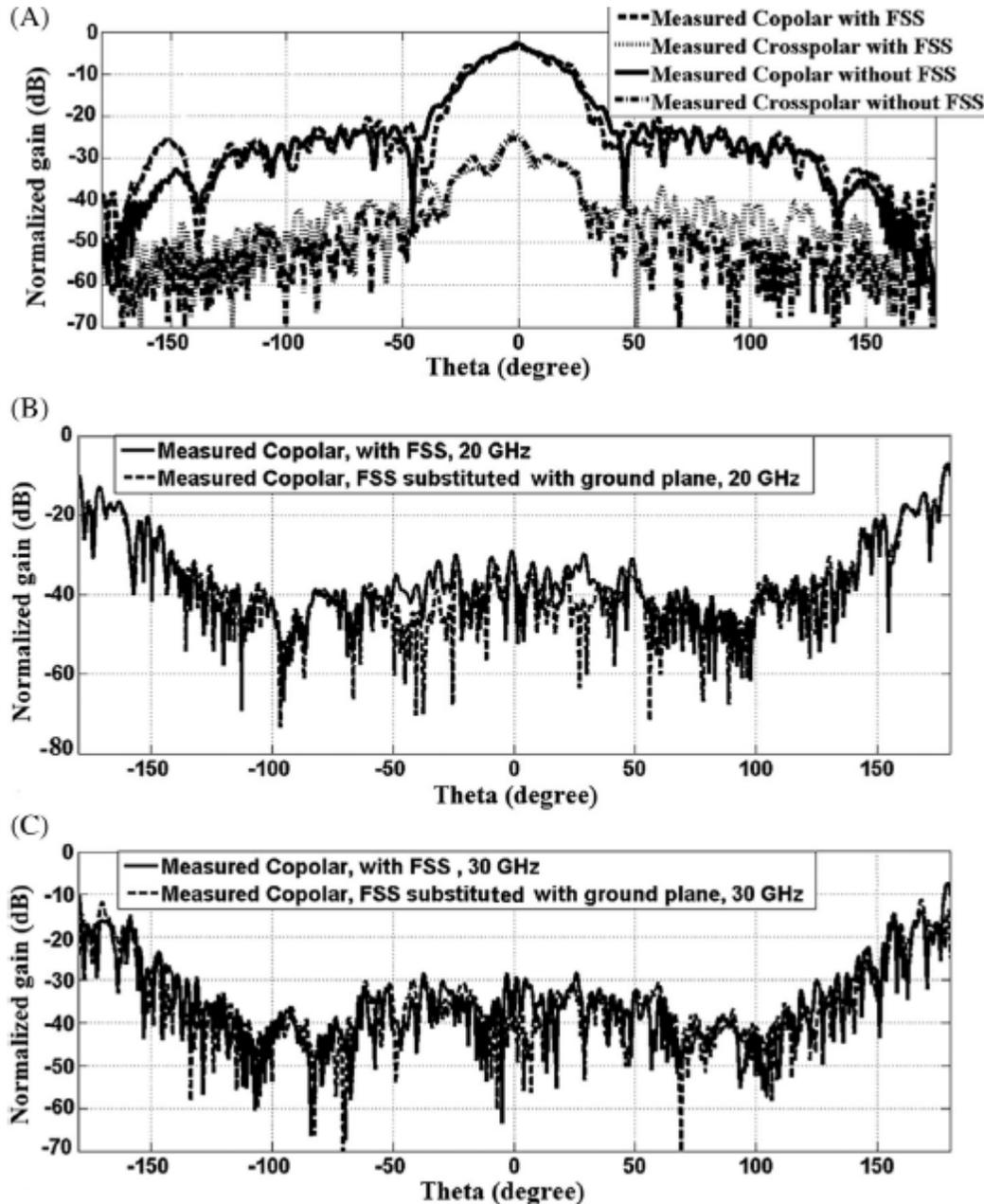


Figura 2.33: Mediciones obtenidas de la superficie selectiva de frecuencia propuesta en [25].

El artículo concluye con que se ha propuesto y validado una superficie selectiva de frecuencia de tres bandas para aplicaciones en el espacio, la cual presenta una buena estabilidad a distintos ángulos de incidencia de ondas de polarización TE y TM, resaltando que los resultados obtenidos de las simulaciones y las mediciones realizadas con el prototipo, coinciden bastante.

“Conformal miniaturized angular stable triband frequency selective surface for EMI shielding”

En [26] se propone el diseño de una superficie selectiva de frecuencia multibanda de una capa, con una respuesta en frecuencia de tipo supresor de banda. Para incrementar sus aplicaciones prácticas, la superficie debe ser flexible y las geometrías no se deben de deformar demasiado, para lo cual se busca que sea ultra delgada, y la celda unitaria sea lo más pequeña posible. El diseño de la superficie selectiva de frecuencia también considera una alta selectividad, insensibilidad a la polarización y un rendimiento de blindaje estable en la superficie flexible con altos radios de curvatura.

Para cumplir con las especificaciones de diseño, la celda unitaria de la superficie selectiva de frecuencia está conformada por un anillo cuadrado, un dipolo cruzado con parches cuadrados en los extremos y cuatro ramas de espirales triangulares (Figura 2.34). Para el diseño de la superficie se propone el uso de un sustrato dieléctrico FR-4, cuyas características, junto con las de la superficie selectiva de frecuencia, se resumen en la Tabla 2.7.

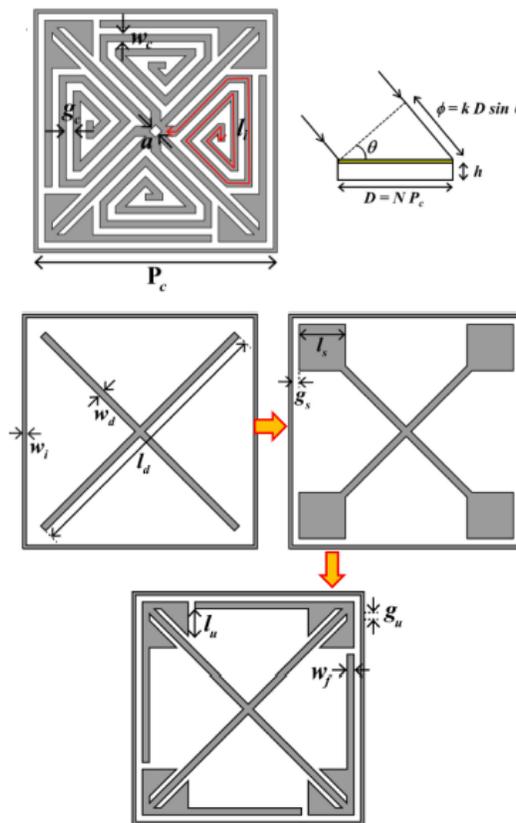


Figura 2.34: Superficie selectiva de frecuencia propuesta en [26].

Tabla 2.7: Características de la superficie selectiva de frecuencia propuesta en [26].

Parámetro	Valor	Unidad
Tamaño de las aristas de la celda unitaria (P_c)	6.85	[mm]
Espesor del dieléctrico (h)	0.25	[mm]
Permitividad relativa (ϵ_r)	4.4	
Tangente de pérdidas ($\tan(\delta)$)	0.02	
Frecuencia de resonancia 1 (f_1)	4	GHz
Frecuencia de resonancia 2 (f_2)	7	GHz
Frecuencia de resonancia 3 (f_3)	11.5	GHz
Valores de la geometría		
l_d	8	[mm]
w_d	0.2	[mm]
l_s	1.35	[mm]
g_s	0.2	[mm]
g_u	0.2	[mm]
l_u	0.8	[mm]
w_f	0.2	[mm]
g_f	0.2	[mm]
w_i	0.1	[mm]
w_c	0.2	[mm]
g_c	0.2	[mm]
l_i	14.2	[mm]
a	0.25	[mm]

Para comprender mejor el funcionamiento de la superficie selectiva de frecuencia, se hace uso del modelo del circuito equivalente. Los acoplamientos entre los elementos de las espirales triangulares (CST), se consideran como inductancias y capacitancias mutuas para obtener un modelo más acertado. En la Figura 2.35 los componentes inductivos y capacitivos modelan los elementos de la superficie selectiva de frecuencia suponiendo una polarización a lo largo del eje y . El parche cuadrado y la tira de metal paralela al borde de la celda unitaria se modelan con las inductancias L_1 y L_2 en serie con las capacitancias C_1 y C_2 . El dipolo cruzado central proporciona una inductancia L_4 y una capacitancia mutua C_4 entre dos franjas verticales paralelas de las celdas unitarias adyacentes. La rendija diagonal ubicada entre el dipolo cruzado y los parches cuadrados también se considera en términos de capacitancia mutua C_3 e inductancia L_3 .

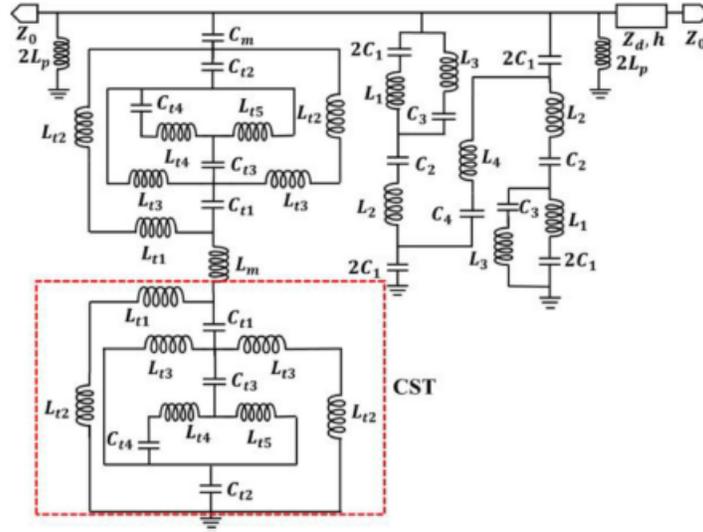


Figura 2.35: Circuito equivalente de la superficie selectiva de frecuencia propuesta en [26].

El modelo del circuito equivalente de la superficie selectiva de frecuencia puede ser simplificado reemplazando los valores de inductancias y capacitancias pequeñas por cortocircuitos y circuitos abiertos, esto con la finalidad de obtener de forma analítica los valores de los parámetros S_{11} y S_{21} , lo que permite comparar la respuesta en frecuencia de la simulación de la superficie selectiva de frecuencia con la de su circuito equivalente y la de su modelo analítico, lo cual se puede observar en la Figura 2.36.

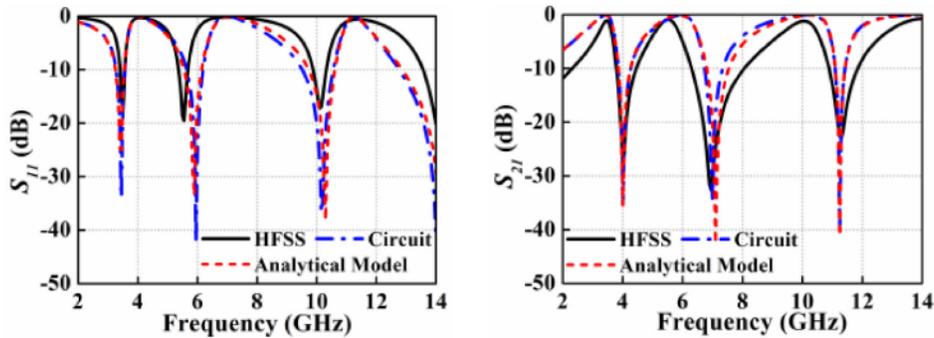


Figura 2.36: Parámetros S_{11} y S_{21} de la superficie selectiva de frecuencia propuesta en [26], su circuito equivalente y su modelo analítico.

Bajo condiciones de incidencia normal, la superficie selectiva de frecuencia presenta tres anchos de banda, el primero va de 3.79 GHz hasta 4.45 GHz , mientras que el segundo se encuentra en un intervalo que va desde 6.3 GHz hasta 8.06 GHz y el tercero abarca el intervalo de frecuencias de 10.89 GHz hasta 11.84 GHz . Sin embargo, para comprobar la insensibilidad a distintos ángulos de incidencia se realiza la simulación mostrada en la Figura 2.37, donde se observa que la superficie selectiva de frecuencia tiene una respuesta similar para ambas polarizaciones (TE y TM) debido a su configuración simétrica, dando una respuesta estable para cualquier ángulo de incidencia menor a 70° .

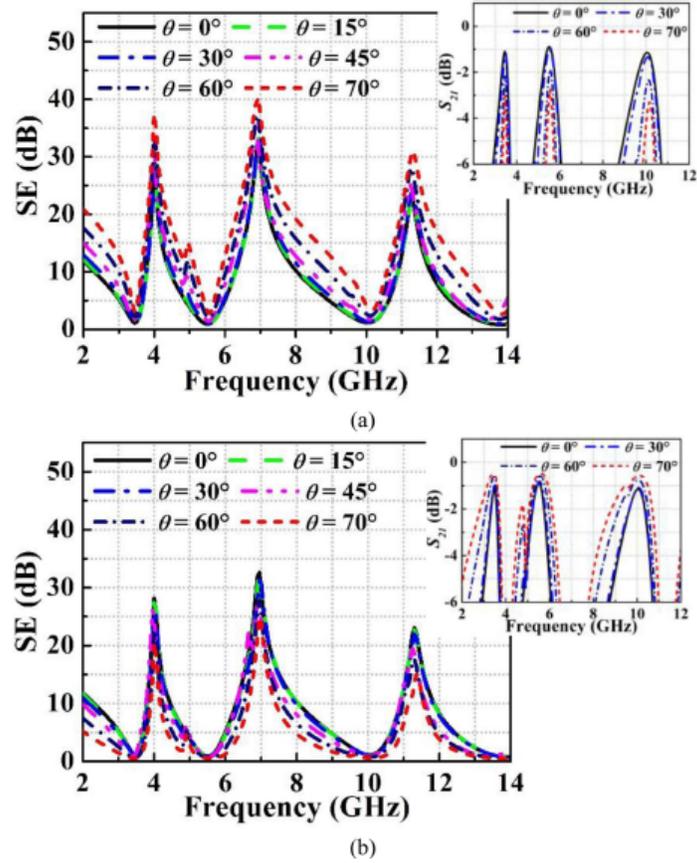


Figura 2.37: Respuesta en frecuencia de la superficie selectiva de frecuencia propuesta en [26] considerando distintos ángulos de incidencia. (a) Polarización TE. (b) Polarización TM.

El perfil ultra delgado de la superficie selectiva de frecuencia propuesta facilita su aplicación en diferentes superficies. Para analizar su respuesta en una superficie con curvatura, se realiza la simulación de la Figura 2.38, donde R_c es el radio de la circunferencia y θ_c es el ángulo del que depende la longitud del radio.

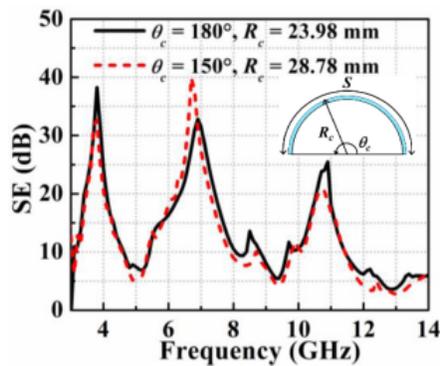


Figura 2.38: Respuesta en frecuencia de la superficie selectiva de frecuencia propuesta en [26] considerando una superficie con curvatura.

Para comprobar la efectividad del diseño, se fabricó un arreglo de $20 \text{ celdas} \times 20 \text{ celdas}$, es decir, una superficie selectiva de frecuencia de $13.7 \text{ [cm]} \times 13.7 \text{ [cm]}$, cuyos resultados se muestran en la Figura 2.39, donde se observa una respuesta cercana a lo simulado, con tres anchos de banda, en los intervalos de 4 GHz hasta 4.6 GHz , 6.36 GHz hasta 8.18 GHz y 11.17 GHz hasta 11.97 GHz , respectivamente. De igual forma se realizó una prueba sobre una superficie curva que dio como resultado una respuesta estable.

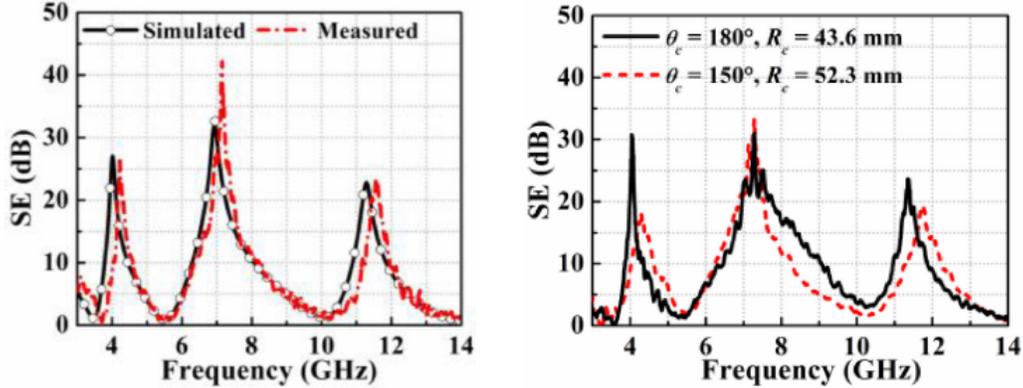


Figura 2.39: Respuesta en frecuencia de la superficie selectiva de frecuencia propuesta en [26].

El artículo concluye con que se diseñó y fabricó una superficie selectiva de frecuencia de tres bandas con una geometría flexible que exhibe un comportamiento estable tanto en superficies planas, como en superficies curvas, además de presentar insensibilidad a cambios en el ángulo de incidencia de las polarizaciones TE y TM, menores a 70° . Finalmente, se hace mención de la concordancia entre los resultados obtenidos de las simulaciones y las mediciones realizadas.

“Closely spaced tri-band frequency selective surfaces based on split ring slots”

En [27] se plantea el diseño de una superficie selectiva de frecuencia con tres bandas de transmisión cercanas, haciendo uso de tres ranuras circulares. Cada una de las ranuras circulares presenta, individualmente, una frecuencia de resonancia aproximadamente igual a la longitud de onda λ , sin embargo, cuando forman parte de un conjunto, es necesario que el acoplamiento mutuo entre ellas sea débil para que su frecuencia de resonancia sea similar a la obtenida de forma individual, para ello los anillos deben de estar ampliamente separados. Como se requieren frecuencias de resonancia estrechamente espaciadas, deben existir pequeñas variaciones entre las circunferencias de las tres ranuras de los anillos, es decir, las ranuras deben encontrarse muy juntas, sin embargo, la proximidad también provoca un fuerte acoplamiento de las ranuras que conduce a cambios no deseados de sus frecuencias de resonancia, tal y como se muestra en la Figura 2.40.

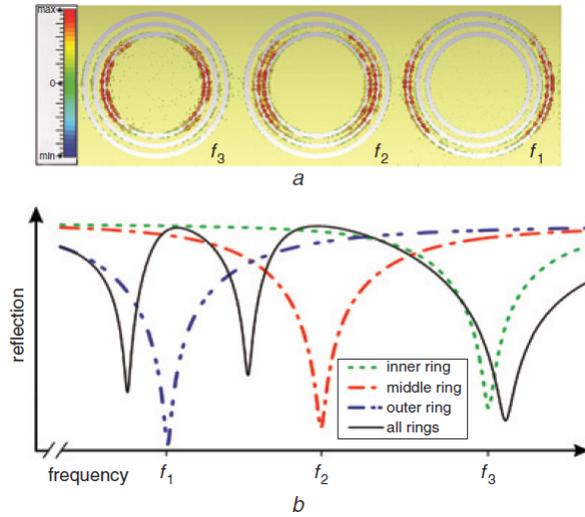


Figura 2.40: Superficie selectiva de frecuencia con tres anillos circulares concéntricos, propuesta en [27].

Para solucionar el problema de cambios en la frecuencia, se propone dividir las ranuras de los anillos con cortos metálicos (Figura 2.41), con esto la frecuencia de resonancia se desplaza hacia arriba aproximadamente en un factor de 1.5 para un corto y en un factor de 2 para dos cortos, pues estos cortos modifican la ubicación de las corrientes superficiales en resonancia a lo largo de la celda unitaria, provocando una reducción del acoplamiento entre las ranuras de los anillos, facilitando el ajuste de las frecuencias de resonancia y la separación de las bandas. Las nuevas frecuencias resonantes de las ranuras del anillo dividido se muestran en la Figura 2.41b. Ahora es más fácil ajustar las tres resonancias de forma independiente y las separaciones de bandas se pueden reducir eficazmente.

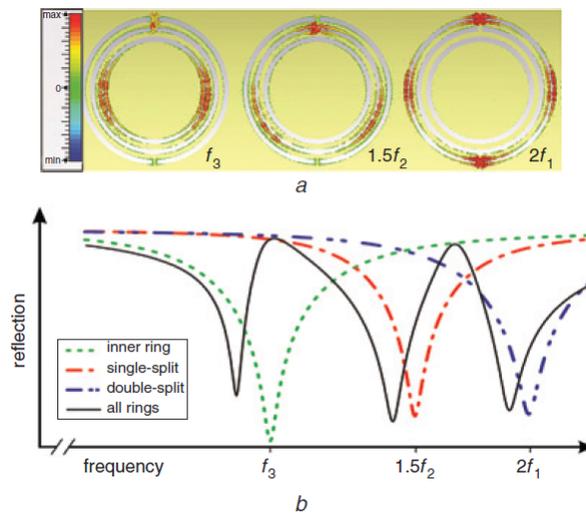


Figura 2.41: Superficie selectiva de frecuencia con tres anillos circulares concéntricos divididos, propuesta en [27].

Una vez solucionado el problema del acoplamiento, se propone una red triangular equilátera de periodo d , tal y como se muestra en la Figura 2.42, para la fabricación de la superficie selectiva de frecuencia considerando un sustrato dieléctrico Rogers 4003C y las características mostradas en la Tabla 2.8.

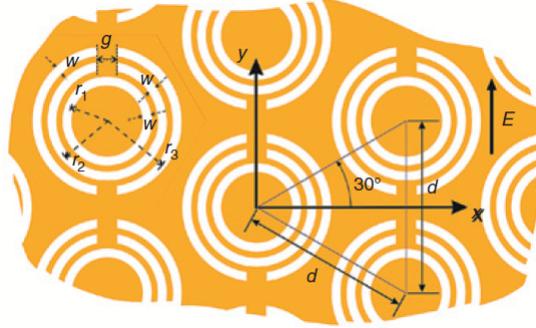


Figura 2.42: Red de la superficie selectiva de frecuencia con tres anillos circulares concéntricos divididos, propuesta en [27].

Tabla 2.8: Características de la superficie selectiva de frecuencia propuesta en [27].

Parámetro	Valor	Unidad
Distancia entre el centro de cada celda unitaria (d)	4.03	[mm]
Espesor del dieléctrico (h)	0.203	[mm]
Permitividad relativa (ϵ_r)	3.68	
Tangente de pérdidas ($\tan(\delta)$)	0.0027	
Frecuencia de resonancia 1 (f_1)	27.7	GHz
Frecuencia de resonancia 2 (f_2)	31.99	GHz
Frecuencia de resonancia 3 (f_3)	36.06	GHz
Valores de la geometría		
r_1	1.34	[mm]
r_2	1.6	[mm]
r_3	1.83	[mm]
w	0.12	[mm]
g	0.11	[mm]

En la Figura 2.43 se muestran los parámetros S_{11} y S_{21} de la superficie selectiva de frecuencia con distintos ángulos de incidencia, donde se observa que presenta una alta estabilidad para ángulos de incidencia por debajo de 30° .

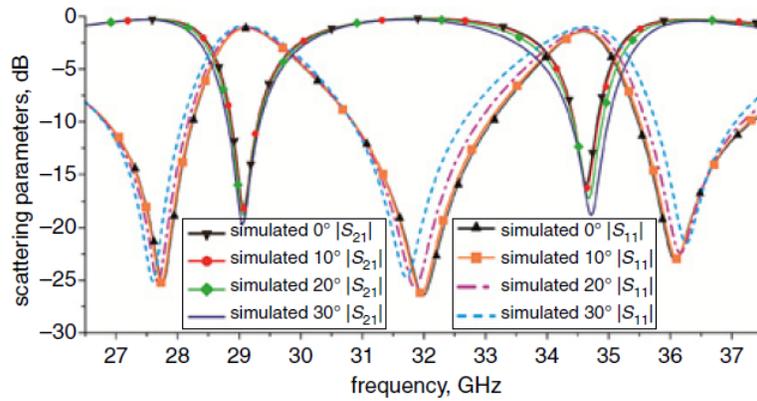


Figura 2.43: Simulación de la superficie selectiva de frecuencia con tres anillos circulares concéntricos divididos, propuesta en [27].

Para comprobar los resultados obtenidos se fabricó un prototipo del cual se obtuvieron las mediciones mostradas en la Figura 2.44, donde se puede resaltar la concordancia existente entre los resultados de la simulación con incidencia normal y la medición realizada bajo las mismas condiciones.

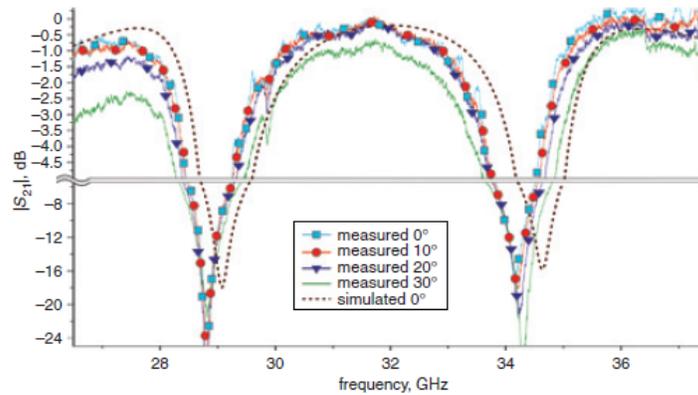


Figura 2.44: Mediciones obtenidas de la superficie selectiva de frecuencia con tres anillos circulares concéntricos divididos, propuesta en [27].

El artículo concluye que la investigación realizada acerca de una superficie selectiva de frecuencia con ranuras circulares concéntricas divididas, dio como resultado un prototipo con operación en la banda de microondas Ka que puede ser usado como una pantalla transmisora para tres canales con frecuencias cercanas. Finalmente, agregan que el uso de dispositivos de control como diodos varactores en lugar de cortocircuitos metálicos, podrían dar origen a una potencial superficie selectiva de frecuencia reconfigurable.

“Design and analysis of a complementary structure-based high selectivity tri-band frequency selective surface”

En [28] se propone una superficie selectiva de frecuencia de tres bandas compuesta por tres arreglos metálicos que se encuentran separados por múltiples capas de dieléctrico. La celda unitaria de la capa central se conforma por una doble rejilla rodeada por un anillo (G-DCL por sus siglas en inglés), esta estructura es un resonador híbrido, es decir, genera diferentes frecuencias de resonancia. Las celdas unitarias que se encuentran en la parte superior e inferior de la superficie selectiva de frecuencia está conformada por geometrías complementarias de la celda unitaria central.

Como se muestra en la Figura 2.45, se utiliza una estructura de tipo rejilla y geometrías conocidas como anillos complejos (un anillo cuadrado y un anillo circular), estas estructuras son utilizadas ya que los anillos metálicos son equivalentes a un circuito resonante LC serie que puede generar ceros de transmisión, mientras que la estructura complementaria del anillo metálico es equivalente a un circuito resonante LC paralelo, que puede generar un polo de transmisión. La superficie selectiva de frecuencia se propone haciendo uso del sustrato dieléctrico Rogers RO4350B y de espuma para separar sus capas, las características de ambos dieléctricos, junto con las de la superficie selectiva de frecuencia, se muestran en la Tabla 2.9.

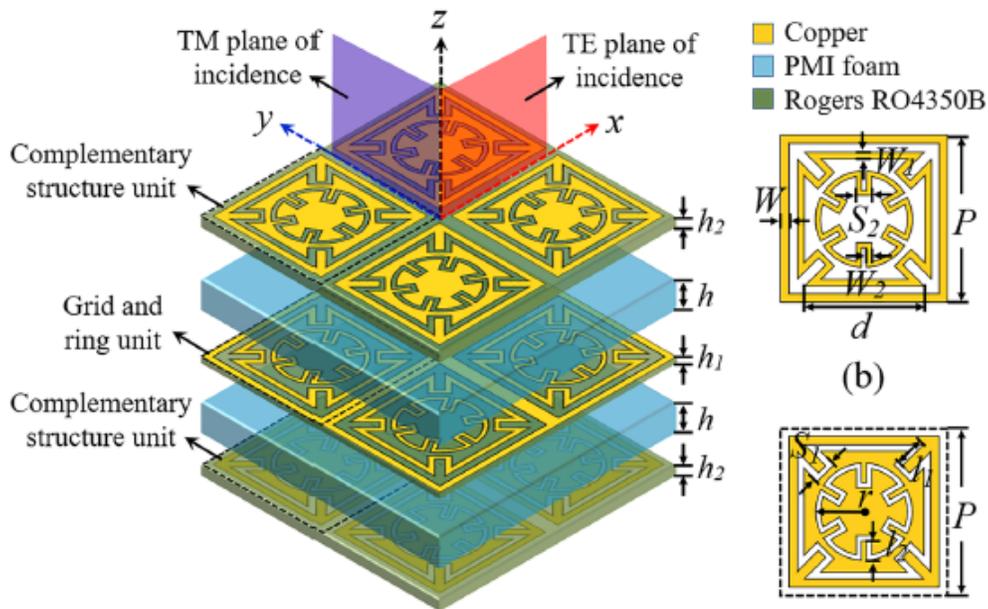


Figura 2.45: Superficie selectiva de frecuencia propuesta en [28].

