Universidad de Oriente

Facultad de Ingeniería Eléctrica

Departamento de Telecomunicaciones



TRABAJO DE DIPLOMA

Diseño y simulación de una antena de microcintas de doble banda cargada con estructuras metamateriales

Autor: Francisco Martínez Oliveros

Tutor: MSc. Antonio Rafael Selva Castañeda

Santiago de Cuba Junio, 2015

Universidad de Oriente

Facultad de Ingeniería Eléctrica

Departamento de Telecomunicaciones



TRABAJO DE DIPLOMA

Diseño y simulación de una antena de microcintas de doble banda cargada con estructuras metamateriales

Autor: Francisco Martínez Oliveros

francisco.martinez@tle.fie.uo.edu.cu

Tutor: MSc. Antonio Rafael Selva Castañeda

Profesor asistente, Departamento de Telecomunicaciones, Facultad de Ingeniería Eléctrica, aselva@fie.uo.edu.cu

> Santiago de Cuba Junio, 2015



COMPROMISO DEL AUTOR

Hago constar que el presente trabajo de diploma es de mi autoría exclusivamente, no constituyendo copia de ningún trabajo realizado anteriormente y las fuentes usadas para la realización del trabajo se encuentran referidas en la bibliografía. Doy mi consentimiento a que el mismo sea utilizado por la Institución, para los fines que estime conveniente, tanto de forma parcial como total y que además no podrá ser presentado en eventos, ni publicados sin autorización del Tutor o Institución.

Firma del Autor

PENSAMIENTO

"Si supiese qué es lo que estoy haciendo, no le llamaría investigación, ¿verdad?"

Albert Einstein

AGRADECIMIENTOS

A mis padres y a mi abuela, por ser las personas, después de mí, que más se han sacrificado, para que yo llegara al punto donde estoy en mi vida profesional.

A mis amigos de estudios, en especial a Hassan, Medina y Julio, solo ellos conocen de cerca cuantas vicisitudes hemos enfrentado juntos a lo largo de la carrera.

A mi tutor, por el conocimiento y la atención que me ha brindado en cada uno de los momentos en que le he pedido ayuda.

A todos los que se han preocupado, de alguna manera y en algún instante, por el estado de este trabajo.

RESUMEN

En este trabajo se realiza una investigación descriptiva para obtener dispositivos de onda radiada, basados en la tecnología de microcintas, que operen simultáneamente en varias bandas de frecuencias mediante el empleo de estructuras metamateriales. Para ello, se llevó a cabo el diseño y simulación de una antena de microcintas de parche rectangular cargada con resonadores de anillos divididos (*SRR, Split-Ring Resonators*), para conseguir dos bandas útiles de trabajo para las comunicaciones Wi-Fi (2.4-GHz y 5-GHz). En el proceso se empleó el método analítico de línea de transmisión tanto para el diseño teórico del parche como para el de las estructuras SRR. Estos resultados se optimizaron mediante la simulación con la herramienta computacional CST MWS (*Computer Simulation Technology Microwaves Studio*), lo que permitió que los mismos fueran más fiables. Finalmente, a través de todo el proceso de investigación, se consiguió un trabajo para el departamento donde se manifiesta la capacidad de los metamateriales para obtener antenas multibanda.

Palabras clave: antenas de microcintas, metamateriales, SRR, multibanda.

ABSTRACT

In this work, a descriptive research is realized in order to obtain a simultaneous operation into several frequency bands for radiate wave devices based in microstrip technologies by means of metamaterial structures. Therefore, a design and simulation of a rectangular microstrip patch antenna loaded with Split-Ring Resonators (*SRR*) is accomplished, and two useful bands are achieved to work in Wi-Fi communication (2.4-GHz and 5-GHz). To design the patch and SRRs a transmission line analytical method is used. Those results were optimized through the software Computer Simulation Technology Microwaves Studio (*CST MWS*) allowing more real effects. Finally, by means of whole process of research, a paper for department was reached, which express the metamaterials' capability to obtain multiband antennas.

Keywords: microstrip antennas, metamaterials, SRR, multiband.

ÍNDICE

INTRODUC	CCIÓN	1
CAPITULO	1.LAS COMUNICACIONES INALÁMBRICAS Y LA TE	CNOLOGÍA
IEEE 802.1	1/WI-FI	4
1.1 Las	s comunicaciones inalámbricas	4
1.1.1	Estructuras de las redes inalámbricas	5
1.1.2	Dispositivos de una red inalámbrica	7
1.1.3	Tecnologías inalámbricas	8
1.1.4	Bandas de frecuencias	9
1.2 La	tecnología IEEE 802.11/Wi-Fi	11
1.2.1	Propiedades de la capa física de IEEE 802.11/Wi-Fi	12
1.2.2	Estándares de IEEE 802.11/Wi-Fi	19
1.3 Pri	ncipales parámetros de las antenas	20
CAPITULO	2 ANTENAS DE MICROCINTAS Y METAMATERIALES.	MÉTODOS
DE ANÁLIS	SIS	22
2.1 An	tenas de microcintas	22
2.1.1	Estructura de las antenas de microcintas	23
2.1.2	Patrón de radiación	24
2.1.3	Métodos típicos de alimentación	25
2.2 Me	etamateriales	27
2.2.1	Clasificación de los metamateriales	27
2.2.2	Medios efectivos	29
2.2.3	Síntesis de medios metamateriales. Split-Ring Resonator (SRR)	
2.2.4	Diseño de los SRR	34
2.2.5	Antenas multifrecuencia con metamateriales	
2.3 Mé	etodos de análisis	
2.3.1	Método de línea de transmisión (MLT)	40
2.3.2	Técnica de Integración Finita (FIT)	41
		V

