



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

FACULTAD DE INGENIERÍA

Superficies Selectivas de Frecuencia para microondas

TESIS

Que para obtener el título de

Ingeniera Eléctrica Electrónica

P R E S E N T A

Sandra Nieves Díaz

DIRECTORA DE TESIS

Dra. Lourdes Martínez López



Ciudad Universitaria, Cd. Mx., 2023

Agradecimientos

¡Hola!

Espero que te encuentres muy bien, si llegaste a este apartado y sobre todo a este trabajo de tesis, quiero de antemano darte la gracias, espero que este escrito te sea de ayuda en alguna investigación que realices y especialmente te permita conocer más del tema.

Por otro lado, he de confesarte, que cuando consultaba las tesis de otras personas para alguna tarea o para el desarrollo de mi tesis, siempre disfruté de leer los agradecimientos. Y mis razones para hacerlo siempre han sido dos: la primera de ellas se asocia a que me gusta mucho saber cómo se sienten las personas al llegar a este punto de su carrera, y la segunda es porque comparto la emoción, la nostalgia y el amor con que dirigen sus palabras a quiénes estuvieron presentes en esta etapa.

Y bueno, ahora que me toca a mí escribir mis agradecimientos, viene a mi cabeza un montón de personas a las cuales me gustaría agradecer, entonces sin más demora comenzaré dando gracias:

A Dios por guiarme y permitirme llegar a este punto. Me emociona mucho saber que hoy estoy culminando mi carrera y que doy comienzo a una nueva etapa de mi vida.

Ahora bien, quiero darle las gracias a mi familia y particularmente a las siguientes personas: Hilda, Pedro, Reyna, Sergio, Alberto y Milla.

Hilda o mejor conocida como mamá, le agradezco infinitamente todo el apoyo incondicional que me ha brindado a lo largo de los años, gracias por estar conmigo en las buenas y no tan buenas y sobre todo gracias por permitirme ser parte de tu vida. Te amo mamá.

Pedro y Reyna o mejor conocidos como papás adoptivos, les agradezco que me hayan dado un lugar en su familia, así mismo doy gracias de todo corazón por el amor y las enseñanzas que me han brindado desde mi niñez hasta ahora.

Te doy gracias, Sergio, por tu amistad, tu apoyo incondicional y tus palabras de aliento en cada paso que doy. Gracias hermano por estar, por cuidarme y por acompañarme el día de hoy.

Alberto, también conocido como Betini, gracias por acompañarme todos estos años, eres mi mejor amigo, mi compañero de vida, mi confidente y sobre todas las cosas mi hogar. Estoy eternamente agradecida contigo porque me has apoyado en mil maneras, he aprendido tantas cosas gracias a ti, y he disfrutado de la vida como no tienes idea. Gracias por compartir tu tiempo conmigo, todo de ti es maravilloso y es por eso que, celebro y doy gracias al universo por estar juntos. Te amo mucho Escuichi.

Asimismo, quiero darle las gracias a Milla, por ser mi amiga, mi señora de confianza y mi manita. En verdad agradezco que me hayas dado la oportunidad de volver a formar parte de tu vida, admiro la mujer que eres, te aprecio y te quiero con todo mi corazón.

Agradezco a mis sinodales, los Doctores Jorge Rodríguez Cuevas, Lourdes Martínez López, Pablo Roberto Pérez Alcázar, Saúl De la Rosa Nieves y Francisco Javier Martínez Rodríguez, por su tiempo dedicado a la revisión de este trabajo de tesis, por sus consejos y opiniones que me permitieron enriquecerlo.

Ahora bien, quiero agradecer a mi asesora de tesis, la Dra. Lourdes, por su enorme paciencia que tuvo conmigo. Estoy eternamente agradecida con ella porque me brindó su apoyo y sin su ayuda yo no estaría aquí escribiendo estas líneas. En verdad gracias Dra., la aprecio y la admiro con demasía.

Le agradezco también al Profesor Larry Escobar por sus palabras de aliento y por todo su apoyo que me ha brindado.

También agradezco a todos mis amigos y compañeros que me acompañaron hasta el día de hoy y con los que tuve la oportunidad de no sólo compartir clases, sino que también un pedazo de mi vida, particularmente estoy agradecida con: César y Palacios. En verdad gracias por estar aquí.

Agradezco también a Miguel, por haberme apoyado económicamente en mis estudios.

Finalmente, quiero dar gracias a la DGAPA por permitirme participar en los Proyectos PAPIIT IA104921 e IA104323 y a mi casa de estudios la Universidad Nacional Autónoma de México por la educación que me ha brindado estos años.

Índice

Introducción	1
Capítulo 1. Ondas electromagnéticas	
1.1 Ecuaciones de Maxwell	4
1.2 Onda electromagnética.....	6
1.3 Propagación de las ondas electromagnéticas	7
1.3.1 Ecuación de onda para un medio libre de cargas	8
1.3.2 Ondas planas uniformes	10
1.4 Polarización de las ondas electromagnéticas.....	13
1.4.1 Polarización lineal	13
1.4.2 Polarización circular	14
1.4.3 Polarización circular a la izquierda	14
1.4.4 Polarización circular a la derecha	15
1.4.5 Polarización elíptica.	16
1.5 Espectro electromagnético.....	18
1.5.1 Espectro radioeléctrico.....	19
1.5.2 Microondas.	20
1.5.3 Características y ventajas de las microondas.....	21
Capítulo 2. Superficies Selectivas de Frecuencia (SSF)	
2.1 Superficie Selectiva de Frecuencia.....	22
2.2 Estado del arte de las <i>SSF</i>	23

2.3	T ipos de <i>SSF</i>	50
2.4	SSF de acuerdo con su geometría	50
2.4.1	<i>SSF</i> con elementos básicos.....	50
2.4.2	<i>SSF</i> con elementos retorcidos o contorneados.....	52
2.4.3	<i>SSF</i> con elementos fractales.....	52
2.5	SSF de acuerdo con su estructura	53
2.5.1	<i>SSF</i> con estructura de una sola capa	53
2.5.2	<i>SSF</i> con estructura multicapa	55
2.5.3	<i>SSF</i> con estructura AFA.....	56
2.5.4	<i>SSF</i> con estructura de tridimensional.....	56
2.6	A plicaciones de las <i>SSF</i>	57
2.6.1	<i>SSF</i> meta-skin	58
2.6.2	<i>SSF</i> ópticas	59
2.6.3	<i>SSF</i> textiles	59
2.6.4	<i>SSF</i> portátiles	61
2.6.5	<i>SSF</i> absorbentes	63
2.7	C aracterísticas de diseño de las <i>SSF</i>	65

Capítulo 3. **SSF** utilizadas en frecuencias de microondas

3.1	F iltrado de señales	66
3.2	A nálisis de elementos utilizados.....	67
3.3	R espuesta en frecuencia de <i>SSF</i>	68

3.4	SSF pasivas.....	70
3.5	SSF activas	71
3.6	Dispositivos utilizados en las SSF activas	72

Capítulo 4. Diseño de SSF para microondas

4.1	Requerimientos de diseño de las SSF	73
4.2	Concepto de diseño de las SSF	73
4.3	Análisis del elemento resonador	75
4.4	Simulación de las SSF	76
4.5	Respuesta en frecuencia de las SSF diseñadas	81
4.6	Circuito equivalente de las SSF	87
4.7	Resultados	91

	Conclusiones.....	92
--	-------------------	----

	Referencias.....	94
--	------------------	----

Introducción

Actualmente los sistemas de comunicaciones requieren la recepción adecuada de las señales electromagnéticas, esto se complica ya que se tiene un aumento en la cantidad de dispositivos inalámbricos operando en la misma banda de frecuencias, provocando una saturación en el espectro radioeléctrico, y con múltiples fuentes de radiación se producirán interferencias electromagnéticas, por lo que es necesario la utilización de estructuras que sean capaces de filtrar adecuadamente las señales y evitar la interferencia de señales no deseadas, así como tener un mayor ancho de banda, bajas pérdidas, alta eficiencia, fácil fabricación y bajo costo, para su integración en los diferentes sistemas de comunicaciones de alta frecuencia en el intervalo de microondas (300 MHz a 300 GHz), comprendiendo las bandas de Ultra Alta Frecuencia (Ultra High Frequency, por sus siglas en inglés UHF), Súper Alta Frecuencia (Super High Frequency o SHF) y Extremadamente Alta Frecuencia (Extremely High Frequency o EHF) [1].

La utilización de las señales de microondas ofrece muchas ventajas en comunicaciones, ya que a mayores frecuencias se tiene un mayor número de canales de transmisión y con esto un aumento de la cantidad de información, se tiene también inmunidad al ruido producido por el hombre, así como la propagación a través de la ionósfera con pérdidas mínimas y mayor directividad de las antenas, además a frecuencias más altas las antenas son pequeñas, facilitando su diseño y fabricación [2].

Las microondas tienen diferentes aplicaciones, en radar como por ejemplo la localización de objetivos tanto en aire, tierra y mar, en el control de tráfico aéreo, seguimiento de misiles, en sistemas anticolidión, así como también en radiometría y radioastronomía, aplicaciones en comunicaciones, televisión, transmisión de larga distancia, sistemas satelitales, Sistemas de Posicionamiento Global (GPS), redes de computadoras locales inalámbricas (WLANS) y otras aplicaciones como es el monitoreo remoto, calentamiento y en el diagnóstico y tratamiento médico [3].

Las Superficies Selectivas de Frecuencia (SSF) ofrecen una solución al problema de saturación e interferencia de señales, ya que con su utilización se puede aumentar la capacidad, así como disminuir la interferencia y mantener aislada la radiación de señales no deseadas, debido a sus características que permiten el filtrado de frecuencias, así como sus propiedades multifuncionales y de reconfigurabilidad. Por su versatilidad, las SSF tienen diferentes aplicaciones en la transmisión y reflexión, así como también en la absorción de ondas electromagnéticas en banda o multibanda [4].

Las SSF son arreglos periódicos bidimensionales planos que se comportan como filtros espaciales de ondas electromagnéticas formadas por elementos de parches metálicos impresos sobre un sustrato dieléctrico o de ranuras (aperturas) en una pantalla metálica. Los elementos pueden tener diferentes geometrías dependiendo de la aplicación y su respuesta depende de la frecuencia, del tipo de polarización y del ángulo de incidencia [5].

Las frecuencias dentro de su banda de paso son transmitidas, mientras que las frecuencias comprendidas en su banda de rechazo son reflejadas. La respuesta de transmisión y reflexión de una SSF está relacionada con la geometría del elemento, las propiedades del sustrato dieléctrico como pueden ser su espesor y sus características dieléctricas, así como las condiciones de frontera. Es posible cambiar de forma dinámica esta respuesta en frecuencia al utilizar dispositivos electrónicos [6].

Las SSF tienen diferentes aplicaciones que van desde sistemas de microondas hasta comunicaciones por radar y satélite. Debido a la aplicación, las SSF pueden ser utilizadas para reducir la sección transversal de radar (RCS) de sistemas de comunicaciones, se utilizan también en antenas reflectoras, radomos, subreflectores, polarizadores, filtros, absorbedores, arreglos transmisivos y reflectivos para microondas, también se han utilizado en el desarrollo de conductores magnéticos artificiales, superficies de alta impedancia, metamateriales y metasuperficies [5].

Entre los elementos utilizados en las SSF se encuentran los dipolos en cruz, lazo cuadrado, anillos circulares y sus combinaciones. Los parches o ranuras (aperturas) de anillos circulares ofrecen el mejor desempeño, ya que presentan estabilidad angular, teniendo una baja sensibilidad a las variaciones del ángulo de incidencia, además en este tipo de geometría se puede utilizar tanto polarización lineal como circular, también se presentan bajas pérdidas y baja polarización cruzada [7].

Con el desarrollo de este tema de tesis se plantea una investigación sobre las SSF y sus diversas aplicaciones, así como el análisis, diseño y simulación de SSF y la optimización de la geometría del elemento resonador de la celda unitaria que conformará este tipo de superficies, con el objetivo de obtener el mejor comportamiento en filtrado de señales, así como bajas pérdidas y bajo costo, para su adecuada integración en los sistemas de comunicaciones en frecuencias de microondas [1].

Objetivo general

Análisis, diseño, simulación y optimización de las SSF utilizadas para el filtrado de señales electromagnéticas en frecuencias de microondas, para su adecuada integración en los sistemas de comunicaciones.

Objetivos específicos

- Investigación de las diferentes geometrías utilizadas en los elementos resonadores de las SSF.
- Análisis, diseño, simulación y optimización de las SSF con geometría de elemento tipo anillo ranurado aplicada en la banda Ka (26 a 40 GHz), utilizando software de análisis y diseño electromagnético en 3D.
- Obtención del comportamiento en frecuencia de las SSF diseñadas.
- Obtención del circuito equivalente de las SSF, utilizando software especializado en el análisis y diseño de circuitos electrónicos de alta frecuencia.

Es importante destacar que el presente trabajo está organizado en cuatro capítulos, el primer apartado habla sobre las ondas electromagnéticas, sus características y propiedades. Por su parte el capítulo 2, explica lo que son las Superficies Selectivas de Frecuencia, posteriormente se realiza una investigación del estado del arte con base en SSF tipo paso banda, se describe de manera detallada los tipos y geometrías de elementos resonadores y así mismo, se da a conocer las diversas aplicaciones y características de diseño de las SSF. El capítulo 3 muestra la utilización de las SSF para el filtrado de señales de frecuencias de microondas, así como el análisis de su respuesta en frecuencia, y finalmente el capítulo 4 realiza el análisis, diseño, simulación y optimización de las SSF para microondas de banda ancha con aplicación en la banda Ka. También se presenta el análisis, diseño y simulación de su circuito equivalente.

Capítulo 1. Ondas electromagnéticas

La teoría electromagnética es un conjunto de leyes y conceptos que describen los fenómenos relacionados con la electrostática, magnetostática y campos eléctricos y magnéticos variables [8].

Ahora bien, el presente capítulo tiene como objetivo estudiar los campos variantes en el tiempo mediante las ecuaciones de Maxwell, así mismo se define qué es una onda electromagnética, se describe la propagación y la polarización de estas, y finalmente se explica cómo está conformado el espectro electromagnético, pues recordemos que la luz, los rayos X, el infrarrojo y las microondas son ondas electromagnéticas, las cuales se diferencian entre sí por su longitud de onda y frecuencia.

1.1 Ecuaciones de Maxwell

James Clerk Maxwell formuló una serie de ecuaciones las cuales nos permiten estudiar los fenómenos electromagnéticos que varían en el tiempo.

En la Tabla 1 se muestran las cuatro expresiones que componen a las ecuaciones de Maxwell en su forma integral y diferencial, respectivamente.

Tabla 1. Ecuaciones de Maxwell en su forma integral, diferencial y su importancia [9].

$\oint \vec{E} \cdot d\vec{s} = \frac{Q_{enc}}{\epsilon}$	$\nabla \cdot \vec{E} = \rho_v / \epsilon$	Ley de Gauss para la electricidad
$\oint \vec{B} \cdot d\vec{s} = 0$	$\nabla \cdot \vec{B} = 0$	Ley de Gauss para el magnetismo
$\oint_C \vec{E} \cdot d\vec{l} = - \int_S \frac{d\vec{B}}{dt} \cdot d\vec{s}$	$\nabla \times \vec{E} = - \frac{d\vec{B}}{dt}$	Ley de Faraday
$\oint_C \vec{B} \cdot d\vec{l} = \int_S (J + \epsilon \frac{d\vec{E}}{dt}) \cdot d\vec{s}$	$\nabla \times \vec{B} = \mu J + \mu\epsilon \frac{d\vec{E}}{dt}$	Ley de Ampere-Maxwell

La primera fórmula también conocida como Ley de Gauss en su forma integral, nos indica que el total del campo eléctrico (\vec{E}) a través de una superficie cerrada es igual a la carga neta encerrada en su interior (Q_{enc}), dividida entre la permitividad eléctrica absoluta (ϵ). Dicha expresión nos permite calcular de forma simple el campo eléctrico (\vec{E}), debido a múltiples cargas puntuales o distribución de cargas continuas siempre y cuando estas presentan buenas propiedades de simetría [8],[9].

Por su parte, la Ley de Gauss en su forma diferencial nos dice que la divergencia del campo eléctrico da una medida de la densidad de las fuentes. Observe que ρ_v nos indica la densidad de carga eléctrica por unidad de volumen, mientras que ε es la permitividad.

Es importante recordar que la permitividad eléctrica absoluta denotada con la letra griega ε , es la tendencia de un material a polarizarse ante la aplicación de un campo eléctrico, ε se mide en farads por metro y se expresa como:

$$\varepsilon = \varepsilon_r \varepsilon_0 \left[\frac{F}{m} \right]$$

Donde, ε_r es una cantidad sin unidades llamada permitividad relativa o constante dieléctrica del material, mientras que ε_0 es la permitividad del vacío cuyo valor es igual a $8.854 \times 10^{-12} \left[\frac{F}{m} \right]$.

Por su parte las dimensiones del campo eléctrico son volts por metro $\left[\frac{V}{m} \right]$ o Newtons por Coulomb $\left[\frac{N}{C} \right]$.

La segunda ecuación también recibe el nombre de Ley de Gauss, pero a diferencia de la primera ecuación, esta expresión matemática está relacionada con el campo magnético y no con el campo eléctrico. La Ley de Gauss para el campo magnético nos indica que la magnitud de la densidad de campo magnético \vec{B} en una superficie cerrada será igual a cero. Para comprender mejor porque sucede esto, debemos recordar que las líneas de un campo magnético a grandes rasgos son líneas continuas, las cuales forman bucles cerrados sin principio ni fin, cuyo sentido de dirección es de polo norte a polo sur. Bajo esta premisa es necesario subrayar que los polos norte y sur no pueden separarse, por lo que nunca obtendremos monopolos magnéticos, así al encerrar en una superficie una fuente de campo magnético, obtendremos que el flujo magnético no entra ni sale, entonces el valor de la integral y el valor de la divergencia de \vec{B} es cero.

Por su parte la Ley de Faraday nos dice que un campo magnético es capaz de producir una corriente eléctrica. El signo negativo está asociado al sentido de la corriente inducida, la cual se opone a la causa que la produce. Por su parte, dicha expresión en su forma diferencial nos dice que un campo magnético variante en el tiempo induce un campo eléctrico \vec{E} cuyo rotacional es igual al negativo de la derivada con respecto al tiempo de \vec{B} .

Finalmente, la Ley de Ampere-Maxwell nos explica que el campo magnético en una superficie cerrada es igual al producto de la permeabilidad magnética por la suma de dos tipos de corrientes, la corriente de conducción y la corriente de desplazamiento. Como podemos ver de la Tabla 1 la ley de Ampere-Maxwell, tanto en su forma diferencial e integral encontraremos a J , la cual está asociada a la densidad de corriente de convección que fluye a través de la superficie y que a su vez es igual a la corriente de conducción denotada por I_c . Por otro lado, el segundo termino de la ley de Ampere-Maxwell, es decir, $\varepsilon \frac{d\vec{E}}{dt}$, está relacionado con la corriente de desplazamiento (I_d), es decir que:

$$I_d = \varepsilon \frac{d\vec{E}}{dt}$$

Donde sabemos que ϵ es la permitividad eléctrica absoluta y $\frac{d\vec{E}}{dt}$ es la derivada del campo eléctrico. Es decir que la ecuación cuatro de las ecuaciones de Maxwell se pueden reescribir como:

$$\oint_C \vec{B} \cdot d\vec{l} = (I_c + I_d)\mu$$

En donde sabemos que la permeabilidad magnética denotada por la letra griega μ , es una constante asociada a la capacidad que tienen los materiales para establecer líneas de flujo magnético, su unidad de medida es Henry sobre metro y se define como:

$$\mu = \mu_r \mu_0 \left[\frac{H}{m} \right]$$

Donde, μ_r es un valor el cual no tiene unidades y que recibe el nombre de permeabilidad magnética relativa del material, mientras que μ_0 es la permeabilidad magnética del espacio libre, cuyo valor es igual a $4\pi \times 10^{-7} \left[\frac{H}{m} \right]$.

1.2 Onda electromagnética

Las *ondas electromagnéticas* son el resultado del acoplamiento de los campos eléctrico y magnético y dicha perturbación es capaz de desplazarse a través del vacío o de un medio material.

La Figura 1 muestra como varían los campos eléctrico y magnético en una onda electromagnética. Las ondas electromagnéticas tienen las siguientes características:

- Los dos campos son perpendiculares a la dirección de propagación, de modo que la onda es transversal.
- Las ondas electromagnéticas pueden desplazarse a través de un medio guiado o un medio sin fronteras. Se le conoce un medio guiado a aquel camino físico por el que pasa las ondas, mientras que un medio sin fronteras o no guiado es aquel el cual no usa ninguna estructura material, sino que la onda se propaga libremente a través del aire o del espacio.
- Todas las ondas electromagnéticas se desplazan a través del vacío a la misma velocidad. Dicha velocidad se denomina velocidad de la luz en el vacío c y es igual a $3 \times 10^8 \left[\frac{m}{s} \right]$.
- Por su parte, la frecuencia de una onda electromagnética se determina mediante la frecuencia de vibración de las cargas eléctricas de la fuente de la onda [9], [10].

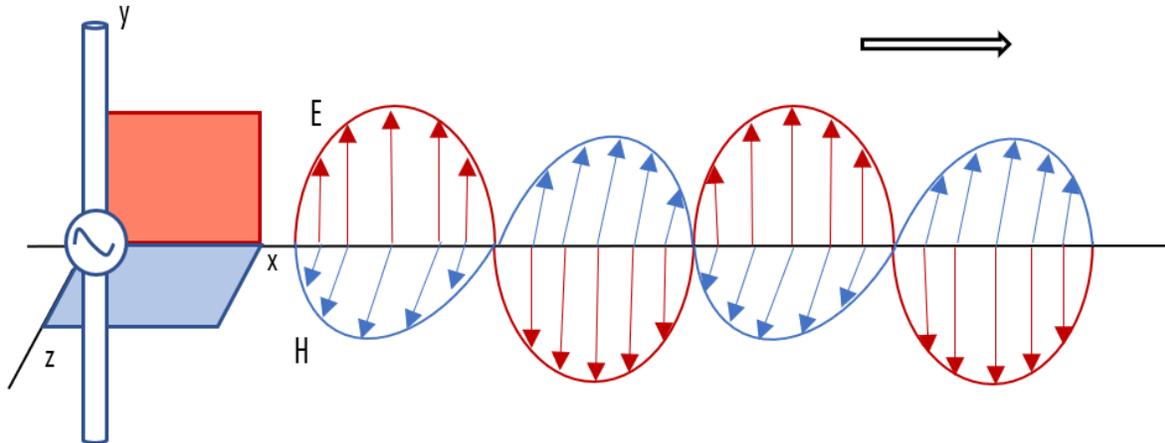


Figura 1. Onda electromagnética que se desplaza en el eje x positivo, donde el campo eléctrico E , apunta a lo largo del eje y , y el campo magnético H , apunta a lo largo del eje z . Tanto E y H son perpendiculares entre sí y que a su vez son perpendiculares a la dirección de desplazamiento.

1.3 Propagación de las ondas electromagnéticas

En el presente apartado la atención se enfocará en la propagación de ondas electromagnéticas en un medio no guiado.

De acuerdo con [8], una fuente emite energía en forma de ondas esféricas, sin embargo, para mayor facilidad es necesario modelar dichas ondas mediante coordenadas cartesianas. Las cuales están en función de las coordenadas espaciales (x, y, z) y de la variable de tiempo t . En caso de que la variación esté asociada a una función sinusoidal con frecuencia angular ω , se representará por medio de un fasor independiente del tiempo que depende solo de (x, y, z) . Por lo tanto, el fasor vectorial $\tilde{E}(x, y, z)$ correspondiente a $E(x, y, z; t)$ se define como:

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

Por lo tanto, las ecuaciones de Maxwell vistas en la Tabla 1 se pueden reescribir en su forma fasorial como se muestra en la Tabla 2.

Tabla 2. Ecuaciones de Maxwell en su forma fasorial.

$$\nabla \cdot \tilde{E} = \rho_v / \epsilon$$

$$\nabla \cdot \tilde{B} = 0$$

$$\nabla \times \tilde{E} = -j\omega\mu\tilde{B}$$

$$\nabla \times \tilde{B} = \sigma\tilde{E} + j\omega\epsilon\tilde{E}$$

Donde a su vez la cuarta ecuación de la Tabla 2 se puede expresar como:

$$\nabla \times \tilde{\mathbf{B}} = j\omega\epsilon_c\tilde{\mathbf{E}}$$

Donde ϵ_c es la permitividad compleja, es decir que:

$$\epsilon_c = \epsilon - j\frac{\sigma}{\omega}$$

Es importante destacar que la permitividad compleja ϵ_c a menudo se escribe en función de una parte real ϵ' y una parte imaginaria ϵ'' . Por lo tanto;

$$\epsilon_c = \epsilon - j\frac{\sigma}{\omega} = \epsilon' - j\epsilon''$$

Donde sabemos que

$$\epsilon' = \epsilon$$

$$\epsilon'' = \frac{\sigma}{\omega}$$

1.3.1 Ecuación de onda para un medio libre de cargas

De acuerdo con [9], se dice que un medio está libre de cargas cuando se cumple la siguiente condición $\rho_v = 0$, es decir que no hay cargas en exceso, por lo que al tener esa consideración y al reemplazarla en las ecuaciones de Maxwell (Tabla 2) tenemos como resultado la Tabla 3.

Tabla 3. Ecuaciones de Maxwell cuando $\rho_v = 0$.

$$\begin{array}{c} \nabla \cdot \tilde{\mathbf{E}} = 0 \\ \nabla \cdot \tilde{\mathbf{B}} = 0 \\ \nabla \times \tilde{\mathbf{E}} = -j\omega\mu\tilde{\mathbf{B}} \\ \nabla \times \tilde{\mathbf{B}} = j\omega\epsilon_c\tilde{\mathbf{E}}\mu \end{array}$$

Ahora bien, para describir la propagación de una onda electromagnética en un medio libre de cargas, es necesario obtener las ecuaciones de onda para $\tilde{\mathbf{E}}$ y $\tilde{\mathbf{B}}$ para después obtener las ecuaciones en coordenadas cartesianas [8],[9].

Para ello debemos tener en cuenta la siguiente identidad vectorial:

$$\nabla \times (\nabla \times \tilde{\mathbf{A}}) = \nabla(\nabla \cdot \tilde{\mathbf{A}}) - \nabla^2 \tilde{\mathbf{A}}$$

Y así mismo debemos recordar que $\nabla^2 \tilde{A}$ es el operador laplaciano el cual en coordenadas cartesianas es:

$$\nabla^2 \tilde{A} = \frac{\partial^2 \tilde{A}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \tilde{A}}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \tilde{A}}{\partial z^2}$$

Teniendo esto en cuenta, al aplicar el rotacional en la tercera ecuación de la Tabla 3 se tiene lo siguiente:

$$\nabla \times (\nabla \times \tilde{E}) = -j\omega\mu(\nabla \times \tilde{B})$$

Note que el rotacional del campo magnético es igual a la cuarta ecuación de la Tabla 3 por lo que, al hacer dicha sustitución en la expresión anterior, esto es igual a:

$$\nabla \times (\nabla \times \tilde{E}) = -j\omega\mu(j\omega\varepsilon_c \tilde{E}) = \omega^2 \mu \varepsilon_c \tilde{E}$$

Ahora bien, de la expresión anterior tras aplicar la identidad vectorial \tilde{E} tenemos que:

$$\nabla \times (\nabla \times \tilde{E}) = \nabla(\nabla \cdot \tilde{E}) - \nabla^2 \tilde{E} \dots (1)$$

Donde sabemos que el término del lado izquierdo es igual a $\omega^2 \mu \varepsilon_c \tilde{E}$ y la divergencia de \tilde{E} , es decir $\nabla \cdot \tilde{E}$, tiene un valor igual a cero de acuerdo con la primera ecuación de la Tabla 3 [8].

Al sustituir los términos anteriores en la ecuación (1) se tiene que:

$$\omega^2 \mu \varepsilon_c \tilde{E} = -\nabla^2 \tilde{E} \quad \rightarrow \quad \nabla^2 \tilde{E} + \omega^2 \mu \varepsilon_c \tilde{E} = 0 \quad \dots (2)$$

Donde la expresión número (2) se le conoce como ecuación de onda homogénea para \tilde{E} . Por su parte la constante de propagación queda definida como:

$$\gamma^2 = -\omega^2 \mu \varepsilon_c$$

Entonces la ecuación (2) se replantea como:

$$\nabla^2 \tilde{E} - \gamma^2 \tilde{E} = 0$$

Ahora bien, para obtener la ecuación de onda para \tilde{B} aplicamos el rotacional a la cuarta ecuación de la Tabla 3, obteniendo así:

$$\nabla \times (\nabla \times \tilde{B}) = -j\omega\varepsilon_c(\nabla \times \tilde{E})$$

Se sabe que el rotacional de \tilde{E} es igual a $-j\omega\mu\tilde{B}$ por lo que al realizar dicha sustitución se tiene que:

$$\nabla \times (\nabla \times \tilde{B}) = -j\omega\varepsilon_c(-j\omega\mu\tilde{B}) = -\omega^2 \varepsilon_c \mu \tilde{B}$$

Tras aplicar la identidad vectorial se tiene que:

$$\nabla \times (\nabla \times \tilde{B}) = \nabla(\nabla \cdot \tilde{B}) - \nabla^2 \tilde{B} \dots (3)$$

En donde el término del lado izquierdo es igual a $-\omega^2 \varepsilon_c \mu \tilde{B}$, mientras que la divergencia de \tilde{B} , es decir $\nabla \cdot \tilde{B}$, tiene un valor igual a cero de acuerdo con la segunda ecuación de la Tabla 3 [9].

Por lo que al reemplazar dichos valores en la ecuación (3) se tiene:

$$\omega^2 \mu \epsilon_c \tilde{B} = -\nabla^2 \tilde{B} \rightarrow \nabla^2 \tilde{B} + \omega^2 \mu \epsilon_c \tilde{B} = 0 \quad \dots (4)$$

Note que la expresión resultante es igual a la ecuación número (2) por lo que podemos decir que la expresión resultante para \tilde{B} será igual a:

$$\nabla^2 \tilde{B} - \Upsilon^2 \tilde{B} = 0$$

Si el medio no es conductor, la onda no sufre atenuación al viajar a través del medio y entonces se dice que este es sin pérdidas.

El número de onda (k) está definido por

$$k = \omega \sqrt{\mu \epsilon} \quad \dots (5)$$

Por lo que las ecuaciones

$$\nabla^2 \tilde{E} - \Upsilon^2 \tilde{E} = 0 \quad \dots (6) \quad \text{y} \quad \nabla^2 \tilde{B} - \Upsilon^2 \tilde{B} = 0 \quad \dots (7)$$

Pueden reescribirse en términos del número de onda debido a que sabemos lo siguiente:

$$\Upsilon^2 = -\omega^2 \mu \epsilon_c$$

Por lo que si elevamos al cuadrado la expresión (5) tenemos:

$$k = \omega \sqrt{\mu \epsilon} \quad \rightarrow \quad k^2 = (\omega \sqrt{\mu \epsilon})^2 \quad \rightarrow \quad k^2 = \omega^2 \mu \epsilon$$

Lo cual es igual a la constante de propagación, por lo que al sustituir en las expresiones (6) y (7) se tiene que:

$$\nabla^2 \tilde{E} + k^2 \tilde{E} = 0 \quad \dots (6) \quad \text{y} \quad \nabla^2 \tilde{B} + k^2 \tilde{B} = 0 \quad \dots (7)$$

1.3.2 Ondas planas uniformes

Una onda plana uniforme se caracteriza por tener la misma dirección, magnitud y fase para el campo eléctrico y magnético en el plano ortogonal de propagación.

De acuerdo con [8], el fasor de campo eléctrico y magnético está definido en coordenadas cartesianas como:

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

$$\tilde{B} = \hat{x}\tilde{B}_x + \hat{y}\tilde{B}_y + \hat{z}\tilde{B}_z$$

Ahora bien, si sustituimos el nuevo valor de \tilde{E} y \tilde{B} en la ecuación (6) y (7) tenemos:

$$\nabla^2 \tilde{E} (\hat{x}\tilde{E}_x + \hat{y}\tilde{E}_y + \hat{z}\tilde{E}_z) + k^2 (\hat{x}\tilde{E}_x + \hat{y}\tilde{E}_y + \hat{z}\tilde{E}_z) = 0 \quad \dots (8)$$

$$\nabla^2 \tilde{B} (\hat{x}\tilde{B}_x + \hat{y}\tilde{B}_y + \hat{z}\tilde{B}_z) + k^2(\hat{x}\tilde{B}_x + \hat{y}\tilde{B}_y + \hat{z}\tilde{B}_z) = 0 \dots (9)$$

Donde el laplaciano de $\nabla^2 \tilde{E}$ y $\nabla^2 \tilde{B}$ en coordenadas cartesianas se expresa de la siguiente manera:

$$\nabla^2 E = \frac{\partial^2 E}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 E}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 E}{\partial z^2}$$

$$\nabla^2 B = \frac{\partial^2 B}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 B}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 B}{\partial z^2}$$

Por lo que las ecuaciones (8) y (9) se pueden reescribir como:

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

$$\left(\frac{\partial^2 B}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 B}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 B}{\partial z^2} \right) (\hat{x}\tilde{B}_x + \hat{y}\tilde{B}_y + \hat{z}\tilde{B}_z) + k^2(\hat{x}\tilde{B}_x + \hat{y}\tilde{B}_y + \hat{z}\tilde{B}_z) = 0$$

Ahora bien, si tenemos un plano x y entonces tanto \tilde{E} como \tilde{B} no deben de variar con respecto a x y. Por lo que, las dos ecuaciones anteriores se reducen a:

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

$$\left(\frac{\partial^2 E}{\partial z^2} + k^2 \right) \hat{y} \tilde{E}_y = 0$$

$$\left(\frac{\partial^2 B}{\partial z^2} + k^2 \right) \hat{x} \tilde{B}_x = 0$$

$$\left(\frac{\partial^2 B}{\partial z^2} + k^2 \right) \hat{y} \tilde{B}_y = 0$$

Las componentes restantes de \tilde{E} y \tilde{B} son cero, es decir, $\tilde{E}_z = \tilde{B}_z = 0$. Esto significa que una onda plana no tiene componentes eléctricos ni magnéticos a lo largo de su dirección de propagación.

