



**UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO**

---

**FACULTAD DE INGENIERÍA**

**Diseño de una  
metasuperficie con  
propiedades de absorción  
electromagnética**

**TESIS**

Que para obtener el título de  
**Ingeniero Eléctrico Electrónico**

**P R E S E N T A**

José Eduardo Hernández García

**DIRECTORA DE TESIS**

Dra. Lourdes Martínez López



Ciudad Universitaria, Cd. Mx., 2023

# Agradecimientos

En primer lugar, quiero agradecer a Dios y mi mamá Teresa, quien me ha dado su apoyo incondicional, brindándome todas las herramientas y palabras de aliento a lo largo de mi vida y mi trayectoria académica. Aquí te agradezco toda la ayuda recibida. Agradezco a mi familia por haberme apoyado en toda la carrera.

A Maitry, la mejor persona que pude haber conocido en la facultad, por acompañarme en este proceso, apoyándome cuando fue necesario y hacerme una mejor persona.

A Sonia, mi mejor amiga desde hace mucho tiempo y quien estimo mucho. También agradezco a todos mis amigos, maestros y compañeros con los cuales pude llegar hasta este punto.

Le agradezco al jurado conformado por el Dr. Pablo Roberto Pérez Alcázar, la Dra. Lourdes Martínez López, la M. I. María del Socorro Guevara Rodríguez, al M. I. Vicente Flores Olvera y la Ing. Beatriz Eslava Arellanes por tomarse el tiempo para realizar la revisión de mi tesis. Principalmente, quiero agradecer a la Dra. Lourdes por apoyarme en la guía y corrección para culminar el presente trabajo.

A la Universidad Nacional Autónoma de México por la educación, las experiencias y personas que me ha permitido conocer y, a la DGAPA por permitir mi participación en los Proyectos PAPIIT IA104921 e IA104323.

Finalmente, me agradezco por no rendirme en los momentos difíciles, persistir hasta el final, por confiar y creer en mis capacidades.

*Solo tienes que leer [y entender] ...  
y no te perderás.*

# Índice general

<b>Introducción</b>	<b>1</b>
<b>1. Espectro radioeléctrico</b>	<b>5</b>
1.1. Frecuencias de microondas . . . . .	7
1.2. Onda electromagnética . . . . .	9
1.3. Polarización y propagación de ondas electromagnéticas . . . . .	15
<b>2. Metasuperficies con absorción electromagnética</b>	<b>19</b>
2.1. Estado del Arte de las metasuperficies . . . . .	20
2.2. Tipos de metasuperficies . . . . .	43
2.3. Geometrías de elementos . . . . .	45
2.4. Aplicaciones de metasuperficies . . . . .	47
2.5. Características de diseño . . . . .	48
<b>3. Métodos de diseño para las metasuperficies</b>	<b>50</b>
3.1. Absorción de ondas electromagnéticas . . . . .	60
3.2. Análisis de elementos utilizados . . . . .	62
3.3. Propiedades de los materiales utilizados . . . . .	65
3.4. Respuesta en frecuencia para las metasuperficies . . . . .	66
<b>4. Diseño de metasuperficie con propiedades de absorción elec- tromagnética</b>	<b>71</b>
4.1. Parámetros de diseño de la metasuperficie . . . . .	72
4.2. Análisis de la celda unitaria del elemento resonador . . . . .	73
4.3. Optimización de la celda unitaria . . . . .	76
4.4. Simulación y respuesta en frecuencia de la metasuperficie . . . . .	82
4.5. Circuito equivalente de la metasuperficie . . . . .	83
4.6. Resultados . . . . .	87
4.7. Conclusiones . . . . .	88

# Introducción

Actualmente con el avance de la tecnología de detección en sistemas de defensa y seguridad, es necesario el diseño de materiales de absorción y protección para el control y la compatibilidad de ondas electromagnéticas, debido a esto, se han desarrollado absorbedores electromagnéticos, los cuales son dispositivos que absorben las ondas electromagnéticas incidentes en un intervalo de frecuencias para evitar la reflexión y transmisión.

Con la utilización de frecuencias de microondas (300 MHz a 300 GHz) que comprenden las bandas de Ultra Alta Frecuencia (UHF), Súper Alta Frecuencia (SHF) y Extremadamente Alta Frecuencia (EHF), se tiene la posibilidad de tener extensos anchos de banda, alta velocidad y mayor capacidad de conexión con una alta tasa de transferencia de datos, así como una disminución de las dimensiones en los dispositivos.

Cuando se trabaja en altas frecuencias se presenta la interferencia electromagnética que aumenta a medida que aumenta la frecuencia, por lo que es necesario el desarrollo de absorbedores electromagnéticos de microondas para evitar interacciones electromagnéticas no deseadas con sistemas y dispositivos cercanos, así como tener altos niveles de absorción, insensibilidad a la incidencia oblicua y presentar características como bajo peso, estructura simple, fácil fabricación y bajo costo para su integración en los sistemas de comunicaciones.

Con el desarrollo de este tema de tesis se plantea el análisis, diseño, simulación y optimización de una metasuperficie que permite la absorción de ondas electromagnéticas en un intervalo de frecuencias evitando la transmisión y disminuyendo la reflexión, presentando varias características como fácil fabricación y bajo costo, con altos niveles de absorción, así como insen-

sibilidad a la incidencia oblicua y que soporte tanto polarización lineal como polarización circular, para su integración en los sistemas de comunicaciones.

Para lograr el objetivo, el trabajo esta dividido en cuatro capítulos que son:

- 1.- Espectro radioeléctrico
- 2.- Metasuperficies con absorción electromagnética
- 3.- Métodos de diseño para las metasuperficies
- 4.- Diseño de metasuperficie con propiedades de absorción electromagnética

En el primer capítulo se explora el intervalo de frecuencias conocido como espectro radioeléctrico comprendido por debajo de los 3000 GHz y en el cual se encuentran las microondas. A su vez, se explora la interacción entre las ondas eléctricas y magnéticas dando como resultado las ondas electromagnéticas (EM) para referirse a un solo fenómeno de la naturaleza que fue predicho por J. C. Maxwell, así mismo, se muestra su relación con la ecuación de onda y una de sus particulares soluciones. De este capítulo podemos darnos cuenta de que las microondas al ser una porción del espectro electromagnético comparten las mismas características de no requerir un material para poder propagarse, ser transversales y ocupar una dimensión tridimensional, gracias a este comportamiento, es posible realizar las comunicaciones inalámbricas a corta y larga distancia.

Para el segundo capítulo se explora las características de una metasuperficie absorbedora de ondas electromagnéticas. Los absorbedores electromagnéticos tienen una amplia gama de aplicaciones en muchos campos debido a sus características para evitar el reflejo de ondas, por lo que se utilizan en la tecnología de sigilo, para reducir la sección transversal de radar, eliminar las reflexiones múltiples, evitar la interferencia electromagnética y para el mejoramiento de la compatibilidad electromagnética. Pueden ser utilizados en cámaras anecoicas, en radares meteorológicos y de aviación, para cubrir ventanas, estructuras en aeropuertos, pantallas para aviones y drones, protección de instalaciones aeroespaciales, vehículos no tripulados, para mejorar las funcionalidades en las infraestructuras de comunicación y en dispositivos electrónicos.

Una metasuperficie electromagnética de microondas es un arreglo bidi-

mensional, delgado, periódico, que está formada por celdas unitarias pequeñas de elementos resonadores metálicos impresos en un sustrato dieléctrico flexible o ranuras (aperturas) en una pantalla metálica, cuya periodicidad y espesor son a nivel de sublongitud de onda, reduciéndose con esto la dimensión física, para su fácil fabricación, peso ligero y bajo costo, así como la posibilidad de controlar y transformar las propiedades de las ondas electromagnéticas para bloquear, absorber, concentrar, dispersar o guiar las ondas tanto en la superficie como en el espacio libre con incidencia normal y oblicua.

Una metasuperficie puede ser diseñada para permitir la absorción de ondas electromagnéticas y evitar la reflexión y transmisión a una frecuencia específica, en una banda de frecuencias o en múltiples bandas de frecuencias, presentando un comportamiento multibanda, también se puede tener absorción en una banda estrecha y en banda ancha, así como la utilización de estructuras de una sola capa o multicapa. Debido a que las periodicidades y espesores de los elementos de las celdas unitarias es menor en comparación con la longitud de onda de operación, se tiene una reducción en la dimensión física de estas estructuras, así como tener elementos miniaturizados, para su fácil integración en los dispositivos y sistemas de comunicación. Estas metasuperficies pueden ser diseñadas con elementos resonadores periódicos variando la geometría de las celdas unitarias y la utilización de un sustrato dieléctrico, permitiendo el control y la modificación de las propiedades del material (permitividad, permeabilidad y tangente de pérdidas), así como también la variación de las dimensiones físicas de cada elemento resonante.

En el tercer capítulo se realiza una comparación de los parámetros que influyen en el comportamiento de la celda unitaria. En este punto se hace énfasis en la geometría de un anillo ranurado para una celda unitaria utilizada como absorbedor.

Para que una metasuperficie tenga un comportamiento absorbente de las ondas electromagnéticas, deben reducirse sus parámetros de reflexión y transmisión de la ecuación:  $A(\omega) = 1 - R(\omega) - T(\omega)$ . Donde  $A(\omega)$  corresponde a la absorción que tiene la metasuperficie,  $R(\omega)$  corresponde a la reflexión y  $T(\omega)$  a la transmisión. Tanto la reflexión como la transmisión se pueden expresar utilizando los parámetros de dispersión  $S$ , ya que nos encontramos en el intervalo de las microondas, de ahí que la ecuación se pueda expresar como:  $A(\omega) = 1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2$  y haciendo que la transmisión sea igual a

cero al colocar una pantalla metálica, la ecuación final queda de la siguiente forma  $A(\omega) = 1 - |S_{11}|^2$ , es así que, la absorción de la metasuperficie depende totalmente de la reflexión.

Al estar utilizando una geometría de anillo ranurado, en primer lugar, debemos considerar el radio y ancho del anillo. Posteriormente si esta geometría básica es modificada se deben considerar la posición y tamaño de cada modificación para lograr una buena absorción de las ondas EM. Otra parte importante es considerar las propiedades electromagnéticas que tienen todos los materiales que constituyen a la metasuperficie, esto va desde el sustrato de absorción hasta el sustrato dieléctrico que soporta la celda unitaria para observar el comportamiento que tienen en conjunto.

En cuarto y último capítulo se estudia la absorción de una metasuperficie con una celda unitaria conformada por un anillo ranurado. En esta parte se analiza la absorción, la reflexión y la optimización de un anillo ranurado con cuatro resistencias agrupadas, así como su circuito equivalente y su respuesta en frecuencia para la reflexión.

Primeramente, se realiza una optimización del radio interno, de las resistencias y el ángulo de incidencia máximo que soporta. El diseño se limita a estos tres parámetros debido a que el tamaño de la celda unitaria no permite realizar un aumento en el radio externo del diseño. Estas optimizaciones se logran realizar utilizando un software especializado en el cual se realizó la modelización de una estructura EM en 3D bajo el dominio de la frecuencia.

Al final del capítulo se puede encontrar el circuito equivalente de la celda unitaria, en la cual, bajo otro software especializado en la simulación de circuitos para microondas, podemos obtener la respuesta en frecuencia y compararla con la respuesta de la estructura EM en 3D y verificar que efectivamente se comporta como se espera.

# Capítulo 1

## Espectro radioeléctrico

Las ondas electromagnéticas se encuentran presentes en todo el universo conocido desde un tamaño atómico hasta un tamaño, que puede ser, de un rascacielos. Su descubrimiento comenzó con el estudio de la atracción eléctrica (600 a.c. Tales de Mileto), así como del estudio sobre la luz que puede ser observado por el ojo humano, en 1845 M. Faraday descubre la conexión entre la luz y magnetismo [38] y en 1873 J. C. Maxwell presenta la unión de la teoría eléctrica y magnética en su trabajo *Una teoría dinámica del campo electromagnético*, donde se encuentran, las famosas *ecuaciones de Maxwell*. Posteriormente en 1888 H. Hertz produce artificialmente las primeras ondas electromagnéticas iniciando un nuevo campo práctico y teórico.

Ejemplos de ondas electromagnéticas son: las ondas infrarrojas utilizadas en controles remotos, la luz visible y los rayos X [42]; las ondas de radio (o radioeléctricas) con las que se proveen servicios como la radio, la televisión, telefonía celular y servicios satelitales. Estas últimas nos permiten realizar comunicaciones inalámbricas a una gran velocidad y a una gran distancia.

Específicamente para las ondas de radio, el intervalo de frecuencias que manejan es conocido como *el espectro radioeléctrico* y está definido en la ley federal de telecomunicaciones y radiodifusión (Artículo 3, fracción XXI) como “espacio que permite la propagación, sin guía artificial, de ondas electromagnéticas cuyas bandas de frecuencias se fijan convencionalmente por debajo de los 3,000 gigahertz” [16].

El espectro radioeléctrico se encuentra subdividido en nueve bandas de



frecuencias que son utilizados por los diferentes servicios de telecomunicación. Estas bandas se muestran en la Tabla 1.1 y son utilizadas por el Instituto Federal de Telecomunicaciones (IFT) a través de la Dirección General de Planeación del Espectro, encargada de elaborar y mantener actualizado el Cuadro Nacional de Atribución de Frecuencias (CNAF) conforme a lo recomendado en el sector de Radiocomunicaciones de la Unión Internacional de Telecomunicaciones (UIT-R).

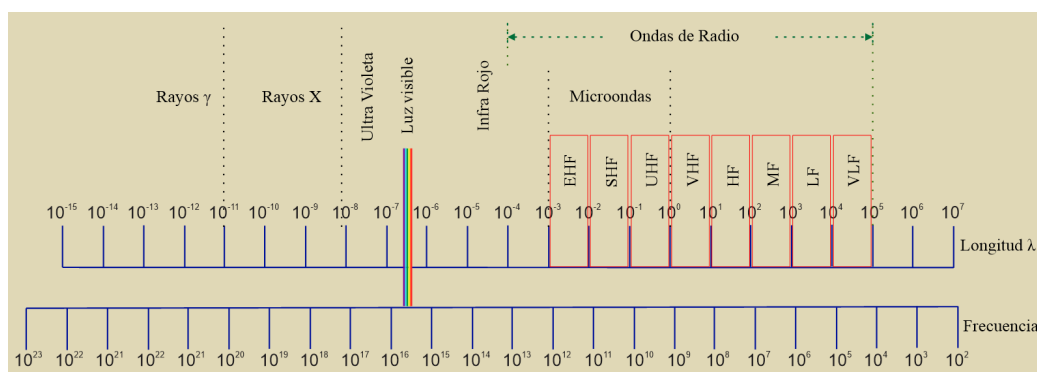


Figura 1.1: Espectro electromagnético.

Como menciona Álvarez Clara [3] “el espectro radioeléctrico es un recurso de la naturaleza ... Por lo cual no se puede crear más espectro radioeléctrico; lo que sí es posible es hacer un uso más eficiente para poderlo aprovechar de mejor manera... [Debido a que] no puede acumularse o guardarse por lo que aquel que no sea utilizado hoy, de nada servirá a generaciones futuras” (p. 109), a causa de esto, su uso y regulación se da a cargo del estado junto a organizaciones internacionales.

Por otro lado, el espectro electromagnético es muy amplio y cada región cuenta con ventajas y desventajas para su aplicación, la sección del espectro electromagnético que es de importancia en este trabajo, corresponde a una sección del espectro radioeléctrico conocido como microondas (ver Figura 1.1).

Tabla 1.1: Intervalos de frecuencias del espectro electromagnético.

Símbolos (en inglés)	Nombre	Frecuencias	Subdivisión Métrica
VLF	Very Low Frequency Muy Baja Frecuencia	3 a 30 kHz	Ondas miriamétricas ( $1 \times 10^4$ m)
LF	Low Frequency Baja Frecuencia	30 a 300 kHz	Ondas kilométricas ( $1 \times 10^3$ m)
MF	Medium Frequency Media Frecuencia	300 a 3000 kHz	Ondas hectométricas ( $1 \times 10^2$ m)
HF	High Frequency Alta Frecuencia	3 a 30 MHz	Ondas decamétricas ( $1 \times 10$ m)
VHF	Very High Frequency Muy Alta Frecuencia	30 a 300 MHz	Ondas métricas (1 m)
UHF	Ultra High Frequency Ultra Alta Frecuencia	300 a 3000 MHz	Ondas decimétricas ( $1 \times 10^{-1}$ m)
SHF	Super High Frequency Súper Alta Frecuencia	3 a 30 GHz	Ondas centimétricas ( $1 \times 10^{-2}$ m)
EHF	Extremely High Frequency Extremadamente Alta Frecuencia	30 a 300 GHz	Ondas milimétricas ( $1 \times 10^{-3}$ m)
-	NA	300 a 3000 GHz	Ondas decimilimétricas ( $1 \times 10^{-4}$ m)

*Nota.* Modificado de ACUERDO mediante el cual el Pleno del Instituto Federal de Telecomunicaciones actualiza el Cuadro Nacional de Atribución de Frecuencias, Secretaría de Gobernación, Estados Unidos Mexicanos, DOF, 01-10-2018, [citado 31-01-2022]; Disponible en internet: [https://dof.gob.mx/nota\\_detalle.php?codigo=5539626&fecha=01/10/2018#](https://dof.gob.mx/nota_detalle.php?codigo=5539626&fecha=01/10/2018#).

## 1.1. Frecuencias de microondas

Las microondas al igual que el espectro radioeléctrico, esta conformado por un intervalo de frecuencias del espectro electromagnético que va desde 300 MHz a 300 GHz cuya longitud de onda corresponde a un intervalo de 1 metro hasta 1 milímetro (Ver Figura 1.1) esto se traduce a que utilizan las bandas de Ultra Alta Frecuencia (UHF), Súper Alta Frecuencia (SHF) y Extremadamente Alta Frecuencia (EHF). Para las ondas que se encuentran en el intervalo de 300 GHz a 1000 GHz (longitud de onda de 1 milímetro a 0.3 milímetros) se les conoce como milimétricas y sub-milimétricas.

Al trabajar con las microondas es necesario un mayor enfoque en los intervalos de las frecuencias que se están utilizando y no solo utilizar los nombres UHF, SHF y EHF por ello las microondas cuentan con su propia clasificación de frecuencias [11]. Esta clasificación se muestra en la Tabla 1.2.

Tabla 1.2: Intervalos de frecuencias para las microondas.

Frecuencia	Banda
3 - 30 MHz	HF
30 - 300 MHz	VHF
0.3 - 1.0 GHz	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	Sub-milimétrica

*Nota.* Modificado de “Microwave, Radar & RF Engineering”. Springer Singapore, 2018. isbn: 978-981-10-7964-1, 2018, pág. 5 (<https://doi.org/10.1109/apmc.2012.6421665>).

Al utilizar estas ondas, es necesario tener otras consideraciones en los componentes que utilizan los circuitos eléctricos, ya que el desplazamiento del voltaje, corriente y fase no es la misma en todo el componente, por lo que su estudio se debe realizar mediante las ecuaciones de Maxwell o realizar ciertas consideraciones al fabricar los componentes para que puedan ser utilizados.

La aplicación más amplia que se ha realizado con las microondas es la comunicación por medio de los celulares, en sistemas de radar para detectar y localizar objetos en movimiento dentro de su intervalo pudiendo utilizarse en el ámbito militar (localizando aviones, misiles, submarinos, tanques, entre otros), civil (control de tráfico aéreo, alarmas de seguridad, puertas automáticas, detector de velocidad, entre otros), sistemas médicos y en mediciones meteorológicas, pero también se utiliza en el GPS (Global Positioning Satellite), la radioastronomía, investigaciones nucleares, en la televisión satelital DBS (Direct Broadcast Satellite), hornos de microondas y en la conexión de

forma inalámbrica conocida como WLAN (Wireless Local Area Networks).

Las ventajas de trabajar con microondas son:

- Un ancho de banda con el cual se puede enviar más información. Normalmente el ancho de banda corresponde a un 10 % de la frecuencia central.
- Las comunicaciones son más estables debido a que existen menores pérdidas de información.
- Su propagación se puede dar por el aire, la atmósfera y el espacio.
- Requieren menor potencia de alimentación para transmitir y recibir en comparación a frecuencias más bajas.
- Se puede obtener una mayor direccionalidad comparada con ondas cuya frecuencia es menor.

## 1.2. Onda electromagnética

Las ondas electromagnéticas son el principal tema de estudio que existe en la teoría electromagnética, surgió de tres campos de la física que inicialmente se encontraban separadas; el magnetismo cuyo conocimiento era conocido empíricamente hasta que en 1600 William Gilbert estableció las bases en su obra *De Magnete*, la teoría ondulatoria propuesta por el físico Huygens a finales del siglo XVII en que intentaba describir el comportamiento que tiene la luz al considerar que se trata de vibraciones capaces de propagarse en un medio físico (agua o aire), así como en el espacio exterior y del estudio de las cargas eléctricas en reposo (electrostática), donde se realiza la observación de las cargas eléctricas inmóviles y la interacción que tiene con otras cargas, aislantes y conductores. Como ya se mencionó, Michael Faraday encontró la conexión experimental del magnetismo con las ondas de luz en lo que se conoce como el efecto Faraday o rotación Faraday, de ahí que, el estudio se redujo al magnetismo y la electricidad, unificados en las ecuaciones de Maxwell.

Las ecuaciones de Maxwell<sup>1</sup> se muestran a continuación:

$$\oint_S \vec{E} \cdot d\vec{S} = \frac{Q_{enc}}{\varepsilon_0} \quad (1.1)$$

$$\oint_S \vec{B} \cdot d\vec{S} = 0 \quad (1.2)$$

$$\oint_l \vec{B} \cdot d\vec{l} = \mu_0 \left( i_C + \varepsilon_0 \frac{d\Phi_E}{dt} \right)_{enc} \quad (1.3)$$

$$\oint_l \vec{E} \cdot d\vec{l} = -\frac{d\Phi_B}{dt} \quad (1.4)$$

La constante  $\varepsilon_0$  corresponde a la permitividad del vacío y tiene un valor de  $8.854187817 \times 10^{-12} \left[ \frac{C^2}{N.m^2} \right]$ . En caso de que exista un material dieléctrico se sustituye por  $\varepsilon$  cuyo valor corresponde a la permitividad eléctrica del material.

La ecuación 1.1 corresponde a ley de Gauss de los campos eléctricos, nos indica que el campo eléctrico encerrado por una superficie es igual a la carga total encerrada ( $Q_{enc}$ ) dividida por la permitividad eléctrica ( $\varepsilon_0$ ), debido a que las líneas de campo eléctrico son radiales.

La ecuación 1.2 se conoce como la ley de Gauss de los campos magnéticos, menciona que: el campo magnético que atraviesa una superficie cualquiera que sea, es igual a cero, esto se debe a que las líneas de campo magnético forman trayectorias cerradas.

La ecuación 1.3 corresponde a la ley de Ampere generalizada por Maxwell, en ella nos indica que el campo magnético que atraviesa una línea cerrada es igual a la corriente que circula por el conductor ( $i_C$ ) más una corriente de desplazamiento ( $\varepsilon_0 \frac{d\Phi_E}{dt}$ ) y finalmente la ecuación 1.4 que se conoce como la ley de Faraday, muestra que el flujo del campo eléctrico a través de una línea cerrada se debe a una variación del campo magnético.

De estas cuatro ecuaciones, hay que resaltar que en las últimas dos (ecuación 1.3 y 1.4) indican un hecho interesante. Con la ecuación 1.3 podemos

---

<sup>1</sup>Ecuaciones recopiladas de [19]. p.36, p. 284, p. 269, p.316. y [49] p. 1015

observar que un campo eléctrico variable en el tiempo ( $\frac{d\Phi_E}{dt}$ ) produce un campo magnético variable en el tiempo, a su vez, un campo magnético variable en el tiempo ( $\frac{d\Phi_B}{dt}$  de la ecuación 1.4) produce un campo eléctrico variable.

Para mostrar que los campos eléctricos y magnéticos tienen un comportamiento ondulatorio primero se deben obtener las ecuaciones de Maxwell en su forma diferencial. Esto se logra aplicando los teoremas de Gauss y Stokes.

Las ecuaciones de Maxwell<sup>2</sup> en forma diferencial se muestran a continuación.

$$\nabla \cdot \vec{E} = \frac{Q_{enc}}{\epsilon_0} \quad (1.5)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (1.6)$$

$$\nabla \times \vec{B} = \mu_0 \left( \sigma \vec{E} + \epsilon_0 \frac{d\vec{E}}{dt} \right)_{enc} \quad (1.7)$$

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{d\vec{B}}{dt} \quad (1.8)$$

Donde:

$\vec{E}$  es el campo eléctrico

$\vec{B}$  es el campo magnético

$\mu_0$  es la permeabilidad magnética del vacío ( $4\pi \times 10^{-7} \left[ \frac{H}{m} \right]$ )

$\epsilon_0$  es la permitividad eléctrica

$\sigma$  es la conductividad del alambre por donde circula la corriente  $i_C$

A partir de las ecuaciones diferenciales de Maxwell es posible obtener la ecuación de onda en función del campo eléctrico o del campo magnético<sup>3</sup> con la velocidad de la luz igual a  $c = \frac{1}{\sqrt{\mu_0\epsilon_0}}$ . Estas ecuaciones son las siguientes:

$$\nabla^2 \vec{B} = \frac{1}{c^2} \frac{\delta^2 \vec{B}}{\delta t^2} \quad (1.9)$$

$$\nabla^2 \vec{E} = \frac{1}{c^2} \frac{\delta^2 \vec{E}}{\delta t^2} \quad (1.10)$$

<sup>2</sup>Ecuaciones recopiladas de [19] p.48, p. 284, p. 269 y [8] p. 1014

<sup>3</sup>Ecuaciones recopiladas de [8] p. 1014

Suponiendo que el campo magnético se desplace en la dirección  $x$  y en consecuencia también lo haga el campo eléctrico, o viceversa, las ecuaciones 1.9 y 1.10 tienen la forma de una onda unidimensional viajera, como ya se había mencionado. La forma general de una onda unidimensional viajera<sup>4</sup> propagándose en la dirección  $x$  es:

$$\frac{\delta^2 y(x, t)}{\delta x^2} = \frac{1}{v^2} \frac{\delta^2 y(x, t)}{\delta t^2}$$

Cuya solución es cualquier función que tenga la forma  $y(x, t) = Af(x \pm vt)$ .