CAPITULO	3 .DISEÑO DE UNA ANTENA PLANA CON DOBLE	BANDA DE
RESONANC	CIA	
3.1 Dise	eño de la antena de microcintas para la banda 2.4-GHz	43
3.1.1	Diseño de la antena	44
3.1.2	Modelado, simulación y optimización de la antena	
3.2 Dise	eño de las estructuras metamateriales para la banda 5-GHz	
3.2.1	Diseño teórico de los SRR	
3.2.2	Modelado, simulación y optimización de los SRR	53
3.3 Dise	eño de la antena para las bandas 2.4-GHz y 5-GHz	57
3.3.1	Modelado, simulación y optimización de la antena	59
CONCLUSI	ONES Y RECOMENDACIONES	69
REFERENC	IAS BIBLIOGRÁFICAS	72
GLOSARIO	DE TÉRMINOS	74

INTRODUCCIÓN

Antecedentes del problema

La naturaleza del hombre le exige desenvolverse en situaciones donde se requiere comunicación, por lo que es necesario establecer medios para que esto se pueda realizar. Una de las tecnologías más empleadas en las comunicaciones modernas son las redes inalámbricas, las que han dado paso al desarrollo de sistemas de comunicación con este fin.

Los sistemas de comunicación inalámbrica han crecido exponencialmente en los últimos años. Hoy en día son muy empleados los sistemas de comunicaciones móviles como GSM (*Global System for Mobile communications*), sistemas de navegación por radio como GPS (*Global Positioning System*) y redes inalámbricas de área personal y de área local como lo son Bluetooth y Wi-Fi respectivamente.

Al mismo tiempo que aumenta el número de sistemas inalámbricos, existe una creciente tendencia a integrar muchos de estos en un mismo terminal de usuario. Como cada uno de estos sistemas tiene, generalmente, frecuencias de trabajo diferentes, los dispositivos terminales deben constar con antenas con características multifrecuencia. Por lo tanto, se requiere, por una parte, de antenas compactas y reducidas en tamaño para que sean transportadas fácilmente en dispositivos móviles y por otra parte, que respondan a múltiples frecuencias para que las mismas sean útiles en varios servicios inalámbricos o en varias bandas de frecuencias de un mismo servicio.

El servicio IEEE 802.11, también conocido como Wi-Fi, es uno de los más populares y es de los que emplea más de una banda de frecuencias para establecer sus comunicaciones. Esta condición le confiere una mejor calidad en sus enlaces, basada en un incremento de las velocidades de transmisión y de la fiabilidad de las conexiones.

Una de las tecnologías de antenas que permiten trabajar en varias bandas de frecuencias y que resultan útiles para dispositivos que implementen el servicio Wi-Fi, es la tecnología de antenas de microcintas. Esta ha ganado gran popularidad en el campo de las comunicaciones inalámbricas debido al abanico de aplicaciones y las ventajas que este tipo de antenas poseen.

Sin embargo, para alcanzar el comportamiento multibanda con antenas de microcintas, es necesario realizarle transformaciones a su estructura básica, por lo que surge la necesidad de buscar técnicas y métodos para lograr este objetivo.

Las estructuras electromagnéticas artificiales como los metamateriales, al ser insertadas en las antenas de microcintas, permiten obtener múltiples bandas de resonancia. Dichas estructuras pueden ser diseñadas con ciertas características que le permiten alcanzar una determinada frecuencia de resonancia, que al adicionarse a la frecuencia natural de resonancia del parche de una antena de microcintas, se conforma una antena de múltiples frecuencias de trabajo sin incrementar el tamaño o el volumen de la misma.

La disciplina de radiocomunicaciones del departamento de telecomunicaciones de la Facultad de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de Oriente de Santiago de Cuba, pretende confeccionar una investigación, que aborde y exponga la obtención de antenas de microcintas con un comportamiento multibanda alcanzado mediante la inserción de metamateriales en su estructura.

En el departamento, se han desarrollado varios trabajos sobre el tema de las antenas de microcintas, pero ninguno de ellos ha establecido el vínculo de este tipo de antenas con las estructuras metamateriales y su aplicación en las comunicaciones inalámbricas. Por este motivo, se hace necesario desplegar un estudio que abra un nuevo campo de aplicaciones para estas de antenas, al hacer de ellas un dispositivo interesante para aplicaciones móviles que requieran de un tamaño reducido de antena con característica multibanda.

Problema a resolver

Se desea elaborar un trabajo que ponga de manifiesto las ventajas de la inserción de metamateriales en las antenas de microcintas, para obtener dispositivos multibanda.

Objeto de estudio

Antenas de microcintas y metamateriales.

Objetivos

- Realizar un estudio de la técnica que se utiliza para obtener la operación simultánea en varias bandas de frecuencias de dispositivos de onda radiada basados en la tecnología de microcintas, mediante el empleo de estructuras metamateriales resonadoras del tipo SRR.
- Realizar el diseño y simulación de una antena de microcintas cargada con metamateriales SRR, de forma que sea posible conseguir dos bandas de trabajo útiles para las comunicaciones inalámbricas con tecnologías Wi-Fi en las bandas 2.4-GHz y 5-GHz.