Por otro lado, para el vector \tilde{E}_x la solución general de la ecuación diferencial ordinaria anteriormente mostrada es:

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

Donde E_{x0}^- y E_{x0}^+ son constantes que se logran determinar a partir de las condiciones de frontera. Es importante destacar que el primer término, es decir $E_{x0}^+ e^{-jkz}$, representa una onda con una amplitud que viaja en la dirección $+z$, mientras que el segundo término representa una onda con amplitud que viaja en dirección $-z$.

Ahora bien, de la tercera ecuación de la Tabla 3 se tiene:

$$\nabla \times \tilde{\mathbf{E}} = \begin{vmatrix} \hat{x} & \hat{y} & \hat{z} \\ \frac{\partial}{\partial x} & \frac{\partial}{\partial y} & \frac{\partial}{\partial z} \\ \tilde{E}_x & \tilde{E}_y & \tilde{E}_z \end{vmatrix}$$

Donde sabemos que:

$$\tilde{E}_y = \tilde{E}_z = 0 \quad \text{y} \quad \frac{\partial E_x}{\partial x} = \frac{\partial E_x}{\partial y} = 0$$

Por lo que bajo estas condiciones el determinante queda igual a:

$$\nabla \times \tilde{\mathbf{E}} = \begin{vmatrix} \hat{x} & \hat{y} & \hat{z} \\ 0 & 0 & \frac{\partial}{\partial z} \\ \tilde{E}_x & 0 & 0 \end{vmatrix} = \hat{y} \left(\frac{\partial \tilde{E}_x}{\partial z} \right)$$

Donde $\nabla \times \tilde{\mathbf{E}} = -j\omega\mu\tilde{\mathbf{B}}$, por lo que:

$$-j\omega\mu\tilde{\mathbf{B}} = \hat{y} \left(\frac{\partial \tilde{E}_x}{\partial z} \right) \quad \rightarrow \quad \tilde{B}_y = \frac{1}{-j\omega\mu} \left(\frac{\partial \tilde{E}_x}{\partial z} \right)$$

Que dicha expresión se puede reescribir como:

$$\begin{aligned} \left(\frac{\partial}{\partial z} \right) (E_{x0}^+ e^{-jkz} + E_{x0}^- e^{jkz}) \frac{1}{-j\omega\mu} &= \tilde{B}_y \\ (-jkE_{x0}^+ e^{-jkz} + jkE_{x0}^- e^{jkz}) \frac{1}{-j\omega\mu} &= \tilde{B}_y \\ \frac{k}{\omega\mu} E_{x0}^+ e^{-jkz} - \frac{k}{\omega\mu} E_{x0}^- e^{jkz} &= \tilde{B}_y \end{aligned}$$

Por su parte, la impedancia intrínseca de un medio sin pérdidas se define como [8]:

$$\eta = \frac{\omega\mu}{k} = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}$$

En caso de que el medio sea vacío debemos recordar que $\varepsilon = \varepsilon_0$ y $\mu = \mu_0$, por lo que la impedancia intrínseca se vuelve:

$$\eta_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}}$$

Donde su unidad de medida de la impedancia intrínseca es $\left[\frac{V}{A} \right]$ ó $[\Omega]$.

Finalmente, tenemos que el campo eléctrico y magnético están relacionados como:

$$\tilde{\mathbf{B}} = \frac{1}{\eta} \hat{n} \times \tilde{\mathbf{E}}$$

$$\vec{E} = -\eta \hat{n} \times \vec{B}$$

En el que \hat{n} es el vector que representa la dirección de propagación de la onda. Es importante destacar que dicha relación es válida para un medio sin y con pérdidas, aunque el término asociado a la impedancia intrínseca sea distinto. [8]

1.4 Polarización de las ondas electromagnéticas

La polarización de una onda plana uniforme se define como la orientación del vector de campo eléctrico \vec{E} en un punto determinado del espacio en función del tiempo [8], [9], [11].

Existen 3 tipos de polarización, las cuales pueden ser: polarización lineal, circular o elíptica, las cuales se describirán en los siguientes apartados.

1.4.1 Polarización lineal

Se dice que una onda está linealmente polarizada cuando $E_x(z, t)$ y $E_y(z, t)$ cuentan con una diferencia de fase igual a cero entre la componente de x y y del vector del campo eléctrico \vec{E} , es decir $\delta = 0$. También puede suceder el caso en el que $\delta = \pi$, entonces se dice que la onda está linealmente polarizada pero fuera de fase. Ahora bien, las ecuaciones asociadas a la onda linealmente polarizada tanto en fase como fuera de fase son las que se muestran a continuación siempre y cuando $z = 0$ [8], [9].

$$E(0, t) = (\hat{x}a_x + \hat{y}a_y) \cos \omega t \quad (\text{en fase})$$

$$E(0, t) = (\hat{x}a_x - \hat{y}a_y) \cos \omega t \quad (\text{fuera de fase})$$

La Figura 2, nos muestra una onda linealmente polarizada. Donde ψ es el ángulo de inclinación, el cual se obtiene de la siguiente forma:

$$\psi = \tan^{-1} \left(\frac{-a_y}{a_x} \right)$$

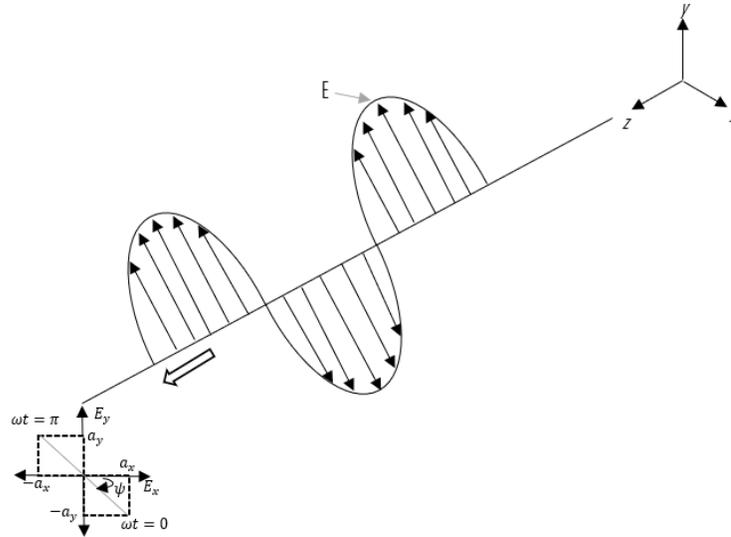


Figura 2. Onda linealmente polarizada [8].

1.4.2 Polarización circular

Ahora bien, cuando tenemos una diferencia de fase igual a $\delta = \pm \frac{\pi}{2}$ y tanto las componentes de $E_x(z)$ y $E_y(z)$ sean iguales se dice que la onda está circularmente polarizada. En otras palabras, se define a la polarización circular como aquella en la que la rotación del vector de campo eléctrico rota en función del tiempo en un plano ortogonal fijo a la dirección de propagación, y que dicho desplazamiento es opuesto a la dirección de rotación de \vec{E} en función de la distancia en un punto fijo en el tiempo [8].

Es importante destacar que dentro de la polarización circular existen dos tipos, los cuales pueden ser: polarización circular a la derecha, solo si $\delta = -\frac{\pi}{2}$ o a la izquierda solo si $\delta = \frac{\pi}{2}$ [9].

1.4.3 Polarización circular a la izquierda.

Cuando tenemos que $E_x = E_y$, es decir $a_x = a_y$, y se tiene una diferencia de fase igual a $\delta = \frac{\pi}{2}$, entonces:

$$\tilde{E}(z) = (\hat{x}a + \hat{y}ae^{\frac{j\pi}{2}})e^{-jkz} = a(\hat{x} + \hat{y}j)e^{-jkz}$$

$$\begin{aligned} E(z, t) &= \text{Re}[\tilde{E}(z)e^{j\omega t}] = \hat{x}a \cos(\omega t - kz) + \hat{y}a \cos\left(\omega t - kz + \frac{\pi}{2}\right) \\ &= \hat{x}a \cos(\omega t - kz) + \hat{y}a \sin(\omega t - kz) \end{aligned}$$

El valor del módulo y el ángulo de inclinación se determina de la siguiente manera:

$$|E(z, t)| = [E_x^2(z, t) + E_y^2(z, t)]^{\frac{1}{2}} = [a^2 \cos^2(\omega t - kz) + a^2 \sin^2(\omega t - kz)]^{\frac{1}{2}} = a$$

$$\psi = \tan^{-1} \left[\frac{E_y(z, t)}{E_x(z, t)} \right] = \tan^{-1} \left[\frac{-a \operatorname{sen}(\omega t - kz)}{a \cos(\omega t - kz)} \right] = -(\omega t - kz)$$

Esto nos indica que el campo eléctrico girará en sentido a las manecillas del reloj con velocidad angular ω tal y como se logra observar en la Figura 3. También podemos destacar que la mano mostrada en la figura nos indica que el pulgar apunta a lo largo de la dirección de propagación de la onda, mientras que los otros cuatro dedos están asociados al sentido de giro del campo eléctrico [8], [9].

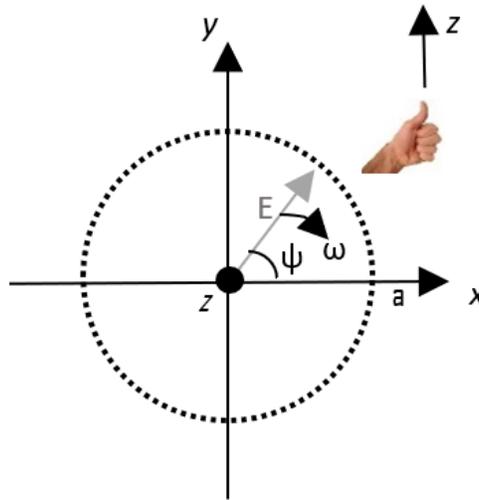


Figura 3. Polarización circular izquierda [8].

1.4.4 Polarización circular a la derecha

En el caso de la polarización circular derecha se tiene que cumplir las siguientes condiciones donde $a_x = a_y$ y $\delta = -\frac{\pi}{2}$, por lo que el módulo tendrá un valor igual a $|E(z, t)| = a$, mientras que el ángulo de inclinación estará dado por $\psi = (\omega t - kz)$.

La Figura 4 nos indica que E gira en sentido contrario a las manecillas del reloj, así mismo se observa que los dedos de la mano derecha apuntan en la dirección de rotación de E , mientras que el pulgar señala su dirección de propagación en este caso al eje z [8],[9].

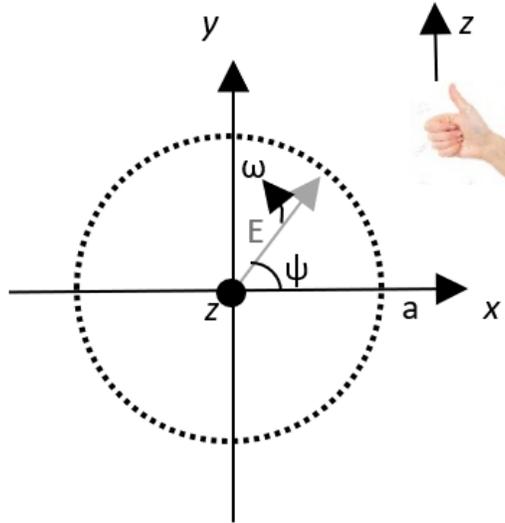


Figura 4. Polarización circular derecha [8].

1.4.5 Polarización elíptica.

Cuando tenemos las siguientes condiciones $a_x \neq 0$, $a_y \neq 0$ y $\delta \neq 0$, el campo eléctrico E traza una elipse. Existen dos tipos de polarización elíptica; la polarización elíptica izquierda y derecha.

La Figura 5 nos muestra un bosquejo de la polarización elíptica donde se encuentra que el eje mayor asociado a a_ξ está a lo largo de la dirección ξ y el eje menor denotado por a_η está asociado a η . El ángulo de rotación (Y) se encuentra dentro de los intervalos $-\frac{\pi}{2} \leq Y \leq \frac{\pi}{2}$, mientras que el ángulo de elipticidad nos permite obtener la forma y rotación de la elipse mediante la siguiente ecuación matemática [8]:

$$\tan \chi = \pm \frac{a_\eta}{a_\xi} = \pm \frac{1}{R}$$

El signo más indica que se obtendrá una elipse con rotación hacia la izquierda y el signo menos nos indica que la elipse rota hacia a la derecha. El ángulo de elipticidad (χ) abarca los intervalos de $-\frac{\pi}{4} \leq \chi \leq \frac{\pi}{4}$.

La relación entre los ángulos Y y χ y los parámetros a_x , a_y y δ se visualizan en las siguientes expresiones matemáticas:

$$\tan 2Y = (\tan 2\psi_0) \cos \delta \quad \left(-\frac{\pi}{2} \leq Y \leq \frac{\pi}{2}\right)$$

$$\sin 2\chi = (\sin 2\psi_0) \sin \delta \quad \left(-\frac{\pi}{4} \leq \chi \leq \frac{\pi}{4}\right)$$

El ángulo auxiliar (ψ_0) se puede calcular de la siguiente manera:

$$\tan \psi_0 = \frac{a_y}{a_x} \quad \left(0 \leq \psi_0 \leq \frac{\pi}{2}\right)$$

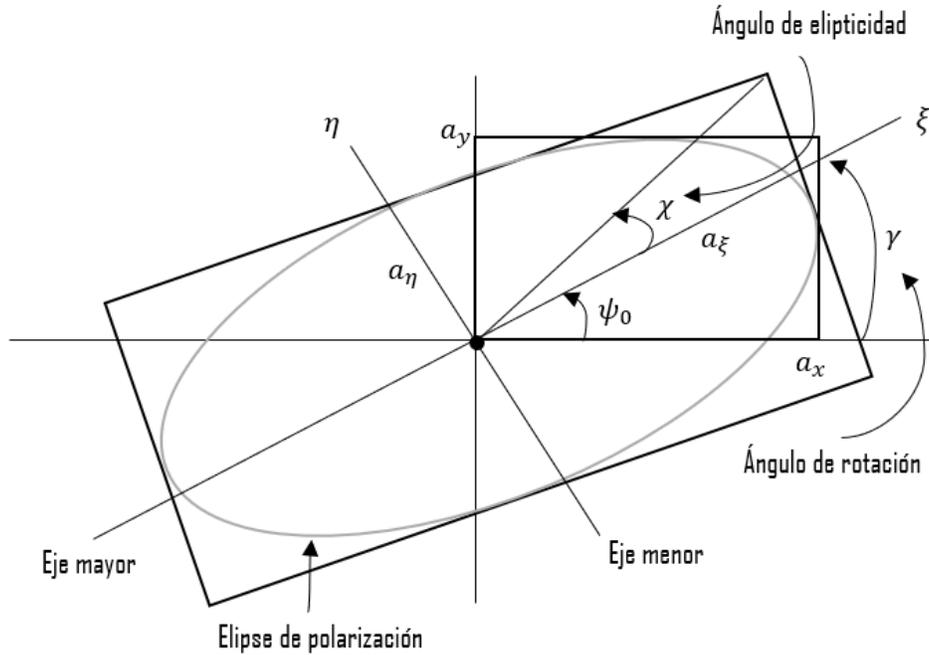


Figura 5. Polarización elíptica [8].

La Figura 6 nos muestra diversas polarizaciones elípticas según los ángulos de rotación y elipticidad, podemos observar que los ángulos asociados a χ nos indican que la elipse gira a la izquierda con valores de ángulos de χ positivos, caso contrario ocurre cuando tenemos valores de ángulos de elipticidad negativos, ya que el sentido de giro de la elipse es en sentido antihorario.

χ ↓	γ →	-90°	-45°	0°	45°
45°	Polarización circular izquierda				
22.5°	Polarización elíptica izquierda				
0°	Polarización lineal				
-22.5°	Polarización elíptica derecha				
-45°	Polarización circular derecha				

Figura 6. Polarizaciones elípticas resultantes de la combinación de los ángulos χ, γ [8].

1.5 *E*spectro electromagnético

El espectro electromagnético es un recurso que nos permite clasificar y localizar las ondas electromagnéticas según su frecuencia (f). El espectro electromagnético se compone de diversos segmentos o bandas de frecuencia, las cuales podemos observar con mayor detenimiento en la Figura 7.

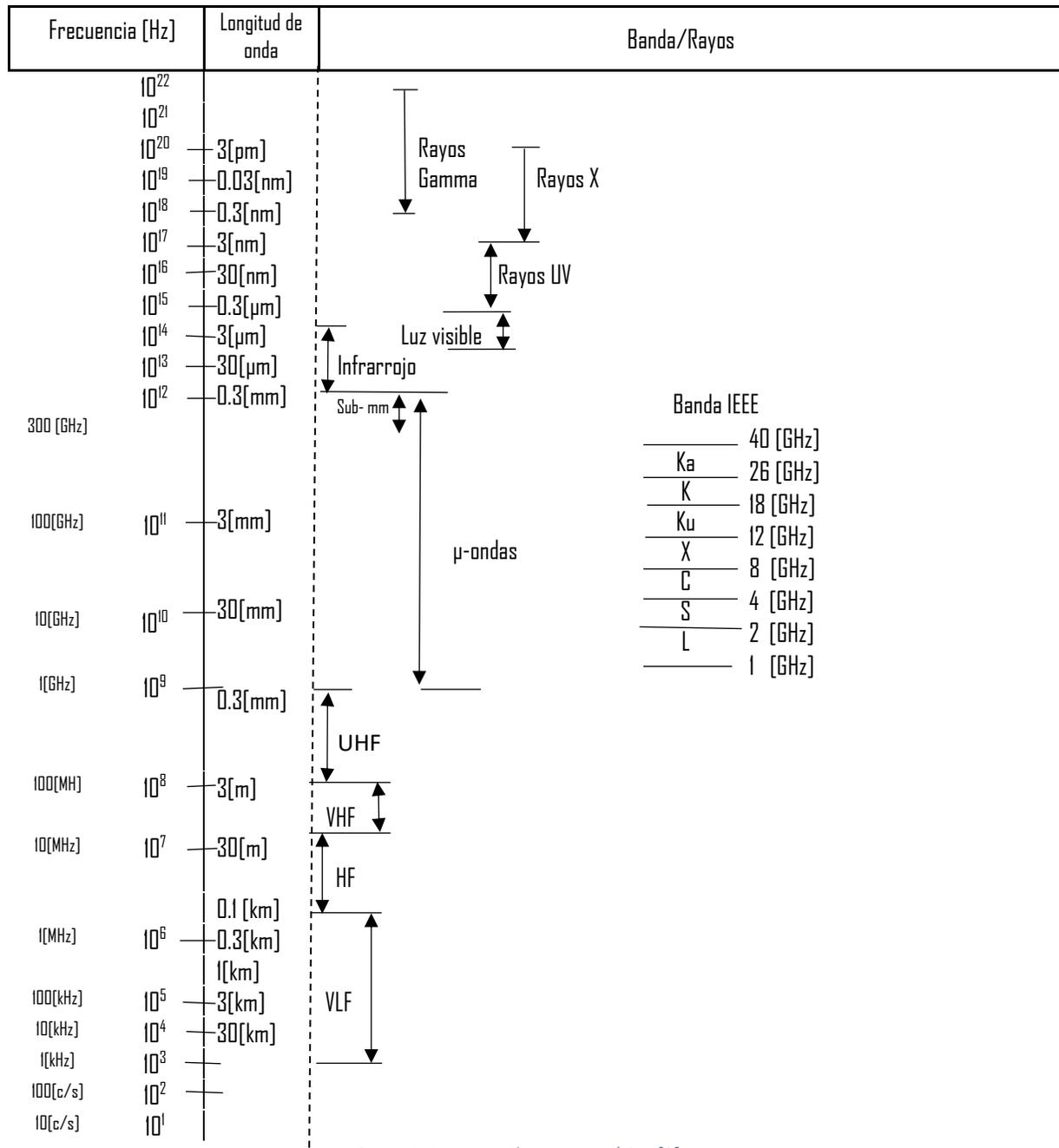


Figura 7. Espectro Electromagnético [2].

Aunque en la Figura 7 el espectro electromagnético se muestra con divisiones bien definidas, esto no suele suceder en la práctica y a menudo una banda con otra llega a superponerse.

Es bien conocido que de todas las bandas de frecuencias contenidas en el espectro electromagnético las bandas que más destacan son la luz visible y las ondas radioeléctricas que se distinguen por ser implementadas en las radiocomunicaciones para la transmisión de datos a través del uso de medios no guiados [12].

1.5.1 *E*spectro radioeléctrico

De acuerdo con el Instituto Federal de Telecomunicaciones (*ift*), el espectro radioeléctrico o de radiofrecuencia (RF) es una parte del espectro electromagnético y es un recurso fundamental en materia de telecomunicaciones inalámbricas que sirve como medio en el que viajan las ondas electromagnéticas empleadas para transmitir información y así proveer diferentes servicios de telecomunicaciones y radiodifusión. Dicho espectro comprende desde los 3 [kHz] hasta los 3000 [GHz] [13].

Ahora bien, dicho espectro radioeléctrico se divide en ocho bandas de frecuencias las cuales se muestran en la Figura 8, dicha división permite una adecuada planeación, administración y uso de dicho espectro, con la finalidad de tener una convivencia armónica entre los distintos servicios de telecomunicaciones inalámbricas.

VLF	LF	MF	HF	VHF	UHF	SHF	EHF
Muy Baja Frecuencia	Baja Frecuencia	Media Frecuencia	Alta Frecuencia	Muy Alta Frecuencia	Ultra Alta Frecuencia	Super Alta Frecuencia	Extremadamente Alta Frecuencia
3-30	30-300	300-3000	3-30	30-300	300-3000	3-30	30-300
	kHz			MHz			GHz

Figura 8. Espectro radioeléctrico [2].

Donde el significado de cada una de las siglas es el siguiente [13]:

- ◆ *Very Low Frequency (VLF), Muy Baja Frecuencia.* Es una banda que comprende desde los 3[kHz] hasta los 30 [kHz]. Tienen un uso limitado ya que en solo ciertos puntos debajo de la superficie del mar y de la tierra se logra la transmisión. Su principal uso es en las comunicaciones submarinas o guarda costas.
- ◆ *Low Frequency (LF), Baja Frecuencia.* Comprende desde los 30[kHz] hasta los 300 [kHz]. Los sistemas LF normalmente son usados para distancias entre 1000 a 5000 [km]. Algunos de sus principales usos son: corrección del Sistema de Posicionamiento Global (GPS) y para canales de comunicación de datos de muy baja velocidad.
- ◆ *Medium Frequency (MF), Frecuencia Media.* Dicha banda va desde los 300[kHz] hasta los 3 [MHz]. El uso de MF permite una adecuada comunicación hasta 650 [km]. El inconveniente del uso de las comunicaciones MF es el hecho de que dicha banda está saturada, lo que puede interrumpir la comunicación. Sin embargo, las comunicaciones MF todavía se aplican a sistemas de comunicaciones de voz y telegrafía de la guarda costera y correcciones para sistemas GPS.

- ◆ *High Frequency (HF), Alta Frecuencia.* Se usa para grandes distancias, ya que es un método rentable debido a su bajo costo y accesibilidad debido a la tecnología empleada. La banda HF está definida como el intervalo de frecuencia que va desde los 3 hasta los 30 [MHz].
- ◆ *Very High Frequency (VHF), Muy Alta Frecuencia.* Comprende desde los 30 hasta los 300 [MHz]. Actualmente los sistemas VHF se usan para voz, aplicaciones de datos, telemetría y televisión. Un sistema VHF es muy confiable y económico.
- ◆ *Ultra High Frequency (UHF), Ultra Alta Frecuencia.* Dicha banda comprende desde los 300 hasta los 3000 [MHz]. Su principal uso es para la aviación, comunicaciones marítimas y comunicaciones móviles con satélites.
- ◆ *Super High Frequency (SHF), Súper Alta Frecuencia.* Tenemos que dicha banda comprende desde los 3 hasta los 30 [GHz]. El uso de sistemas SHF en la actualidad son: comunicaciones por satélite, enlaces de microondas por radar y televisión experimental.
- ◆ *Extremely High Frequency (EHF), Extremadamente Alta Frecuencia.* Su banda comprende desde los 30 hasta los 300 [GHz]. Su principal uso es para la radioastronomía y el monitoreo remoto.

1.5.2 *M*icroondas.

Las microondas es el nombre que reciben las ondas electromagnéticas que pertenecen a esta banda del espectro electromagnético, pero a su vez pertenecen a una parte del espectro radioeléctrico. Para un mejor entendimiento diríjase a la Figura 7 del presente trabajo, donde observará con mayor detenimiento que las microondas aproximadamente van desde los 300 [MHz] hasta los 300 [GHz], con una longitud de onda (λ) aproximadamente de 1 [m] hasta 1 [mm] [2].

Sin embargo, tal y como sucedió en el espectro radioeléctrico hay distintos tipos de microondas, las cuales se categorizan según su intervalo de frecuencia y por ende reciben un nombre en específico, la Figura 9 nos permitirá visualizar con mayor claridad dicha clasificación.

Frecuencia	Banda
3-30 MHz	HF
30-300 MHz	VHF
300-3000 MHz	UHF
1-2 GHz	L
2-4 GHz	S
4-8 GHz	C
8-12 GHz	X
12-18 GHz	Ku
18-26 GHz	K
26-40 GHz	Ka
40-300 GHz	Milimétrica
>300 GHz	Submilimétrica

Figura 9. Banda de frecuencias de las microondas [2].

1.5.3 *Características y ventajas de las microondas.*

A continuación, se ofrece un breve listado de las características y ventajas del uso de microondas:

1. Mayor disponibilidad de ancho de banda: Se obtiene un mayor ancho de banda debido a la alta frecuencia que se maneja, por lo tanto, se puede transmitir mucha más información.
2. Mayor confiabilidad: debido a la propagación y a la alta frecuencia, hay menos efecto de desvanecimiento y, por lo tanto, la comunicación por microondas es más fiable.
3. Puede propagarse fácilmente a través de aire, espacio, incluso a través de una capa ionizada, dando lugar a importantes aplicaciones [\[2\]](#).

Capítulo 2. Superficies Selectivas de Frecuencia (SSF)

En el presente capítulo se pretende dar a conocer lo que son las Superficies Selectivas de Frecuencia, los tipos de superficies que hay, las aplicaciones que tienen este tipo de estructuras y los estudios más recientes de las *SSF* mediante el estado del arte.

2.1 Superficie Selectiva de Frecuencia

Una Superficie Selectiva de Frecuencia es un arreglo plano periódico bidimensional, el cual está formado por celdas unitarias de elementos resonadores que pueden ser de dos tipos, parches metálicos contenidos en un sustrato dieléctrico o ranuras (aperturas) en una pantalla metálica. El comportamiento en frecuencia es de un filtro espacial de señales de ondas electromagnéticas, porque dependiendo del diseño del arreglo, la onda plana incidente podrá ser completa o parcialmente, transmitida o reflejada.

Este tipo de estructuras presentan características de transmisión o reflexión total para frecuencias específicas, por lo que las señales en las frecuencias dentro de su banda de paso serán transmitidas, mientras que las señales de frecuencias que se encuentran en su banda de rechazo serán reflejadas. Su respuesta en frecuencia depende de diferentes elementos, como son: la geometría del elemento resonador, del sustrato dieléctrico y sus propiedades, del tipo de polarización y del ángulo de incidencia.

Es posible integrar una Superficie Selectiva de Frecuencia en diversas aplicaciones como en el diseño de metasuperficies, estructuras periódicas, en polarizadores, entre muchas otras.

Una metasuperficie es un arreglo bidimensional, delgado, periódico con elementos metálicos con periodicidad en escala de sublongitud de onda y sustrato dieléctrico que cuentan con un comportamiento resonante y permiten reflejar y transmitir ondas planas, así como controlar las propiedades de las ondas electromagnéticas.

Una estructura periódica es aquella que consta de celdas unitarias de elementos resonadores idénticos que se repiten con un periodo constante y se encuentran organizados en un arreglo infinito de una o dos dimensiones.

Un polarizador convierte una onda electromagnética de polarización lineal a polarización circular y también a la inversa, si se tiene una onda electromagnética de polarización circular es posible convertirla a polarización lineal, el cual se utiliza en la alimentación de las antenas.

Existen diferentes geometrías de parches o ranuras para los elementos utilizados en una Superficie Selectiva de Frecuencia, como dipolos en cruz, lazo cuadrado, anillos y sus diversas combinaciones.

2.2 *E*stado del arte de las SSF

Se realiza una investigación de los diseños de SSF utilizadas para el filtrado de señales en frecuencias de microondas con un comportamiento de filtro paso banda en su coeficiente de transmisión, para diversas bandas, presentando las características principales como el objetivo, diseño, resultados y conclusiones obtenidas para cada uno de los trabajos que han desarrollado, en los cuales se utilizan diferentes tecnologías, geometrías de elementos resonadores, el uso de parches y ranuras, sustratos dieléctricos, estructuras de una sola capa o varias capas (multicapa), aplicaciones en una sola banda, doble banda o tri banda (multibanda) y dispositivos de control para aplicaciones de sintonización, conmutación y reconfigurables, para la modificación de su respuesta en frecuencia al variar el ancho de banda y frecuencias centrales, así como también diferentes polarizaciones y ángulos para la onda incidente.

El análisis realizado en este apartado tiene como objetivo principal conocer con más detalle en qué se diferencian las SSF entre unas y otras, también nos permite conocer con más detenimiento su funcionamiento, además de que la información brindada en investigaciones recientes nos ayudará a cumplir con los requerimientos de las SSF, mencionados en el capítulo 4 del presente trabajo.

- I. "Design of Tunable Millimetre-wave Pass-Band FSS Unit-Cell Loaded with GaAs Air-Bridged Schottky Diodes" [14].

Objetivo:

El artículo nos expone que el diseño de las SSF tipo paso-banda tiene como propósito el control de fase y magnitud de las ondas electromagnéticas, específicamente las ondas milimétricas. Dichas ondas se transmiten por cada celda unitaria mediante la sintonización, la cual se logra por el uso de la tecnología de diodos Schottky con puente aéreo de Arseniuro de Galio (GaAs).

Diseño:

La celda unitaria consiste en un elemento de apertura contenido en una lámina metálica con el diodo unido al centro de dicho elemento. Dicha configuración se muestra en la Figura 10.

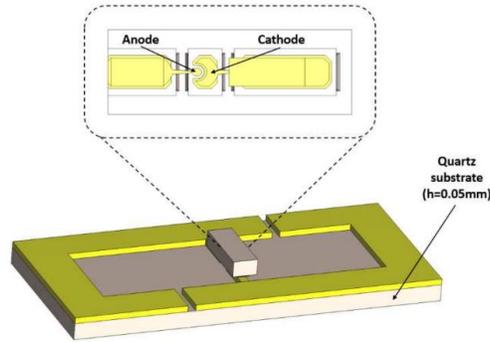


Figura 10. Modelo 3D de la celda unitaria.¹

De la anterior Figura observe que los dos brazos metálicos fueron diseñados en el centro del rectángulo de apertura, lo cual permite montar el diodo. El espacio entre el ánodo y cátodo es de $0.0052 [mm]$.

Las dimensiones de la celda unitaria se muestran en la Figura 11, donde U_x representa el ancho del brazo metálico, mientras que U_y la longitud de este. V_x está asociado al ancho de las ranuras y V_y a su longitud. Por otro lado, la periodicidad de la celda unitaria es igual $P_x = \frac{\lambda_o}{7.5} [mm]$ y $P_y = \frac{\lambda_o}{15} [mm]$. Donde la longitud de apertura es igual a $L = 0.9 [mm]$. Es importante destacar que el valor del ancho del rectángulo de apertura (W) mostrado en la Figura 10 es un valor óptimo en términos de pérdidas de inserción y máximo cambio de fase.

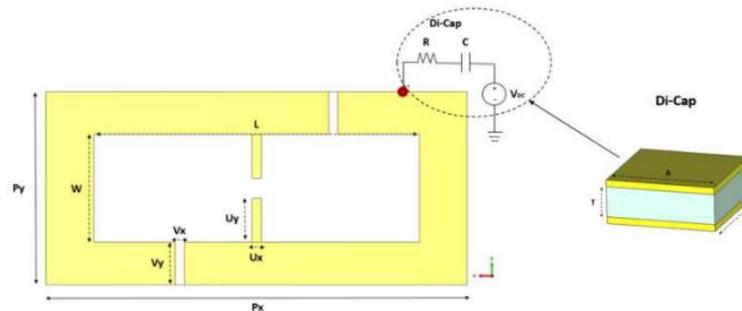


Figura 11. Dimensiones de la celda unitaria.²

¹ Gerafentis, I., y Feresidis, A., **2022 a**, *The 3D-perspective of the FSS unit cell (bottom); The backside of the chip of the Air-Bridged Schottky diode attached to the copper arms designed in the center of the aperture dipole (top)*. [Figura] Recuperado de: <https://ieeexplore.ieee.org/document/9769051>

² Gerafentis, I., y Feresidis, A., **2022b**, *The top view of the proposed FSS unit cell (left); the Di-Cap capacitance connected on the edge of the copper layer to block the DC coefficient (right)*. [Figura]

El elemento de apertura está diseñado sobre una capa metálica de $18 [\mu m]$ de espesor, mientras que el sustrato dieléctrico de soporte es de cuarzo, el cual tiene un valor de permitividad relativa (ϵ_r) igual a 3.75 y una tangente de pérdidas ($\tan\delta$) igual a 0.0004.