Tabla 2.9: Características de la superficie selectiva de frecuencia propuesta en [28].

Parámetro	Valor	Unidad
Tamaño de las aristas de la celda unitaria (P)	7.6	[mm]
Espesor de la espuma (h)	3	[mm]
Espesor del dieléctrico 1 (h_1)	0.168	[mm]
Espesor del dieléctrico 2 (h_2)	0.508	[mm]
Permitividad relativa de la espuma (ε_i)	1.08	
Tangente de pérdidas de la espuma ($\tan(\delta)_1$)	0.001	
Permitividad relativa de Rogers RO4350B (ε_r)	3.48	
Tangente de pérdidas de Rogers RO4350B ($\tan(\delta)$)	0.0037	
Frecuencia de resonancia 1 (f_1)	3.79	GHz
Frecuencia de resonancia 2 (f_2)	8.34	GHz
Frecuencia de resonancia 3 (f_3)	12.52	GHz
Valores de la geometría		
d	5.27	[mm]
W	0.25	[mm]
W_1	0.2	[mm]
W_2	0.2	[mm]
r	2.4	[mm]
S_1	1.2	[mm]
S_2	0.6	[mm]
l_1	1.28	[mm]
l_2	1	[mm]

Para obtener el circuito equivalente de la superficie selectiva de frecuencia, primero se analiza la estructura central, después se determinan los circuitos equivalentes de las estructuras complementarias, posteriormente se considera el sustrato dieléctrico y la espuma por medio de líneas de transmisión, para finalmente combinar ambos circuitos equivalentes con las líneas de transmisión y de esa forma se obtiene el modelo del circuito equivalente de la superficie selectiva de frecuencia.

Para la capa intermedia, la estructura de tipo malla se puede considerar como una inductancia L_0 , mientras que el anillo cuadrado puede ser descrito como un circuito resonante serie formado por L_1 y C_3 , sin embargo, es necesario agregar un capacitor C_1 en paralelo, debido a la parte serpenteante del anillo. De forma similar, el anillo circular puede ser descrito como un circuito resonante serie formado por L_2 y C_4 , sin embargo, es necesario agregar un capacitor C_2 en paralelo, debido a la parte serpenteante del anillo. Para el caso de la geometría complementaria, el espacio entre celdas unitarias se considera por medio de la capacitancia C'_0 , el parche del anillo cuadrado puede ser descrito como un circuito resonante paralelo formado por C'_1 y L'_3 con un inductor L'_1 generado por la rama extendida de la geometría; conectado en serie, se va a encontrar un segundo circuito resonante paralelo ocasionado por el parche cuadrado del centro, este circuito se va a formar a partir de C'_2 y L'_4 , de forma similar al caso anterior, encontraremos un inductor L'_2 en serie, generado por la rama extendida de la geometría.

En la Figura 2.46 se puede observar el modelo del circuito equivalente de cada celda unitaria, de acuerdo a las consideraciones anteriores. Como ya se había adelantado, es necesario considerar las características de la espuma y del sustrato dieléctrico para poder dar origen al modelo del circuito equivalente de la superficie selectiva de frecuencia, tal y como se muestra en la Figura 2.47.

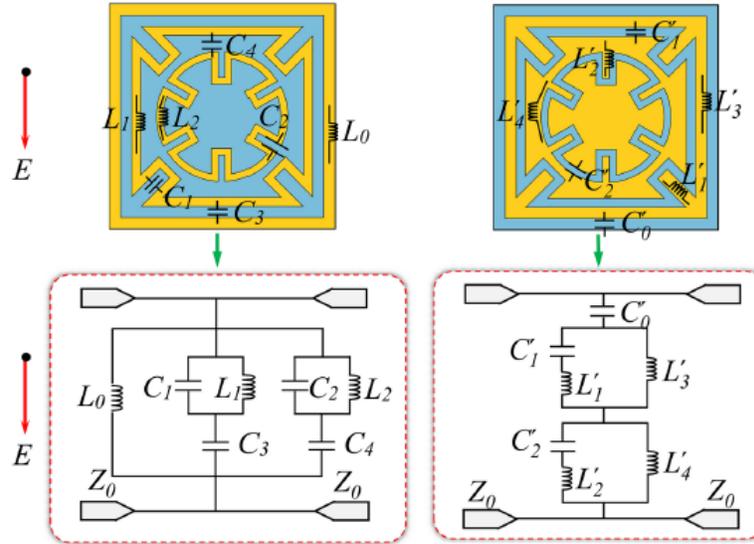


Figura 2.46: Modelo del circuito equivalente de cada celda unitaria de la superficie selectiva de frecuencia propuesta en [28].

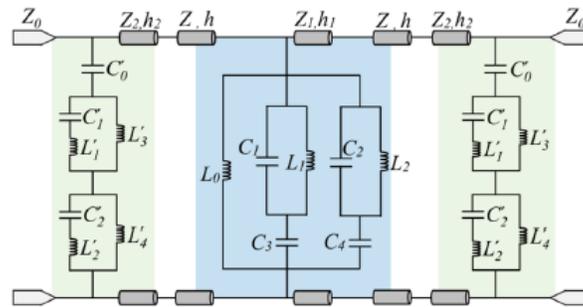


Figura 2.47: Modelo del circuito equivalente de la superficie selectiva de frecuencia propuesta en [28].

En la Figura 2.48 se muestra la simulación de la superficie selectiva de frecuencia propuesta, junto con la respuesta en frecuencia del modelo del circuito equivalente, donde además de presentarse bastante similitud entre ambas respuestas, se presentan tres anchos de banda en los intervalos de frecuencia de 2.79 GHz hasta 4.79 GHz (2 GHz), de 7.77 GHz hasta 8.91 GHz (1.14 GHz) y de 11.29 GHz hasta 13.75 GHz (2.46 GHz), respectivamente. Además, en la Figura 2.49 se muestra la simulación de la superficie selectiva de frecuencia con distintos ángulos de incidencia de las polarizaciones TE (izquierda) y TM (derecha), exponiendo una alta estabilidad a cambios en los ángulos de incidencia, menores a 50° .

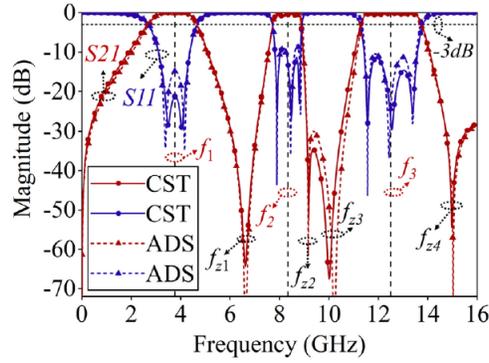


Figura 2.48: Resultados de la simulación de la superficie selectiva de frecuencia propuesta en [28].

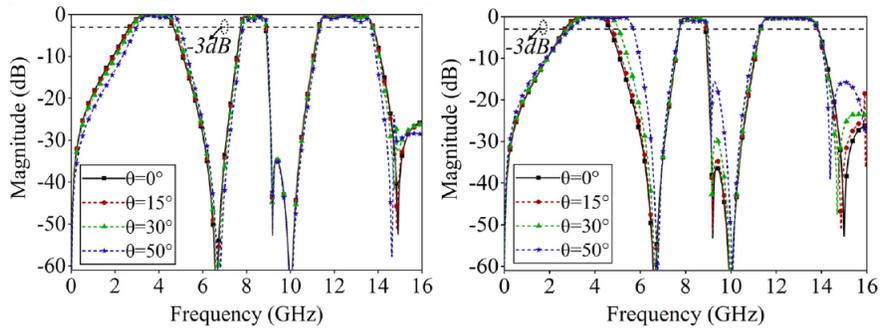


Figura 2.49: Simulación de la superficie selectiva de frecuencia propuesta en [28], con diferentes ángulos de incidencia.

Después de realizar las simulaciones, para validar los resultados se fabricó un prototipo de $30.4 [cm] \times 30.4 [cm]$, cuyas mediciones se comparan con los resultados de la simulación en la Figura 2.50, presentando respuestas similares. En la Figura 2.51 se muestran las mediciones obtenidas de la superficie selectiva de frecuencia con distintos ángulos de incidencia de las polarizaciones TE (izquierda) y TM (derecha), con las cuales se llega a la conclusión de que la superficie selectiva de frecuencia presenta insensibilidad a los cambios en los ángulos de incidencia, menores a 50° .

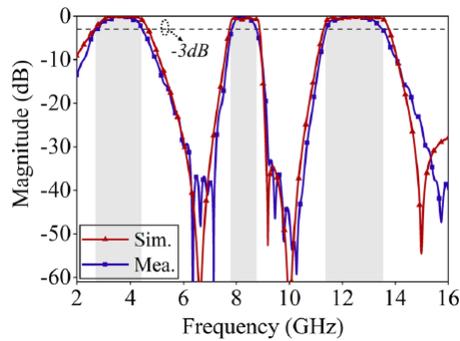


Figura 2.50: Mediciones y resultados de la simulación de la superficie selectiva de frecuencia propuesta en [28].

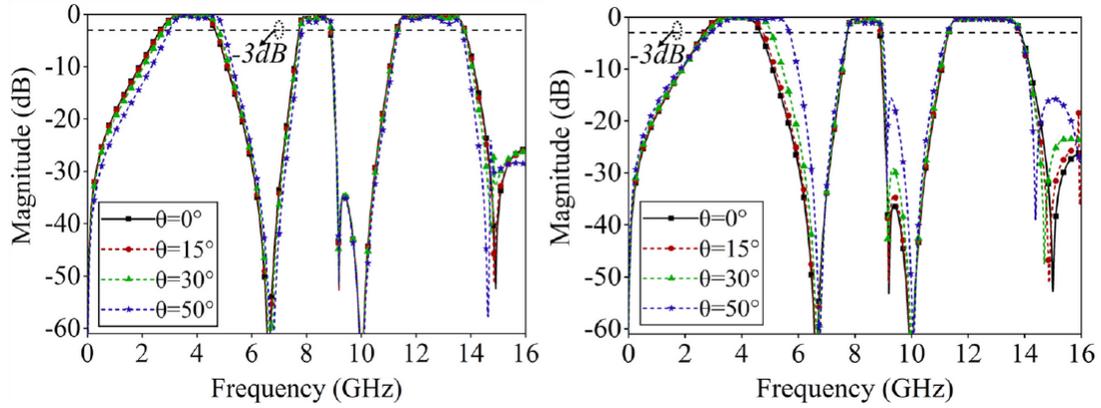


Figura 2.51: Mediciones obtenidas de la superficie selectiva de frecuencia propuesta en [28], con diferentes ángulos de incidencia.

El artículo concluye con el desarrollo de un prototipo de una superficie selectiva de frecuencia de alto orden de tipo paso banda, con tres anchos de banda distintos y haciendo uso de elementos híbridos resonantes complementarios, colocados en cascada. Dicho prototipo presentó resultados experimentales con un alto índice de concordancia con los resultados simulados, presentando una estabilidad satisfactoria bajo distintos tipos de polarización y ángulos de incidencia.

“A tri-band Frequency-Selective Surface”

En [29] se propone una superficie selectiva de frecuencia de tres bandas con respuesta en frecuencia de tipo paso banda, que consiste en cuatro ranuras, siendo cada una de ellas una combinación de ranuras en forma de rectángulo, de “T” y de “U” (Figura 2.52). Debido a que se requiere que la superficie sea estable ante cambios en los ángulos de incidencia, las ranuras de la celda unitaria deben ser orientadas de forma alternada entre una posición vertical y una horizontal.

Las características multibanda de la la superficie selectiva de frecuencia se considera inicialmente la ranura a_3 que presenta una respuesta en frecuencia en dos bandas, pero cuando cuando la ranura a_3 se modifica en una estructura de ranura simétrica en forma de “T” (a_3 , a_4) y se agrega una ranura rectangular (a_6 , a_7) se presenta una respuesta en tres bandas; agregando las dos ranuras a_5 , a partir de sus dimensiones, se puede manipular el ancho de banda de la banda más alta. Las características propuestas de la superficie selectiva de frecuencia se resumen en la Tabla 2.10.

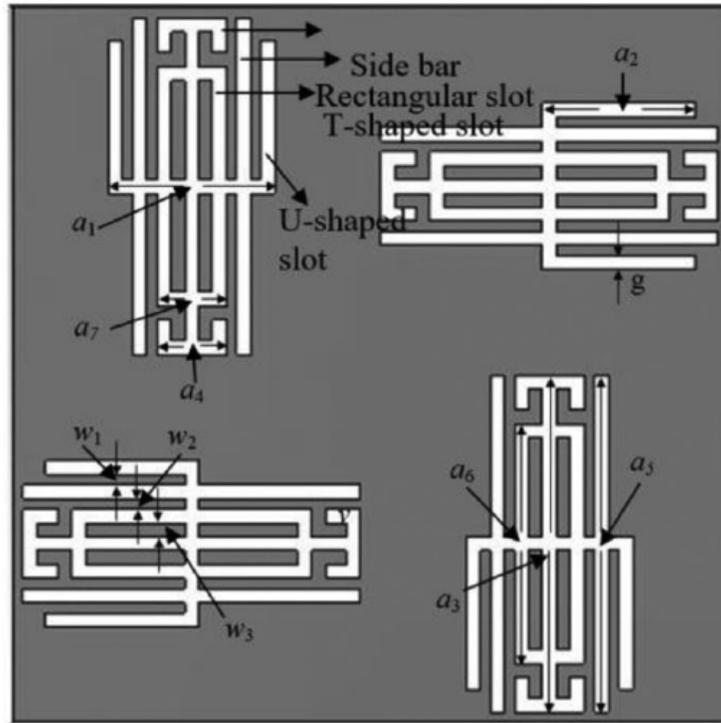
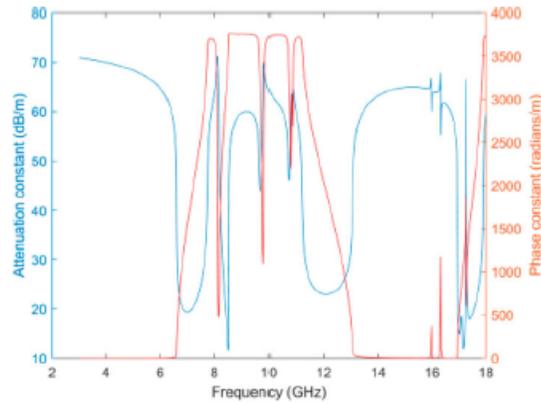


Figura 2.52: Celda unitaria de la superficie selectiva de frecuencia propuesta en [29].

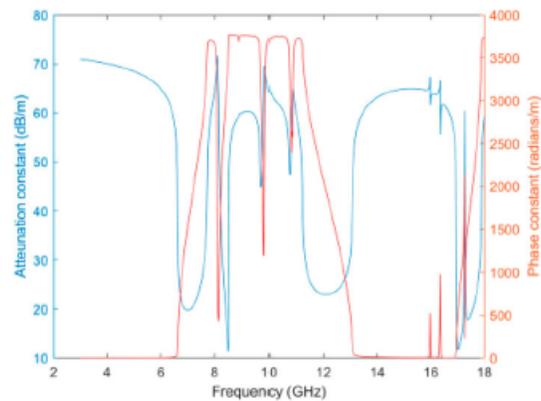
Tabla 2.10: Características de la superficie selectiva de frecuencia propuesta en [29].

Parámetro	Valor	Unidad
Tamaño de las aristas de la celda unitaria (L)	20.6	[mm]
Frecuencia de resonancia 1 (f_1)	8	GHz
Frecuencia de resonancia 2 (f_2)	10	GHz
Frecuencia de resonancia 3 (f_3)	12	GHz
Valores de la geometría		
a_1	4.8	[mm]
a_2	4.4	[mm]
a_3	9.7	[mm]
a_4	2	[mm]
a_5	9.7	[mm]
a_6	6.9	[mm]
a_7	2	[mm]
v	1	[mm]
w_1	0.3	[mm]
w_2	0.3	[mm]
w_3	0.4	[mm]
g	0.4	[mm]

En la Figura 2.53 se muestran los resultados de la simulación para polarización TE (inciso a) y polarización TM (inciso b), donde se observa una respuesta de tipo paso banda con resonancia en 7.725 GHz , 9.66 GHz y 11.805 GHz , lo que en resumen significa que la superficie selectiva de frecuencia transmite ondas electromagnéticas en las frecuencias deseadas.



(a)



(b)

Figura 2.53: Resultados de la simulación de la superficie selectiva de frecuencia propuesta en [29].

En la Figura 2.54 se muestran los resultados de la simulación de la superficie selectiva de frecuencia, considerando distintos ángulos de incidencia para las polarizaciones TE y TM, donde se observa un ligero incremento en los anchos de banda cuando incrementa el ángulo de incidencia de la polarización TM, mientras que en el caso de la polarización TE se observa un ligero decremento en los anchos banda.

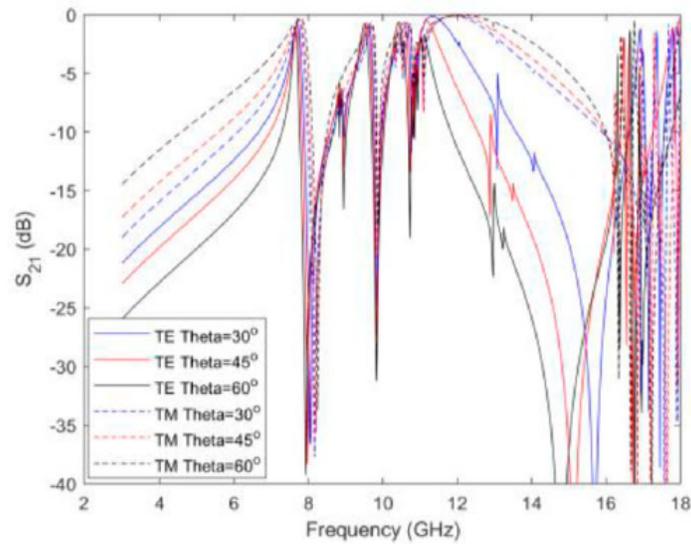


Figura 2.54: Resultados de la simulación de la superficie selectiva de frecuencia propuesta en [29], considerando distintos ángulos de incidencia.

De acuerdo con el análisis que se realiza de la concentración de las corrientes de superficie inducidas, se considera que el modelo de circuito equivalente de la celda unitaria de la superficie selectiva de frecuencia consiste en tres circuitos resonantes paralelos, tal y como se muestra en la Figura 2.55.

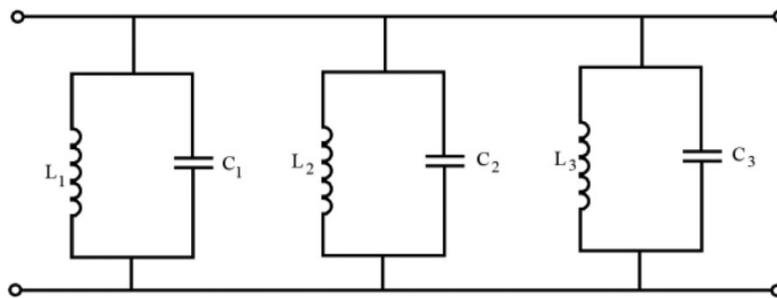


Figura 2.55: Modelo del circuito equivalente de la celda unitaria de la superficie selectiva de frecuencia propuesta en [29].

Para comprobar los resultados obtenidos, se fabricó la superficie selectiva de frecuencia utilizando un sustrato dieléctrico Roger 4003 con un espesor de $0.8128 [mm]$, de donde se obtuvieron las mediciones mostradas en la Figura 2.56, comparándolas con los resultados de las simulaciones se observa una respuesta bastante similar.

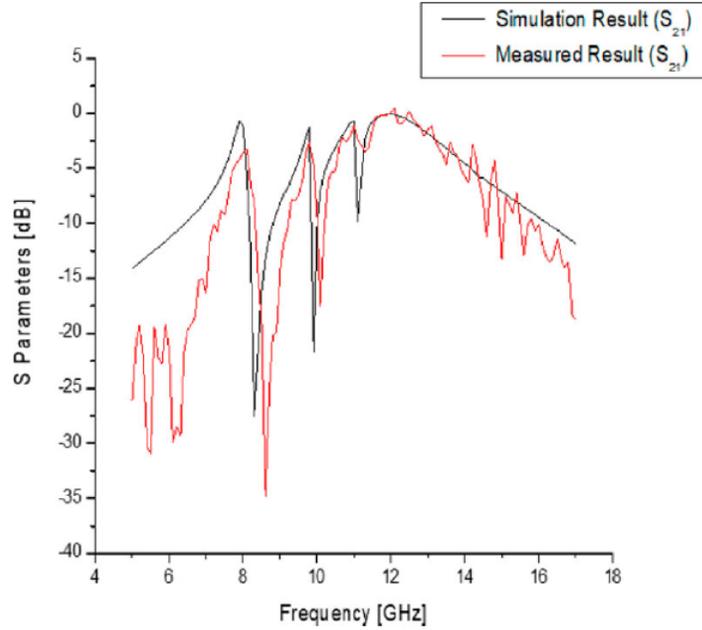


Figura 2.56: Mediciones obtenidas de la superficie selectiva de frecuencia propuesta en [29].

El artículo concluye que se diseñó, fabricó y se validó una superficie selectiva de frecuencia de tres bandas, de tipo paso banda, de una sola capa, que presenta insensibilidad ante los cambios de los ángulos de incidencia. Los resultados simulados y las mediciones realizadas, muestran una respuesta en frecuencia bastante similar en tres bandas, con frecuencias de resonancia de 8.11 GHz , 9.81 GHz y 11 GHz , respectivamente. Finalmente, se menciona que la superficie selectiva de frecuencia diseñada puede ser utilizada en comunicaciones por satélite y aplicaciones inalámbricas.

“Multi-layer tri-band frequency selective surface using stepped-and uniform-impedance resonators”

En [30] se propone una superficie selectiva de frecuencia con operación en tres bandas, haciendo uso de múltiples capas de placas de circuito impreso con varios orificios, el arreglo de estos orificios va a dar lugar a tres caminos de propagación separados por dos resonadores de impedancia escalonada (SIR por sus siglas en inglés) y un resonador de impedancia uniforme (UIR por sus siglas en inglés). La superficie selectiva de frecuencia propuesta es una modificación de otra cuya celda unitaria se puede observar en los incisos “a” y “b” de la Figura 2.57, que consiste en placas de circuito impreso colocadas de forma vertical y horizontal, con una barra metálica insertada.

En los incisos “c” y “d” de la Figura 2.57, se observa la superficie selectiva de frecuencia de cinco capas que surge de la modificación de la celda unitaria mostrada en los primeros dos incisos. Los agujeros mostrados en el inciso “d” pretenden sustituir las bandas de cobre horizontal mostradas en el inciso “b”, mientras que las tiras de cobre de las capas “A”, “B”, “A' ” y “B' ” están diseñadas para sustituir las bandas de cobre vertical mostradas en el inciso “b”. Para sustituir las barras metálicas, se plantea el uso de bandas de cobre impreso, las cuales forman parte de la capa “C”.

En un inicio se planteó que la respuesta en tres bandas de la superficie selectiva de frecuencia se va a generar a partir de tres resonadores, los cuales van a ser generados a partir de los agujeros y las placas de cobre en cada capa. Los caminos 1 y 2 señalados en el inciso “d” de la Figura 2.57 pueden ser considerados como resonadores de impedancia escalonada con carga inductiva, que van a dar origen a los dos anchos de banda de las frecuencias más bajas, mientras que el ancho de banda de la frecuencia más alta va a estar dado por el resonador de impedancia uniforme con carga inductiva que se considera a partir del camino 3. Las dos celdas unitarias que conforman la superficie selectiva de frecuencia se muestran en la Figura 2.58, cuyas dimensiones se resumen en la Tabla 2.11.

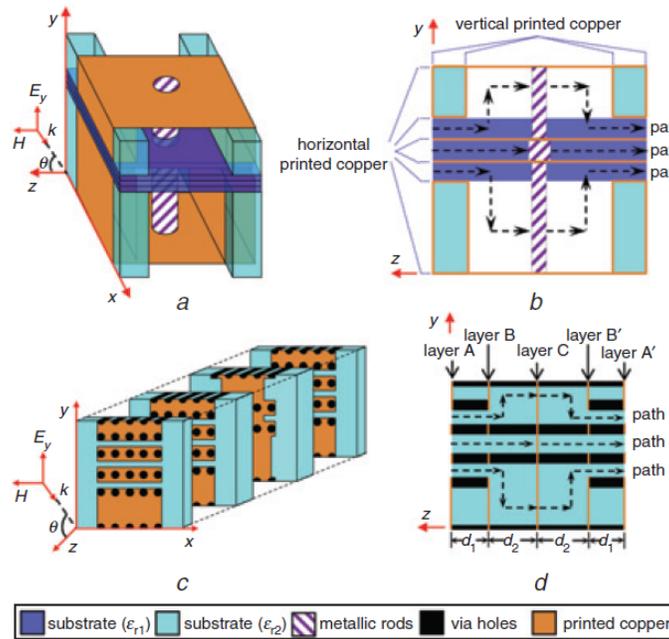


Figura 2.57: Superficie selectiva de frecuencia propuesta en [30].

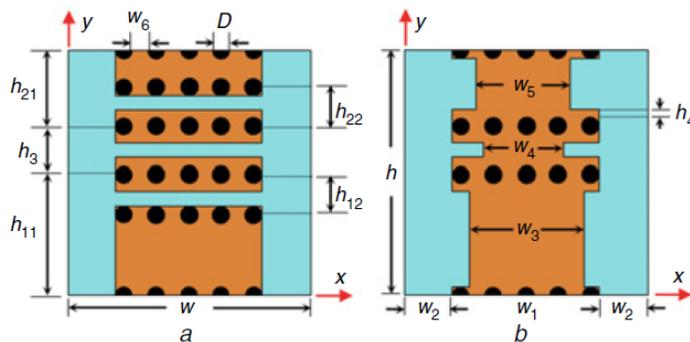


Figura 2.58: Celdas unitarias de la superficie selectiva de frecuencia propuesta en [30].

Tabla 2.11: Características de la superficie selectiva de frecuencia propuesta en [30].

Parámetro	Valor	Unidad
Alto la celda unitaria (h)	7.5	[mm]
Ancho la celda unitaria (w)	5.7	[mm]
Permitividad relativa del sustrato (ϵ_{r2})	3.55	
Espesor del sustrato dieléctrico 1 (d_1)	1.524	[mm]
Espesor del sustrato dieléctrico 2 (d_2)	1.524	[mm]
Valores de la geometría		
w_1	3.7	[mm]
w_2	1	[mm]
w_3	2.85	[mm]
w_4	2.75	[mm]
w_5	3	[mm]
w_6	0.3	[mm]
D	0.5	[mm]
h_{11}	4.6	[mm]
h_{12}	0.9	[mm]
h_{22}	0.9	[mm]
h_{21}	1.9	[mm]
h_3	1	[mm]
h_4	0.1	[mm]

En la Figura 2.59 se muestran los resultados obtenidos de la simulación de la superficie selectiva de frecuencia propuesta considerando varios ángulos de incidencia. Se observa que la respuesta de tipo paso banda es estable para distintos ángulos de incidencia menores a 45° , lo cual se atribuye al tamaño reducido de la celda unitaria.

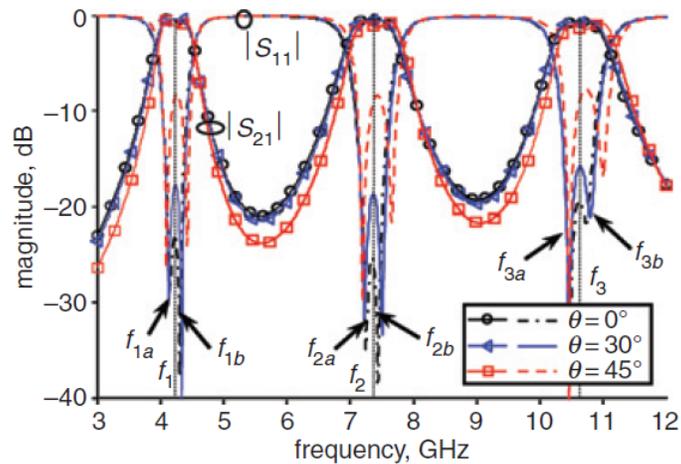


Figura 2.59: Resultados de la simulación de la superficie selectiva de frecuencia propuesta en [30], considerando diferentes ángulos de incidencia.

Para validar los resultados simulados, se realizó la fabricación de un prototipo de $26 \text{ celdas} \times 24 \text{ celdas}$, haciendo uso del sustrato dieléctrico Rogers 4003C, del cual se obtuvieron las mediciones expuestas en la Figura 2.60, donde además se incluyen las mediciones obtenidas considerando diferentes ángulos de incidencia, mostrando una respuesta estable para ángulos de incidencia menores a 45° , que concuerda con lo obtenido de las simulaciones.