En particular se observa que la velocidad de la onda electromagnética se puede calcular a partir de la permitividad eléctrica y la permeabilidad magnética en el vacío, que a su vez corresponde a la velocidad de la luz ( $v = c = 1/\sqrt{\mu_0 \varepsilon_0}$ ).

La función  $y(x, t) = A \text{sen}(k(x \pm vt) + \phi_0)$  es una solución a la ecuación de onda (como nos muestran [9] p.499) que se puede aplicar al campo eléctrico o magnético ya que guardan una relación con la ecuación de onda y sus características.

Decidiendo que el movimiento se de en dirección  $+x$  la solución queda expresada de la siguiente forma:

$$y(x, t) = A \text{sen}(kx - kv t + \phi_0)$$

Donde:

- $k$  es el número de onda
- $v$  es la velocidad de desplazamiento
- $\phi_0$  corresponde a la fase inicial de la onda
- $kv = \omega$  es la frecuencia angular

De igual forma, esta solución tiene una periodicidad temporal ( $t$ ) como espacial ( $x$ ) y debe cumplir las siguientes condiciones:

$$y(x, t) = y(x + \lambda, t)$$

$$y(x, t) = y(x, t + \tau)$$

---

<sup>4</sup>Ecuaciones recopiladas de [9] p. 498

Debido a que la solución  $y(x, t)$  está expresada en una función senoidal, tiene un periodo de  $2\pi$ . Aplicando la solución espacial se obtiene el siguiente resultado:

$$k = \frac{2\pi}{\lambda}$$

Aplicando la periodicidad temporal se obtiene:

$$kv = \omega = \frac{2\pi}{\tau}$$

Los terminos  $\lambda$  y  $\tau$  se conocen como longitud de onda y periodo, respectivamente, ambos se muestran en la Figura 1.2.

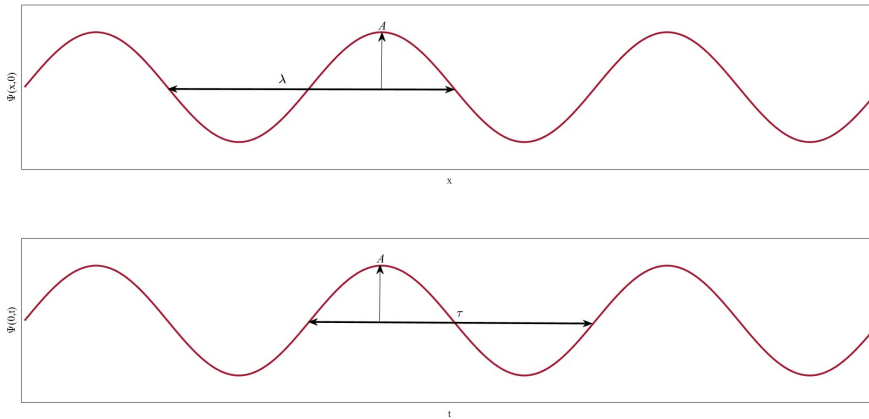


Figura 1.2: Longitud de onda y periodo.

Proponiendo una onda del campo eléctrico contenida en el plano  $xy$ , con desplazamiento en dirección  $x$  (Ver Figura 1.3) se tiene:

$$\vec{E} = E_0 \text{sen}(k(x - vt) + \phi_0) \hat{i} \quad ; \quad \|\vec{E}\| = E_0 \quad (1.11)$$

Utilizando la ecuación 1.8 con la ecuación 1.11, se obtiene la ecuación del campo magnético a partir del campo eléctrico. Por lo tanto, la ecuación del campo magnético queda expresada de la siguiente forma:

$$\vec{B} = \frac{k * E_0}{\omega} \text{sen}(k(x - vt) + \phi_0) \hat{k} \quad ; \quad \|\vec{B}\| = B_0 = \frac{k * E_0}{\omega} \quad (1.12)$$



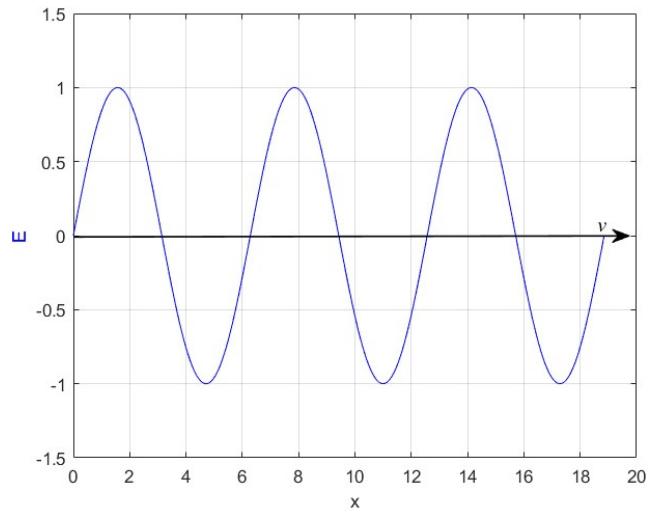


Figura 1.3: Onda de campo eléctrico con propagación en dirección  $x$ .

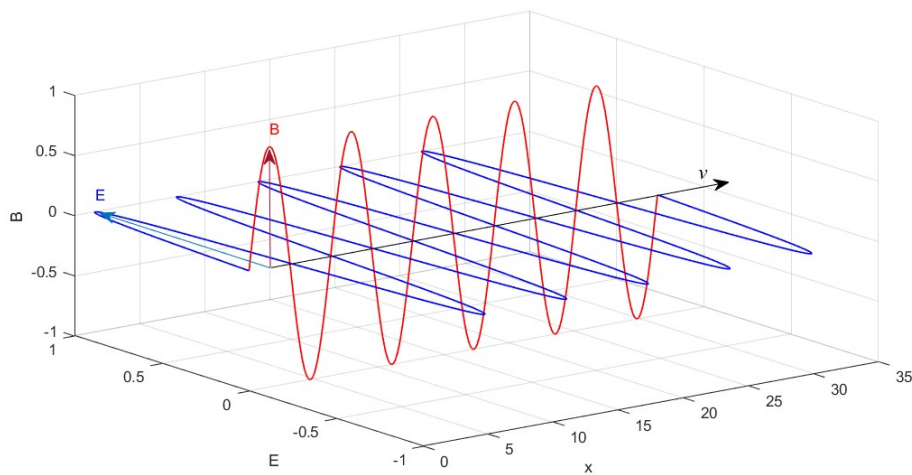


Figura 1.4: Onda EM propagándose en el espacio a una velocidad  $v$ .

Observando la ecuación 1.11 y 1.12 notamos que se trata de la misma función cuyo valor máximo guarda una relación con la velocidad de la onda, es decir,  $\|E_0\| = v\|B_0\|$ . En el caso de que la onda se desplace en el espacio vacío, esta velocidad corresponde a la velocidad de la luz. Ambos campos se

muestran en la Figura 1.4 corroborando que un campo eléctrico variable genera un campo magnético variable y viceversa, este hecho es conocido como una onda electromagnética (onda EM).

Una onda electromagnética presenta las siguientes características:

- Su propagación no requiere un material.
- Ocupan una dimensión tridimensional.
- Son ondas transversales.

### 1.3. Polarización y propagación de ondas electromagnéticas

“La polarización es una característica de todas las ondas transversales” (p. 1133) [49]. En la polarización se utiliza el campo eléctrico para definir la dirección de polarización debido a que una gran variedad de dispositivos responde a este campo y no al campo magnético. Como es de saber, en la naturaleza el vector de campo eléctrico puede estar formado por diferentes términos en los ejes  $x$ ,  $y$  y  $z$ , de forma aleatoria. La polarización consiste en obtener una componente del campo eléctrico en una dirección conocida a lo largo de su propagación.

Existen tres tipos de polarizaciones básicas; lineal, circular y elíptica. Considerando que el desplazamiento de la onda sea en la dirección  $x$ , se tiene una polarización lineal cuando la onda se encuentra confinada en el plano  $XY$  (ver Figura 1.3 y ecuación 1.11) o  $XZ$ .

En la polarización circular, el campo eléctrico esta conformado por una componente senoidal en el eje  $z$  y una componente senoidal en el eje  $y$  con la misma amplitud y fase que se va desplazando a lo largo del eje  $x$ . La polarización circular se puede observar en la Figura 1.5. También se puede dar una polarización circular cuando la diferencia de fase entre ambas senoidales corresponda a un cuarto de ciclo, esto es, cada  $\frac{\pi}{2}$  manteniendo la misma amplitud.

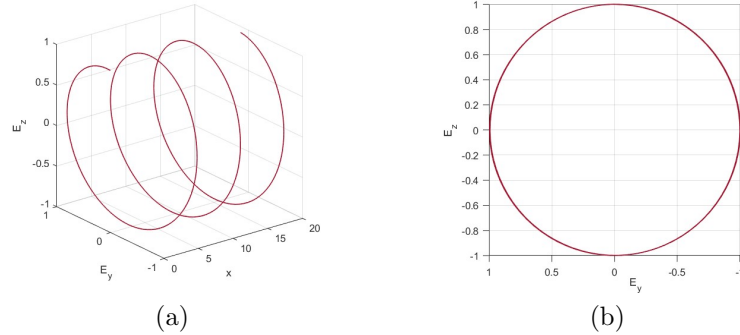


Figura 1.5: Polarización circular del campo eléctrico.

En la polarización elíptica, una o ambas componentes de la polarización circular tienen una amplitud diferente o una fase diferente a un cuarto del ciclo (diferente de  $\frac{\pi}{2}$  para señales senoidales).

En la Figura 1.6 a) y b) se observa la polarización elíptica cuando la amplitud es diferente. En c) y d) se observa la polarización elíptica cuando la fase es diferente a un cuarto del ciclo.

Los diferentes tipos de polarizaciones se realizan mediante filtros polarizadores o mediante arreglos de antenas. Tomando como ejemplo la luz natural que no cuenta con una polarización en particular, se puede realizar una polarización lineal utilizando un material conocido como Polaroid. También se puede realizar dicha polarización utilizando una superficie reflectante en la cual al incidir la luz en un ángulo determinado llamado ángulo de polarización, la luz reflejada está polarizada linealmente, este fenómeno es conocido como la ley de Brewster.

“Para las microondas con longitud de onda de unos cuantos centímetros, un buen polarizador es un arreglo de alambres conductores estrechamente espaciados y paralelos, que estén aislados uno de otro” [49] (p. 1136).

Para frecuencias de radio “. . . se puede crear una polarización circular o elíptica mediante dos antenas situadas en ángulo recto alimentadas por el mismo transmisor, pero con una red desplazadora de fase que introduce la diferencia de fase apropiada...” [49] (p. 1141).

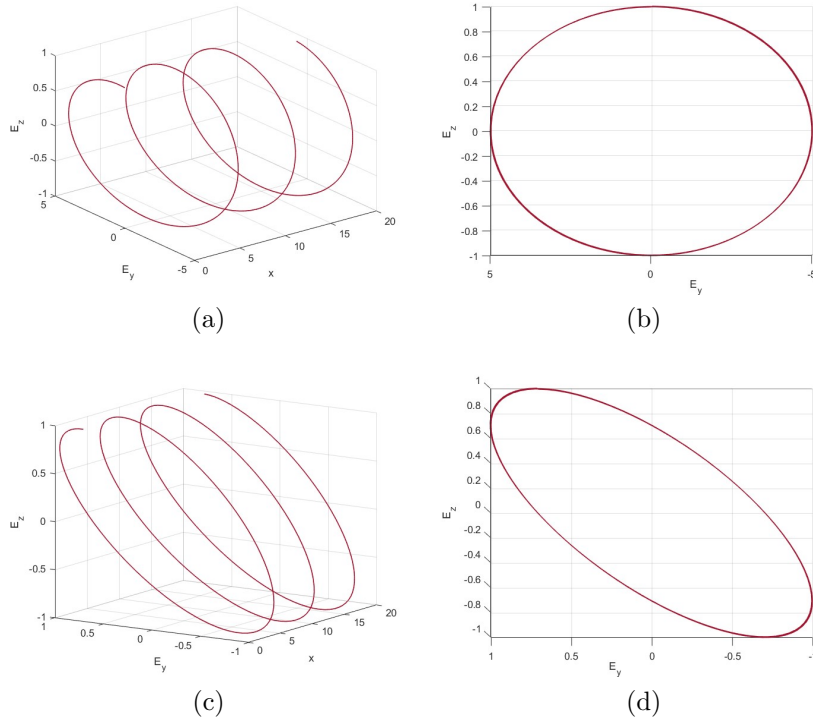


Figura 1.6: Polarización elíptica del campo eléctrico.

Como se ha mencionado, todas las ondas electromagnéticas se pueden propagar sin un medio físico. Sin embargo, diferentes características como reflexión, difracción, dispersión, su alcance, aplicaciones, entre otras, se ven afectadas por su frecuencia.

La propagación de las microondas se puede dar en un medio abierto (atmosféricamente), así como en un medio cerrado (un cable o guía de ondas). La selección del medio por el cual se realizará la transmisión de las microondas se da por el presupuesto, la cantidad de información, disponibilidad, confiabilidad y que tan rápido puede ser puesto en marcha [14].

Las opciones más comunes para un cable son: par trenzado, cable coaxial y cable coaxial con fibra óptica. Para las guías de onda pueden ser: rectangulares, circulares, elípticas, entre otras.

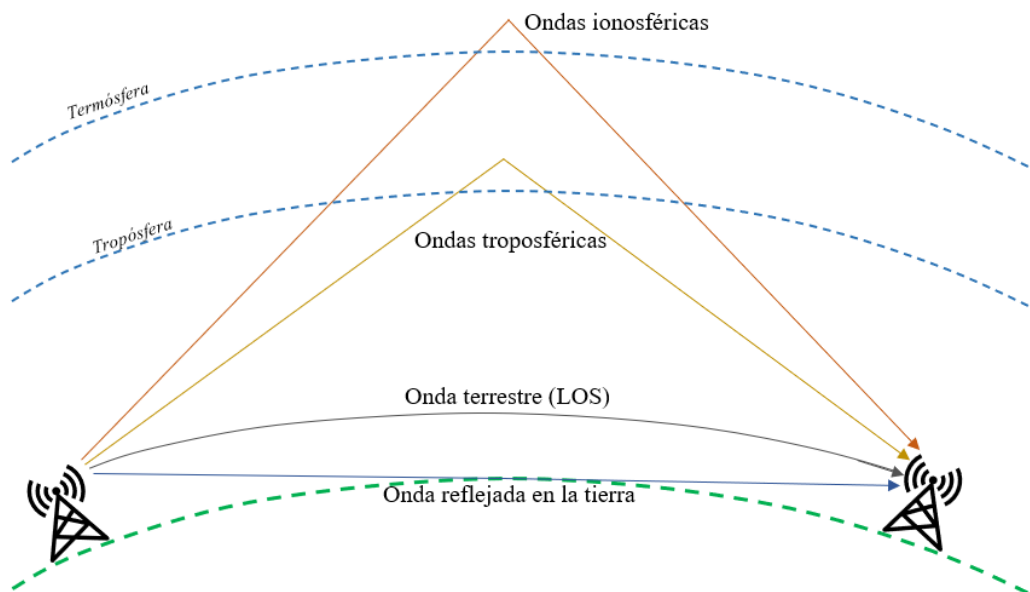


Figura 1.7: Modos de propagación de ondas en la atmósfera.

En la atmósfera las microondas realizan su transmisión conocida como propagación de ondas de radio. De esta forma se pueden transportar una mayor cantidad de datos sin una conexión por cable o fibra óptica, además de ser más baratos y de fácil instalación, sin embargo, en todos los casos se debe contar con la mayor línea de visión (Line of sight- LOS [14]) entre el transmisor y el receptor o en su caso realizar un enlace por onda ionosférica, troposférica o terrestre.

Una onda ionosférica utiliza la capa de la atmósfera conocida como termósfera. En ella se reflejan o dispersan las ondas y es utilizada para cubrir amplias distancias entre el emisor y receptor. Una onda troposférica utiliza la primera capa de la atmósfera (tropósfera) ya sea en un enlace directo, reflejado o dispersado con ayuda de esta capa atmosférica. Finalmente, una onda terrestre cubre una menor distancia que las anteriores y puede hacer uso del enlace directo, mediante reflexión en la tierra o estructuras artificiales. Estas formas de propagación se muestran en la Figura 1.7.

## Capítulo 2

# Metasuperficies con absorción electromagnética

El concepto de las metasuperficies con absorción electromagnética a través del tiempo se dio de forma separada. El desarrollo comenzó con la idea de estructuras capaces de interactuar con las ondas electromagnéticas, así mismo, que estas estructuras pudieran realizar un control y/o modificación es lo que finalmente llevo el avance de los estudios a las estructuras conocidas como metasuperfies.

Las metasuperficies se originaron a partir de lo que era conocido como metamateriales, los cuales fueron descritos formalmente con ese término en 1999 por Rodger M. Walser en la Universidad de Austin Texas, cuya definición fue: “Composiciones macroscópicas sintéticas que tienen, tres dimensiones, arquitectura celular periódica diseñada para una combinación óptima, no disponible en la naturaleza con dos o más respuestas a una excitación específica” [21] (p. 1, 2).

Los metamateriales comenzaron su desarrollo a finales del siglo XIX cuando Jagadish Chandra Bose [43] en sus trabajos con ondas electromagnéticas mostro una de las primeras estructuras artificiales capaces de realizar una polarización en las ondas electromagnéticas. De igual forma, mostró que estas ondas pueden transmitirse por diferentes medios naturales y artificiales (guías de onda) de los cuales fue un pionero. Posteriormente, entre los años de 1910 y 1920 Lidman obtiene una respuesta similar de la quiralidad utilizando un resonador en forma de espiral.

Para 1940 Kock logró desarrollar un lente con retroceso de microondas de forma artificial. Dentro del mismo periodo Schelkunof y Friss propusieron los resonadores splint-ring capaces de controlar el valor de la permeabilidad en materiales artificiales.

El progreso más significativo en las metasuperficies se dio durante la segunda guerra mundial, con el uso del radar y durante los años de 1980 y 1990 los metamateriales tuvieron un mayor desarrollo teórico y práctico en los medios anisotrópicos y absorbedores de microondas, por lo que ganó mayor atención a inicios del siglo XX. Los progresos continuaron hasta el siglo XXI, donde las contra partes de los metamateriales, las metasuperficies, comenzaron a tener más atención debido a que eran más fáciles de fabricar, más compactos y con menores pérdidas.

Hoy en día las aplicaciones y conceptos relacionados a las metasuperficies son muy extensos pero su aplicación más común es en la conversión de una onda electromagnética polarizada linealmente a una onda electromagnética polarizada de forma circular o en una rotación utilizando la quiralidad de los materiales. De igual forma, se utilizan para controlar la amplitud de incidencia de las ondas electromagnéticas y como absorbedores, evitando la reflexión y transmisión de estas. Uno de los aspectos más sorprendentes de las metasuperficies es su capacidad de manipular frentes de ondas como los lentes de Fresnel, así como realizar refracción, colimación, focalización y holografía.

## 2.1. Estado del Arte de las metasuperficies

Actualmente un metamaterial se describe como “Una composición macroscópica de una estructura periódica o no periódica, cuya función se debe a la arquitectura celular y la composición química” [21] (p. 2). En el caso de las metasuperficies, la definición sigue siendo válida debido a que la diferencia con un metamaterial corresponde en sus dimensiones. Esta última se encuentra conformada de tres dimensiones y las metasuperficies están conformadas de dos dimensiones.

Considerando que los metamateriales surgieron con la idea de poder manipular las ondas electromagnéticas, las metasuperficies no se alejan de esta

idea. El desarrollo de metasuperficies capaces de realizar una manipulación eficiente de las ondas electromagnéticas continúa en desarrollo mejorando los diseños y proponiendo nuevos diseños en sus estructuras. A estas estructuras se les conoce como Superficies Selectivas de Frecuencia (SSF o FSS por sus siglas en inglés), a grandes rasgos, las SSF se clasifican en dos tipos: rectos o espirales con un diseño cuadrado o circular.

Históricamente las metasuperficies tienen una utilización más explorada en temas sobre las rejillas de difracción dentro de la óptica, sin embargo, también son utilizadas en temas de radomos y cuyas aplicaciones están dirigidas a la reducción de la sección transversal de radar (RCS por sus siglas en inglés). De igual forma se utilizan como superficies dicróicas o como un absorbedor de ondas EM.

Dentro de los trabajos de metasuperficies capaces de realizar una absorción EM se hace uso de diferentes geometrías para conformar la celda unitaria (las geometrías se abordan posteriormente) por ejemplo, Sitara B., Rashid A., y Tahir F. A. (2021) [37] utilizan un diseño de una metasuperficie cuya estructura consiste en una combinación de elementos rectos, una espiral circular con una cuadrada, mientras Amer A. A. G., Sapuan S. Z., Nasimuddin N., y Hassan M. F. (2021) [4] hacen uso de dos espirales cuadradas partidas formando una X en medio de la celda, sin embargo, se puede hacer uso de las estructuras con cavidades que pueden estar vacías o no. Tiwari P., y Pathak S. K. (2021) [45] proponen una estructura celular rellena de agua, por el contrario, Marini A., Ramaccia D., Toscano A., y Bilotti F. (2021) [27] proponen una metasuperficie separada únicamente por el vacío. Cabe destacar que esta última metasuperficie es puramente teórica, ya que describe la posibilidad para realizar una absorción virtual basado en los absorbedores virtuales.

Un diseño novedoso fue propuesto por Wang J., Zhao Y., y Yang R. (2020) [47], utilizan una estructura en forma de copo de nieve combinada con dos estructuras en  $L$ , las estructuras se comunican mediante unos diodos y en el copo de nieve se encuentran agrupados diodos, resistores e inductores. Lo fascinante del diseño, es que puede realizar una conversión de una co-polarización a una polarización cruzada activando y desactivando los diodos embebidos.

El objetivo de cada celda unitaria es que tenga un nivel de absorción



dentro de un intervalo de frecuencias que pueda ser medido a partir de la(s) frecuencia(s) de resonancia que se presenten al obtener su circuito equivalente o mediante la simulación de cada celda. Para lograr este objetivo es indispensable realizar un acoplamiento entre la impedancia de entrada y la impedancia de la metasuperficie. Como era de esperar no es posible lograr un acoplamiento perfecto entre la impedancia de entrada con la impedancia de la celda unitaria, por lo que, se presenta una reflexión y una transmisión al interactuar con las ondas EM.

La transmisión de las ondas EM puede ser reducida a cero insertando una capa completa de metal en la celda unitaria, generalmente se coloca en la capa inferior y puede funcionar como capa de tierra a la cual se le conoce como pantalla metálica. De esta forma, la absorción solo dependerá de la cantidad de reflexión que presente la celda unitaria.

El trabajo *Broadband Polarization Insensitive Angular Stable Cross Dipole Loaded Circular Ring Circuit Analog Absorber (CAA) for X to K-Band Applications* [1] presentan un circuito analógico absorbente (CAA por sus siglas en inglés) capaz de ser insensible a la polarización dentro de las bandas X a K y que pueda ser utilizado para reducir la RCS.

El absorbedor está diseñado a partir de un anillo ranurado con cuatro resistores, además en el centro del absorbedor se encuentra una cruz dipolar-circular. Como dieléctrico utiliza el Taconium TLY-5 y debajo de este se encuentra una pantalla metálica. La geometría de la celda unitaria es optimizada utilizando el método de elementos de parámetros concentrados basándose en los cálculos de un software especializado.

Los valores de los parámetros optimizados corresponden a  $p = 7.6$  mm,  $r_1 = 3.7$  mm,  $r_2 = 1.3$  mm,  $\omega_1 = 0.4$  mm,  $g_1 = 0.5$  mm,  $\omega_2 = 0.4$  mm,  $\omega_3 = 0.4$  mm y  $h_1 = 3.2$  mm. El valor de  $p$  corresponde a la periodicidad que tendrá la celda unitaria. El valor para la resistencia  $R$  corresponde a  $320 \Omega$  (Ver Figura 2.1).

Para el circuito equivalente, se tiene un circuito LCR en serie para el anillo ranurado y un circuito tanque en serie con un capacitor para la cruz dipolar-circular. Así mismo, se agrega la impedancia del sustrato y un corto circuito debido a la pantalla metálica.

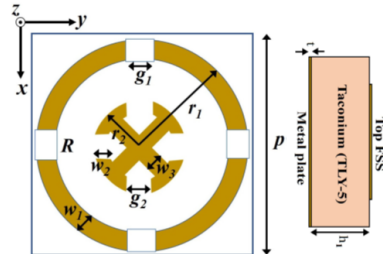


Figura 2.1: Circuito absorbedor analógico. Vista superior y vista lateral.

*Nota.* De “Broadband Polarization Insensitive Angular Stable Cross Dipole Loaded Circular Ring Circuit Analog Absorber (CAA) for X to K-Band Applications”, Mohammad Abdul Shukoor y Sukomal Dey. 2020 International Symposium on Antennas & Propagation (APSYM). 2020, págs. 97-100, p. 97 (10.1109/APSYM50265.2020.9350670).

Los resultados de la simulación muestran una reflexión menor a -10 dB de 8.2 GHz a 22.63 GHz con dos picos sobresalientes. Las frecuencias para estos picos de reflexión son: 10.75 GHz y 21.1 GHz cuya reflexión corresponde a -16.1 dB y -17.91 dB. La absorción mínima que se presenta en el mismo intervalo de frecuencias (8.2-22.63 GHz) es del 93 % y en la absorción en la misma frecuencia donde se presentan los picos de reflexión corresponden al 97.55 % y 98.38 %, respectivamente.

El diseño no presenta un cambio en la absorción con una variación del ángulo de polarización en un intervalo de  $0^\circ$  a  $45^\circ$ . Respecto a la absorción bajo diferentes ángulos de incidencia se tiene una absorción estable (mayor al 70 %) hasta los  $45^\circ$  utilizando una onda TE, mientras que se tiene una absorción estable (mayor al 90 %) hasta los  $45^\circ$  utilizando una onda TM.

Los autores logran obtener un absorbedor con un ancho de banda de 14.43 GHz resistente a la variación del ángulo en la polarización de las ondas y con un ángulo máximo de  $45^\circ$  en incidencia oblicua. El absorbedor puede ser fabricado en una placa convencional para realizar el circuito impreso en una placa fenólica y utilizar resistencias de montaje superficial.

*En A Novel Switchable Absorber/Linear Converter Based on Active Me-*

*tasurface and Its Application* [23] se desarrolla una metasuperficie capaz de lograr la absorción y conversión de polarización mediante un interruptor (Ver Figura 2.2).