Por su parte la polarización de los diodos Schottky se logra a través de la aplicación de voltaje de corriente continua en una de las zonas del elemento de apertura. Ahora bien, para bloquear la componente se coloca una capacitancia Di-Cap, la cual está conectado en el borde de la celda unitaria y se representa como un circuito R-C.

Resultados:

El artículo nos muestra los resultados obtenidos de la magnitud como de la fase obtenidos en una sola capa y de 5 capas.

De acuerdo con los datos obtenidos tras aplicar un voltaje de polarización dentro del intervalo de $0.2 - 2.45 [V]$ se altera la capacitancia de unión de $30 - 50 [fF]$, mientras que la resistencia de unión del diodo tiene un valor de $2.5 [\Omega]$. Esta alteración de la capacitancia de unión produce la sintonización tanto en la magnitud de transmisión y fase.

El coeficiente de transmisión indica que la celda unitaria logra un intervalo de sintonía de $7.47 [GHz]$, se produce un desplazamiento de fase de $101 [^\circ]$ y pérdidas de inserción a $1.5 [dB]$. Las pérdidas de inserción se incrementan de nuevo cuando el valor de la fase decrece.

Ahora bien, cuando 5 capas se apilan y se separan por una distancia $D = 1.1 [mm]$, se obtiene un intervalo de sintonía de $6.81 [GHz]$, con un máximo de fase igual a $420 [^\circ]$, produciéndose pérdidas de inserción igual a $7 [dB]$. Este último valor ocurre cuando se tiene un valor de fase igual a $360 [^\circ]$, ya que al tener $420 [^\circ]$ de fase las pérdidas de inserción son iguales a $-11 [dB]$, por lo que podemos decir que, al tener valores altos de capacitancia, el intervalo de sintonización incrementa al igual que la fase, mientras que las pérdidas de inserción se incrementan dramáticamente.

Las pérdidas de inserción se producen por la resistencia de unión, sin embargo, al reducir el valor de dicha resistencia las pérdidas de inserción disminuyen más de $3 [dB]$ y la fase se reduce.

Conclusiones:

El cambio de fase producido puede ser controlado por medio de una capacitancia sintonizable por la tecnología de diodo Schottky con puente aéreo de GaAs. Se cuenta con un gran ancho de banda de sintonización con un valor de $7.47 [GHz]$ para una sola capa y $6.81 [GHz]$ para cinco capas, por lo que la tecnología anteriormente mencionada es adecuada para aplicaciones de dirección y formación de haces en ondas milimétricas más altas.

- II. "Design of a band pass FSS with a sharp transition response based on SIW technology for satellite application" [15].

Objetivo:

El artículo presenta el diseño de *SSF* tipo paso-banda usando tecnología *SIW* (*Substrate Integrated Waveguide*) para una aplicación satelital. Así mismo, el texto ofrece una comparativa entre *SSF* con elemento hexagonal ranurado diseñado por medio de *SIW* y uno construido de forma convencional.

Diseño:

El artículo nos indica que se implementó la siguiente celda unitaria mostrada en la Figura 12. Dicha geometría recibe el nombre de hexágono ranurado.

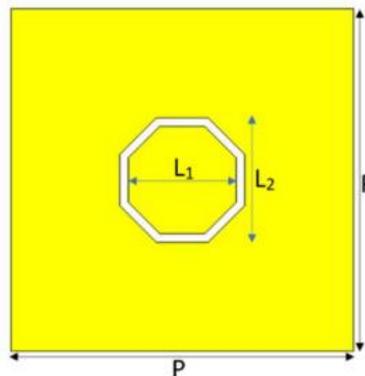


Figura 12. Geometría implementada para el diseño de la celda unitaria. ³

Ahora bien, la celda unitaria cuenta con dos capas metálicas las cuales tienen la geometría anteriormente vista y reciben el nombre de cavidades, en medio de dichas capas se coloca un sustrato cuyas características son: permitividad relativa (ϵ_r) igual a 2.2, tangente de pérdidas ($\tan\delta$) igual a 0.0009 y espesor de 1 [mm].

Las dimensiones de dicha ranura son las mismas tanto para la cavidad de arriba como para la cavidad de abajo y dicho tamaño fue calculado matemáticamente para dar un pico de resonancia a 4.65 [GHz], el cual se encuentra en la banda de frecuencia del enlace descendente del satélite.

Por otro lado, las dimensiones de las cavidades difieren solo en la anchura, mientras que la capa de en medio actúa como un plano de acoplamiento entre ambas cavidades.

Resultados:

El artículo nos muestra que las *SSF* con ranura hexagonal convencional da un pico de transmisión a 4.65 [GHz] con pérdidas de inserción de 0.01 [dB]. El texto nos muestra una gráfica del rendimiento de las *SSF* con ranura hexagonal convencional donde se mira dos roll-off en ambos lados de la banda de operación, así mismo se muestra que hay dos transmisiones nulas obtenidas de la frecuencia de resonancia situadas en 3.5 [GHz] y 5.4 [GHz].

³ Sen, G., Midya, M., y Ghosh, S., 2021, *Conventional FSS unit cell*. [Figura], Recuperado de: <https://ieeexplore.ieee.org/document/9614742>

Ahora bien, los autores muestran el rendimiento de la cavidad 1 y cavidad 2, obteniendo que ambas cavidades tienen un pico de transmisión de 4.6 [GHz], mientras que las transmisiones nulas son de 4.5 [GHz] y 4.1 [GHz].

Finalmente, al tener las cavidades en cascada los resultados muestran que se obtiene un pico de transmisión en 4.4 [GHz] y dos transmisiones nulas en 4.1 [GHz] y 4.51 [GHz].

Conclusiones:

Con base en los resultados se puede concluir que las *SSF* con tecnología *SIW* muestran una respuesta paso banda mejorada en comparación con la estructura convencional, esto se debe principalmente a la simetría del diseño y al elemento hexagonal ranurado usado para el diseño de cada una de las cavidades, ofreciendo un rendimiento estable, alta selectividad, además de que se muestra un roll-off más bajo.

- III. "Design of a Compact Band Pass Frequency Selective Surface for WLAN Applications Based on Meander Line Topology" [16].

Objetivo:

El texto nos presenta el diseño de *SSF* tipo paso banda para una aplicación *WLAN* basada en la topología de línea-serpenteada.

Diseño:

El diseño de la celda unitaria se muestra en la Figura 13, donde se aprecia la geometría inmersa en dicha celda.

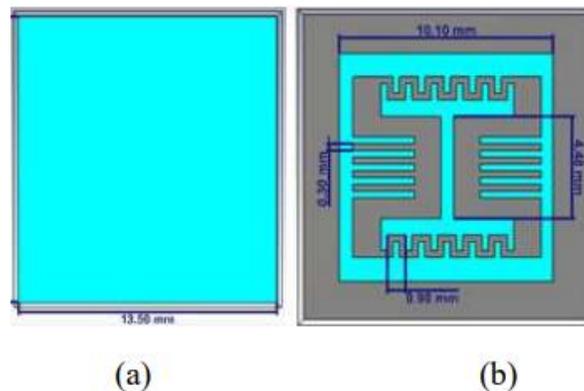


Figura 13. Diseño de la celda unitaria. a) Vista de la celda unitaria desde abajo, b) Vista de la celda unitaria desde arriba. ⁴

Ahora bien, la celda unitaria es construida sobre un sustrato FR-4, el cual tiene las siguientes características: espesor de 1 [mm], permitividad relativa (ϵ_r) igual a 4.4 y una tangente de pérdidas ($\tan\delta$) igual a 0.02.

⁴ Garg, J., Sharma, M. M., y Yadav, S., 2021, Proposed Unit Cell geometry (a) Bottom View and (b) Top View of the overall structure. [Figura] Recuperado de <https://ieeexplore.ieee.org/document/9726420>

Resultados:

Las gráficas muestran una caída de reflexión de banda estrecha a 5.56 [GHz], con un coeficiente de reflexión de -24.4343 [dB] y una banda de transmisión de 5.536 [GHz].

Ahora bien, se obtuvieron diferentes resultados de coeficiente de transmisión dependiendo del ángulo de polarización. Dichos resultados son los siguientes bajo el modo de polarización transversal eléctrico: S_{21} con $\theta = 0^\circ$ igual a 5.75 [GHz] aprox., S_{21} con $\theta = 30^\circ$ igual a 5.56 [GHz] aprox. S_{21} con $\theta = 60^\circ$ igual a 5.45 [GHz] aprox.

Conclusiones:

Se concluye que el diseño de las *SSF* tienen una respuesta estable a los diferentes ángulos de incidencia, logrando llegar a un ángulo de incidencia igual a 60° . Debido a su geometría las *SSF* pueden ser un potencial candidato para la transmisión de señales de frecuencia *WLAN*.

IV. "Simulation Design of LC-based Tunable Frequency Selective Surface at Ka-Band" [17].

Objetivo:

Se presenta *SSF* tipo paso banda sintonizable con dispositivos de Cristales Líquidos (Liquid Crystals por sus siglas en inglés *LC*) resonando en la banda de frecuencia *Ka*, dicho diseño es simulado numéricamente y reportado en dicho artículo.

Diseño:

Las *SSF* cuentan con dos tipos de geometrías para el diseño de su celda unitaria, los cuales se muestran en la Figura 14.

Ahora bien, las *SSF* cuentan con una estructura de dos capas, donde la capa de arriba cuenta con la geometría mostrada en la Figura 14 a), también conocida como cruz de Jerusalén, mientras que la capa de abajo está constituida por un patrón de cuatro aperturas Figura 14 b).

Las dimensiones de la celda unitaria y de los patrones son: $D_x = D_y = 3.2$ [mm], $W = 0.4$ [mm], $L = 1.8$ [mm], $g = 0.1$ [mm], $A = 0.7$ [mm], $B = 0.7$ [mm], $C = 0.8$ [mm], $D = 0.3$ [mm].

De la Figura 14, es preciso destacar que la región sombreada representa la estructura metálica compuesta por una lámina de cobre, cuyo grosor es igual a 0.035 [mm], mientras que la región blanca simboliza los huecos realizados en cada capa.

La parte superior e inferior de los patrones metálicos fueron impresos en vidrio de cuarzo. Dicho material consta de las siguientes características: permitividad relativa (ϵ_r) igual a 3.78 y espesor igual a 0.5 [mm].

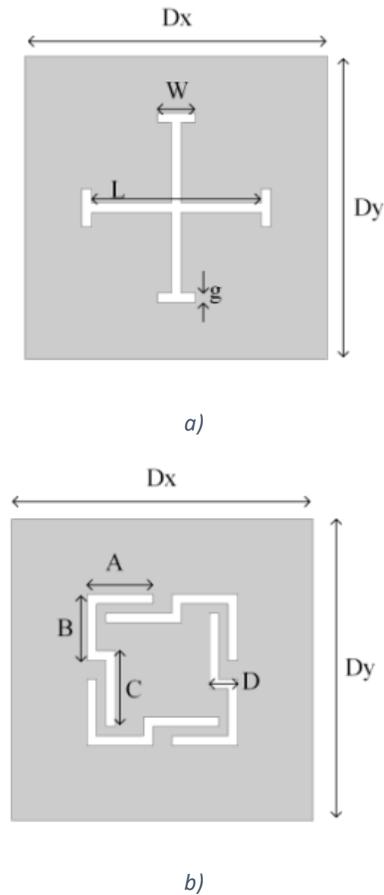


Figura 14. Geometrías inmersas en la celda unitaria. ⁵

Por su parte, la capa LC está compuesta con material GT3-23001, el cual tiene una permitividad relativa (ϵ_r) igual a 2.5 y 3.3 para 0 [V], cuenta con un grosor de 0.1 [mm].

Las capas metálicas están construidas como capas de polarización, las cuales pueden ser utilizadas para aplicar un voltaje en la capa LC .

Resultados:

Los resultados del diseño propuesto en el artículo indican que las SSF para polarizaciones TE y TM y bajo las siguientes condiciones: ángulo de incidencia normal y polarización de 0 [V], demuestran que dicha estructura trabaja en una frecuencia de resonancia igual a 31.9 [GHz] y que cuenta con una polarización insensible.

Ahora bien, la respuesta en frecuencia de las SSF para polarizaciones TE y TM , con diferente ángulo de incidencia y sin polarización, demuestra que hay una desviación de 0.6% y 3.5%.

Por otro lado, los resultados de la simulación numérica demuestran que la frecuencia central se puede cambiar de 31.9 [GHz] a 29 [GHz] cuando cierto voltaje de polarización es aplicado, ya que

⁵ Zhou Ke, G., Hsir Chou, H., Chung Lin, C. y Sheng Lin, G. 2020. *Geometry of unit cell (a) Jerusalem cross aperture on top metallic layer and (b) a four aperture pattern on bottom metallic layer*. [Figura] Recuperado de: <https://ieeexplore.ieee.org/document/9273603>

la permitividad relativa cambia desde 2.5 a 3.3, demostrando que las *SSF* tienen una capacidad de ajuste de 9.1%.

Conclusiones:

En este artículo se presenta *SSF* tipo paso banda *LC* sintonizable resonando en la banda de frecuencia Ka , los resultados demostraron que al aplicar materiales *LC* dicha estructura tuvo un alto rendimiento para seleccionar las frecuencias dinámicamente.

V. "Design of a FSS Bandpass Filter for C-Band Application with Equivalent Circuit Model" [18].

Objetivo:

Se presenta *SSF* tipo paso banda para la banda C con un modelo de circuito equivalente.

Diseño:

La estructura propuesta en el texto consiste en un arreglo de cuadrados metálicos los cuales tienen un espesor de 0.035 [mm], dichos metales están colocados sobre un sustrato dieléctrico tipo FR-4, el cual tiene las siguientes características: espesor de 1 [mm], permitividad relativa (ϵ_r) igual a 4.3 y una tangente de pérdidas ($\tan\delta$) igual a 0.025.

El diseño de la celda unitaria se muestra en la Figura 15.

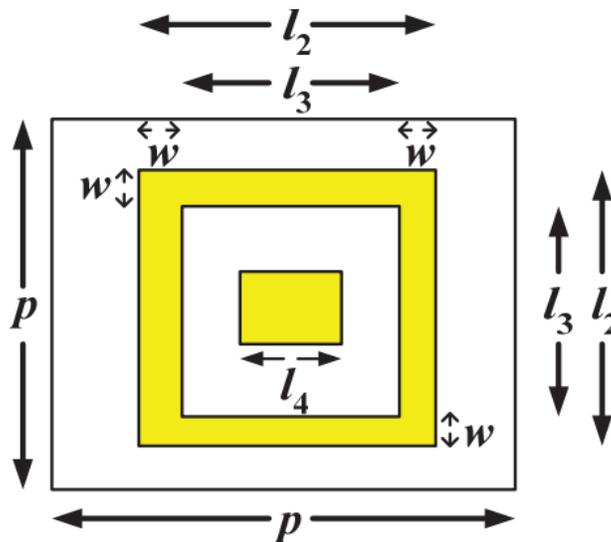


Figura 15. Diseño de la celda unitaria. ⁶

Donde las medidas de dicha celda unitaria son: $p = 32$ [mm], $l_2 = 18.5$ [mm], $l_3 = 15.5$ [mm], $l_4 = 7$ [mm] y $w = 1.5$ [mm].

⁶ Salman, M., y Bhattacharyya, S., 2019, Top and bottom views of the unit cell of the square-loop based band pass filter using FSS configuration for C-band application. ($p = 32$ mm, $l_2 = 18.5$ mm, $l_3 = 15.5$ mm, $l_4 = 7$ mm, $w = 1.5$ mm). [Figura] Recuperado de: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8929244>

Resultados:

Las *SSF* ofrecen un coeficiente mínimo de reflexión igual a $-36 [dB]$ a $6.58 [GHz]$. La estructura ofrece un coeficiente de reflexión de $-10 [dB]$, ancho de banda de $2.35 [GHz]$, el cual comprende desde las frecuencias de $5.35 [GHz]$ hasta los $7.7 [GHz]$ con un ancho de banda fraccionario igual a 35.7% .

El coeficiente de transmisión es cercano a la unidad sobre el ancho de banda anteriormente mencionado.

Las capas de enfrente y posterior de la estructura de las *SSF* se representan por medio de dos redes LC. El ancho de banda puede ser controlado por una resistencia, por lo que el modelo final es un circuito RLC presente en ambas superficies las cuales están acopladas por una inductancia mutua y una capacitancia.

Los valores del circuito equivalente son los siguientes: $R_0 = 377 [\Omega]$, $L_1 = L_2 = 6.2 [nH]$, $C_1 = C_2 = 128 [fF]$, $L_3 = 187 [pH]$, $C_3 = 3.11 [pF]$, $r_1 = r_2 = r_3 = 1 [p\Omega]$.

Al simular dicho circuito se obtuvo la respuesta en frecuencia, que al ser comparada con la respuesta en frecuencia del desempeño de las *SSF*, ambas gráficas son bastante parecidas, por lo que el circuito equivalente modela el desempeño de las *SSF*.

Conclusiones:

El texto ofrece un análisis y diseño de *SSF* tipo paso banda para las frecuencias de la banda C. Dicha estructura es modelada con un circuito equivalente y al obtener los resultados de la simulación y del diseño de la estructura se demuestra que ambas tienen un comportamiento similar en sus respuestas en frecuencia.

VI. “A miniaturized frequency selective surface sub-reflector for X and Ku-bands” [\[19\]](#).

Objetivo:

El artículo nos presenta *SSF* de una sola capa cuya celda unitaria está compuesta por un resonador de anillo recortado rectangular (*RSRR*), el cual contiene un resonador tipo T. La frecuencia de resonancia se encuentra en las bandas *X* y *Ku*.

Diseño:

El artículo nos muestra que, para el diseño de la celda unitaria, se tomó como base dos arreglos bidimensionales periódicos: un resonador de anillo recortado rectangular (*RSRR*) y un resonador tipo T. Ambos resonadores solo tienen una frecuencia de resonancia.

La celda unitaria es una combinación de ambos resonadores, sin embargo, dicha celda unitaria puede tener dos configuraciones, las cuales se ilustran en la Figura 16.

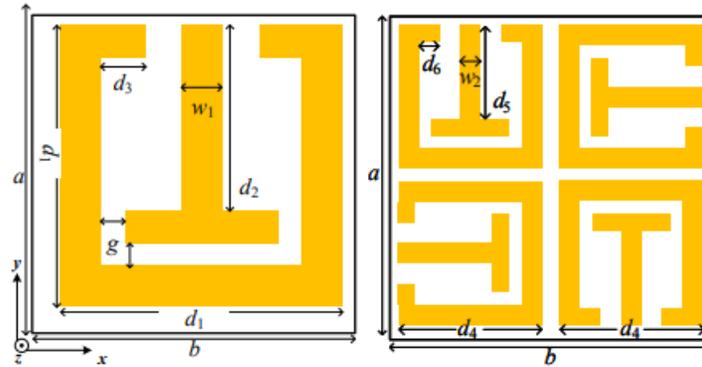


Figura 16. Configuraciones de la celda unitaria.⁷

La primera configuración es la que se muestra del lado izquierdo donde se tiene una periodicidad igual a $\frac{\lambda_g}{2.4}$ (λ_g es la longitud de la onda guiada en la frecuencia central de 12.5 [GHz]) y se tiene un comportamiento dependiente de la polarización.

Las dimensiones de esta primera configuración son las siguientes: $a = b = 10$ [mm], $d_1 = 9$ [mm], $d_2 = 7.2$ [mm], $d_3 = 1.5$ [mm], $w_1 = 0.8$ [mm] y $g = 0.2$ [mm].

Por otro lado, la segunda configuración es la que se ilustra en el lado derecho de la Figura 15.

Note que la segunda configuración forma una cuadrícula, formada por la forma de la primera configuración, solo que rotada cuatro veces 90° en sentido horario o de las manecillas del reloj. Dicho diseño cuenta con una periodicidad igual a $\frac{\lambda_g}{4.8}$, además de que es independiente del ángulo de incidencia.

Las dimensiones para la segunda configuración son las siguientes: $a = b = 10$ [mm], $d_4 = 4.5$ [mm], $d_5 = 3.8$ [mm], $d_6 = 1.0$ [mm] y $w_2 = 0.25$ [mm].

Ambas configuraciones están diseñadas en sustrato dieléctrico tipo Rogers RO4350B cuyas características son: espesor de 0.254 [mm], permitividad relativa (ϵ_r) igual a 3.48 y una tangente de pérdidas ($\tan\delta$) igual a 0.0037. Como material conductor se usó cobre con un espesor de 17.5 [μm].

Los circuitos equivalentes que modelan a cada uno de los resonadores es un circuito LC, mientras que la capa dieléctrica es modelada por una sección de línea de transmisión equivalente con impedancia $Z_d = \frac{Z_0}{\sqrt{\epsilon_r}}$, donde Z_0 es la impedancia del espacio libre.

Resultados:

El texto muestra los coeficientes de transmisión de las dos configuraciones en función del ángulo de incidencia y de polarización.

⁷ Khan, S. y F. Eibert, T. **2018**. Unit cell FSS structures (a) single element unit (SEU) cell (b) quad element unit (QEU) cell, where $a = b = 10$ mm, $d_1 = 9$ mm, $d_2 = 7.2$ mm, $d_3 = 1.5$ mm, $d_4 = 4.5$ mm, $d_5 = 3.8$ mm, $d_6 = 1.0$ mm, $w_1 = 0.8$ mm, $w_2 = 0.25$ mm, and $g = 0.2$ mm. [Figura] <https://ieeexplore.ieee.org/document/8335060/>

El texto destaca que cuando ambos resonadores están combinados para formar la celda unitaria producen dos resonancias, donde la frecuencia más baja es debido al resonador *RSRR*, mientras que la frecuencia más alta se debe al resonador tipo T.

Por otro lado, los resultados demostraron que la primera configuración con ángulo de incidencia normal y polarización transversal eléctrica tiene dos frecuencias mínimas de transmisión, las cuales se encuentran en 7.61 [GHz] y 14.24 [GHz].

Al simular las *SSF* se observa que la frecuencia de resonancia más baja decrementa su magnitud de transmisión cuando se incrementa el ángulo de incidencia. El texto nos indica que la banda de paso es estrecha y se produce a 8 [GHz], obteniendo así, un ancho de banda de 0.62 [GHz] a -3 [dB], con un coeficiente de transmisión igual a uno para la polarización tipo *TE*. Ahora bien, el coeficiente de transmisión cambia para la frecuencia más alta en el intervalo de 12.17 [GHz] y 14.15 [GHz].

Sin embargo, en la polarización magnética se observa que las frecuencias mínimas de transmisión ocurren en 11.8 [GHz] y 15.85 [GHz].

La respuesta en frecuencia de las *SSF*, mostró grandes cambios al incrementar el ángulo de incidencia, sin embargo, dicha estructura muestra que tiene una única banda de paso que va desde los 12.17 [GHz] a 14.15 [GHz] para la polarización *TM*.

Finalmente se muestra que a 8 [GHz] la estructura tiene un coeficiente de transmisión igual a uno.

En el caso de la segunda configuración, esta cuenta con dos puntos mínimos de transmisión, los cuales ocurren en las siguientes frecuencias: 7.23 [GHz] y 13.83 [GHz]. Cuenta con pérdidas de inserción igual a 0.5 [GHz] en su banda de paso, la cual está localizada entre los puntos mínimos anteriormente mencionados.

Conclusiones:

El artículo presentó dos diseños para *SSF*, dichas configuraciones están compuestas por dos tipos de resonadores, los resultados de la simulación y del desempeño de dichas estructuras demostraron que la primera configuración es dependiente del ángulo de polarización, mientras que la segunda configuración es independiente del ángulo incidente y del ángulo de polarización.

VII. "A Tri Band, Highly Selective, Bandpass FSS Using Cascaded Multilayer Loop Arrays" [20].

Objetivo:

El artículo nos presenta *SSF* tipo tri paso banda, las cuales presentan una conexión en cascada de tres capas con arreglos periódicos, donde la capa de en medio tiene bucles cuadrados dobles también conocidos como *DSLs*, mientras que su exterior se compone de bucles cuadrados dobles cuadrículados, los cuales reciben el nombre de *G – DSLs*.

Dichas *SSF* pueden llegar a proporcionar ceros de multitransmisión, lo cual conduce a un amplio rechazo fuera de cada banda.

Diseño:

El circuito equivalente asociado a las *SSF* se compone de dos resonadores híbridos separados de dos resonadores en serie y en derivación por dos líneas de transmisión cortas.

Cabe destacar que cada resonador híbrido está compuesto por dos circuitos *LC* conectados en serie y en derivación con un inductor L_0 . Por su parte cada línea de transmisión corta tiene una impedancia característica (Z) y un espesor d .

Dicho circuito equivalente se muestra en la Figura 17.

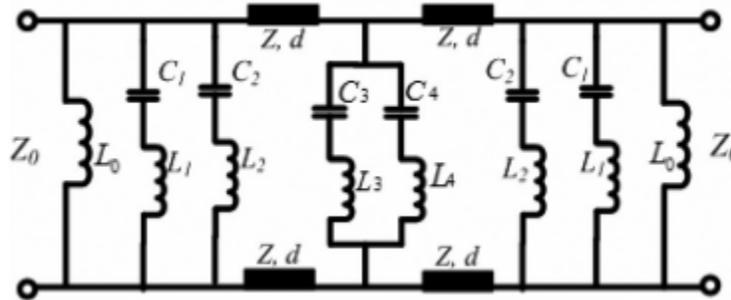


Figura 17. Circuito equivalente. ⁸

De acuerdo con el anterior circuito, un resonador híbrido *LC* puede ser modelado si se implementa la geometría *G – DSL*, (véase en la Figura 18 a), mientras que la línea de transmisión se puede modelar por medio de la geometría *DSL*, tal y como se muestra en la Figura 18 b).

Donde las dimensiones de cada capa son las siguientes: $D = 5 [mm]$, $l_1 = 4.2 [mm]$, $l_2 = 3.1 [mm]$, $l_3 = 4.2 [mm]$, $l_4 = 3.5 [mm]$, $w_0 = 0.2 [mm]$, $w_1 = 0.35 [mm]$, $w_2 = 0.28 [mm]$, $w_3 = 0.28 [mm]$ y $w_4 = 0.32 [mm]$.

Cabe destacar que la estructura cuenta con la siguiente composición: la capa de arriba y de abajo cuenta con una geometría *G – DSL*, mientras que la capa de en medio tiene la configuración *DSL*.

⁸ Yan, M., Wang, J., Ma, H., Feng, M., Pang, Y., Qu, S., Zhang, J. y Zheng, L. **2016a.** (a) *ECM of the tri-passband microwave filter.* (b) *Filter’s simplified equivalent circuit at its first operation band.* (c) *Filter’s simplified equivalent circuit at its first and second operation bands.* [Figura] Recuperado de: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7421976>

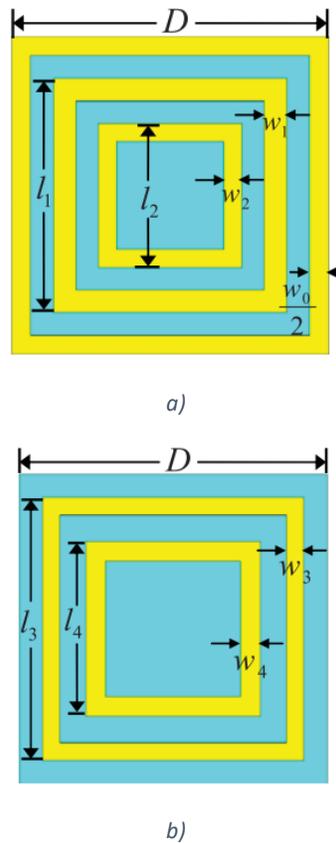


Figura 18. Geometrías implementadas para la estructura de las SSF.⁹

Ahora bien, cada capa metálica que compone a la estructura de las SSF usa cobre con una conductividad eléctrica (σ) igual a $5.8 \times 10^7 \left[\frac{S}{m} \right]$. Por su parte, el sustrato dieléctrico F4B-2, cuenta con las siguientes características: espesor de 1 [mm], permitividad relativa (ϵ_r) igual a 2.65 y una tangente de pérdidas ($\tan\delta$) igual a 0.001.

Resultados:

De acuerdo con el artículo, la respuesta en frecuencia de las SSF con polarización TE (Transversal Eléctrica) y TM (Transversal Magnética) y diferente ángulo de incidencia demuestra que las curvaturas no cambian significativamente en ambas polarizaciones con un ángulo de incidencia arriba de 60° , sin embargo, algunos rizos de rechazo aparecen y empiezan a tener una magnitud alta cuando el ángulo de incidencia empieza a incrementarse. Dichos rizos tienen un valor menor a -10 [dB].

⁹ Yan, M., Wang, J., Ma, H., Feng, M., Pang, Y., Qu, S., Zhang, J. y Zheng, L. **2016b**. *Geometry of the proposed FSS. (a) Side view. (b) G-DSL unit cell in the top and bottom layers. (c) DSL unit cell in the middle layer.* [Figura] Recuperado de: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7421976>

Las *SSF* tiene tres ventanas de transmisión y cinco ceros de transmisión, donde la primera banda de paso muestra una respuesta de primer orden, mientras que las otras dos bandas de paso tienen una respuesta de segundo orden.

Ahora bien, para medir el desempeño físico de las *SSF*, se construyó un prototipo con dimensiones igual a $360 [mm] \times 360 [mm]$. Dicho prototipo cuenta con una cantidad de 72×72 elementos. El sustrato dieléctrico implementado fue el mismo que el de las simulaciones.

Dicha estructura fue colocada en una plataforma rotatoria, con tres pares de antenas, las cuales operaban en el siguiente intervalo de frecuencias $1 - 12$, $12 - 18$ y $18 - 26 [GHz]$.

Para asegurar la exactitud del experimento se realizaron los siguientes pasos: primero se obtuvo el coeficiente de transmisión sin el prototipo de las *SSF* y después se consiguió el coeficiente de transmisión con las *SSF*.

Una vez realizado las mediciones para las polarizaciones *TE* y *TM*, se observó por medio de las gráficas, que se presentan varios rizos, los cuales son debido a los efectos de la película de unión o al espacio de aire.

Cabe destacar que el efecto de la película de unión mueve las resonancias a frecuencias más bajas, incrementándose el valor de las pérdidas de inserción en todas las bandas de operación. Para evitar dicho fenómeno se disminuyó el grosor la película de unión.

Por su parte, el efecto del espacio de aire reduce el ancho de banda y mueve la banda de operación a frecuencias más altas.

Aún y cuando se trataron dichos efectos, las mediciones resultantes indican que hay tres ventanas de transmisión centradas en 7.7 , 12.8 y $18.9 [GHz]$, con un ancho de banda a $-3 [dB]$ igual a $1 [GHz]$, $1.6 [GHz]$ y $1.4 [GHz]$, respectivamente.

Conclusiones:

Se presentó *SSF* tipo tri paso banda de alta selectividad, dicha estructura cuenta con tres capas en cascada donde las capas de arriba y abajo se componen de bucles cuadrados dobles cuadrículados (*G – DSLs*), mientras que la capa de en medio tiene bucles cuadrados dobles también conocidos como *DSLs*. Se construyó un prototipo de las *SSF* diseñadas. Los resultados indican que tanto los resultados medidos y los obtenidos en la simulación concuerdan entre sí, para las polarizaciones *TE* y *TM*.

VIII. "Bandpass antenna-filter-antenna arrays for filtering applications at 40 GHz" [21].

Objetivo:

El artículo presenta nuevos arreglos uniformes tipo *Antena – Filtro – Antena (AFA)* que pueden ser utilizados como *SSF* con bajas pérdidas de inserción y una respuesta roll-off pronunciada, dichas propiedades son deseables para la banda *Q*.

Diseño:

El diseño de la celda unitaria que compone a las *SSF* es el que se muestra en la Figura 19.

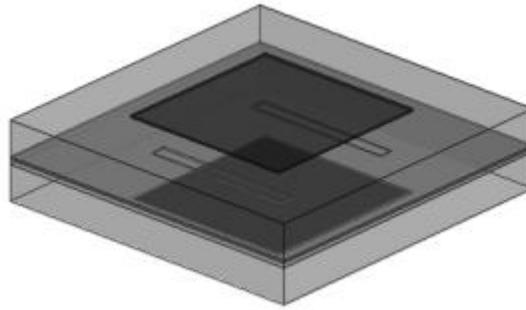


Figura 19. Modelo 3D de la celda unitaria.¹⁰

La celda consiste en un plano único de tierra, dos capas de sustrato tipo Rogers RT/duroid 5880 y dos antenas tipo parche acopladas a dos líneas ranuradas CPW en el plano de tierra.

El sustrato anteriormente mencionado tiene las siguientes características: espesor de 315 [μm], permitividad relativa (ϵ_r) igual a 2.2 y una tangente de pérdidas ($\tan\delta$) igual a 0.0009.