Hipótesis

Si se hace un estudio de los fundamentos teóricos de las estructuras metamateriales SRR y de su comportamiento al acoplarse con fuentes de radiación electromagnética, se podrían obtener, mediante su empleo, antenas de microcintas que trabajen en diferentes bandas de frecuencias.

CAPITULO 1. LAS COMUNICACIONES INALÁMBRICAS Y LA TECNOLOGÍA IEEE 802.11/WI-FI

En este primer capítulo, se ofrecen los fundamentos teóricos necesarios para comprender y obtener las condiciones iniciales de diseño de la antena que se realiza más adelante. En primer lugar, se aborda el tema de las comunicaciones inalámbricas y en especial, se describen determinados aspectos de la capa física de la tecnología IEEE 802.11/Wi-Fi. Luego, se relacionan brevemente los principales parámetros de las antenas que se deben tener en cuenta para su diseño.

1.1 Las comunicaciones inalámbricas

La transmisión inalámbrica permite la transferencia de voz, datos y vídeo sin necesidad de cableado. Los extremos de la comunicación no se encuentran unidos por un medio de propagación físico, sino que utilizan las ondas electromagnéticas a través del espacio para enlazarse entre sí, a fin que los dispositivos físicos sólo se encuentren presentes en los emisores y receptores de la señal [1].

Este tipo de comunicación por radiofrecuencia, a pesar de no alcanzar las altas tasas o velocidades de transmisión de datos que caracterizan a las comunicaciones cableadas, tiene dos ventajas fundamentales: la movilidad y la flexibilidad del sistema en general. Ello se refleja al facilitar la operación en lugares donde el dispositivo terminal no se encuentra en una ubicación fija, como por ejemplo los almacenes y las oficinas de varios pisos; además, es un tipo de enlace accesible para todo público y utilizado, de manera general, por una amplia gama de dispositivos electrónicos.

La tendencia a la movilidad hace que cada vez sean más utilizados los sistemas inalámbricos, de manera que trabajen en conjunto con los sistemas cableados en todo tipo de comunicación, no solo en el campo informático, sino también en áreas como la televisión, telefonía, seguridad, domótica, entre otros.

1.1.1 Estructuras de las redes inalámbricas

La estructura de una red inalámbrica está determinada por el denominado *Modelo de Estación Base Común,* caracterizado por dos clases de puntos finales de la red. Uno es el descrito a menudo como *Estación Base*, que usualmente no tiene movilidad pero tiene una conexión cableada o al menos, un buen ancho de banda hacia Internet u otra red. El otro punto final de la red es el *Nodo Cliente*, que tiene movilidad y depende de su enlace con la estación base para poder comunicarse con los otros nodos [2].

En la figura 1.1 se utilizan pares de líneas onduladas para representar los enlaces inalámbricos. La comunicación entre los nodos clientes está controlada a través de la estación base y a pesar de que las ondas de radio emitidas por un nodo cliente, pueden ser perfectamente recibidas por los otros nodos clientes, no hay conexión entre ellos. Esto se debe a que una red configurada sobre el Modelo de Estación Base Común, no permite la comunicación directa entre nodos clientes.



Figura 1.1. Red inalámbrica configurada sobre el Modelo de Estación Base Común [2].

Esta topología conlleva a tres niveles cualitativos de movilidad diferentes:

- *"No movilidad"*, es cuando el receptor debe permanecer en una ubicación fija para poder recibir una transmisión direccional de la estación base.
- "Movilidad en el rango de la estación base", en este caso el receptor puede moverse, pero solo dentro del área de cobertura de la estación base a la que se conecta.
- *"Movilidad entre estaciones base"*, es el nivel de mayor alcance de movimiento, permite el desplazamiento del nodo cliente a través del espacio con posibilidad de cambiar de estación base sin pérdida de la comunicación.

Otra topología que actualmente es menos empleada que el modelo con estaciones base, pero que crece progresivamente entre las comunicaciones inalámbricas, es la *Topología de Malla* o *Topología Ad Hoc*. Es una arquitectura inalámbrica alternativa donde todos los nodos están en igualdad de condiciones, pues no existe un nodo especial que funcione como estación base. En este tipo de red, los mensajes pueden ser enviados a través de una cadena de nodos tan larga como la cantidad de nodos que puedan enlazarse entre sí, siempre que uno esté dentro del alcance de otro. Con esta estructura se logra extender la cobertura de la red más allá de la distancia conseguida por un solo nodo [2]. La figura 1.2 muestra un ejemplo de topología de malla.



Figura 1.2. Red inalámbrica configurada con la topología de malla o ad hoc [2].

Las mallas ofrecen tolerancia ante fallos, ya que proporcionan múltiples rutas a los mensajes que viajan desde un punto a otro de la red. Sin embargo, presentan sus desventajas, pues al no contarse con estaciones bases, se necesita de un incremento del costo y consumo de potencia por unidad para aumentar su nivel de sofisticación en su hardware y software, lo que constituye una consideración crítica para los dispositivos alimentados con baterías.

1.1.2 Dispositivos de una red inalámbrica

La topología de red inalámbrica que predomina es el Modelo de Estación Base Común. En dicho modelo, las estaciones base se implementan físicamente mediante dispositivos conocidos como *Dispositivos de Distribución o Red*, entre los que se destacan los enrutadores inalámbricos (*wireless routers*), puntos de acceso (*wireless access points*) y repetidores (*wireless repeaters*). De la misma manera, los nodos clientes son representados prácticamente por los *Dispositivos Terminales*, que en general son las tarjetas receptoras para conectar a la computadora personal, ya sean internas (tarjetas PCI, *Peripheral Component Interconnect*) o bien USB (*Universal Serial Bus*) [3].