De forma general, el circuito equivalente de la metasuperficie está formado por dos pares: una cuando los diodos están apagados y consiste en un circuito LCR en serie y el segundo es cuando están encendidos, donde el circuito se simplifica a un inductor y un capacitor en serie.

La metasuperficie esta formada por dipolos de tal forma que generan un bucle en forma de cruz. En sus intersecciones se encuentran resistencias agrupadas con diodos pin en paralelo por cada brazo de la cruz. Dos diodos se encuentran a un costado de las resistencias en brazos opuestos, mientras los otros dos se encuentra cerca del centro de la geometría y de la misma forma, se encuentran en lugares opuestos. Las medidas de la celda unitaria son:  $t = 0.8$  mm,  $p = 20$  mm,  $l = 17.4$  mm,  $w = 0.6$  mm,  $g = 1.4$  mm y  $h = 8$  mm.

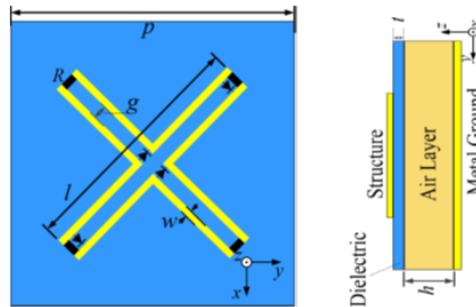


Figura 2.2: Metasuperficie absorbedora con propiedades de conversión de polarización.

*Nota.* De “A Novel Switchable Absorber/Linear Converter Based on Active Metasurface and Its Application”, You Li, Huangyan Li, Yunwen Wang, Yi Wang y Qunsheng Cao (2020). IEEE Transactions on Antennas and Propagation 68.11 (2020), págs. 7688-7693, p. 7689 (10.1109/TAP.2020.2980301).

Cuando los diodos se encuentran apagados la metasuperficie tiene un ancho de banda de 3.7 GHz a 10.7 GHz y tiene un comportamiento absorbedor, mientras que al estar encendidos las resistencias quedan en paralelo y la metasuperficie toma el diseño de un bucle rectangular realizando la conversión

de polarización de  $x(y)$  a  $y(x)$  en un intervalo de 5.9 GHz a 9.6 GHz, es decir, se transforma en una metasuperficie conversora de polarización.

Como era de esperar, el valor de la resistencia también es optimizado para que tenga un buen desempeño en la absorción y conversión de las ondas. El valor final con el cual se obtienen los mejores resultados corresponde a  $R = 160 \Omega$ . Por otro lado, la metasuperficie presenta una buena absorción (mayor al 90 %) con una incidencia oblicua de  $0^\circ$  a  $45^\circ$ , mientras la conversión cuenta con un intervalo de  $0^\circ$  a  $30^\circ$  para obtener resultados mayores al 80 %.

La respuesta del circuito equivalente es analizada bajo tres diferentes softwares en los que se simula el coeficiente de reflexión para los dos modos de la metasuperficie. Con estos tres softwares los autores obtuvieron una respuesta similar y cuyas variaciones se deben a la diferencia en los valores de los componentes para realizar el acoplamiento.

En la aplicación de la metasuperficie, los autores integran la teoría para cancelación de fases, con el objetivo de mejorar la RCS, logrando obtener valores menores a 10 dB de 6.6 a 7.8 GHz en modo conversión y de 4 a 11 GHz en modo absorción.

Todas las simulaciones se comparan con un prototipo de 320 mm x 320 mm que contenía un arreglo de 16 x 16 celdas unitarias. Obtuvieron un coeficiente de absorción menor a -10 dB entre 3.8 y 11.2 GHz y un valor de RCS de 18 dB a los 7.1 GHz.

Los autores nos comentan que las variaciones se deben principalmente a los diodos PIN, ya que el modelo de simulación y el elemento real difieren en ciertos valores. Aun con esto, los autores lograron obtener una metasuperficie capaz de realizar la absorción de las ondas EM, así como de realizar una conversión de polarización y que fue aplicada en la reducción de la RCS.

En el trabajo *Fast Semi-Analytical Design for Single-FSS-Layer Circuit-Analog Absorbers* [25] consiste en un trabajo analítico, empírico y numérico; enfocado a absorbedores analógicos de una sola capa en el que se desarrolla un algoritmo semi analítico para la optimización de las celdas unitarias. Se utilizan las geometrías cuadradas y circulares para ponerlas a prueba con el algoritmo semi analítico, ya que corresponden a geometrías básicas en las

metasuperficies absorbedoras.

La optimización la realizan mediante un acercamiento de un absorbedor de circuito analógico, los cuales pueden manipular la impedancia de entrada mediante las pérdidas en sus patrones (geometría de la celda unitaria) y que pueden ser medidos a través de su circuito equivalente (la aproximación típica corresponde a un circuito LCR) combinado con la teoría de líneas de transmisión.

El desarrollo del acercamiento semi analítico consiste en considerar la construcción básica de SSF, en las que se encuentran un arreglo periódico de resonadores y un espacio con pantalla metálica. Para este caso nos muestran que, para realizar una búsqueda exhaustiva en la simulación de onda completa, es necesario realizar  $m^{n_1+n_2+n_3}$  simulaciones. Donde  $m$  es uno de los parámetros de la celda unitaria y  $n_1, n_2, n_3$  corresponde al número de cada parámetro de la celda unitaria, pero encuentran que es posible realizar una simplificación a esta cantidad de simulaciones en un intervalo de  $2m^{n_1-1} + m^{n_2-2}$  utilizando las propiedades de SSF (linealidad, independencia y escalabilidad).

Como también es de importancia conocer los parámetros de impedancia, en el trabajo muestran que tienen resultados cercanos a los del circuito LCR cuyos valores se pueden obtener a partir de la geometría y materiales de la metasuperficie absorbedora.

De la misma forma, el trabajo explora la respuesta de una metasuperficie absorbedora con y sin pantalla metálica, combinadas con geometrías sin pérdidas y con pérdidas eléctricas.

El trabajo indaga primeramente en una geometría sin pérdidas eléctricas y nos muestra de forma general como está constituido su circuito equivalente (Ver Figura 2.3 a y b) y de forma específica nos muestra un parche cuadrado y a un lazo cuadrado (Ver Figura 2.3 c y d) en el que su impedancia del circuito ( $Z_c$ ) es diferente para cada caso.

Hay que resaltar que el trabajo nos menciona que la existencia de un sustrato y una cubierta dieléctrica sobre el resonador no afecta en la propagación de las ondas EM, pero si afecta en la impedancia de la metasuperficie.

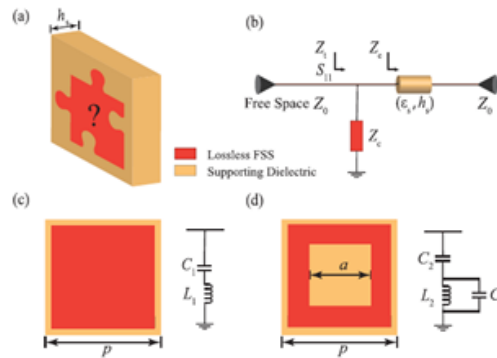


Figura 2.3: Metasuperficie y su circuito eléctrico equivalente sin pérdidas eléctricas.

*Nota.* De “Fast Semi-Analytical Design for Single-FSS-Layer Circuit-Analog Absorbers”, Lv, X., Chen, S. J., Galehdar, A., Withayachumnankul, W., & Fumeaux, C. (2020). Fast Semi-Analytical Design for Single-FSS-Layer Circuit-Analog Absorbers. *IEEE Open Journal of Antennas and Propagation*, 1, 483-492, p. 485 (<https://doi.org/10.1109/ojap.2020.3021717>).

Debido a que en la primera parte los autores realizan un análisis de SSF sin pérdidas, al realizar la consideración de las pérdidas en las SSF, en el circuito equivalente aparecen las resistencias y dependiendo de la geometría van a aparecer en diferentes lugares (Ver Figura 2.4 a y b) y con diferentes valores proporcionales al área del material conductor.

En la validación de los cálculos semi analíticos, los autores analizan el parche y la ranura cuadrada con dieléctrico debajo y sobre la superficie selectiva de frecuencia. En la cual comparan sus resultados con un software de simulación obteniendo resultados muy cercanos, que si bien cuentan con ligeros intervalos de diferencia, su método utiliza una menor cantidad de iteraciones para obtener los resultados.

De forma experimental, fabrican un lazo cuadrado recubierto con una capa resistiva con una pantalla metálica utilizada como tierra común. Entre el lazo cuadrado y la pantalla metálica, se utilizó espuma PF4 como dieléctrico. Bajo una incidencia oblicua menor a  $10^\circ$  se obtiene una reflexión menor a -10 dB en un intervalo de 3.15 a 19.2 GHz, mientras que, a un ángulo mayor de

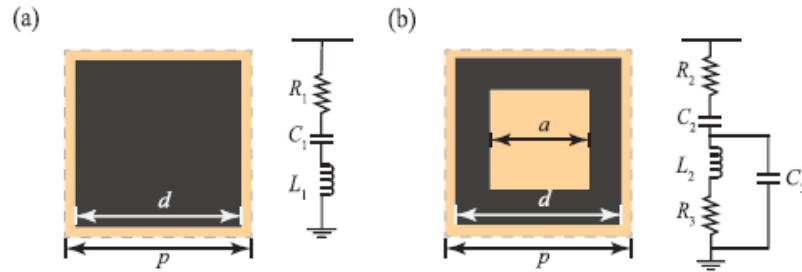


Figura 2.4: Metasuperficie y su circuito eléctrico equivalente considerando pérdidas eléctricas.

*Nota.* De “Fast Semi-Analytical Design for Single-FSS-Layer Circuit-Analog Absorbers”, Lv X., Chen, S. J., Galehdar, A., Withayachumnankul, W., & Fumeaux, C. (2020). Fast Semi-Analytical Design for Single-FSS-Layer Circuit-Analog Absorbers. *IEEE Open Journal of Antennas and Propagation*, 1, 483-492, p. 487 (<https://doi.org/10.1109/ojap.2020.3021717>).

incidencia, la reflexión comienza a decrementar.

Observando los resultados, Lv X., Chen S. J., Galehdar A., Withayachumnankul W. y Fumeaux C. lograron reducir el número de iteraciones para el desarrollo de una superficie selectiva de frecuencia, así como lograr integrar la teoría de líneas de transmisión con características empíricas de las SSF para obtener la mejor relación entre el espesor y ancho de banda de la celda unitaria. Así mismo, al analizar un parche y lazo cuadrado mostraron que no es necesario utilizar diseños más complejos para mejorar el ancho de banda y cuyas iteraciones son mucho mayores comparadas con un diseño más sencillo.

La celda unitaria propuesta en *A Function-Switchable Broadband Absorber/Polarization Converter Based on an Active Metasurface* [47] consiste en una combinación de un resonador con un diseño de copo de nieve con dos resonadores en forma de  $L$ . De igual forma la estructura contiene diodos PIN (con los que se logra un comportamiento conmutable entre ambas estructuras resonantes), resistores e inductores agrupados en posiciones apropiadas (Ver Figura 2.5).

El diseño está conformado de la siguiente manera, comenzando de la capa superior a la inferior:

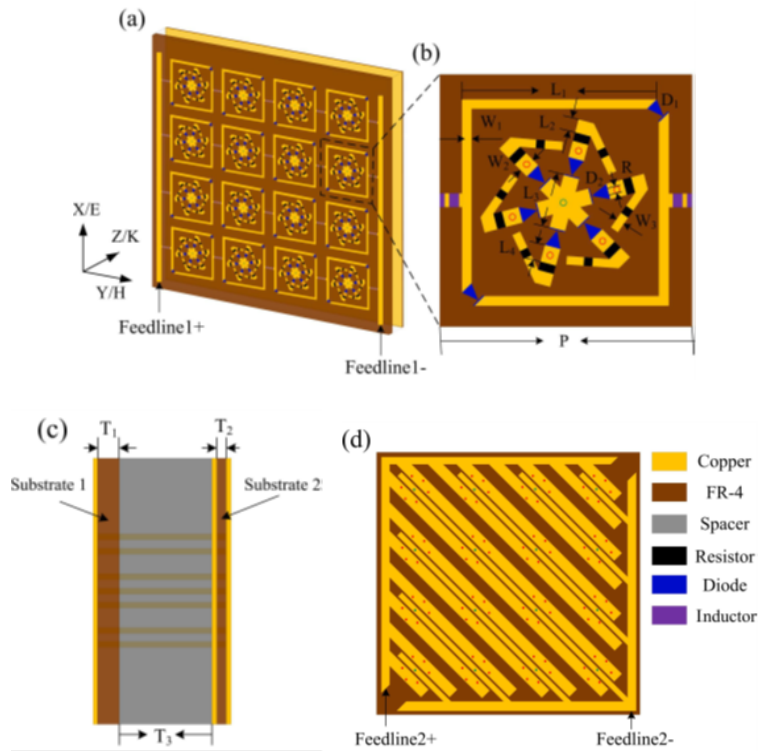


Figura 2.5: Metasuperficie absorbadora con estructura en forma de copo de nieve combinada con dos estructuras en forma de L.

*Nota.* De “A Function-Switchable Broadband Absorber/Polarization Converter Based on an Active Metasurface”, de Wang, J., Zhao, Y., & Yang, R., 2020, International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT), p. 1 (<https://doi.org/10.1109/icmmt49418.2020.9386994>).

- Primer sustrato
- Espacio
- Segundo sustrato

Cuando todos los diodos se encuentran encendidos, la celda unitaria tiene una absorción por encima del 90 % en un intervalo de frecuencias de 3.5 a 7.32 GHz, ahora bien, cuando los diodos se encuentran apagados la celda unitaria convierte las ondas con una co-polarización a una polarización cruzada en un intervalo de 2.02 a 6.62 GHz con un 90 % en la relación de polarización de



conversión (PCR por sus siglas en inglés).

Hay que señalar que el sustrato cuenta con su propia línea de alimentación, ya que la alimentación del primer sustrato controla los diodos D1 y la alimentación del segundo sustrato controla los diodos D2. En el primer sustrato se encuentran las líneas de alimentación 1, los resonadores en forma de L con el resonador en forma de copo de nieve, así como todos los elementos activos y pasivos (diodos, resistencias e inductores), mientras que en el segundo sustrato se encuentra la capa de tierra y las líneas de alimentación 2.

En este trabajo se puede observar que la estructura del copo de nieve es el encargado de realizar la absorción con un ancho de banda de 3.82 GHz y las estructuras en forma de L son las encargadas de realizar la conversión de polarización con un ancho de banda de 4.6 GHz y una efectividad mayor al 90 % en ambos casos. Todo esto es posible gracias a la conmutación entre ambas estructuras utilizando los diodos PIN D1 y D2.

En el trabajo *A Multi-band Polarization Insensitive Metasurface Based Microwave Absorber Using Square and Circular Loop with Lumped Elements* [37] encontramos un absorbedor cuya estructura consiste en una combinación de elementos rectos conectados en el centro con dos elementos agrupados, así como de una espiral circular y una cuadrada para lograr una funcionalidad en las bandas S, Ku y Ka con una absorción mayor al 95 %. Su diseño está compuesto en un solo sustrato formado de tres capas (Ver Figura 2.6), las cuales son:

- Capa con patrón metálico
- Capa dieléctrica
- Capa de tierra

El espesor de todo el diseño es de 1.3 mm con 10 mm x 10 mm de alto y largo. Con este diseño lograron obtener una absorción mayor al 95 % en tres principales frecuencias. Estas frecuencias son de 3.70, 13.48 y 17.56 GHz con un nivel de absorción del 98.4 %, 96.6 % y 99.8 %, respectivamente. De igual forma, obtuvieron frecuencias de resonancia que ocurren a los 8.19, 26.10 y 27.94 GHz con un porcentaje de absorción entre el 85 % y el 88 %.

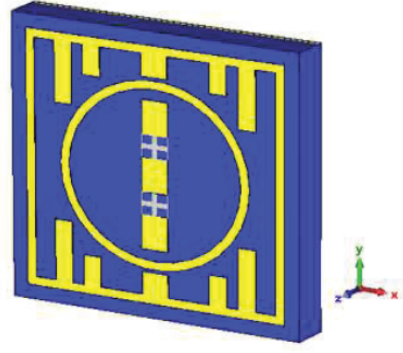


Figura 2.6: Metasuperficie unitaria absorbadora con elementos rectos, una espiral circular y una espiral cuadrada.

*Nota.* De “A Multi-band Polarization Insensitive Metasurface Based Microwave Absorber Using Square and Circular Loop with Lumped Elements”, de Sitara, B., Rashid, A., & Tahir, F. A., 2021, 1st International Conference on Microwave, Antennas & Circuits (ICMAC), p. 2 (<https://doi.org/10.1109/icmac54080.2021.9678249>).

Los autores realizaron pruebas con una rotación en la polarización usando pasos de  $30^\circ$  en un intervalo de  $0^\circ$  a  $90^\circ$ . De esta forma muestran que su diseño es insensible a la rotación de la polarización. Finalmente, estudian los resultados ante una incidencia oblicua con una excitación transversal eléctrica y magnética por separado. Esto último mostró que el comportamiento de la celda unitaria difiere para ambas excitaciones, sin embargo, la resonancia a 3.70 GHz se mantiene insensible en ambos casos y bajo los distintos ángulos de incidencia reduciendo su absorción a un 82 %.

Es así que, los autores lograron obtener una metasuperficie delgada con un tamaño de 10 x 10 mm capaz de trabajar en las bandas S, Ku y Ka desarrollado sobre un sustrato FR4 y cuyo comportamiento fue posible obtener utilizando un software especializado. El diseño es capaz de soportar diferentes ángulos de polarización y un ángulo máximo de  $60^\circ$  en incidencia oblicua para ondas TE y TM.

En el trabajo de *A Broadband Wide-Angle Metasurface Absorber for Energy Harvesting Applications* [4] utilizan una metasuperficie con una estructura que consiste en dos espirales cuadradas formando una X al centro

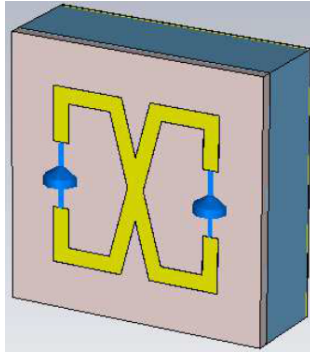


Figura 2.7: Metasuperficie unitaria absorbedora con espirales cuadradas en forma de X al centro y una resistencia en sus brazos exteriores.

*Nota.* De “A Broadband Wide-Angle Metasurface Absorber for Energy Harvesting Applications”, de Amer, A. A. G., Sapuan, S. Z., Nasimuddin, N., & Hassan, M. F., 2021, International Conference of Technology, Science and Administration (ICTSA), p. 2 (<https://doi.org/10.1109/ictsa52017.2021.9406540>).

de la estructura con una resistencia de  $450 \Omega$  por los brazos exteriores con el propósito de realizar recolección de energía (Ver Figura 2.7).

El espesor del diseño es de 10 mm con una capa de cobre de 0.1 mm para la capa que funciona como tierra común y entre ambas capas existe un espacio de aire.

Este diseño presenta una resonancia que va de los 2.14 GHz a los 6.2 GHz con una absorción mayor al 90 %, o lo que es igual a un coeficiente de reflexión menor a -10 dB en este intervalo. Al observar la distribución de corriente y distribución del campo eléctrico a 2.4 GHz y 5.2 GHz (frecuencias con menor coeficiente de reflexión) en la primera frecuencia el campo eléctrico se tiene mayor concentración arriba y abajo del resonador junto con las resistencias, mientras que en la segunda frecuencia el campo eléctrico se concentra alrededor de los brazos del resonador. La corriente tiene una mayor concentración en medio del resonador a los 2.4 GHz, mientras que la corriente se distribuye en los brazos del resonador para la frecuencia de 5.2 GHz. Otra característica que se observa son las pérdidas en los materiales que conforman la celda unitaria, mostrando que la mayor parte de las pérdidas se deben a las resistencias presentes en los bordes.

El espacio de aire utilizado como dieléctrico también fue optimizado, ya que se puede ver una variación entre 5, 7, 9 y 10 mm para obtener la mejor absorción. De este análisis podemos apreciar que el aumento del espesor mejora la absorción de la metasuperficie. La resistencia también juega un valor importante debido a que, con un valor menor al utilizado, la absorción disminuye de forma significativa y en caso de no estar presente en la estructura el porcentaje de absorción disminuye por debajo del 20 % en el mismo intervalo de frecuencias.

De igual forma, se analiza la absorción bajo diferentes ángulos de incidencia, mostrando que el diseño tiene un comportamiento aceptable de los 0° a los 30°.

Bajo todas las consideraciones, los autores, lograron diseñar y analizar con ayuda de un software especializado, un absorbedor para la recolección de energía y que pueda utilizarse en equipos de comunicación inalámbrica, aplicaciones de Wi-Fi, entre otras.

La metasuperficie desarrollada en el trabajo *Design and Simulation of a Water based Polarization-insensitive and Wide incidence Dielectric Metasurface Absorber for X-, Ku- and K-band* [45] consiste en una celda de resina hueca rellena de agua con una capa de metal para bloquear la transmisión de las ondas EM y tenga aplicaciones como RADAR (Ver Figura 2.8). Así mismo, la resina cuenta con un diseño en forma de dipolos en cruz para ayudar a la insensibilidad de la polarización de las ondas EM.

El diseño cuenta con un ancho de 6.835 mm y fue diseñado para reducir la RCS, es decir, busca poder aplicarse en la tecnología de radares. El proceso de construcción aprovecha la característica intrínseca del agua para poder absorber las microondas, sin embargo, conocer la cantidad de agua necesaria requirió una optimización a la celda unitaria en la que los autores encontraron que la cantidad adecuada corresponde a un 50 % debajo del volumen utilizable y en caso de vaciar la celda unitaria, se obtiene una metasuperficie perfectamente reflectora.

Este diseño cuenta con una absorción del 90 % de los 8 GHz a los 29 GHz (se encuentra dentro de las bandas X, Ku y K). De igual forma, se realizaron

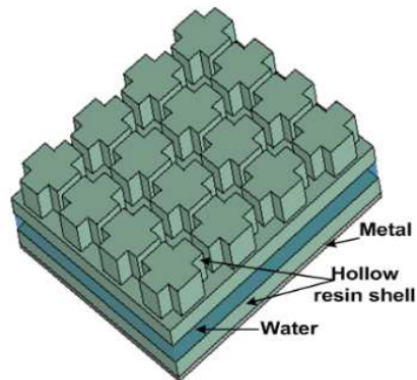


Figura 2.8: Metasuperficie unitaria absorbadora con resina hueca rellena de agua.

*Nota.* Adaptado de “Design and Simulation of a Water based Polarization-insensitive and Wide incidence Dielectric Metasurface Absorber for X-, Ku- and K-band”, de Tiwari, P., & Pathak, S. K., 2021, IEEE Indian Conference on Antennas and Propagation (InCAP), p. 2 (<https://doi.org/10.1109/incap52216.2021.9726289>).

los análisis con un ángulo de polarización entre  $0^\circ$  a  $90^\circ$  con pasos de  $15^\circ$  y arrojaron que el diseño es insensible a la variación del ángulo de polarización. Por otro lado, el estudio con diferentes ángulos de incidencia muestra que con una onda magnética transversal se obtiene una absorción por encima de 90 % con un ángulo máximo de  $60^\circ$ , mientras que con una onda eléctrica transversal se obtiene una absorción por encima de 90 % con un ángulo máximo de  $45^\circ$ .

En conclusión, la celda unitaria cuenta con un ancho de banda de 21 GHz con una insensibilidad a la variación de la polarización manteniendo una absorción aceptable con un ángulo máximo de  $60^\circ$  para ondas TM y máximo de  $45^\circ$  para ondas TE. Logrando obtener una metasuperficie absorbadora de bajo costo y que reduce la RCS en la tecnología de radares.

El trabajo *Metasurface design constraints in Metasurface-based Virtual absorbers* [27] desarrolla los límites para una metasuperficie capaz de realizar una absorción virtual dentro de la teoría de absorbadores virtuales (Ver Figura 2.9). Esta metasuperficie es estudiada a través de su modelo eléctrico basado en la teoría de líneas de transmisión, mostrando la relación que existe entre la reactancia de la metasuperficie y la reactancia de entrada (esta reac-

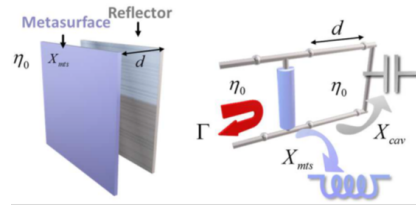


Figura 2.9: Metasuperficie con absorción virtual y su circuito equivalente.

*Nota.* De "Metasurface design constraints in Metasurface-based Virtual absorbers", de Marini, A., Ramaccia, D., Toscano, A., & Bilotti, F, 2021, XXXIVth General Assembly and Scientific Symposium of the International Union of Radio Science (URSI GASS), p. 1 (<https://doi.org/10.23919/ursigass51995.2021.9560324>).

tancia corresponde a la cavidad entre la metasuperficie y el reflector utilizado) para analizar la posición de los ceros en el plano complejo de la frecuencia.

El trabajo logra establecer un análisis y modelado para los absorbedores virtuales, cuya característica es que debe lograrse un perfecto acoplamiento de las impedancias de la metasuperficie con su sustrato dieléctrico, es decir, el comportamiento eléctrico en ambas capas debe ser igual, sin embargo esto solo se puede lograr con un campo estático, por lo que se debe considerar que en la impedancia del sustrato y en la impedancia del dieléctrico existe una respuesta eléctrica opuesta el uno con el otro. Esto último se puede lograr al manipular la reactancia de la metasuperficie.

Cabe resaltar que Baranov D.G. et. al. [7] menciona que el desarrollo de los absorbedores virtuales cuenta con un futuro en aplicaciones de "control de propagación y almacenamiento de luz, memorias de bajo consumo energético y modulación óptica" [7].

En *Broadband Radar Cross Section Reduction Binary Metasurface With a High-Efficiency Intraband Transmission Window* [17] proponen una celda unitaria cuya estructura se encuentra en diferentes capas para reducir la RCS y contar con una ventana de transmisión (Ver Figura 2.10).

La estructura es una celda unitaria multicapa formada por una cruz de Jerusalén en la capa superior y una ranura de dipolos en cruz en la capa

inferior, así mismo, el dieléctrico que separa ambas capas corresponde al aire (8.5 mm). La cruz de Jerusalén tiene una función de rechazar las ondas (BS por sus siglas en inglés) y los dipolos en cruz tienen la función de permitir el paso de las ondas (BP por sus siglas en inglés) y poder realizar la transmisión de estas.