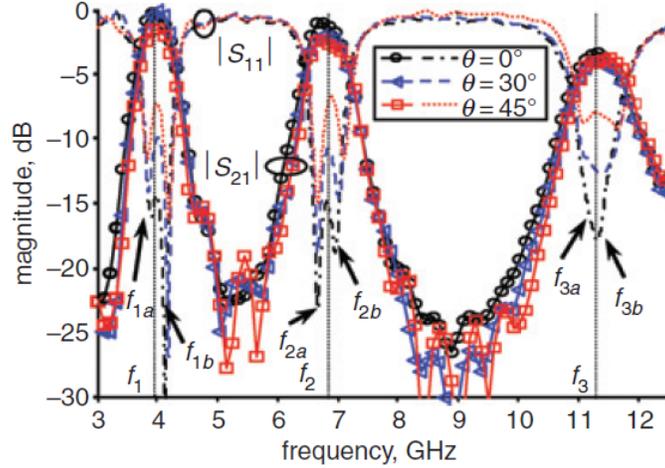


Figura 2.60: Mediciones obtenidas de la superficie selectiva de frecuencia propuesta en [30], considerando diferentes ángulos de incidencia.

El artículo concluye con la fabricación de un prototipo de una superficie selectiva de frecuencia 3D de tres bandas, que fue diseñada haciendo uso de tecnología PCB multicapa. El prototipo diseñado, mostró una ligera desviación en las frecuencias centrales de cada ancho de banda, eso se atribuye a la tolerancia de la fabricación de los orificios de la superficie, si embargo, su insensibilidad a los cambios en el ángulo de incidencia la hacen un buen diseño para aplicaciones de ondas milimétricas.

“A tri-band angularly stable frequency selective surface with controllable resonances for EM shielding”

En [31] se propone una superficie selectiva de frecuencia de tres bandas para aplicaciones de blindaje electromagnético. La superficie propuesta se compone de dos capas, la primera presenta una celda unitaria con dos anillos cuadrados de tipo parche, mientras que la segunda capa presenta dos anillos cuadrados de tipo parche y un parche cuadrado en el centro (Figura 2.61). Las características propuestas para la superficie selectiva de frecuencia, se resumen en la Tabla 2.5.

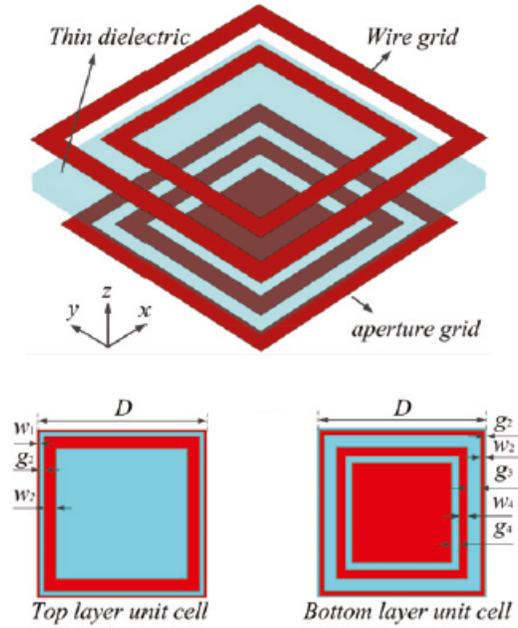


Figura 2.61: Superficie selectiva de frecuencia propuesta en [31].

Tabla 2.12: Características de la superficie selectiva de frecuencia propuesta en [31].

Parámetro	Valor	Unidad
Tamaño de las aristas de la celda unitaria (D)	8	[mm]
Espesor del dieléctrico (h)	0.5	[mm]
Permitividad relativa (ϵ_r)	4.3	
Tangente de pérdidas ($\tan(\delta)$)	0.001	
Frecuencia de resonancia 1 (f_1)	5.93	GHz
Frecuencia de resonancia 2 (f_2)	7.33	GHz
Frecuencia de resonancia 3 (f_3)	9.17	GHz
Valores de la geometría		
w_1	0.35	[mm]
w_2	0.55	[mm]
w_3	0.2	[mm]
w_4	0.3	[mm]
g_1	0.2	[mm]
g_2	0.35	[mm]
g_3	0.55	[mm]
g_4	0.2	[mm]

Para comprender fácilmente el principio de operación de la estructura propuesta, se utilizó su modelo de circuito equivalente, el cual se obtuvo considerando una onda polarizada verticalmente. El modelo de circuito equivalente está conformado por dos circuitos resonantes LC, donde cada uno representa los elementos de cada capa de la superficie (Figura 2.62), y una línea de transmisión

que une ambos circuitos, representando las características del sustrato dieléctrico y el espacio libre entre ambas capas (Figura 2.62).

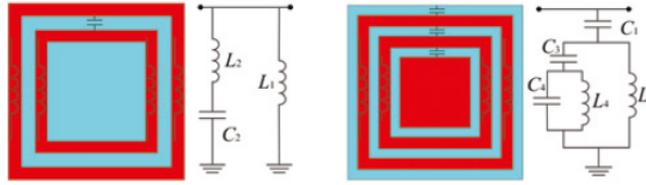


Figura 2.62: Modelo del circuito equivalente de cada celda unitaria de la superficie selectiva de frecuencia propuesta en [31].

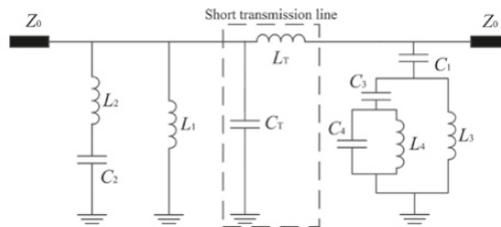


Figura 2.63: Modelo del circuito equivalente de la superficie selectiva de frecuencia propuesta en [31].

En la Figura 2.64 se muestran los resultados de la simulación electromagnética de la superficie selectiva de frecuencia, donde se muestran tres ceros de transmisión en f_{z1} , f_{z2} y f_{z3} con coeficientes de transmisión inferiores a -40 [dB]. Para los anchos de banda se consideró una amplitud máxima de -18 [dB], lo que se traduce en tres anchos de banda de 190 [MHz], 150 [MHz] y 380 [MHz], respectivamente. Además, en la Figura 2.65 se muestran los datos obtenidos de simular la superficie selectiva de frecuencia considerando distintos ángulos de incidencia, exponiendo una insensibilidad a los cambios en el ángulo de incidencia, por debajo de los 70° , pues en este valor se encuentra la mayor desviación que es del 3.1% .

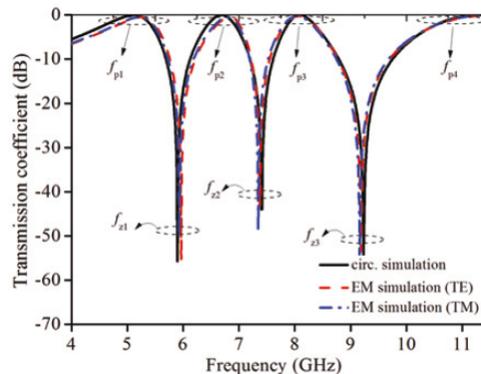


Figura 2.64: Resultados obtenidos de la simulación de la superficie selectiva de frecuencia propuesta en [31].

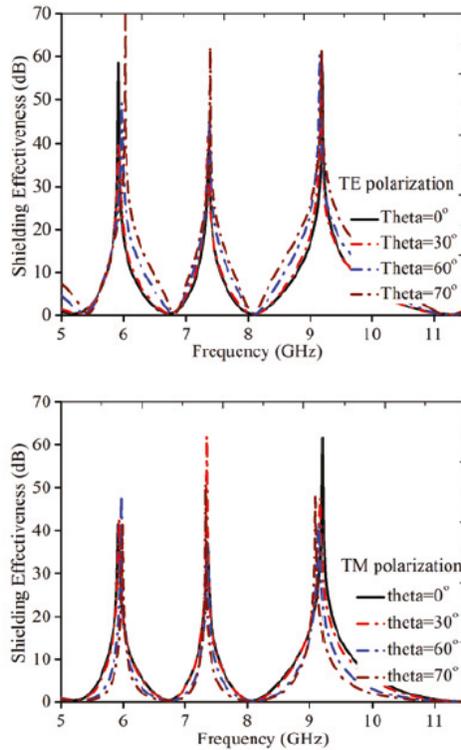


Figura 2.65: Resultados obtenidos de la simulación de la superficie selectiva de frecuencia propuesta en [31], considerando distintos ángulos de incidencia.

Para validar los datos simulados se realizó la fabricación de un prototipo de $25 \text{ celdas} \times 25 \text{ celdas}$, con dimensiones de $200 \text{ [mm]} \times 200 \text{ [mm]}$, haciendo uso de un sustrato dieléctrico FR-4, obteniendo las mediciones mostradas en la Figura 2.66, considerando distintos ángulos de incidencia para las polarizaciones TE y TM; se puede observar que las mediciones tienen un alto grado de similitud con los resultados de las simulaciones, presentando igualmente insensibilidad al cambio en los ángulos de incidencia de las polarizaciones TE y TM.

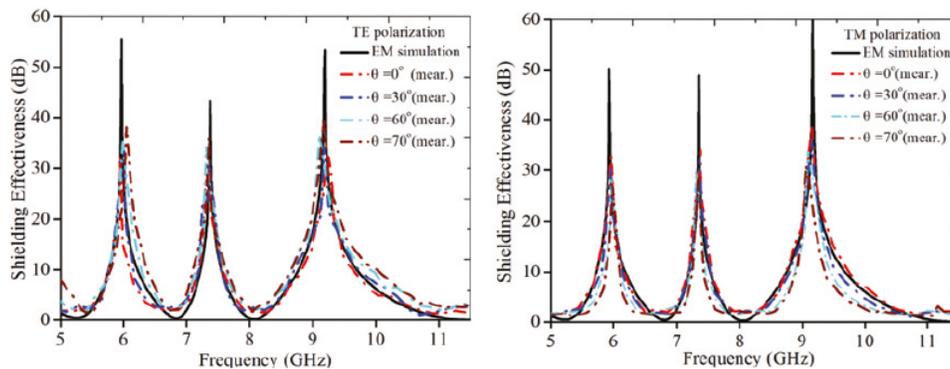


Figura 2.66: Mediciones obtenidas de la superficie selectiva de frecuencia propuesta en [31], considerando distintos ángulos de incidencia.

El artículo concluye con que la superficie selectiva de frecuencia de tres bandas propuesta, provee una atenuación de 40 [dB] en las frecuencias de 5.93 [GHz], 7.33 [GHz] y 9.17 [GHz], respectivamente. Además, el prototipo diseñado presenta una respuesta en frecuencia muy parecida a la resultante de las simulaciones, denotando una alta estabilidad ante cambios en el ángulo de incidencia de las polarizaciones TE y TM, con lo cual, la superficie selectiva de frecuencia propuesta tiene un gran potencial en aplicaciones de blindaje electromagnético.

“A Novel Tri-band Frequency Selective Surface”

En [32] se propone una superficie selectiva de frecuencia de tres bandas con una respuesta en frecuencia de tipo supresor de banda. La celda unitaria propuesta (Figura 2.68) se compone de una estructura convencional de tipo cruz, que adquiere una respuesta en frecuencia de tres bandas al ser plegada, debido a que cada pliegue ($LL1$, $LL2$ y $LL3$) da como resultado un ancho de banda. Las características de la superficie selectiva de frecuencia se resumen en la Tabla 2.13, considerando el sustrato dieléctrico FR-4.

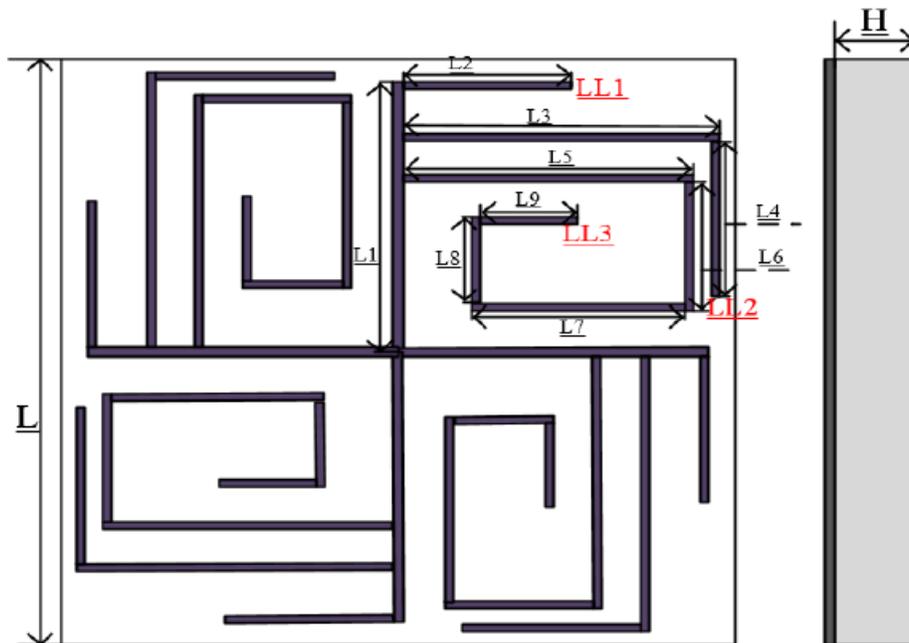


Figura 2.67: Celda unitaria de la superficie selectiva de frecuencia propuesta en [32].

Tabla 2.13: Características de la superficie selectiva de frecuencia propuesta en [32].

Parámetro	Valor	Unidad
Tamaño de las aristas de la celda unitaria (L)	15.44	[mm]
Espesor del dieléctrico (H)	1.2	[mm]
Permitividad relativa (ϵ_r)	4.4	
Tangente de pérdidas ($\tan(\delta)$)	0.02	
Frecuencia de resonancia 1 (f_1)	2.45	GHz
Frecuencia de resonancia 2 (f_2)	3.61	GHz
Frecuencia de resonancia 3 (f_3)	5.79	GHz
Valores de la geometría		
L_1	7.44	[mm]
L_2	3.6	[mm]
L_3	7	[mm]
L_4	3.6	[mm]
L_5	6.1	[mm]
L_6	3.1	[mm]
L_7	4	[mm]
L_7	2	[mm]
L_7	2.6	[mm]

En la Figura 2.68 se muestran los datos obtenidos de las simulación de la superficie selectiva de frecuencia, donde se observan tres frecuencias de resonancia en 2.47 GHz, 3.55 GHz y 5.72 GHz, en dichas frecuencias se presentan coeficientes de transmisión de -31.65 [dB], -28.09 [dB] y -27.44 [dB], respectivamente. Además, en la Figura 2.69 se muestran los resultados obtenidos de simular distintos ángulos de incidencia para las polarizaciones TE y TM, exponiendo una respuesta estable para ángulos menores a 60° , pues en este valor la polarización TE muestra una desviación de 1.37 %, mientras que la polarización TM presenta un desfase de 2.22 %.

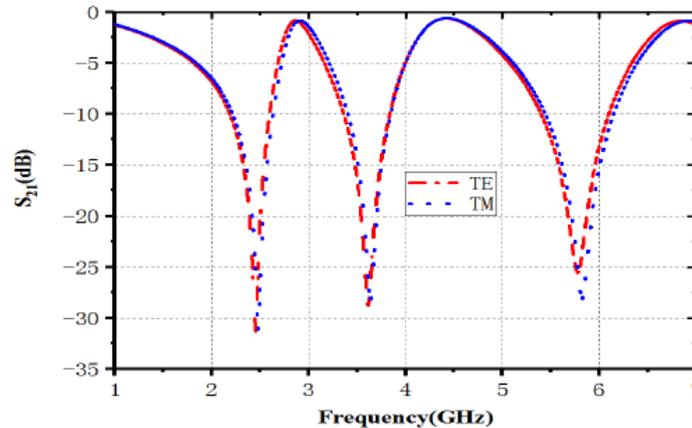


Figura 2.68: Resultados obtenidos de la simulación de la superficie selectiva de frecuencia propuesta en [32].

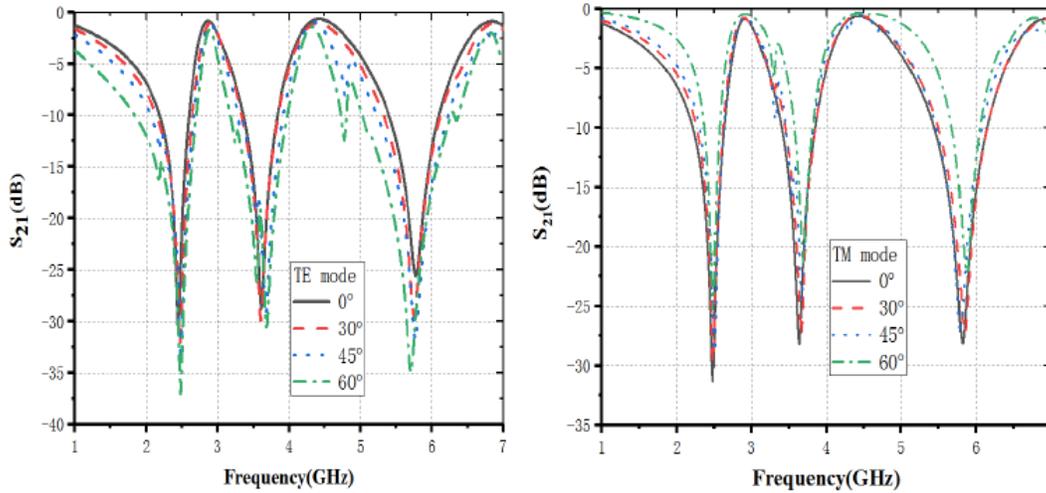


Figura 2.69: Resultados obtenidos de la simulación de la superficie selectiva de frecuencia propuesta en [32], considerando distintos ángulos de incidencia.

Para verificar los resultados obtenidos, se fabricó un prototipo de $20 [cm] \times 20 [cm]$, que consiste en un arreglo de $13 \text{ celdas} \times 13 \text{ celdas}$, del cual se obtuvieron las mediciones mostradas en la Figura 2.70, donde se observa que la primer frecuencia de resonancia coincide con los datos simulados, mientras que las otras dos frecuencias de resonancia presentan una desviación de 0.05 GHz y 0.06 GHz , respectivamente; sin embargo, el ancho de banda no cambió.

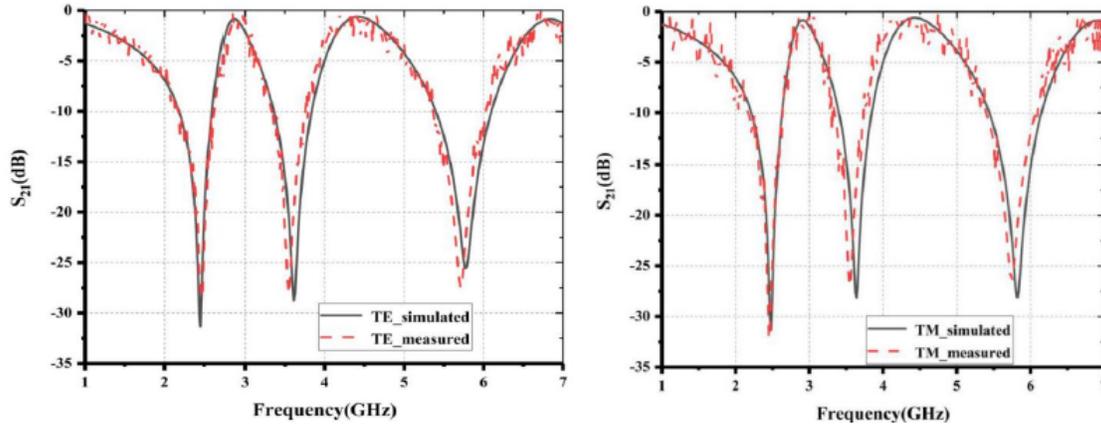


Figura 2.70: Mediciones obtenidas de la superficie selectiva de frecuencia propuesta en [32].

El artículo concluye que la superficie selectiva de frecuencia de tres bandas, con respuesta en frecuencia de tipo supresor de banda, propuesta, tiene un buen desempeño, pues los datos obtenidos de las simulaciones tienen una buena concordancia con las mediciones realizadas. Además, proponen que el método para obtener una mejor frecuencia de resonancia doblando las ramas de diferentes geometrías debería ser mayormente investigado.

“A polarization insensitive tri-band bandpass frequency selective surface for Wi-MAX and WLAN applications”

En [33] se propone una superficie selectiva de frecuencia de tres bandas que pueda operar en las bandas Wi-MAX y WLAN. Para obtener un comportamiento de tipo paso banda, se propone el uso de un anillo cuadrado, dos anillos con geometría de cruz y un dipolo en cruz (Figura 2.71). Se plantea diseñar la superficie selectiva de frecuencia, cuyas características se resumen en la Tabla 2.14, sobre un sustrato dieléctrico FR-4.

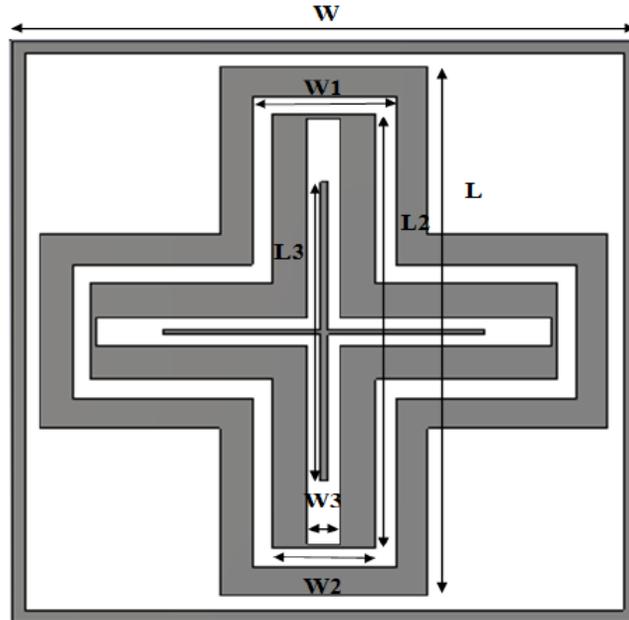


Figura 2.71: Celda unitaria de la superficie selectiva de frecuencia propuesta en [33].

Tabla 2.14: Características de la superficie selectiva de frecuencia propuesta en [33].

Parámetro	Valor	Unidad
Tamaño de las aristas de la celda unitaria (W)	19.5	[mm]
Espesor del dieléctrico (H)	1.6	[mm]
Permitividad relativa (ϵ_r)	4.4	
Frecuencia de resonancia 1 (f_1)	2.6	GHz
Frecuencia de resonancia 2 (f_2)	3.5	GHz
Frecuencia de resonancia 3 (f_3)	5.5	GHz
Valores de la geometría		
L	17.8	[mm]
W_1	4.5	[mm]
W_2	3.2	[mm]
W_3	1	[mm]
L_2	14.6	[mm]
L_3	10	[mm]

Cuando una onda plana incide de forma normal sobre la superficie metálica de la superficie selectiva de frecuencia, el metal de la superficie comienza a oscilar, lo que provoca que se induzcan corrientes en los anillos. Este fenómeno provoca que los anillos se comporten como componentes eléctricos. Los anillos de tipo parche de la celda unitaria se consideran como inductancias, mientras que el espacio entre anillos puede verse como capacitancias. Para esta superficie, el modelo de circuito equivalente que se obtiene son tres circuitos resonantes LC paralelos, tal y como se muestra en la Figura 2.72.

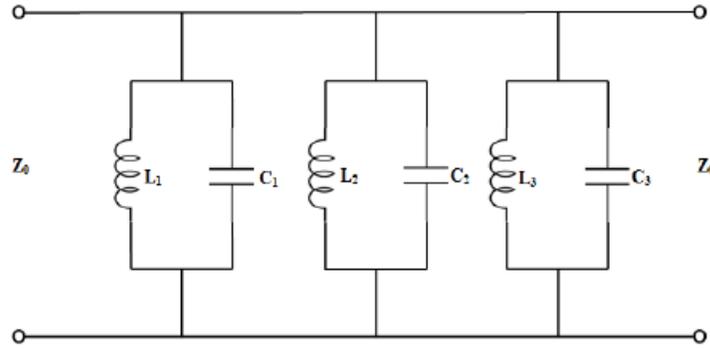


Figura 2.72: Circuito equivalente de la superficie selectiva de frecuencia propuesta en [33].

Cuando se realiza la simulación de la superficie selectiva de frecuencia, se obtienen los resultados mostrados en la Figura 2.73, para las polarizaciones TE (izquierda) y TM (derecha), donde se observa que las frecuencias centrales de los tres anchos de banda se encuentran en 2.5 GHz , 3.5 GHz , y 5.5 GHz , para las cuales se tienen pérdidas por inserción de 0.32 [dB] , 1.18 [dB] , y 0.76 [dB] .

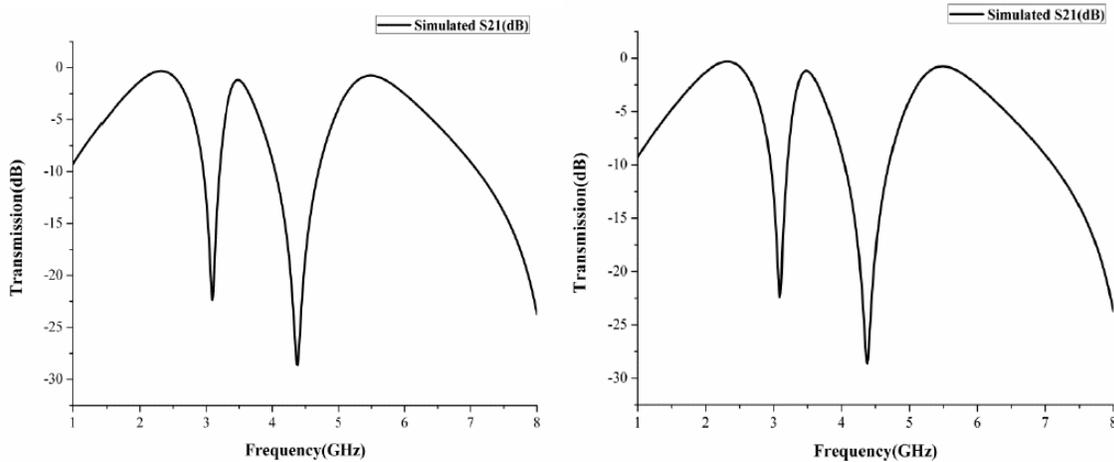


Figura 2.73: Resultados obtenidos de la simulación de la superficie selectiva de frecuencia propuesta en [33].

Para validar los resultados simulados se fabricó un prototipo de $27.3 [cm] \times 27.3 [cm]$ que consiste en un arreglo de $14 \text{ celdas} \times 14 \text{ celdas}$. Se obtuvieron las mediciones mostradas en la Figura 2.74, para las polarizaciones TE (izquierda) y TM (derecha), las cuales concuerdan en gran medida con los resultados de las simulaciones. Además, en la Figura 2.75, se muestran las mediciones obtenidas, considerando diferentes ángulos de incidencia, denotando un comportamiento estable para ángulos menores a 45° .

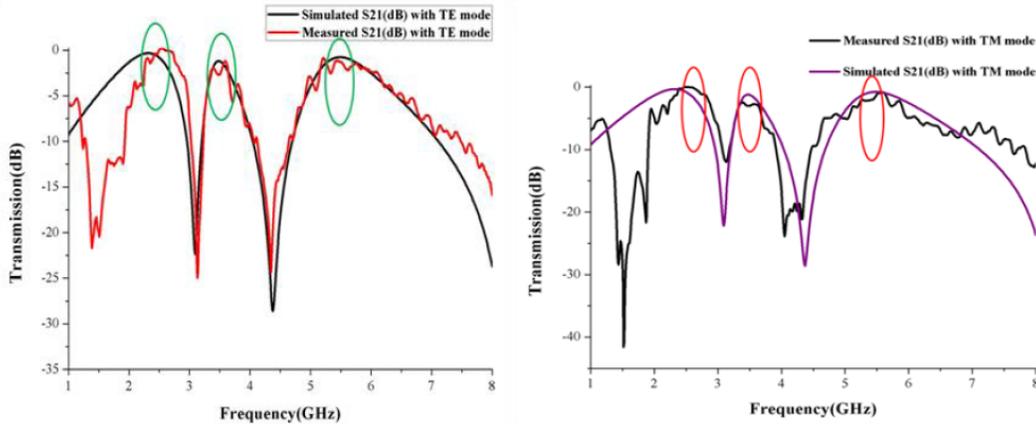


Figura 2.74: Mediciones obtenidas de la superficie selectiva de frecuencia propuesta en [33].