Dispositivos de Distribución o Red:

- Los *puntos de acceso* son dispositivos que permiten establecer la conexión inalámbrica de un dispositivo terminal a una red existente. Pueden agregarse más puntos de acceso a una red para generar redes de cobertura más amplia o conectar antenas más grandes que amplifiquen la señal.
- Los repetidores inalámbricos son equipos que se utilizan para extender la cobertura de una red inalámbrica, éstos se conectan a una red existente con señal débil y crean una señal limpia a la que se pueden conectar los equipos dentro de su alcance. Algunos de ellos funcionan también como punto de acceso.
- Los enrutadores inalámbricos son dispositivos compuestos, incluyen un punto de acceso, un enrutador para interconectar redes diferentes, y un conmutador (*switch*) que permite conectar algunos equipos vía cable (Ethernet y USB). Su tarea es brindar acceso a todos los equipos que conectemos, sea por cable o en forma inalámbrica.

Dispositivos Terminales:

- Las tarjetas PCI para comunicaciones inalámbricas se agregan o vienen de fábrica en las computadoras de mesa. Dentro de este grupo también pueden agregarse las tarjetas Mini-PCI que vienen integradas en casi cualquier computadora portátil disponible hoy en el mercado.
- Las tarjetas USB para comunicaciones inalámbricas son muy comunes en el mercado y sencillas de conectar a una computadora, ya sea de mesa o portátil. Estas utilizan todas las ventajas que tiene la tecnología USB.
- Los periféricos, como impresoras, cámaras web y otros, que funcionan con tecnologías inalámbricas, proporcionan iguales servicios que los dispositivos análogos cableados, pero con un ahorro de cables y gran movilidad [3].

En la figura 1.3 aparecen ejemplos de algunos de los dispositivos finales de una red inalámbrica.



Figura 1.3. Ejemplos de dispositivos terminales y de distribución para las redes inalámbricas: A) Punto de acceso, B) Tarjeta PCI, C) Enrutador inalámbrico [3].

1.1.3 Tecnologías inalámbricas

En la actualidad, se cuenta con una amplia variedad de tecnologías inalámbricas diferentes. Las mismas, a pesar de tener un fin común, se diferencian en aspectos como la máxima razón de datos a la que pueden transmitir, la lejanía a la que pueden estar sus nodos, la porción del espectro electromagnético que utilizan (incluyendo si requiere licencia o no, dicha banda) y la potencia consumida por cada tecnología. A continuación, en la tabla 1.1 se realiza una pequeña descripción de algunas de las tecnologías inalámbricas más empleadas.

	Bluetooth (IEEE 802.15.1)	Wi-Fi (IEEE 802.11)	3G Cellular
Longitud del enlace	10 m	100 m	Decenas de Kilómetros
Máxima velocidad de transmisión de datos	2 Mbps	11 Mbps / 54 Mbps / 300 Mbps	Cientos de Mbps (por conexión)
Uso	Enlace de periféricos a computadoras.	Enlace de computadoras a bases cableas.	Enlace de teléfonos móviles a torres cableadas.
Tecnología cableada análoga	USB	Ethernet	DSL

Tabla 1.1. Breve descripción de las tecnologías inalámbricas más utilizadas [2].

1.1.4 Bandas de frecuencias

Como todos los enlaces inalámbricos comparten el mismo medio de propagación, un reto fundamental es la distribución de dicho medio, de forma que se logren asignaciones de frecuencias que no se interfieran demasiado unas con las otras. La mayoría de estas distribuciones se realizan a través de dimensiones de frecuencia y espacio. Por ejemplo, el uso de una frecuencia particular en un área geográfica determinada, puede ser asignado a una entidad individual como es el caso de una corporación.

Estas asignaciones están típicamente determinadas por agencias gubernamentales, por ejemplo, la Comisión de Comunicaciones Federales (*FCC, Federal Communications Commission*) en los E.U.A, igualmente lo hace la Secretaría de Estado de Telecomunicaciones y para la Sociedad de la Información (*SETSI*) en España, y la Unión Internacional de Telecomunicaciones (*ITU, International Telecommunication Union*) de manera global. Ellos se encargan de asignar bandas específicas o rangos de frecuencias para ciertos y determinados usos. De esta manera, algunas bandas quedan reservadas para usos del gobierno, otras para radio AM, radio FM, televisión, comunicación satelital y telefonía celular [4]. En Cuba, se cuenta con la Agencia de Control y Supervisión (ACS) para la asignación de bandas de frecuencias.

Se debe tener en cuenta, que existen rangos de frecuencias específicas, dentro de las diferentes bandas, que se encuentran bajo licencia de propiedad para organizaciones individuales que hacen uso de las mismas dentro de cierta área geográfica. Los usuarios que deseen utilizar estas frecuencias deben subscribirse a los servicios que presta la organización propietaria de la banda. Sin embargo, aparecen también varias bandas de frecuencias que están exentas del uso de licencias, donde no es necesaria la subscripción con ningún proveedor de servicios para utilizarlas. Al mismo tiempo, los dispositivos que hacen uso de estas bandas libres de licencias están sujetos a ciertas restricciones que posibilitan trabajar la banda sin contradicciones entre ellos. La más importante de estas limitantes es la potencia de transmisión, de manera que el alcance de las señales emitidas por estos dispositivos quede limitado y no interfiera a otros dispositivos que trabajen a la misma frecuencia y se sitúen próximos entre sí.