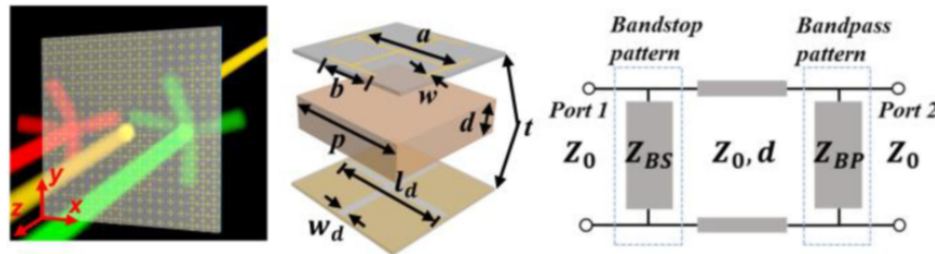


Figura 2.10: Metasuperficie con RCS y ventana de transmisión. De izquierda a derecha, se observa la idea de funcionamiento de la metasuperficie, en medio se observa la composición de la celda unitaria y al final el circuito equivalente de la celda unitaria.

*Nota.* Adaptado de “Broadband Radar Cross Section Reduction Binary Metasurface With a High-Efficiency Intraband Transmission Window”, de Fu, Y. F., Ji, J. D., Wang, Y. J., Zhou, F. K., Wang, C., & Chen, P., 2022, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 21(5), 878–882, p. 2 (<https://doi.org/10.1109/lawp.2022.3149930>).

Los autores utilizan los circuitos equivalentes para observar la respuesta en frecuencia de ambos filtros, en donde se dan cuenta que es necesario sintonizar ambos filtros a una frecuencia de 8.5 GHz. Para realizar esta optimización en la frecuencia deseada, utilizaron un software especializado para el circuito equivalente de los dipolos en cruz.

Una vez que lograron sintonizar ambas respuestas en los circuitos equivalentes, logran un coeficiente de reflexión menor a -10 dB en un intervalo de 4.0 a 11.1 GHz con una transmisión de -0.5 dB a los 8.5 GHz.

De la misma forma, utilizaron un simulador para realizar la optimización de los patrones en la celda unitaria. Los resultados obtenidos son: -10 dB entre 3.8 GHz a 11.3 GHz con 0.72 dB de pérdidas en la transmisión a los 8.4 GHz. Adicionalmente, muestran que el diseño es insensible a diferentes

polarizaciones y cuenta con un ángulo oblicuo de  $30^\circ$  como máximo cuando inciden ondas transversales eléctricas, mientras que no existe un ángulo oblicuo máximo para las ondas transversales magnéticas dentro del intervalo que estudian.

Los autores logran obtener una metasuperficie para reducir la RCS con una superficie selectiva de frecuencia (corresponde a la cruz de Jerusalén) y al mismo tiempo logran introducir una antena transmisora (correspondiente a los dipolos en cruz) sintonizados a 8.5 GHz.

En *A Multiband, Polarization-Controlled Metasurface Absorber for Electromagnetic Energy Harvesting and Wireless Power Transfer* [48] se propusieron desarrollar un diseño novedoso con el cual obtuvieran una celda unitaria pequeña con estructura simple, que pudiera realizar un control de polarización y una absorción ajustable en las bandas de Wi-Fi.

La celda unitaria cuenta con una capa de metal, donde se encuentra la estructura periódica de un resonador con estructura de anillo partido. Esta estructura se repite en diferentes tamaños y se interconectan para formar un único diseño continuo (Ver Figura 2.11). De esta forma, aprovechan el fuerte acoplamiento magnético y eléctrico que proporciona la estructura para lograr un control en la polarización multibanda con una absorción ajustable. El dieléctrico utilizado tiene bajas pérdidas y se puede encontrar de forma comercial a un bajo costo, ya que es fácil de fabricar y como se trata de un absorbedor, cuenta con una pantalla metálica al fondo de la celda utilizada como tierra común.

Así mismo, el diseño utiliza tres rectificadores de onda en paralelo a la salida para lograr la conversión en tres diferentes frecuencias de forma simultánea. La celda unitaria tiene un tamaño de 28.3 mm x 28.3 mm con un espesor de 0.035 mm. El radio del resonador interno es de 7.5 mm y el espacio con los resonadores consecuentes es de 1, 1, 0.7 y 1.2 mm partiendo del interior al exterior. Mientras que el espacio donde se interceptan los anillos es de 3 mm. El material dieléctrico utilizado para soportar la metasuperficie es el F4B.

Para observar la absorción que tiene la celda unitaria, se utiliza una resistencia para acoplar la metasuperficie con la impedancia del vacío y simular un



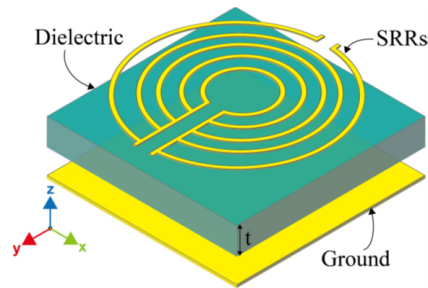


Figura 2.11: Metasuperficie con estructura de anillo partido.

*Nota.* De "A Multiband, Polarization-Controlled Metasurface Absorber for Electromagnetic Energy Harvesting and Wireless Power Transfer", de Wei, Y., Duan, J., Jing, H., Lyu, Z., Hao, J., Qu, Z., Wang, J., & Zhang, B., 2022, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 70(5), 2861–2871, p. 2866 (<https://doi.org/10.1109/tmmt.2022.3155718>).

acoplamiento perfecto. Al hacer incidir una onda polarizada TE (transverse electric – eléctrica transversal) a una frecuencia de 2.4 GHz se nota que el campo eléctrico, el flujo de potencia y la densidad de pérdidas se concentran en los dos anillos más concéntricos. Para la frecuencia de 5.4 GHz los valores se concentran en el tercer y cuarto anillo (del interior al exterior) y para una frecuencia de 5.8 GHz los valores se concentran en el anillo exterior de la celda unitaria. Hay que resaltar que la densidad de pérdidas eléctricas cambia cuando se realice una conexión en serie de las celdas unitarias y cuando se coloquen los diodos rectificadores.

Para las frecuencias de 2.4, 5.2 y 5.8 GHz arrojan una absorción del 99 % para la primera frecuencia y del 98 % para las dos restantes.

En el caso de una onda TM (transverse magnetic – magnética transversal), los autores encontraron que la metasuperficie cuenta con cuatro frecuencias de resonancia (4.6, 5.3, 6.5 y 6.8 GHz), pero solo se utiliza la frecuencia de 5.3 GHz en la que se tiene una absorción del 92 %.

La absorción con una onda TE para las frecuencias de 2.4, 5.2 y 5.8 GHz conforme el ángulo de polarización aumenta de  $0^\circ$  a  $90^\circ$  decrece gradualmente, mientras la absorción en las frecuencias de 4.6, 5.3, 6.5 y 6.8 GHz aumentan de forma gradual obteniendo la absorción máxima a los  $90^\circ$ .

Con un ángulo de incidencia oblicua utilizando una onda TE, se tiene una alta absorción para las tres frecuencias de Wi-Fi por debajo de los  $40^\circ$ . Utilizando una onda TM se mantiene una alta absorción hasta un ángulo de  $30^\circ$  para las frecuencias de 4.6 y 5.3 GHz, mientras que se tiene una alta absorción hasta un ángulo de  $60^\circ$  para las frecuencias de 6.5 y 6.8 GHz.

En el circuito equivalente, los autores se percataron que el espacio entre los parches de anillos se produce una capacitancia ( $C_m$ ) que tiene mayor dominancia al utilizar una onda TE mientras que el espacio donde se interceptan los anillos genera una capacitancia ( $C_s$ ) que tiene una mayor dominancia al utilizar una onda TM. La inductancia ( $L$ ) se obtiene de las líneas del conductor junto a la resistencia ( $R_{los}$ ) por lo que estos dos elementos se encuentran en serie agregando la capacitancia  $C_m$ . La carga es representada por una resistencia de  $377 \Omega$  para realizar el acoplamiento con la impedancia de entrada. Finalmente, la impedancia del sustrato modelado como una línea de transmisión corresponde a un valor de  $254 \Omega$ .

Una vez conocidas las frecuencias principales de absorción, en la salida de la metasuperficie colocaron los rectificadores de onda para conocer la energía de transferencia inalámbrica (WPT por sus siglas en inglés). Los resultados que muestran para esta última etapa consisten en una eficiencia del 70 % a 2.4 GHz, 44 % a 5.2 GHz con una potencia de entrada de 5 dBm y 46.4 % a 5.8 GHz con 7 dBm con una resistencia de  $1 k\Omega$  como carga. Hay que destacar que el valor de la resistencia juega un papel importante en la eficiencia de rectificación, por lo que su valor utilizado es el más óptimo, además que la eficiencia incrementa con una potencia de entrada mayor y continua.

Los autores también reprodujeron sus simulaciones en un prototipo físico del cual obtuvieron una eficiencia de conversión del 66.5 % a 2.35 GHz, 40.6 % a 5.12 GHz y 35.6 % a 5.74 GHz utilizando ondas transversales eléctricas. Al utilizar una polarización transversal magnética la eficiencia de absorción fue del 38.3 % a 5.25 GHz.

Con los resultados obtenidos, los autores lograron diseñar, analizar y optimizar la celda unitaria para que sea capaz de controlar la polarización multibanda, tener con una buena recolección de energía EM con una frecuencia de absorción ajustable y una forma de escalar el prototipo al conectar la

celda unitaria en serie.

En el trabajo *A Novel Ultrathin Checkerboard Inspired Ultrawideband Metasurface Absorber* [44] se proponen desarrollar una metasuperficie de bajo costo, insensible a la polarización, ultra delgado con una ultra banda capaz de realizar la absorción en las bandas Ku, K, Ka y parte baja de la banda V.

El diseño del absorbedor consiste en una capa resistiva, soportado por una hoja flexible y un fomi. Al fondo de la metasuperficie se encuentra una pantalla metálica colocada para evitar la transmisión de las ondas.

El diseño geométrico de la capa resistiva está formado por un parche cuadrado al centro de la metasuperficie, rodeada por un diseño de rejillas en forma simétrica a ella cuyo tamaño es menor respecto a la onda de operación (Ver Figura 2.12). De esta forma, la metasuperficie tiene una respuesta homogénea de forma global. Hay que resaltar que este diseño es propuesto para utilizarse en las tecnologías de sigilo.

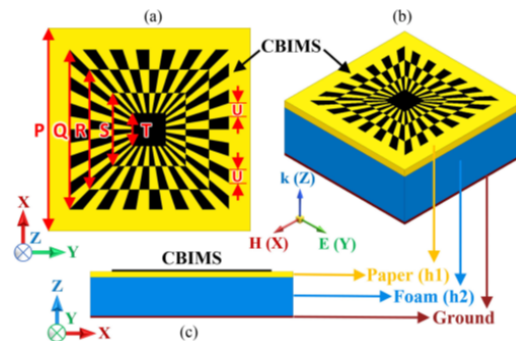


Figura 2.12: Metasuperficie con un parche cuadrado al centro y rejillas simétricas a su alrededor.

*Nota.* De “A Novel Ultrathin Checkerboard Inspired Ultrawideband Metasurface Absorber”, Manish Mathew Tirkey y Nisha Gupta, 2022, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility 64.1, (2022), págs. 66-74, p. 68 (10.1109/TEMC.2021.3091767).

El espesor de la celda unitaria es de 2.17 mm conformada por el papel y el fomi, mientras que los valores para la celda unitaria son:  $P = 6.1$  mm,  $Q = 4.8$  mm,  $R = 3.6$  mm,  $S = 2.2$  mm,  $T = 1$  mm y  $U = 0.04$  mm. La resistencia

de la capa superior es de  $27 \frac{\Omega}{m}$  mientras que la conductividad de la capa inferior utilizada como tierra común es de  $5.8 \times 10^7 \frac{S}{m}$ . Cabe resaltar que la celda unitaria fue optimizada mediante la simulación en alta frecuencia con apoyo de un simulador.

Al simular la metasuperficie, exhibe una absorción mayor al 90% con una incidencia normal para un intervalo de frecuencias de 11.87 a 45.28 GHz con una estabilidad a diferentes ángulos de polarización. Para los diferentes ángulos de incidencia, con una onda TE la metasuperficie soporta un ángulo de incidencia máximo de  $45^\circ$  y sobrepasando este ángulo de incidencia la absorción se reduce hasta un 80% pero se debe notar que, a partir de un ángulo de incidencia mayor a  $15^\circ$  el ancho de banda crece en un intervalo que va de los 11.61 GHz a los 58.26 GHz. Al utilizar una onda TM la metasuperficie muestra un comportamiento parecido al utilizar una onda TE donde se obtiene una absorción superior al 90% con un ángulo de incidencia entre  $0^\circ$  y  $45^\circ$  y para un ángulo de incidencia de  $15^\circ$  y mayor el ancho de banda crece a un intervalo de 16.14 a 57.92 GHz.

Los autores realizan un análisis sobre la circulación de la corriente, en la que no esperaban una corriente en forma de bucle debido a que su geometría no incluye segmentos circulares, sin embargo, en la metasuperficie se presenta una corriente en forma de bucle que cambia en magnitud y sentido a diferentes frecuencias. Cuando los autores realizan el análisis de la RCS, obtiene una reducción de más de 10 dB en un intervalo de 11.87 GHz a 45.28 GHz para una onda TE y TM.

Para el modelo del circuito eléctrico, los autores utilizan la teoría de líneas de transmisión y representan la metasuperficie resistiva como un circuito LCR considerando una impedancia por parte de la hoja de papel y el fomi. Debido a que la celda unitaria cuenta con una pantalla metálica, esta es representada como un corto circuito al final del circuito equivalente. Los valores optimizados del circuito equivalente se obtienen mediante el simulador y son comparados con la simulación de la metasuperficie obteniendo resultados similares.

El prototipo realizado por los autores corresponde a un arreglo de 30 x 30 celdas unitarias, con un área de  $183 \times 183 \text{ mm}^2$ . La absorción obtenida de las mediciones corresponde a un valor mayor al 90% en un intervalo de

frecuencias de los 11.87 GHz a 45.28 GHz. El prototipo también muestra una buena respuesta a los diferentes ángulos de polarización. Respecto a la absorción variando el ángulo de incidencia, obtuvieron una absorción mayor al 90 % con un ángulo máximo de 45° en un intervalo de 11.97 a 57.53 GHz para ondas TE y un intervalo de 12.87 a 58.92 GHz para ondas TM.

Los autores atribuyen las diferencias entre los resultados medidos y las simulaciones debido a la tolerancia de medición y fabricación en la metasuperficie. Con este trabajo, los autores lograron fabricar una metasuperficie de bajo costo, de rápida fabricación con absorción en las bandas Ku, K, Ka y parte inferior de la banda V con un espesor ultradelgado capaz de soportar diferentes ángulos de incidencia además de ser insensible a la variación en el ángulo de polarización. Así mismo, el diseño presenta un valor pequeño en la RCS.

Para observar con mayor claridad un resumen de las metasuperficies se presenta en la Tabla<sup>1</sup> 2.1. Se puede observar que la configuración seleccionada por los autores es muy variada y depende de la aplicación que estén buscando. De la misma forma, es necesario contar con una absorción mayor al 90 % en el intervalo de frecuencias de trabajo con una reflexión menor a -10 dB o con el menor porcentaje posible.

---

<sup>1</sup>Cuando no cuentan con dispositivos en la metasuperficie se coloca sin elementos (s/e)

Tabla 2.1: Resumen de metasuperficies.

Trabajo	Configuración	Dispositivos	Polarización	Frecuencia (GHz)	Absorción	Reflexión
[1]	Anillo ranurado con una cruz dipolar-circular	R	---	8.2 - 22.63	> 93%	< -10 dB
[23]	Dipolos en bucle	R y Diodos PIN	---	3.8 - 11.2	> 90%	< -10 dB
[25]	Anillo rectangular	s/e	---	3.07 - 18.95		< -10 dB
[47]	Copo de nieve, forma de L	Diodos PIN, R, L	Lineal	3.5 - 7.32	90%	< 10%
[37]	Dipolos, Espiral cuadrada y circular	s/e	---	3.70 13.48 17.56	98.4% 96.6% 99.8%	10%
[4]	Espirales cuadradas con una X centrada	R	---	2.14 - 6.2	> 90%	< 20%
[45]	Dos dipolos en cruz	s/e	Múltiple	8 - 29	> 90%	< 10%
[17]	Cruz de jerusalén y dipolos en cruz	s/e	---	3.5 - 11.5	> 30%	< 6%
[48]	Estructura de anillo	R, rectificadores	---	2.4 5.2 5.8	99% 98% 99%	< 5%
[44]	Pache cuadrado rodeado de rejillas simétricas	s/e	Circular y lineal	11.87 - 45.28	> 90%	< 30%

## 2.2. Tipos de metasuperficies

Independientemente de la estructura de la celda unitaria, dentro de las metasuperficies existen dos tipos; las metasuperficies periódicas y no periódicas. A las metasuperficies periódicas se les considera como un medio homogéneo, mientras que una metasuperficie no periódica es considerada un medio no homogéneo.

Ambos casos son vistos desde el tamaño que tiene la geometría de la celda unitaria, debido a que se pueden obtener celdas no homogéneas utilizando un material que atómicamente es anisotrópico y que puede utilizarse como un absorbedor de ondas EM como se muestra en el trabajo de Tang Bin, et. al. [41]. En dicho trabajo se muestra un absorbedor de ondas de luz combinado con un resonador de anillo ranurado (SRR) pero cuyo sustrato dieléctrico consiste en el fósforo negro, un material anisotrópico a nivel molecular y cuyas aplicaciones pueden ser electrónicas o fotónicas, mientras que, en el

trabajo de Jia Y, et. al. [20] podemos observar que se utiliza un absorbedor anisotrópico para ayudar a la absorción de las ondas EM y poder utilizarlo en la RCS.

De igual forma, si se desea considerar una metasuperficie como un medio homogéneo existe un requerimiento donde el tamaño de cada celda unitaria debe ser menor o igual que la sublongitud de la onda ( $\lambda/2$ ). Este requerimiento se muestra en la mayoría de los trabajos ya expuestos en el estado del arte y corresponde a la consideración para poder realizar el modelado de los componentes en el circuito eléctrico como elementos de parámetros concentrados.

A su vez, dentro de las metasuperficies homogéneas y no homogéneas se pueden encontrar elementos activos como los diodos rectificadores o los diodos PIN o se pueden encontrar elementos pasivos como resistencias, inductores y capacitores. Esto se puede ver en los dispositivos utilizados en el estado del arte resumidos en la Tabla 2.1, dando resultado a una clasificación de las metasuperficies en activas o pasivas. En otras palabras, si una metasuperficie cuenta con un solo elemento activo en su diseño, ya es considerado como una metasuperficie activa, en caso contrario solo se trataría de una metasuperficie pasiva.

Por otro lado, si la estructura resonante de la celda unitaria se encuentra en una sola capa de sustrato se le considera una metasuperficie con una sola capa independientemente si la celda unitaria contine una capa que se utilice como tierra común, esto se ve en [48]. Si la estructura de la celda unitaria se encuentra en dos o más capas se le considera como metasuperficie multicapa, esto se puede observar en el trabajo de [17], sin embargo, es más difícil de fabricar un diseño multicapa.

Finalmente, obtener la geometría para la celda unitaria se puede realizar mediante parches o ranuras. En el primer caso, la geometría es formada con el material conductor de la celda unitaria y en el segundo caso, la geometría es formada con la ausencia del material conductor. La mayoría de las metasuperficies mostradas en el estado del arte consisten en geometrías realizadas con parche del material conductor, para observar una geometría en forma de ranura debemos observar la Fig. 3.5 en el capítulo 3.2.

## 2.3. Geometrías de elementos

Una vez decidido el tipo de metasuperficie a utilizar, se suele utilizar una o varias geometrías de diseño en la celda unitaria. Las geometrías más comunes se muestran en la Figura 2.13.

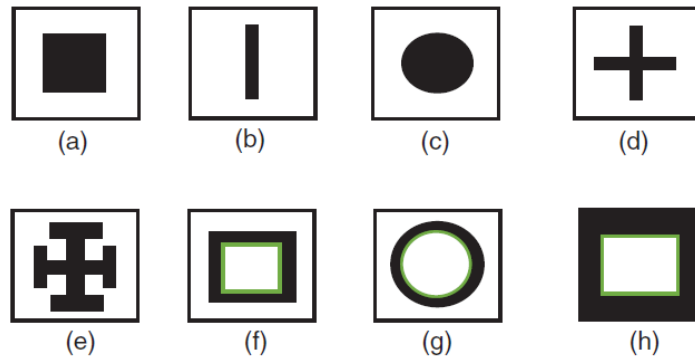


Figura 2.13: Geometrías más utilizadas en las celdas unitarias. a) Parche cuadrado b) Dipolo c) Parche circular d) Dipolo cruzado e) Cruz de Jerusalen f) Lazo cuadrado g) Anillo h) Apertura cuadrada.

*Nota.* Modificado de “Radome Electromagnetic Theory and Design”, Shavit, R., 2018, p. 41 (<https://ieeexplore-ieee-org.pbidi.unam.mx:2443/servlet/opac?bknumber=8360647>).

En el 2014 Mathur V. y Gupta M. [30] utilizaron una de estas geometrías como una antena en la cual observaron la reflexión que lograban con esta estructura (Figura 2.14a). De igual forma Syihabuddin, B., Effendi, M. R., y Munir, A. (2021) [40] nos muestran la reflexión que tiene esta estructura considerando un conductor eléctrica y magnéticamente perfecto, variando su tamaño y comparando su respuesta con su modelo de línea de transmisión (Figura 2.14b). De estos dos trabajos hay que resaltar la respuesta que se obtiene utilizando una celda unitaria con un diseño de una estructura cuadrada.

Para la geometría del dipolo como absorbedor, normalmente se combina con otros elementos o su estructura se cambia para poder realizar las mediciones. Para este caso en *Theoretical investigation on wideband folded dipole*



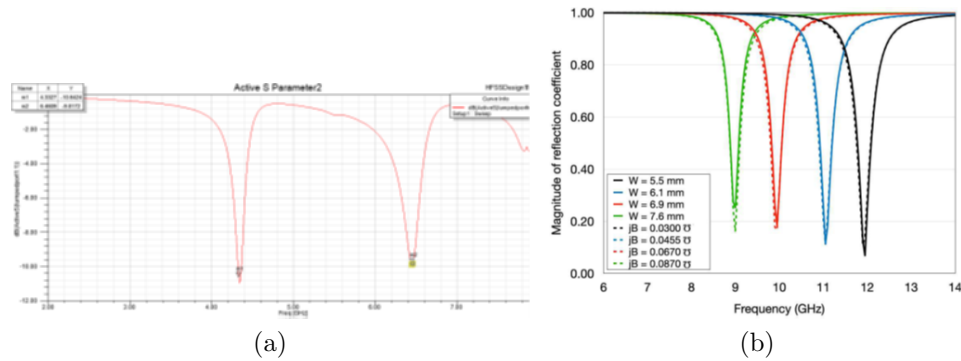


Figura 2.14: Reflexión de dos metasuperficies que utilizan una geometría cuadrada como celda unitaria.

*Nota.* a) De “Comparison of performance characteristics of rectangular, square and hexagonal microstrip patch antennas”, Mathur, V., & Gupta, M, 2014, p. 4 (<https://doi.org/10.1109/icrito.2014.7014684>).

b) De “Analysis of Square Patch-based Electromagnetics Wave Absorber Frequency Response Using Transmission Line Model”, Syihabuddin, B., Effendi, M. R., & Munir, 2021, p. 165 (<https://doi.org/10.1109/apwimob51111.2021.9435276>).

*microwave absorber using filtering concept* [10] nos muestran el comportamiento que tiene un dipolo doblado variando algunos de sus parámetros de diseño (Figura 2.15a) y los comparan con el comportamiento de un dipolo como el que se muestra en la Figura 2.13b. De igual forma en *Influence of loop parasitic elements on bandwidth improvement of reflector backed dipole antenna* [35] se realizó un estudio para observar como afectan elementos externos al dipolo (en este caso dos anillos cuadrados) y la respuesta que causan al variar el tamaño de este elemento externo, en la Figura 2.15b solo se muestra la variación de un parámetro del elemento externo. En ambos casos podemos observar la reflexión que genera el dipolo por sí solo y su comportamiento.

Las geometrías más utilizadas corresponden a dipolos en cruz, cruz de Jerusalén, lazo cuadrado y anillo.

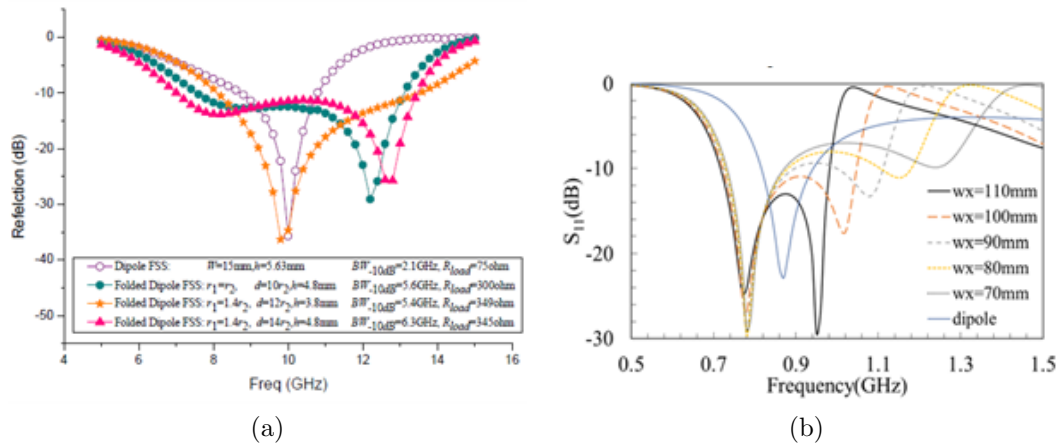


Figura 2.15: Reflexión de dos metasuperficies que utilizan una geometría dipolar como celda unitaria.

*Nota.* a) De “Theoretical investigation on wideband folded dipole microwave absorber using filtering concept”, Chang, Y., Che, W., & Chow, Y. L., 2012, p. 567 (<https://doi.org/10.1109/apmc.2012.6421665>).

b) De “Influence of loop parasitic elements on bandwidth improvement of reflector backed dipole antenna”, Sasaki, T., Cho, K., Ihara, T., & Yoshihara, T., 2014, p. 56 (<https://doi.org/10.1109/iwem.2014.6963633>).