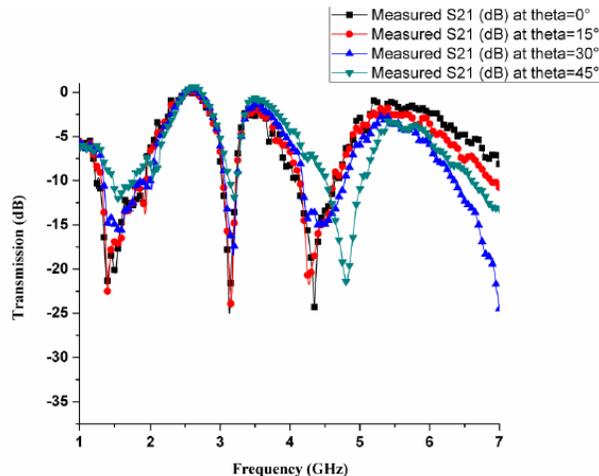


Figura 2.75: Mediciones obtenidas de la superficie selectiva de frecuencia propuesta en [33], considerando distintos ángulos de incidencia.

El artículo concluye que la superficie selectiva de frecuencia diseñada, puede ser utilizada en aplicaciones de Wi-MAX y WLAN, pues su respuesta en frecuencia de tipo paso banda presenta una alta estabilidad ante cambios en los ángulos de incidencia menores a 45° , y las frecuencias centrales obtenidas de forma experimental concuerdan en gran medida con las establecidas, lo que la hace viable para aplicaciones inalámbricas de largo alcance.

“Highly-selective, closely-spaced, tri-band bandpass three-dimensional frequency selective surface”

En [34] se propone diseñar una superficie selectiva de frecuencia tridimensional de tres bandas, con una respuesta en frecuencia de tipo paso banda, altamente selectiva y con bandas muy cercanas. La celda unitaria de la superficie selectiva de frecuencia propuesta consiste en la combinación de una guía de onda cuadrada con un cubo dieléctrico resonante. En las capas superior e inferior, del cubo se proponen dos geometrías de anillo cuadrado de tipo parche, y para la capa central del cubo dieléctrico se propone una geometría de anillo cuadrado de tipo parche (Figura 2.76). En la Tabla 2.15 se incluyen las características de la superficie selectiva de frecuencia propuesta, considerando un material cerámico para microondas TP-2 como dieléctrico.

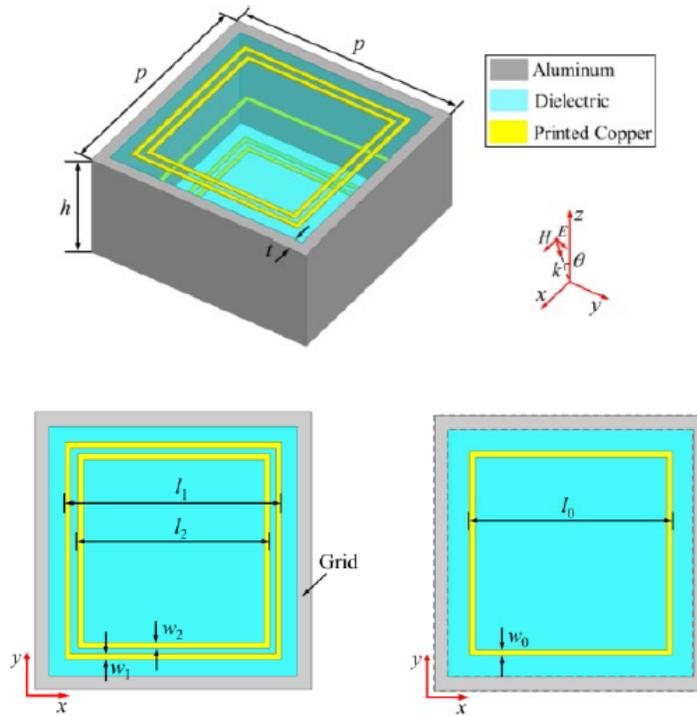


Figura 2.76: Celdas unitarias de la superficie selectiva de frecuencia propuesta en [34].

En la respuesta en frecuencia mostrada en la Figura 2.77 se observan tres anchos de banda que se encuentran en los intervalos de 5.06 GHz hasta 5.22 GHz (0.16 GHz), de 5.77 GHz hasta 6.11 GHz (0.34 GHz) y 6.83 GHz hasta 7.11 GHz (0.28 GHz), con frecuencias centrales en 5.14 GHz , 5.94 GHz y 6.97 GHz , respectivamente. Además, se le atribuye a la guía de onda cuadrada, la alta selectividad que se presenta en la respuesta en frecuencia de la superficie selectiva de frecuencia.

Tabla 2.15: Características de la superficie selectiva de frecuencia propuesta en [34].

Parámetro	Valor	Unidad
Tamaño de las aristas de la celda unitaria (p)	9.6	[mm]
Espesor del dieléctrico (h)	4	[mm]
Permitividad relativa (ϵ_r)	4.4	
Tangente de pérdidas $\tan(\delta)$	0.005	
Frecuencia de resonancia 1 (f_1)	5.14	GHz
Frecuencia de resonancia 2 (f_2)	5.94	GHz
Frecuencia de resonancia 3 (f_3)	6.97	GHz
Valores de la geometría		
t	0.5	[mm]
l_0	7.1	[mm]
l_1	7.5	[mm]
l_2	6.7	[mm]
w_0	0.2	[mm]
w_1	0.2	[mm]
w_2	0.2	[mm]

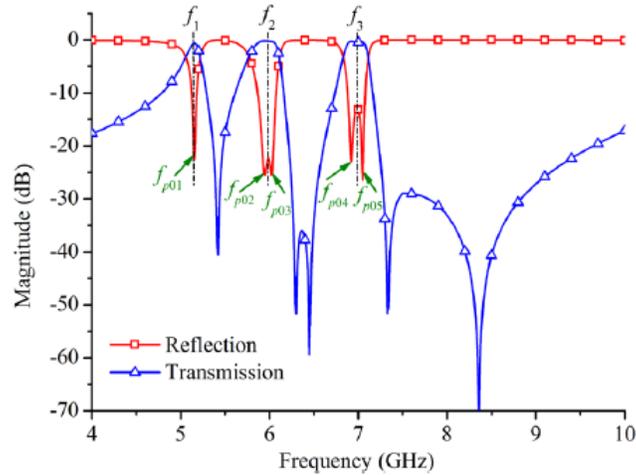


Figura 2.77: Respuesta en frecuencia de la superficie selectiva de frecuencia propuesta en [34].

En la Figura 2.78 se muestra la topología de un filtro paso banda de primer orden con respuesta en tres bandas, que consiste en un circuito resonante híbrido y en un circuito resonante LC serie, que se encuentran separados por una línea de transmisión, es a partir de esto que se realiza el análisis de la celda unitaria para dar origen al modelo del circuito equivalente. Sin embargo, lo que se busca es obtener un circuito con anchos de banda más grandes, para lo cual se puede incrementar el orden del circuito, reflejando el resonador híbrido, tal y como se muestra en la Figura 2.79, siendo este el modelo de circuito equivalente que se obtuvo.

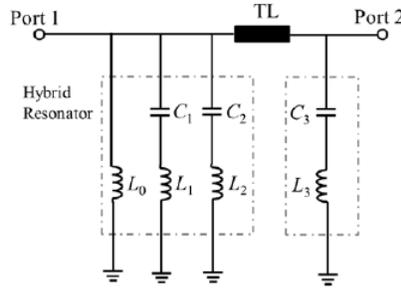


Figura 2.78: Filtro paso banda de primer orden conectado a un circuito resonante LC serie.

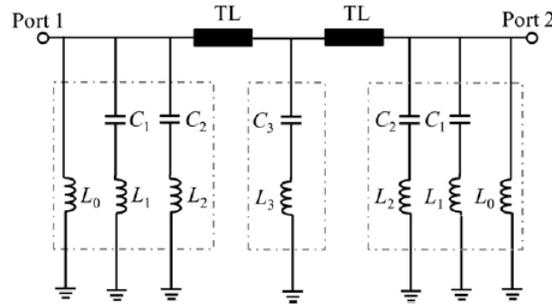


Figura 2.79: Circuito equivalente de la superficie selectiva de frecuencia propuesta en [34].

Para validar los resultados obtenidos, se fabricó un prototipo de $280.2 [mm] \times 280.2 [mm]$, que consiste en un arreglo de $27 \text{ celdas} \times 27 \text{ celdas}$, del cual se obtuvieron las mediciones mostradas en la Figura 2.80, donde también se incluye la simulación de la superficie selectiva de frecuencia considerando distintos ángulos de incidencia para las polarizaciones TE (inciso “a”) y TM (inciso “b”), que se comparan con resultados experimentales bajo las mismas condiciones.

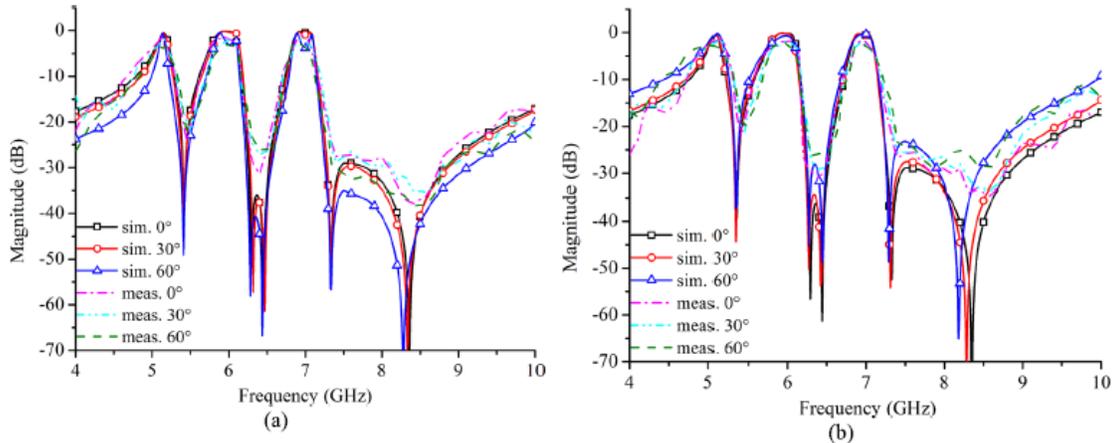


Figura 2.80: Mediciones obtenidas de la superficie selectiva de frecuencia propuesta en [34], considerando distintos ángulos de incidencia.

El artículo concluye con la presentación de una superficie selectiva de frecuencia tridimensional de doble polaridad, con una respuesta en frecuencia de tres bandas estable ante cambios en el ángulo de incidencia, alta selectividad y bandas de transmisión cercanas. Los resultados simulados se validaron a partir de un prototipo construido, obteniendo una alta correlación entre las simulaciones y las mediciones.

2.2. Tipos de geometrías de elementos en SSF

Las SSF se pueden categorizar, independientemente si son pasivas o activas, en dos grupos, de tipo parche o de tipo ranura. Siendo las de tipo parche aquellas que tienden a presentar una respuesta característica de filtros pasa bajas, pues cada que incide una onda plana, los parches metálicos transmiten las componentes de bajas frecuencias, mientras que las componentes de altas frecuencias son reflejadas. Por su parte, la estructura complementaria, una malla de respuesta inductiva, tiende a presentar una respuesta en frecuencia característica de un filtro paso altas [35].

Las dos categorías mencionadas, se pueden subclasificar en cinco grupos que, dependiendo de las características de aplicación, pueden tener diferentes diseños, los cuales han surgido a partir de la necesidad de respuestas de tipo paso banda o rechazo de banda, estabilidad ante cambios en el ángulo de la onda incidente, niveles de polarización cruzada, ancho de banda y niveles de separación del ancho de banda [35], [17].

2.2.1. Grupo 1: Conectados por el centro o de n polos

Las geometrías pertenecientes a este grupo (Figura 2.81) son los dipolos, tripolos, tripolos de tipo ancla, las cruces de Jerusalén y las espirales cuadradas [17]. Incluso dentro de cada grupo, las geometrías pueden aportar diferentes características a la respuesta en frecuencia de las SSF, aunque de manera general, para las geometrías de n polos, el disminuir la distancia entre elementos provoca un aumento radical del ancho de banda, lo cual puede ser útil para retrasar la aparición de lóbulos de rejilla [4]. Sin embargo, no todas las geometrías pueden presentar menores espaciamientos, como el caso de los tripolos, lo que lleva a otro tipo de espaciamiento que consiste en aumentar el número de capas con geometrías, por ejemplo tripolos, con espaciamiento menor, dando origen a superficies súper-densas, presentando la ventaja de una menor polarización cruzada a cambio de una fabricación más compleja [17].

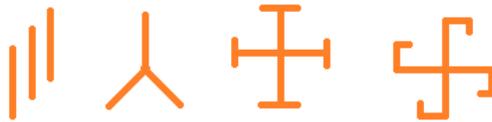


Figura 2.81: Geometrías de tipo n polos.

2.2.2. Grupo 2: Tipo lazo o anillo

En este grupo se presentan las geometrías de tipo anillo (Figura 2.82), que no se limitan a círculos, cuadrados y hexágonos, también incluyen a las cruces y tripolos de tipo lazo [17]. De forma general, seleccionar un elemento de este grupo, con un área bastante grande, es útil para las características de diseño, en especial del ancho de banda [4]. Lo anterior debido a que las distintas

formas de los anillos van a afectar de forma diferente el ancho de banda, por ejemplo, las geometrías cruz y tripolo de tipo lazo, pueden mejorar su ancho de banda disminuyendo el espacio entre las líneas del lazo [17]; sin embargo esto puede incrementar su capacitancia interna, generando cambios en su frecuencia de resonancia principal, es por ello que es mejor definir a este tipo de lazos como elementos de banda estrecha; mientras que a los elementos hexagonales se les puede considerar de banda ultra ancha por tener un ancho de banda mayor sin necesidad de reducir su espaciado interno, sin embargo, se deben tener otras consideraciones, las cuales se mencionarán más adelante [4].



Figura 2.82: Geometrías de tipo lazo.

Si bien, en el caso de los anillos circulares, la frecuencia de resonancia de las SSF se va a dar cuando el perímetro de la geometría sea igual a la longitud de la onda incidente, se recomienda que el espaciado interno de la geometría no sea mayor a $\frac{\lambda}{2}$, de lo contrario, podrían aparecer de forma prematura lóbulos de rejilla, provocando que la frecuencia de resonancia principal se mueva hacia bajas frecuencias, además de incrementar su sensibilidad a los cambios en el ángulo de incidencia de la onda electromagnética [4].

2.2.3. Grupo 3: Tipo parche o de interior sólido

Las geometrías de tipo parche, placa o de interior sólido (Figura 2.83), suele estar compuesto por geometrías de figuras clásicas, como lo son hexágonos, cuadrados, discos circulares, entre otros [17]. Además, son usualmente utilizados en combinación con sus elementos complementarios, los cuales podemos ver en el grupo 2 [4].



Figura 2.83: Geometrías de tipo parche.

Este tipo de geometrías se caracterizan por un interior sólido, lo que los lleva a tener dimensiones cercanas a $\frac{\lambda}{2}$, esto provoca que el espacio entre elementos deba ser mayor, teniendo como consecuencia el aumento en la sensibilidad al ángulo de incidencia y la aparición temprana de lóbulos de rejilla [4].

Elementos complementarios

Como ya se había mencionado antes, las SSF alcanzan su frecuencia de resonancia cuando el tamaño del parche o la ranura de la celda unitaria alcanza el orden de $\frac{\lambda}{2}$, sin embargo esta limitación puede ser superada minimizando las dimensiones eléctricas de los elementos a niveles menores de

la longitud de onda, con lo cual se genera insensibilidad al ángulo de incidencia y a la polarización [4]. Debido a la necesidad de miniaturizar las SSF es que se proponen pequeños arreglos metálicos periódicos (malla capacitiva) en una cara de un sustrato dieléctrico, mientras que una geometría complementaria (malla inductiva) se imprime del lado opuesto, con lo cual se origina un circuito resonante LC paralelo [4].

Este tipo de estructuras hacen posible organizar una mayor cantidad de celdas unitarias en un espacio compacto; sin embargo, debido a la naturaleza multicapa de este tipo de SSF, es que se enfrenta a errores resultantes del método de fabricación, a las pérdidas por inserción y a la sensibilidad en su respuesta [4].

2.2.4. Grupo 4: Combinaciones

El grupo 4 (Figura 2.84) está formado por múltiples combinaciones y variaciones de geometrías, dando como resultado una lista infinita de posibilidades y SSF demasiado versátiles, donde el problema de una geometría puede ser solucionado al combinarse con otra [17].



Figura 2.84: Geometrías combinadas típicas.

2.2.5. Grupo 5: Tipo fractal

Las geometrías basadas en fractales (Figura 2.85) vieron su origen en investigaciones en ingeniería de microondas, donde la búsqueda incesante de nuevos diseños que permitan reducir el tamaño de las estructuras, llevaron al desarrollo de geometrías pre-fractales; teniendo en cuenta que un fractal es una figura geométrica que repite su misma estructura un número infinito de veces, entonces una figura pre-fractal es un fractal truncado, es decir, que su estructura se repite un número finito de veces [4].



Figura 2.85: Geometrías de tipo fractal.

El aumento del uso de fractales en SSF ha sido resultado de los atributos inherentes de este tipo de geometrías, las cuales presentan un comportamiento de múltiple banda, diseños con lóbulos laterales bajos y la aplicación eficiente de metodologías para la miniaturización de elementos; además,

con el aumento de la longitud eléctrica de los parches fractales, se logra disminuir la frecuencia de trabajo, lo que se traduce en la disminución de las dimensiones estructurales [4].

2.3. Elementos empleados en SSF

Los elementos empleados en las SSF pueden ser clasificados de diferentes formas, una de ellas ya fue estudiada, la cual es la clasificación por sus geometrías, pero a continuación se presenta otra clasificación que surge de las propiedades de resonancia de elementos empleados en las SSF [36].

- Elementos no resonantes.
- Elementos resonantes.
- Elementos doblemente resonantes.
- Elementos multirresonantes.

Elementos no resonantes.

Dentro de esta clasificación podemos encontrar elementos como parches simples y rejillas de alambre, cuyo circuito equivalente es conformado únicamente por capacitancias, pues para bajas frecuencias presentan una respuesta similar [36], [17].

Elementos resonantes.

En esta clasificación encontramos estructuras de tipo anillo, cruz, dipolos y tripolos, las cuales presentan una frecuencia de resonancia dependiente de la geometría en cuestión, teniendo un comportamiento similar al de los circuitos resonantes LC serie [36].

Elementos doblemente resonantes.

Esta clasificación contiene estructuras del tipo doble anillo, doble cruz, cruz de Jerusalén, entre otros; de igual forma presentan una respuesta similar a las de dos circuitos resonantes LC conectados entre sí, teniendo como circuitos equivalentes la combinación de dos circuitos resonantes LC serie, en paralelo o bien un circuito LC paralelo en serie con un circuito resonante LC serie [36].

Elementos multirresonantes.

Dentro de esta clasificación podemos encontrar espirales cuadradas, elementos fractales, entre otros; estos elementos suelen tener múltiples frecuencias de resonancia, sin embargo, no todos los elementos de esta clasificación pueden ser expresados en términos de un circuito equivalente, pero la mayoría de estos elementos pueden ser descritos por múltiples circuitos LC serie, conectados en paralelo [36].

2.4. Aplicaciones de SSF

Las SSF presentan un comportamiento de filtro electromagnético en relación con la radiación incidente sobre ellas, permitiendo su uso extensivo en diversas áreas y a lo largo del espectro electromagnético, como en aplicaciones asociadas a la protección contra interferencias electromagnéticas, blindaje electromagnético, absorbedores electromagnéticos, control de propagación de señales electromagnéticas tipo WLAN, telefonía celular o televisión digital, entre otras [2].

Radomos

La primera aplicación visible es un radomo de tipo paso banda, utilizado para reducir la sección transversal de radar (RCS) de antenas fuera de su banda de operación [17]. Un ejemplo puede verse en una antena de radar montada al frente de un avión, la cual ha sido cubierta con un radomo. Cuando el radomo se encuentra con una onda incidente fuera de su banda, este se verá opaco y reflejará la onda incidente, mientras que si una onda dentro de las frecuencias del radomo incidiera, este se vería transparente, dejando pasar la onda incidente, reduciendo la RCS de la antena [17].



Figura 2.86: Radomo de un avión, imagen obtenida de [37].

SSF portátil

En [4] se menciona la realización de investigaciones mostrando la posibilidad de que estos dispositivos transceptores se utilicen en localización en radares UWB (Ultra Wide Band) o radares de onda continua de frecuencia modulada. También, se presentó una identificación por radiofrecuencia semi-pasiva que tenía SSF modulados de baja utilización de energía que podrían unirse al cuerpo para aplicaciones portátiles basadas en comunicación de retro-dispersión en la banda de uso industrial, científico y médico (ISM por sus siglas en inglés) de 2.45 GHz .

Filtros supresores de banda

Otra aplicación se puede encontrar en los conjuntos de antenas que son cubiertas por SSF para desviar señales fuera de la banda deseada, mientras pasan las señales de interés. Se hace uso de un filtro supresor de banda, porque de usar otro tipo de filtro, se podrían generar lóbulos de rejilla en frecuencias altas, produciendo niveles indeseables de RCS en algunas frecuencias [17].

Subreflectores dicroicos

Otra aplicación son los subreflectores dicroicos utilizados en sistemas como el que se muestra en la Figura 2.87, donde la estructura dicroica es una superficie periódica que es transparente en una banda de frecuencias f_1 , mientras que se muestra opaca para una banda de frecuencias f_2 . Esto nos permite colocar una antena que funcione dentro de f_1 , en el punto focal del reflector principal, mientras que una segunda antena está funcionando en f_2 , en el punto focal de Cassegrain [17].

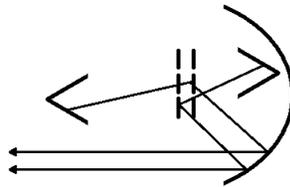


Figura 2.87: Subreflector dicroico [17].

Circuitos absorbente analógicos

Para esta aplicación, los materiales con pérdidas suelen resultar muy útiles, los circuitos absorbentes analógicos constan de elementos cruzados hechos de un material resistivo respaldados por un plano de tierra; suelen ser mejores este tipo de circuitos por las características que tienen las superficies periódicas, que al ser diseñadas pueden producir grandes anchos de banda [17].

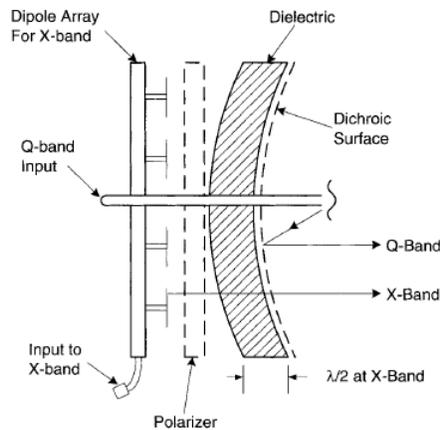


Figura 2.88: Circuito absorbente analógico [17].

Capítulo 3

Filtrado de señales electromagnéticas de microondas

Un filtro puede verse como un componente electrónico pasivo de suma importancia en sistemas de comunicaciones, o bien, como una red de dos puertos utilizados para controlar la respuesta en frecuencia de un determinado punto en un sistema de RF o microondas [38], [39]. La aplicación más común de los filtros es el rechazo de señales no deseadas por medio de la atenuación o reflexión, mientras se permite el paso de señales de interés, lo que permite una mejora general en el desempeño del sistema [40], [38].

Aunque actualmente, el diseño de filtros se realiza con software especializado, lo primero que se debe considerar es el intervalo de frecuencias a utilizar, las frecuencias de corte y el tipo de filtro, siendo las típicas respuestas paso bajas, paso altas, paso banda y rechazo de banda [39], [38]. El diseño asistido por computadora usualmente se realiza basándose en el método de pérdidas por inserción, debido a los continuos avances en la creación de redes con elementos distribuidos, el uso de superconductores de baja temperatura, nuevos materiales y la incorporación de dispositivos activos en circuitos de filtrado [39].

Las pérdidas por inserción definen la pérdida de potencia dentro del ancho de banda de operación del filtro, es por ello que para mejorar el rendimiento general del sistema, se busca minimizar este parámetro dentro del diseño, pues las pérdidas se pueden dar por el tipo de dieléctrico utilizado, la resistividad del elemento conductor, un mal acoplamiento de impedancias o por la potencia que escapa del sistema [38].

Para el intervalo de las microondas resulta complicado medir voltajes y corrientes porque las mediciones directas generalmente implican la magnitud y fase de una onda que viaja en una dirección determinada o de una onda estacionaria, esto se traduce en una abstracción de los voltajes y corrientes equivalentes, y las matrices de impedancia y admitancia relacionadas, para redes de alta frecuencia. Para evitar estas complicaciones se utilizan los parámetros de dispersión o parámetros S (scattering), los cuales emplean términos de reflexión y transmisión [39].

3.1. Tipos de filtrado de señales

Los tipos de filtrado más comunes para señales es por medio de filtros paso bajas, paso altas, paso banda y rechazo de banda, quienes en general permiten el paso desde una frecuencia inicial f_1 , hasta una frecuencia de corte f_c la cual generalmente se encuentra cuando la respuesta en frecuencia del filtro en cuestión, pasa por los -3 [dB]. Los filtros paso bajas tienen una respuesta en frecuencia como la mostrada en la Figura 3.1, donde se observa el paso de señales de baja frecuencia, mientras que atenúan las señales de alta frecuencia; entonces el intervalo de frecuencias para este tipo de filtro va desde $f_1 = 0$ Hz, hasta una frecuencia de corte f_c [38].

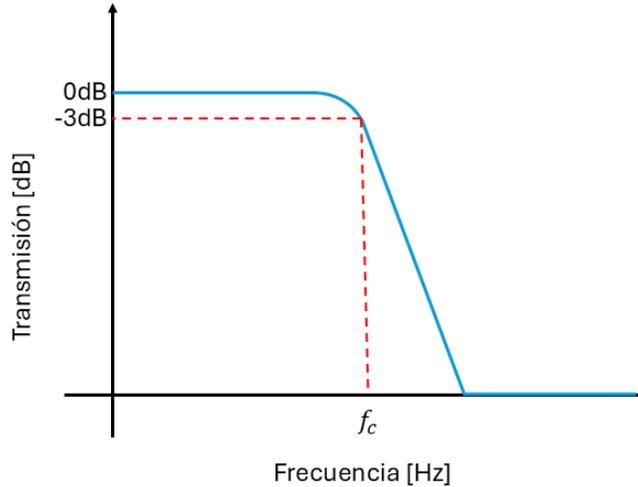


Figura 3.1: Respuesta en frecuencia de un filtro paso bajas.

La respuesta en frecuencia de un filtro paso altas (Figura 3.2) denota la característica de atenuar las señales de baja frecuencia, mientras que permite el paso de señales de alta frecuencia, es decir, la frecuencia inicial de este tipo de filtro es una frecuencia de corte f_c y, estrictamente, no tiene una frecuencia final [38].

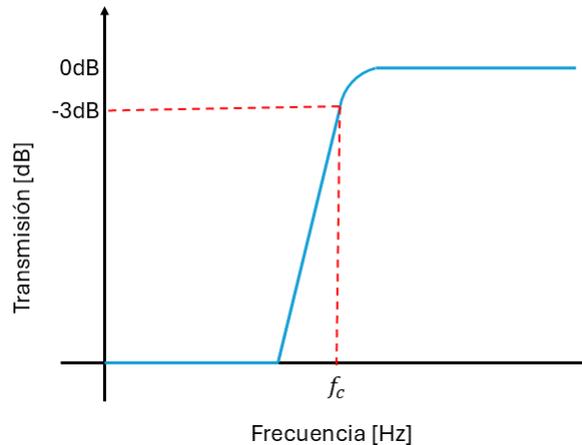


Figura 3.2: Respuesta en frecuencia de un filtro paso altas.

Los filtros paso banda y supresor de banda tienen dos frecuencias de corte, sin embargo, su respuesta en frecuencia es diferente debido a su finalidad, pues el filtro paso banda tiene una frecuencia central o de resonancia, la cual será la frecuencia a la cual se encontrará la mayor magnitud de la respuesta en frecuencia (Figura 3.3), mientras que el filtro supresor de banda tendrá sus dos frecuencias de corte entre las cuales todas las señales son atenuadas (Figura 3.4). En otras palabras, el filtro paso banda permite únicamente el paso de frecuencias en un ancho de banda que van desde f_1 hasta f_2 , mientras que el filtro supresor de banda atenúa las señales entre las frecuencias de corte f_1 y f_2 [38].

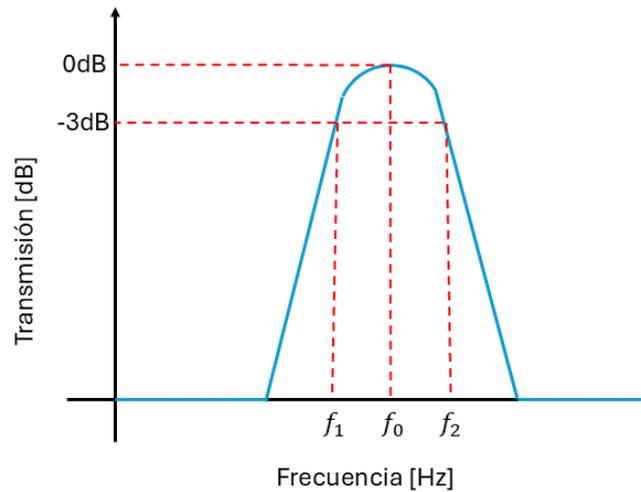


Figura 3.3: Respuesta en frecuencia de un filtro paso banda.