Las dimensiones del parche, la celda y de las líneas son igual a: 1.95×1.95 [mm^2], 3.6×3.6 [mm^2] y 1.7×0.16 [mm^2], respectivamente.

Ahora bien, el funcionamiento a grandes rasgos de dicha estructura es la siguiente: una onda incide con la apropiada polarización en el primer parche antena, pasa a través de la línea CPW y vuelve a irradiar desde la segunda antena parche con la misma polarización.

Resultados:

Los resultados muestran un porcentaje de 27.6% en el ancho de banda para 40.5 [GHz], obteniéndose un máximo de pérdidas de inserción en la banda < 0.2 [dB].

Conclusiones:

El arreglo *Antena – Filtro – Antena (AFA)*, demostró una alta eficiencia, ya que se obtiene bajas pérdidas y una fuerte respuesta de frecuencia roll-off, lo que convierte a dicha configuración en un gran candidato para una aplicación de filtrado.

IX. "Broadband band-pass FSS using patch-wire-patch coupled structures" [22].

Objetivo:

Se presenta *SSF* tipo paso banda de segundo orden con elementos patch-wire-patch organizados en una red triangular.

¹⁰ Kaouach, H. y Kabashi, A. 2015. *AFA element based on patch antennas and slot resonator a) 3D structure, b) top layer, c) middle layer, d) bottom layer*. [Figura] Recuperado de <https://ieeexplore.ieee.org/document/7365340>

Diseño:

El diseño de la estructura de las *SSF* es la que se muestra en la Figura 20. Como se logra observar, dichas *SSF* están compuestas por tres capas metálicas con diferentes patrones, las cuales se encuentran separadas unas entre sí, por la colocación de dos sustratos tipo F4B-2, cuyas características son: espesor de 1 [mm], permitividad relativa (ϵ_r) igual a 2.65 y una tangente de pérdidas ($\tan\delta$) igual a 0.001.

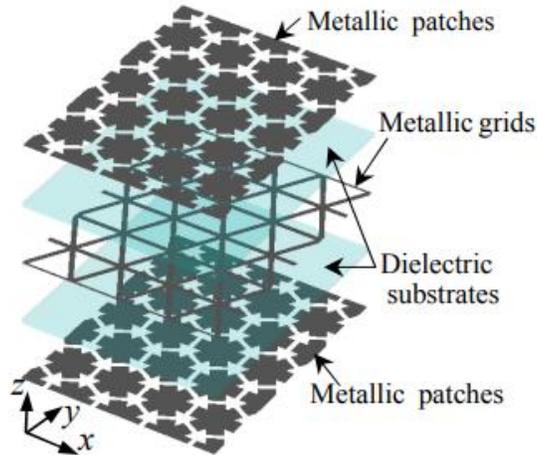


Figura 20. Estructura de las SSF. ¹¹

Por su parte, las capas metálicas de arriba y de abajo tienen los mismos parches periódicos bidimensionales que actúan como un condensador para ondas planas incidentes. En el centro podemos encontrar a la red triangular la cual es una capa metálica que actúa como inductor.

Ahora bien, la geometría de cada celda unitaria tanto para las capas metálicas tipo parche y para la red triangular se muestra en la Figura 21.

¹¹ M. Yan et al., 2015, Topology of the proposed FSS and its periodic cells, [Figura], Recuperado de: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7325002>

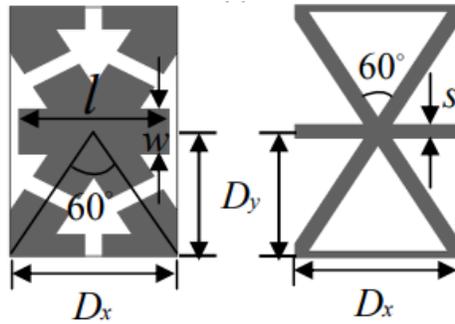


Figura 21. Geometrías implementadas en cada capa de las SSF.¹²

Cada celda unitaria tiene las mismas dimensiones de D_x y D_y en las direcciones x, y , dichos valores son los siguientes: $D_x = 5 [mm]$, $D_y = D_x \sin(60^\circ) = 4.33 [mm]$, $l = 4.5 [mm]$, $w = 1.6 [mm]$ y $s = 0.2 [mm]$

Resultados:

El texto nos muestra la simulación obtenida de la respuesta en frecuencia de las SSF bajo una incidencia normal, en donde se observa que hay dos fuertes caídas de reflexión en $9.1 [GHz]$ y $10.4 [GHz]$. La frecuencia central es igual a $9.75 [GHz]$. El ancho de banda es de $0.5 [dB]$ equivalente a $3.9 [GHz]$, ya que el intervalo va desde los $7.8 [GHz]$ hasta los $11.7 [GHz]$. El ancho de banda fraccional es igual al 40%. También se observa que se tiene una banda de paso bastante plana.

Por otro lado, la curva de transmisión nos muestra la respuesta en frecuencia de las SSF cuando el ángulo de incidencia de la onda electromagnética es normal y cuando este varía desde los 0 hasta 45° para las polarizaciones TE (Transversal Eléctrica) y TM (Transversal Magnética). Dichos resultados demuestran que las respuestas en frecuencia son bastante estables para ambas polarizaciones aún y cuando el ángulo de incidencia varíe, sin embargo, al tener un ángulo de incidencia mucho mayor a 45° , la banda de paso cambia ligeramente.

Ahora bien, al medir el desempeño de las SSF usando el método de medición de espacio libre, los datos arrojaron que la respuesta en frecuencia de dichas SSF bajo un ángulo de incidencia normal, la respuesta es parecida a la simulada solo que a frecuencias más altas hay un ligero cambio, esto ocurre debido a la fabricación de las SSF.

Las SSF demostraron que, bajo diferentes ángulos de incidencia, para polarizaciones TE y TM , la transmisión es estable.

Conclusiones:

Se demostró por medio de este artículo que la respuesta en frecuencia de las SSF propuestas, bajo diferentes ángulos de incidencia, su banda de paso es estable y tiene cierta similitud con los

¹² M. Yan et al., 2015, Topology of the proposed FSS and its periodic cells, [Figura], Recuperado de: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7325002>

resultados obtenidos en la simulación, por lo que las *SSF* tienen bajas pérdidas de inserción y alta selectividad bajo diferentes polarizaciones.

- X. “A Miniaturized Dual-Band FSS With Second-Order Response and Large Band Separation” [23].

Objetivo:

Por medio de este artículo se presenta *SSF* tipo paso banda dual de segundo orden miniaturizada, las cuales operan solo para las bandas X y $K\alpha$. Dichas *SSF* tienen una estructura compuesta por tres capas metálicas y dos capas dieléctricas, las cuales actúan como un filtro espacial de microondas de doble banda con una separación de banda grande. Se discuten los resultados obtenidos en la simulación y medidos del prototipo diseñado para dichas *SSF*.

Diseño:

El texto nos indica que el diseño de la estructura de las *SSF* consiste en tres capas separadas entre sí por dos sustratos dieléctricos tal y como se ilustra en la Figura 22.

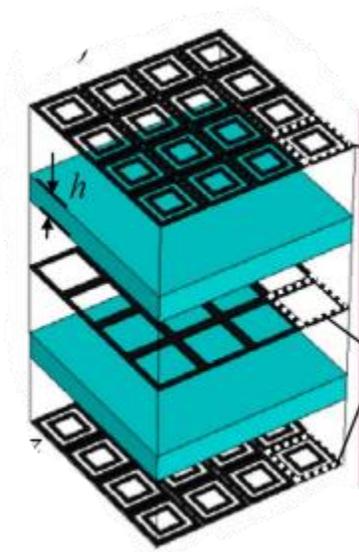


Figura 22. Estructura de las *SSF* y geometrías implementadas para las celdas unitarias.¹³

De la figura anterior se observa que el arreglo de la capa de arriba y de abajo contiene como celda unitaria dos bucles cuadrado concéntricos con diferentes dimensiones, mientras que la capa de en medio contiene una rejilla de metal.

A continuación, en la Figura 23 se muestra el diseño de cada una de las celdas unitarias inmersas en el arreglo de la estructura de las *SSF*.

¹³ Yan, M., Qu, S., Wang, J., Zhang, A., Zheng, L., Pang, Y., y Zhou, H., 2015a, *Geometry of the proposed FSS and its unit cell.*, [Figura] Recuperado de: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7062000>

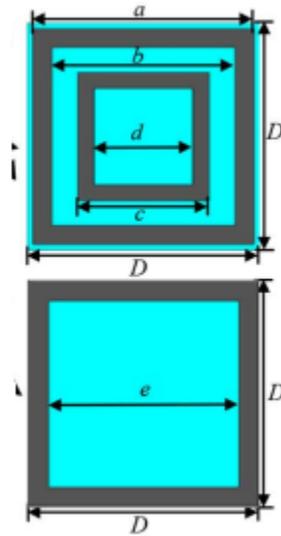


Figura 23. Diseño de las celdas unitarias implementadas en las SSF.¹⁴

Las dimensiones de cada celda unitaria son: $D = 3$ [mm], $a = 2.85$ [mm], $b = 2.35$ [mm], $c = 1.70$ [mm], $d = 1.25$ [mm] y $e = 2.48$ [mm].

El sustrato dieléctrico implementado es un F4B-2, cuyas características son: espesor igual a 1 [mm], permitividad relativa (ϵ_r) igual a 2.65 y tangente de pérdidas ($\tan\delta$) igual a 0.001.

Ahora bien, el comportamiento de las SSF fue modelado por un circuito equivalente el cual contiene dos pares de resonadores LC en serie y cada uno de estos resonadores compone a dos circuitos LC en paralelo separados entre sí por un inductor L . Por su parte, las líneas de transmisión tienen las siguientes características: impedancia igual a $Z = Z_0/\sqrt{\epsilon_r}$, donde se sabe que ϵ_r es la permitividad relativa del sustrato, por lo que se tiene una impedancia igual a $Z = 377$ [Ω].

Resultados:

El texto nos muestra la respuesta en frecuencia de las SSF bajo diferentes ángulos de incidencia para polarizaciones TE y TM .

El resultado de la simulación nos muestra que hay dos ventanas de transmisión centradas en las frecuencias 9.95 [GHz] y 31.85 [GHz]. El ancho de banda a -0.5 [dB] de la ventana de frecuencia más baja es de 2.1 [GHz], el ancho de banda BW va desde los 8.9 hasta los 11 [GHz], mientras que el ancho de banda para la ventana de frecuencia más alta es de 3.5 [GHz], donde su intervalo va desde los 30.1 hasta los 33.6 [GHz].

Su ancho de banda fraccional tiene un valor de 21% y 11%, respectivamente.

¹⁴ Yan, M., Qu, S., Wang, J., Zhang, A., Zheng, L., Pang, Y., y Zhou, H., 2015b, *Geometry of the proposed FSS and its unit cell.*, [Figura] Recuperado de: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7062000>

El ancho de banda a -3 [dB] de la ventana de frecuencia más baja es de 3.5 [GHz], dicho BW va desde los 8.1 hasta los 11.6 [GHz], mientras que el ancho de banda para la ventana de frecuencia más alta es de 6.2 [GHz], donde el intervalo del BW va desde los 28.8 hasta los 35 [GHz].

Su ancho de banda fraccional tiene un valor de 35% y 19.5%, respectivamente.

Por otro lado, cuando el ángulo se incrementa, en la banda paso baja, la frecuencia central cambia un poco a una frecuencia más alta, mientras que en la banda paso alta, la frecuencia resonante es estable. Aunque esta última tenga una respuesta en frecuencia más estable, se observa en los gráficos de la simulación que para ambas polarizaciones TE y TM aparece una resonancia espuria en el lado derecho al ir incrementando el valor del ángulo de incidencia, esto es causado por el acoplamiento de los resonadores.

Ahora bien, para medir el desempeño de las SSF se diseñó un prototipo usando tecnología de placa de circuito impreso (PCB). La dimensión de dicho prototipo fue de 300×300 [mm²] usando una cantidad de 100×100 elementos. El sustrato dieléctrico fue el mismo que se implementó en las simulaciones.

Para el experimento se llevó a cabo una medición de transmisión en el espacio libre utilizando antenas estándar las cuales se conectaron al dispositivo Agilent E8363B en una cámara anecoica de microondas.

Se realizaron dos pasos para obtener los resultados de las SSF , los cuales consistieron en: medir la transmisión sin el prototipo y finalmente medir la transmisión con el prototipo colocando el diseño de las SSF entre las antenas.

Las gráficas demuestran que los resultados obtenidos del prototipo concuerdan con la simulación.

Conclusiones:

Se diseñó SSF de doble banda de segundo orden miniaturizada la cual opera para las bandas X y $K\alpha$, dicha estructura tiene una alta selectividad y una respuesta de banda ancha. Se compararon los resultados obtenidos en la simulación y los datos que fueron arrojados por el prototipo diseñado por medio de tecnología PCB , demostrando que los valores concuerdan con los del circuito equivalente.

A continuación, se presenta una tabla comparativa de las SSF de la investigación realizada con las principales características de diseño, como el tipo de elemento y configuración, dispositivos implementados, tipo de sustrato y sus propiedades, tipo de polarización, resultados obtenidos como ancho de banda, frecuencia central, pérdidas de inserción, coeficientes de reflexión y de transmisión.

Referencia	Tipo de elemento y configuración	Dispositivos implementados	Tipo de sustrato	Tipo de polarización	Resultados obtenidos	Coefficiente de reflexión	Coefficiente de transmisión
[14]	Elemento de apertura con un diodo Schottky con puente aéreo GaAs incrustado en el centro.	Diodos Schottky con puente aéreo de GaAs	Cuarzo		<p>Para una celda unitaria se obtuvo que el ancho de banda de sintonización es de 7.04 – 9.42 [GHz]. Con una frecuencia central de 40.5 [GHz] Pérdidas de inserción alrededor de 1.47 [dB] Un desplazamiento de fase de 101 [°].</p>		
		Características: Capacitancia Di-Cap. Modelo D12BV101K5PX	Características $\epsilon_r = 3.75$ $\tan \delta = 0.0004$		<p>SSF con 5 capas se tiene un ancho de banda de 3.5 [GHz]. Pérdidas de inserción entre 5 – 11 [dB]. Desplazamiento de fase de 360 [°].</p>		

[15]	Hexágono ranurado		Roger RT5880		<p>Las SSF con ranura hexagonal convencional da un pico de transmisión a 4.65 [GHz]. Pérdidas de inserción igual a 0.01 [dB]. Dos transmisiones nulas situadas en 3.5 [GHz] y 5.4 [GHz]</p>		
			<p>Características $\epsilon_r = 2.2$ $\tan \delta = 0.0009$ Espesor igual a 1 [mm]</p>		<p>SSF tipo paso-banda usando tecnología SIW tiene un pico de transmisión en 4.4 [GHz] Transmisiones nulas en 4.1 [GHz] y 4.51 [GHz].</p>		
[16]	Elemento tipo bucle ranurado		FR-4	Polarización TE y TM	<p>La celda unitaria presenta una caída de banda de reflexión a 5.56 [GHz]. Banda de transmisión de 5.536 [GHz].</p>	-24.4343 [dB]	
			<p>Características $\epsilon_r = 4.4$ $\tan \delta = 0.02$ Espesor igual a 1 [mm]</p>				

[17]	Cruz de Jerusalén y patrón de cuatro aperturas	GT3-23001	Cuarzo	Polarización <i>TE</i> y <i>TM</i>	<p>Frecuencia de resonancia igual a 31.9 [GHz] bajo las siguientes condiciones ángulo de incidencia normal y polarización de 0 [V].</p> <p>Las <i>SSF</i> para polarizaciones <i>TE</i> y <i>TM</i>, con diferente ángulo de incidencia y sin polarización, demuestra que hay una desviación de 0.6% y 3.5%.</p>	
[18]	Arreglo de bucles cuadrados metálicos		FR-4		<p>Las <i>SSF</i> ofrecen un Ancho de banda de 2.35 [GHz]. Ancho de banda fraccionario igual a 35.7%.</p>	<p>Coficiente mínimo de reflexión igual a -36 [dB] a 6.58 [GHz]</p> <p>Coficiente de reflexión de -10[dB]</p>

[19]	Arreglo compuesto por un resonador de anillo recortado rectangular (<i>RSRR</i>) y un resonador tipo T.	Rogers RO4350B	Polarización <i>TE</i> y <i>TM</i>	<p>La primera configuración presenta frecuencias mínimas de transmisión ubicadas en 7.61 [GHz] y 14.24 [GHz]. Al variar el ángulo de incidencia se tiene un ancho de banda de 0.62 [GHz] a -3 [dB]. Con polarización <i>TM</i> se observa que las frecuencias mínimas de transmisión ocurren en 11.8 [GHz] y 15.85 [GHz]. Única banda de paso que va desde los 12.17 [GHz] a 14.15 [GHz].</p>	Coeficiente de transmisión igual a 1
		<p>Características: $\epsilon_r = 3.48$ $\tan \delta = 0.0037$ Espesor igual a 0.254 [mm]</p>		<p>La segunda configuración cuenta con dos puntos mínimos de transmisión, los cuales ocurren en las siguientes frecuencias: 7.23 [GHz] y 13.83 [GHz]. Pérdidas de inserción igual a 0.5 [GHz] en su banda de paso.</p>	

<p>[20]</p>	<p>Bucles cuadrados dobles (<i>DSLs</i>) y bucles cuadrados dobles cuadrículados (<i>G – DSLs</i>)</p>		<p>F4B-2</p>	<p>Polarización <i>TE</i> y <i>TM</i></p>	<p>Las <i>SSF</i> ofrecen tres ventanas de transmisión centradas en 7.7, 12.8 y 18.9 [GHz].</p> <p>Anchos de banda a -3 [dB] igual a 1 [GHz], 1.6 [GHz] y 1.4 [GHz], respectivamente.</p>		
<p>[21]</p>	<p>Antena – Filtro – Antena (<i>AFA</i>)</p>	<p>Dos antenas tipo parche</p>	<p>Rogers RT/duroid 5880</p>	<p>Polarización <i>TE</i> y <i>TM</i></p>	<p>El diseño ofrece un 27.6% de ancho de banda para -3 [dB] para 40.5 [GHz], obteniéndose un máximo de pérdidas de inserción en la banda < 0.2 [dB].</p>		
			<p>Características: $\epsilon_r = 2.2$ $\tan \delta = 0.0009$ Espesor igual a 315 [μm]</p>				

<p>[22]</p>	<p>Elementos patch-wire-patch organizados en una red triangular.</p>		<p>F4B-2</p>	<p>Polarización <i>TE</i> y <i>TM</i></p>	<p>Las <i>SSF</i> ofrecen un ancho de banda de 0.5 [dB] equivalente a 3.9 [GHz], ya que el intervalo del ancho de banda va desde los 7.8 [GHz] hasta los 11.7 [GHz]. Se observa dos fuertes caídas de reflexión en 9.1 [GHz] y 10.4 [GHz]. El ancho de banda fraccional es igual al 40%.</p>		
<p>[23]</p>	<p>Bucles cuadrados concéntricos</p>		<p>F4B-2</p> <p>Características: $\epsilon_r = 2.65$ $\tan \delta = 0.001$ Espesor igual a 1 [mm]</p>	<p>Polarización <i>TE</i> y <i>TM</i></p>	<p>Las <i>SSF</i> ofrecen dos ventanas de transmisión centradas en las frecuencias 9.95 [GHz] y 31.85 [GHz]. El ancho de banda a -3 [dB] de la ventana de frecuencia más baja es de 3.5 [GHz], dicho <i>BW</i> va desde los 8.1 hasta los 11.6 [GHz], mientras que el ancho de banda para la ventana de frecuencia más alta es de 6.2 [GHz], donde el intervalo del <i>BW</i> va desde los 28.8 hasta los 35 [GHz]. Su ancho de banda fraccional tiene un valor de 35% y 19.5%, respectivamente.</p>		

De la anterior tabla comparativa se concluye lo siguiente:

-Las *SSF* que cuentan con dispositivos activos inmersos en ellas, permite obtener superficies con respuesta de banda de paso sintonizable, debido a la aplicación de cierto voltaje de polarización.

Sin embargo, otra forma de obtener respuesta de banda de paso sintonizable es por medio de la modificación del valor de la permitividad, por medio del uso de dispositivos LC.

-Por otro las *SSF* que cuentan con varias capas nos muestran un ancho de banda mejorado.

-Las superficies que cuentan con tecnología *SIW*, nos permite obtener un ancho de banda muy reducido haciendo que las *SSF* sean muy selectivas.

-Las superficies con geometría de línea serpenteada, son una buena opción para reducir el tamaño de la celda unitaria, sin embargo, una de las mayores desventajas de este tipo de geometrías es que al querer mejorar el ancho de banda se debe mantener un espacio mínimo entre las líneas.

-Para diseñar *SSF* multibanda se puede implementar estructuras con geometría fractal, o geometrías básicas de diferentes tamaños tales como: anillos concéntricos o bucles cuadrados.

- La sensibilidad de la respuesta en frecuencia de las *SSF* aumenta debido a problemas como desalineación de las múltiples capas durante el proceso de fabricación.

2.3 Tipos de SSF

Las SSF se pueden clasificar según:

- Su geometría elemental
- Su estructura

Ahora bien, las SSF de acuerdo con su geometría se pueden subclasificar en: SSF con elementos básicos, SSF con elementos retorcidos o serpenteados y en SSF con elementos fractales.

Por su parte, las SSF según el diseño de su estructura pueden ser de una sola capa, multicapa, Antena – Filtro – Antena (AFA) y tridimensional [24].

La Figura 24 muestra la taxonomía de las SSF.

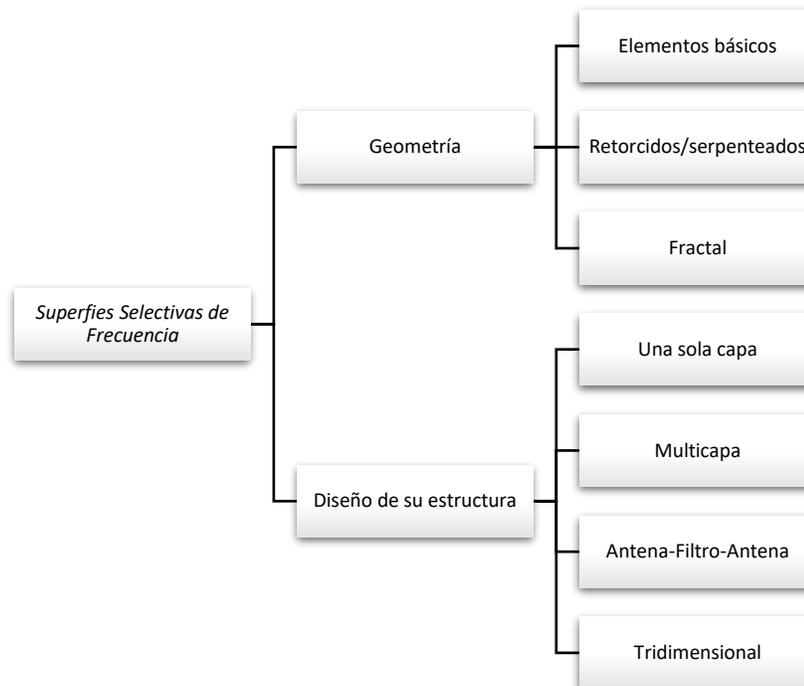


Figura 24. Taxonomía de las SSF [25].

2.4 Superficies Selectivas de Frecuencia de acuerdo con su geometría.

2.4.1 SSF con elementos básicos.

En general existen cuatro grupos de elementos básicos para el diseño de una celda unitaria, los cuales se ilustran en la Figura 25.

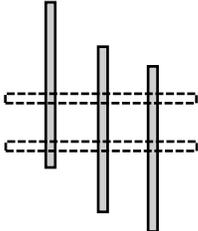
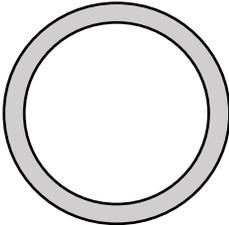
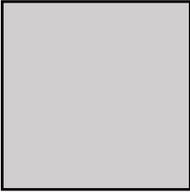
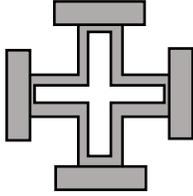
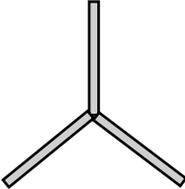
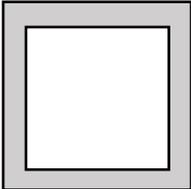
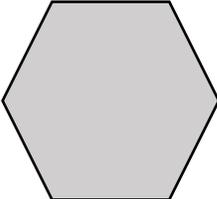
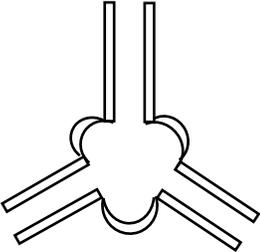
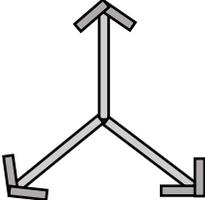
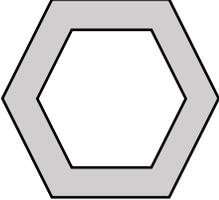
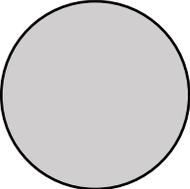
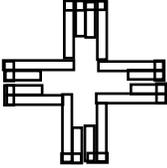
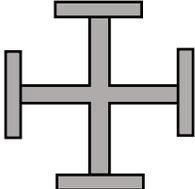
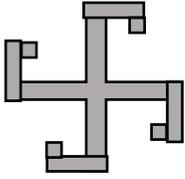
Grupo 1	Grupo 2	Grupo 3	Grupo 4
 <p data-bbox="337 535 402 571">Dipolo</p>	 <p data-bbox="621 535 708 571">Circular</p>	 <p data-bbox="870 535 1044 571">Parche cuadrado</p>	 <p data-bbox="1125 535 1398 571">Combinación de grupo 1 y 2</p>
 <p data-bbox="337 865 402 900">Tripolo</p>	 <p data-bbox="613 865 716 900">Cuadrado</p>	 <p data-bbox="870 865 1044 900">Parche hexagonal</p>	 <p data-bbox="1133 905 1390 972">Tripolo de 3 piernas cada uno con ángulo de 120°</p>
 <p data-bbox="342 1228 402 1264">Ancla</p>	 <p data-bbox="613 1228 716 1264">Hexagonal</p>	 <p data-bbox="875 1228 1039 1264">Parche Circular</p>	 <p data-bbox="1195 1228 1330 1264">MK Ranurado</p>
 <p data-bbox="280 1516 464 1551">Cruz de Jerusalén</p>			
 <p data-bbox="285 1801 459 1837">Espiral cuadrada</p>			

Figura 25. Grupos de elementos básicos para el diseño de una celda unitaria [26].

El *Grupo 1* se caracteriza por tener un centro conectado o N-polos. Las configuraciones que pertenecen a dicho grupo son elementos rectos simples también conocidos como dipolos; elementos tripolo; elementos tipo ancla; la cruz de Jerusalén y la espiral cuadrada. Dichos elementos están diseñados para actuar como filtros de banda de parada para ondas planas incidentes y como superficies reflectoras en un intervalo de frecuencia estrecho.

Por su parte el *Grupo 2*, contiene geometrías en bucle tales como bucles circulares; cuadrados y hexagonales. Dichos elementos exhiben propiedades de banda de paso, lo que significa que actúan como superficies semireflectantes para las ondas electromagnéticas incidentes dentro de la banda operativa de frecuencias.

El *Grupo 3* consiste en un interior sólido o tipos de parches de diferentes formas, mientras que el *Grupo 4* es una combinación de todos los grupos anteriores [26], [25].

2.4.2 *SSF* con elementos retorcidos o contorneados

De acuerdo con [25], las investigaciones recientes han demostrado que las *SSF* que cuentan con este tipo de elementos han permitido que el tamaño de las *SSF* sea muy pequeña. Según el artículo [24], este tipo de estructuras principalmente se usan para el diseño de radomos, en los cuales un factor importante a considerar en el diseño de este tipo de superficies para esta aplicación es que deben ser flexibles para poder formar parte de los radomos. También se menciona que este tipo de elementos presentan una mayor estabilidad a la variación de los ángulos de incidencia y del tipo de polarización que se le aplique en comparación a los elementos básicos anteriormente mencionados en el apartado 2.4.1.

2.4.3 *SSF* con elementos fractales

El término fractal fue acuñado por Mandelbrot y se define como aquel objeto geométrico en el que una misma forma se repite a diferentes escalas y tamaños. Los fractales han sido utilizados para modelar objetos naturales como galaxias, copos de nieve, arboles, etc.

Recientemente, las geometrías fractales han captado la atención de los investigadores, lo que ha permitido el desarrollo de superficies con este tipo de geometría inmersa. De acuerdo con [27], una amplia gama de estructuras prácticas de elementos fractales se pueden generar usando el Sistema de Funciones Iteradas (*IFS – Iterated Function Systems*). Dicho método ha sido la principal herramienta para el diseño debido a que ofrece una estructura para la caracterización y manipulación de los fractales.

Ahora bien, los resultados han demostrado que las *SSF* con este tipo de elemento crean una respuesta multibanda, además de que los fractales ocupan un área mucho más pequeña debido a su uso eficiente del espacio. Se ha encontrado que la respuesta de frecuencia de este tipo de estructuras se ve influenciada debido al factor de escala, el nivel de iteración y el ancho del parche metálico.

A continuación, la Figura 26 muestra algunas de las formas fractales más utilizadas en investigaciones recientes.

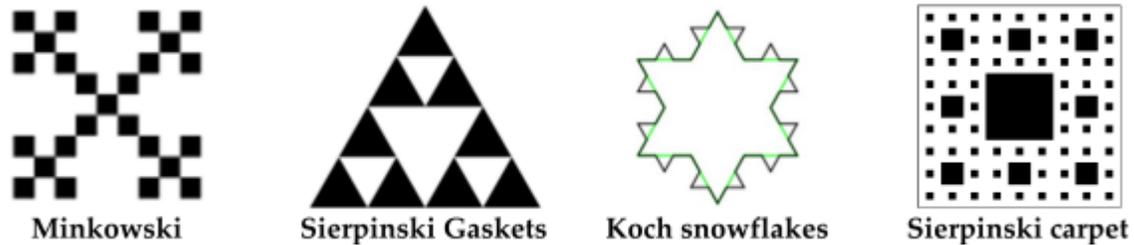


Figura 26. Algunas típicas geometrías fractales implementadas en diversas SSF [25]¹⁵

La investigación desarrollada en [28] presenta *SSF* multicapa con elementos Minkowski fractales de sublongitud de onda de banda ancha basados en el concepto AFA. La transmisión se obtiene mediante la conexión en cascada de estructuras periódicas bidimensionales multicapa de parches y ranuras fractales. Los parches fractales de la capa superior son inductivos y no resonantes, y las ranuras fractales en el plano de tierra proporcionan una capacitancia.

En [29] se muestra tres *SSF*, la primera de ellas cuenta con elementos fractales tipo Minkowski, la segunda cuenta con fractales Sierpinski Carpet y la última está formada por elementos de dipolos en cruz.

Los resultados demostraron que las superficies con elemento fractal Minkowski y Sierpinski Carpet muestran un incremento en las bandas de parada, asociadas al tamaño de la geometría de los elementos y al incremento de las iteraciones para formar dicho elemento. Finalmente, el tercer fractal formado por usar dipolos en cruz resonantes se encuentra limitado por el grosor de cada dipolo, debido que al incrementar el número de iteraciones el espacio entre cada elemento en la geometría se vuelve más estrecho. Existe una buena correlación entre la geometría y las bandas de parada en el caso de los fractales Sierpinski Carpet y de dipolos en cruz.

2.5 Superficies Selectivas de Frecuencia de acuerdo con su estructura

2.5.1 *SSF* con estructura de una sola capa

Las *SSF* de una sola capa son aquellas compuestas de un conjunto de elementos bidimensionales periódicos resonantes. Sabemos que las *SSF* actúan como filtros de paso banda o supresor de banda con base en la geometría de su elemento. Ahora bien, las *SSF* de una sola capa que tengan este tipo

¹⁵ Anwar, R. S., Mao, L., & Ning, H., *Some typical fractal FSS geometries investigated in different applications*, 2018, [Figura], Recuperado de: <https://doi.org/10.3390/app8091689>

de respuesta se han implementado para diversas aplicaciones, debido a que son estructuras eficientes con menos masa, volumen y costo, y por ende son fáciles de integrar.

Sin embargo, uno de los mayores retos que presenta el diseño de este tipo de estructuras está asociado al espacio disponible, pues entre menor sea, será más complicado colocar las celdas unitarias para formar un arreglo finito. Adicionalmente, grandes espacios entre elementos y tamaños de estos pueden ocasionar diversos problemas en la construcción y el diseño.

De acuerdo con [25], una manera para solucionar este problema es miniaturizar los elementos y esto se ha logrado mediante el uso de elementos como bucles simples, elementos serpenteados y fractales.

Un claro ejemplo de este tipo de superficies se muestra en el texto [30], donde el diseño de la estructura es un filtro paso banda sirve para aumentar la ganancia en la banda *UWB* (*Ultra – Wide Band*). La celda unitaria de las *SSF* consiste en un elemento de bucle cuadrado (*CSL*), un anillo y un elemento dipolar en cruz impresos en un solo lado del dieléctrico. El diseño de la celda unitaria se muestra en la Figura 27.