A pesar de las restricciones en cuanto a potencia que delimitan la cobertura de la red, es válido aclarar, que esta condición de libertad de licencia propietaria ha propiciado un crecimiento notable del número de equipos, especialmente computadoras, que se conectan a través de redes inalámbricas.

Entre las bandas de frecuencias que no precisan de licencia, se hallan las bandas ISM (*Industrial Scientific Medical*). Como bien indica su nombre, estas son un conjunto de bandas de frecuencias reservadas internacionalmente para su uso no comercial en áreas industriales, científicas y médicas. Fueron definidas por la ITU, inicialmente con el objetivo de desarrollar aplicaciones como la calefacción de radio-frecuencia, los hornos de microondas, los equipos médicos de diatermia, la aceleración de partículas cargadas, los transductores electromecánicos para producir energía mecánica, los limpiadores ultrasónicos de joyería y los humidificadores ultrasónicos. Sin embargo, a pesar de las intenciones originales, en los últimos años estas bandas han sido muy empleadas para los sistemas de comunicaciones de corto alcance y de bajo consumo. Ello incluye a los teléfonos inalámbricos, dispositivos de comunicación de campo cercano y las redes informáticas inalámbricas [4].

En la tabla 1.2 se relacionan las diferentes bandas ISM definidas por la ITU hasta el momento. Las bandas que se encuentran dentro del rango de VHF (*Very High Frequency*) y UHF (*Ultra High Frequency*) están marcadas de color azul y naranja respectivamente, mientras, las bandas pertenecientes al rango de las microondas se marcan de color verde.

•	•	
Rango de frecuencias	Ancho de banda	Frecuencia central
6.765MHz – 6.795 MHz	30 KHz	6780 MHz
13.553 MHz – 13.567 MHz	14 KHz	13 560 MHz
26.957 MHz - 27.283 MHz	326 KHz	27.120 MHz
40.660 MHz - 40.700 MHz	40 KHz	40.680 MHz
433.050 MHz - 434.790 MHz	1.84 MHz	433.920 MHz
902.000 MHz - 928.000 MHz	26 MHz	915.000 MHz
2.400 GHz - 2.500 GHz	100 MHz	2.450 GHz
5.150 GHz – 5.350 GHz	200 MHz	5.250 GHz
5.470 GHz – 5.725 GHz	255 MHz	5.5975 GHz
5.725 GHz - 5.875 GHz	150 MHz	5.800 GHz
24.000 GHz 24.250 GHz	250 MHz	24.125 GHz
61.000 GHz - 61.500 GHz	500 MHz	61.250 GHz
122.000 GHz -123.000 GHz	1 GHz	122.500 GHz
244.000 GHz - 246.000 GHz	2 GHz	245.000 GHz

Tabla 1.2. Bandas ISM definidas por la ITU.

Las bandas enmarcadas en rojo son las utilizadas para comunicaciones Wi-Fi [4].

1.2 La tecnología IEEE 802.11/Wi-Fi

Las redes inalámbricas basadas en los estándares de IEEE 802.11, son denominadas como Wi-Fi, acrónimo que es visto por algunos como la abreviatura del término "Wireless Fidelity" (*Fidelidad Inalámbrica*). Esta es una marca registrada propiedad de un grupo llamado Wi-Fi Alliance, formado por varias compañías de telecomunicaciones que certifican la compilación del producto IEEE 802.11 [5].



Figura 1.4. Logotipo del grupo Wi-Fi Alliance [5].

El producto IEEE 802.11 es un conjunto de modelos diseñados para regir las normas en las conexiones inalámbricas de una red de área local (*WLAN, Wireless Local Area Network*), pues su área geográfica de trabajo está limitada a hogares, oficinas y campus. Dentro de este tipo de red, el estándar define el uso de los dos niveles o capas inferiores de la arquitectura del modelo de Interconexión de Sistemas Abiertos (*OSI, Open System Interconnection*): la capa física y la capa de enlace de datos, con objetivo de mediar el acceso al medio de una comunicación compartida [2].

1.2.1 Propiedades de la capa física de IEEE 802.11/Wi-Fi

En la capa física de la tecnología IEEE 802.11/Wi-Fi es donde se ubican las antenas que permiten la transición de las señales entre un medio guiado y el espacio libre. Por tanto, en esta capa se puede encontrar la información referida a las mismas como la frecuencia central de resonancia, el ancho de banda del conjunto de canales empleados por los estándares de Wi-Fi y la potencia a la que deben radiar las antenas en cada uno de sus intervalos de frecuencias útiles.

Es válido aclarar que las bandas de frecuencias utilizadas por IEEE 802.11 entran en los intervalos de las bandas ISM, libres de proveedores y licencias para su uso. Sin duda esta es la principal ventaja que diferencia a Wi-Fi de otras tecnologías propietarias, como LTE, UMTS y Wi-Max, ya que estas últimas están accesibles a los usuarios, únicamente, mediante la suscripción a los servicios de un operador que está autorizado para uso del espectro radioeléctrico mediante una concesión de ámbito nacional.

Se definen cinco bandas de frecuencias para las comunicaciones Wi-Fi, las cuales se denominan: 2.4-GHz, 3.6-GHz, 4.9-GHz, 5-GHz y 5.9-GHz. Cada banda está dividida en un conjunto de canales y cada país aplica sus propias regulaciones en cuanto a canales permisibles, usuarios permitidos y máximos niveles de potencia [6].