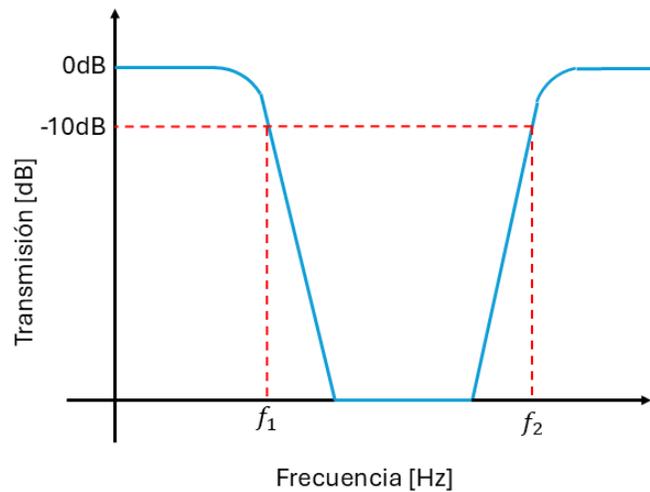


Figura 3.4: Respuesta en frecuencia de un filtro supresor de banda.

3.2. Características de las SSF

A lo largo de los capítulos anteriores se ha presentado la idea general de qué es una superficie selectiva de frecuencia, cuáles son los elementos utilizados, los tipos de geometrías que pueden ocuparse y algunas de sus aplicaciones, sin embargo, hay algunos temas que aún no se abordan o siguen muy dispersos, como sus características de diseño o que existe una clasificación si presentan elementos de control o no.

3.2.1. SSF pasivas

Las SSF pasivas son aquellas que presentan arreglos periódicos de parches y/o aperturas sin ningún elemento de control, llegándose a considerar SSF tradicionales o convencionales, y son únicamente excitadas por la onda electromagnética incidente [17], [4]. Generalmente, las SSF pasivas son inflexibles en el sentido de su respuesta en frecuencia, pues son construidas con características físicas permanentes [4].

Si bien, existe la desventaja de una prácticamente nula reconfiguración o cambio en la respuesta en frecuencia de una superficie selectiva de frecuencia pasiva, esto se compensa en su fácil fabricación, con lo cual han encontrado una amplia aplicación en filtros, radomos y estructuras que absorben señales electromagnéticas [41], [42].

3.2.2. SSF activas

Las SSF activas (SSFA) son una variación de las SSF pasivas a las que se les fueron incluidos elementos activos para poder controlar diversas propiedades durante su operación, como su frecuencia de resonancia y su polarización, por medio de excitaciones externas, como diversos niveles de voltaje de DC o intensidad lumínica [4].

Las SSFA suelen clasificarse en dos categorías, siendo las SSFA conmutables aquellas que pueden manipular su respuesta en frecuencia dentro de la banda deseada, mientras que las SSFA sintonizables son aquellas que pueden cambiar su frecuencia de resonancia en una banda específica [41]. Sin embargo, no es la única forma de clasificar las SSFA, ya que podemos clasificarlas por la técnica de reconfigurabilidad, ya sea por cargas variables, cambios en la permeabilidad o permitividad del sustrato, cambios en la conductividad de materiales, movimiento mecánico de los elementos e interruptores mecánicos; estas técnicas logran distintos grados de ajuste y de libertad de control [42].

Este tipo de SSF podemos verlas en aplicaciones que necesiten algún tipo de reconfiguración como en las comunicaciones satelitales y las redes locales inalámbricas, permitiendo que una gran cantidad de usuarios se puedan conectar a una red [42].

3.2.3. Características de diseño de la superficie selectiva de frecuencia

Para poder diseñar una superficie selectiva de frecuencia es necesario considerar múltiples características que afectan su comportamiento y desempeño. Como se ha mencionado con anterioridad, al momento de diseñar un filtro es necesario plantear en un inicio el intervalo de frecuencias de trabajo, las frecuencias de corte y el tipo; si bien la respuesta de las SSF no sólo está en función

de la frecuencia como los filtros de microondas, es necesario realizar el planteamiento de las características mencionadas para poder comenzar con el diseño, además de plantear el tipo de superficie selectiva de frecuencia, es decir, si es activa o pasiva [39], [19].

Una vez planteadas las características de trabajo que en principio va a tener la superficie selectiva de frecuencia, es necesario plantear el tipo de geometría o geometrías a utilizar, ya que todas presentan características y beneficios diferentes, por ejemplo, el dipolo cruzado tiene una estrecha separación de banda, mientras que el dipolo tiene un ancho de banda grande, o bien, los anillos circulares presentan un buen acoplamiento a ondas polarizadas circularmente, además de tolerar un intervalo amplio en el ángulo de inclinación de la onda incidente, y presentan un bajo nivel de polarización cruzada [35], [43]. Además, cada tipo de geometría tiene su propia consideración para su tamaño, es decir, cuando se trabaja con elementos de tipo lazo, su tamaño debe ser un múltiplo de la longitud de onda de su frecuencia de λ_0 , por otro lado, las dimensiones de las geometrías de tipo parche no deben ser mayores a $\frac{\lambda_0}{2}$ [17], [4].

Es importante seleccionar las geometrías que más se adapten a las necesidades de diseño, sin embargo, no todo debe centrarse en este parámetro, pues existen otros problemas asociados a parámetros de diseño como los lóbulos de rejilla o grating lobes, que son ondas no deseadas producidas por la onda electromagnética incidente, pueden ocasionar interferencias y distorsión, sin embargo, la separación entre elementos es el parámetro de interés para evitar su presencia, pues si la separación entre elementos es mayor a $\frac{\lambda}{2}$, se generan lóbulos de rejilla. Además, la separación entre elementos también afecta al ancho de banda, pues una mayor separación se traduce en un menor ancho de banda [35].

Otro par de parámetros a considerar son el grosor del dieléctrico y el grosor de la capa de conductor, este último puede ser infinitamente delgado, es decir, la superficie conductora puede tener un grosor menor a 0.001λ , o bien, la capa conductora puede ser gruesa. Cada variedad tiene su aplicación, la superficie conductora delgada es utilizada en SSF que buscan ser ligeras, económicas y con procesos de fabricación simples, mientras que la superficie conductora gruesa es mayormente utilizada en SSF con respuesta de tipo paso banda [17], [44].

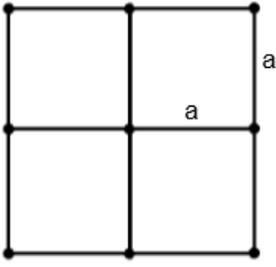
El grosor del dieléctrico puede afectar el ancho de banda y la frecuencia de resonancia. Cuando se tiene dieléctrico en una de las caras de la superficie selectiva de frecuencia, la frecuencia de resonancia cambia en un factor cercano a $\frac{f_0}{\sqrt{\frac{\epsilon_r+1}{2}}}$, pero si se coloca dieléctrico en ambas caras de la superficie selectiva de frecuencia el factor estará alrededor de $\frac{f_0}{\sqrt{\epsilon_r}}$. En el caso del ancho de banda, este se verá incrementado si el espesor del dieléctrico es mayor a $\frac{\lambda}{4}$ para geometrías de tipo parche, pero con geometrías de tipo ranura el ancho de banda se verá disminuido, sin embargo, para trabajos de precisión no se recomienda tratar de ajustar el ancho de banda a partir del grosor del dieléctrico, pues se puede afectar que tan plana va a resultar la respuesta en frecuencia [17].

El grosor del dieléctrico no es lo único importante en el diseño de una superficie selectiva de frecuencia, también lo son las pérdidas tangenciales o tangente de pérdidas, que es un indicador cuantitativo del estado de un material aislante, se ocasiona al aplicar una diferencia de potencial de CA a un aislante, lo que provoca pérdidas por disipación, por lo cual se le conoce también como factor de disipación; depende de la frecuencia, la temperatura y la humedad [45], [46]. General-

mente se van a buscar sustratos con pérdidas tangenciales muy pequeñas, aunque esto depende de la aplicación, considerando que para elementos aislantes, estas pérdidas tienden a 0, mientras que para elementos conductores tienden a infinito [46].

Otro factor a considerar cuando se diseña una superficie selectiva de frecuencia son los lóbulos de rejilla, que son haces principales secundarios no deseados que se producen en ángulos con interferencia constructiva de orden superior cuando el tamaño de la malla se vuelve eléctricamente grande. Una regla general para evitar los lóbulos de rejilla para el caso de una malla cuadrada e incidencia normal (0°), es que el tamaño de la malla debe ser menor que la longitud de onda del espacio libre, sin embargo, para ángulos de incidencia mayores a 0° el espaciado debe mantenerse por debajo de la mitad de una longitud de onda del espacio libre, tal y como se muestra en la Tabla 3.1 [47], [48].

Tabla 3.1: Ecuaciones que establecen el criterio para evitar lóbulos de rejilla en una malla cuadrada.

Tipo de malla	Máximo espaciamiento	$\theta_0 = 0^\circ$	$\theta_0 = 45^\circ$
	$\frac{a}{\lambda_0} < \frac{1}{1 + \sin\theta_0}$	$\frac{a}{\lambda_0} < 1$	$\frac{a}{\lambda_0} < 0.59$

3.3. Respuesta en frecuencia de SSF

Las SSF tienen propiedades similares a los filtros de RF o microondas, por ello presentan respuestas similares dependiendo de las geometrías utilizadas, por ejemplo, una superficie selectiva de frecuencia con un arreglo periódico de aperturas presentará una respuesta de tipo paso banda, por el contrario, una superficie selectiva de frecuencia con un arreglo periódico de parches actuará como un filtro supresor de banda [46].

Con el tiempo han surgido diversos métodos y técnicas para realizar aproximaciones analíticas de la respuesta en frecuencia de las SSF, por ejemplo, el método del circuito equivalente que consiste en modelar los elementos de los arreglos periódicos como capacitancias e inductancias, de forma que se pueda aproximar su respuesta en frecuencia [4], [46]. Otro ejemplo es el método de ecuación integral o elemento de frontera (IEM/BEM), que es más complejo y emplea el método de momentos (MoM) para llegar a una solución; entre otros métodos se incluyen el de elementos finitos (FEM) y el de diferencias finitas en el dominio del tiempo (FDTD) [4].

3.3.1. Coeficientes de reflexión y transmisión

Cuando una onda (E_i) incide en una superficie selectiva de frecuencia, una parte se transmite (E_t) en la dirección de propagación, mientras que otra parte se refleja (E_r). La relación existente entre la onda incidente y la reflejada (ecuación 3.1) se define como el coeficiente de reflexión, mientras que el coeficiente de transmisión es definido por la relación entre la onda incidente y la onda transmitida en la dirección de propagación (ecuación 3.2) [4], [17].

$$\Gamma = \frac{E_r}{E_i} \quad (3.1)$$

$$T = \frac{E_t}{E_i} \quad (3.2)$$

En una superficie selectiva de frecuencia, considerando una onda de frecuencia determinada, dependiendo del valor de Γ y T para dicha onda se determinan dos casos posibles, el primer caso donde $\Gamma = 0$ y $T = 1$ no existe onda reflejada, es decir, toda la onda se transmite en la dirección de propagación; por el contrario, para el segundo caso donde $\Gamma = 1$ y $T = 0$ no existe onda transmitida en la dirección de propagación y toda se refleja [17].

3.3.2. Parámetros S

Los parámetros S nos dan una descripción completa de una red de n puertos, tal como la mostrada en la Figura 3.5, relacionando las amplitudes del voltaje de las ondas incidentes (V_n^+) y reflejadas (V_n^-) en los puertos. Para el caso de algunos circuitos y componentes, los parámetros S pueden calcularse utilizando técnicas de análisis de redes, o bien, pueden medirse directamente haciendo uso de un analizador vectorial de redes [39].

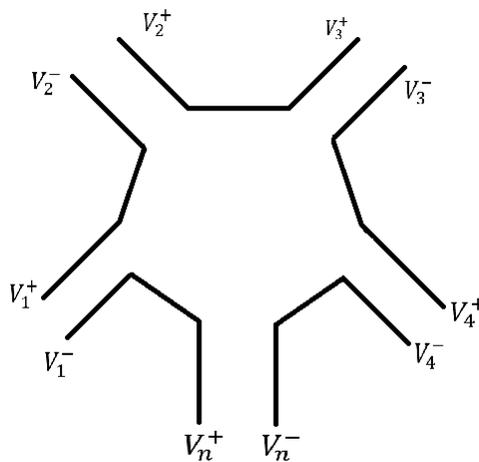


Figura 3.5: Red de n puertos.

Los parámetros S dan origen a la matriz de dispersión (S), que está definida a partir de los

voltajes de las ondas incidentes y reflejadas:

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \\ V_3^- \\ \vdots \\ V_n^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & \cdots & S_{1n} \\ S_{21} & S_{22} & S_{32} & \cdots & S_{2n} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & \cdots & S_{3n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{n1} & S_{n2} & S_{n3} & \cdots & S_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \\ V_3^+ \\ \vdots \\ V_n^+ \end{bmatrix}$$

Cada elemento de la matriz de dispersión puede ser encontrado a partir de la ecuación 3.3.

$$S_{ij} = \left. \frac{V_i^-}{V_j^+} \right|_{V_k^+ = 0} \quad k \neq j \quad (3.3)$$

Si consideramos un bipuerto como el mostrado en la Figura 3.6, obtendremos la matriz de dispersión 3.4.

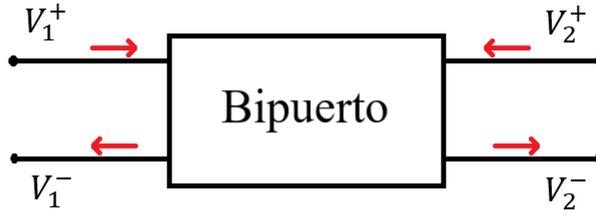


Figura 3.6: Bipuerto.

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Aplicando la ecuación 3.3 podemos obtener los elementos de la matriz, los cuales se muestran a continuación:

$$S_{11} = \left. \frac{V_1^-}{V_1^+} \right|_{V_2^+ = 0} \quad S_{12} = \left. \frac{V_1^-}{V_2^+} \right|_{V_1^+ = 0} \quad S_{21} = \left. \frac{V_2^-}{V_1^+} \right|_{V_2^+ = 0} \quad S_{22} = \left. \frac{V_2^-}{V_2^+} \right|_{V_1^+ = 0}$$

Estos parámetros podemos definirlos en función de lo que representan, es decir, el parámetro S_{11} es el coeficiente de reflexión en el puerto 1, el parámetro S_{12} es el coeficiente de transmisión del puerto 2 al 1, el parámetro S_{21} es el coeficiente de transmisión del puerto 1 al 2, y el parámetro S_{22} es el coeficiente de reflexión en el puerto 2. Sin embargo, en los artículos revisados, lo más común fue encontrar únicamente los parámetros S_{11} y S_{21} para obtener la respuesta en frecuencia de las SSF.

Para aproximar la respuesta de una superficie selectiva de frecuencia por el método de circuito equivalente, es necesario obtener los parámetros ABCD del circuito, de forma tal que a partir de las ecuaciones 3.5 y 3.6 podamos obtener los parámetros S_{11} y S_{21} [49].

$$S_{11} = \frac{A + \frac{B}{Z_0} - CZ_0 - D}{A + \frac{B}{Z_0} + CZ_0 + D} \quad (3.5)$$

$$S_{21} = \frac{2(AD - BC)}{A + \frac{B}{Z_0} + CZ_0 + D} \quad (3.6)$$

Donde los parámetros ABCD del circuito resultarán de multiplicar la matriz de parámetros ABCD de la superficie selectiva de frecuencia por la matriz de parámetros ABCD del dieléctrico [49].

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{Z_{SSF}} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(kt) & jZ_d \operatorname{sen}(kt) \\ j\frac{\operatorname{sen}(kt)}{Z_d} & \cos(kt) \end{bmatrix}$$

Donde Z_{SSF} es la impedancia equivalente del circuito que representa el comportamiento de la superficie selectiva de frecuencia, k es el número de onda, t el espesor de la capa de dieléctrico, Z_d es la impedancia característica del dieléctrico utilizado, y se define como $Z_d = \frac{Z_0}{\sqrt{\epsilon_r}}$; Z_0 es la impedancia característica del espacio libre y ϵ_r es la permitividad relativa del dieléctrico utilizado.

3.3.3. Respuesta en frecuencia de SSF de tres bandas

Como se mencionó al inicio de esta sección, las SSF pueden presentar respuestas similares a los filtros de microondas o RF, dependiendo de las geometrías utilizadas, esto no se limita a respuestas de tipo paso banda y supresor de banda, también se incluyen respuestas de tipo paso bajas y paso altas. De igual forma, las geometrías de una superficie selectiva de frecuencia se pueden manipular de forma tal que se genere un comportamiento multibanda, tal y como se observó en el estado del arte presentado en el capítulo dos.

Retomando las SSF con respuesta multibanda, limitaremos este concepto a las SSF con respuesta en tres bandas, pues el concepto multibanda puede abarcar desde dos hasta infinitas bandas. Las SSF de tres bandas pueden presentar una respuesta de tipo paso banda (Figura 3.7) o de tipo supresor de banda (Figura 3.8) en tres diferentes anchos de banda, tal y como su nombre lo indica.

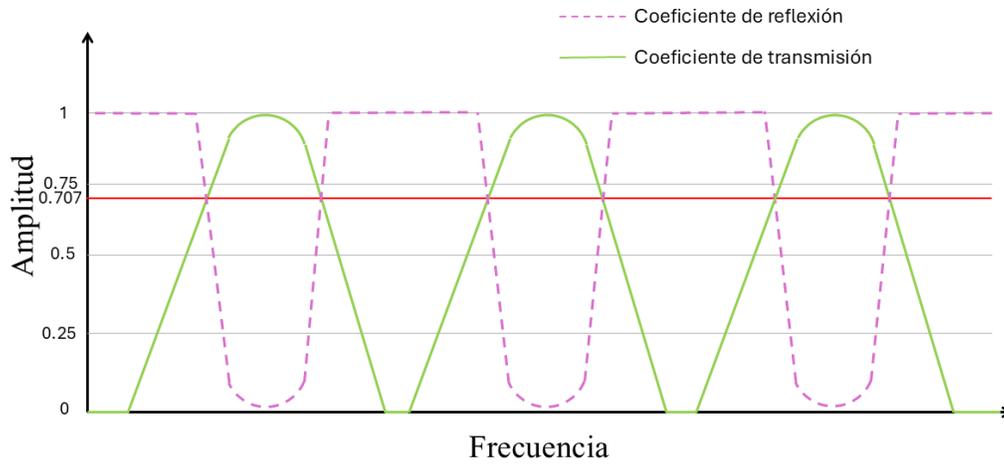


Figura 3.7: Respuesta paso bandas de una superficie selectiva de frecuencia de tres bandas.

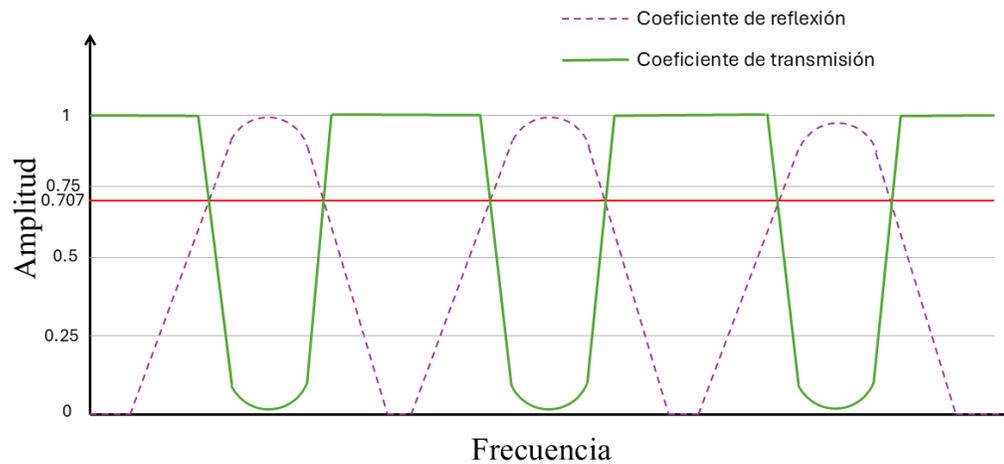


Figura 3.8: Respuesta supresora de bandas de una superficie selectiva de frecuencia de tres bandas.

Para poder realizar un análisis de la respuesta en frecuencia de este tipo de SSF, se puede hacer uso del método del circuito equivalente, el cual, como se mencionó anteriormente, busca modelar los elementos de los arreglos periódicos como capacitancias e inductancias, de forma que por medio de un circuito LCR serie (Figura 3.9) o paralelo (Figura 3.10), se pueda obtener una aproximación de la respuesta en frecuencia de la superficie selectiva de frecuencia.

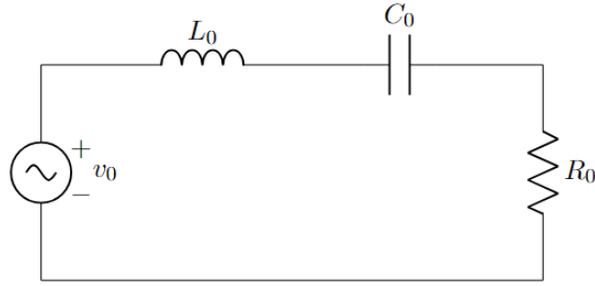


Figura 3.9: Circuito LCR serie.

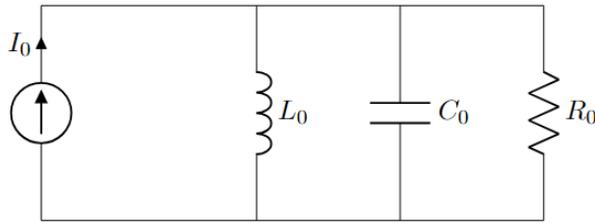


Figura 3.10: Circuito LCR paralelo.

Cabe resaltar que la aproximación de la respuesta en frecuencia para una superficie selectiva de frecuencia multibanda, se obtendrá de un arreglo en serie de dos o más circuitos LCR, cuya respuesta en frecuencia depende de las ecuaciones mostradas en la Tabla 3.2. Además, dependiendo del orden de la superficie selectiva de frecuencia, el circuito equivalente comprenderá de varias etapas conectadas en cascada.

Tabla 3.2: Ecuaciones para obtener la respuesta en frecuencia de los circuitos LCR serie y paralelo.

Parámetro	Circuito LCR serie	Circuito LCR paralelo
Función de transferencia	$\frac{V_o}{V_i} = \frac{\frac{R}{L}s}{s^2 + \frac{R}{L}s + \frac{1}{LC}}$	$\frac{I_o}{I_i} = \frac{\frac{1}{RC}s}{s^2 + s\frac{1}{RC} + \frac{1}{LC}}$
Frecuencia de resonancia f_0	$\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$	$\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$
Ancho de banda (BW)	$\frac{R}{L}$	$\frac{1}{RC}$
Factor de calidad (Q)	$\frac{2\pi f_0 L}{R}$	$2\pi f_0 RC$

3.4. Dispositivos de control utilizados en las SSF

Como ya fue mencionado en una sección anterior, los elementos de control utilizados en SSF hace referencia a los elementos activos que forman parte de las SSF activas; estos elementos incluyen interruptores MEMS, diodos PIN, diodos varactores, diodos Schottky, entre otros [4].

Los diodos Schottky son diodos con una unión metal-semiconductor que lo dota de ciertas características que posibilitan su uso en altas frecuencias, como una capacitancia de unión pequeña y un tiempo de recuperación inverso muy corto [39]. Los diodos PIN por su parte son diodos con una capa intrínseca entre las capas semiconductoras P y N, se puede utilizar para construir un elemento de conmutación electrónico capaz de funcionar a alta velocidad, o bien, dependiendo de una polarización inversa, puede ser utilizado para conmutar la conexión interna de estructuras de una SSFA [39], [4].

Por su parte, los diodos varactores son diodos que proporcionan una capacitancia de unión variable con el voltaje de polarización, lo que deriva en un elemento de circuito reactivo ajustable eléctricamente capaz de cambiar la frecuencia de resonancia de la superficie selectiva de frecuencia dependiendo del voltaje aplicado [39], [4].

Dejando de lado los diodos, existen elementos como las microcintas de grafeno que pueden generar cambios en la frecuencia de resonancia de las SSF, conservando su ancho de banda y su selectividad, únicamente variando la polarización electrostática aplicada al grafeno. Otros dispositivos como los resonadores cerámicos dependen de la orientación de la superficie selectiva de frecuencia, es decir, si se rota su respuesta en frecuencia cambia [4].

Capítulo 4

Superficie selectiva de frecuencia para el filtrado de señales de microondas con operación en tres bandas

Durante los capítulos anteriores se ha hecho la revisión de algunos conceptos necesarios para realizar el diseño de una superficie selectiva de frecuencia, por lo tanto, a lo largo de este capítulo se abordará el diseño, simulación, optimización, fabricación y medición de una superficie selectiva de frecuencia con las especificaciones requeridas, siendo la principal una respuesta en frecuencia en tres anchos de banda distintos.

4.1. Características de diseño de la superficie selectiva de frecuencia de tres bandas

A continuación se presentan las especificaciones que debe de cumplir la superficie selectiva de frecuencia a diseñar:

- Se desea que la superficie selectiva de frecuencia cumpla con una respuesta en frecuencia con tres anchos de banda diferentes, para ello se plantea el uso de tres geometrías para los elementos resonantes.
- Las geometrías planteadas para los elementos resonantes deberán ser diferentes.
- Se desea que la respuesta de la superficie selectiva de frecuencia se asemeje a la mostrada en la Figura 3.7, por lo tanto se utilizarán elementos ranurados sobre una capa de metal.
- Se busca que la respuesta en frecuencia cumpla con una respuesta plana dentro de los anchos de banda de transmisión.
- El intervalo de frecuencias a trabajar se encuentra dentro de la clasificación de las microondas y abarca desde la banda L hasta la banda Ku (de 1 a 18 GHz).
- El sustrato dieléctrico a utilizar debe presentar el mínimo posible de pérdidas.
- Se espera una respuesta estable para diferentes ángulos de incidencia.

- La superficie selectiva de frecuencia diseñada debe soportar ondas incidentes polarizadas lineal y circularmente.

4.2. Análisis y diseño de la celda unitaria del elemento resonador para la superficie selectiva de frecuencias en tres bandas

Tomando como base los criterios de diseño, se deberán de considerar tres anchos de banda repartidos dentro de un intervalo de 18 GHz, además, las geometrías propuestas serán diferentes entre ellas y, por el tipo de respuesta en frecuencia deseado, se utilizarán elementos de tipo ranura. Considerando que la superficie selectiva de frecuencia deberá ser estable para diferentes ángulos de incidencia y distintos tipos de polarización de la onda incidente, entonces, las geometrías seleccionadas deberán ser rotacionalmente simétricas como se menciona en [21], es decir, deberán ser simétricas respecto a los ejes x y y .

El sustrato dieléctrico propuesto será el Rogers RO4003C, que presenta una permitividad relativa $\epsilon_r = 3.55$, pérdidas tangenciales $\tan \delta = 0.0027$ y un espesor de cobre de $0.012 [mm]$, el espesor del dieléctrico se definirá más adelante, dependiendo de la respuesta en frecuencia, pues, como se mencionó en la sección 3.2.3, es recomendable que el grosor del dieléctrico no supere 0.001λ , debido a que puede afectar la respuesta en frecuencia, el ancho de banda y qué tan plana puede ser la respuesta en cada ancho de banda.

4.2.1. Geometrías para la superficie selectiva de frecuencia.

Inicialmente revisaremos las respuesta en frecuencia de diferentes geometrías por sí solas, para poder realizar una selección de las tres geometrías que formarán la celda unitaria. Para evitar lóbulos de rejilla ante incidencia normal, considerando lo mencionado en la sección 3.2.3, la celda unitaria propuesta tendrá un área de $10 mm \times 10 mm$, pues la frecuencia más alta considerada dentro de la banda de operación es $18 GHz$, lo que establece que $\lambda \approx 16 [mm]$. Además, con base en la información expuesta en la sección ya mencionada, el perímetro de las geometrías de tipo lazo debe ser un múltiplo de la longitud de onda de su frecuencia de resonancia.

Las magnitudes de los coeficientes de reflexión y transmisión de las celdas unitarias se calcularon con ayuda de un método de onda completa utilizando los softwares especializados en simulación electromagnética en 3D, EMPro y CST STUDIO SUITE, haciendo incidir una onda electromagnética de polarización lineal en la dirección y .

Si analizamos la respuesta en frecuencia de una ranura circular (Figura 4.1), se observa un ancho de banda amplio y un mínimo coeficiente de reflexión en la frecuencia de resonancia, llegando a los $-45 [dB]$, lo que se traduce en un nivel máximo en el coeficiente de transmisión. El que la geometría sea simétrica en los ejes x y y aumenta su capacidad para admitir distintos ángulos de polarización, además, de acuerdo a lo observado en el estado del arte, también aumenta su insensibilidad a los cambios en la polarización de la onda incidente; estas características la hacen una perfecta candidata para su uso en la superficie selectiva de frecuencia de interés.