## 2.4. Aplicaciones de metasuperficies

Para las metasuperficies absorbedoras las principales aplicaciones son:

- Tecnología de sigilo
- Comunicaciones inalámbricas
- Recolector de energía electromagnética
- Radomos

Las aplicaciones se proponen principalmente por los resultados que se obtienen, donde las metasuperficies tienen un porcentaje del 90 % para absorber las ondas EM, reducir su reflexión y cancelar su transmisión. Además, son capaces de trabajar bajo diferentes polarizaciones y con un intervalo para el ángulo de incidencia, sin que se vea afectada su respuesta.

En particular, las dos primeras aplicaciones son las que reciben mayor atención debido a que se aplican en áreas militares o elementos de la vida cotidiana.

## 2.5. Características de diseño

Es preciso mencionar que cada metasuperficie puede utilizar una geometría diferente para su celda unitaria, pero, es indispensable considerar en cada diseño: la forma, el tamaño, posición en el sustrato, tipo de metasuperficie y cada parámetro geométrico que la conforme.

Después de considerar la geometría con la que puede desarrollarse la celda unitaria para una metasuperficie, el sustrato sobre la cual descansa la superficie de absorción es de gran importancia puesto que tiene una influencia en la absorción de las ondas EM, así como el circuito equivalente que se obtenga. Normalmente esta capa es la que se reporta en los trabajos como el espesor que tiene la celda unitaria (*thickness* en inglés) debido a que es la capa de mayor dimensión.

Para la mayoría de las metasuperficies el sustrato que se utiliza para sostener el material absorbedor es el FR4. Como menciona Wei Y., et al. [48] se trata de un sustrato dieléctrico, de uso comercial, fácil de fabricar a un bajo costo. Las propiedades que muestra este dieléctrico son:

$$\varepsilon_r = 4.3$$

$$\tan\delta = 0.02$$

Donde:

$\varepsilon_r$  es la permitividad relativa o constante dieléctrica.

$\tan\delta$  es la tangente de pérdidas.

De manera puntual, el hecho de que el grosor de la celda unitaria afecte la absorción, se debe al valor que toma la constante dieléctrica cuando se encuentra por encima o debajo de la superficie de absorción [36] (Ver Fig.2.16). Como resultado, la impedancia de entrada es diferente en cada caso.

A su vez, el parámetro más importante para el material absorbedor corresponde a la conductividad que tenga. El material más común es el cobre, cuya conductividad es  $\sigma = 5.8 \times 10^7 \left[ \frac{S}{m} \right]$ .

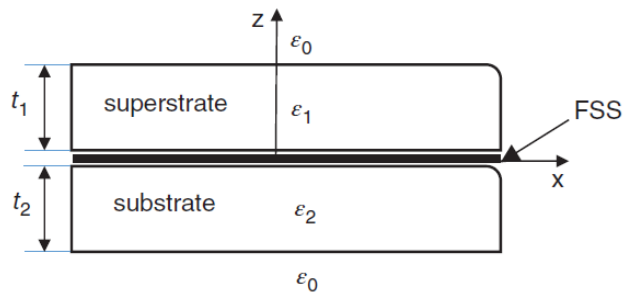


Figura 2.16: Colocación del dieléctrico encima o debajo de la metasuperficie. Se observa que el valor de la constante dieléctrica cambia según la posición.

*Nota.* De “Radome Electromagnetic Theory and Design”, Shavit, R., 2018, p. 44 (<https://ieeexplore-ieee-org.pbidi.unam.mx:2443/servlet/opac?bknumber=8360647>).

# Capítulo 3

## Métodos de diseño para las metasuperficies

Conocer las propiedades electromagnéticas de las celdas unitarias es necesario para poder realizar un análisis, modelado efectivo y síntesis de la metasuperficie [2]. La interacción entre las ondas EM y las metasuperficies requiere dos conceptos fundamentales:

- Una descripción de las estructuras en términos de los parámetros electromagnéticos de sus materiales.
- Las condiciones de frontera apropiadas para las celdas unitarias.

Cuando un material se somete a un campo eléctrico, los electrones sufren un reacomodo en el material. Como nos menciona Jaramillo G. “si el cuerpo es de material conductor, sus electrones libres se trasladan de tal forma que el volumen del cuerpo constituye una región equipotencial; si es de material aislante, los electrones y los núcleos positivos de cada átomo o molécula sufren un desplazamiento, debido a la acción del campo pero en este caso el cuerpo no constituye una región equipotencial” [19] (pág. 117). En el último caso, al material se le conoce como dieléctrico. Hay que resaltar que los materiales pueden presentar cargas libres debido a la presencia del campo eléctrico, a este fenómeno se le conoce como cargas inducidas y cuando estas cargas se distribuyen en el material se dice que la materia se ha polarizado.

Por otra parte, cuando la materia esta en presencia de un campo magnético, se tienen tres casos diferentes. Los materiales diamagnéticos, cuya carac-

terística es que son repelidos por el campo magnético, los materiales paramagnéticos que son atraídos por el campo magnético y los materiales ferromagnéticos que también son atraídos por el campo magnético, pero en mayor medida. Ambos casos se pueden representar mediante ecuaciones en el dominio de la frecuencia, considerando un medio lineal. Las ecuaciones expresadas en su forma vectorial son las siguientes:

$$\mathbf{D} = \varepsilon_0 \mathbf{E} + \mathbf{P} \quad (3.1)$$

$$\mathbf{B} = \mu_0 (\mathbf{H} + \mathbf{M}) \quad (3.2)$$

Donde:

- $\mathbf{D}$  corresponde al vector de desplazamiento eléctrico  $\frac{C}{m^2}$
- $\mathbf{E}$  corresponde al campo eléctrico  $\frac{V}{m}$
- $\mathbf{P}$  corresponde a la polarización  $\frac{C^m}{m^2}$
- $\mathbf{B}$  corresponde al campo magnético  $\frac{Wb}{m^2}$
- $\mathbf{H}$  corresponde a la intensidad magnética  $\frac{A}{m}$
- $\mathbf{M}$  corresponde a la magnetización  $\frac{A}{m}$

Como nos menciona Asadchy V. [5] “en la mayoría de las metasuperficies lineales, la corriente superficial se induce por la incidencia de campos eléctricos y magnéticos. Así mismo, la polarización y las corrientes magnéticas se induce por un campo eléctrico externo. Las metasuperficies que exhiben acoplamiento magnetoeléctrico son llamados *metasuperficies bianisotropicas*.”

La polarización y la magnetización ( $\mathbf{P}$  y  $\mathbf{M}$ ) son las características que se pueden estudiar de forma microscópica (como la polarización de la materia) o de forma macroscópica (según la susceptibilidad de la materia). Sin embargo, en las metasuperficies es conveniente ser estudiadas de forma macroscópica.

Normalmente la explicación completa de la polarización y la magnetización en un material requiere el uso de tensores para explicar su comportamiento EM completo, no obstante, Karim A. y Christophe C. [2] nos mencionan que “en la óptica básica y la ingeniería de microondas, los tensores de la polarización y la magnetización se reducen a valores escalares porque la mayoría de los materiales son isotrópicos. Además que los términos de la inducción magnética a eléctrica y eléctrica a magnética son ignorados debido a que la mayoría de los materiales no presenta el acoplamiento magnetoeléctri-

co" [2] (pág. 9).

En cuanto a las metasuperficies, el comportamiento EM completo requiere un análisis más complejo, ya que existen hasta 36 variaciones entre las susceptibilidades eléctricas, magnéticas y sus combinaciones. De la misma forma, las propiedades de las metasuperficies se pueden estudiar en función de su posición, en tiempo, en frecuencia, en la dirección de propagación de la onda, así como sus combinaciones.

Como ya se había mencionado, el modelado de la metasuperficie se puede realizar considerando un medio homogéneo, es decir, se realiza una homogeneización de la metasuperficie bianisotrópica vista desde la longitud de onda. La idea consiste en considerar que las variaciones de la polarización y magnetización a través de la metasuperficie se dan de forma lenta, a su vez, se considera el comportamiento promedio de la polarización y la magnetización dejando atrás estos conceptos y se comienza a describir las corrientes promedio de superficie provocadas por un campo eléctrico o magnético en una celda unitaria.

El modelado para caracterizar una metasuperficie a partir de sus parámetros macroscópicos se puede realizar utilizando modelos convencionales como: el modelo basado en la polarización, modelo de la susceptibilidad de la metasuperficie y el modelado de la impedancia equivalente. Estos tipos de modelados son los que proporcionan las condiciones de frontera para las metasuperficies.

Los métodos descritos para realizar la caracterización de las metasuperficies tiene sus bases en dos principios básicos. El primero corresponde a la homogeneización desde el punto de vista de la teoría de ondas y el segundo corresponde a considerar una metasuperficie sin espesor.

La homogeneización de las metasuperficies desde el punto de vista de la teoría de ondas, realiza el estudio de la periodicidad de las estructuras y la dispersión que tiene un arreglo de celdas unitarias. En la periodicidad de las estructuras se debe cumplir con la simetría de traslación (Ver Figura 3.1a), a su vez, el estudio de la dispersión provocada por un arreglo de celdas unitarias determina si la difracción que tiene la onda EM incidente se propaga o se desvanece en la misma dirección de propagación que tiene la onda EM

incidente, es decir, nos permite determinar si existe transmisión y/o reflexión de la onda EM incidente o si la onda se desvanece al atravesar el arreglo de las celdas unitarias (Ver Figura 3.1b). Bajo este estudio es donde surge la regla que el tamaño (periodicidad) de la celda unitaria debe ser menor que media longitud de onda promedio ( $\frac{\lambda_{av}}{2}$ ) para que la celda unitaria sea considerada homogénea [2].

Una metasuperficie sin espesor es el resultado de considerar que la relación  $\frac{d}{\lambda}$  tienda a un valor de cero. Esto se puede lograr al considerar que la propagación de la onda EM incidente a lo largo del eje incidente es igual a cero que es conveniente en la mayoría de los casos, pero cuenta con algunas limitaciones (Ver Figura 3.1c). La razón para considerar una metasuperficie cuyo espesor es igual a cero, se debe a que proporciona unas simplificaciones más convenientes las cuales son:

- Las condiciones en la frontera solo se aplican una vez
- No existen las dispersiones
- Solo se utilizan parámetros en 2D

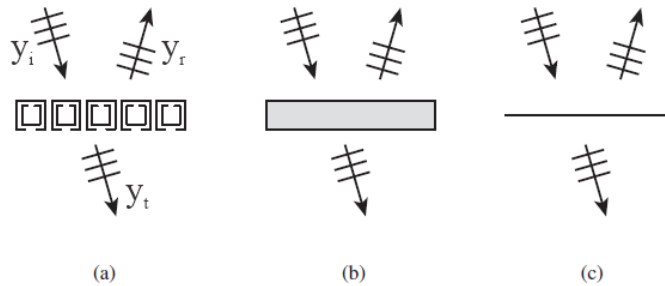


Figura 3.1: Homogeneización de una metasuperficie.  $y_i$  corresponde a la onda incidente sobre la metasuperficie,  $y_r$  corresponde a la onda reflejada y  $y_t$  corresponde a la onda transmitida.

*Nota.* Modificado de “Electromagnetic Metasurfaces Theory and Applications”, Karim Achouri y Christophe Caloz, 2021, p. 34.

Una vez conocidos los dos principios básicos de la caracterización para las metasuperficies, se explicará a mayor profundidad los modelos para ca-



racterizar las metasuperficies y obtener sus condiciones de frontera.

En el modelado de la impedancia equivalente se consideran dos espacios separados por una superficie  $S$ . En cada espacio existe un campo eléctrico y un campo magnético representado por el vector de intensidad magnética ( $E_1, H_1$  y  $E_2, H_2$ ). Los campos con el subíndice 1 se consideran que están en un medio interno a la superficie y los campos con subíndice 2 se consideran que se encuentran en un medio externo a la superficie.

Utilizando una extensión del método conocido como *principio de equivalencia* [18] se obtienen las condiciones de frontera. Debido a la diferencia de los campos, en la metasuperficie se generan dos corrientes superficiales que en la Figura 3.2 se muestran como  $\mathbf{K}_s$  para la corriente promedio provocada por la intensidad de los campos magnéticos y  $\mathbf{J}_s$  para la corriente promedio provocada por los campos eléctricos. Ambas corrientes son tangenciales a la superficie, ya que se obtienen de la diferencia entre los campos EM y un vector normal  $\mathbf{n}$  de la superficie.

Las ecuaciones para ambas corrientes promedio están dadas por:

$$\mathbf{J}_s = \mathbf{n} \times (\mathbf{H}_2 - \mathbf{H}_1) \quad (3.3)$$

$$\mathbf{K}_s = -\mathbf{n} \times (\mathbf{E}_2 - \mathbf{E}_1) \quad (3.4)$$

Como nos indica Asadchy V., et. al. las ecuaciones no describen características de la metasuperficie, solamente nos indican el sentido de las corrientes superficiales si conocemos los campos tangentes a la superficie o viceversa [5]. De la misma forma, las ecuaciones se pueden representar mediante sus valores promedios, por lo que se expresan de la siguiente forma:

$$Z_e \mathbf{J}_s = \mathbf{n} \times \mathbf{E}_{av} \quad (3.5)$$

$$Y_m \mathbf{K}_s = \mathbf{n} \times \mathbf{H}_{av} \quad (3.6)$$

$Z_e$  y  $Y_m$  corresponde a la impedancia y la admitancia, respectivamente. Ahora bien, si se considera una superficie cuyo espesor sea cero se tiene la siguiente relación:

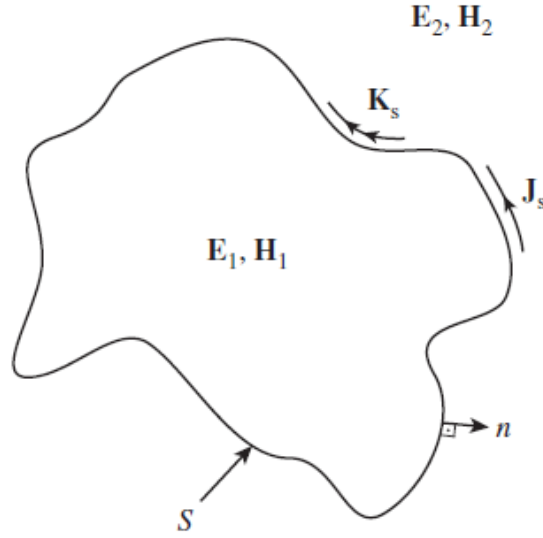


Figura 3.2: Esquematzación para obtener el modelo de impedancias equivalentes en una metasuperficie.

*Nota.* De “Electromagnetic Metasurfaces Theory and Applications”, Karim Achouri y Christophe Caloz, 2021, p. 38.

$$\mathbf{E}_{av} = \frac{1}{2} (\mathbf{E}_1 + \mathbf{E}_2) \quad (3.7)$$

$$\mathbf{B}_{av} = \frac{1}{2} (\mathbf{B}_1 + \mathbf{B}_2) \quad (3.8)$$

Sustituyendo las ecuaciones 3.7-3.8 en 3.5-3.6, respectivamente. Combinando los resultados de la sustitución anterior con las ecuaciones 3.5-3.6, se logra eliminar las corrientes y se obtiene:

$$\mathbf{n} \times \frac{(\mathbf{E}_1 + \mathbf{E}_2)}{2} = Z_e \mathbf{n} \times (\mathbf{H}_2 - \mathbf{H}_1) \quad (3.9)$$

$$\mathbf{n} \times \frac{(\mathbf{H}_1 + \mathbf{H}_2)}{2} = -Y_m \mathbf{n} \times (\mathbf{E}_2 - \mathbf{E}_1) \quad (3.10)$$

Las ecuaciones 3.9 y 3.10 equivalen a la forma sencilla (en la explicación completa la impedancia y admitancia corresponden a tensores, además que se

debe considerar la realación eléctrica-magnética y magnética-eléctrica) para las condiciones de frontera de una metasuperficie. Al utilizar este método de diseño se deben considerar los siguientes puntos:

- Relacionan las discontinuidades eléctricas y magnéticas producidas por una metasuperficie con su impedancia y admitancia efectiva.
- Las expresiones solo se pueden aplicar a estructuras isotrópicas.
- Descarta el acoplamiento eléctrico-magnético y magnético-eléctrico.

En el método de la polarización se considera la dispersión que provoca cada partícula y se combina con el arreglo periódico que conforma la metasuperficie. Hay que considerar que la celda unitaria debe tener un tamaño igual o menor que  $\frac{\lambda_{av}}{2}$ . Con esta consideración, se asegura que la dispersión provocada por cada partícula es menor que el tamaño de la onda EM y su comportamiento EM será equivalente a un momento eléctrico y magnético, además, la metasuperficie se puede estudiar como un arreglo de dipolos acoplados y los cuales son encargados de producir la dispersión total de la metasuperficie. La dispersión de una partícula aislada esta dada por la siguiente ecuación.

$$\begin{pmatrix} \mathbf{p} \\ \mathbf{m} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \bar{\bar{\alpha}}_{ee} & \bar{\bar{\alpha}}_{em} \\ \bar{\bar{\alpha}}_{me} & \bar{\bar{\alpha}}_{mm} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \mathbf{E}_{loc} \\ \mathbf{H}_{loc} \end{pmatrix} \quad (3.11)$$

Los componentes  $\bar{\bar{\beta}}_e$  y  $\bar{\bar{\beta}}_m$  corresponden a los tensores que describen la interacción eléctrica y magnética, además de ser constantes. Utilizando esta descripción de los campos locales en las partículas se pueden despejar los campos incidentes, por lo que ahora se tiene:

$$\begin{pmatrix} \mathbf{p} \\ \mathbf{m} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \bar{\bar{\alpha}}_{ee} & \bar{\bar{\alpha}}_{em} \\ \bar{\bar{\alpha}}_{me} & \bar{\bar{\alpha}}_{mm} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \mathbf{E}_{inc} \\ \mathbf{H}_{inc} \end{pmatrix} \quad (3.12)$$

Los términos  $\bar{\bar{\alpha}}$  ahora corresponden a las polarizaciones efectivas. La diferencia de la ecuación 3.12 con la ecuación 3.11 es que ahora se describe el comportamiento directo entre el campo incidente y su correspondiente polarización.

Al utilizar este método se obtienen los siguientes puntos:

- Las expresiones solo se pueden aplicar a estructuras homogéneas.
- La ecuación 3.12 puede obtener un modelo que reemplace las dispersiones de las partículas por su momento dipolar.
- Es posible obtener las ondas reflejadas y transmitidas en términos de la polarización ( $\mathbf{p}$ ) y la magnetización ( $\mathbf{m}$ ) junto con el campo incidente ( $\mathbf{E}_{inc}$ ) [2].

El modelado de la metasuperficie utilizando la susceptibilidad fue ideado por Idemen en los años setenta en donde se encontraba estudiando el tratamiento discontinuo del campo EM proponiendo un modelo que posteriormente sería utilizado por Kuester para introducirlo en las metasuperficies. Desde entonces, por convención se conoce como Condiciones de Transición para la Generalización de Capas (GSTCs Generalized Sheet Transition Conditions). Este modelo es el más apropiado para las metasuperficies, además de ser más general.

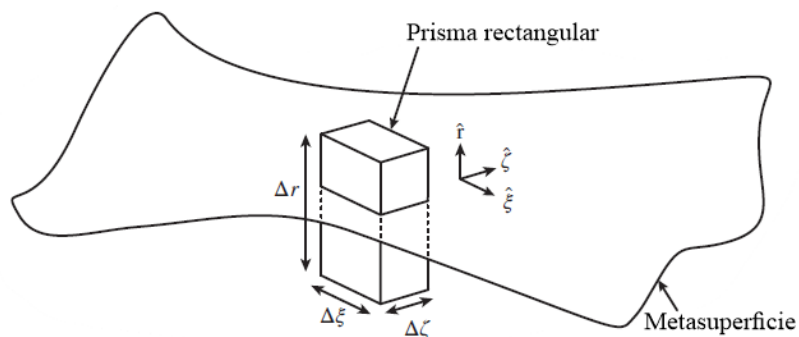


Figura 3.3: Esquematización para obtener el modelo de susceptibilidad en una metasuperficie.

*Nota.* Modificado de “Electromagnetic Metasurfaces Theory and Applications”, Karim Achouri y Christophe Caloz, 2021, p. 42.

En este modelo se reemplaza la metasuperficie por una superficie sin espesor y considerar las polarizaciones eléctricas y magnéticas para que estas sirvan de relación con las susceptibilidades.

Considerando la mestasuperficie curva que corresponde al caso más general (Ver Figura 3.3) se aplican las ecuaciones de Maxwell, pero debido a una ausencia de fuentes eléctricas, la carga encerrada y la densidad de corriente ( $\mathbf{J} = \sigma \mathbf{E}$ ) se reducen a cero. Debido a esto las ecuaciones de Maxwell se representan de la siguiente forma:

$$\begin{aligned}\nabla \cdot \vec{E} &= 0 \\ \nabla \cdot \vec{B} &= 0 \\ \nabla \times \vec{H} &= \frac{\delta \vec{D}}{\delta t} \\ \nabla \times \vec{E} &= -\frac{\delta \vec{B}}{\delta t}\end{aligned}$$

De la misma forma, se consideran las propiedades eléctricas y magnéticas de los materiales, en específico el desplazamiento eléctrico  $\mathbf{D}$  y la intensidad magnética  $\mathbf{H}$ . Su representación en forma vectorial es la siguiente.

$$\begin{aligned}\mathbf{D} &= \varepsilon_0 \mathbf{E} + \mathbf{P} \\ \mathbf{B} &= \mu_0 (\mathbf{H} + \mathbf{M})\end{aligned}$$

El vector  $\mathbf{P}$  corresponde a la polarización,  $\mathbf{E}$  es el vector de campo eléctrico,  $\mathbf{B}$  es el vector de campo magnético y  $\mathbf{M}$  es el vector de magnetización. Los vectores de polarización y magnetización se encuentran simplificados ya que su expresión en términos de volumen y superficie son:  $\mathbf{P} = \mathbf{P}_v + \mathbf{P}_s \delta(r)$  y  $\mathbf{M} = \mathbf{M}_v + \mathbf{M}_s \delta(r)$ . La función  $\delta(r)$  es conocida como la función de Dirac.

Combinando las ecuaciones de Maxwell con las ecuaciones de desplazamiento eléctrico e intensidad magnética en su forma completa, las ecuaciones de Maxwell se expresan de la siguiente forma:

$$\nabla \times \left( \frac{\mathbf{D} - \mathbf{P}_v}{\varepsilon_0} \right) = \frac{\delta}{\delta t} \mu_0 [\mathbf{H} + \mathbf{M}_v + \mathbf{M}_s \delta(r)] + \nabla \times \left[ \frac{\mathbf{P}_s \delta(r)}{\varepsilon_0} \right] \quad (3.13)$$

$$\nabla \times \left( \frac{\mathbf{B}}{\mu_0} - \mathbf{M}_v \right) = \frac{\delta}{\delta t} [\varepsilon_0 \mathbf{E} + \mathbf{P}_v + \mathbf{P}_s \delta(r)] + \nabla \times [\mathbf{M}_s \delta(r)] \quad (3.14)$$

$$\nabla \cdot (\varepsilon_0 \mathbf{E} + \mathbf{P}_v) = -\nabla \cdot \mathbf{P}_s \delta(r) \quad (3.15)$$

$$\mu_0 \nabla \cdot (\mathbf{H} + \mathbf{M}_v) = -\mu_0 \nabla \cdot \mathbf{M}_s \delta(r) \quad (3.16)$$

Aplicando los teoremas de Gauss y Stokes para realizar la integración sobre el prisma rectangular se llegan a las ecuaciones GSTCs en el dominio del tiempo<sup>1</sup> para una metasuperficie curvada, es decir, se obtienen las condiciones de frontera:

$$\hat{\mathbf{r}} \times \Delta \mathbf{H} = \frac{\delta}{\delta t} \mathbf{P}_{\parallel} - \hat{\mathbf{r}} \times \nabla_{\parallel} \mathbf{M}_r \quad (3.17)$$

$$\hat{\mathbf{r}} \times \Delta \mathbf{E} = -\mu_0 \frac{\delta}{\delta t} \mathbf{M}_{\parallel} - \hat{\mathbf{r}} \times \nabla_{\parallel} \left( \frac{P_r}{\varepsilon_0} \right) \quad (3.18)$$

$$\hat{\mathbf{r}} \cdot \Delta \mathbf{D} = -\nabla \cdot \mathbf{P}_{\parallel} \quad (3.19)$$

$$\hat{\mathbf{r}} \cdot \Delta \mathbf{B} = -\mu_0 \nabla \cdot \mathbf{M}_{\parallel} \quad (3.20)$$

Al utilizar este método sobresalen las siguientes propiedades:

- Este método es extensible para el estudio en variación del tiempo.
- Es aplicable en metasuperficies no lineales.

Por otro lado, también se puede realizar un modelado estableciendo una analogía entre el plano de propagación de una onda EM en el espacio libre y una línea de transmisión [5]. Este modelo indica que es posible describir la onda EM en el espacio libre como un voltaje y una corriente dentro de una línea de transmisión relacionado por una impedancia equivalente de la metasuperficie.

Al utilizar la línea de transmisión se pueden obtener las siguientes características de la metasuperficie:

---

<sup>1</sup>La explicación completa se encuentra la realiza Karim A. y Christophe C. [2]

- Si puede ser capacitiva o inductiva
- Con pérdidas o activa
- Recíproca o no recíproca
- Simétrica o no simétrica
- Determinar las propiedades reflectivas y/o transmisoras

Como ya se observó el modelado de las metasuperficies es un campo muy amplio y su estudio nos proporciona las condiciones de frontera para cada modelo. Ahora bien, el análisis de la metasuperficie continúa con el diseño de la celda unitaria y dependiendo de la aplicación que se desee realizar, se opta por mejorar la transmisión y/o la reflexión de las ondas EM. La explicación para este caso se realiza en el siguiente apartado. De igual forma, en este punto se escoge y optimiza la geometría de la celda unitaria, así como los elementos pasivos o activos que vaya a utilizar.

La optimización de la celda unitaria se puede realizar utilizando softwares especializados como se puede ver en los trabajos [1], [23], [25], [44], [37], [4], [45] y [17].

Una vez que se tiene optimizada la celda unitaria, se procede a observar la interconexión que tendrá en un arreglo mayor. Además, este arreglo se vuelve a simular para observar su comportamiento EM a mayor escala.