De estas cinco bandas, son de interés, para este trabajo, las bandas de 2.4-GHz y 5-GHz, pues resultan ser las bandas de trabajo utilizadas por los estándares más comunes en la capa física de las conexiones Wi-Fi.

La banda de 2.4-GHz tiene un ancho de 94 MHz, que abarcan desde los 2.401 GHz hasta los 2.495 GHz y forman parte de los 100 MHz del intervalo ISM comprendido desde los 2.400 GHz hasta los 2.500 GHz. En esta banda se agrupan 14 canales con un ancho de 22 MHz cada uno, espaciados 5 MHz uno del otro, con excepción de un espaciamiento de 12 MHz antes del último canal [6].

Al existir un ancho de banda de canal mayor que la separación entre canales (22 MHz > 5 MHz), se produce un solapamiento de los canales contiguos con una distancia de interferencia de hasta 4 canales vecinos. En la figura 1.5 se muestra una representación gráfica de la distribución espectral de los canales en esta banda.



Figura 1.5. Representación gráfica del solapamiento de los canales en la banda 2.4-GHz. Los canales seleccionados para transmitir se encuentran marcados [7].

Los identificadores de canales, las frecuencias centrales, el rango de frecuencias y los canales solapados en la banda de 2.4-GHz, se relacionan en la tabla 1.3.

Tabla 1.3. Parámetro	s característicos	de la banda	2.4-GHz:	identificador,	frecuencia	central,	rango
	de frecuencias	y canales sol	lapados d	e cada canal	[7].		

Identificador del	Frecuencia Central	Ancho de banda	Canalaa aalanadaa	
Canal	(MHz)	(MHz)	Carraies solapados	
1	2412	2401 - 2423	2,3,4,5	
2	2417	2406 - 2428	1,3,4,5,6	
3	2422	2411 - 2433	1,2,4,5,6,7	
4	2427	2416 - 2438	1,2,3,5,6,7,8	
5	2432	2421 - 2443	1,2,3,4,6,7,8,9	
6	2437	2426 - 2448	2,3,4,5,7,8,9,10	
7	2442	2431 - 2453	3,4,5,6,8,9,10,11	
8	2447	2436 - 2458	4,5,6,7,9,10,11,12	
9	2452	2441 - 2463	5,6,7,8,10,11,12,13	
10	2457	2446 -2468	6,7,8,9,11,12,13,14	
11	2462	2451 - 2473	7,8,9,10,12,13,14	
12	2467	2456 - 2478	8,9,10,11,13,14	
13	2472	2461 - 2483	9,10,11,12,14	
14	2484	2473 - 2495	12,13	

Los 14 canales definidos en esta banda pueden configurarse de acuerdo a las necesidades particulares de cada región, sin embargo no todos ellos están permitidos en todos los países. En la región de América son utilizados a máxima potencia por los equipos Wi-Fi los 11 primeros canales, mientras los canales 12 y 13 son muy poco utilizados por estar limitados a potencias inferiores y el canal 14 no se utiliza.

Estos 11 canales útiles en el territorio de América, no son completamente independientes, cada uno de ellos interfiere a los 4 canales que le siguen, tanto en sentido ascendente como descendente en frecuencia. Este fenómeno se debe a que se necesitan 20 MHz de ancho de banda para transmitir el flujo de datos modulado con OFDM (Multiplex por División de Frecuencias Ortogonales) más un espacio de 2 MHz de banda guarda cuando se modula con DSSS (Espectro Ensanchado de Secuencia Directa), que son las técnicas utilizadas para la transmisión [7].

Ambos rangos de frecuencias empleados para transmitir, explican la necesidad de asignar 22 MHz de ancho de banda por canal. Al mismo tiempo, esto provoca que una parte muy importante de la señal de un canal interfiera inevitablemente en los canales adyacentes; pues aunque las técnicas de modulación aplicadas conforman una señal muy robusta frente a tales interferencias, éstas no son capaces de eliminarlas por completo. Esta es una situación que obliga a buscar canales de transmisión, dentro de los canales útiles, que no se interfieran entre sí.

Si se analiza la tabla 1.3, se observa que si se emplea el canal 1 (2412 MHz), el primer canal alejado al menos 22 MHz es el 6 (2437 MHz), separado 25 MHz del anterior. Y el primer canal separado al menos 22 MHz del canal 6 es el 11 (2462 MHz), también a 25 MHz de distancia del canal 6.

Debido a que en América el canal 11 es el último de los canales utilizables, podemos afirmar que, en nuestra región, los canales que se emplean de forma simultánea, en puntos de acceso cercanos o adyacentes, para eliminar el solapamiento entre canales y minimizar las interferencias son tres: canal 1, canal 6 y canal 11 [7]. La figura 1.6 ilustra cómo queda la selección de estos tres canales simultáneos.

Canales No-Solapados para la Banda 2.4-GHz de WLAN

802.11b (DSSS) ancho de canal requerido 22 MHz



Figura 1.6. Representación gráfica de los canales de las redes de área local inalámbrica (WLAN) en la banda 2.4-GHz [7].

La banda 5-GHz, se refiere a una banda de frecuencias con un ancho de banda de 840 MHz que va desde los 4995 MHz hasta los 5835 MHz, de modo que es una banda con regiones tanto en zonas de licencia como en zonas libres de las mismas. Las regiones del espectro sin licencia pertenecen a los tres intervalos ISM comprendidos entre los 5.150 GHz y los 5.875 GHz.