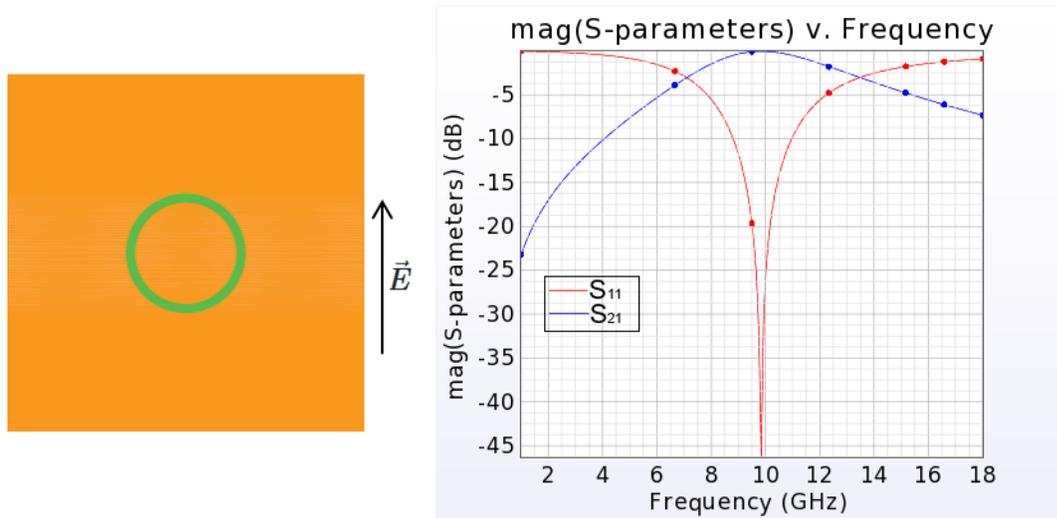


Figura 4.1: Respuesta en frecuencia de una ranura circular.

El propósito de realizar una geometría triangular es observar el porqué no se ha observado dentro de las geometrías utilizadas en el estado del arte, y tampoco se menciona mucho en la literatura. En la Figura 4.2 se observa que el ancho de banda de esta geometría es estrecho, además, no presenta una simetría respecto a sus ejes lo que puede llegar a provocar una mayor sensibilidad al cambio del ángulo de incidencia, por lo cual esta geometría se descarta.

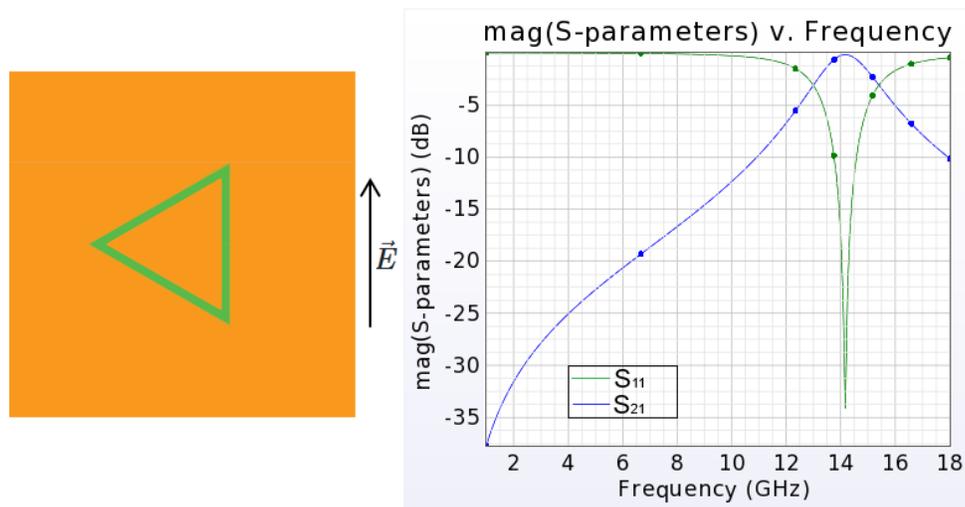


Figura 4.2: Respuesta en frecuencia de una ranura triangular.

La respuesta en frecuencia de una geometría cuadrada (Figura 4.3) presenta un ancho de banda amplio, además esta geometría también es simétrica respecto a los ejes x y y , lo que provoca que no exista un cambio mayor ante la variación del ángulo de incidencia. Además, en el estado del arte, los elementos resonantes con geometrías cuadradas presentan una insensibilidad al cambio de polarización; considerando estas características, el uso de un lazo cuadrado puede ser de utilidad para la superficie selectiva de frecuencia a diseñar.

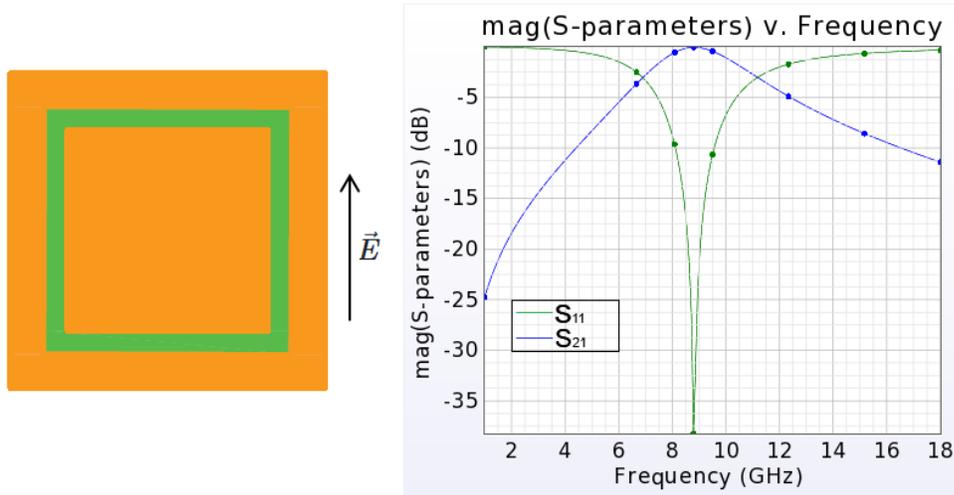


Figura 4.3: Respuesta en frecuencia de una ranura cuadrada.

El pentágono, al igual que el triángulo, no es muy mencionado en la literatura y tampoco se observó en la investigación realizada en el estado del arte, esto puede deberse a la asimetría de la geometría respecto a los ejes x y y , lo que, como ya se mencionó, se traduce en una mayor sensibilidad al cambio en el ángulo de la onda incidente. Esto provoca su descarte en el uso de la superficie selectiva de frecuencia a diseñar, además de presentar un ancho de banda angosto.

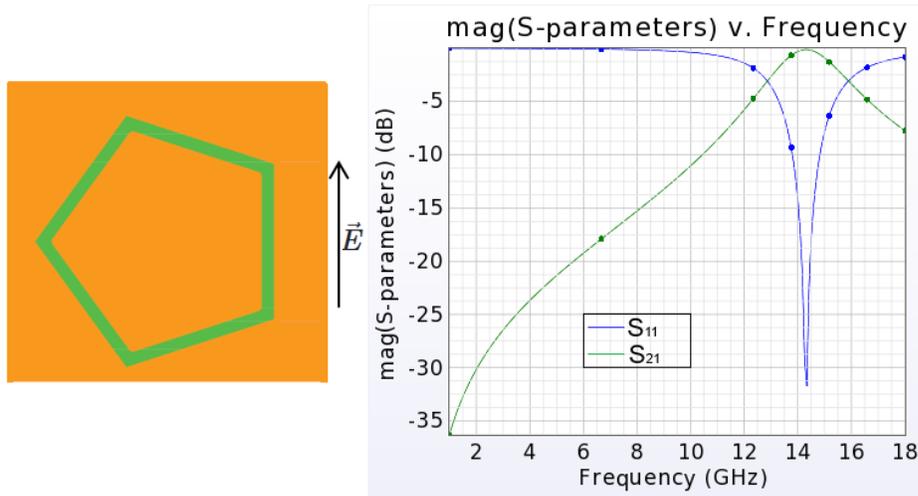


Figura 4.4: Respuesta en frecuencia de una ranura con geometría de pentágono.

La respuesta en frecuencia de una geometría hexagonal (Figura 4.5) presenta características con las que cuentan el resto de geometrías admitidas para su uso en la superficie selectiva de frecuencia a diseñar, como un ancho de banda amplio y simetría respecto a los ejes x y y , además, esta geometría presenta ya una respuesta ligeramente plana, además de ser una geometría mencionada en las referencias consultadas, sin embargo, esto llevo a la interrogante de ¿porqué no se hace tanta mención de geometrías con mayor número de lados?. Para responder, se realizó la propuesta de un anillo octagonal.

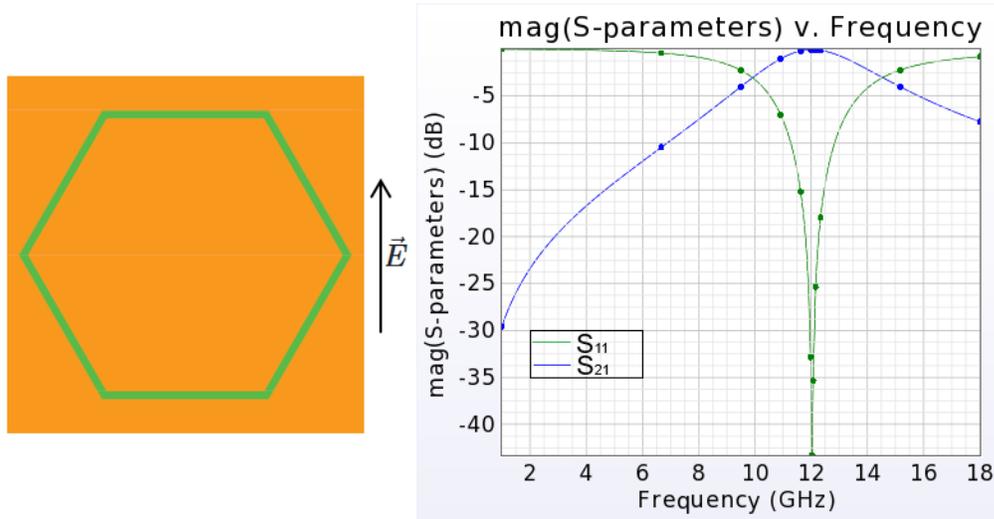


Figura 4.5: Respuesta en frecuencia de una ranura hexagonal.

La respuesta en frecuencia de una geometría octagonal expuesta en la Figura 4.6, presenta características muy similares a las de la geometría hexagonal, con la diferencia de ser ligeramente mayor la respuesta de la geometría octagonal, respecto a la geometría hexagonal, debido a esto, se opta por utilizar esta geometría para la superficie selectiva de frecuencia a diseñar.

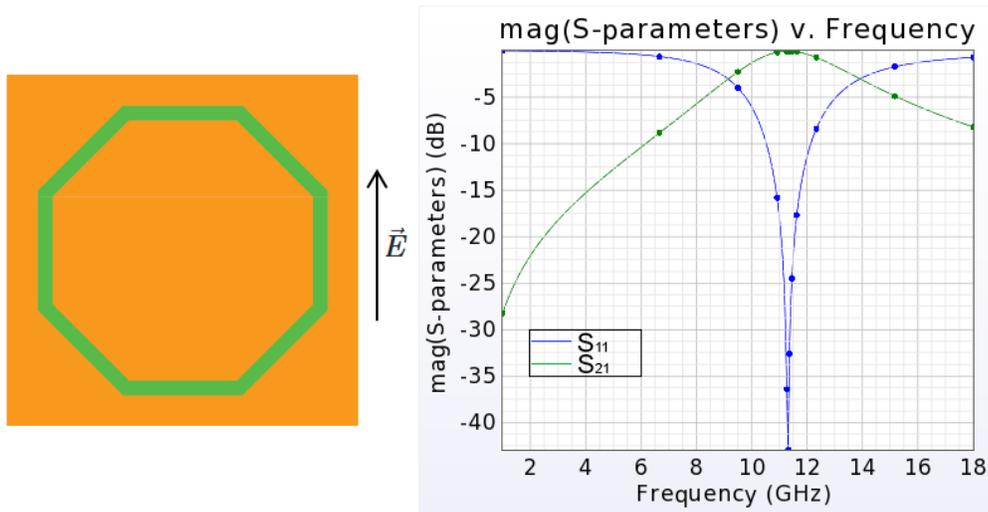


Figura 4.6: Respuesta en frecuencia de una ranura octagonal.

Una vez observadas las respuestas en frecuencia de las diferentes geometrías, se optó por utilizar un lazo circular, un lazo cuadrado y un lazo octagonal. Para el grosor del sustrato dieléctrico se tienen dos opciones, la primera de $0.508 [mm]$ y la segunda de $0.203 [mm]$; si bien, ambas opciones no cumplen con la condición de ser 0.001λ para la frecuencia más alta, la segunda opción sí cumple con ser menor a este parámetro para la frecuencia más baja. Con base en el criterio anterior, se opta por elegir un grosor de $0.203 [mm]$ para el sustrato dieléctrico.

4.2.2. Dimensiones de las geometrías

Una vez que se han planteado las dimensiones de la celda unitaria, el grosor del sustrato dieléctrico, el intervalo de frecuencias de interés y las geometrías a utilizar, se podría realizar el diseño de la superficie selectiva de frecuencia, sin embargo, antes debemos saber de forma aproximada, qué tanto afecta el dieléctrico a la respuesta en frecuencia. Para ello tomamos la geometría circular de la cual se obtuvo la respuesta en frecuencia expuesta en la Figura 4.1 y le colocamos el sustrato dieléctrico; con lo cual obtenemos lo siguiente:

$$f_{0sd} \approx 9.93 \text{ [GHz]} \quad f_{0cd} \approx 7.87 \text{ [GHz]} \quad \frac{f_{0sd}}{f_{0cd}} \approx 1.26$$

Dado que no se especificaron las frecuencias de resonancia para el diseño, arbitrariamente se escogieron tres: 5.5 GHz , 8.5 GHz y 12 GHz . El orden en que se colocarán las geometrías será primero el cuadrado, después el octágono y finalmente el círculo, como se muestra en la Figura 4.7. Para calcular las frecuencias de resonancia primero consideramos el factor del dieléctrico en dichas frecuencias, es decir, que las frecuencias a las cuales deberán estar diseñadas las geometrías son: 6.93 GHz , 10.71 GHz y 15.12 GHz . Para el caso del círculo se calculará su radio, para el cuadrado y el octágono se calculará uno de sus lados.

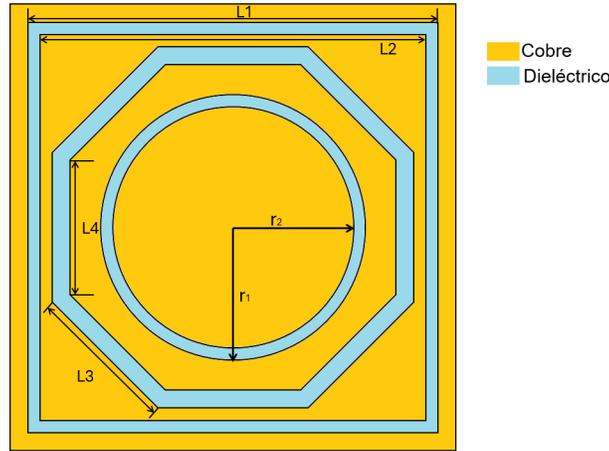


Figura 4.7: Celda unitaria con propuesta.

Para 15.12 GHz se obtiene:

$$f_{0sd} = 15.12 \text{ GHz} \quad \lambda_{0sd} = 19.84 \text{ [mm]}$$

$$P_{\text{círculo}} = 2\pi r$$

$$r = \frac{P_{\text{círculo}}}{2\pi} = \frac{19.84 \text{ [mm]}}{2\pi} = 3.15 \text{ [mm]}$$

Para 10.71 GHz se obtiene:

$$f_{0sd} = 10.71 \text{ GHz} \quad \lambda_{0sd} = 28.01 \text{ [mm]}$$

$$P_{\text{oct\u00e1gono}} = 8l$$

$$l = \frac{P_{\text{oct\u00e1gono}}}{8} = \frac{28.01 \text{ [mm]}}{8} = 3.5 \text{ [mm]}$$

Para 6.93 GHz se obtiene:

$$f_{0sd} = 6.93 \text{ GHz} \quad \lambda_{0sd} = 43.29 \text{ [mm]}$$

$$P_{\text{cuadrado}} = 4l$$

$$l = \frac{P_{\text{cuadrado}}}{4} = \frac{43.29 \text{ [mm]}}{4} = 10.82 \text{ [mm]}$$

Donde observamos que el tama\u00f1o de la geometr\u00eda supera, el tama\u00f1o propuesto para la celda, entonces ampliamos el tama\u00f1o de la celda a $12 \text{ [mm]} \times 12 \text{ [mm]}$. Utilizando el software especializado EMPro, realizamos la simulaci\u00f3n de la superficie selectiva de frecuencia de donde obtenemos la respuesta en frecuencia de la Figura 4.8, donde se observa que las frecuencias de resonancia se encuentran en 5.4 GHz, 8.9 GHz y 13.75 GHz, lo cual puede deberse a un cambio en la relaci\u00f3n para cada frecuencia, para comprobarlo se realiza una simulaci\u00f3n sin considerar al diel\u00e9ctrico, obteniendo la respuesta en frecuencia de la Figura 4.9, de donde se obtiene que las frecuencias de resonancia se encuentran en 6.8 GHz, 11.4 GHz y 17.74 GHz.

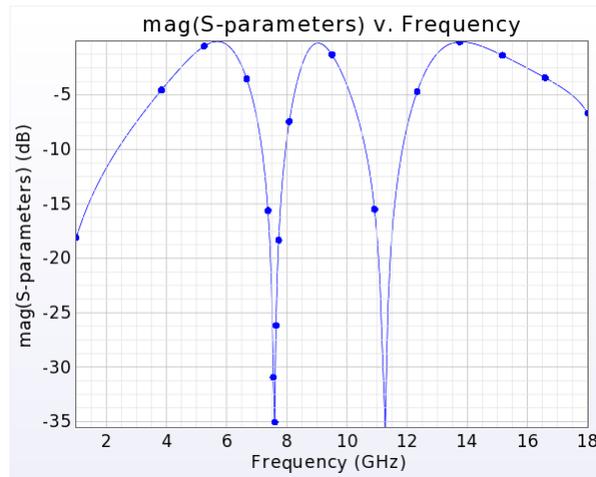


Figura 4.8: Simulaci\u00f3n de la celda unitaria con diel\u00e9ctrico.

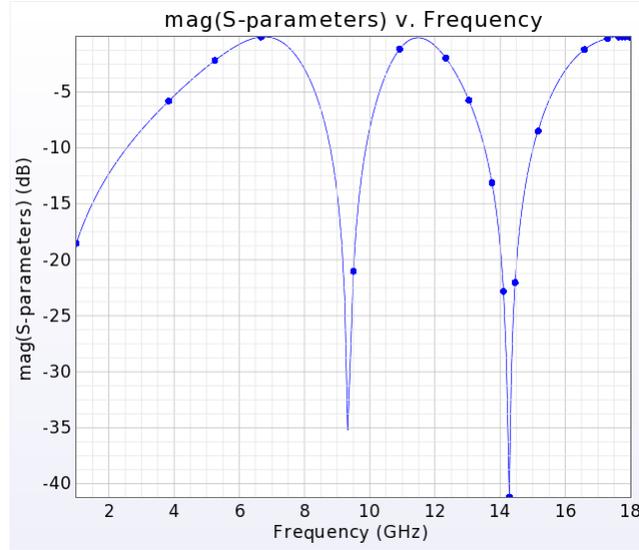


Figura 4.9: Simulación de la celda unitaria sin dieléctrico.

Obteniendo nuevamente las relaciones de cambio para cada frecuencia, se obtiene:

$$\begin{array}{lll}
 f_{0sdcu} = 6.8 \text{ [GHz]} & f_{0cdu} = 5.4 \text{ [GHz]} & \frac{f_{0sdcu}}{f_{0cdu}} = 1.25 \\
 f_{0sdoct} = 11.4 \text{ [GHz]} & f_{0cdoct} = 8.9 \text{ [GHz]} & \frac{f_{0sdoct}}{f_{0cdoct}} = 1.28 \\
 f_{0sdcir} = 17.74 \text{ [GHz]} & f_{0cdcir} = 13.75 \text{ [GHz]} & \frac{f_{0sdcir}}{f_{0cdcir}} = 1.3
 \end{array}$$

Realizando nuevamente el cálculo de las frecuencias con estos factores y las dimensiones de las geometrías, obtenemos:

$$\begin{array}{lll}
 f_{0cuadrado} = 6.87 \text{ GHz} & f_{0octágono} = 10.88 \text{ GHz} & f_{0círculo} = 15.6 \text{ GHz} \\
 l_{cuadrado} = 11 \text{ [mm]} & l_{octágono} = 3.44 \text{ [mm]} & r = 3.1 \text{ [mm]}
 \end{array}$$

La simulación de las geometrías con estas dimensiones da como resultado la respuesta en frecuencia de la Figura 4.10, donde se observa que las frecuencias de resonancia se encuentran en 5.6 GHz , 9 GHz y 14.16 GHz ; a partir de este punto se considera realizar variaciones en las dimensiones de las geometrías, para llegar a las frecuencias deseadas, además de variar las dimensiones de las geometrías internas con la finalidad de optimizar el ancho de banda de cada geometría.

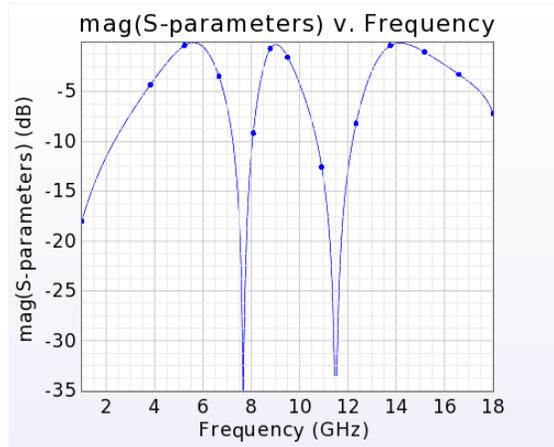


Figura 4.10: Segunda simulación de la celda unitaria con dieléctrico.

Para la primera variación buscaremos regresar a las dimensiones iniciales de la celda de $10\text{ mm} \times 10\text{ mm}$ reduciendo el tamaño del anillo cuadrado, a partir de lo cual se proponen las dimensiones de la Tabla 4.1, con las que se obtiene la respuesta de la Figura 4.11. Cabe resaltar que se incluye el radio de una circunferencia circunscrita para los anillos cuadrados y octagonales porque la forma de dibujarlos en el software especializado es por medio de circunferencias.

Tabla 4.1: Dimensiones para las geometrías de la celda unitaria.

Parámetro	Dimensiones	Radio de la circunferencia circunscrita
Lado del cuadrado externo (L_1)	9.89 [mm]	7 [mm]
Lado del cuadrado interno (L_2)	8.91 [mm]	6.3 [mm]
Lado del octágono externo (L_3)	3.3676 [mm]	4.4 [mm]
Lado del octágono interno (L_4)	3.214 [mm]	4.2 [mm]
Radio de la circunferencia externa (r_1)	3.2 [mm]	3.2 [mm]
Radio de la circunferencia interna (r_2)	3.1 [mm]	3.1 [mm]

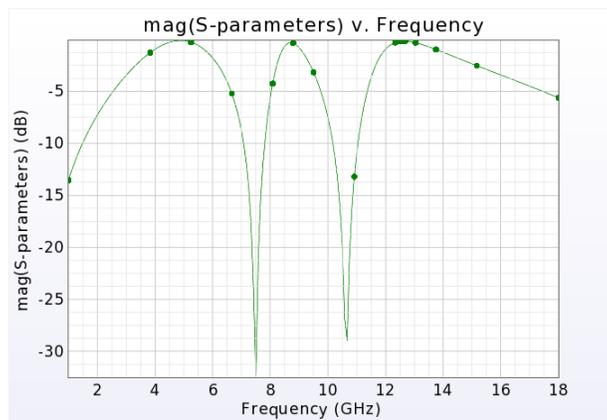


Figura 4.11: Tercera simulación de la celda unitaria.

De la Figura 4.11 se obtiene que la frecuencia de resonancia de las geometrías se encuentran en 4.9 GHz , 8.6 GHz y 12.6 GHz ; debido a que la primera y última banda son las que más lejos se encuentran de la frecuencia de resonancia deseada, modificaremos sus dimensiones nuevamente, obteniendo la Tabla 4.2.

Tabla 4.2: Dimensiones para las geometrías de la celda unitaria.

Parámetro	Dimensiones	Radio de la circunferencia circunscrita
Lado del cuadrado externo (L_1)	9.6166 [mm]	6.8 [mm]
Lado del cuadrado interno (L_2)	8.7681 [mm]	6.2 [mm]
Lado del octágono externo (L_3)	3.3676 [mm]	4.4 [mm]
Lado del octágono interno (L_4)	3.214 [mm]	4.2 [mm]
Radio de la circunferencia externa (r_1)	3.3 [mm]	3.3 [mm]
Radio de la circunferencia interna (r_2)	3.1 [mm]	3.1 [mm]

La simulación de la celda unitaria con las nuevas dimensiones dio como resultado la respuesta en frecuencia expuesta en la Figura 4.12, de donde se obtienen las frecuencias de resonancia de las geometrías, las cuales se encuentran en 5.5 GHz , 8.55 GHz y 13.02 GHz . El único ancho de banda que se encuentra fuera de los valores deseados es el último, con base en esto, las únicas dimensiones que cambiaremos para la quinta simulación, serán las del anillo circular, esto se verá reflejado en la Tabla 4.3.

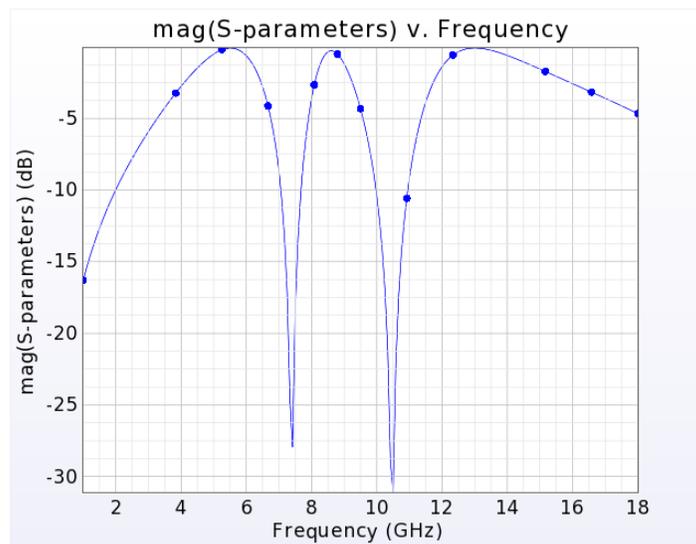


Figura 4.12: Cuarta simulación de la celda unitaria.

Tabla 4.3: Dimensiones para las geometrías de la celda unitaria.

Parámetro	Dimensiones	Radio de la circunferencia circunscrita
Lado del cuadrado externo (L_1)	9.6166 [mm]	6.8 [mm]
Lado del cuadrado interno (L_2)	8.7681 [mm]	6.2 [mm]
Lado del octágono externo (L_3)	3.3676 [mm]	4.4 [mm]
Lado del octágono interno (L_4)	3.214 [mm]	4.2 [mm]
Radio de la circunferencia externa (r_1)	3.5 [mm]	3.5 [mm]
Radio de la circunferencia interna (r_2)	3.3 [mm]	3.3 [mm]

Como resultado se obtiene la respuesta en frecuencia de la Figura 4.13, cuyas frecuencias de resonancia se encuentran en 5.5 GHz, 8.5 GHz y 12 GHz. Por lo tanto la celda unitaria diseñada de nuestra superficie selectiva de frecuencia se muestra en la Figura 4.15, cuyas características se presentan en la Tabla 4.4.

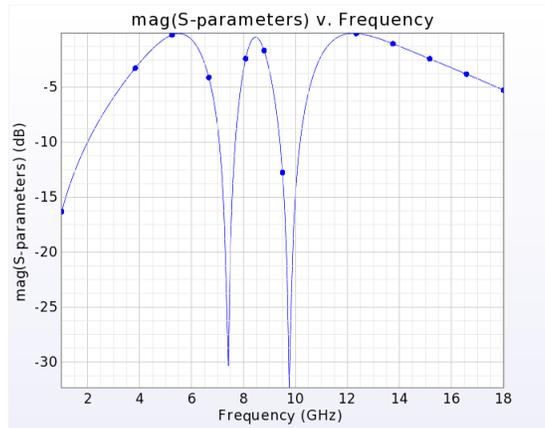


Figura 4.13: Coeficiente de transmisión de la celda unitaria.