Si bien se han realizado varias investigaciones para obtener diseños mejor optimizados de forma analítica, la optimización mediante diferentes simuladores sigue siendo de gran ayuda. Esto se debe a la cantidad de parámetros de diseño para cada metasuperficie y los arreglos que pudiera tener.

### **3.1. Absorción de ondas electromagnéticas**

La absorción de las ondas EM mediante una metasuperficie consta de dos mecanismos [45] los cuales son:

1.-La incidencia de la onda EM con la metasuperficie que requiere un análisis en la impedancia de entrada.

2.-La absorción que tiene la metasuperficie una vez que la onda EM se encuentra dentro del diseño de la estructura.

Se debe destacar que en el segundo mecanismo, se presenta una atenuación relacionada con las pérdidas intrínsecas de cada material dieléctrico que se utilice en la metasuperficie.

La absorción de una metasuperficie<sup>2</sup> está dada por la siguiente ecuación en términos de la frecuencia:

$$A(\omega) = 1 - R(\omega) - T(\omega) \quad (3.21)$$

Donde:

$A(\omega)$  es la absorción

$R(\omega)$  es la reflexión

$T(\omega)$  es la transmisión

En términos de los parámetros de dispersión<sup>3</sup>  $S$ , la reflexión y la transmisión se sustituyen por sus términos equivalentes. Esto es:  $R(\omega) = |S_{11}|^2$  y  $T(\omega) = |S_{21}|^2$ , por lo tanto, la ecuación 3.21 queda de la siguiente forma:

$$A(\omega) = 1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2 \quad (3.22)$$

Cuando se utiliza una metasuperficie como un absorbedor, es necesario que la transmisión tenga la menor presencia dentro del diseño. Esto se puede lograr al colocar una pantalla metálica detrás de la estructura de la celda unitaria, por lo que el término de la transmisión se reduce a cero ( $T(\omega) = |S_{21}|^2 = 0$ ) y teniendo la última simplificación de la ecuación 3.22:

$$A(\omega) = 1 - |S_{11}|^2 \quad (3.23)$$

---

<sup>2</sup>Ecuación recopilada de [12] p. 3941

<sup>3</sup>Ecuación recopilada de [4]. p. 2



De igual forma el término de la reflexión esta dado por la ecuación<sup>4</sup> 3.24:

$$R(\omega) = \left| \frac{Z_{im} - Z_o}{Z_{im} + Z_o} \right| \quad (3.24)$$

Donde:

$Z_{im}$  es la impedancia efectiva de la metasuperficie

$Z_o$  es la impedancia de la onda en el espacio libre

Es importante recalcar que la metasuperficie debe ser capaz de absorber un porcentaje mayor al 90 %, en otras palabras, la ganancia en decibeles (dB) de la reflexión debe ser menor a -10 dB.

## 3.2. Análisis de elementos utilizados

Los elementos utilizados en una metasuperficie puede ser un Circuito Analógico Absorbente (CAA circuit analog absorber) o SSF. En el trabajo de Mohammad A. y Sukomal D. [1] se puede apreciar un circuito analógico absorbente sobre una metasuperficie, mientras que en el trabajo de Lv X., et al. [25] se observa la aplicación de una superficie selectiva de frecuencia en una metasuperficie. Hay que destacar que el CAA es un caso de una superficie selectiva de frecuencia, ya que esta última solamente utiliza un medio conductor, pero al introducir mayores pérdidas (mediante resistencias en el elemento resonador) la superficie selectiva de frecuencia pasa a conocerse como CAA justo como nos indica Zheyipei M. et. al. [26]. En cualquiera de ambos casos se pueden aplicar las geometrías básicas que ya se han mencionado, pero en este caso se explorará más la geometría de un anillo ranurado.

La resonancia de la geometría del anillo con o sin aperturas, será producida al incidir un campo magnético o eléctrico a una frecuencia específica. Esta resonancia de la celda unitaria depende mucho de la geometría y la posición del material dieléctrico utilizado (por debajo o encima de la metasuperficie).

La geometría del anillo se puede ver en la Figura 2.13. Sin embargo, esta geometría es básica y puede ser combinada con otros anillos circulares de

<sup>4</sup>Ecuación recopilada de [33] p. 1337

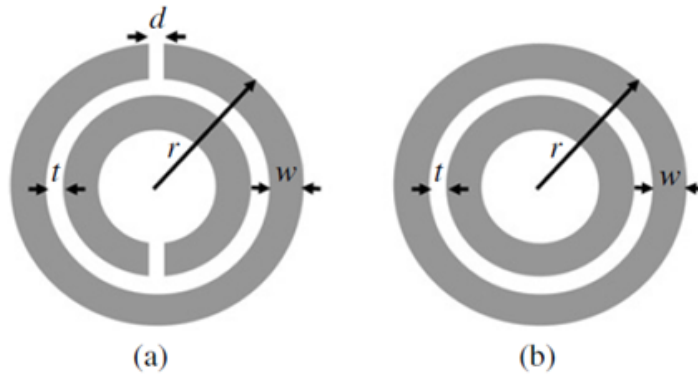


Figura 3.4: Combinaciones de anillos circulares de forma concéntrica.

*Nota.* De “Investigation of magnetic resonances for different split-ring resonator parameters and designs”, *New Journal of Physics*, 7, 168-168, Aydin, K., Bulu, I., Guven, K., Kafesaki, M., Soukoulis, C. M. & Ozbay, E., 2005, p. 3 (<https://doi.org/10.1088/1367-2630/7/1/168>).

forma concéntrica y/o con aperturas dentro del anillo (Ver Figura 3.4).

Como se observa en el trabajo *Investigation of magnetic resonances for different split-ring resonator parameters and design* [6] todos los parámetros de diseño ( $t$ ,  $r$ ,  $w$  y  $d$  de la Figura 3.4) contribuyen en la frecuencia de resonancia de la celda unitaria. De ahí que utilizar simulaciones resulta de gran ayuda al obtener parámetros más eficientes.

De igual modo se puede tener una geometría de anillo en forma ranurada como se menciona en el capítulo 2.2. Este anillo de forma ranurada solo tiene dos parámetros que corresponden al radio y el espacio de la ranura ( $t$ ,  $r$ ), pero, pueden existir una forma de realizar una combinación entre estos parámetros y/o el propio diseño del anillo ranurado para obtener una celda unitaria más compleja.

En el trabajo de Zainarry y de Haaij (2022) [50], así como de Kaushal et al. (2021) [22] podemos observar como se hace uso de un anillo en forma ranurada para ser utilizada como antenas para aplicaciones de baja frecuencia (ver Figura 3.5a), así como para aplicaciones en identificación por radiofrecuencia (ver Figura 3.5b).

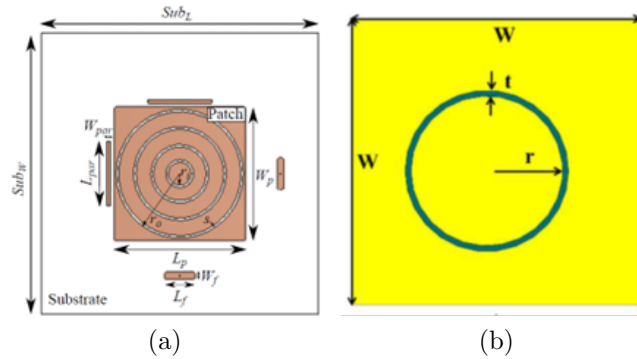


Figura 3.5: Metasuperficie con una geometría de ranura circular para cada celda unitaria.

*Nota.* a) De "Miniaturization of Circular Ring Slot Patch Antenna for Low Frequency Applications", Zainarry, S. N. M. & de Haaij, D, 2022, p. 379 (<https://doi.org/10.1109/ap-s/usnc-ursi47032.2022.9886338> ).

b) De "Path Loss of Two-Port Circular-Ring Slot Antenna For RFID Applications", Kaushal, V., Birwal, A., Patel, S. M. & Patel, K., 2021, p. 120 (<https://doi.org/10.1109/rfid-ta53372.2021.9617413>).

Ya sea que se utilice una geometría de anillo circular en parche o en ranura, se puede observar que los parámetros de radio, espacio entre anillos, ancho del anillo y si se tratase de un anillo partido, dicho espacio también afecta la frecuencia de resonancia de la celda unitaria.

Otros parámetros importantes a considerar es el tamaño del sustrato (independiente si se encuentra debajo o sobre la metasuperficie), en ancho y largo que ocupará la celda unitaria, ya que esto afecta directamente a la periodicidad que tendrá la metasuperficie.

Finalmente, se puede decir que el análisis para predecir el comportamiento de la geometría de anillo circular se encuentra en desarrollo pero Ramahi et al. [32] nos menciona que estos modelos no pueden utilizarse completamente para sustituir un modelado numérico (mediante simulaciones) para obtener la frecuencia de resonancia de la celda unitaria, ya que entre ambos se van mejorando.

### 3.3. Propiedades de los materiales utilizados

Las propiedades de los materiales más importantes dentro de la celda unitaria corresponden a dos tipos, el primero corresponde al sustrato de absorción y el segundo al sustrato utilizado como dieléctrico.

Tabla 3.1: Materiales utilizados como dieléctricos en las metasuperficies.

Dieléctrico	$\epsilon_r$	$\tan\delta$	Autor
FR4	4.3, 4.4, 4.5	0.02, 0.027	[4], [33], [22]
F4B	2.2 - 2.65	0.0009	[17], [48]
Rogers TR/duroit 5880	2.2	0.02	[30]
Rogers RT6002	3	0.0012	[25]
Espuma Rohacel	1.07	0.0003	[39]
Baquelita	4.8	0.002	[33]
Polidimetilsiloxano (PDMS)	2.7	0.02	[33]
Taconium TLY-5	2.2	0.0009	[1]
Panal de abeja	1.07		[17]
Aire	1.0006		[33]
Conductor	$\sigma$		
Cobre	$5.8 \times 10^7$		[12], [33], [47], [37]

Para el sustrato de absorción al tratarse de un medio conductor sus propiedades se centran en la conductividad del material, mientras que si se trata de un material con pérdidas significativas sus propiedades se centran en la resistencia por capa utilizada, ya que este valor influye en la impedancia de acoplamiento. El sustrato dieléctrico es el que tiene mayor impacto en la absorción de las ondas EM; por esta razón en los trabajos se describen más propiedades, del sustrato utilizado como dieléctrico.

Como ya se ha mencionado, las propiedades más importantes para el dieléctrico corresponden a la permitividad relativa ( $\epsilon_0$ ) y el valor de la tangente de pérdidas  $\tan\delta$ . En la tabla 3.1 se muestra un resumen de diferentes

tipos de dieléctricos que se suelen utilizar en las metasuperficies y solo se menciona el valor de la conductividad del cobre al ser el material más empleado para la absorción de las ondas EM. Cabe destacar que si se utiliza un CAA, las pérdidas se introducen utilizando resistencias conectadas en la geometría.

### 3.4. Respuesta en frecuencia para las metasuperficies

Como ya se sabe, en una metasuperficie se puede aplicar SSF o un CAA, estos a su vez, pueden utilizar una geometría básica o una combinación de estas geometrías básicas. Sin embargo, tanto las SSF y el CAA tienen una respuesta de filtros, como se puede observar en el trabajo de Nieves S. [34] la respuesta de varias SSF corresponde a un filtro paso banda y cuya frecuencia de resonancia corresponderá a la aplicación que se desee obtener. Así mismo, Tirkey M. y Gupta N. [44] nos mencionan que es más conveniente utilizar SSF o un CAA debido a que tienen mayor ancho de banda y son más fáciles de fabricar comparados con diseños híbridos, diseños que empleen el método de circuito capacitivo, diseños con una capa resistiva, diseños multicapa, entre otros.

Sambhav S., et. al., [33] tenían la intención de lograr un absorbedor con un ancho de banda considerable, utilizando dos anillos circulares, acomodados de forma concéntrica. El reto de la propuesta consistía en conocer el radio óptimo para cada anillo, si debía introducirse cortes en los anillos y si se debía utilizar resistencias en las secciones de los anillos ranurados. También realizan la consideración de colocar un dieléctrico para lograr el espesor de la celda unitaria o si el espacio debe dejarse libre y utilizar el aire como dieléctrico.

Debido a que se trata de un absorbedor, en el análisis ya no se muestra la respuesta de transmisión porque se sabe que esta es suprimida por la pantalla metálica en la capa inferior de la celda unitaria.

Como se puede ver en la Figura 3.6a, primero se analiza el tamaño apropiado para el anillo circular. En este caso se observa que, para un anillo

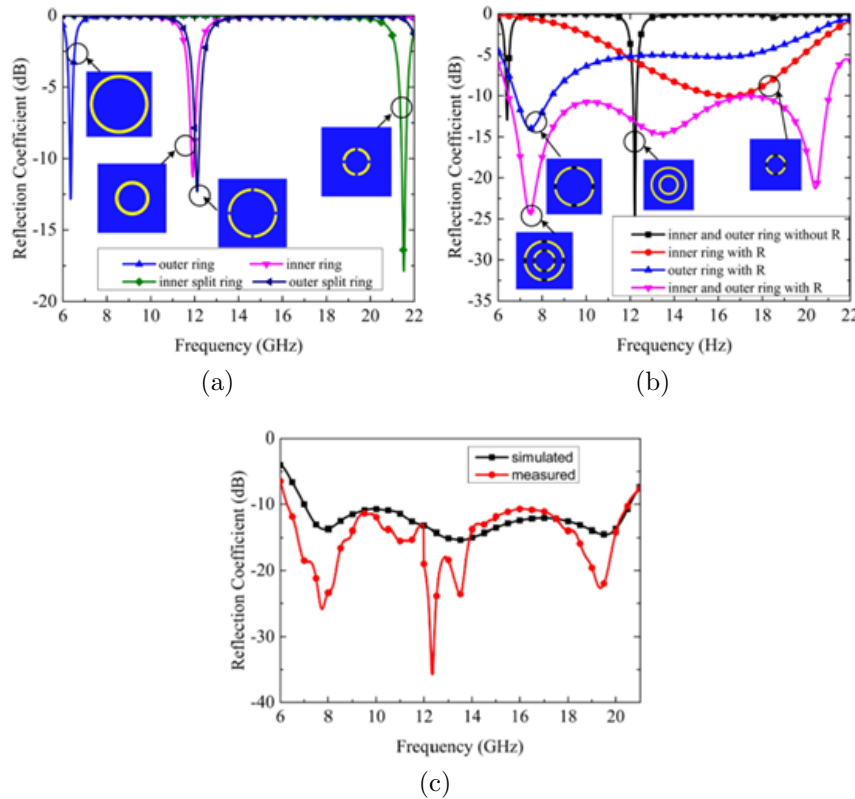


Figura 3.6: Reflexión de una celda unitaria que utiliza la geometría de anillo circular en su estructura.

*Nota.* a) De “Ultra-Wideband Polarization Insensitive Thin Absorber Based on Resistive Concentric Circular Rings”, Sambhav, S., Ghosh, J., & Singh, A. K., 2021, p. 1334, 1335, 1337 (<https://doi.org/10.1109/temc.2021.3058583>).

circular sin ranuras tiene una frecuencia de resonancia cerca de los 6 GHz, mientras que un anillo interior con cuatro particiones simétricas tiene una frecuencia de resonancia cercano a los 22 GHz. En el caso del anillo circular interior sin ranuras y un anillo exterior con las cuatro ranuras simétricas, tienen una frecuencia de resonancia cercana a los 12 GHz. En todos estos anillos circulares se resalta que el ancho de banda no se ve afectado por la presencia o ausencia de particiones.

Debido a que los autores querían lograr un ancho de banda mucho mayor, se dieron cuenta que un solo anillo circular con ranuras al que se le colocan resistencias de forma simétrica solo puede tener una sola frecuencia de resonancia donde apenas se obtiene una reflexión menor a -10 dB, como se puede observar en la Figura 3.6b con los anillos circulares ranurados en los que se colocaron 4 resistencias. Por el contrario, un arreglo de dos anillos circulares anidados sin particiones produce una reflexión mucho menor que -10 dB, pero su frecuencia de resonancia se queda en los 12 GHz con un ancho de banda muy pequeño. Por otra parte, la geometría de dos anillos ranurados colocados de forma anidada con cuatro resistencias simétricas cada uno, tiene tres frecuencias de resonancia notables entre las cuales la reflexión se mantiene por debajo de los -10 dB, esto se debe a que las resistencias provocan una reducción en el factor Q de la estructura resonante, además que al colocar simétricamente las resistencias se logra una insensibilidad a la polarización como nos indican los autores.

Con estas consideraciones junto con la optimización del espacio entre el circuito resonador y la pantalla metálica, así como de las resistencias, sirven para que los autores hayan logrado un absorbedor cuyo ancho de banda va de los 6.7 GHz a los 20.58 GHz con una absorción mayor al 90 %.

Al final los autores fabrican un arreglo de 18 x 18 celdas unitarias para probarlo en una cámara anecoica y comparar las mediciones con la respuesta en frecuencia obtenida mediante un simulador de alta frecuencia (Ver Figura 3.6c). En este punto, se debe destacar que la frecuencia de resonancia depende mucho del tamaño que tenga la celda unitaria y las imperfecciones en la fabricación provocan que las mediciones varíen.

En la investigación *Broadband and ultra-thin terahertz metamaterial absorber based on multi-circular patches* [46] se proponen realizar una metasuperficie absorbedora capaz de trabajar en Tera Hertz (THz) utilizando la geometría de parche circular. Esta geometría fue elegida por los autores debido a que cuenta con una alta simetría y es fácil de fabricar.

Con una metasuperficie con un solo parche circular los autores obtuvieron una frecuencia de resonancia a los 5.91 THz con una absorción del 99.9 %, sin embargo, el ancho de banda solo era de 0.21 THz. Para solucionar el problema del ancho de banda, los autores se dispusieron a aumentar la cantidad de

parches en la celda unitaria considerando los parámetros apropiados. Estos parámetros se refieren al radio que tendría el parche circular y la separación que existiría entre cada uno, así que dispusieron que cada fila diagonal correspondería a un grupo de parches y cada grupo tendría ligeras variaciones para estos parámetros. Al utilizar la disposición diagonal de los parches, los autores logran que se tengan las características de absorción del parche unitario, que se pueda trabajar con ondas TE y TM, además que se tiene mayor absorción comparados con otros arreglos.

La técnica para lograr un mayor ancho de banda consistió en formar un grupo de parches (Grupo II) con un radio de  $7 \mu m$ . Posteriormente, a este grupo se le agregó el primer grupo (Grupo I) en el cual se debía obtener la distancia de separación y el radio óptimo para aumentar el ancho de banda. Al realizar las pruebas de absorción para el arreglo de cuatro parches, los autores encontraron que: con un mayor aumento de la distancia, el ancho de banda mejoraba. Lo mismo ocurría con el radio del Grupo I, conforme iban aumentando, era más distinguible la presencia de dos frecuencias de resonancia (Ver Figura 3.7a). Es preciso mencionar que los autores se dieron cuenta que el grupo cuyo radio era mayor (Grupo I) es el encargado de tener una frecuencia de resonancia con un menor valor, mientras que el grupo con un radio menor (Grupo II) era el encargado de tener una frecuencia de resonancia con un mayor valor, es decir; a menor radio en los parches la frecuencia de resonancia va aumentando y a mayor radio en los parches la frecuencia de resonancia va disminuyendo.

Basándose en el análisis de los dos grupos, los autores agregaron un tercer grupo (Grupo III) cuyo radio debía ser menor a los dos grupos ya existentes para tener una tercera frecuencia de resonancia mayor a las anteriores y, por ende, un mayor ancho de banda (Ver Figura 3.7b). Este mismo proceso se realiza al introducir el último grupo (Grupo IV) cuyo radio será menor que el del grupo III (Ver Figura 3.7c). De esta forma lograron aumentar el ancho de banda a 0.98 THz con una absorción mayor al 90 %.

En ambos trabajos podemos observar que se trabaja con el círculo o la circunferencia en forma de parche para analizar su absorción y/o reflexión en el dominio de la frecuencia. De ambos trabajos se puede notar que la frecuencia de resonancia es mayor conforme se reduce el radio y menor conforme aumenta el radio, las geometrías soportan una copolarización y una polari-



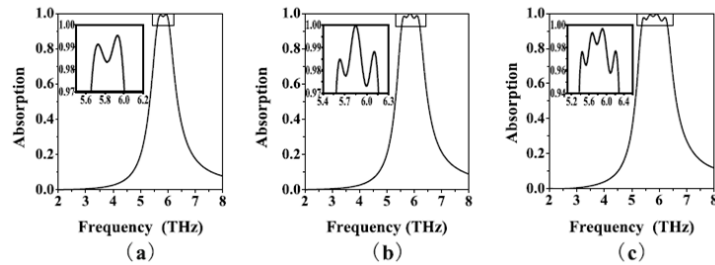


Figura 3.7: Respuesta en frecuencia utilizando un arreglo de parches circulares a) Dos parches b) Tres parches c) Cuatro parches.

*Nota.* De "Broadband and ultra-thin terahertz metamaterial absorber based on multi-circular patches. The European Physical Journal B, 86(7)", Wang, G. D., Liu, M. H., Hu, X. W., Kong, L. H., Cheng, L. L. & Chen, Z. Q., 2013, p. 4 (<https://doi.org/10.1140/epjb/e2013-30879-7>).

zación cruzada, cuentan con una fuerte simetría, además de poder trabajar con ondas TE y TM. En el siguiente capítulo se analiza el comportamiento de un anillo ranurado como un absorbedor, lo que complementaría en parte a estos últimos dos trabajos citados.

## Capítulo 4

# Diseño de metasuperficie con propiedades de absorción electromagnética

Como se ha observado, una metasuperficie consiste en un arreglo de celdas unitarias, formando un medio homogéneo o no homogéneo, las cuales cuentan con un diseño geométrico que no se encuentran de forma natural y son capaces de interactuar con las ondas EM. Por otro lado, en una metasuperficie con propiedades de absorción EM las ondas que pueda transmitir son suprimidas y todo el análisis se concentra en minimizar la reflexión.

El diseño del elemento resonador puede ser muy variado y combinar diferentes geometrías. Para esta tesis, se utiliza el diseño de un anillo ranurado con cuatro resistencias dispuestas de forma simétrica alrededor de la ranura y cuya frecuencia de resonancia sea de 33 GHz (frecuencia central de la banda Ka) capaz de lograr una absorción mayor al 90 %.

Como era de esperar, el valor de las resistencias, el radio y el ángulo de incidencia de la celda unitaria son simulados para obtener los valores con mejor desempeño y finalmente obtener el circuito equivalente con los valores que mejor representen el comportamiento de la celda unitaria.

## 4.1. Parámetros de diseño de la metasuperficie

Los parámetros de diseño de la celda unitaria deben ser capaces de encaminarse a cumplir los requerimientos necesarios para la celda unitaria. Dichos requerimientos son:

- Frecuencia de resonancia en 33 GHz.
- Reflexión menor a -10 dB.
- Absorción mayor al 90 %.
- Soportar un polarización lineal y circular.
- Baja sensibilidad al ángulo de incidencia.
- Funcionar dentro de la banda Ka (Ver Tabla 1.2).

De la ecuación 3.21 al realizar la absorción de las ondas EM se tiene una componente de reflexión y otra de transmisión, este último parámetro no se utiliza y puede ser reducido a cero colocando una pantalla de metal en la capa inferior de la celda unitaria. Al final, la componente de reflexión tiene mayor influencia.

Si bien se puede utilizar SSF como elemento pasivo, para este caso conviene más utilizar un CAA porque al introducir mayores pérdidas mediante las resistencias se puede lograr una mayor absorción.

La selección del anillo ranurado se debe a que esta geometría puede aceptar polarizaciones lineales y circulares, esto último se conoce como “alta simetría” [46] que también lo comparten los anillos de parches circulares como pudimos apreciar en el capítulo 3.4. De igual forma el tamaño de la celda unitaria debe ser menor a los 9.09 milímetros, para que se cumpla con la condición de tener un medio homogéneo.

La capa conductora sobre la que se realiza el diseño del anillo ranurado está hecha de cobre colocado sobre un sustrato que corresponde al dieléctrico Rogers RO4003C, el cual tiene una permitividad relativa ( $\epsilon_r$ ) de 3.55 con un

valor de tangente de pérdidas ( $\tan\delta$ ) de 0.0027. Este dieléctrico pertenece a la familia RO4000 [15], está fabricado específicamente para utilizarse en las aplicaciones de microondas con bajas pérdidas comparadas con los sustratos convencionales. Es posible fabricarlo a un precio competitivo partiendo del método convencional del FR-4 proporcionando un comportamiento eléctrico excelente que ayuda en las aplicaciones que requieren un buen ancho de banda. En las aplicaciones más comunes que se le da a la serie RO4000 son:

- Estaciones de antenas y amplificadores de potencia.
- Identificación de etiquetas en RF.
- Sensores y radares de velocidad.
- Transmisión de audio y video de forma satelital.

## 4.2. Análisis de la celda unitaria del elemento resonador

En este apartado se analizará las particularidades de un anillo ranurado al interactuar con las ondas EM. Como nos menciona Cohn (1969) [13], en una sección transversal de una ranura “el campo eléctrico se propaga a través de la ranura, el campo magnético se propaga de forma perpendicular a la ranura” [13]. Esto es muy conveniente debido a que se pueden utilizar elementos pasivos y activos, ya que existe una diferencia de tensión en los bordes de la ranura, es decir, se puede utilizar tecnología de montaje superficial. Así mismo Cohn nos muestra que la distribución de la corriente se da de forma paralela a la ranura y “la densidad de la corriente es mayor en los bordes de la ranura y disminuye rápidamente conforme se aleja de los bordes de la ranura” (Ver Figura 4.1).

En un trabajo más reciente, se puede observar que “debido a los efectos de la inducción y curvatura, dos corrientes superficiales se distribuyen entre un anillo ranurado” [24] (ver Figura 4.2). Con respecto a trabajos realizados para obtener un modelado teórico que concuerde con los resultados simulados y experimentales, aun se encuentran en desarrollo, pero concuerdan que es necesario realizar un análisis basándose en las ecuaciones de Maxwell, así

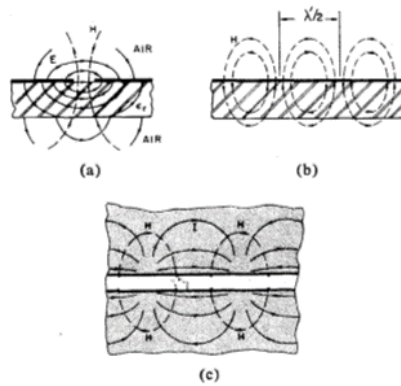


Figura 4.1: Distribución del campo EM y corriente en una ranura. a) Distribución del campo eléctrico, b) Distribución del campo magnético, c) Distribución de la corriente.