Es una banda que agrupa un mayor número de canales en comparación con la banda 2.4-GHz, pues en ella se concentran hasta 165 canales de frecuencias, igualmente con un espaciamiento de 5 MHz entre ellos, pero ahora con un ancho de banda de 20 MHz cada uno [6].

En la figura 1.7-A y 1.7-B se representan respectivamente el inicio y fin de la banda 5-GHz, además de que se resaltan los canales no solapados que pueden ser utilizados simultáneamente para la transmisión.



Figura 1.7. Inicio (A) y final (B) de la banda 5-GHz. Los canales resaltados pueden ser usados simultáneamente para la transmisión sin interferencias.

En este rango de frecuencias se mantiene un ancho de banda de canal superior al espaciamiento entre canales (20 MHz > 5 MHz) y por tanto, persiste el solapamiento entre ellos como se observó en la banda 2.4-GHz.

En este caso aparece una distancia de interferencia de cada canal con hasta 3 canales vecinos, lo que requiere una separación de al menos 3 canales libres entre los canales utilizados para transmitir, con el fin de evitar la interferencia inter-canal.

Como es sabido del estudio de la banda 2.4-GHz, no todos los canales son empleados para establecer la comunicación, este es un aspecto que está en función de las determinaciones tomadas por los países en cada región del planeta. En la región americana se utilizan solo 24 canales de la banda para la transmisión simultánea [8]. Los identificadores de canales, las frecuencias centrales y el rango de frecuencias de cada canal, utilizados en la región de América, se relacionan en la tabla 1.4.

Identificador	Frecuencia	Ancho de	Identificador	Frecuencia	Ancho de
de Canal	central	Banda	de Canal	central	Banda
ue Callai	(MHz)	(MHz)		(MHz)	(MHz)
36	5180	5170 - 5190	116	5580	5570 - 5590
40	5200	5190 - 5210	120	5600	5590 - 5610
44	5220	5210 - 5230	124	5620	5610 - 5630
48	5240	5230 - 5250	128	5640	5630 - 5650
52	5260	5250 - 5270	132	5660	5650 - 5670
56	5280	5270 - 5290	136	5680	5670 - 5690
60	5300	5290 - 5310	140	5700	5690 - 5710
64	5320	5310 - 5330	149	5745	5735 - 5755
100	5500	5490 - 5510	153	5765	5755 - 5775
104	5520	5510 - 5530	157	5785	5775 - 5795
108	5540	5530 - 5550	161	5805	5795 - 5815
112	5560	5550 - 5570	165	5825	5815 - 5835

Tabla 1.4. Canales utilizados para la transmisión inalámbrica vía Wi-Fi en la región de Américadentro de la banda 5-GHz [8].

Cada uno de los 24 canales relacionados en la tabla, pertenecen a uno de los tres rangos de frecuencias ISM inmersos dentro de la banda 5-GHz. Esto evita la transmisión vía Wi-Fi por canales de la banda ubicados en regiones del espectro electromagnético sujetos al empleo de licencia.

Se debe tener en cuenta que en esta banda también funcionan los sistemas de radares del clima y las aplicaciones militares para la comunicación por satélite, de modo que para lograr la coexistencia con estos sistemas y evitar interferencias, se requiere la implementación de un control dinámico de las frecuencias (*DFS, Dynamic Frequency Selection*) y un control automático de las potencias de transmisión (*TPC, Transmit Power Control*) [9].

Un elemento importante es la potencia máxima a la que deben radiar los dispositivos en cada una de las bandas, sin que perturben a otros dispositivos cercanos que trabajen a igual frecuencia, de modo que se pueda crear un entorno de comunicación amigable. Dicha potencia máxima se mide en la llamada p.i.r.e. (Potencia Isotrópica Radiada Equivalente) que se refiere a la potencia promediada sobre un haz de transmisión ajustado a la máxima potencia.

En el caso de la banda 2.4-GHz, al ser utilizada por dispositivos inalámbricos para aplicaciones en interiores, la p.i.r.e. deberá ser igual o inferior a los 100 mW. Por otra parte, en caso de dispositivos para aplicaciones en exteriores se establece un límite de hasta 10 mW.

Los límites de potencia máxima permisible para la banda 5-GHz, medidos en p.i.r.e, son de 200 mW para el intervalo de 5150 MHz – 5250 MHz y de 100 mW en el intervalo de 5250 MHz – 5350 MHz. Las transmisiones en ambos rangos de frecuencias deben realizarse exclusivamente en entornos interiores. Por otro lado, en el rango de 5470 MHz - 5835 MHz es permisible transmitir tanto en entornos interiores como exteriores y la p.i.r.e máxima permisible puede alcanzar hasta el valor de 1 W si se cuenta con TPC, de lo contrario solo se admite un p.i.r.e máximo de hasta 500 mW en este último intervalo de frecuencias [4].

La tabla 1.5 resume los diferentes límites de potencia de radiación para las comunicaciones Wi-Fi en las dos bandas descritas anteriormente.

Banda	Intervalo de frecuencia (GHz)	Entorno de radiación	Límite de potencia máxima en p.i.r.e.
2.4-GHz	2.401 - 2.495	Interiores	100 mW
	_	Exteriores	10 mW
	5.150 - 5.250	Interiores	200 mW
5-GHz	5.250 - 5.350	Interiores	100 mW
	5.470 - 5.835	Interiores y Exteriores	500 mW

 Tabla 1.5. Relación de las diferentes potencias máximas de radiación para los dispositivos

 terminales y de red en las comunicaciones Wi-Fi.