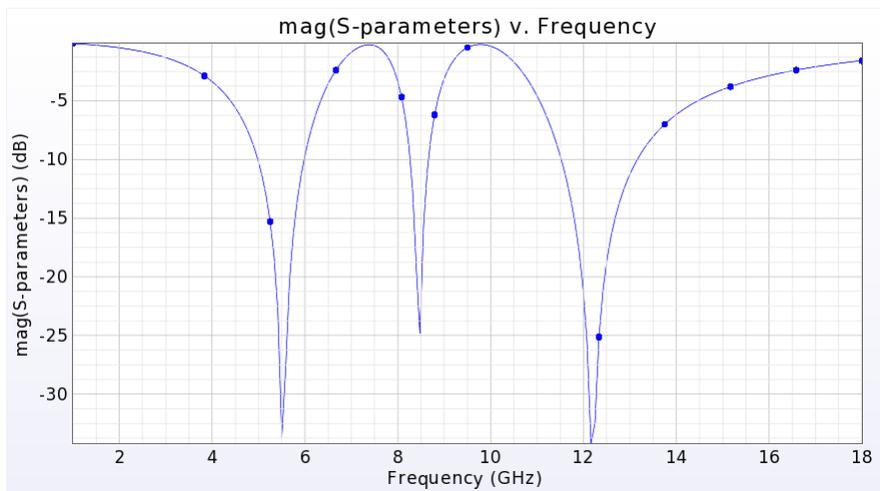


Figura 4.14: Coeficiente de reflexión de la celda unitaria.

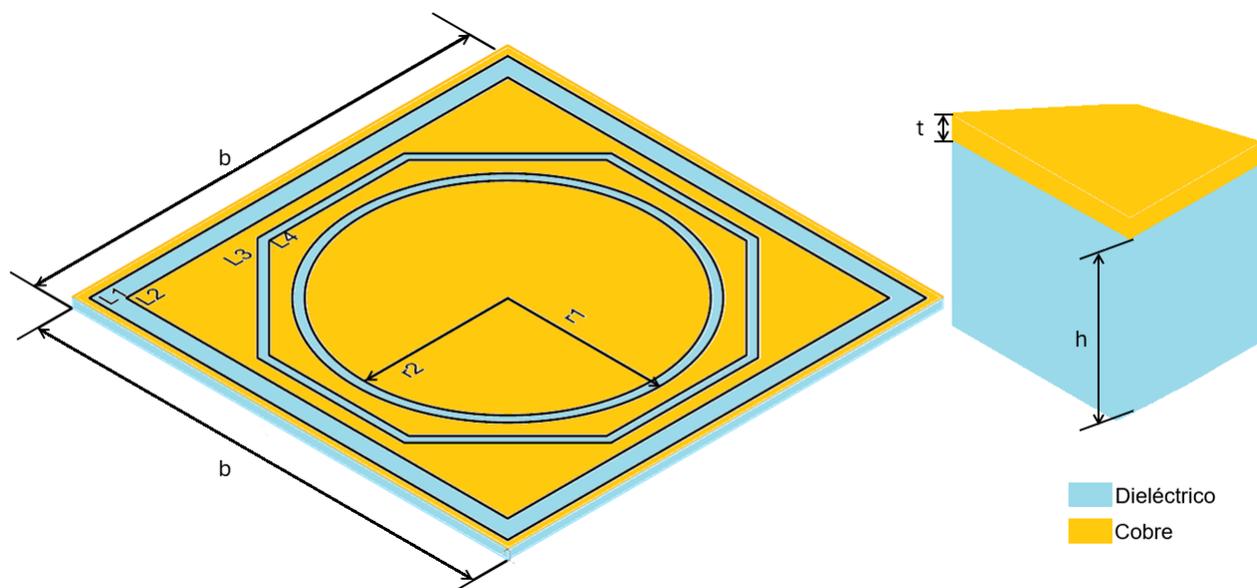


Figura 4.15: Celda unitaria.

Tabla 4.4: Características de la celda unitaria.

Características del sustrato		
Parámetro	Valor	Unidades
Espesor del dieléctrico (h)	0.203	[mm]
Permitividad relativa (ϵ_r)	3.55	
Pérdidas tangenciales ($\tan \delta$)	0.0027	
Espesor del cobre (t)	0.012	[mm]
Características de la celda unitaria		
Parámetro	Valor	Unidades
Dimensiones de la celda unitaria (b)	10	[mm]
Frecuencia de resonancia del primer ancho de banda (f_{01})	5.5	GHz
Frecuencia de resonancia del segundo ancho de banda (f_{02})	8.5	GHz
Frecuencia de resonancia del tercer ancho de banda (f_{03})	12	GHz
Dimensiones de las geometrías empleadas en la celda unitaria		
Parámetro	Dimensiones	Radio de la circunferencia circunscrita
Lado del cuadrado externo (L_1)	9.6166 [mm]	6.8 [mm]
Lado del cuadrado interno (L_2)	8.7681 [mm]	6.2 [mm]
Lado del octágono externo (L_3)	3.3676 [mm]	4.4 [mm]
Lado del octágono interno (L_4)	3.214 [mm]	4.2 [mm]
Radio de la circunferencia externa (r_1)	3.5 [mm]	3.5 [mm]
Radio de la circunferencia interna (r_2)	3.3 [mm]	3.3 [mm]

4.3. Respuesta en frecuencia de la superficie selectiva de frecuencia en tres bandas

Si bien la respuesta en frecuencia mostrada en la Figura 4.15 cumple con la mayoría de las características de diseño, la respuesta en frecuencia no es lo suficientemente plana dentro de los anchos de banda, para cumplir con esta característica se puede incrementar el orden de la superficie selectiva de frecuencia. Esto se realiza colocando un arreglo de diversas SSF, en principio se realizará la simulación de la superficie selectiva de frecuencia de segundo orden (Figura 4.16), para la distancia entre placas (d) se propone un espaciamiento de 2.5 [mm].

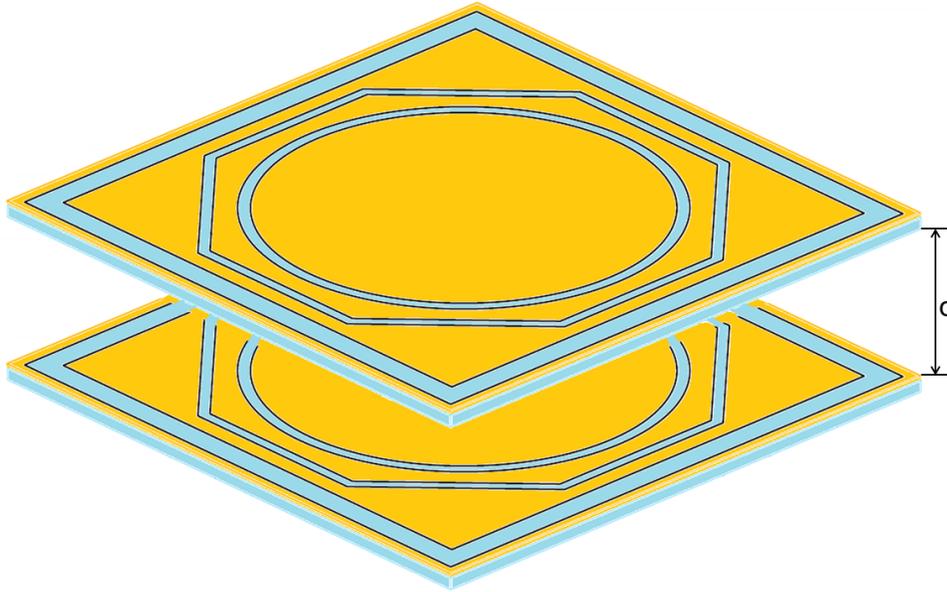


Figura 4.16: Superficie selectiva de frecuencia de segundo orden.

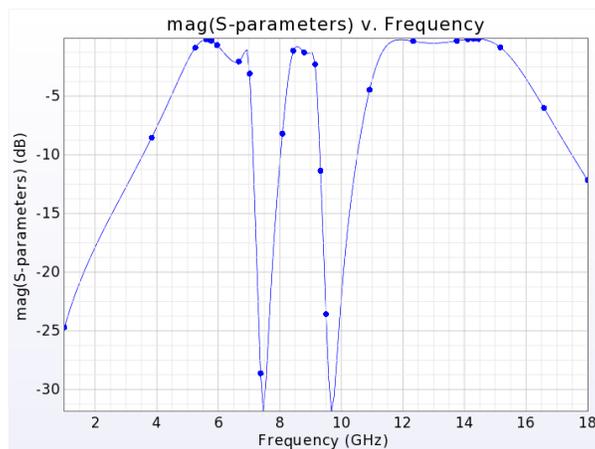


Figura 4.17: Respuesta en frecuencia de la superficie selectiva de frecuencia de segundo orden.

Comparando la respuesta en frecuencia de la Figura 4.17 con la mostrada en la Figura 4.13 se observa mejora, sin embargo, se requiere que la respuesta sea aun más plana, por lo que se debe incrementar el orden de la superficie selectiva de frecuencia. La simulación realizada se obtuvo considerando la misma distancia entre placas (d) y el arreglo de la Figura 4.18.

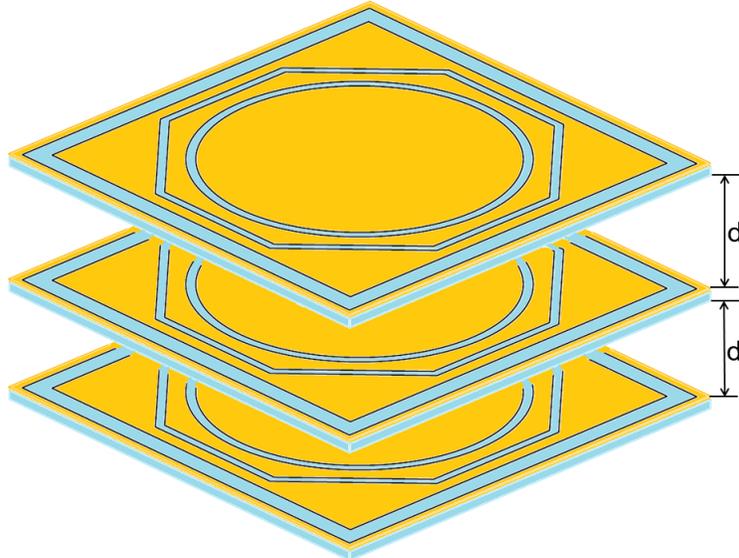


Figura 4.18: Superficie selectiva de frecuencia de tercer orden.

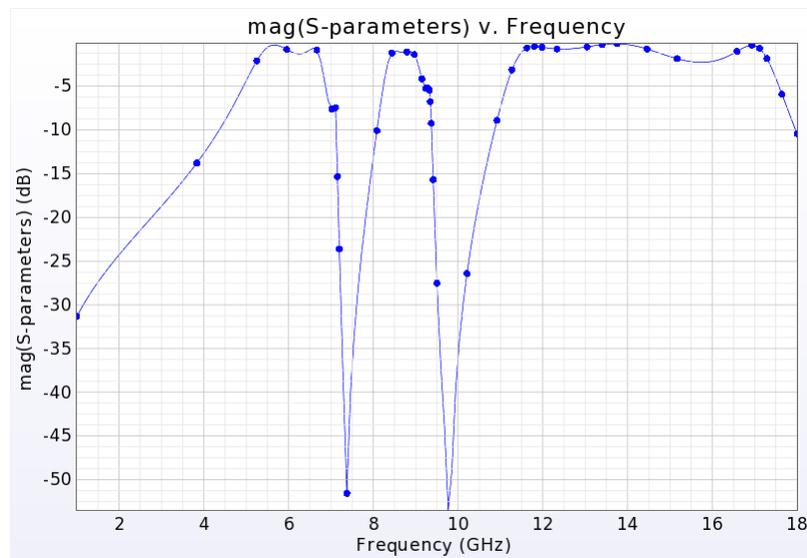


Figura 4.19: Coeficiente de transmisión de la superficie selectiva de frecuencia de tercer orden.

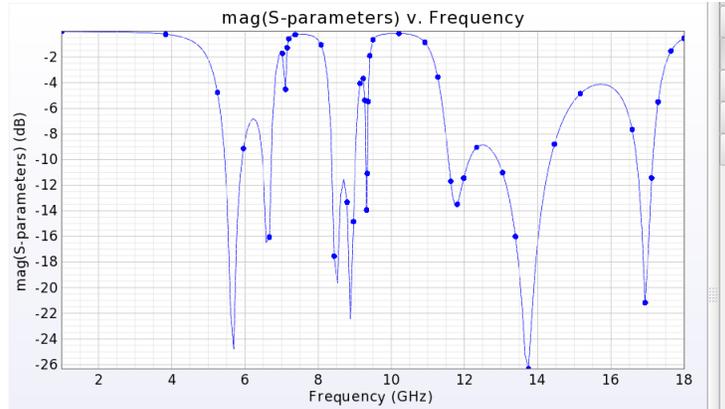


Figura 4.20: Coeficiente de reflexión de la superficie selectiva de frecuencia de tercer orden.

El coeficiente de transmisión mostrado en la Figura 4.19 pertenece a la superficie selectiva de frecuencia de tercer orden diseñada (Figura 4.18), en la cual se observa que la respuesta dentro de los anchos de banda es plana, cubriendo el criterio de diseño. Además, en la Figura 4.20 podemos observar su coeficiente de reflexión. El primer ancho de banda es de 1.63 GHz , comprendiendo el intervalo de frecuencias que va desde 5.16 GHz hasta 6.79 GHz ; el segundo ancho de banda se encuentra en el intervalo de 8.31 GHz hasta 9.08 GHz , siendo de 0.77 GHz ; el tercer ancho de banda es de 6.13 GHz , abarcando el intervalo de frecuencias de 11.27 GHz hasta 17.4 GHz , siendo este el ancho de banda más grande. Todas las frecuencias de corte se consideraron en -3 dB , ya que el coeficiente de transmisión tiene un valor máximo de -0.214 [dB] en 13.31 GHz .

4.4. Simulación de la superficie selectiva de frecuencia con distintos ángulos de incidencia

Con ayuda del software especializado CST STUDIO SUITE se obtuvieron los parámetros S_{11} (Figura 4.32) y S_{21} (Figura 4.22) de la superficie selectiva de frecuencia considerando diferentes ángulos de incidencia. De acuerdo con los datos obtenidos, se observa una respuesta en frecuencia completamente estable para los primeros dos anchos de banda; si bien existe un pico negativo en los parámetros de transmisión del tercer ancho de banda, la desviación presentada es muy pequeña, por ello se considera que se obtuvo buena estabilidad para incidencia angular oblicua en las dos primeras bandas de frecuencia hasta 30° , y para la tercera banda presenta una reducción a partir de 15° .

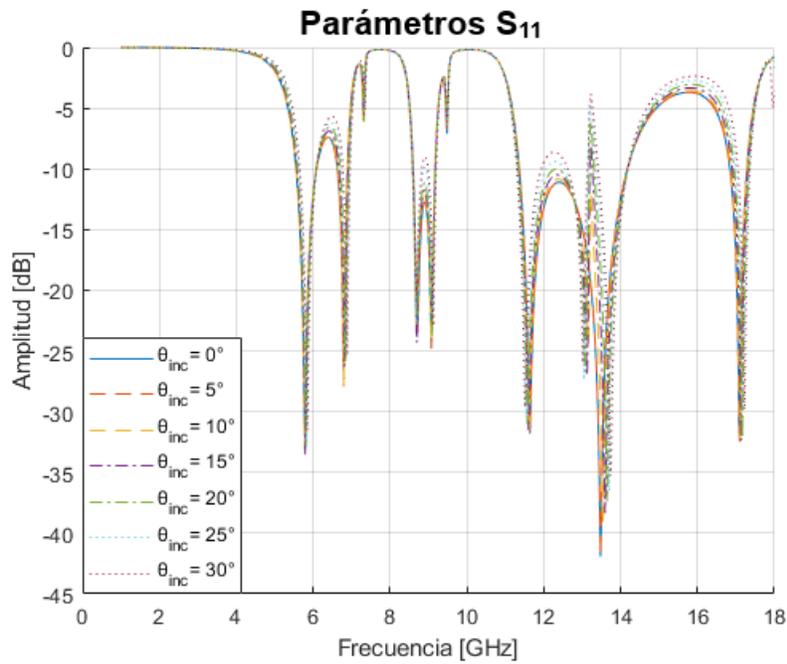


Figura 4.21: Parámetros S_{11} de la superficie selectiva de frecuencia con diferentes ángulos de incidencia.

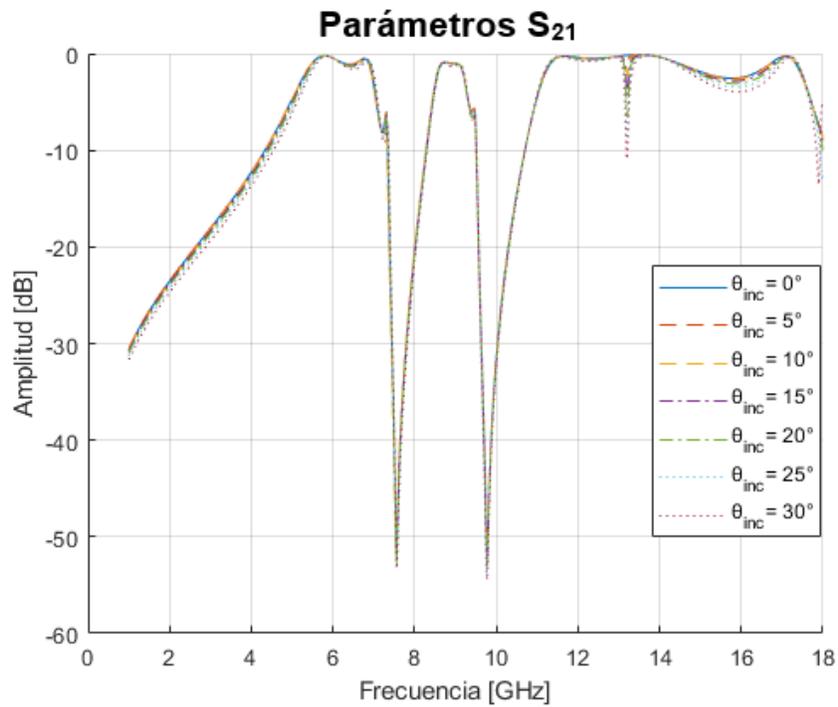


Figura 4.22: Parámetros S_{21} de la superficie selectiva de frecuencia con diferentes ángulos de incidencia.

4.5. Obtención del circuito eléctrico equivalente asociado a la superficie selectiva de frecuencia de tres bandas

La celda unitaria puede ser analizada por diversos métodos, tal y como se mencionó en la sección 3.3.3, siendo uno el método del circuito equivalente. Para analizar la celda unitaria de la superficie selectiva de frecuencia diseñada se hará uso del método antes mencionado; el uso de elementos ranurados en una placa metálica genera un comportamiento similar a un circuito resonante paralelo, donde se tendrán inductancias debidas a las corrientes eléctricas que fluyen a lo largo de la capa metálica, capacitancias debidas a los campos eléctricos presentes en las ranuras, y resistencias que representan las pérdidas. El uso de tres geometrías da como resultado tres circuitos paralelos conectados en serie, tal y como se muestra en la Figura 4.23, además, la presencia de múltiples geometrías en una celda unitaria da lugar a acoplamientos magnéticos que se traducen en inductancias mutuas [50].

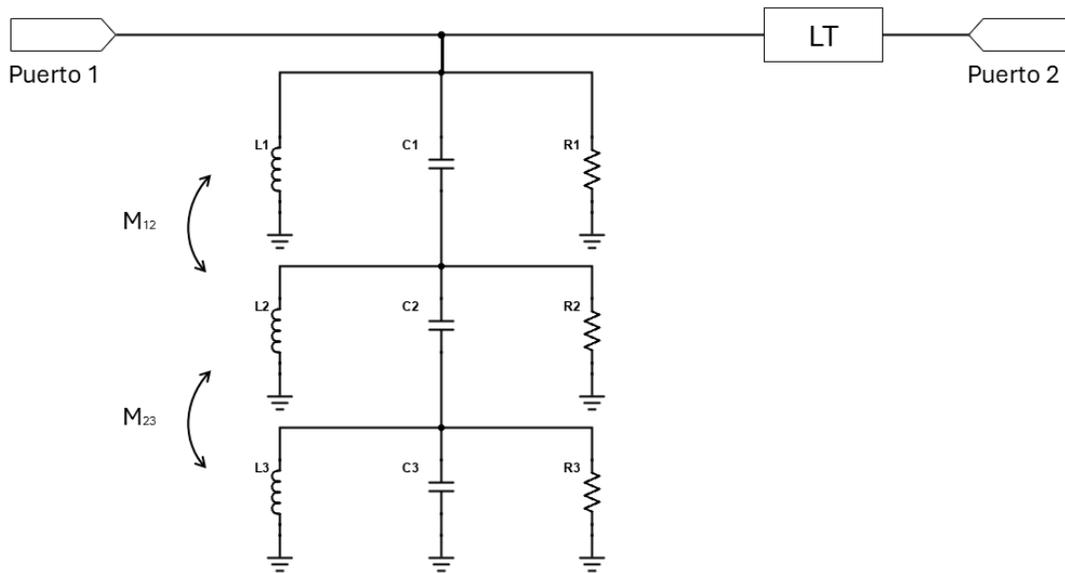


Figura 4.23: Circuito equivalente para una capa de la superficie selectiva de frecuencia.

Los elementos que componen al circuito equivalente mostrado en la Figura 4.23 son las inductancias L_1 , L_2 y L_3 que corresponden al anillo cuadrado, octagonal y circular, respectivamente, además, se presentan las inductancias mutuas M_{12} y M_{23} debidas al acoplamiento magnético existente entre las estructuras metálicas al exterior de las ranuras, como ya se había adelantado. Las capacitancias C_1 , C_2 y C_3 indican la existencia de un campo eléctrico dentro de cada geometría ranurada, mientras que los resistores R_1 , R_2 y R_3 modelan las pérdidas que afectan a los coeficientes de reflexión y transmisión correspondientes a cada ancho de banda, es decir, R_1 modela las pérdidas para el primer ancho de banda asociado al anillo cuadrado, R_2 modela las pérdidas para el segundo ancho de banda asociado al anillo octagonal y R_3 modela las pérdidas para el último ancho de banda asociado al anillo circular. Finalmente, LT es la línea de transmisión que se obtiene a partir de las características del sustrato dieléctrico.

La simulación y optimización del circuito presentado en la Figura 4.23 se realizó con ayuda de software especializado en el diseño y análisis de circuitos electrónicos para alta frecuencia, Advanced Desing System (ADS), haciendo uso de técnicas de optimización y sintonización, obteniendo así una respuesta en frecuencia con coeficientes de reflexión (Figura 4.24) y transmisión (Figura 4.25) similares a los de la celda unitaria.

Los valores obtenidos para cada elemento del circuito equivalente son:

$$\begin{array}{lll} L_1 = 5.0585 [nH] & C_1 = 0.32068 [pF] & R_1 = 7000 [\Omega] \\ L_2 = 1.80064 [nH] & C_2 = 0.14086 [pF] & R_2 = 14001 [\Omega] \\ L_3 = 0.69077 [nH] & C_3 = 0.57081 [pF] & R_3 = 4001 [\Omega] \end{array}$$

Para obtener las inductancias mutuas se hace uso de la siguiente ecuación:

$$M_{mn} = k_{mn} \sqrt{L_m L_n} \quad (4.1)$$

Donde el factor de acoplamiento (k) se obtuvo por medio de técnicas de sintonización, arrojando los siguientes resultados:

$$\begin{array}{l} k_{12} = 0.7721 \\ k_{23} = 0.2719 \end{array}$$

Sustituyendo estos valores en la ecuación 4.1, se obtienen los valores de las inductancias mutuas:

$$\begin{array}{l} M_{12} = 2.3302 [nH] \\ M_{23} = 0.3032 [nH] \end{array}$$

La línea de transmisión se modela haciendo uso de los parámetros del sustrato con base en la frecuencia donde se encuentre el coeficiente de transmisión más alto, que en este caso fue a 13.31 [GHz]. Primeramente se obtiene la impedancia característica de la línea a partir de la ecuación 4.2, donde la impedancia característica del espacio libre está expresada por $Z_0 = 377 [\Omega]$ y ϵ_r es la permitividad relativa del dieléctrico, que para este caso tiene un valor de 3.55, lo que da como resultado que la impedancia característica de la línea es $Z = 200.09 \Omega$.

$$Z = \frac{Z_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (4.2)$$

Para obtener la longitud eléctrica se emplea la ecuación:

$$l_E = \beta l \quad (4.3)$$

Donde l_E es la longitud eléctrica, l es el espesor del dieléctrico utilizado y β es la constante de fase de la línea de transmisión, que se obtiene por medio de la ecuación:

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (4.4)$$

Donde λ se obtiene a partir de la expresión:

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (4.5)$$

Siendo λ_0 la longitud de onda en el espacio libre a la frecuencia donde se encuentra el coeficiente de transmisión más alto, que para nuestro caso es 13.31 [GHz], dando como resultado que $\lambda_0 = 22.53$ [mm], sustituyendo este valor en la ecuación 4.5 se obtiene que $\lambda = 11.95$ [mm], a su vez sustituyendo este valor en la ecuación 4.4 resulta que $\beta = 525.78$ [$\frac{rad}{mm}$]. Finalmente, sustituyendo estos valores en 4.3, se obtiene $l_E = 0.1067$ [rad], que pasándolo a grados $E = 6.11^\circ$. Una vez que se tienen estos valores, se realiza la simulación del circuito y se obtienen los coeficientes de reflexión y transmisión del circuito equivalente, los cuales se comparan con los de la celda unitaria en las Figuras 4.24 y 4.25, respectivamente.

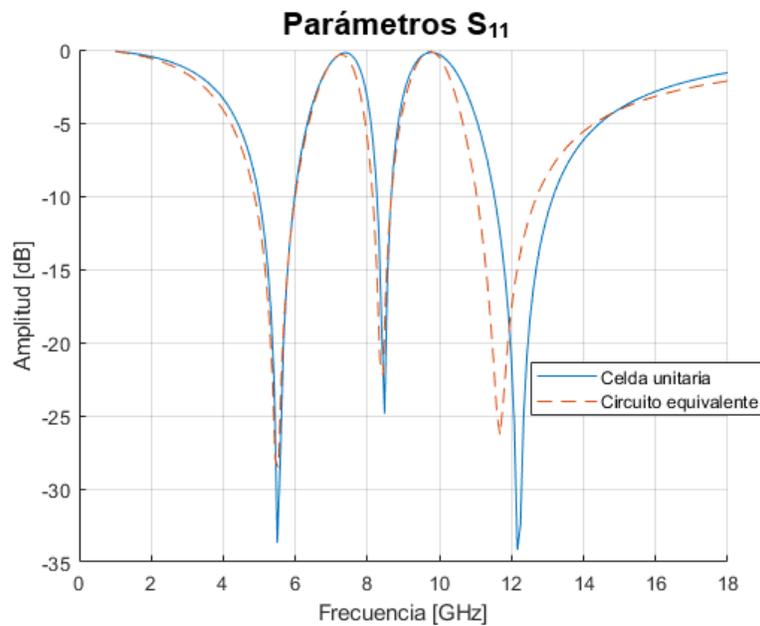


Figura 4.24: Comparación de los coeficientes de reflexión de la celda unitaria y el circuito equivalente.

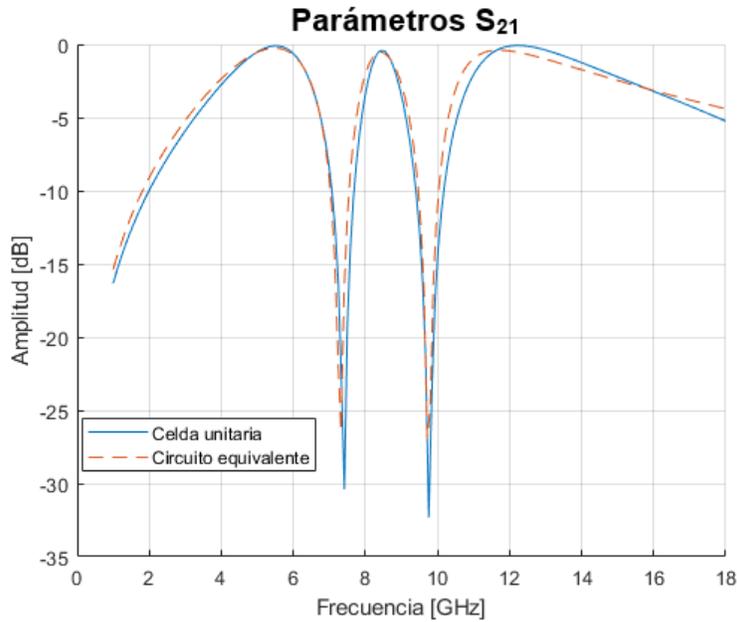


Figura 4.25: Comparación de los coeficientes de transmisión de la celda unitaria y el circuito equivalente.

Debido a que la superficie selectiva de frecuencia es de tercer orden, esto se representa en el circuito equivalente colocando en cascada tres circuitos equivalentes, tal y como se muestra en la Figura 4.26.