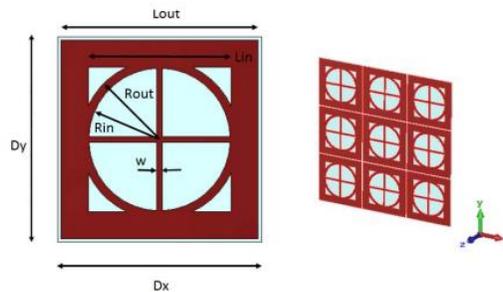


Figura 27. Geometría de la celda unitaria.¹⁶

El artículo describe que para poder elegir las dimensiones adecuadas para el diseño y formación de la celda unitaria se analizaron cada uno de los elementos que incorporan a dicha estructura. Los resultados demostraron que el *CSL* al cambiar su anchura interna, esta interfiere en la transmisión, ya que, al reducir su ancho interno, la frecuencia mayor y la frecuencia de resonancia incrementan, por lo que el ancho de banda también aumenta. Ahora bien, al añadir un elemento de anillo al *CSL* y al variar el radio interno de dicha circunferencia se observa que la frecuencia baja, las frecuencias central y alta son desplazadas a la derecha, obteniéndose un mayor ancho de banda. Finalmente, al añadir un elemento de dipolos en cruz al anillo y al elemento *CSL*, el ancho de banda de transmisión se decrementa cuando el ancho del elemento se reduce.

¹⁶ Kocakaya, A., Çakır, G. y Dikmen, C. ,2017, (a). Unit cell geometry (b) Perspective view of periodic designed FSS [Figura]. Recuperado de: <https://ieeexplore-ieee-org.pbidi.unam.mx:2443/document/8266377?arnumber=8266377>

2.5.2 *SSF* con estructura multicapa

Anteriormente hemos descrito en qué consisten las *SSF* de una capa y así mismo hemos señalado varias de sus características. Ahora bien, varias investigaciones han señalado que las *SSF* de una sola capa cuentan con un limitado ancho de banda el cual es difícil de mejorar. La solución para esta problemática es construir *SSF* multicapa, ya que se puede lograr una respuesta de banda ancha en el intervalo de frecuencia deseado mediante este tipo de estructuras.

La Tabla 4 muestra una comparación de distintos tipos de *SSF* multicapa que se han presentado en años recientes, observe que para tener un amplio ancho de banda debemos de contar con un tamaño más pequeño del arreglo del elemento.

Tabla 4. Breve descripción de algunas *SSF* con estructura multicapa [24], [25].

Referencia	Número de capas	Tipo de elemento y configuración	Frecuencia de resonancia	Frecuencia de Ancho de banda %	Tamaño del arreglo del elemento
[31]	2	Líneas retorcidas y cuatro parches cuadrados simétricos metálicos.	2.4[GHz]	29.2	0.104 λ
[32]	5	Parche capacitivo e inductivo rejilla de alambre	16.5[GHz]	10	0.104 λ
[33]	2	Serpenteado simétrico cuádruple y dipolo contorneado	1.42[GHz]	37	0.0378 λ
[34]	2	Parche de cuatro bucles cuadrados a las cuatro esquinas y no resonante capa inductiva con un bucle cuadrado	12.24[GHz]	96	0.245 λ

2.5.3 *SSF* con estructura AFA

Las *SSF* tradicionales o de primer orden no pueden cubrir la demanda de un ancho de banda más amplio, una solución a esta problemática sería la colocación en cascada de múltiples capas de *SSF* de primer orden, sin embargo, esta técnica resulta en un aumento en el grosor de las *SSF*. Se ha demostrado que las *SSF* activas o las *SSF* con geometría fractal han permitido obtener un mayor ancho de banda.

Recientemente, las *SSF* con elemento *Antena-Filtro-Antena (AFA)* son empleadas para lograr una selectividad de alta frecuencia, dicha superficie está compuesta por una antena receptora, una estructura sin radiación resonante y una antena transmisora operando entre la entrada y salida de los puertos de radiación.

Un ejemplo claro de este tipo de estructuras se muestra en [35], lo cual nos muestra el diseño de una superficie de tres capas con arreglos tipo *AFA* y elementos fractales para la construcción de un filtro tipo paso banda, la cual opera en la banda C de frecuencias. El diseño de la celda unitaria se muestra en la Figura 28.

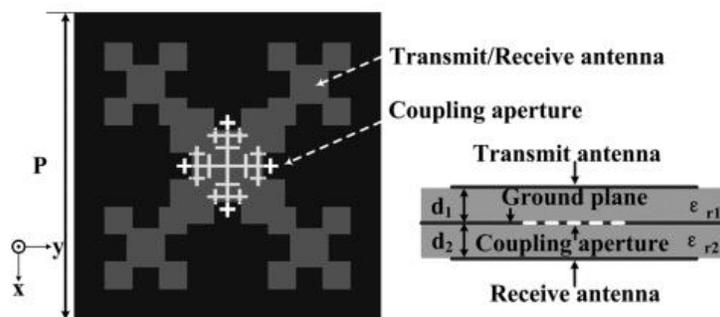


Figura 28. Configuración de las *SSF* que cuentan con estructura AFA.¹⁷

Los resultados demostraron que a través de la utilización de elementos fractales y arreglos tipo *AFA* se reduce el tamaño de la celda unitaria de las *SSF*, además cuenta con una gran selectividad de alta frecuencia.

2.5.4 *SSF* con estructura tridimensional

De acuerdo con investigaciones recientes, se ha introducido un nuevo tipo de *SSF* que cubre todas las características de ser buenas *SSF*, dichas superficies reciben el nombre de *SSF* tridimensionales, además dichas superficies 3D poseen flexibilidad en su forma y tienen un peso reducido.

¹⁷S. Zheng, Y. Yin, J. Fan, X. Yang, B. Li y W. Liu, **2012**, *Configuration of FSS element based on fractal AFA module. (a) Front view. (b) Side view.* [Figura]. Recuperado de: <https://ieeexplore-ieee-org.pbidi.unam.mx:2443/document/6164213?arnumber=6164213>

Para crear una superficie tridimensional se introducen estructuras/cavidades adicionales entre las capas planas de una superficie 2D en comparación a una estructura multicapa convencional. Dichas estructuras/cavidades pueden ser arreglos periódicos de placa de línea microcinta, vías o alguna línea de metal resonante.

Estas superficies 3D son utilizadas principalmente en la detección infrarroja y en comunicaciones móviles.

La Tabla 5 ofrece una descripción general de algunas de las *SSF* tridimensionales que se han reportado en años recientes, podemos ver que las dichas estructuras cuentan con buenos intervalos de respuestas de frecuencia. Los investigadores indican que el mayor desafío que presentan los investigadores para el diseño de este tipo de estructuras se asocia a su fabricación y realización [25].

Tabla 5. Breve descripción de algunas *SSF* con estructura tridimensional [25], [26].

Referencia	Tipo de elemento y configuración	Ancho de banda
[36]	Condensador agrupado en microcinta resonador de impedancia escalonada	4.3-4.8 [GHz]
[37]	Arreglo periódico de guías de ondas cuadradas	12-24.7[GHz]
[38]	Guía de ondas metálicas cuadradas modificado con ranuras para mancuernas en todas las paredes de la guía de onda	3.7-4 [GHz]

2.6 Aplicaciones de las *SSF*.

Hay numerosas aplicaciones en donde las *SSF* han sido implementadas para distintas bandas de frecuencia tales como: RF, microondas, ondas milimétricas y terahercios.

Las *SSF* según su aplicación se pueden categorizar en: *SSF* meta-skin, *SSF* ópticas, *SSF* textiles, *SSF* portátiles (wearable) y *SSF* absorbentes [26].

2.6.1 *SSF meta-skin*

La piel metálica o también conocida como meta-skin se ha usado recientemente en diversas aplicaciones de ingeniería debido a sus excelentes propiedades físicas y mecánicas, pues se ha demostrado que el metal líquido como componente activo ha permitido realizar dispositivos electrónicos flexibles y con capacidad de estirarse, tales como: interconexiones, sondas, antenas, microelectrodos para dispositivos microfluídicos, plataformas de microfluidos, de metamateriales conmutables y sensores de piel artificial.

El artículo [39], muestra estructuras meta-skin que funcionan como *SSF* sintonizables, las cuales cuentan con un amplio intervalo de frecuencia de resonancia en el régimen de microondas. La estructura de las meta-skin contienen el metal líquido dentro de un elastómero, el cual toma la forma de un resonador de anillo dividido también conocido como *SRR*, dicho diseño se observa en la Figura 29.

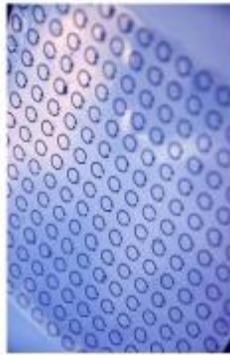


Figura 29. Diseño propuesto para la fabricación de las *SSF meta-skin*.¹⁸

Ahora bien, seis meta-skins fueron apiladas y entre cada capa se fijó una cierta distancia de separación. Cada capa de meta-skin fue estirada lo que conduce a un cambio en las dimensiones de las *SRR*, lo que puede influenciar en el valor de la inductancia y capacitancia de las *SRR* cambiando así su frecuencia de resonancia.

Posteriormente, la distancia de separación entre dos capas vecinas fue modificada y los resultados obtenidos demostraron que a medida que las meta-skins se alejan unas de otras, la inductancia mutua de los resonadores de las capas vecinas se reduce, por consecuencia hubo un incremento en la frecuencia de resonancia de las meta-skins.

¹⁸Yang, S.; Liu, P.; Yang, M.; Wang, Q.; Song, J. y Dong, L, **2016**, *Fabrication process flow for the meta-skin*. [Figura]. Recuperado de: <https://www.nature.com/articles/srep21921>

Finalmente, el artículo reportó que las meta-skin se mantuvieron completamente funcionales después de repetidas mediciones, debido a que las *SRR* de metal líquido pueden fluir y remodelarse en respuesta a las tensiones aplicadas.

2.6.2 *SSF* ópticas

Como bien sabemos las *SSF* son conocidas como filtros espaciales, debido a las diversas aplicaciones que han tenido en el dominio de microondas, sin embargo, se ha demostrado que las *SSF* pueden ser aplicadas en frecuencias más allá de las microondas.

Por ejemplo, en el artículo [40] se muestra *SSF* tipo paso banda con aplicación en la región del infrarrojo. Dichas superficies consisten en un arreglo de aperturas circulares contenidas en una rejilla hexagonal, los resultados demostraron que para las *SSF* diseñadas, al variar el valor de las constantes dieléctricas produce una variación en la frecuencia, afectando la longitud de onda resonante y el ancho de banda del filtro. Los autores concluyeron que la capa metálica al tener un espesor pequeño dicha lámina es semitransparente y no se observa resonancia, sin embargo, al incrementar su grosor la resonancia se incrementa, obteniéndose un ancho de banda mucho mayor. Al aumentar más allá de 40 [nm] se presenta pérdidas de inserción adicionales y una reducción de ancho de banda.

Por lo que se concluye que un intervalo óptimo de espesor es aquel que se encuentra entre los 30 – 40 [nm], ya que se obtienen bajas pérdidas de inserción.

2.6.3 *SSF* textiles

Las *SSF* impresas en fibras textiles tienen la capacidad de brindar protección contra las ondas electromagnéticas en diferentes longitudes de onda, lo que las hace útiles para los sectores médico y militar.

Se encontró que para fabricar las *SSF* textiles, se pueden utilizar varias técnicas de impresión tales como: serigrafía, litografía, impresión por inyección de tinta y estampado. El artículo [41] es un gran ejemplo de *SSF* textiles diseñadas por el método de impresión por inyección de tinta. Según el texto, el proceso de fabricación de dicha estructura consiste en lo siguiente: por medio de la serigrafía se coloca una capa de interfaz en un tejido de algodón de poliéster 65/35. Dicha capa tiene como objetivo principal reducir la rugosidad de la superficie del tejido, además de que cuenta con la propiedad de secarse por medio del uso de rayos UV. Este paso se repitió tres veces para obtener una superficie suave, posteriormente la capa se seca por medio de los rayos UV. Ahora bien, la impresora por inyección de tinta deposita plata en la superficie resultante y realiza esta tarea dos veces para formar una capa con buena conductividad. Finalmente, la capa de plata se seca térmicamente en un horno.

En la Figura 30 se muestra un diagrama de flujo del proceso de fabricación anteriormente descrito.

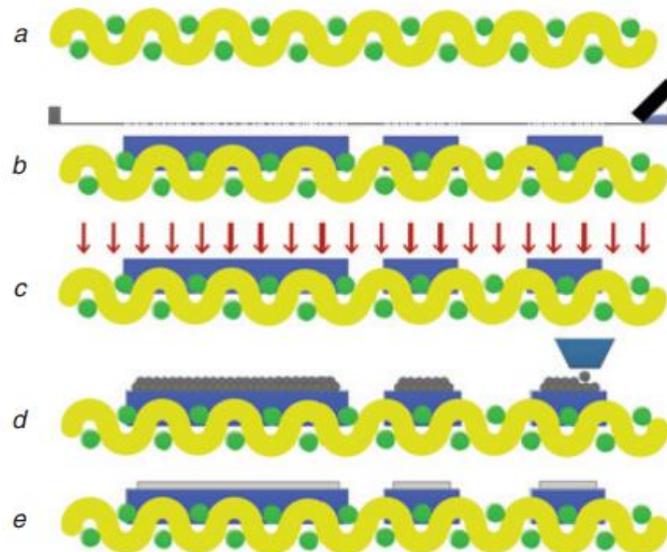


Figura 30. Diagrama de flujo desde una vista transversal de las SSF impresas con inyección de tinta. a) Vista transversal del tejido de algodón de poliéster 65/35, b) Colocación de una capa de interfaz, c) Secado de la capa de interfaz mediante el uso de rayos UV, d) Deposición de plata y e) Secado de la capa de plata mediante un horno.¹⁹

Como hemos dicho la fabricación de dichas superficies ha permitido proteger los tejidos humanos de los efectos peligrosos de la radiación electromagnética, ya que permiten suprimir o eliminar la radiación. Un claro ejemplo de ello se muestra en el texto [42] donde se desarrollaron cuatro diseños diferentes de SSF textiles, para cuatro diferentes bandas de frecuencia donde comúnmente ocurre la contaminación electromagnética. Dichas estructuras se muestran en la Figura 31.

Los resultados muestran que los cuatro diseños además de ser estructuras flexibles y ligeras, su respuesta en frecuencia incrementa al tener valores de permitividad menores.

Finalmente, cabe decir que las SSF textiles que fueron fabricadas tienen la ventaja de poder ser modificadas debido a que el conductor es fácil de retirar, lo que provoca el desarrollo de nuevas estructuras con otra topología.

¹⁹ Whittow, W., Li, Y., Torah, R., Yang, K., Beeby, S. y Tudor, J., 2014, *Cross-sectional viewflow diagram of inkjet printed FSS on fabrication process comprising two deposition stages*, [Figura]. Recuperado de: <https://ietresearch.onlinelibrary.wiley.com/doi/epdf/10.1049/el.2014.0955>

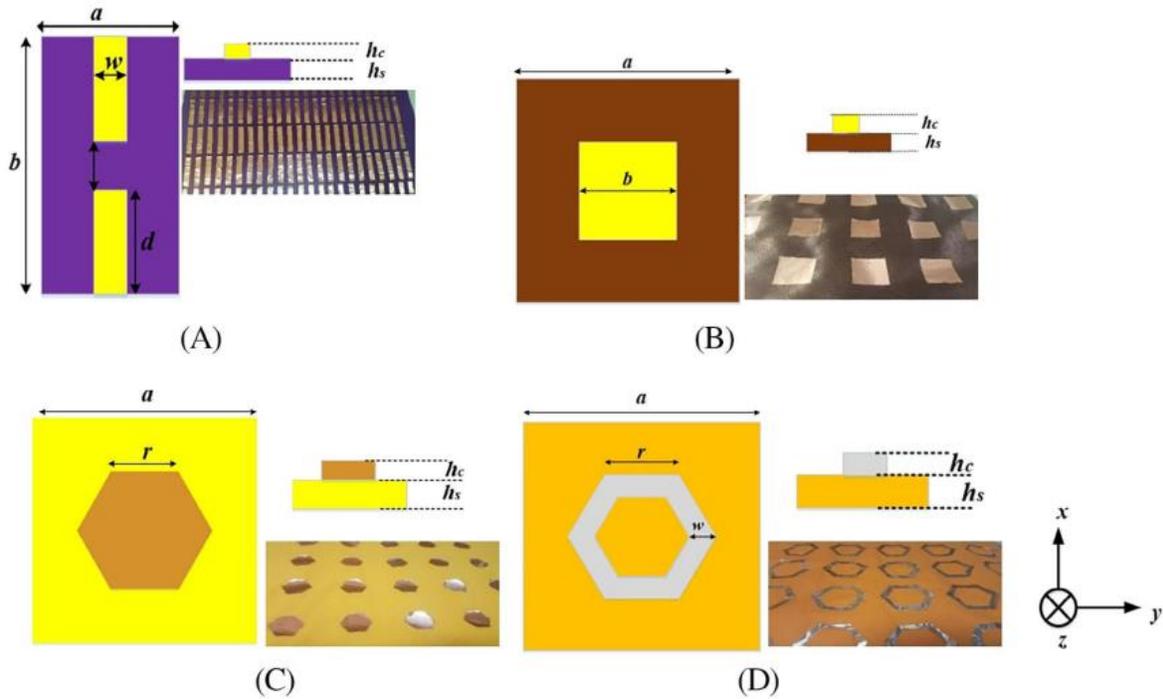


Figura 31. Geometrías de los diseños propuestos.²⁰

2.6.4 *SSF* portátiles

Estas superficies han cobrado un mayor interés en el ámbito de comunicaciones y médico debido a que cuentan con un diseño característico, tal y como alta flexibilidad, estructura compacta, fabricación de bajo costo, bajo impacto visual, además de que cuentan con un buen acoplamiento entre antena y cuerpo.

Un ejemplo de este tipo de *SSF* puede observarse claramente en el siguiente texto [43], el cual nos indica el desarrollo de cuatro antenas flexibles y compactas, construidas sobre un polímero con aplicación en la banda *WBAN* (*Wireless Body Area Network*) para el monitoreo de altas temperaturas en humanos. Dichas antenas cuentan con un diseño de celda unitaria tipo pre-fractal con geometría teragon, los cuales se ilustran en la Figura 32.

²⁰ Can, S, Karakaya, EU y Yilmaz, AE. 2020, *Geometry of the proposed designs and manufactured sample A, S1; B, S2; C, S3; D, S4*. [Figura]. Recuperado de: <https://onlinelibrary-wiley-com.pbidi.unam.mx:2443/doi/epdf/10.1002/mop.32474>

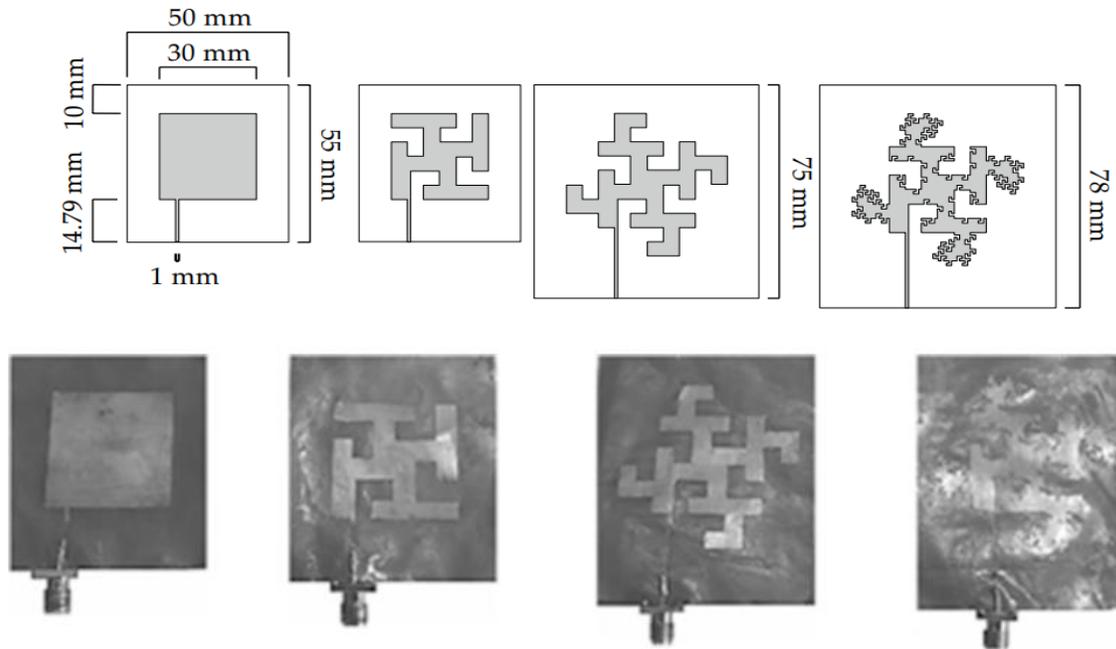


Figura 32. Geometría pre-fractal teragon implementada en el diseño de las SSF portátiles.²⁰

Los resultados obtenidos demuestran que existe una buena relación entre las mediciones realizadas y las simulaciones. Sin embargo, se observa que al incrementar el perímetro del parche y el nivel de fractal, la frecuencia de resonancia se desplaza a la izquierda, y el ancho de banda se decrementa. Por otro lado, la eficiencia de radiación decrementa con el incremento del nivel de fractal, porque hay una mayor dispersión de la radiación.

²⁰ Silva Junior, P.F., Santana, E.E.C., Pinto, M.S.S. et al. **2020**, *Wearable flexible antennas with pre-fractal geometry of teragon: a L-system pre-fractal generation, b proposed microstrip line fed pre-fractal patch antennas, c built antennas*, [Figura]. Recuperado de: <https://doi.org/10.1007/s11277-020-07458-0>

2.6.5 *SSF* absorbentes

Las *SSF* también se pueden categorizar en: *SSF* reflectoras y absorbentes. En general, las *SSF* exhiben buena reflexión en cierto intervalo de frecuencias tal y como se ilustra en la Figura 33.

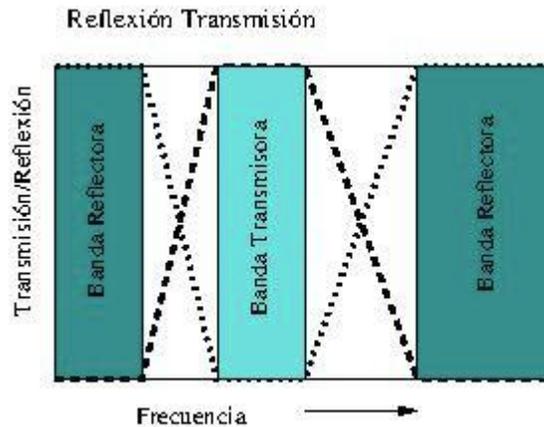


Figura 33. *SSF* con buenas características de reflexión [25].

En cambio, las superficies absorbentes se caracterizan por tener un nivel de reflexión mínimo tal y como se observa en la Figura 34.

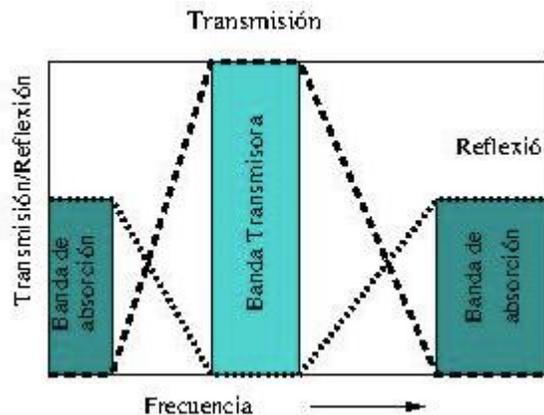


Figura 34. *SSF* que cuenta con características absorbentes [25].

Las señales reflejadas se absorben normalmente mediante la introducción de algunos arreglos de elementos absorbentes en dicha estructura, por lo que en vez de reflejar las ondas electromagnéticas incidentes estos elementos las absorben. Comúnmente este tipo de superficies se usan en el ámbito militar debido a que dichas estructuras son incorporadas en aviones militares para no ser detectados en el espacio aéreo, por otro lado, en las comunicaciones se utilizan para proteger la conexión inalámbrica de los teléfonos móviles, ya que bloquean las frecuencias no deseadas.

Ahora bien, el texto [44] muestra un claro ejemplo de *SSF* activas conmutables absorbente/reflejante. Dicha estructura está compuesta de dos capas y una cámara de aire, donde la primera capa cuenta con dos anillos circulares ranurados sobre un sustrato tipo F4B. Cada uno de los lados de los anillos tiene conectado un diodo tipo PIN en paralelo con una resistencia, dichos elementos tienen el objetivo de conmutar dos estados de absorción y reflexión. Por otra parte, la capa de abajo contiene dos superficies, donde la primera de ellas contiene un anillo ranurado en el dieléctrico anteriormente mencionado, mientras que la segunda estructura por su parte es una capa metálica que actúa como tierra. Dichas *SSF* se observan con mejor claridad en la Figura 35.

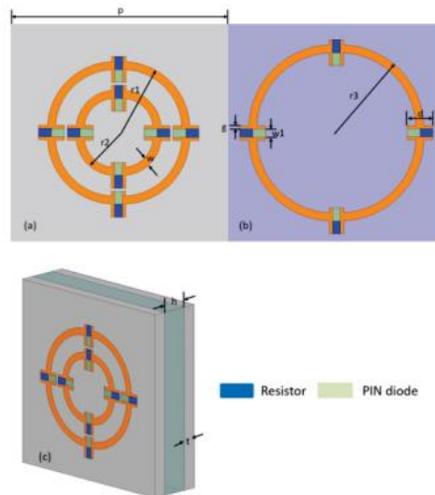


Figura 35. Estructura de las *SSF* absorbentes.²¹

De acuerdo con el texto los resultados obtenidos al simular dichas *SSF* indican que cuando el diodo PIN está encendido la estructura se comporta como *SSF* reflectoras, mientras que cuando el diodo está apagado la superficie se comporta como *SSF* absorbentes en el intervalo de 7.5 – 18.5 [GHz]. Ahora bien, al variar el ángulo de incidencia de la onda y al tener el diodo PIN apagado se comportan como superficies absorbentes siempre y cuando el ángulo no sea mayor a 35° para la polarización *TE* y 20° para la polarización *TM*. Cuando el diodo PIN está encendido las *SSF* se comportan como superficies reflectoras con un ángulo de incidencia mayor a los 30° para *TE* y *TM*.

²¹ H. Chen, Q. Cao y Y. Wang, **2020**, *Geometry of structure of switchable AFSS.(a) unit cell of the top layer, (b) unit cell of the lower layer, and (c) geometry of the proposed AFSS.* [Figura]. Recuperado de: <https://ieeexplore.ieee.org/document/9331523>

2.7 Características de diseño de las SSF

Existen diversas características que se toman en cuenta en el diseño de SSF como son:

- Geometría de la celda unitaria del elemento resonador
- Utilización de parche o ranura (apertura)
- Elección del sustrato dieléctrico de bajas pérdidas
- El tipo de filtrado de señales electromagnéticas
- Banda de frecuencias de operación
- Una sola banda o multibanda
- Banda estrecha o banda ancha
- Implementación de una capa o multicapa
- Tipo de polarización de la onda incidente
- SSF pasivas o activas
- Dispositivos de control
- Aplicaciones de las SSF

Capítulo 3. SSF utilizadas en frecuencias de microondas

3.1 Filtrado de señales

Existen diversas formas de obtener el filtrado de señales de microondas como la implementación de filtros basados en circuitos de microondas, guías de onda, estructuras periódicas y SSF, para su utilización en banda y multibanda con aplicaciones en diversos sistemas de comunicaciones, para poder seleccionar las señales deseadas y prevenir la interferencia electromagnética (EMI), producida por la saturación del espectro radioeléctrico, para producir la adecuada recepción de señales en diversas aplicaciones como son en comunicaciones inalámbricas y de radar, telefonía móvil, sistemas satelitales y militares, para separar señales de diferentes frecuencias y seleccionar las señales deseadas.

Las SSF presentan varias ventajas en comparación con los otros métodos de filtrado, ya que se disminuyen las pérdidas al tener un comportamiento de filtro espacial, fácil fabricación, ya que se utiliza tecnología planar, así como el uso de elementos resonadores individuales que corresponden a la celda unitaria de las SSF, en la cual se puede modificar y controlar sus parámetros de diseño para poder obtener un comportamiento adecuado en su respuesta en frecuencia.

Como hemos ya mencionado en el Capítulo 2 del presente trabajo, las SSF también conocidas como filtros espaciales, se utilizan para modificar la onda electromagnética incidente en dicha superficie y proporcionar características de dispersión (S) ya sea transmitida y/o reflejada con una fase y magnitud dada.

Es importante destacar que el parámetro S está asociado a números complejos que caracterizan a las superficies. Para aplicaciones de filtrado, el módulo de los coeficientes de reflexión S_{11} o de transmisión S_{21} deben estar acotados en el ancho de banda de frecuencia de operación. De acuerdo con [45], para calcular los parámetros S de las SSF se puede aproximar a un circuito equivalente en condiciones normales de incidencia. Una vez derivado el circuito equivalente, los parámetros S_{11} y S_{21} se calculan utilizando la teoría convencional de una línea de transmisión [46]. Por lo que:

$$S_{11} = \frac{AZ_0 + B - CZ_0^2 - DZ_0}{AZ_0 + B + CZ_0^2 + DZ_0}$$

$$S_{21} = \frac{2Z_0}{AZ_0 + B + CZ_0^2 + DZ_0}$$

Donde A, B, C, D representa los términos de la matriz $ABCD$ del sistema que comprende a las SSF y N está asociado al número de dieléctricos [47]:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = [M_1] \dots [M_n] \cdot [M_{SSF}] \cdot [M_{n+1}] \dots [M_N]$$

De la ecuación anterior, el subíndice n representa el n -ésimo sustrato dieléctrico y M representa la dispersión de cada capa.

$$[M_n] = \begin{bmatrix} \cos(k_{zn}d_n) & jZ_n \operatorname{sen}(k_{zn}d_n) \\ j \frac{\operatorname{sen}(k_{zn}d_n)}{Z_n} & \cos(k_{zn}d_n) \end{bmatrix}$$

$$[M_{SSF}] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{Z_{SSF}} & 1 \end{bmatrix}$$

Donde Z_{SSF} es la impedancia de las SSF aproximada, la cual fue anteriormente calculada con los parámetros LC . $Z_n^{TE} = (\omega\mu_r\mu_0)/k_{zn}$ y $Z_n^{TM} = k_{zn}/(\omega\varepsilon_r\varepsilon_0)$ son las impedancias características del bloque para polarizaciones TE y TM , $k_{zn} = \sqrt{\varepsilon_r k_0^2 - k_t^2}$ es la componente normal del número de onda. $k_t = k_0 \operatorname{sen}(\vartheta)$ es la componente transversal del número de onda con ϑ representando el ángulo de incidencia de la onda entrante con respecto a la normal y k_0 es la constante de propagación en el espacio libre, mientras que $\varepsilon_0, \varepsilon_r, \mu_0, \mu_r$ representa la permitividad y permeabilidad relativa en el espacio libre.

Las características de filtrado de las SSF se pueden clasificar en cuatro tipos, que incluyen paso bajo, paso alto, paso banda y supresor de banda.

Los filtros de SSF paso bajo permiten un menor intervalo de frecuencias para pasar a través de la estructura, mientras omite un intervalo de frecuencias más alto.

La operación de filtro de paso de SSF es una contrapartida de la función de filtro paso bajo aplicando el principio de Babinet.

De manera similar, el filtro de SSF de banda suprimida bloquea las frecuencias no deseadas, mientras que el filtro de SSF paso banda permite solo un intervalo de frecuencia específico.

3.2 **A**nálisis de elementos utilizados

La elección del elemento adecuado es de máxima importancia en el diseño de SSF . Se puede adoptar un conjunto casi infinito de geometrías para el diseño de la celda unitaria, tal y como se observó en el apartado 2.3 del presente escrito. Algunas de estas geometrías son más populares que otras y también son fáciles de manipular.

En la Tabla 6 se muestra una clasificación de las geometrías más populares, el tipo de elemento, su forma y su circuito equivalente.

Tabla 6. Clasificación de diversas geometrías [47]²²

Tipo de elemento	Forma del elemento	Circuito equivalente
Elementos no resonantes	Parche, rejilla de alambre	C
Resonante	Bucle, dipolo, cruz, tripolo	LC
Doble resonante	Cruz doble, bucle doble, cruz de Jerusalén	LC LC o LC(L C)
Multi-resonante	Dipolo serpenteado	-

Un parámetro importante de las SSF es la frecuencia de resonancia que depende principalmente de las dimensiones de los elementos individuales [26]. Para el *Grupo 1* de la Figura 24, los elementos resuenan cuando la mayor longitud de punta a punta es aproximadamente igual a $\lambda/2$. En el *Grupo 2*, los tipos de bucles resonarán cuando su circunferencia promedio sea de aproximadamente una longitud de onda. El *Grupo 3*, de elementos sólidos, debe ser aproximadamente $\lambda/2$ en todos los elementos y para el *Grupo 4*, la combinación de elementos es demasiado diversa.