*Nota.* De “Slot Line on a Dielectric Substrate”, Cohn, S., 1969, p. 769 (<https://doi.org/10.1109/tmtt.1969.1127058>).

como en la teoría de líneas de transmisión. Esto último se puede observar en los trabajos de Conh y Marqués et al. [29], [28].

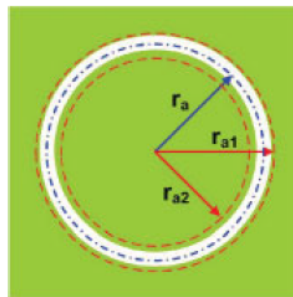


Figura 4.2: Distribución de corrientes en un anillo ranurado.

*Nota.* Modificado de “On the relationship among dual-mode double-ring and double slot-ring resonators for wide band-pass filter design”, Lu, S. T., Deng, P. C., Liu, J. C., & Wu, T. I., 2007, p. 118 (<https://doi.org/10.1002/mop.22998>).

Con la información de estos últimos dos trabajos se pueden resaltar las características de un anillo ranurado aplicado en una metasuperficie absorbadora, las cuales son:

- Su frecuencia de resonancia está relacionado con el tamaño del anillo ranurado.
- Su respuesta en frecuencia de la reflexión corresponde a un filtro paso banda.
- Soportan polarización lineal y circular.
- Capaz de trabajar con ondas TE y TM.
- Es posible utilizar tecnología de montaje superficial (SMT) sobre el elemento resonante.
- Cuenta con un intervalo de absorción, bajo incidencias oblicuas de ondas EM.

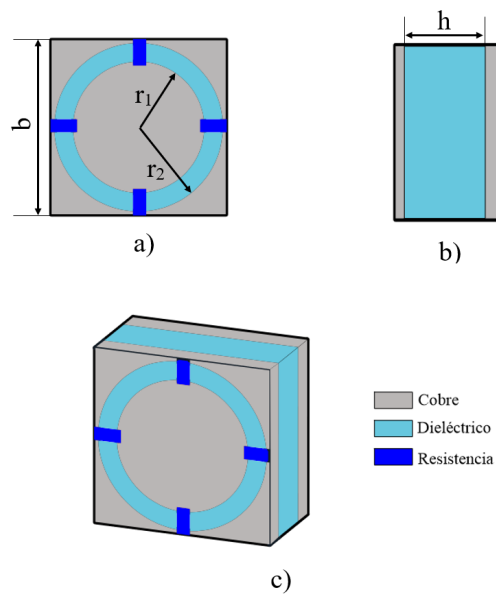


Figura 4.3: Diseño de metasuperficie con un anillo ranurado, con cuatro resistencias agrupadas. a) Vista superior, b) Vista lateral, c) Vista 3D.

La celda unitaria en este trabajo se puede observar en la Figura 4.3. Tiene una periodicidad  $b$  con un espesor  $h$ , el elemento resonante está constituido por un anillo ranurado centrado con radio interior ( $r_1$ ) de 1.394 mm y radio

exterior ( $r_2$ ) de 1.791 mm, dejando el resto de la celda cubierta con el material conductor, para este caso, el color gris representa la capa de cobre y el color azul claro representa el sustrato sobre el que descansa el cobre. De igual forma, el anillo ranurado contine cuatro resistencias colocadas de forma simétrica que se muestran en color azul rey.

### 4.3. Optimización de la celda unitaria

En el estado del arte se observó que las metasuperficies son optimizadas en sus parámetros geométricos de la superficie selectiva de frecuencia utilizada o sus combinaciones de geometrías básicas que pudiera tener, en las resistencias que contengan, en el espesor del sustrato dieléctrico, en su ángulo de incidencia y su ángulo de polarización. Los autores de cada trabajo logran optimizar estas características apoyándose en un software de alta frecuencia especializado para estructuras en 3D, dicho software es el encargado de controlar las condiciones de frontera para obtener el resultado más apegado a la realidad.

Como se mencionó en el capítulo anterior, los parámetros para la celda unitaria de este trabajo son:  $r_1$ ,  $r_2$ ,  $b$  y  $h$ . El último parámetro cuenta con mayor complejidad para controlar debido a que sus medidas están controladas por las empresas fabricantes de los sustratos dieléctricos, en este caso se utiliza el sustrato Rogers RO4003C que cuenta con un buen comportamiento en altas frecuencias. El tamaño para los lados de la celda unitaria se fijó en  $b = 3.7$  mm, dejando el valor para las resistencias y los radios a optimizar. Aunque, de estos últimos ya se mencionaron sus valores optimizados en este subtema se observará como se llegó a la conclusión para seleccionar sus valores.

En el software utilizado para realizar la simulación, es posible realizar la modelación 3D de una estructura EM y para este caso se le da mayor enfoque al área de microondas dentro del dominio de la frecuencia. Cabe destacar que la estructura solo puede tener un modelado periódico, por lo que su tamaño está limitado hasta media longitud de onda. De la misma forma, se utiliza una malla cuadrada con condiciones de frontera de celda unitaria en las direcciones  $x$  y  $y$  dejando abierto en la dirección  $z$  y agregando un espacio donde se colocaron puertos de guía de onda para realizar la simulación de

la metasuperficie, esto quiere decir que, en el simulador se realiza un arreglo periódico en forma de malla, pero solo se considera la respuesta que tendrá una sola celda unitaria. Por otra parte, se utiliza una onda de polarización circular para excitar la celda unitaria y obtener la respuesta en frecuencia de los parámetros S ( $S_{11}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{21}$ ,  $S_{22}$ ).

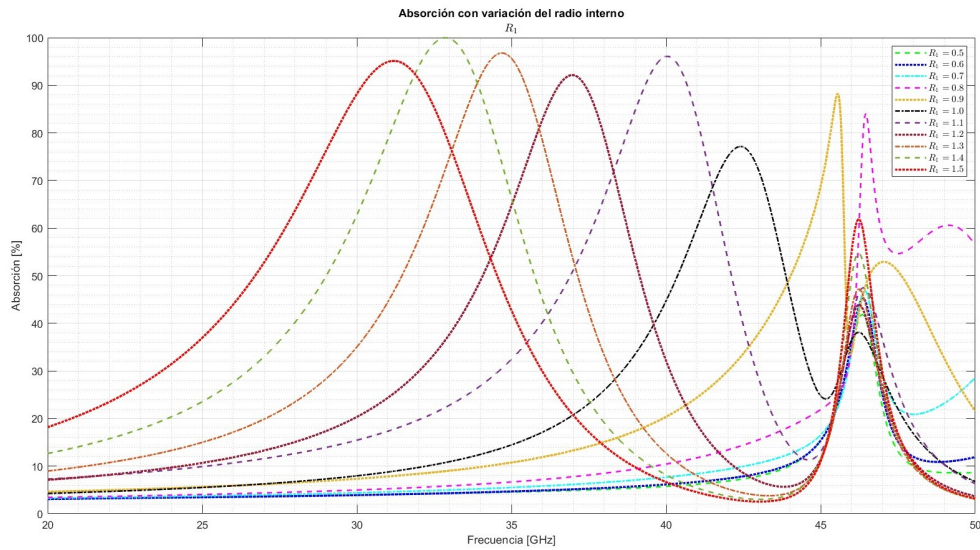


Figura 4.4: Absorción de la metasuperficie de un anillo ranurado con cuatro resistencias agrupadas variando  $R_1$ .

Iniciando con el radio interno, su valor se sometió a una variación de 0.5 mm a 1.5 mm, manteniendo el radio exterior y las resistencias en valores fijos ( $R_{ext} = 1.791$  mm,  $R = 70 \Omega$ ). Las gráficas de la absorción se muestran en la Figura 4.4, mientras que las gráficas de la reflexión se muestran en la Figura 4.5.

En ambas respuestas, podemos observar que conforme el radio interior comienza a aumentar se hace más evidente la frecuencia de resonancia que tiene la metasuperficie. El valor óptimo se obtiene con  $R_{int} = 1.4$  mm en el que la absorción alcanza un valor superior al 99.9%, mientras que la reflexión está muy por debajo de los -10 dB a una frecuencia de 32.87 GHz.



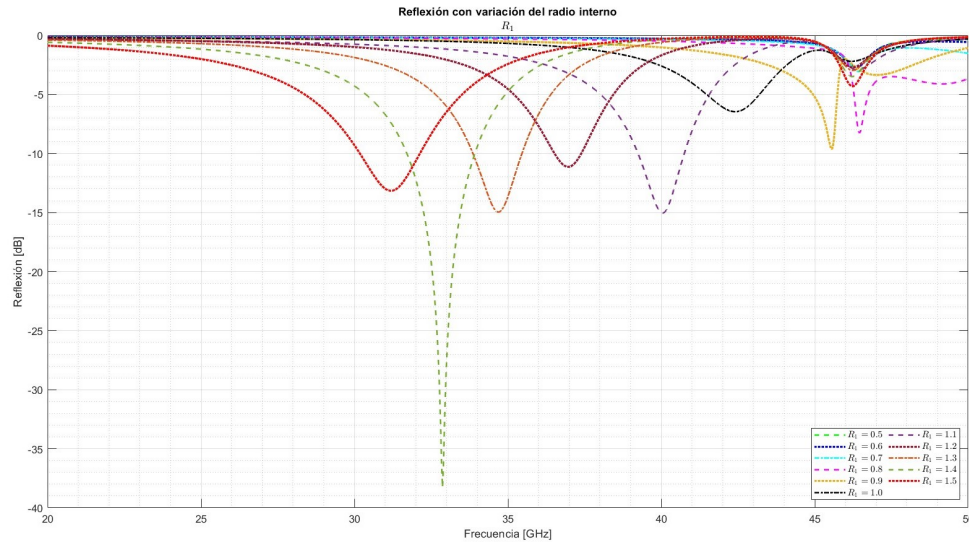


Figura 4.5: Reflexión de la metasuperficie de un anillo ranurado con cuatro resistencias agrupadas variando  $R_1$ .

A su vez, el radio exterior no se somete a una variación, ya que con el radio interior optimizado, el espacio sobrante no es suficiente para poder apreciar en un amplio intervalo su contribución en la frecuencia de resonancia, dejando el valor de la resistencia como último parámetro a optimizar.

De la misma forma en que se obtuvo el valor óptimo para el radio interno, la resistencia se varía en un intervalo de  $40 \Omega$  a  $120 \Omega$  y así obtener el valor óptimo con el radio interno y externo fijos. La absorción que presenta la celda unitaria se puede observar en la Figura 4.6, mientras que la reflexión se puede observar en la Figura 4.7. En ambas figuras se puede observar cómo la resistencia de menor valor nos proporciona una menor frecuencia de resonancia, pero conforme se va aumentando se logra encontrar el valor que nos proporciona la mejor absorción.

La resistencia óptima es  $R = 70 \Omega$ , ya que se obtiene una absorción del 99.9% y una reflexión de -35.4 dB centrado en la frecuencia de 33 GHz. Con este valor se obtiene una reflexión menor a  $-10$  dB y una absorción mayor al 90% en un intervalo de 31.847 a 34.061 GHz con un ancho de banda de

2.214 GHz.

Cabe destacar que la presencia de las cuatro resistencias, aumentan la absorción de un anillo ranurado, porque sin estos elementos no se logra una absorción superior al 1 % y la reflexión no supera los -0.5 dB.

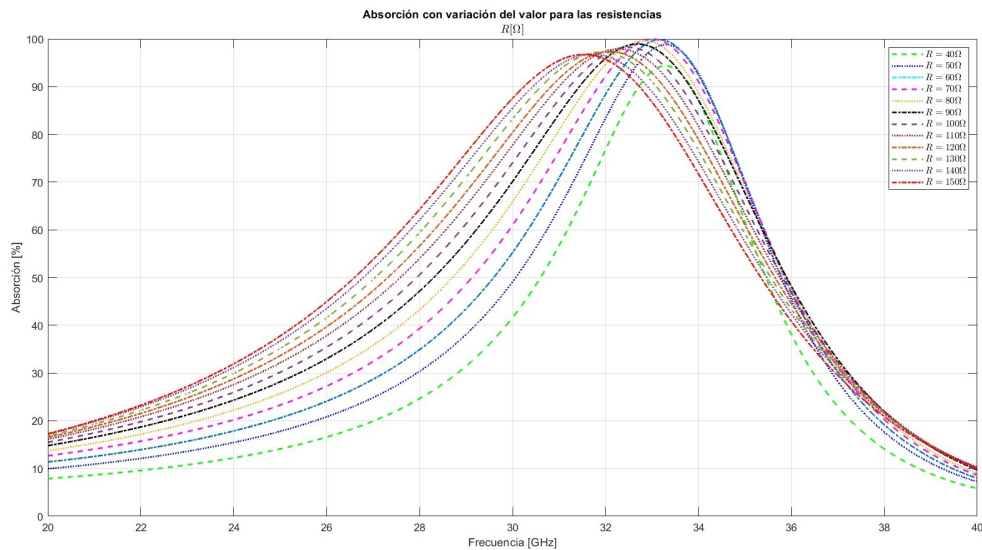


Figura 4.6: Absorción de la metasuperficie de un anillo ranurado con cuatro resistencias agrupadas variando el valor de las resistencias.

Una parte importante es observar la absorción y reflexión que tiene la celda unitaria cuando el ángulo de incidencia es diferente de 0°, es decir, cuando la incidencia de las ondas no le llega de forma perpendicular a la celda unitaria. Este comportamiento también es posible obtenerlo mediante la simulación, al ir variando el ángulo de incidencia en un intervalo de 0° a los 25° con pasos de cinco grados.

La absorción se muestra en la Figura 4.8 en la cual se puede observar que el valor decremanta conforme el ángulo de incidencia continúa aumentando, específicamente, se tiene una absorción de 99.96 %, 99.94 %, 99.81 % para los ángulos de incidencia de 0°, 5° y 10°; una absorción del 99.64 %, 99.49 % y 98.54 % con un ángulo de incidencia de 15°, 20° y 25°. Por otro lado, la re-

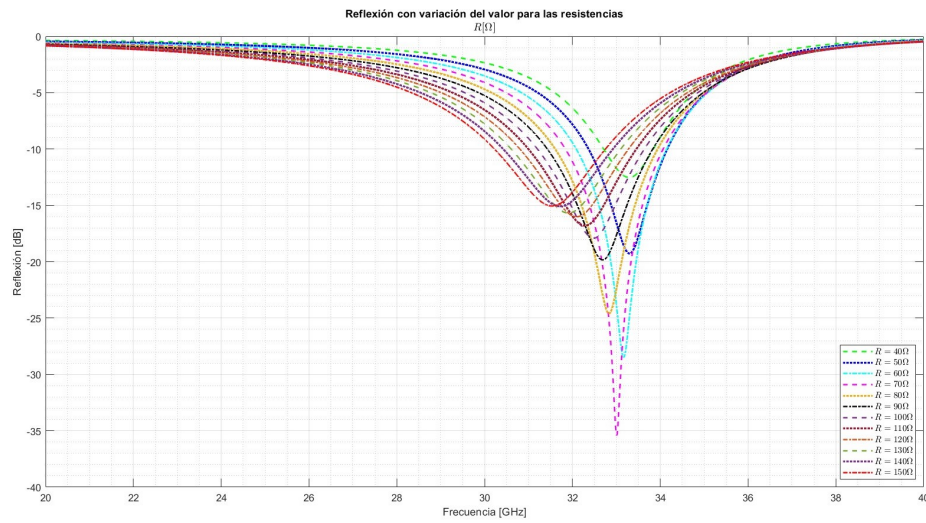


Figura 4.7: Reflexión de la metasuperficie de un anillo ranurado con cuatro resistencias agrupadas variando el valor de las resistencias.

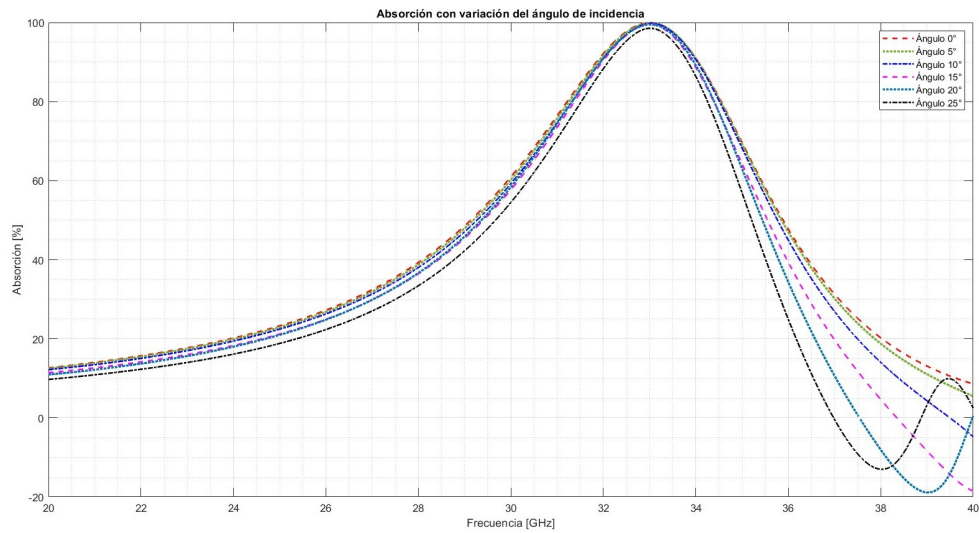


Figura 4.8: Absorción de la metasuperficie de un anillo ranurado con cuatro resistencias agrupadas bajo un ángulo de incidencia de  $0^\circ$  a  $25^\circ$ .

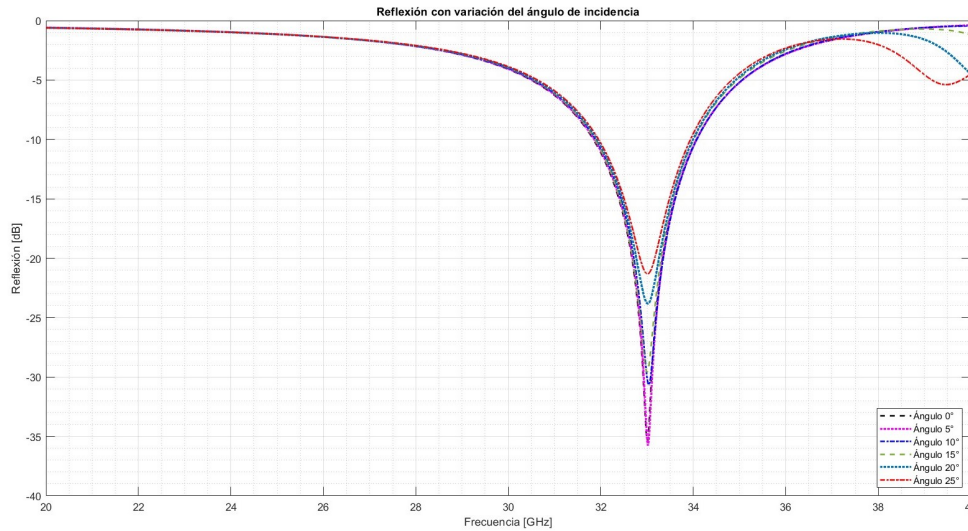


Figura 4.9: Reflexión de la metasuperficie de un anillo ranurado con cuatro resistencias agrupadas bajo un ángulo de incidencia de  $0^\circ$  a  $25^\circ$ .

flexión se muestra en la Figura 4.9 en el que sus valores mínimos son -35.40 dB, -35.77 dB y -30.68 dB para los ángulos de incidencia de  $0^\circ$ ,  $5^\circ$  y  $10^\circ$ ; una reflexión de -29.60 dB, -23.82 dB y -21.32 dB para los ángulos de incidencia de  $15^\circ$ ,  $20^\circ$  y  $25^\circ$ .

Hay que mencionar, que los valores para ambos casos se encuentran centrados alrededor de los 33 GHz con una variación máxima de +0.04 GHz.

Como se pudo observar, para la reflexión y la absorción se tendría como ángulo máximo de incidencia óptima los  $25^\circ$ , ya que es donde la absorción se mantiene superior al 99% y la reflexión continúa por debajo de los -10 dB manteniendo una frecuencia de resonancia de 33 GHz.

## 4.4. Simulación y respuesta en frecuencia de la metasuperficie

Una vez realizada la optimización del radio interior, el valor de las resistencias y observar la absorción y reflexión bajo diferentes ángulos de incidencia; se obtiene la metasuperficie optimizada cuyos valores finales se muestran en la Tabla 4.1.

Tabla 4.1: Valores finales para la celda unitaria.

$r_1$	1.394 mm
$r_2$	1.791 mm
$\mathbf{b}$	3.7 mm
$\mathbf{R}$	70 $\Omega$
<b>Espesor (h)</b>	0.508 mm

El valor para el espesor de la capa de cobre junto al espesor de la placa donde se realice el diseño de la celda unitaria ( $\mathbf{b}$ ) depende mucho del fabricante, así como de la técnica de microfabricación para realizar el elemento resonante, así mismo, para tener una mejor resolución se debe considerar un espesor del cobre en  $12 \mu\text{m}$ .

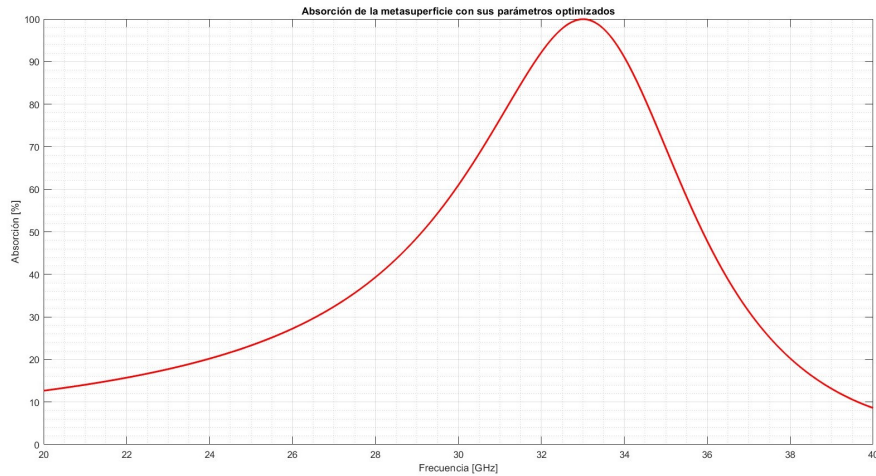


Figura 4.10: Absorción optimizada de la metasuperficie con un anillo ranurado y cuatro resistencias agrupadas de forma simétrica.

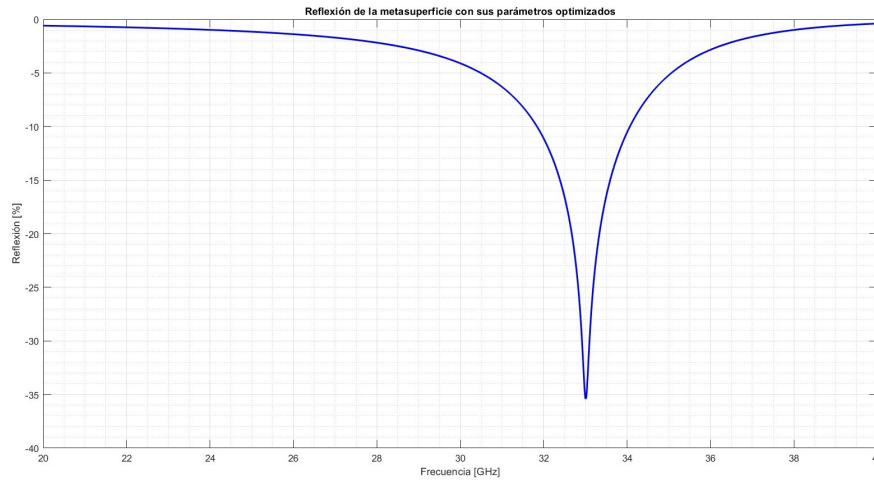


Figura 4.11: Reflexión optimizada de la metasuperficie con un anillo ranurado y cuatro resistencias agrupadas de forma simétrica.

Con los valores ya optimizados se alcanza una absorción del 99.96 %, una reflexión de -35.4 dB centrados a 33 GHz y un intervalo de 31.847 a 34.061 GHz donde la absorción es mayor al 90 %. La gráfica para la absorción final se muestra en la Figura 4.10 y la gráfica de la reflexión se muestra en la Figura 4.11.

## 4.5. Circuito equivalente de la metasuperficie

El circuito está basado en el modelo de línea de transmisión como en el trabajo de Tirkey M. et al. [44], además en el trabajo de Yu Feng-Fu et al. [17] se aprecia que el modelo eléctrico equivalente para una ranura corresponde a una inductancia y una capacitancia conectados en paralelo y para este caso, al conectar una resistencia en el elemento resonador esta también se modela en paralelo con la inductancia y la capacitancia.

Como ya se obtuvo la respuesta de la celda unitaria mediante en el dominio de la frecuencia utilizando un simulador especial, podemos utilizar un circuito LCR en paralelo para obtener una simulación con el valor de la resistencia, la capacitancia y la inductancia definidas por valores prácticos, así

mismo, se incluye la impedancia que presenta el sustrato dieléctrico. El diseño del circuito equivalente para el anillo ranurado se puede observar en la Figura 4.12.

Como se observa en el trabajo de Cohn S. (1969) [13] y Lu S. T. et al. (2007) [24] la distribución de la corriente se da a lo largo de la ranura generando un campo magnético, es decir, esta corriente es la encargada de provocar una inductancia en la celda unitaria.

De la misma forma, el espacio en el sustrato absorbedor tiene un comportamiento capacitivo debido a una diferencia de potencial eléctrico entre los bordes de la ranura. Esto se puede ver como un capacitor de placas paralelas. Respecto a la resistencia, es obtenida por las pérdidas que tiene el sustrato absorbedor y las cuatro resistencias de  $70 \Omega$  que se encuentran en la celda unitaria.

Finalmente, el sustrato dieléctrico se encuentra modelado como una impedancia de línea de transmisión ( $LT_{sd}$ ) y la pantalla metálica detrás del sustrato corresponde a un corto circuito.