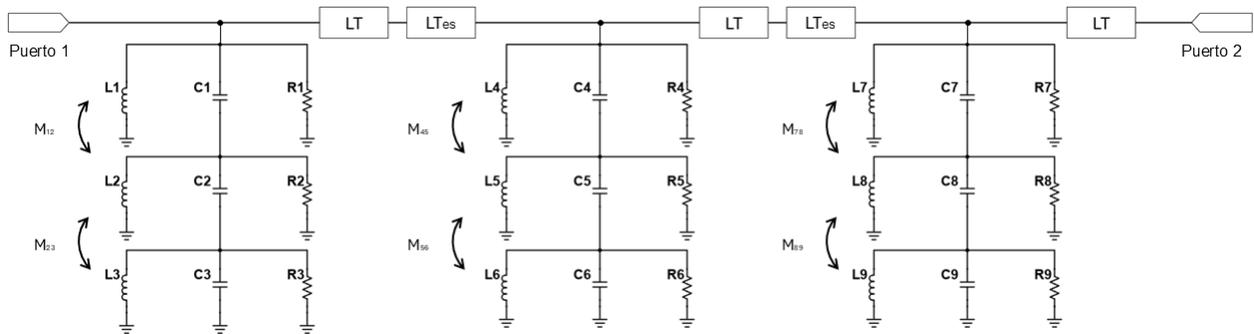


Figura 4.26: Circuito equivalente de la superficie selectiva de frecuencia.

En el circuito previamente mostrado aparece una nueva línea de transmisión (LT_{es}) la cual representa al espacio libre entre las capas de la superficie selectiva de frecuencia; debido a que el tamaño de la celda unitaria es de $10 [mm]$, entonces $E = 45^\circ$, además, como se trata del espacio libre, su impedancia característica será $Z = 377 [\Omega]$. Una vez que se simula el circuito equivalente, se obtienen sus coeficientes de reflexión y transmisión, los cuales se comparan con los de la celda unitaria de la superficie selectiva de frecuencia en las Figuras 4.27 y 4.28, respectivamente.

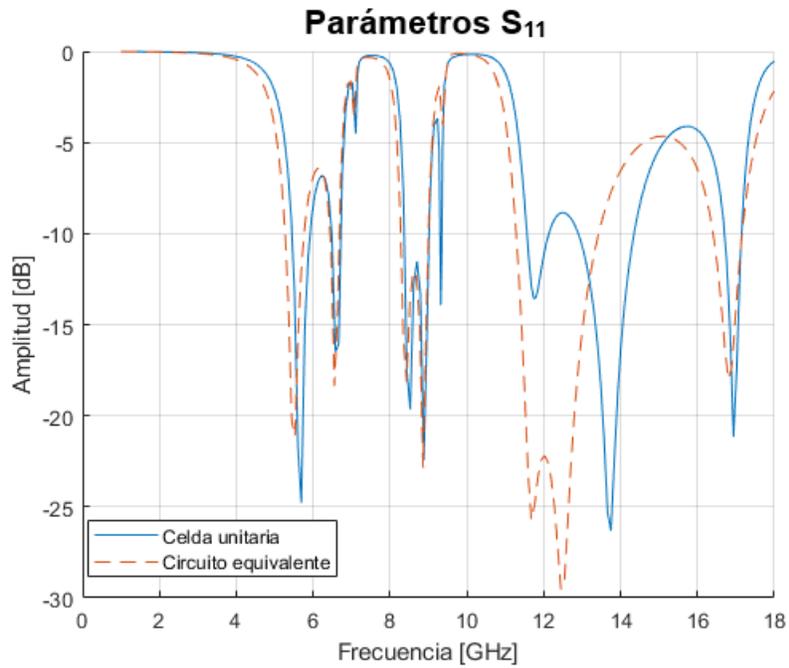


Figura 4.27: Comparación de los coeficientes de reflexión de la celda unitaria y el circuito equivalente.

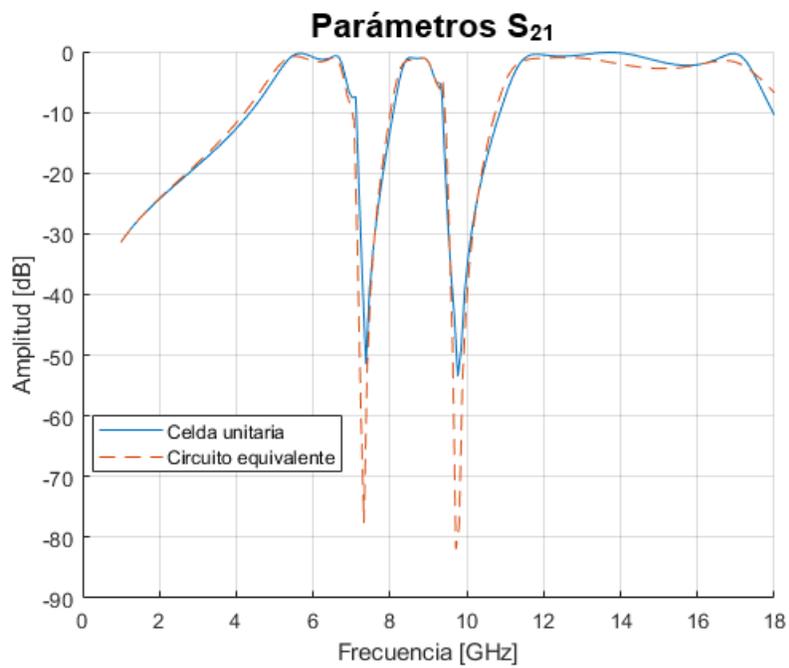


Figura 4.28: Comparación de los coeficientes de transmisión de la celda unitaria y el circuito equivalente.

4.6. Fabricación de la superficie selectiva de frecuencia de tres bandas

La fabricación de la superficie selectiva de frecuencia se realizó haciendo uso de un proceso de fotolitografía para grabar el arreglo periódico de celdas unitarias en una superficie metálica (Figura 4.29) a partir de una mascara diseñada. En el proceso de fotolitografía se utilizó un sustrato dieléctrico de microondas Rogers RO4003C con espesor de $0.203 [mm]$, con permitividad relativa $\epsilon_r = 3.55$ y tangente de pérdidas $\tan\delta = 0.0027$, considerando dimensiones de $11 [cm] \times 11 [cm]$ para las tres capas de la superficie selectiva de frecuencia, es decir, cada capa contiene un total de 121 elementos, distribuidos en arreglos de $11 \text{ celdas} \times 11 \text{ celdas}$, tal y como se muestra en la Figura 4.30.

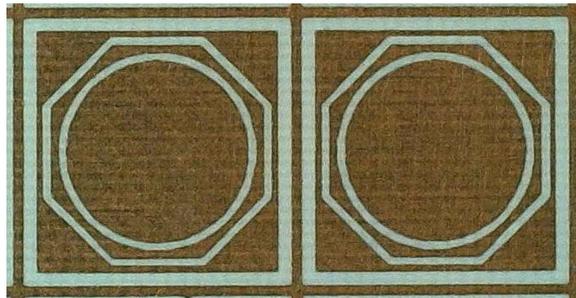


Figura 4.29: Dos celdas unitarias de la superficie selectiva de frecuencia.

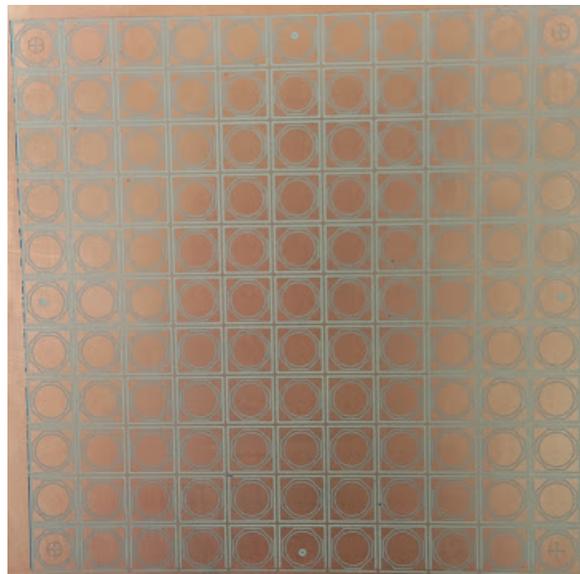


Figura 4.30: Arreglo periódico grabado en el sustrato dieléctrico de microondas Rogers RO4003C.

4.6.1. Montaje de la superficie selectiva de frecuencia

Una vez terminada la fabricación de las tres placas de la superficie selectiva de frecuencia, se colocarán en cascada y se montarán sobre cuatro marcos de plexiglás de $11 [cm] \times 11 [cm]$ con espesor de $2.5 [mm]$ para dar soporte y alineación. Se deben perforar los orificios para los tornillos que servirán para fijar las placas y también perforar las marcas de alineación para colocar los pernos. Debido a que la superficie selectiva de frecuencia diseñada consta de tres placas perfectamente alineadas, es necesario que las marcas de alineación sean perforadas con gran precisión para obtener los mejores resultados posibles, para ello se perforaron dichas marcas con la ayuda de un microscopio, resultando en la superficie selectiva de frecuencia mostrada en la Figura 4.31.

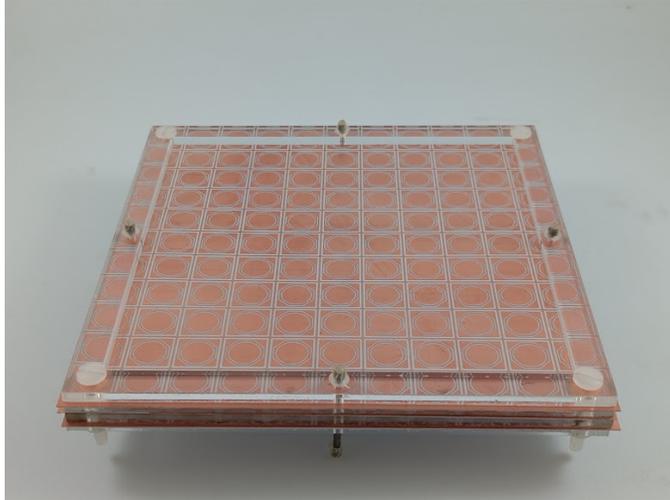


Figura 4.31: Resultado final del proceso de fabricación de la superficie selectiva de frecuencia diseñada.

4.6.2. Mediciones obtenidas

La superficie selectiva de frecuencia fabricada (Figura 4.31) se colocó en un espacio abierto entre dos antenas, obteniendo su respuesta en frecuencia la cual se presenta en la Figura 4.32, donde se comparan los coeficientes de transmisión de la celda unitaria de la superficie selectiva de frecuencia simulada, el circuito equivalente y la superficie selectiva de frecuencia medida. De la Figura 4.32 se observa que el ancho de banda central y el último, se parecen mucho a lo esperado, sin embargo, el primero difiere bastante, pues se presentan valores positivos en los parámetros de transmisión S_{21} atribuidos a errores en la medición que podría mejorarse implementado diferentes elementos, lo que acercaría aun más los resultados a lo esperado.

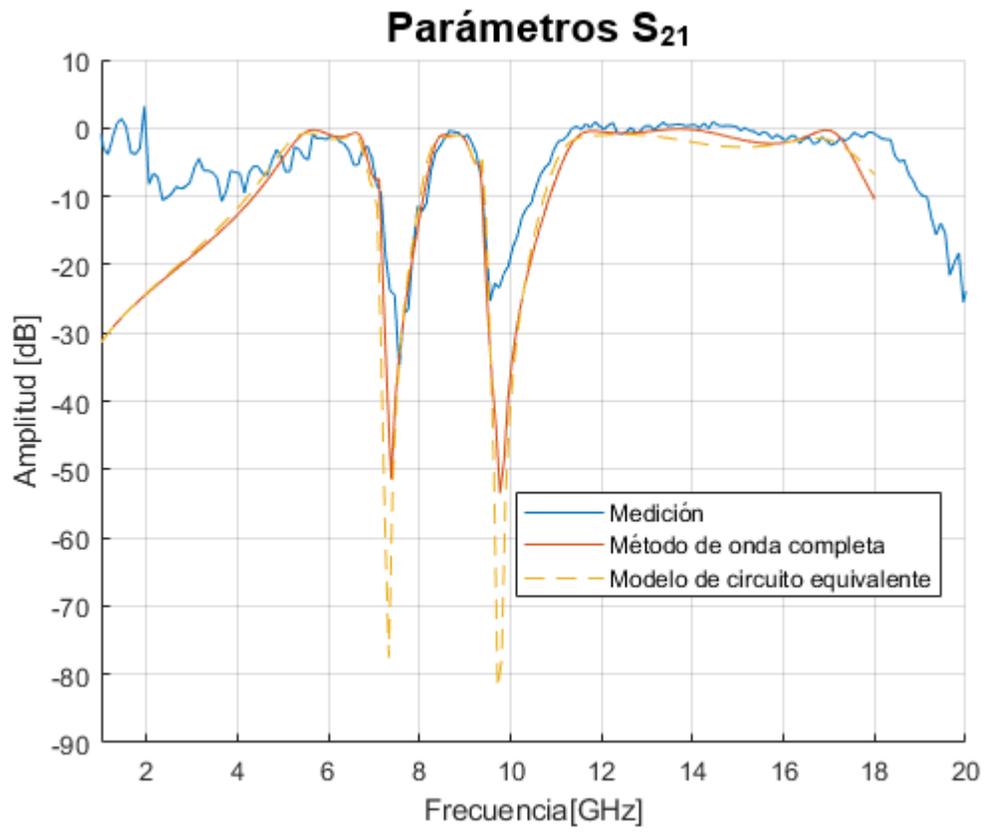


Figura 4.32: Comparación de valores de los coeficientes de transmisión simulados con la medición.

Resultados

El desarrollo de esta tesis dejó como resultado una superficie selectiva de frecuencia con propiedades de filtrado en tres anchos de banda correspondientes al intervalo de las microondas, abarcando desde su diseño hasta su fabricación y medición.

A lo largo del diseño de la celda unitaria de la superficie selectiva de frecuencia se obtuvo que el sustrato cambia la frecuencia de resonancia en un factor que se encuentra entre 1.4 y 1.1, lo que dificultó la obtención de las dimensiones de las geometrías, sin embargo, se obtuvieron las frecuencias de resonancia esperadas, siendo estas de 5.5 GHz , 8.5 GHz y 12 GHz , tal y como se observa en la Figura 4.13. Además, debido a las características esperadas de la superficie selectiva de frecuencia, se decidió incrementar el orden para poder cubrirlas.

Uno de los criterios de diseño fue una respuesta estable para diferentes ángulos de incidencia; para comprobar que la superficie selectiva de frecuencia propuesta cumplía con este criterio, nos auxiliamos del software especializado CST STUDIO SUITE, con el cual se obtuvieron los datos mostrados en la Figura 4.22, donde la respuesta en frecuencia se muestra altamente estable ante diferentes ángulos de incidencia; si bien existe un pico negativo en el tercer ancho de banda, la respuesta general dentro del intervalo del tercer ancho de banda muestra una desviación mínima, con lo cual se puede considerar que la respuesta de este ancho de banda sigue siendo estable, cumpliendo con el criterio de diseño.

Posteriormente se obtuvo el circuito equivalente de la superficie selectiva de frecuencia, el cual modela su comportamiento a partir de circuitos resonantes LCR para representar las características de las geometrías empleadas, incluyendo los efectos del sustrato y el espacio libre con líneas de transmisión.

Se fabricó una superficie selectiva de frecuencia de tres capas en cascada de $11\text{ [cm]} \times 11\text{ [cm]}$ utilizando un proceso de fotolitografía y un sustrato dieléctrico de microondas Rogers RO4003C, obteniendo los resultados expuestos en la Figura 4.32, en la cual también se comparan los resultados obtenidos de la simulación por el método de onda completa y del modelo de circuito equivalente, denotando la respuesta de tipo paso banda de una superficie selectiva de frecuencia de tres bandas de tercer orden, donde el primer ancho de banda es de 1.63 GHz , comprendiendo el intervalo de frecuencias que va desde 5.16 GHz hasta 6.79 GHz , el segundo ancho de banda encontrándose en el intervalo de 8.31 GHz hasta 9.08 GHz , siendo de 0.77 GHz , y un tercer ancho de banda de 6.13 GHz , abarcando el intervalo de frecuencias de 11.27 GHz hasta 17.4 GHz .

De los resultados obtenidos, el coeficiente de transmisión máximo fue de -0.214 [dB] para una frecuencia de 13.31 GHz, además, cabe resaltar que en todos los anchos de banda considerados, la amplitud de las frecuencias de corte se encuentra a -3 [dB], con lo cual se considera que existe una buena coincidencia entre los resultados simulados de la celda unitaria por el método de onda completa, del modelo de circuito equivalente y de la medición de la superficie selectiva de frecuencia.

Conclusiones

Este trabajo presentó el análisis, diseño, simulación, optimización, fabricación y medición de una superficie selectiva de frecuencia con propiedades de filtrado de señales electromagnéticas en tres bandas de frecuencias de microondas, aplicable a distintas áreas.

Para lograr un resultado favorable, se llevó a cabo un proceso de aprendizaje e investigación enfocado en las bases de diseño de una superficie selectiva de frecuencia de tres bandas, partiendo del estado del arte, a partir del cual se comenzó a comprender y analizar el funcionamiento, las consideraciones y limitaciones que presentan las SSF. Sin embargo, en muchas ocasiones los conceptos quedaban algo dispersos, por ello se complementó la investigación del estado del arte con literatura más general sobre el diseño y comportamiento de las SSF.

Como resultado de la investigación se obtuvo un panorama bastante amplio de lo que engloban las SSF, conociendo sus diversas clasificaciones y tipos dentro de las cuales se incluyen las SSF pasivas y activas, los elementos que la conforman y sus geometrías, algunos elementos de control que son utilizados, las diversas aplicaciones que pueden tener, cómo es que su respuesta en frecuencia cambia dependiendo del tipo de elemento, sus dimensiones mínimas y máximas, entre otras consideraciones y características relacionadas a las SSF.

La investigación realizada no solo llevó a comprender el análisis y diseño de las SSF, también englobó el repaso de múltiples temas relacionados con la teoría electromagnética y los circuitos para microondas como las leyes de Maxwell, parámetros S, la propagación de ondas electromagnéticas y sus tipos de polarización, el espectro electromagnético, coeficientes de reflexión y transmisión, entre otros. Dando a entender la complejidad detrás de la operación de una superficie selectiva de frecuencia, sin considerar su diseño y fabricación.

Respecto a la parte del diseño, se considera que una superficie selectiva de frecuencia puede ser tan compleja o tan sencilla como se desee, por ejemplo, se pueden realizar ajustes para convertirla en una superficie selectiva de frecuencia activa utilizando dispositivos de control para tener características reconfigurables y de conmutación, también la utilización de geometrías complejas de tipo fractal o complementarias.

La investigación realizada en conjunto con las especificaciones requeridas, dieron las pautas para seleccionar las geometrías de tipo anillo ranurado por la respuesta de tipo paso banda que estas presentan, siendo los anillos cuadrados y circulares los más utilizados y con mejores respuestas presentando insensibilidad al cambio del ángulo de incidencia y al cambio de polarización, además, la búsqueda de una geometría diferente llevó a considerar las geometrías con un número de lados

impar, sin embargo, esta idea se descartó rápidamente porque no presentaban simetría respecto a los ejes x y y , lo que significa una mayor sensibilidad a cambios en el ángulo de incidencia y la polarización de la onda incidente, lo cual resultó en considerar geometrías con un número de lados par, siendo las dos propuestas un anillo hexagonal y uno octagonal, los cuales denotan características similares, pero como el anillo octagonal no fue ampliamente mencionado como el anillo hexagonal, se decidió descartar este último.

Como parte del proceso de diseño, se obtuvo el circuito eléctrico equivalente que modela el comportamiento de la superficie selectiva de frecuencia de tres capas en cascada, logrando una buena coincidencia con la simulación electromagnética de la celda unitaria.

Finalmente, el objetivo principal de este trabajo escrito se ve culminado con la fabricación de una superficie selectiva de frecuencia con propiedades de filtrado de ondas electromagnéticas en tres bandas dentro del intervalo de las microondas, siendo los tres anchos de banda de 1.63 GHz ($5.16 \text{ GHz} - 6.79 \text{ GHz}$), 0.77 GHz ($8.31 \text{ GHz} - 9.08 \text{ GHz}$) y 6.13 GHz ($11.27 \text{ GHz} - 17.4 \text{ GHz}$), respectivamente, obteniendo una buena coincidencia entre los resultados simulados de la celda unitaria, del circuito equivalente y de la medición de la superficie selectiva de frecuencia. Cumpliendo, además, en su totalidad con las características de diseño especificadas, para la cual se presenta su análisis, diseño, simulación, optimización, fabricación y las mediciones obtenidas, generando de igual forma una investigación enfocada en las SSF, dentro de la cual se obtuvieron conocimientos nuevos, a la par que se reforzaron algunos ya adquiridos.

Referencias

- [1] J. L. Valdez García, “Superficie selectiva de frecuencia totalmente dieléctrica impresa en 3d a base de pla/agua,” 2019.
- [2] M. A. Rodríguez-Barrera, “Ancho de banda en superficies selectivas en frecuencia tipo cruz de dipolo,” *Revista Científica*, 2018.
- [3] G. Shah, Q. Cao, Z. Ul Abidin, and Z. Amin, Faisal y Ahmed Dayo, “A triband multifunction frequency selective surface,” *IEEE*, 2023.
- [4] R. S. Anwar, L. Mao, and H. Ning, “Frequency selective surfaces: A review,” *MDPI*, 2018.
- [5] D. J. Griffiths, *INTRODUCTION TO ELECTRODYNAMICS*. Pearson Education, 2013.
- [6] C. S. Baird, “Electromagnetism,” *AccessScience, McGraw Hill*, 2024.
- [7] J. D. Jackson, *Classical Electrodynamics*. John Wiley Sons, 1962.
- [8] F. T. Ulaby, *Fundamentos de aplicaciones en electromagnetismo*. PRENTICE HALL/PEARSON, 2007.
- [9] D. K. Cheng, *Fundamentos de electromagnetismo para ingeniería*. Pearson Education, 1998.
- [10] National Aeronautics and Space Administration. (2016) Anatomy of an electromagnetic wave. [Online]. Available: https://science.nasa.gov/ems/02_anatomy/
- [11] J. Bará Temes, *Ondas electromagnéticas en comunicaciones*. UPC, 1999.
- [12] J. A. Bava and A. J. Sanz, *Microondas y Recepción Satelital*. Hispano Americana, 1995.
- [13] A. Zangwill, *Modern Electrodynamics*. Cambridge University Press, 2012.
- [14] National Aeronautics and Space Administration. (2013) The electromagnetic spectrum. [Online]. Available: <https://imagine.gsfc.nasa.gov/science/toolbox/emspectrum1.html>
- [15] C. L. Álvarez, *Derecho de las telecomunicaciones*. UNAM, Posgrado Derecho, 2012.
- [16] J. Bará Temes, *Circuitos de microondas con líneas de transmisión*. UPC, 1996.
- [17] B. A. Munk, *Frequency Selective Surfaces: theory and design*. JOHN WILEY SONS, INC., 2000.

- [18] H. Zhou, S. Qu, Z. Xu, J. Wang, H. Ma, W. Peng, B. Lin, and P. Bai, "A tri-band second-order frequency selective surface," *IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS*, 2011.
- [19] G. Shan, C. Gao, H. Pu, and C. Chen, "A tri-band second-order frequency selective surface designing and analysis," *E3S Web of Conferences*, 2021.
- [20] B. Sátiro da Silva, A. L. Pereira de Siqueira Campos, M. E. Tavares Sousa, A. Gomes Neto, and H. Dionísio de Andrade, "A tri-band complementary frequency selective surface with very closely spaced resonances," *IET Microwaves, Antennas Propagation*, 2022.
- [21] Z. He, Y. Shao, J. Huang, C. Zhang, and J. Zhang, "A tri-band highly selective passband frequency selective surface based on multi-layer coupling," *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting (APS/URSI)*, 2021.
- [22] M. Yan, J. Wang, Z. Li, J. Wang, L. Zheng, J. Zhang, and S. Qu, "Second-order tri-band frequency selective surface with high selectivity," *IEEE Conference*, 2018.
- [23] S. Vahida and K. Shambavi, "A single layer tri-band frequency selective surface for wifi and amateur radio applications," *IEEE (ICSTM)*, 2017.
- [24] H. Li, Q. Cao, C. Yang, and Y. Wang, "Study of miniaturized tri-band combined-element frequency selective surface (cefss)," *IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications (IMWS-AMP)*, 2015.
- [25] M. Abdollahvand, K. Forooraghi, J. A. Encinar, Z. Atlasbaf, and E. Martinez-de Rioja, "Design and demonstration of a tri-band frequency selective surface for space applications in x, k, and ka bands," *Microwave and Optical Technology Letters*, 2020.
- [26] S. Dey and S. Dey, "Conformal miniaturized angular stable tri-band frequency selective surface for emi shielding," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2022.
- [27] H. Fabian-Gongora, A. E. Martynyuk, J. Rodriguez-Cuevas, and J. I. Martinez-Lopez, "Closely spaced tri-band frequency selective surfaces based on split ring slots," *Electronics Letters*, 2016.
- [28] Z. Li, X. Weng, X. Yi, K. Li, W. Duan, and M. Bi, "Design and analysis of a complementary structure-based high selectivity tri-band frequency selective surface," *Scientific Reports*, 2024.
- [29] U. Mahaveer, K. T. Chandrasekaran, M. P. Mohan, A. Alphones, M. Y. Siyal, and M. F. Karim, "A tri-band frequency-selective surface," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, 2021.
- [30] K. Tao, B. Li, Y. Tang, and Q. Wu, "Multi-layer tri-band frequency selective surface using stepped-and uniform-impedance resonators," *Electronics Letters*, 2016.
- [31] F. Wang, "A tri-band angularly stable frequency selective surface with controllable resonances for em shielding," *Frequenz*, 2020.
- [32] S. Wu, M. Chen, C. Wang, and X. Wu, "A novel tri-band frequency selective surface," *Journal of Physics: Conference Series*, 2020.

- [33] S. Yadav, M. M. Sharma, and R. K. Singh, "A polarization insensitive tri-band bandpass frequency selective surface for wi-max and wlan applications," *Progress In Electromagnetics Research Letters*, 2021.
- [34] Z. Yu, W. Tang, Y. Li, and J. Zhu, "Highly-selective, closely-spaced, tri-band bandpass three-dimensional frequency selective surface," *IEICE Electronics Express*, 2020.
- [35] V. H. Gómez Rivera, "Diseño y fabricación de superficies selectivas de frecuencia como absorbedores de radiación en longitudes de onda milimétrica," Master's thesis, Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y Electrónica, 2012.
- [36] F. Costa, A. Monorchio, and G. Manara, "An overview of equivalent circuit modeling techniques of frequency selective surfaces and metasurfaces," *ACES*, 2014.
- [37] R.P. (2021) Iberia abre un avión para enseñar al público general qué es el radomo. [Online]. Available: <https://www.preferente.com/la-chispa/iberia-abre-un-avion-para-ensenar-al-publico-general-que-es-el-radomo-313888.html>
- [38] Déti MICROWAVE. (2024) Rf and microwave filters : A general discussion. [Online]. Available: <https://www.deti-microwave.com/rf-and-microwave-filters-a-general-discussion/>
- [39] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*. John Wiley Sons, Inc., 2012.
- [40] G. L. MATTHAEI, L. YOUNG, and E. M. T. JONES, *Microwave filters, impedance-matching networks, and coupling structures*. ARTECH HOUSE, 1980.
- [41] A. Kapoor, R. Mishra, and P. Kumar, "Frequency selective surfaces as spatial filters: Fundamentals, analysis and applications," *Alexandria Engineering Journal*, 2022.
- [42] R. C. Arizabalo Díaz, "Superficie selectiva de frecuencia reconfigurable basada en resonadores de anillos metálicos controlada con interruptores MEMS para la banda X," Master's thesis, Universidad Nacional Autónoma de México, 2011.
- [43] R. Sibaja Palafox, "Superficies selectivas de frecuencia reconfigurables para sistemas de antenas," Master's thesis, Universidad Nacional Autónoma de México, 2016.
- [44] T.-K. Wu, *Frequency Selective Surfaces*. John Wiley Sons, INC., 2005.
- [45] Hioki. (2024) Prueba de constante dieléctrica y características de temperatura de tangente de pérdida dieléctrica en materiales aislantes eléctricos. [Online]. Available: https://www.hioki.com/us-es/learning/applications/detail/id_n761666#:~:text=La%20tangente%20de%20p%C3%A9rdida%20diel%C3%A9ctrica%20%CE%B4%20sirve%20como%20indicador%20cuantitativo,se%20pierda%20como%20energ%C3%ADa%20t%C3%A9rmica.
- [46] UNAD. (2024) Electrodinámica y ondas. [Online]. Available: <https://repository.unad.edu.co/bitstream/handle/10596/6555/203058-;jsessionid=8D92CACD7688D8E0F44825BD42A2FEC9.jvm1?sequence=3>
- [47] T. K. Wu, *Frequency Selective Surface and Grid Array*. JOHN WILEY SONS, INC., New York, NY, 1995.

- [48] D. Singh, A. Kumar, and S. R. Meena, "Analysis of frequency selective surfaces for radar absorbing materials," *Progress In Electromagnetics Research B*, 2012.
- [49] J. Y. Robles López, "Diseño de una superficie selectiva de frecuencia multibanda para microondas," 2023.
- [50] 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, 2021.