3.3 Respuesta en frecuencia de SSF

Las SSF presentan un comportamiento selectivo en frecuencia, con lo que se permite el paso con la menor atenuación posible de las señales de ondas electromagnéticas cuyas frecuencias se encuentran en un intervalo de valores, mientras que las señales cuyas frecuencias están fuera de dicho intervalo sufren la mayor atenuación posible. La respuesta en frecuencia de filtrado de las SSF según su tipo, se divide en cuatro, el filtro paso bajo en donde se atenúan las señales de alta frecuencia y se permite el paso de señales de baja frecuencia como se observa en la Figura 36, el filtro paso alto en donde se atenúan las componentes de baja frecuencia y permite el paso de las señales de alta frecuencia mostrado en la Figura 37, el filtro paso banda, que permite el paso de señales en un determinado intervalo de frecuencias comprendidas entre las frecuencias de corte inferior f_{c1} y superior f_{c2} , y se atenúan el paso de las demás señales, como se puede apreciar en la Figura 38, y el filtro supresor de banda que no permite el paso de señales cuyas frecuencias se encuentran entre las frecuencias de corte como se indica en la Figura 39.

²² Costa, F., Monorchio, A., y Manara, G. 2014. Classification of FSS elements on the basis of resonant properties (symbol // means shunt connection and multiplication means series connection). [Tabla]. Recuperado de: <https://journals.riverpublishers.com/index.php/ACES/article/view/10793>

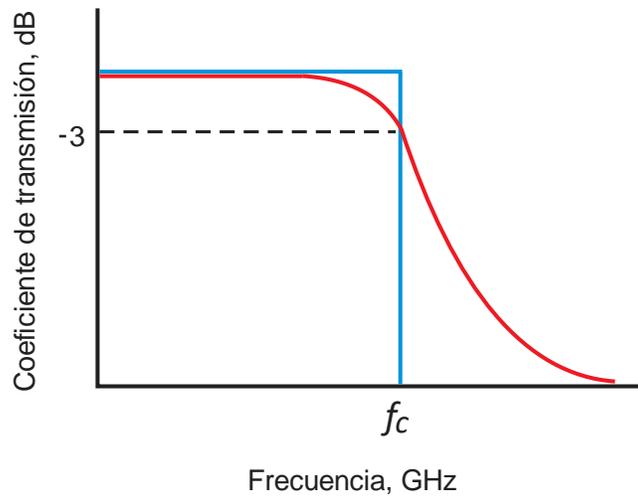


Figura 36. Comportamiento de filtro paso bajo.

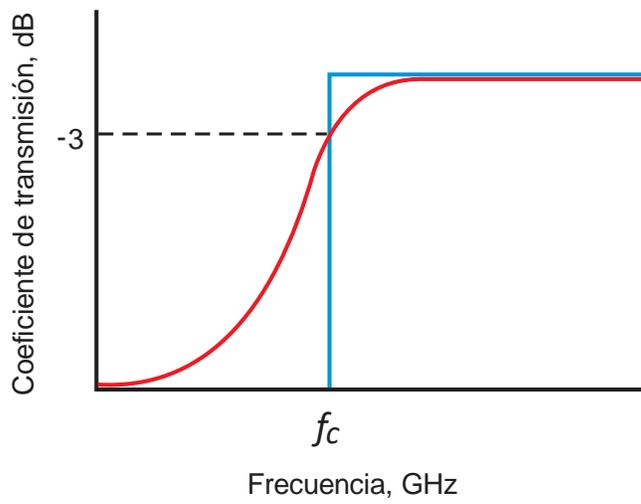


Figura 37. Comportamiento de filtro paso alto.

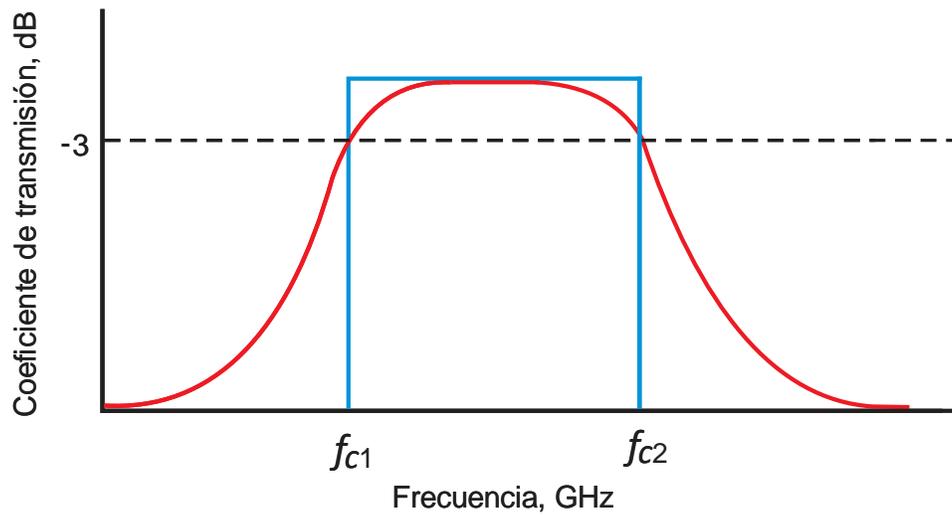


Figura 38. Comportamiento de filtro paso banda.

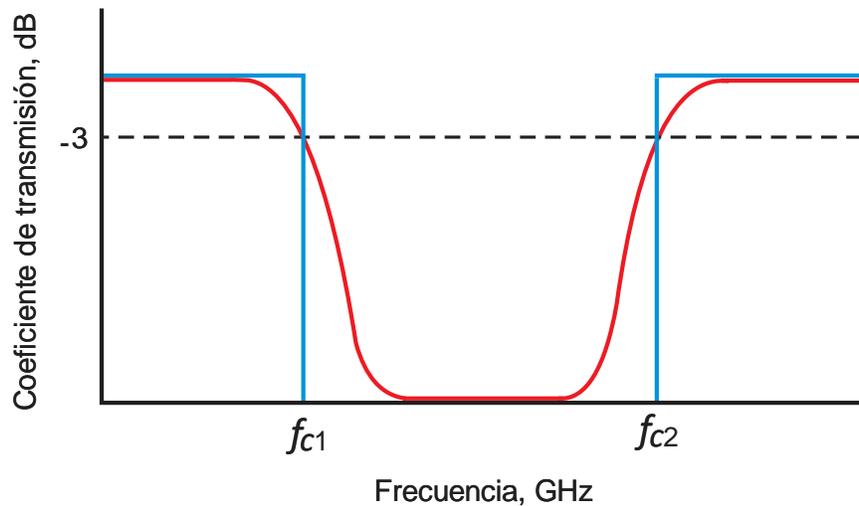


Figura 39. Comportamiento de filtro supresor de banda.

3.4 *SSF* pasivas

Hasta este punto hemos conocido infinidad de *SSF*, ahora bien, las superficies se pueden clasificar a su vez en la manera en que son excitadas por lo que las superficies se clasifican en pasivas y activas.

De acuerdo con [7], existen dos maneras para excitar las *SSF*:

- Aplicando una onda electromagnética incidente
- Mediante la aplicación de elementos activos conectados individualmente a cada elemento que compone el arreglo de la superficie.

Las *SSF* mencionadas en los artículos [15], [16], [18], [19], [20], [22] y [23] son superficies pasivas, ya que como hemos dicho para que una superficie se considere activa debe tener en su diseño un elemento activo inmerso en ella. Por lo que, podemos definir a las *SSF* pasivas como aquellas formadas por elementos metálicos periódicos que se superponen sobre un sustrato dieléctrico [6].

Ahora bien, como hemos visto las *SSF* nos permiten filtrar las ondas electromagnéticas dependiendo de la geometría del elemento, obteniendo así diversas respuestas en frecuencia las cuales se detallaron en el apartado 3.3 Respuesta en frecuencia de *SSF* del presente trabajo.

Como hemos visto el diseño de las *SSF* pasivas es relativamente sencillo al igual que su fabricación, sin embargo, ciertas aplicaciones requieren modificaciones en su respuesta de frecuencia y dichas superficies no son fáciles de cambiar debido a sus permanentes características físicas después de su fabricación.

3.5 *SSF* activas

Como anteriormente hemos mencionado las *SSF* pasivas están compuestas de aperturas/parches conductores en un sustrato dieléctrico. Las *SSF* pasivas pueden fabricarse fácilmente, sin embargo, estas *SSF* no pueden modificar su respuesta en frecuencia. Una solución para esa limitación es convertir las *SSF* pasivas en *SSF* activas, orientando su geometría estructural, de modo que presente propiedades electromagnéticas adaptativas. Dichas propiedades se consiguen a través de la adición de elementos activos en las *SSF* tales como: switches on/off, diodos PIN, diodos varactor, diodos Schottky, entre otros.

Es importante destacar que las geometrías aplicadas para obtener las *SSF* activas también permiten obtener una miniaturización en comparación con las *SSF* pasivas.

Las *SSF* activas se clasifican en: *SSF* activas conmutables y *SSF* activas sintonizables. El primer tipo de *SSF* activas alterna su respuesta en la banda de frecuencia deseada, mientras que el segundo tipo puede desplazar la frecuencia de resonancia en una determinada banda de frecuencia.

De acuerdo con las investigaciones realizadas y los artículos anteriormente mencionados en el subtema 2.2 *Estado del arte de las SSF* del presente trabajo, se encontraron varios diseños de *SSF* activas, los cuales se resumen en la Tabla 7.

Tabla 7. Breve descripción de algunas *SSF* activas encontradas.

Referencia	Tipo de <i>SSF</i> activas	Tipo de elemento y configuración	Frecuencia	Ancho de banda	% de sintonización	Insensibilidad a la polarización
[14]	Sintonizable	Elemento de apertura con un diodo Schottky con puente aéreo GaAs incrustado en el centro.	7.47[GHz] (1 capa)	—	—	—
[17]	Sintonizable	Cruz de Jerusalén y patrón de cuatro aperturas	29- 32.6[GHz]	4.3% (3[dB])	9.1 %	Si
[48]	Conmutable	Apertura circular con cuatro diodos PIN	2.63[GHz]	17% (-5[dB])	—	No
[49]	Conmutable	Cuatro líneas serpenteadas plegadas simétricas con diodos PIN	—	7.3% (-15[dB])	—	Si

Se ha demostrado que al aplicar un voltaje de polarización se presenta un cambio en la constante dieléctrica tal y como ocurre en el texto [14].

Además de que este puede influir significativamente en el rendimiento de las *SSF* activas, provocando desviación en la frecuencia de operación y altas pérdidas de inserción, presentando un aumento en el costo y la fabricación. Por otro lado, al tener capas delgadas de sustrato, el ancho de banda será más grande, caso contrario ocurre cuando se tiene un sustrato grueso, ya que el ancho de banda será más pequeño.

3.6 *Dispositivos utilizados en las SSF activas*

Para poder tener sintonización de frecuencia, conmutación y reconfigurabilidad en la implementación de *SSF*, es necesario tener dispositivos de control que modifiquen dinámicamente la frecuencia, pueden ser de tipo semiconductor, como diodos PIN y diodos varactor, interruptores basados en Microsistemas Electromecánicos (MEMS), entre otros.

Los diodos PIN son dispositivos semiconductores de RF y microondas que contienen una capa intrínseca I ligeramente dopada entre las capas semiconductoras P y N. El principio de funcionamiento es el siguiente: cuando se polariza inversamente, una pequeña capacitancia de unión en serie conduce a una impedancia de diodo relativamente alta, mientras que una corriente de polarización directa elimina la capacitancia de la unión y deja el diodo en un estado de baja impedancia. Se utilizan para implementar elementos de conmutación electrónico que pueda integrarse fácilmente a un circuito plano y operar a altas velocidades. Las velocidades de conmutación para estos dispositivos oscilan entre 1 y 10 μ s [46].

Los diodos varactor son dispositivos formados por un semiconductor de tipo P y otro de tipo N, a los cuales se les aplica polarización inversa y producen una capacitancia de unión que varía suavemente con el voltaje de polarización, proporcionando un elemento de circuito reactivo ajustable eléctricamente. Una de las aplicaciones de los diodos varactor es la sintonización de frecuencia electrónica para circuitos reconfigurables. Los diodos varactor están hechos de silicio para RF y de arseniuro de galio para aplicaciones de microondas.

Los interruptores basados en la tecnología MEMS son dispositivos mecánicos en escala de micrómetros controlados electrónicamente para lograr un cortocircuito o un circuito abierto en una línea de transmisión [50], se utilizan para aplicaciones de circuitos reconfigurables de RF y microondas.

Capítulo 4. Diseño de SSF para microondas

4.1 *Requerimientos de diseño de las SSF*

Los requerimientos de diseño de las SSF para obtener un comportamiento adecuado de su respuesta en frecuencia son los siguientes:

- Diseño de la celda unitaria que soporte polarización lineal y circular
- Utilización de sustrato dieléctrico de microondas de bajas pérdidas
- Comportamiento de filtro paso banda en su coeficiente de transmisión
- Banda ancha con operación en la banda Ka
- Ancho de banda a 1 dB en la banda Ka
- Coeficiente de reflexión menor a -10 dB en la banda Ka
- Baja sensibilidad al ángulo de incidencia

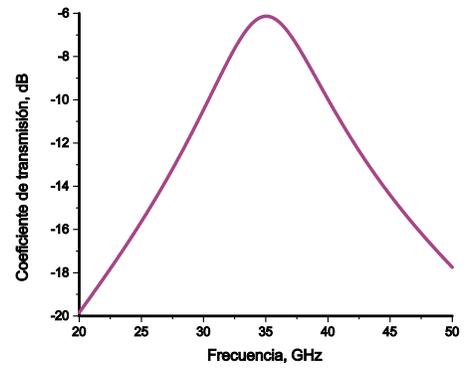
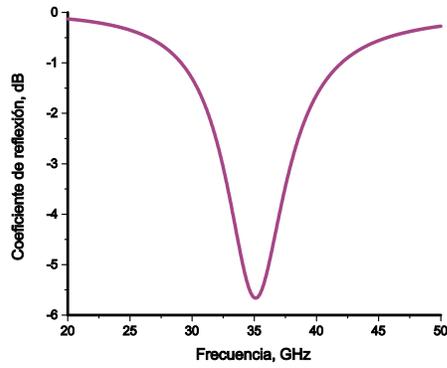
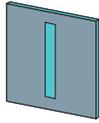
4.2 *Concepto de diseño de las SSF*

Para cumplir con cada uno de los requerimientos en las SSF, primero se debe utilizar una geometría que sea simétrica en las componentes x y y , para que soporte tanto la polarización lineal como la polarización circular. Se utiliza un sustrato dieléctrico delgado que proporciona un buen comportamiento en alta frecuencia para microondas, este dieléctrico debe ser de bajas pérdidas con constante dieléctrica estable en un amplio intervalo de frecuencia, utilizado para aplicaciones de banda ancha. Al utilizar ranuras se obtiene un comportamiento en frecuencia de filtro paso banda y para obtener un comportamiento de banda ancha utilizar estructuras multicapa de SSF para obtener valores menores a 1 dB en un mayor intervalo de frecuencias en la banda Ka.

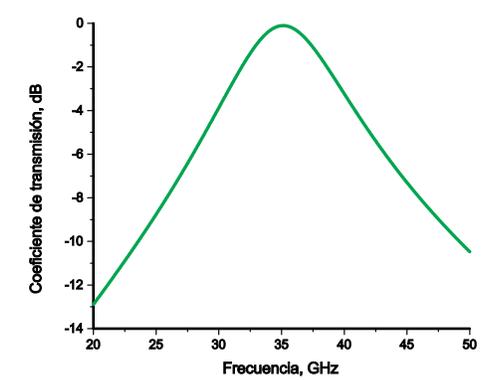
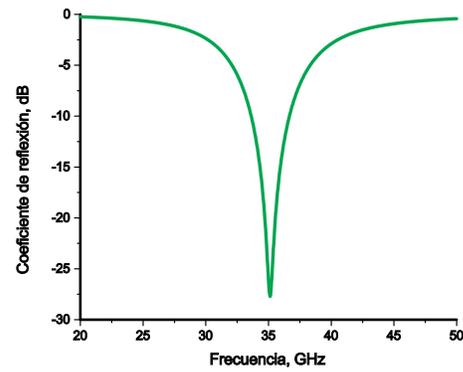
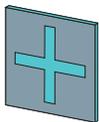
Se realizó la simulación y optimización de diferentes geometrías utilizando un software especializado en el análisis electromagnético en 3D para alta frecuencia, que opera en el dominio del tiempo y de la frecuencia para obtener los parámetros de dispersión S (S_{11} , S_{12} , S_{21} , S_{22}) de las SSF, que corresponden a la relación de la onda reflejada y la onda incidente en cada puerto [46].

Las geometrías analizadas fueron ranuras en forma de dipolo, dipolos en cruz, lazo cuadrado y anillo. En la Figura 40 se muestra una comparación de estas geometrías y los coeficientes de reflexión y de transmisión para una frecuencia de resonancia de 35.12 GHz. Se observa que el dipolo no soporta la polarización circular, ya que solo hay simetría en la componente y , pero no en la componente x , por lo que no se obtienen los resultados adecuados. Las geometrías que soportan la polarización circular son los dipolos en cruz, el lazo cuadrado y el anillo, ya que son simétricas para las componentes x y y , obteniéndose un comportamiento adecuado en su respuesta en frecuencia. Se puede apreciar que se obtiene un mayor ancho de banda para las geometrías de lazo cuadrado y anillo en comparación con los dipolos en cruz.

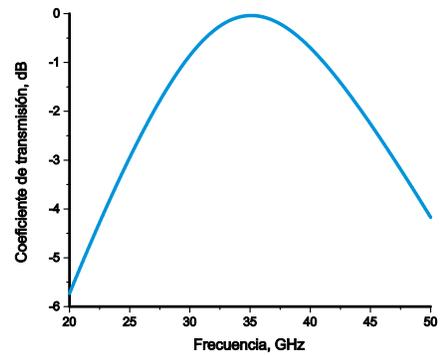
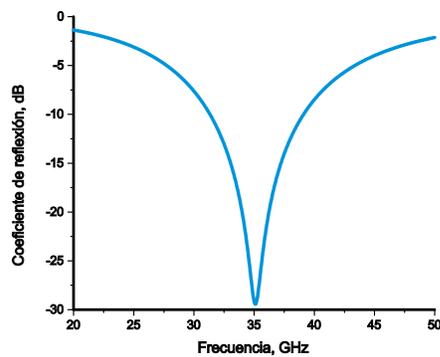
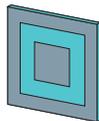
Dipolo



Dipolos en cruz



Lazo cuadrado



Anillo

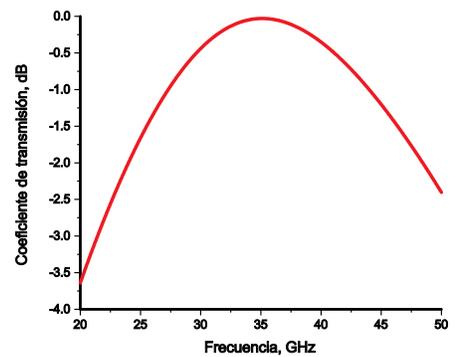
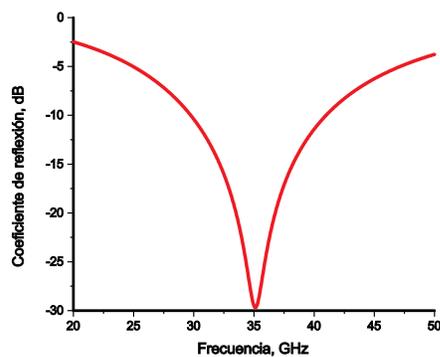
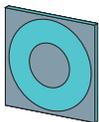


Figura 40. Comparación de diferentes geometrías.

Analizando las geometrías se eligió utilizar la geometría de anillo ranurado, ya que proporciona las ventajas de soportar la polarización lineal y circular, facilidad en su modelado y mayor ancho de banda.

Para poder aproximarse a un comportamiento de filtro paso banda ideal como el mostrado en la Figura 38, y tener un mayor ancho de banda, es necesario colocar capas en cascada hasta obtener el intervalo de frecuencias requerido para la banda Ka.

Se analizó la celda unitaria formada por tres capas basadas en anillos ranurados en un sustrato dieléctrico de microondas separados por una distancia de aire entre las capas. Es posible realizar la variación del ancho del anillo ranurado hasta obtener el mejor comportamiento de filtro paso banda en la respuesta en frecuencia.

4.3 Análisis del elemento resonador

Las tres capas de SSF están formadas por celdas unitarias de elementos resonadores, utilizando una geometría de anillo ranurado colocadas en una malla cuadrada con periodo b en un sustrato dieléctrico de microondas Rogers RO4003C de espesor h con permitividad relativa $\epsilon_r = 3.55$ y tangente de pérdidas $\tan\delta = 0.0027$, con espesor del cobre de 0.012 mm (12 μm). Existe una distancia d entre las capas de SSF formadas por la celda unitaria con un patrón periódico. La celda unitaria de tres capas de SSF se muestra en la Figura 41 y sus dimensiones en la Tabla 8.

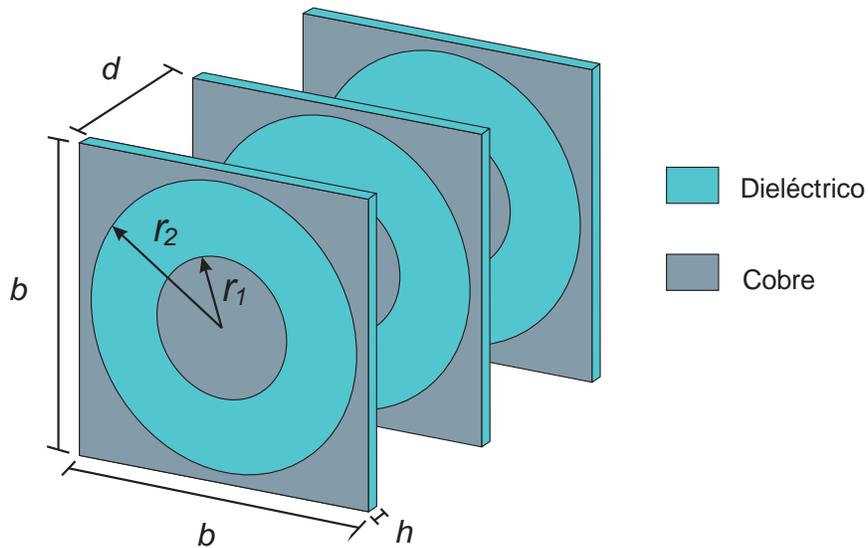


Figura 41. Geometría de la celda unitaria de tres capas.

Tabla 8. Dimensiones de la geometría de la celda unitaria de tres capas.

b [mm]	h [mm]	r_1 [mm]	r_2 [mm]	d [mm]
4	0.203	0.9	1.865	2.5

La geometría de anillo ranurado presenta las siguientes ventajas:

- Comportamiento de filtro paso banda en su coeficiente de transmisión
- Soporta polarización lineal y circular
- Bajo nivel de polarización cruzada
- Baja sensibilidad al ángulo de incidencia

4.4 Simulación de las SSF

Para la simulación de la celda unitaria de las SSF se utilizó un software especializado para el análisis y diseño electromagnético en 3D de estructuras de alta frecuencia. Se definieron condiciones de frontera de celda unitaria y se simuló en el dominio de la frecuencia, se colocó también dos puertos de guía de onda para obtener los parámetros de dispersión S, encontrando los coeficientes de reflexión y transmisión de las SSF.

Se hace incidir una onda de polarización circular normal a las SSF para obtener un comportamiento en frecuencia de filtro paso banda en la banda Ka para el coeficiente de transmisión. Se realizó la simulación y optimización del comportamiento de la celda unitaria basada en anillos ranurados, se modificó el tamaño y el ancho del anillo para que su operación sea en toda la banda Ka, esto se puede lograr variando el radio interior r_1 y exterior r_2 del anillo ranurado, con lo que se modifica el ancho de la ranura.

Para poder conocer cómo afecta cada uno de los parámetros de la celda unitaria formada por tres capas en cascada de SSF, se realiza primero la simulación del anillo ranurado de cobre sin dieléctrico como se observa en la Figura 42. Los resultados obtenidos muestran que la frecuencia de resonancia está en 50 GHz. En la Figura 43 se muestra que el coeficiente de reflexión a -10 dB se encuentra en el intervalo de frecuencia de 40.198 a 59.477 GHz, y en la Figura 44 se observa el coeficiente de transmisión con un ancho de banda a 1 dB de 27.993 GHz en las frecuencias de 63.642 a 35.649 GHz.

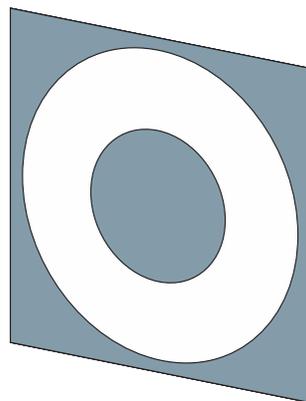


Figura 42. Anillo ranurado sin dieléctrico.

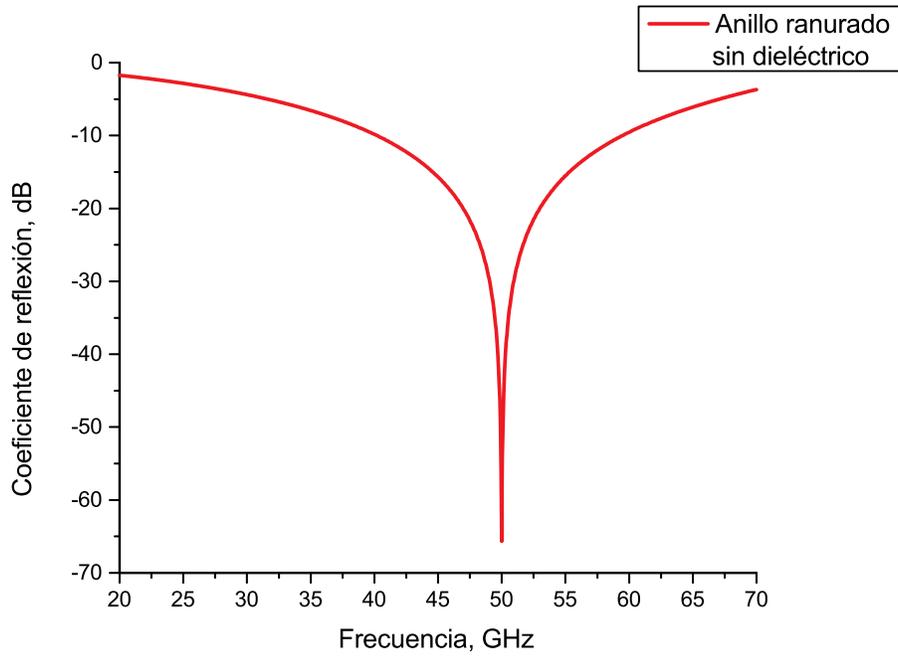


Figura 43. Coeficiente de reflexión del anillo ranurado sin dieléctrico.

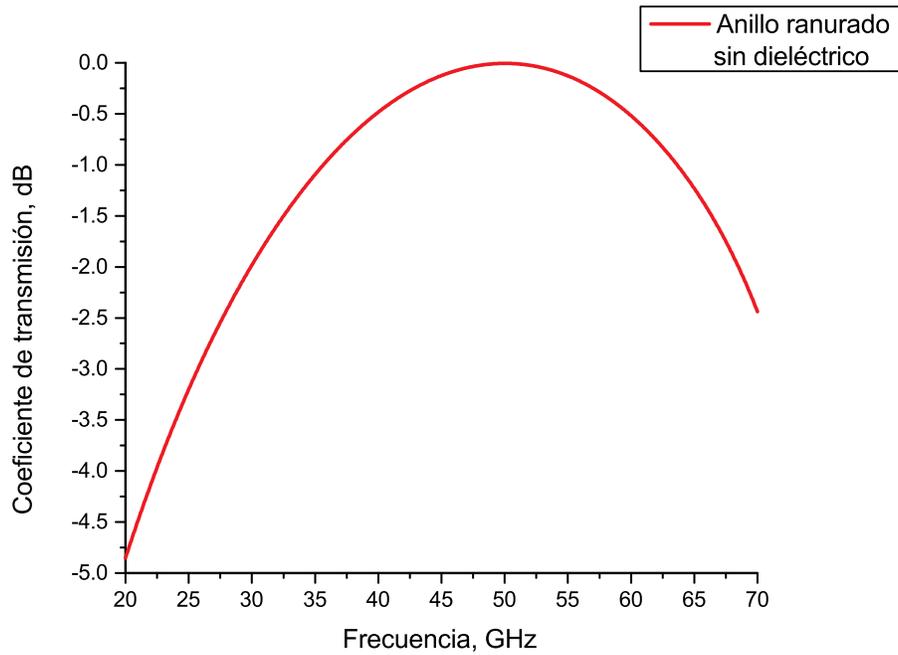


Figura 44. Coeficiente de transmisión del anillo ranurado sin dieléctrico.

Cuando se coloca el sustrato dieléctrico atrás del anillo ranurado de cobre como se aprecia en la Figura 45, los resultados de la simulación muestran que la frecuencia de resonancia baja a 35.12 GHz, esto dependiendo del espesor y de la permitividad eléctrica del dieléctrico utilizado [26]. En la

Figura 46 se observa el coeficiente de reflexión a -10 dB en las frecuencias de 29.747 a 40.989 GHz, y en la Figura 47 se observa un ancho de banda a 1 dB de 16.69 GHz en el intervalo de frecuencias de 27.306 a 43.996 GHz.

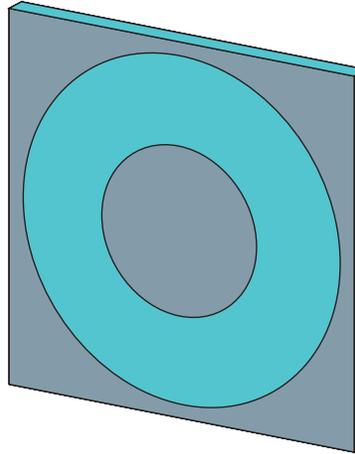


Figura 45. Anillo ranurado con sustrato dieléctrico.

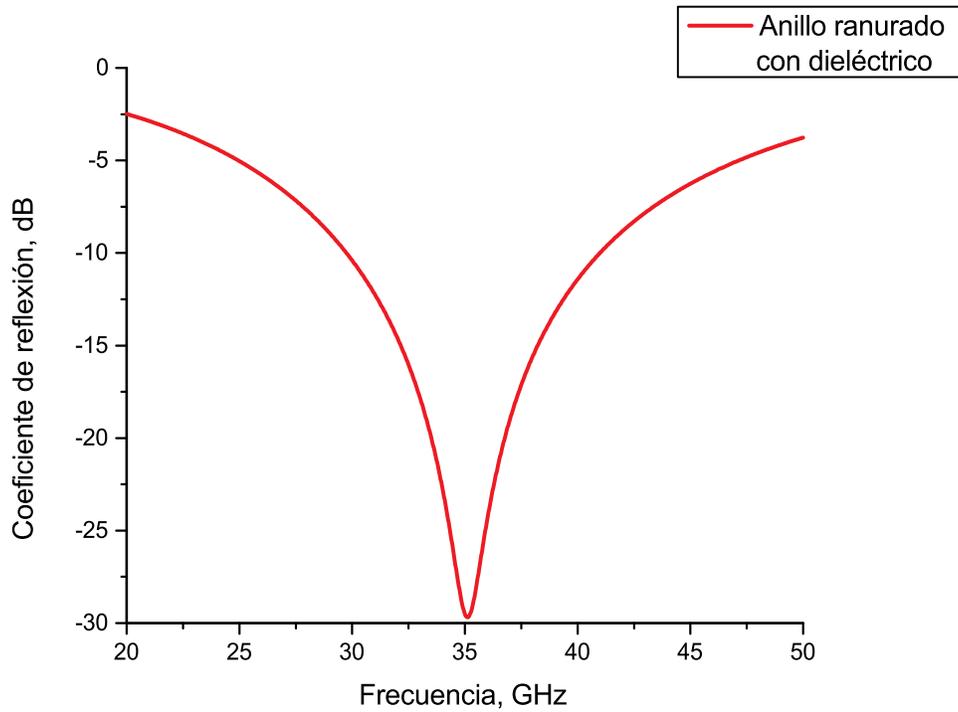


Figura 46. Coeficiente de reflexión del anillo ranurado con sustrato dieléctrico.

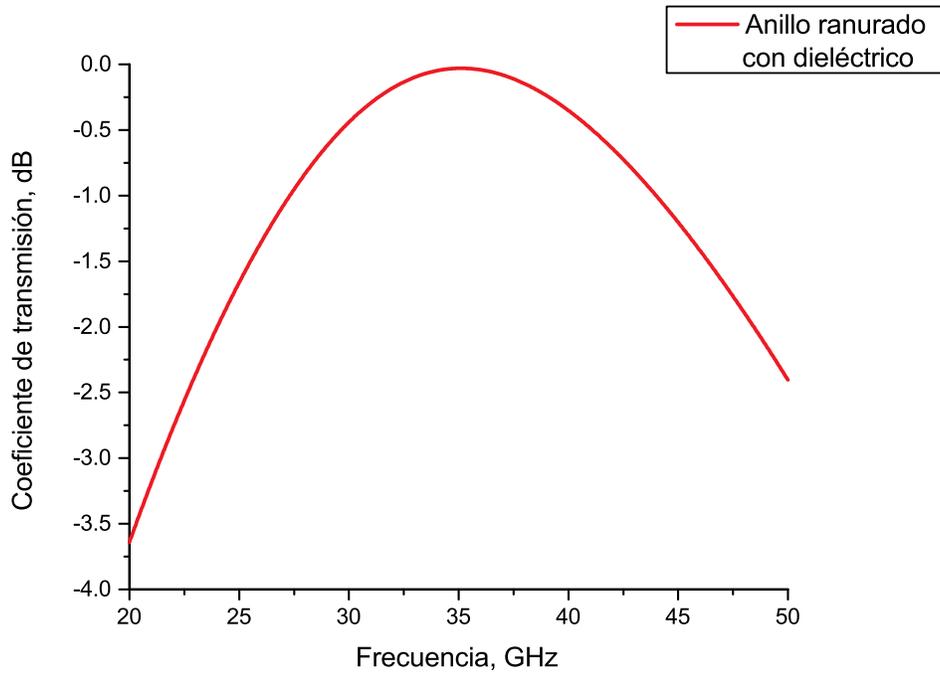


Figura 47. Coeficiente de transmisión del anillo ranurado con sustrato dieléctrico.