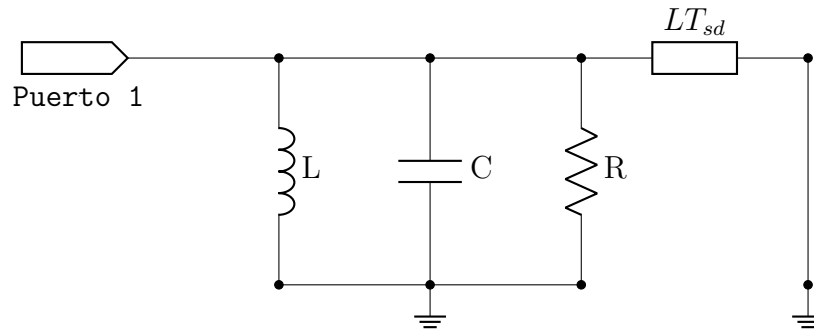


Figura 4.12: Circuito eléctrico para la celda unitaria de un anillo ranurado con cuatro resistencias agrupadas.

Para obtener su comportamiento a una frecuencia extremadamente alta, se utilizó un software especializado para diseño, simulación y optimización de circuitos electrónicos de alta frecuencia. En esta simulación es posible obtener los parámetros S, de los cuales, nos interesa la absorción y reflexión

que tiene el circuito equivalente.

El coeficiente de reflexión (parámetro de dispersión  $S_{11}$ ) se obtiene del Puerto 1 con la impedancia del espacio libre [39] ( $Z_0 = 377 \Omega$ ). Los parámetros de la línea de transmisión [31] se muestran a continuación:

Impedancia:

$$Z = \frac{377[\Omega]}{\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{377}{\sqrt{3.55}} = 200.09 \Omega \quad (4.1)$$

Longitud de onda del espacio libre  $\lambda_0$ :

$$\lambda_0 = \frac{c}{f} = \frac{3 \times 10^8 \frac{m}{s}}{33 \text{ GHz}} = 9.09 \text{ mm} \quad (4.2)$$

Longitud de onda a través del sustrato dieléctrico:

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_0}} \quad (4.3)$$

Constante de fase  $\beta$ :

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

$$\beta = \frac{2\pi}{\frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}}} = \frac{2\pi\sqrt{\epsilon_r}}{\lambda_0} \quad (4.5)$$

Longitud eléctrica  $E$ :

$$E = \beta l = \frac{2\pi\sqrt{\epsilon_r}}{\lambda_0} h \left( \frac{180^\circ}{\pi} \right) = \left( \frac{2\sqrt{3.55}}{9.09 \text{ mm}} \right) (0.508 \text{ mm}) (180^\circ) = 37.9^\circ \quad (4.6)$$

El valor de  $l$  corresponde al espesor del sustrato dieléctrico  $h$ .

Frecuencia  $f$ :

$$f = 33 \text{ GHz} \quad (4.7)$$



De esta forma, ya se conoce el valor de la impedancia del sustrato dieléctrico. El valor de la inductancia, la capacitancia y la resistencia se sintonizaron en la frecuencia de 33 GHz, sin embargo, se considera colocar el valor de la resistencia en  $377 \Omega$  correspondiente a un acoplamiento entre la impedancia de entrada y la impedancia del espacio libre en la frecuencia de resonancia. En cuanto a al valor de la inductancia y la capacitancia, en el trabajo de Tirkey M. y Gupta N. [44] al utilizar la banda Ka los valores que obtienen para su circuito equivalente se encuentran en el intervalo de 0 a 1 nH y pF, respectivamente, indicándonos el intervalo para obtener sus valores sintonizados. La sintonización es una propiedad que nos otorga el simulador en el dominio de la frecuencia utilizando los parámetros S. En este proceso, se acota el intervalo de frecuencias de 20 a 40 GHz para realizar la simulación en tiempo real, ajustando los valores de la inductancia, la capacitancia y la resistencia tomando como puntos de referencia la frecuencia de resonancia, las frecuencias inferior y superior a -10 dB de la reflexión obtenida en la simulación de la metasuperficie con sus parámetros optimizados.

Los valores para cada elemento después de la simulación y optimización del circuito equivalente a partir de la sintonización de los elementos, con ayuda del software especializado se obtuvieron los siguientes valores:

$$\begin{aligned}R &= 364.8 \Omega \\L &= 0.20983 \text{ nH} \\C &= 0.14192 \text{ pF} \\Z_{sd} &= 200.092 \Omega\end{aligned}$$

Con los valores obtenidos mediante la simulación del circuito LCR y comparándolos con la respuesta en frecuencia de la celda unitaria, en la Figura 4.13 podemos observar la respuesta de la reflexión en el dominio de la frecuencia. Observamos que se tiene una respuesta centrada en los 33 GHz, manteniendo una respuesta similar desde los -20 dB hasta los -35 dB. Esto quiere decir que, el circuito equivalente mantiene una buena respuesta en frecuencia de la celda unitaria.

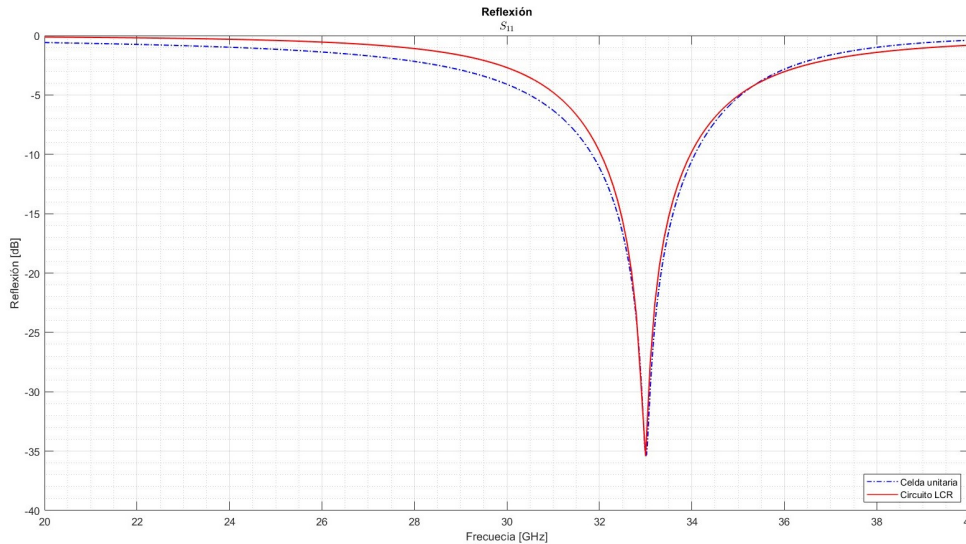


Figura 4.13: Comparación de la reflexión obtenida en la simulación de la celda unitaria y el circuito equivalente.

## 4.6. Resultados

Con el desarrollo de esta tesis se obtuvo el análisis, diseño, simulación y optimización de una metasuperficie novedosa capaz de absorber las ondas EM aplicando un circuito análogo absorbente (CAA) con la geometría de un anillo ranurado evitando la transmisión de las ondas EM y disminuyendo la cantidad de ondas EM reflejadas para lograr un alto nivel de absorción. Al utilizar una geometría básica, resulta ser de fácil fabricación a un bajo costo.

De la misma forma, en el proceso se obtiene un diseño capaz de soportar una polarización lineal y una polarización circular capaz de trabajar con diferentes ángulos de incidencia.

Las principales aplicaciones para una metasuperficie absorbidora en la banda Ka, se dan en la conectividad satelital, así como en las tecnologías de radares. Los resultados arrojan una frecuencia de resonancia de 33 GHz en la cual se tiene una absorción del 99.96 % manteniendo una reflexión de  $-35.4$  dB. La absorción se puede mantener con un valor superior al 90 % con un ángulo de incidencia que va de los  $0^\circ$  a los  $25^\circ$ . El intervalo donde se obtiene

una absorción mayor al 90 % y una reflexión menor a  $-10$  dB es de 31.847 a 34.061 GHz con un ancho de banda de 2.214 GHz.

Finalmente, la respuesta de la celda unitaria se compara con la respuesta del circuito equivalente LCR en paralelo (basado en la teoría de líneas de transmisión) obteniendo una reflexión similar entre los  $-20$  dB a los  $-35$  dB alrededor de los 33 GHz.

## 4.7. Conclusiones

Con el desarrollo de la tesis se obtuvieron las siguientes conclusiones:

1. Al implementar un absorbedor de ondas EM se reduce la presencia de estas ondas en el medio ambiente, evitando que existan interferencias EM. Esto se traduce como un buen uso del espectro EM.
2. Una metasuperficie es un arreglo homogéneo o no homogéneo de un arreglo de celdas unitarias en 2D que contienen elementos resonantes capaces de interactuar con las ondas EM y que no se encuentran de forma natural.
3. La investigación sobre las metasuperficies absorbedoras utilizando diferentes elementos resonantes presentan una gran diversidad y se encuentran en constante desarrollo, lo que me permitió obtener un panorama amplio para lograr el desarrollo completo de una metasuperficie absorbedora utilizando un anillo ranurado.
4. Al utilizar el anillo ranurado como elemento resonante, se obtiene un nuevo conocimiento de las metasuperficies y su respuesta en frecuencia.
5. El desarrollo de los métodos de diseño para las diferentes metasuperficies nos proporcionan un estudio general para cualquier metasuperficie y lograr un buen desarrollo de las metasuperficies. En esta tesis se mostraron las ideas generales para mostrar las características de los materiales y de dónde surgen las ideas para obtener las condiciones de frontera.

6. Al utilizar un CAA como elemento resonante, se tiene un comportamiento paso banda para el valor de la absorción en la metasuperficie. Esto se debe a la naturaleza que tiene el CAA.
7. El material dieléctrico que se utilice para sostener el elemento resonante es de gran importancia, ya que puede cambiar la frecuencia de resonancia de la celda unitaria.
8. Se obtuvo el desarrollo de una metasuperficie absorbadora de ondas EM con una frecuencia de resonancia de 33 GHz capaz de suprimir la transmisión, reducir la reflexión de las ondas EM a  $-35.4$  dB con una absorción del 99.96 %. El intervalo donde se obtiene una absorción mayor al 90 % y una reflexión menor a  $-10$  dB es de 31.847 a 34.061 GHz con un ancho de banda de 2.214 GHz.
9. La geometría de anillo ranurado es capaz de manejar una polarización lineal y una polarización circular, además de poder trabajar bajo un intervalo en el ángulo de incidencia oblicua.
10. Es conveniente utilizar un sustrato dieléctrico que sea capaz de contar con un buen comportamiento a altas frecuencias, es decir, que su tangente de pérdidas sea estable al trabajar en la frecuencia de resonancia. Para este caso se utilizó Rogers RO4003C que es un dieléctrico capaz de trabajar con frecuencias de microondas.
11. Al utilizar un software especializado en altas frecuencias de estructuras 3D para el análisis electromagnético, se realizó la optimización de la celda unitaria y se obtuvo la absorción y la reflexión en términos de los parámetros de dispersión S. Esto se logró al utilizar una onda con polarización circular para excitar la celda unitaria y obtener la respuesta en frecuencia.
12. Para este caso, debido al tamaño de la celda unitaria la optimización se concentro en el valor del radio interno ( $r_1$ ) y el valor de las resistencias para lograr el mayor porcentaje de absorción con una frecuencia de resonancia a 33 GHz.
13. Se logró obtener una absorción del 99.96 % y una reflexión de  $-35.4$  dB a una frecuencia de 33 GHz con un intervalo de absorción mayor al 90 % y una reflexión menor a  $-10$  dB de 31.847 a 34.061 GHz con un ancho

de banda de 2.214 GHz. Así mismo, el diseño de la metasuperficie es capaz de soportar las ondas EM con un ángulo de incidencia que va de los  $0^\circ$  a los  $25^\circ$ .

14. Con la utilización del software especializado en el análisis de circuitos electrónicos de alta frecuencia, se obtuvo la respuesta en frecuencia del circuito equivalente de la metasuperficie.
15. El circuito equivalente está basado en el modelo de una línea de transmisión con los elementos LCR conectados en paralelo, además de considerar la impedancia del sustrato Rogers RO4003. Su respuesta en frecuencia de la reflexión comparada con la respuesta en frecuencia de la celda unitaria muestra una buena coincidencia.
16. Al utilizar el diseño de un anillo ranurado con cuatro resistencias conectadas en forma simétrica, se obtiene una metasuperficie con un alto nivel de absorción trabajando a una frecuencia de 33 GHz, un intervalo de absorción mayor al 90 % y una reflexión menor a  $-10$  dB de 31.847 a 34.061 GHz, con un ancho de banda de 2.214 GHz capaz de trabajar con una polarización lineal y circular bajo diferentes ángulos de incidencia, que puede ser implementado en tecnología satelital o tecnología de radares. Además, al utilizar una geometría básica, resulta fácil de implementar con un menor costo de fabricación.

# Referencias

- [1] Mohammad Abdul Shukoor y Sukomal Dey. “Broadband Polarization Insensitive Angular Stable Cross Dipole Loaded Circular Ring Circuit Analog Absorber (CAA) for X to K-Band Applications”. En: *2020 International Symposium on Antennas & Propagation (APSYM)*. 2020, págs. 97-100. DOI: 10.1109/APSYM50265.2020.9350670.
- [2] Karim Achouri y Christophe Caloz. *Electromagnetic Metasurfaces Theory and Applications*. John Wiley & Sons, Inc., 2021.
- [3] Clara L. Álvarez. *Espectro radioeléctrico, derechos humanos y competencia*. Centro de estudios constitucionales SCJN. 2016. URL: <https://www.sitios.scjn.gob.mx/cec/revista-digital/julio-diciembre-2016>.
- [4] A. A. G. Amer, Sapuan S. Z., Nasimuddin N. y Hassan M. F. *A Broadband Wide-Angle Metasurface Absorber for Energy Harvesting Applications*. *2021 International Conference of Technology, Science and Administration (ICTSA)*. 2021. DOI: <https://doi.org/10.1109/ictsa52017.2021.9406540>.
- [5] Viktor S. Asadchy, Ana Díaz-Rubio y Sergei A. Tretyakov. En: *Nanophotonics* 7.6 (2018), págs. 1069-1094. DOI: doi:10.1515/nanoph-2017-0132. URL: <https://doi.org/10.1515/nanoph-2017-0132>.
- [6] K. Aydin, Bulu I., Guven K., Kafesaki M., Soukoulis C. M. y Ozbay E. *Investigation of magnetic resonances for different split-ring resonator parameters and designs*. *New Journal of Physics*, 7, 168-168. 2005. DOI: <https://doi.org/10.1088/1367-2630/7/1/168>.
- [7] D.G. Baranov, Krasnok A. y Alú A. *Coherent Virtual Absorption Based on Complex Zero Excitation for Ideal Light Capturing*. 2017. DOI: <https://doi.org/10.48550/arXiv.1710.09345>.

- [8] W. Bauer y Westfall G. *Física para ingeniería y ciencias con física moderna*. 2. China: Mc Graw Hill Education, 2011. ISBN: 978-607-15-0546-0.
- [9] W. Bauer y Westfall G. *Física para ingeniería y ciencias con física moderna*. 1. China: Mc Graw Hill Education, 2011. ISBN: 978-607-15-0545-3.
- [10] Y. Chang, Che W. y Chow Y. L. *Theoretical investigation on wideband folded dipole microwave absorber using filtering concept*. *2012 Asia Pacific Microwave Conference Proceedings*. 2022. DOI: <https://doi.org/10.1109/apmc.2012.6421665>.
- [11] Prakash Kumar Chaturvedi. *Microwave, Radar & RF Engineering*. Springer Singapore, 2018. ISBN: 978-981-10-7964-1. DOI: <https://doi.org/10.1007/978-981-10-7965-8>.
- [12] Y. Cheng, Zou Y., Luo H., Chen F. y Mao X. *Compact Ultra-Thin Seven-Band Microwave Metamaterial Absorber Based on a Single Resonator Structure*. *Journal of Electronic Materials*, 48(6), 3939-3946. 2019. DOI: <https://doi.org/10.1007/s11664-019-07156-z>.
- [13] S. Cohn. *Slot Line on a Dielectric Substrate*. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 17(10), 768-778. 1969. DOI: <https://doi.org/10.1109/tmtt.1969.1127058>.
- [14] Commscope. *Microwave communication basics. The theory, practices and technologies that link the wireless world*. URL: <https://www.commscope.com/Resources/eBooks/Microwave-Communication-Basics-eBook/>.
- [15] Rogers Corporation. *RO4003C™ Laminates*. 2023. URL: <https://www.rogerscorp.com/advanced-electronics-solutions/ro4000-series-laminates/ro4003c-laminates>.
- [16] Cámara de Diputados. (2014b, julio 14). *Ley Federal de Telecomunicaciones y Radiodifusión*. Recuperado 26 de enero de 2022, de. URL: <http://www.diputados.gob.mx/LeyesBiblio/ref/lftr.htm>.
- [17] Y. F. Fu, Ji J. D., Wang Y. J., Zhou F. K., Wang C. y Chen P. *Broadband Radar Cross Section Reduction Binary Metasurface With a High-Efficiency Intraband Transmission Window*. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 21(5), 878-882. 2022. DOI: <https://doi.org/10.1109/lawp.2022.3149930>.

- [18] Roger F. Harrington. *Time-Harmonic Electromagnetic Fields*. John Wiley & Sons, Inc., 2001. ISBN: 0-471-20806-X.
- [19] M. Jaramillo y Alvarado C. *Electricidad y magnetismo*. México: Trillas, 1997.
- [20] Yongtao Jia y Ying Liu. “Low-RCS Slot Array Antenna Using a Hybrid Metasurface”. En: *2019 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP)*. 2019, págs. 1-2.
- [21] T. Jun Cui, R. Smith D. y Ruopeng L. *Metamaterials. Theory, Desing, and Applications*. Springer New York Dordrech Heilderberg London, 2010. ISBN: 978-1-4419-0572-7. DOI: <https://doi.org/10.1007/978-1-4419-0573-4>.
- [22] V. Kaushal, Birwal A., Patel S. M. y Patel K. *Path Loss of Two-Port Circular-Ring Slot Antenna For RFID Applications. 2021 IEEE International Conference on RFID Technology and Applications (RFID-TA)*. 2021. DOI: <https://doi.org/10.1109/rfid-ta53372.2021.9617413>.
- [23] You Li, Huangyan Li, Yunwen Wang, Yi Wang y Qunsheng Cao. “A Novel Switchable Absorber/Linear Converter Based on Active Metasurface and its Application”. En: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 68.11 (2020), págs. 7688-7693. DOI: [10.1109/TAP.2020.2980301](https://doi.org/10.1109/TAP.2020.2980301).
- [24] S. T. Lu, Deng P. C., Liu J. C. y Wu T. I. *On the relationship among dual-mode double-ring and double slot-ring resonators for wide band-pass filter design. Microwave and Optical Technology Letters*, 50(1), 117-122. 2007. DOI: <https://doi.org/10.1002/mop.22998>.
- [25] X. Lv, Chen S. J., Galehdar A., Withayachumnankul W. y Fumeaux C. *Fast Semi-Analytical Design for Single-FSS-Layer Circuit-Analog Absorbers. IEEE Open Journal of Antennas and Propagation*, 1, 483-492. 2020. DOI: <https://doi.org/10.1109/ojap.2020.3021717>.
- [26] Zheyipei Ma, Chao Jiang, Wenbo Cao, Jiale Li y Xiaozhong Huang. “An Ultrawideband and High-Absorption Circuit-Analog Absorber With Incident Angle-Insensitive Performance”. En: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 70.10 (2022), págs. 9376-9384. DOI: [10.1109/TAP.2022.3177490](https://doi.org/10.1109/TAP.2022.3177490).



- [27] A. Marini, Ramaccia D., Toscano A. y Bilotti F. *Metasurface design constraints in Metasurface-based Virtual absorbers. 2021 XXXIVth General Assembly and Scientific Symposium of the International Union of Radio Science (URSI GASS)*. 2021. DOI: <https://doi.org/10.23919/ursigass51995.2021.9560324>.
- [28] R. Marques, Mesa F., Martel J. y F. Medina. *Comparative analysis of edge- and broadside-coupled split ring resonators for metamaterial design - Theory and experiments. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 51(10), 2572-2581*. 2003. DOI: <https://doi.org/10.1109/tap.2003.817562>.
- [29] R. Marqués, Medina F. y Rafii-El-Idrissi R. *Role of bianisotropy in negative permeability and left-handed metamaterials. Physical Review B, 65(14)*. 2002. DOI: <https://doi.org/10.1103/physrevb.65.144440>.
- [30] V. Mathur y Gupta M. *Comparison of performance characteristics of rectangular, square and hexagonal microstrip patch antennas. Proceedings of 3rd International Conference on Reliability, Infocom Technologies and Optimization*. 2014. DOI: <https://doi.org/10.1109/icrito.2014.7014684>.
- [31] David M. Pozar. *Microwave Engineering*. 4. John Wiley & Sons, Inc., 2012. ISBN: 978-0-470-63155-3.
- [32] O. M. Ramahi, Almoneef T. S., AlShareef M. y Boybay M. S. *Metamaterial particles for electromagnetic energy harvesting. Applied Physics Letters, 101(17), 173903*. 2012. DOI: <https://doi.org/10.1063/1.4764054>.
- [33] S. Sambhav, Ghosh J. y Singh A. K. *Ultra-Wideband Polarization Insensitive Thin Absorber Based on Resistive Concentric Circular Rings. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 63(5), 1333-1340*. 2021. DOI: <https://doi.org/10.1109/temc.2021.3058583>.
- [34] Nieves Díaz Sandra. *Superficies Selectivas de Frecuencia para microondas*. UNAM, 2023.
- [35] T. Sasaki, Cho K., Ihara T. y Yoshihara T. *Influence of loop parasitic elements on bandwidth improvement of reflector backed dipole antenna. 2014 IEEE International Workshop on Electromagnetics (iWEM)*. 2014. DOI: <https://doi.org/10.1109/iwem.2014.6963633>.

- [36] R Shavit. *Radome electromagnetic theory and design*. JohnWiley & Sons Ltd, 2018. ISBN: 9781119410829.
- [37] B. Sitara, Rashid A. y Tahir F. A. *A Multi-band Polarization Insensitive Metasurface Based Microwave Absorber Using Square and Circular Loop with Lumped Elements. 2021 1st International Conference on Microwave, Antennas & Circuits (ICMAC)*. 2021. DOI: <https://doi.org/10.1109/icmac54080.2021.9678249>.
- [38] E. Stevens Avila, Morales Lau S. R., Ascencio J. S. y Terrones Fonseca S. *Utilizacion del Espectro Radioeléctrico*. Dirección General de Bibliotecas de la UNAM, 1981. URL: [https://tesiumam.dgb.unam.mx/F/L85RF9YXMSJ6AXNN34SEJ9INJ1DS57%20P4JM8PPCYJT6EUPRXUAF-35332?func=full-set-set&set\\_number=986337](https://tesiumam.dgb.unam.mx/F/L85RF9YXMSJ6AXNN34SEJ9INJ1DS57%20P4JM8PPCYJT6EUPRXUAF-35332?func=full-set-set&set_number=986337).
- [39] C. Sudhendra, Pillai A., Madhu A. y Rao K. *A novel 6 to 14 GHz. thin radar absorber based on circular resistive patch FSS. 2013 International conference on Circuits, Controls and Communications (CCUBE)*. 2013. DOI: <https://doi.org/10.1109/ccube.2013.6718574>.
- [40] B. Syihabuddin, Effendi M. R. y A. Munir. *Analysis of Square Patch-based Electromagnetics Wave Absorber Frequency Response Using Transmission Line Model. 2021 IEEE Asia Pacific Conference on Wireless and Mobile (APWiMob)*. 2021. DOI: <https://doi.org/10.1109/apwimob51111.2021.9435276>.
- [41] Bin Tang, Niegang Yang, Li Huang, Jiangbin Su y Chun Jiang. “Tunable Anisotropic Perfect Enhancement Absorption in Black Phosphorus-Based Metasurfaces”. En: *IEEE Photonics Journal* 12.3 (2020), págs. 1-9. DOI: [10.1109/JPHOT.2020.2987157](https://doi.org/10.1109/JPHOT.2020.2987157).
- [42] Instituto Federal de Telecomunicaciones. *Infografías — Instituto Federal de Telecomunicaciones. IFT. Instituto Federal de Telecomunicaciones*. 2022. URL: <http://www.ift.org.mx/espectro-radioelectrico/generalidades/infografias>.
- [43] Unión Internacional de Telecomunicaciones - ITU. *Jagadish Chandra Bose*. 2023. URL: <https://www.itu.int/itu-news/manager/display.asp?lang=es&year=2008&issue=07&ipage=34>.

- [44] Manish Mathew Tirkey y Nisha Gupta. “A Novel Ultrathin Checkerboard Inspired Ultrawideband Metasurface Absorber”. En: *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility* 64.1 (2022), págs. 66-74. DOI: [10.1109/TEMC.2021.3091767](https://doi.org/10.1109/TEMC.2021.3091767).
- [45] P. Tiwari y Pathak S. K. *Design and Simulation of a Water based Polarization-insensitive and Wide incidence Dielectric Metasurface Absorber for X-, Ku- and K-band. 2021 IEEE Indian Conference on Antennas and Propagation (InCAP)*. 2021. DOI: <https://doi.org/10.1109/incap52216.2021.9726289>.
- [46] G. D. Wang, Liu M. H., Hu X. W., Kong L. H., Cheng L. L. y Chen Z. Q. *Broadband and ultra-thin terahertz metamaterial absorber based on multi-circular patches. The European Physical Journal B*, 86(7). 2013. DOI: <https://doi.org/10.1140/epjb/e2013-30879-7>.
- [47] J. Wang, Zhao Y. y Yang R. *A Function-Switchable Broadband Absorber/Polarization Converter Based on an Active Metasurface. 2020 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT)*. 2020. DOI: <https://doi.org/10.1109/icmmt49418.2020.9386994>.
- [48] Y. Wei, Duan J., Jing H., Lyu Z., Hao J., Qu Z., Wang J. y Zhang B. *A Multiband, Polarization-Controlled Metasurface Absorber for Electromagnetic Energy Harvesting and Wireless Power Transfer. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 70(5), 2861–2871. 2022. DOI: <https://doi.org/10.1109/tmtt.2022.3155718>.
- [49] D. Young Hugh, Roger A. Freedman y A. Lewis F. *Física Universitaria con Física Moderna*. 2. PEARSON EDUCACIÓN, México, 2009. ISBN: 978-607-442-304-4.
- [50] S. N. M. Zainarry y de Haaij D. *Miniaturization of Circular Ring Slot Patch Antenna for Low Frequency Applications. 2022 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting (AP-S/URSI)*. 2022. DOI: <https://doi.org/10.1109/ap-s/usnc-ursi47032.2022.9886338>.