Se coloca una segunda capa en cascada como se muestra en la Figura 48, para poder aproximar el comportamiento de un filtro paso banda ideal. En las Figuras 49 y 50 se muestran los coeficientes de reflexión y de transmisión, respectivamente. Se obtiene un coeficiente de reflexión a -10 dB en el intervalo de frecuencia de 28.126 a 39.147 GHz, y un ancho de banda a 1 dB de 13.09 GHz en el intervalo de frecuencias de 27.279 a 40.369 GHz.

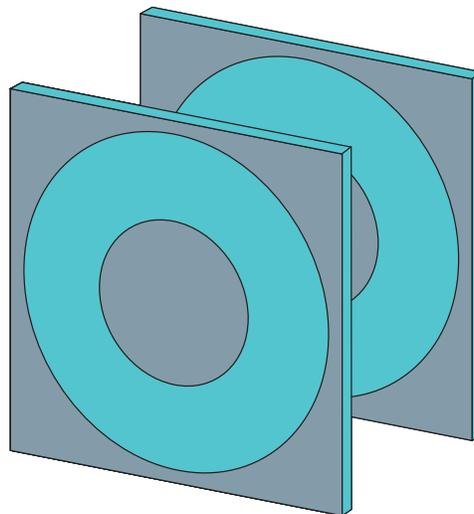


Figura 48. Dos capas de anillo ranurado.

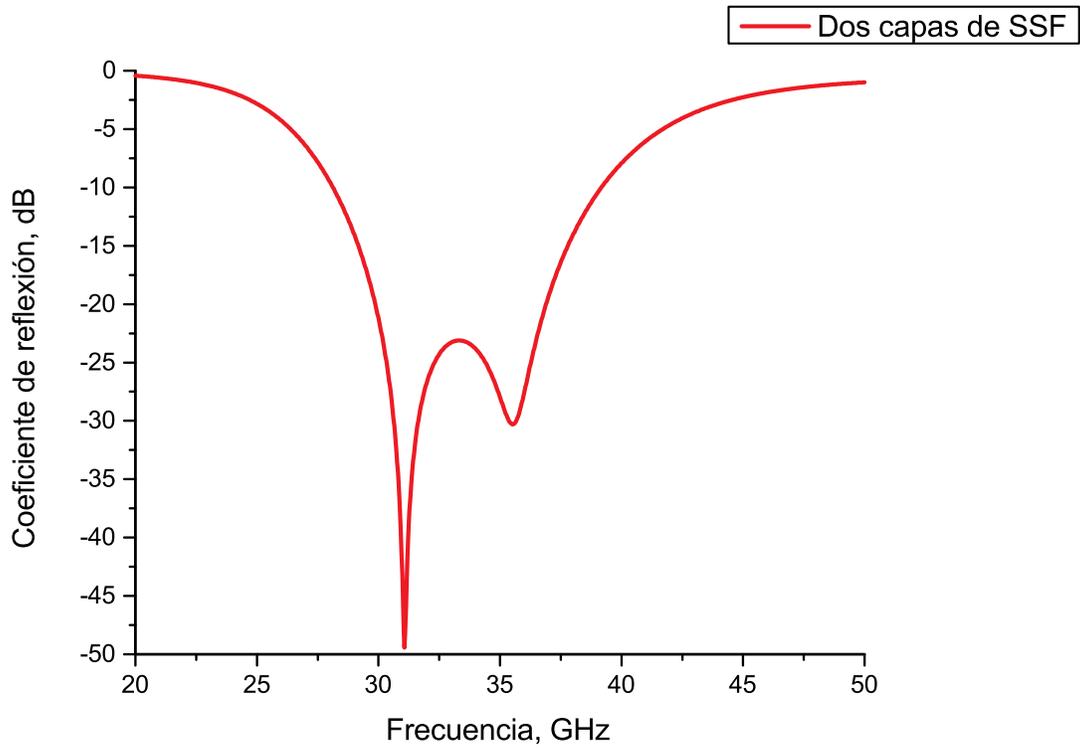


Figura 49. Coeficiente de reflexión para dos capas de anillo ranurado.

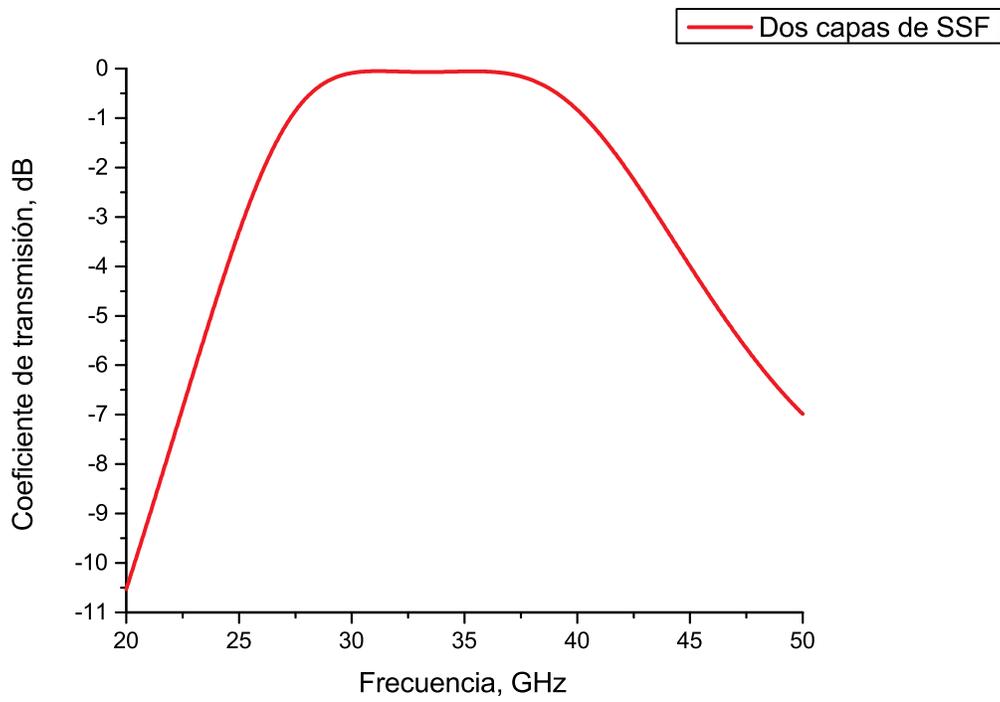


Figura 50. Coeficiente de transmisión para dos capas de anillo ranurado.

Se observa que todavía no abarca todo el intervalo de frecuencias para la banda Ka, por lo que se coloca una tercera capa en cascada con el objetivo de aumentar el ancho de banda, así la estructura está formada por tres capas de SSF basadas en anillos ranurados. A continuación, se hace una descripción detallada de la celda unitaria de las SSF diseñadas y de los resultados de la respuesta en frecuencia.

4.5 *R*espuesta en frecuencia de las SSF diseñadas

Para obtener el comportamiento en frecuencia, se simuló las SSF basadas en tres celdas unitarias de anillo ranurado con una separación de aire entre ellas, para analizar su desempeño. Con una onda de polarización circular incidente, se obtuvo la respuesta en frecuencia de las SSF de la celda unitaria optimizada, se muestra en la Figura 51, la gráfica para el coeficiente de reflexión (parámetros $S_{11}=S_{22}$) y en la Figura 52, el coeficiente de transmisión (parámetros $S_{12}=S_{21}$). Se obtuvo un ancho de banda a 1 dB de 14.05 GHz de 25.97 a 40.02 GHz, para el coeficiente de transmisión, teniendo un comportamiento de filtro paso banda. Se observa que el intervalo de frecuencias del ancho de banda tiene operación en toda la banda Ka, también se puede apreciar que el coeficiente de reflexión tiene valores menores que -10 dB en el intervalo de frecuencias de 26.27 a 39.39 GHz.

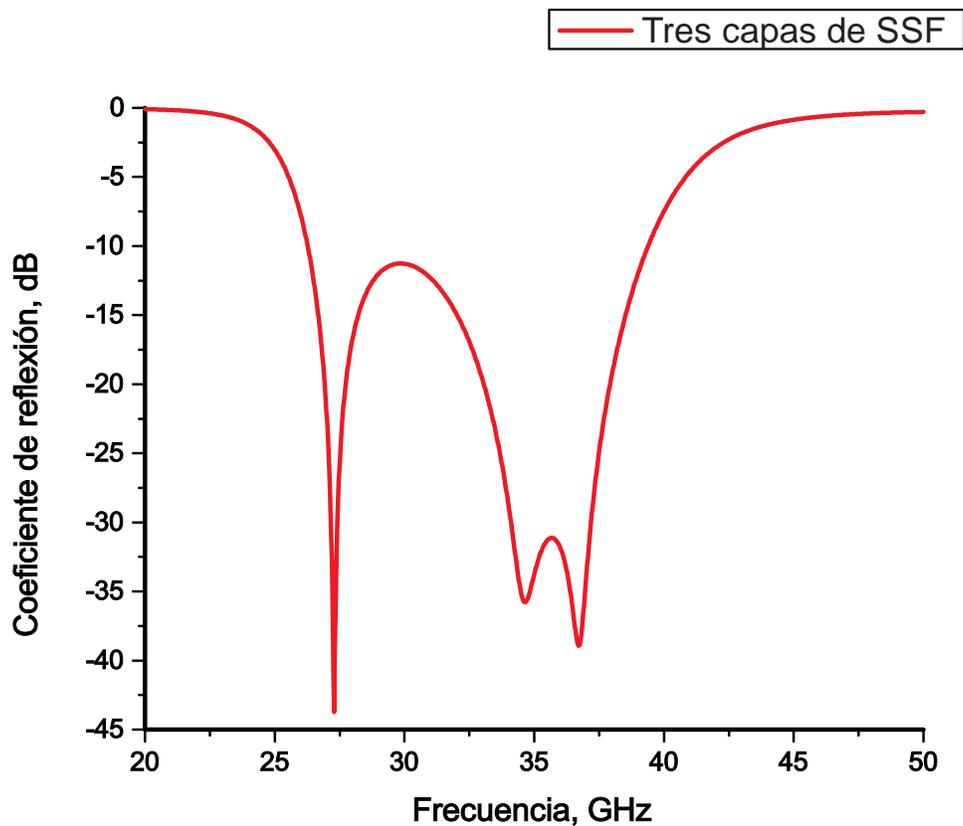


Figura 51. Coeficiente de reflexión para tres capas de anillo ranurado.

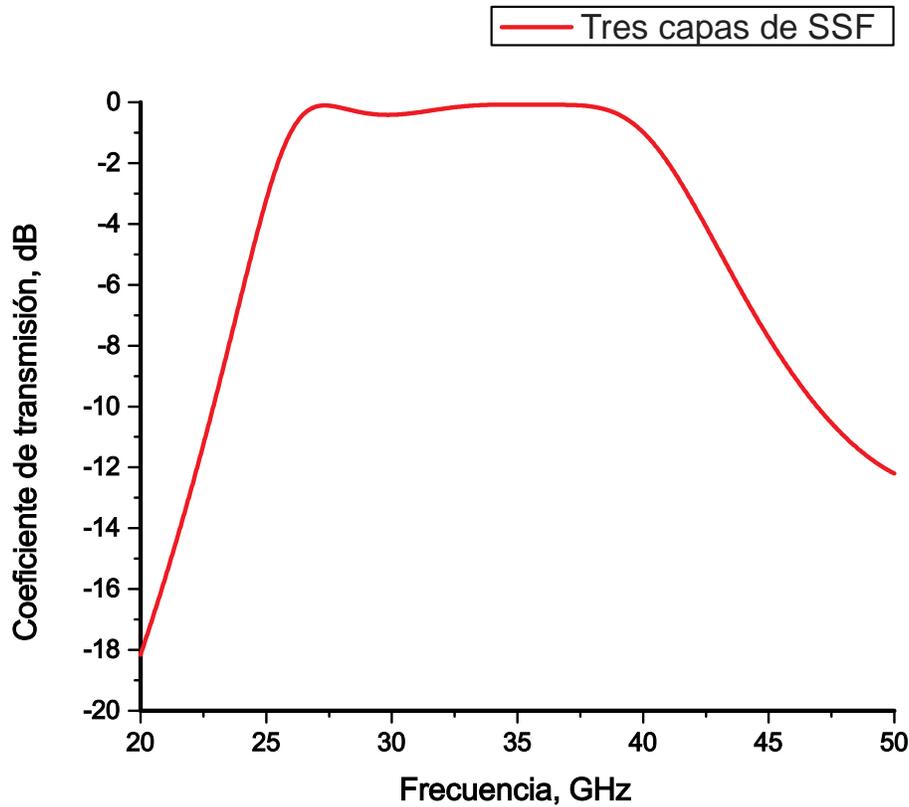


Figura 52. Coeficiente de transmisión para tres capas de anillo ranurado.

Es posible cambiar la respuesta en frecuencia al variar el ancho del anillo ranurado de la celda unitaria, por lo que se realiza simulaciones con la variación de este parámetro en la geometría y se realiza una parametrización del elemento.

Los resultados obtenidos muestran que la frecuencia central y el ancho de banda de las SSF se modifica, así como los intervalos de frecuencias para los coeficientes de reflexión y de transmisión.

En las Figuras 53 y 54, se presentan el coeficiente de reflexión y el coeficiente de transmisión al dejar fijo el valor del radio exterior r_2 a 1.865 mm y variar el radio interior r_1 a 0.5, 0.6, 0.7, 0.8, 0.9, 1, 1.1, 1.2, 1.3, 1.4, 1.5 y 1.6 mm. En las Figuras 55 y 56, se muestra los coeficientes de reflexión y de transmisión al dejar fijo el radio interior r_1 a 0.9 mm y variar el radio exterior del anillo r_2 a 1, 1.1, 1.2, 1.3, 1.4, 1.5, 1.6, 1.7, 1.8 y 1.9 mm.

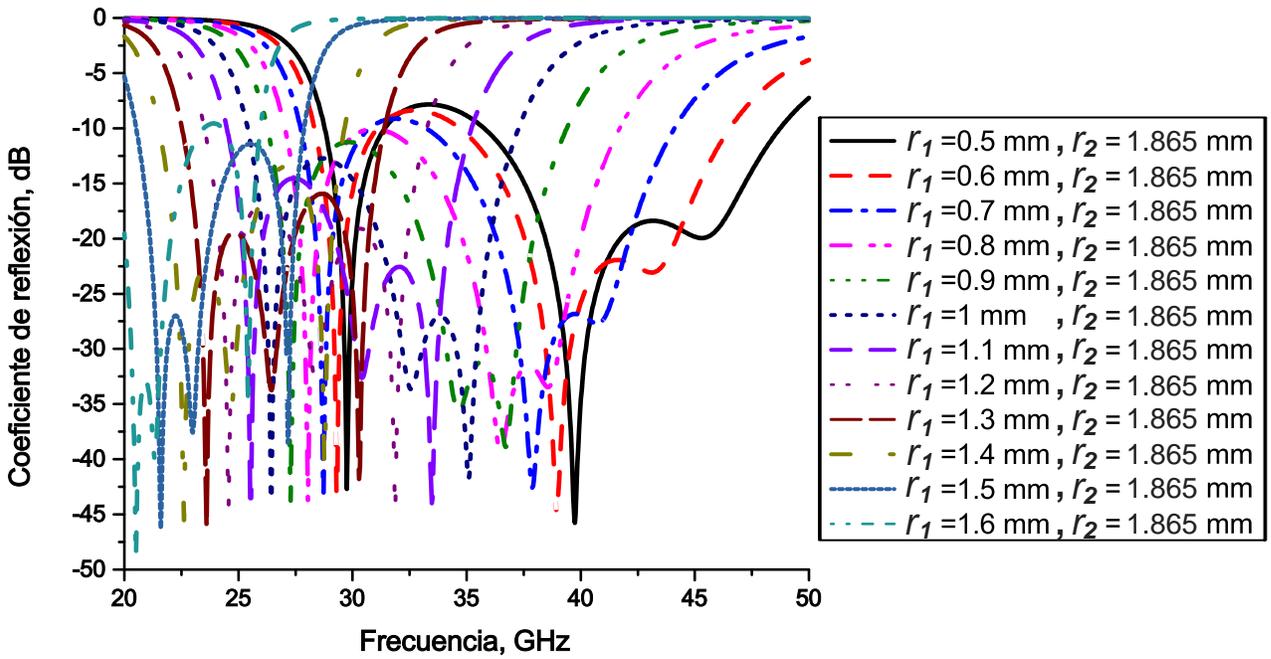


Figura 53. Coeficientes de reflexión al variar el radio interior r_1 del anillo.

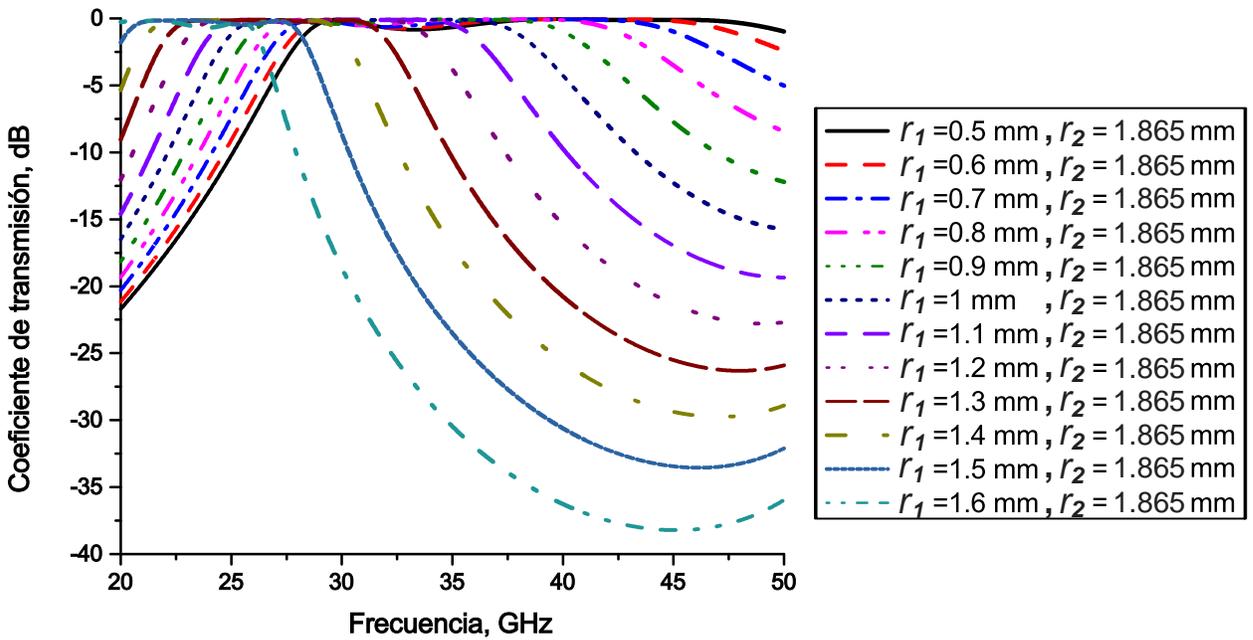


Figura 54. Coeficientes de transmisión al variar el radio interior r_1 del anillo.

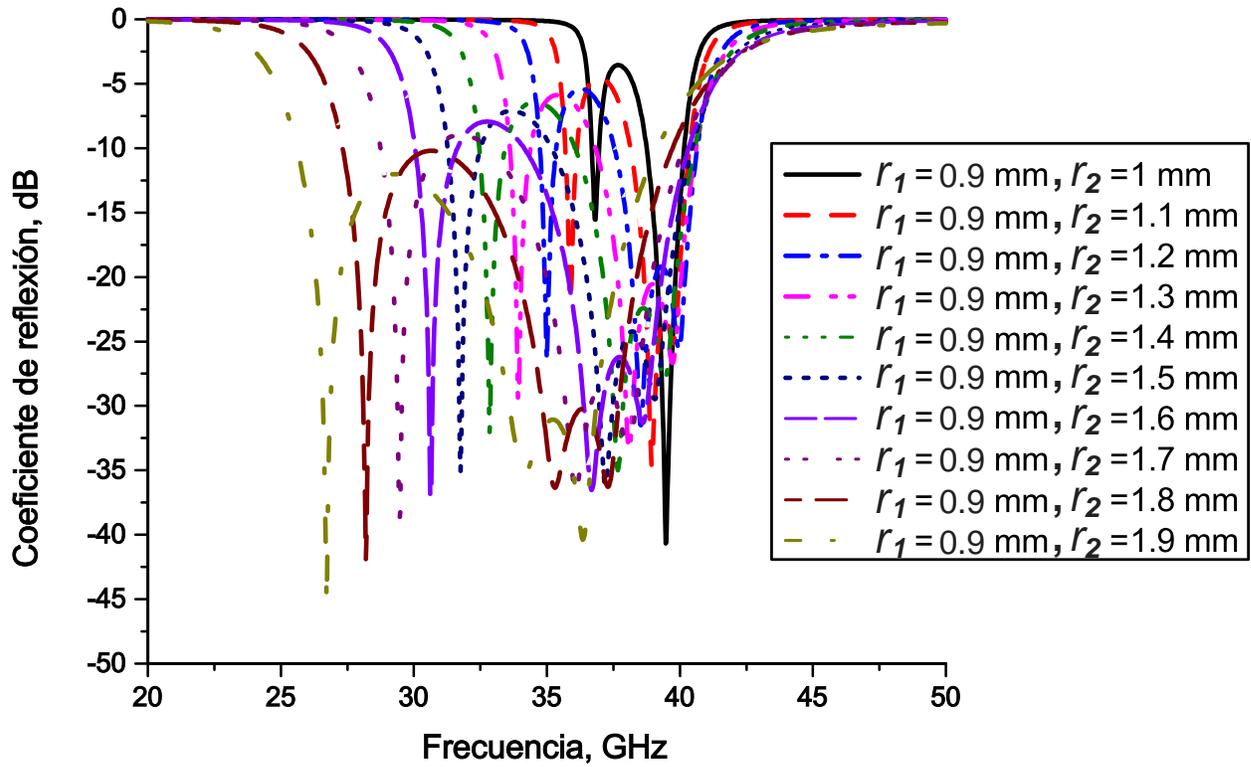


Figura 55. Coeficientes de reflexión al variar el radio exterior r_2 del anillo.

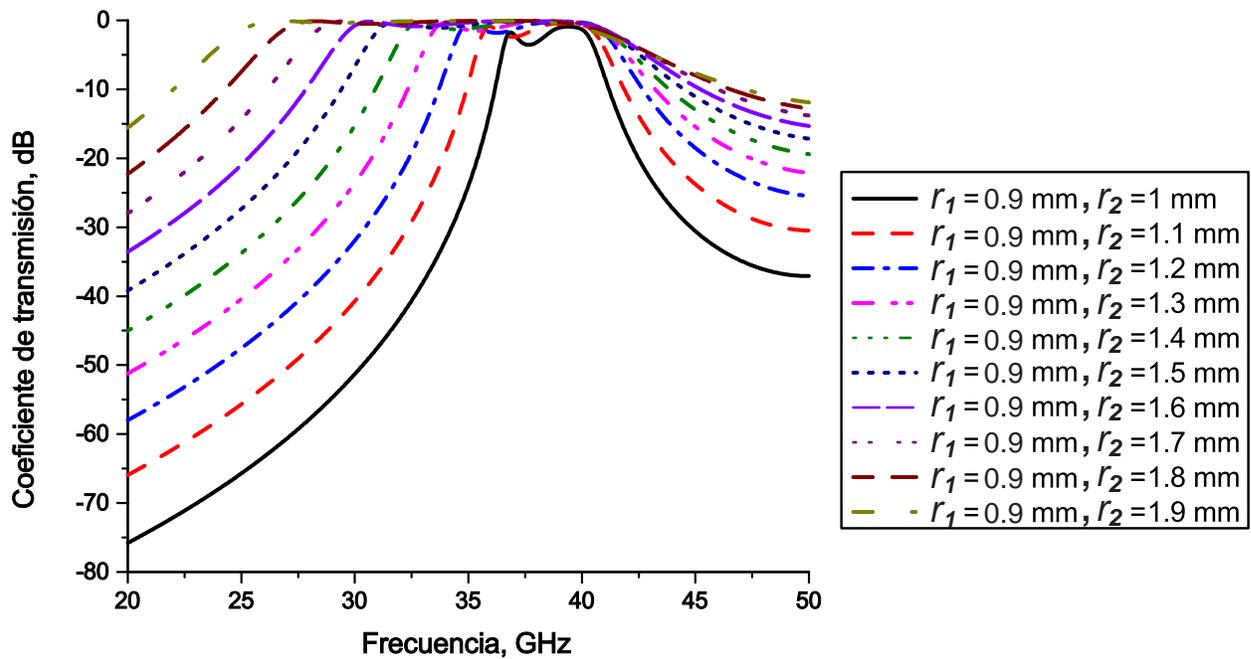


Figura 56. Coeficientes de transmisión al variar el radio exterior r_2 del anillo.

Otro parámetro de diseño que es importante considerar para el desarrollo de SSF es la sensibilidad a la incidencia oblicua, lo deseable es que esta sensibilidad sea baja.

Para poder observar qué tanto cambia su comportamiento de filtro paso banda al tener diferentes ángulos de incidencia, en las Figuras 57 y 58, se presenta los coeficientes de reflexión y transmisión para incidencia normal $\theta_{inc} = 0^\circ$ y con diferentes ángulos de incidencia $\theta_{inc} = 5^\circ, 10^\circ, 15^\circ, 20^\circ$ y 25° . Se observa que las SSF presentan baja sensibilidad a la variación del ángulo de incidencia.

Se obtienen buenos resultados hasta un ángulo de incidencia de 25° , el intervalo de frecuencias para el coeficiente de reflexión a -10 dB, el intervalo de frecuencias en el coeficiente de transmisión y el ancho de banda BW a 1 dB para cada uno de los ángulos de incidencia se presentan en la Tabla 9.

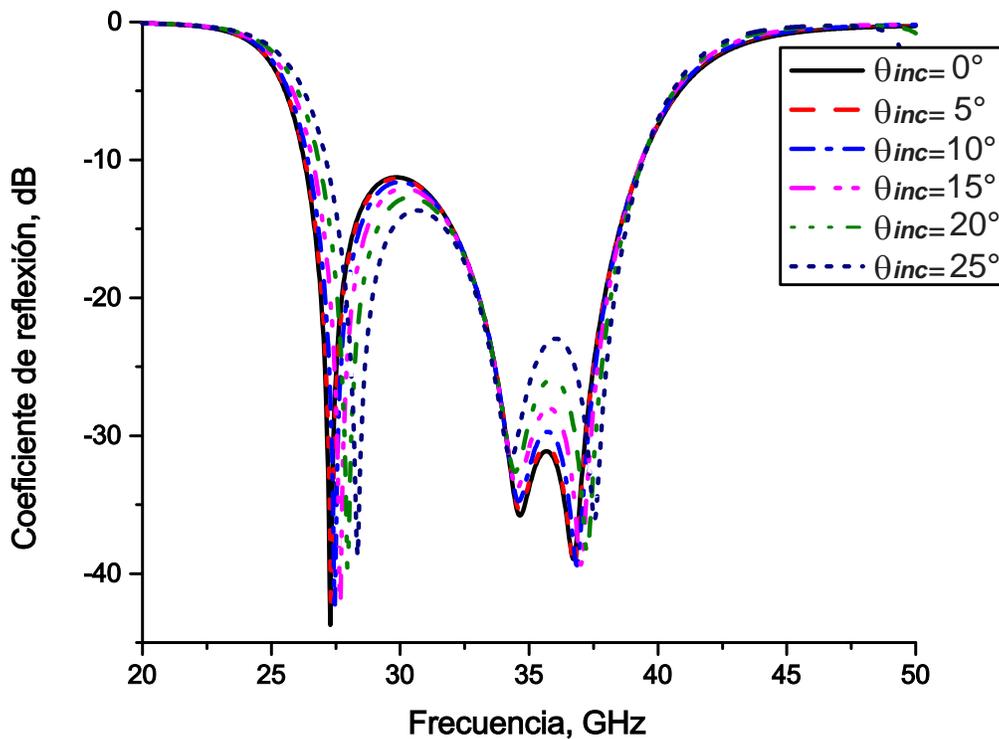


Figura 57. Coeficientes de reflexión para diferentes ángulos de incidencia.

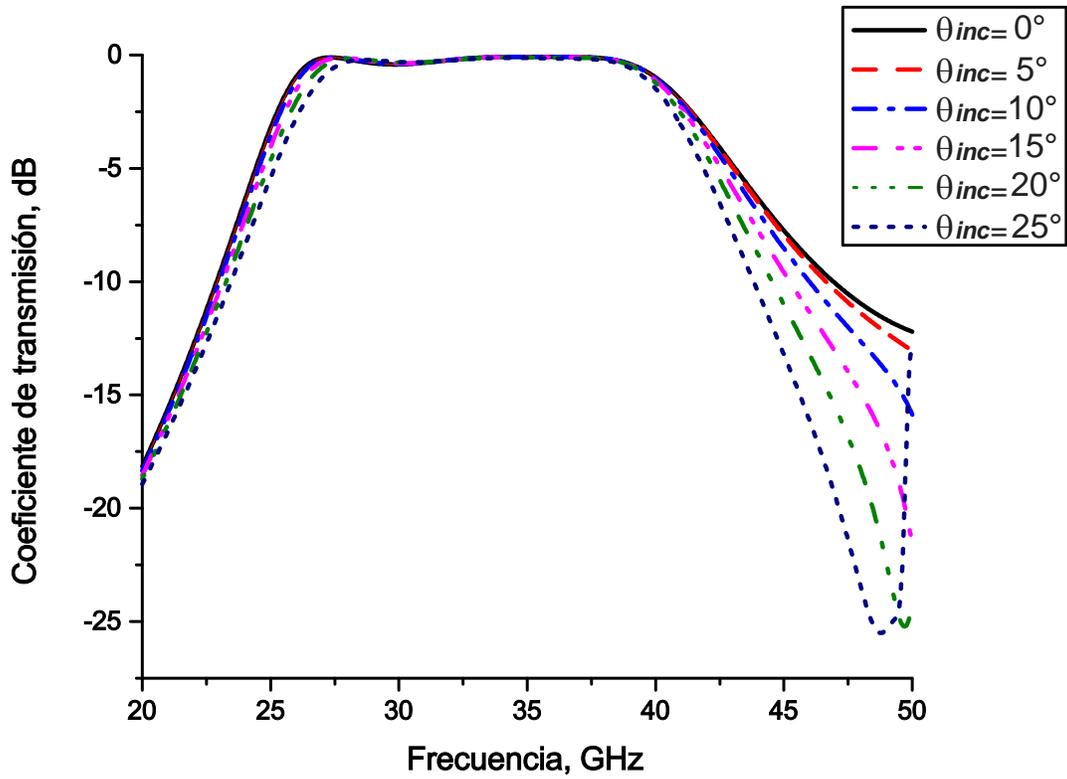


Figura 58. Coeficientes de transmisión para diferentes ángulos de incidencia.

Tabla 9. Intervalo de frecuencias de los coeficientes de reflexión, transmisión y ancho de banda de las SSF.

θ_{inc} [°]	Coefficiente de reflexión a -10 dB Intervalo de frecuencia [GHz]	Coefficiente de transmisión Intervalo de frecuencia [GHz]	Ancho de Banda BW a 1 dB [GHz]
0	26.27 - 39.39	25.97 - 40.02	14.05
5	26.305 - 39.382	26.004 - 40.004	14
10	26.415 - 39.377	26.115 - 39.964	13.849
15	26.596 - 39.37	26.312 - 39.878	13.566
20	26.829 - 39.409	26.59 - 39.781	13.191
25	27.124 - 39.428	27.007 - 39.568	12.561

4.6 Circuito equivalente de las SSF

Para el análisis de la celda unitaria de las SSF se obtiene su circuito equivalente formado por un circuito resonante paralelo LCR como se muestra en la Figura 59, el cual es para una capa. El circuito equivalente completo de la celda unitaria es la conexión en cascada de tres circuitos resonantes paralelos LCR correspondientes a cada capa como se observa en la Figura 60. El anillo ranurado corresponde a la conexión en paralelo de un inductor L , un capacitor C y una resistencia R . La inductancia es debida a las corrientes eléctricas que fluyen a lo largo del metal, la capacitancia debida al campo eléctrico en el anillo ranurado y la resistencia representa pérdidas, la línea de transmisión LT_{sus} corresponde al sustrato dieléctrico y la línea de transmisión LT_{esp} toma en cuenta el espacio libre entre las capas.

Se realizó la simulación y optimización de este circuito utilizando un software especializado para el análisis y diseño de circuitos electrónicos para alta frecuencia, obteniéndose los coeficientes de reflexión (parámetros S_{11} y S_{22}) y los coeficientes de transmisión (parámetros S_{12} y S_{21}). Se colocaron puertos a la entrada y salida para obtener los resultados.

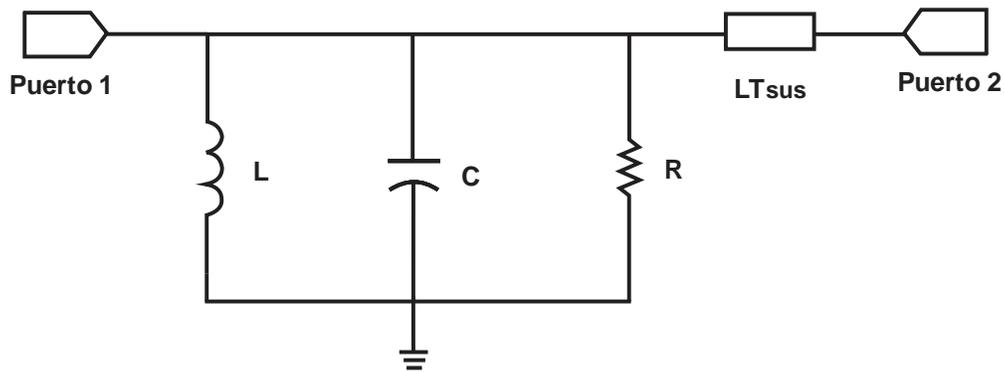


Figura 59. Circuito equivalente de la Superficie Selectiva de Frecuencia de una capa.

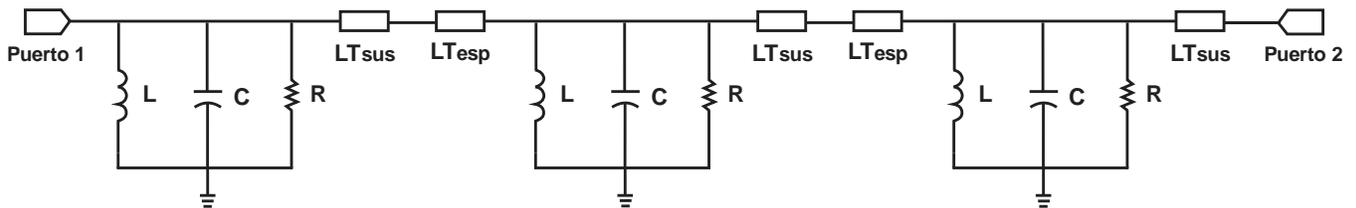


Figura 60. Circuito equivalente de las SSF de tres capas.

Los valores obtenidos para cada uno de los elementos a partir de la optimización son:

$$L = 0.83853 \text{ [nH]}$$

$$C = 0.01989 \text{ [pF]}$$

$$R = 41235.14 \text{ [\Omega]}$$

LTsus con los siguientes parámetros [46]:

$$\text{Impedancia } Z = \frac{377 \text{ [\Omega]}}{\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{377 \text{ [\Omega]}}{\sqrt{3.55}} = 200.09 \text{ [\Omega]}$$

$$\text{Longitud eléctrica } E = \beta l = \frac{2\pi\sqrt{\epsilon_r}}{\lambda_0} h \left(\frac{180}{\pi} \right) = \frac{2\pi\sqrt{3.55}}{8.54 \times 10^{-3}} 0.203 \text{ mm} \left(\frac{180}{\pi} \right) = 16.12^\circ$$

$$\text{Longitud de onda a través del dieléctrico } \lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}}$$

$$\lambda_0 = \frac{c}{f} = \frac{3 \times 10^8 \frac{m}{s}}{35.12 \text{ [GHz]}} = 8.54 \times 10^{-3}$$

$$\text{Frecuencia } f = 35.12 \text{ [GHz]}$$

LTesp con los siguientes parámetros:

$$\text{Impedancia del espacio libre } Z = 377 \text{ [\Omega]}$$

Longitud eléctrica $E = 107.3^\circ$. Este valor se obtuvo del proceso de optimización.

$$\text{Frecuencia } f = 35.12 \text{ [GHz]}$$

En las Figuras 61 y 62, se presenta una comparación de las simulaciones de la celda unitaria de una capa y en las Figuras 63 y 64 de tres capas de las SSF utilizando el software de simulación de análisis electromagnético y las simulaciones del circuito equivalente utilizando el software de análisis de circuitos electrónicos, con la conexión en cascada de tres circuitos resonantes paralelo LCR, obteniéndose los coeficientes de reflexión y de transmisión, se observa una buena coincidencia entre los resultados de ambas simulaciones.

Para poder modificar dinámicamente esta respuesta en frecuencia y obtener SSF sintonizables, conmutables y reconfigurables, es posible la conexión de dispositivos de control como diodos PIN, diodos varactor, interruptores MEMS, entre otros, los cuales se integran en cada uno de los elementos resonadores basados en anillos ranurados de la celda unitaria que forman las tres capas de las SSF, obteniéndose la variación de la frecuencia central y del ancho de banda para aplicaciones en diversas bandas de frecuencia de microondas.

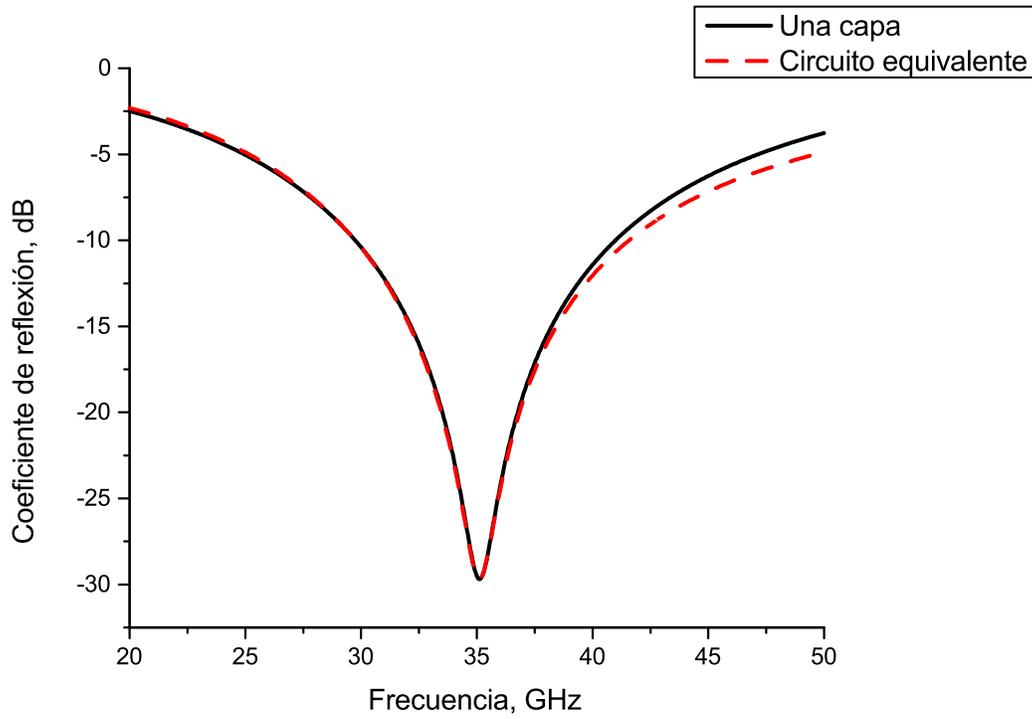


Figura 61. Comparación del coeficiente de reflexión de una capa y del circuito equivalente.

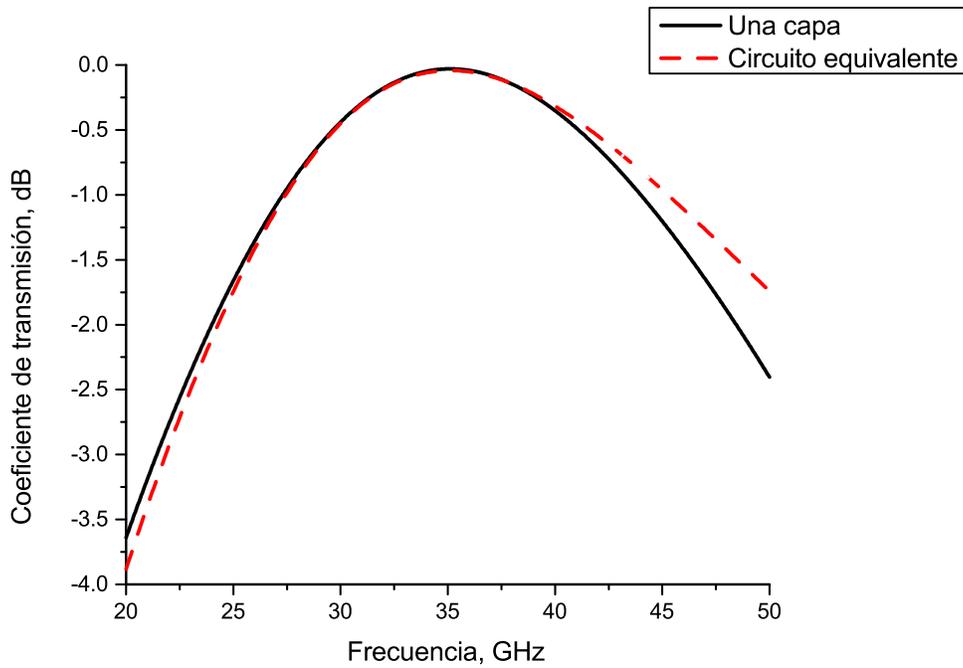


Figura 62. Comparación del coeficiente de transmisión de una capa y del circuito equivalente.

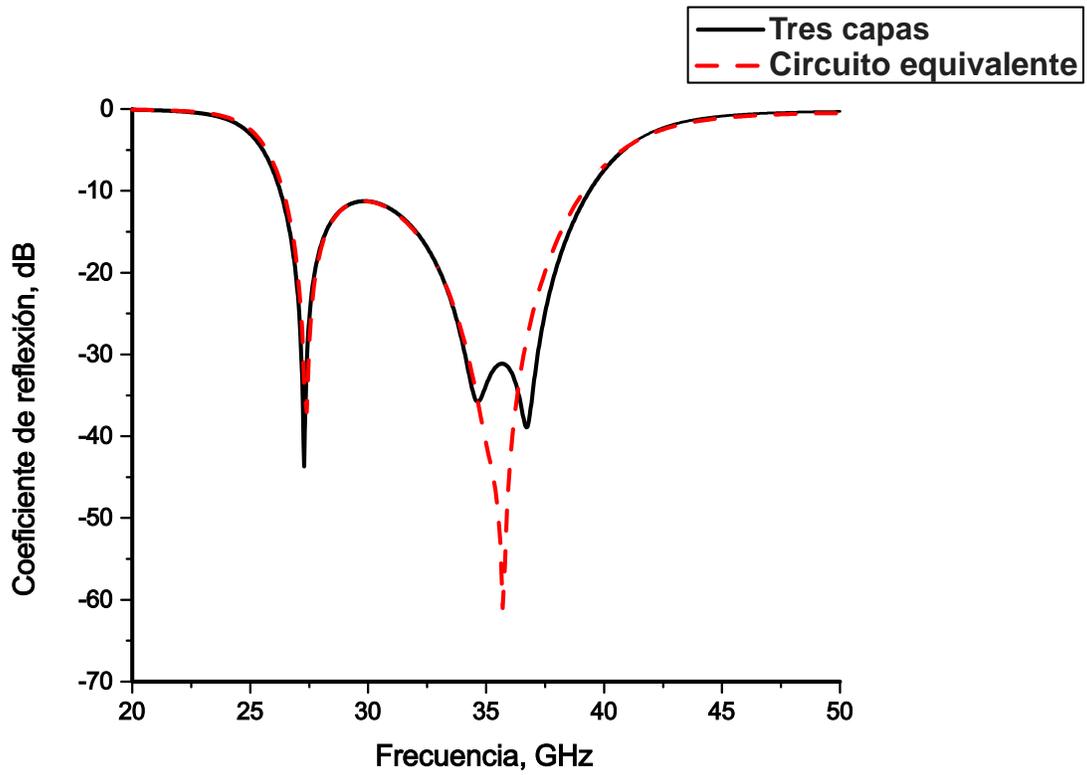


Figura 63. Comparación del coeficiente de reflexión de tres capas y del circuito equivalente.

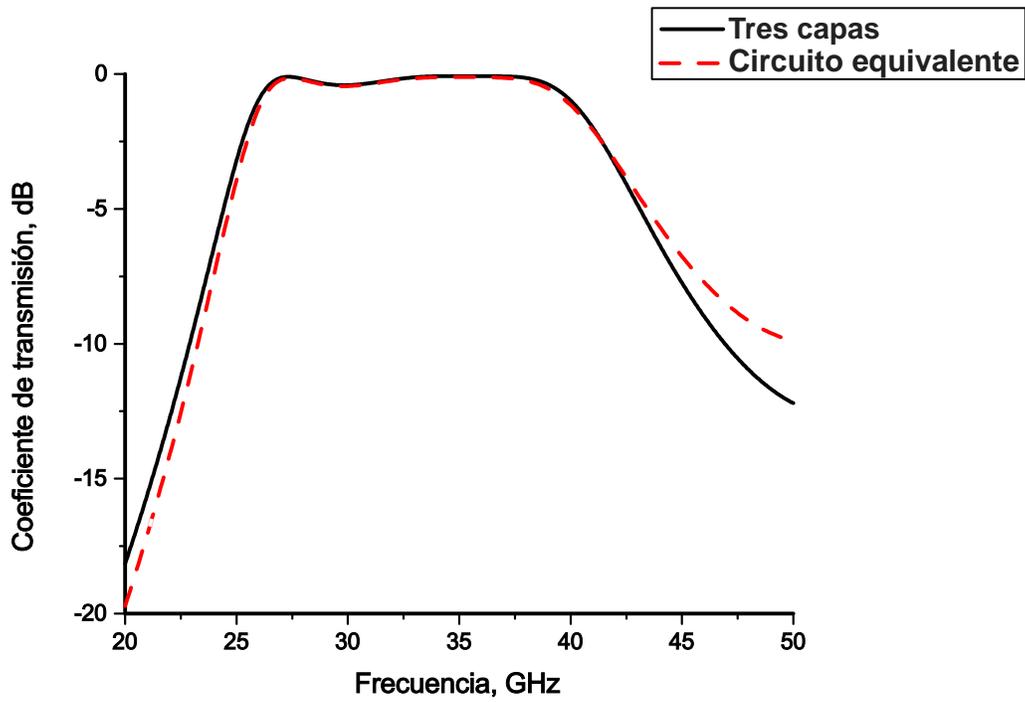


Figura 64. Comparación del coeficiente de transmisión de tres capas y del circuito equivalente.

4.7 *R*esultados

Con el desarrollo de esta tesis se obtuvo el diseño de una estructura novedosa multicapa formada por tres capas en cascada de SSF basadas en anillos ranurados, soportando la polarización lineal y circular, su respuesta en frecuencia proporciona un comportamiento de filtro paso banda con un gran ancho de banda, así como baja sensibilidad al ángulo de incidencia, obteniéndose aplicaciones en la banda Ka.

Esta estructura puede ser utilizada como radomo para antenas de banda Ka de polarización circular, como por ejemplo en el servicio de internet satelital en zonas remotas, permitiendo el paso de las señales electromagnéticas en banda ancha.

Los resultados obtenidos muestran un ancho de banda a 1 dB de 14.05 GHz en el intervalo de frecuencias de 25.97 a 40.02 GHz, para el coeficiente de transmisión. Se obtienen bajas pérdidas teniendo valores del coeficiente de reflexión a -10 dB en el intervalo de frecuencias de 26.27 a 39.39 GHz.

Se obtiene una baja sensibilidad al ángulo de incidencia presentando buenos resultados hasta un ángulo incidente de 25°.

Se obtuvo el circuito equivalente de las tres capas de SSF, obteniéndose una buena coincidencia entre los resultados de la simulación electromagnética de la celda unitaria y la simulación del circuito electrónico.

Conclusiones

Con la realización de este trabajo de tesis se tienen las siguientes conclusiones:

1. Se diseñó una novedosa estructura basada en SSF multicapa de anillos ranurados formada por tres capas en cascada, de banda ancha, bajas pérdidas y con baja sensibilidad al ángulo de incidencia para aplicaciones en la banda Ka (26 a 40 GHz).
2. Se obtuvieron nuevos conocimientos que permitieron realizar el análisis, diseño, simulación y optimización de SSF para frecuencias de microondas.
3. Se realizó una investigación de las SSF desarrolladas, así como las geometrías de los elementos resonadores utilizados, aplicaciones y características de diseño, para obtener una propuesta del elemento resonador que formará la celda unitaria de las SSF diseñadas.
4. Al analizar las diferentes geometrías y sus características se decidió utilizar la geometría de anillo ranurado como elemento resonador para la celda unitaria de las SSF, ya que proporciona diversas ventajas, esta geometría soporta la polarización lineal y la polarización circular, además de tener baja polarización cruzada y mostrar baja sensibilidad al ángulo de incidencia.
5. El anillo ranurado presenta un comportamiento en frecuencia de filtro paso banda, en el cual se permite el paso de las señales de ondas electromagnéticas en un intervalo de frecuencias.
6. Al utilizar sustratos dieléctricos delgados de microondas de bajas pérdidas, para el diseño de las SSF permiten disminuir las pérdidas en sus coeficientes de reflexión y transmisión.
7. Con el objetivo de aumentar el ancho de banda y tener operación en toda la banda Ka, se utilizó un sustrato dieléctrico delgado de microondas Rogers RO4003C con una permitividad relativa $\epsilon_r = 5.5$, $\tan\delta = 0.0027$ y espesor $h = 0.203$ mm, así como la implementación de tres capas en cascada de SSF.
8. Con la utilización de un software especializado en el análisis y diseño de estructuras electromagnéticas en 3D de alta frecuencia, se realizó la simulación y optimización en el dominio de la frecuencia de la celda unitaria de tres capas de SSF. Se hace incidir una onda de polarización circular normal a las SSF y se colocaron dos puertos de guía de onda para obtener los parámetros de dispersión S ($S_{11}, S_{12}, S_{21}, S_{22}$), los cuales corresponden al coeficiente de reflexión $S_{11} = S_{22}$ y los coeficientes de transmisión $S_{12} = S_{21}$.

9. Se optimizó las SSF al realizar una parametrización de la celda unitaria de tres capas al cambiar el ancho del anillo ranurado con la variación del radio interior r_1 y del radio exterior r_2 , para obtener los mejores resultados en la simulación de su respuesta en frecuencia, con el objetivo de tener operación de banda ancha, bajas pérdidas y aplicaciones en la banda Ka.
10. Se obtuvieron valores menores a -10 dB para el coeficiente de reflexión en el intervalo de frecuencias de 26.27 a 39.39 GHz y para el coeficiente de transmisión se obtuvo un ancho de banda a 1 dB de 14.05 GHz en el intervalo de frecuencias de 25.97 a 40.02 GHz.
11. El diseño de las SSF de tres capas en cascada tiene operación de banda ancha y bajas pérdidas, por lo que pueden tener aplicaciones en toda la banda Ka.
12. Para poder analizar qué tan sensible son las SSF de tres capas en cascada a los diferentes ángulos de incidencia, se realizó la simulación con ángulos de incidencia $\theta_{inc} = 5^\circ, 10^\circ, 15^\circ, 20^\circ$ y 25° . Se observó que se tiene una baja sensibilidad al ángulo de incidencia, obteniéndose buenos resultados hasta un ángulo incidente de 25° .
13. Se obtuvo el circuito equivalente de las SSF y se realizó la simulación y optimización utilizando un software especializado en el análisis y diseño de circuitos electrónicos de alta frecuencia.
14. Se tiene una buena coincidencia en los resultados obtenidos de las simulaciones de la celda unitaria de las SSF de tres capas basadas en anillos ranurados con el software de análisis y diseño en 3D y del circuito equivalente con el software de análisis y diseño de circuitos electrónicos.
15. Las SSF de tres capas diseñadas pueden ser sintonizables, conmutables y reconfigurables al utilizar dispositivos de control como diodos PIN, diodos varactores e interruptores MEMS, conectados al anillo ranurado.
16. Las SSF multicapa basadas en celdas unitarias de elementos con geometría de anillos ranurados en sustratos dieléctricos de microondas, delgados de bajas pérdidas muestran un buen comportamiento en frecuencia, pues se obtiene una respuesta de filtro paso banda, mayor ancho de banda en su coeficiente de transmisión, además de tener bajas pérdidas y valores menores para el coeficiente de reflexión, soporta también la polarización lineal y circular, así como baja sensibilidad al ángulo de incidencia, para su adecuada integración en diversas aplicaciones de los sistemas de comunicaciones.
17. Las SSF de tres capas en cascada diseñadas presentan un buen desempeño y pueden tener aplicaciones en radomos para antenas de banda Ka en el servicio de internet satelital para zonas remotas, permitiendo adecuadamente el paso de las señales electromagnéticas.

Referencias

- [1] Cameron, R. J., Kudsia, C. M., and Mansour, R. R. *Microwave Filters for Communication Systems*. John Wiley & Sons, Inc. **2018**.
- [2] Chaturvedi, P. K. *Microwave, Radar & RF Engineering*. Springer Singapore. **2018**.
- [3] Hong, J.-S. and Lancaster, M. J. *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*. John Wiley & Sons, Inc. **2001**.
- [4] Glybovski, S. B., Tretyakov, S. A., Belov, P. A., Kivshar, Y. S., y Simovski, C. R. **2016**. *Metasurfaces: From microwaves to visible*. *Physics Reports*, 634, 1–72. <https://doi.org/10.1016/j.physrep.2016.04.004>
- [5] R. S. Anwar, L. Mao, and H. Ning, *Frequency Selective Surfaces: A Review*. *Applied Sciences*, **2018**, MDPI, 8, 1–47. <https://www.mdpi.com/2076-3417/8/9/1689>
- [6] Kapoor, A., Mishra, R., & Kumar, P. **2022**. *Frequency selective surfaces as spatial filters: Fundamentals, analysis and applications*. *Alexandria Engineering Journal*, 61, 4263–4293. <https://doi.org/10.1016/j.aej.2021.09.046>
- [7] Munk, B. A. *Frequency Selective Surfaces: Theory and Design*. John Wiley & Sons, Inc. **2000**.
- [8] Ulaby, Fawwaz T. *Fundamentos de aplicaciones en electromagnetismo*. Pearson Educación, **2007**.
- [9] Cheng, D. K. *Fundamentos de electromagnetismo para ingeniería*. Pearson Educación. **2000**
- [10] Fernández Barcell, M. *Tema V: Medios de transmisión*. Facultad de Ciencias Sociales y de la Comunicación, Universidad de Cádiz.
- [11] Hayt W., Buck J. *Engineering Electromagnetics*, Mc Graw Hill Science Engineering Math. **2011**.
- [12] Luque Ordóñez, J. *Espectro electromagnético y espectro radioeléctrico*. ACTA. https://www.acta.es/medios/articulos/ciencias_y_tecnologia/062017.pdf
- [13] ift, *El espectro radioeléctrico en México. Estudio y acciones*. Instituto Federal de Telecomunicaciones, <https://www.ift.org.mx/sites/default/files/contenidogeneral/espectro-radioelectrico/espectro-radioelectrico-en-mexico-vp.pdf>, **2017**.
- [14] Gerafentis I. and Feresidis A., "Design of Tunable Millimetre-wave Pass-Band FSS Unit-Cell Loaded with GaAs Air-Bridged Schottky Diodes," *2022 16th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, **2022**, 1-5. <https://ieeexplore.ieee.org/document/9769051>
- [15] G. Sen, M. Midya y S. Ghosh, "Design of a band pass FSS with a sharp transition response based on SIW technology for satellite application," *2021 5th International Conference on Electronics, Materials Engineering & Nano-Technology (IEMENTech)*, **2021**, 1-3. <https://ieeexplore.ieee.org/document/9614742>.

- [16] Garg J., Sharma M. M., and Yadav S., "Design of a Compact Band Pass Frequency Selective Surface for WLAN Applications Based on Meander Line Topology," 2021 IEEE Indian Conference on Antennas and Propagation (InCAP), **2021**, 893-896. <https://ieeexplore.ieee.org/document/9726420>
- [17] G. -J. Ke, H. -H. Chou, G. -S. Lin, and C. -C. Lin, "Simulation Design of LC-based Tunable Frequency Selective Surface at Ka-Band," 2020 Opto-Electronics and Communications Conference (OECC), **2020**, 1-3. <https://ieeexplore.ieee.org/document/9273603>
- [18] Salman K. M. and Bhattacharyya S., "Design of a FSS Bandpass Filter for C-Band Application with Equivalent Circuit Model," TENCON 2019 - 2019 IEEE Region 10 Conference (TENCON), **2019**, 1459-1461. <https://ieeexplore.ieee.org/document/8929244>
- [19] S. Khan and T. F. Eibert, "A miniaturized frequency selective surface sub-reflector for X and Ku-bands", *11th German Microwave Conference (GeMiC)*, **2018**, 184-186. <https://ieeexplore.ieee.org/document/8335060/>
- [20] Yan, M., Wang, J., Ma, H., Feng, M., Pang, Y., Qu, S., Zhang, J., & Zheng, L. "A Tri Band, Highly Selective, Bandpass FSS Using Cascaded Multilayer Loop Arrays". *IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS and PROPAGATION*, **2016**, Vol.64, 2046-2049. <https://ieeexplore.ieee.org/document/7421976>
- [21] Kaouach H. and Kabashi A., "Bandpass antenna-filter-antenna arrays for filtering applications at 40 GHz," 2015 International Workshop on Antenna Technology (iWAT), **2015**, pp. 234-237. <https://ieeexplore.ieee.org/document/7365340>
- [22] M. Yan et al., "Broadband band-pass FSS using patch-wire-patch coupled structures," 2015 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications (IMWS-AMP), **2015**, 1-3. <https://ieeexplore.ieee.org/document/7325002>
- [23] Yan, M., Qu, S., Wang, J., Zhang, A., Zheng, L., Pang, Y., and Zhou, H. "A Miniaturized Dual-Band FSS With Second-Order Response and Large Band Separation". *IEEE ANTENNAS and WIRELESS PROPAGATION LETTERS*, **2015**, 14, 1602–1605. <https://ieeexplore.ieee.org/document/7062000>
- [24] Kapoor, A., Mishra, R., & Kumar, P. *Frequency selective surfaces as spatial filters: Fundamentals, analysis and applications*. Alexandria Engineering Journal, **2022**, 61, 4263–4293. <https://doi.org/10.1016/j.aej.2021.09.046>
- [25] Anwar, R. S., Mao, L., & Ning, H. *Frequency Selective Surfaces: A Review*. Applied Sciences, **2018**, 8, 1689. <https://doi.org/10.3390/app8091689>
- [26] Ben A. Munk, *Frequency Selective Surfaces: Theory and Design*, John Wiley & Sons, Inc., **2000**.
- [27] D. H. Werner and S. Ganguly, "An overview of fractal antenna engineering research", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, **2003**, 45, 38-57. <https://ieeexplore.ieee.org/document/1189650>
- [28] Y. Li, L. Li, Y. Zhang, and C. Zhao, "Design and Synthesis of Multilayer Frequency Selective Surface Based on Antenna-Filter-Antenna Using Minkowski Fractal Structures," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, **2015**, 63, 133-141.

<https://ieeexplore-ieee-org.pbidi.unam.mx:2443/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6948238>

[29] J. P. Gianvittorio, J. Romeu, S. Blanch, and Y. Rahmat-Samii, "Self-similar prefractal frequency selective surfaces for multiband and dual-polarized applications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2003, 51, 3088-3096.

<https://ieeexplore-ieee-org.pbidi.unam.mx:2443/document/1243507?arnumber=1243507>

[30] A. Kocakaya, G. Çakır, and C. Dikmen, "A novel single layer frequency selective surface design for ultra-wide band antenna gain enhancement," *2017 10th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO)*, 2017, pp. 1075-1078.

<https://ieeexplore-ieee-org.pbidi.unam.mx:2443/document/8266377?arnumber=8266377>

[31] C. -N. Chiu and K. -P. Chang, "A Novel Miniaturized-Element Frequency Selective Surface Having a Stable Resonance," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2009, 8, 1175-1177.

<https://ieeexplore-ieee-org.pbidi.unam.mx:2443/document/5290059?arnumber=5290059>

[32] M. Gao, S. M. A. Momeni Hasan Abadi, and N. Behdad, "A Dual-Band, Inductively Coupled Miniaturized-Element Frequency Selective Surface with Higher Order Bandpass Response," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2016, 64, 3729-3734. <https://ieeexplore-ieee-org.pbidi.unam.mx:2443/document/7490333?arnumber=7490333>

[33] Varuna, A.; Ghosh, S.; Srivastava, K.V. "An ultra thin polarization insensitive and angularly stable miniaturized frequency selective surface." *Microw. Opt. Technol. Lett.* 2016, 58, 2713–2717.

<https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1002/mop.30132>

[34] Taghizadeh, M.; Maddahali, M. "New class of frequency selective surface based on non-resonant elements with high stability," *IET Microw. Antennas Propag.* 2017, 12, 406–409.

<https://ietresearch.onlinelibrary.wiley.com/doi/10.1049/iet-map.2017.0065>

[35] S. Zheng, Y. Yin, J. Fan, X. Yang, B. Li, and W. Liu, "Analysis of Miniature Frequency Selective Surfaces Based on Fractal Antenna–Filter–Antenna Arrays," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2012, 11, 240-243.

<https://ieeexplore-ieee-org.pbidi.unam.mx:2443/document/6164213?arnumber=6164213>

[36] B. Li and Z. Shen, "Miniaturized Bandstop Frequency-Selective Structure Using Stepped-Impedance Resonators," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2012, 11, 1112-1115.

<https://ieeexplore-ieee-org.pbidi.unam.mx:2443/document/6305459?arnumber=6305459>

[37] C. Pelletti, R. Mittra y G. Bianconi, "Three-dimensional FSS elements with wide frequency and angular response," *2013 International Symposium on Electromagnetic Theory*, 2013, 698-700.

<https://ieeexplore-ieee-org.pbidi.unam.mx:2443/document/6565834?arnumber=6565834>

[38] C. Wang, W. Zhuang, and W. Tang, "Novel three-dimensional frequency selective surface with incident angle and polarization independence," *2015 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP)*, 2015, 1-3.

<https://ieeexplore-ieee-org.pbidi.unam.mx:2443/document/7447390?arnumber=7447390>

- [39] Yang, S.; Liu, P.; Yang, M.; Wang, Q.; Song, J.; Dong, L. "From flexible and stretchable meta-atom to metamaterial: A wearable microwave meta-skin with tunable frequency selective and cloaking effects." *Sci. Rep.* **2016**, 6, 1-8. <https://www.nature.com/articles/srep21921>
- [40] Govindaswamy, S., East, J., Terry, F., Topsakal, E., Volakis, J.L. and Haddad, G.I., "Frequency-selective surface based bandpass filters in the near-infrared region." *Microw. Opt. Technol. Lett.*, **2004**, 41, 266-269. <https://doi-org.pbidi.unam.mx:2443/10.1002/mop.20112>
- [41] Whittow, W., Li, Y., Torah, R., Yang, K., Beeby, S. and Tudor, J., "Printed frequency selective surfaces on textiles. *Electron Lett.*, **2014**, 50: 916-917. <https://ietresearch.onlinelibrary.wiley.com/doi/epdf/10.1049/el.2014.0955>
- [42] Can, S, Karakaya, EU, Yilmaz, AE. "Design, fabrication, and measurement of textile-based frequency selective surfaces." *Microw Opt Technol Lett.* **2020**; 62: 3444– 3450. <https://onlinelibrary-wiley-com.pbidi.unam.mx:2443/doi/epdf/10.1002/mop.32474>
- [43] Silva Junior, P.F., Santana, E.E.C., Pinto, M.S.S. et al. "Flexible Wearable Pre-fractal Antennas for Personal High-Temperature Monitoring." *Wireless Pers Commun*, **2020**, 114, 1983–1998. <https://doi.org/10.1007/s11277-020-07458-0>
- [44] H. Chen, Q. Cao, and Y. Wang, "A Wideband Switchable Absorber/Reflector Based on Active Frequency Selective Surface," 2020 IEEE Asia-Pacific Microwave Conference (APMC), 2020, 902-904. <https://ieeexplore.ieee.org/document/9331523>
- [45] Can, S, Kapusuz, KY, Yilmaz, AE. "Optically transparent frequency selective surface for ultrawideband applications." *Microw Opt Technol Lett.* **2017**, 59, 3197– 3201. <https://doi-org.pbidi.unam.mx:2443/10.1002/mop.30893>
- [46] Pozar M. David, *Microwave Engineering*, Fourth Edition, John Wiley & Sons, Inc., **2012**.
- [47] Costa, F., Monorchio, A., & Manara, G. (2014). *An Overview of Equivalent Circuit Modeling Techniques of Frequency Selective Surfaces and Metasurfaces*. The Applied Computational Electromagnetics Society Journal (ACES), 960–976. <https://journals.riverpublishers.com/index.php/ACES/article/view/10793>
- [48] Kiani, G.I.; Ford, K.L.; Esselle, K.P.; Weily, A.R.; Panagamuwa, C.; Batchelor, J.C. "Single-layer bandpass active frequency selective surface". *Microw. Opt. Technol. Lett.* **2008**, 50, 2149–2151. https://www.researchgate.net/publication/28577742_Single-layer_bandpass_active_frequency_selective_surface
- [49] H. Li, C. Yang, Q. Cao, and Y. Wang, "A novel active frequency selective surface with switching performance for 2.45 GHz WLAN band," 2015 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC), **2015**, 1-3. <https://ieeexplore.ieee.org/document/7411716>
- [50] Gabriel M. Rebeiz, *RF MEMS: Theory, Design, and Technology*, John Wiley & Sons, Inc., 2003.