1.2.2 Estándares de IEEE 802.11/Wi-Fi

IEEE 802.11 define diferentes estándares, cada uno de ellos especifica un tipo de capa física que opera en una determinada banda de frecuencias, con determinado rango de velocidad y técnica de transmisión. A continuación se hace una breve descripción de los estándares más utilizados en el entorno Wi-Fi.

IEEE 802.11b

Esta es la primera variante de capa física para Wi-Fi después del estándar original. Fue publicada en 1999 y aún continúa utilizándose. Es un estándar que opera en la banda 2.4-GHz y utiliza DSSS como técnica de transmisión con la cual se producen señales de hasta 20 MHz de ancho de banda. Posee una tasa de transmisión de datos de hasta 11 Mbps teóricos, aunque en la práctica solo alcanza los 5.9 Mbps o 7.1 Mbps en función del protocolo de transporte utilizado para la transmisión, sea TCP (*Transmission Control Protocol*) o UDP (*User Datagram Protocol*) respectivamente.

IEEE 802.11a

Este es un estándar que salió al mercado en 1999, posee una velocidad de transmisión de hasta 54 Mbps teóricos que se reducen a 20 Mbps en la práctica y emplea OFDM como técnica de transmisión. Funciona en la banda 5-GHz, que es una banda con menor utilización y por tanto con menor congestión e interferencia, lo que permite alcanzar un mayor rendimiento. Sin embargo, hay una desventaja, en esta banda existe mayor absorción de la señal por lo que debe existir una línea de visión entre el dispositivo terminal y el dispositivo de red.

IEEE 802.11g

Fue el siguiente estándar para la capa física de Wi-Fi luego de las versiones 802.11b\a, entró en vigor en 2003, utiliza también OFDM como técnica de transmisión, alcanza hasta 54 Mbps de velocidad teórica de trasmisión y de 20 Mbps a 22 Mbps estables en la práctica. Es compatible con su predecesor IEEE 802.11b, pues con éste se retorna al uso de la banda de 2.4-GHz con velocidades similares a las de IEEE 802.11a.

IEEE 802.11n

Es el estándar más reciente, su última versión comenzó a emplearse oficialmente en 2009. IEEE 802.11n implementa OFDM como técnica de transmisión y admite mayores anchos de banda de canal. Igualmente, logra considerables avances en cuanto al máximo posible de velocidad de transmisión, pues consigue 600 Mbps teóricos, con picos entre

130 Mbps y 144 Mbps, y tasas de 80 Mbps a 100 Mbps estables en la práctica. Todo esto es posible debido a que es un estándar que utiliza múltiples antenas, tecnología que a menudo es conocida como MIMO (*Multiple-Input, Multiple-Output*) y permite utilizar varios canales a la vez para enviar y recibir datos. A diferencia de las otras versiones de Wi-Fi, IEEE 802.11n puede trabajar en dos bandas de frecuencias: 2.4-GHz (la que emplean IEEE 802.11b\g) y 5-GHz (la que utiliza IEEE 802.11a). Gracias a ello, IEEE 802.11n es compatible con dispositivos basados en todas las ediciones anteriores de Wi-Fi. La mayor parte de los fabricantes ya incorporan, a sus líneas de producción, equipos con este tipo de estándar [2].

En nuestros días, es común que los productos comerciales soporten más de un estándar de IEEE 802.11. Algunas estaciones base soportan los cuatro estándares descritos anteriormente. Esto no solamente asegura la compatibilidad con cualquier dispositivo que soporte cualquiera de los estándares, sino que hace posible la elección del ancho de banda adecuado entre dos estaciones bases multiestándar en un determinado entorno de transmisión.

1.3 Principales parámetros de las antenas

Las antenas son las partes de los sistemas de telecomunicaciones diseñadas para la transición de las señales entre el espacio libre y un medio guiado. Las propiedades de las mismas se describen a través de una serie de parámetros cualitativos y cuantitativos que expresan las exigencias para su diseño y empleo [11].

Entre los principales parámetros de las antenas se encuentran:

- El diagrama o patrón de radiación, que es una función matemática o representación gráfica de las propiedades de radiación de la antena en función de las coordenadas espaciales.
- La densidad de potencia radiada, que a través del vector de Poynting (W), expresa la dirección de propagación y la potencia de las ondas radiadas.
- La eficiencia total (ε), que describe la capacidad de radiación de una antena, al tener en cuenta las pérdidas en los terminales de entrada y en la propia estructura.

- La *ganancia*, que se define como la relación entre la densidad de potencia radiada en una dirección y la densidad de potencia que radiaría una antena isotrópica patrón, a la misma distancia y con igual potencia de alimentación.
- La *impedancia de entrada* (Z_{IN}), que define la impedancia que presenta la antena en sus terminales o la relación entre la tensión y la corriente en estos puntos.
- La razón de onda estacionaria o ROE (VSWR, Voltage Standing Wave Ratio) y las pérdidas de retorno (*RL*, *Return Loss*), que sirven para conocer si existe un buen acoplamiento de impedancias a la entrada de la antena.
- El ancho de banda (BW, Bandwidth), que es la gama de frecuencias en la que la antena funciona correctamente, donde sus parámetros como impedancia de entrada, razón de onda estacionaria, pérdidas de retorno, eficiencia y patrón de radiación de la antena no sobrepasan determinados valores límites máximos o mínimos permisibles.

En este trabajo no se describen detalladamente los parámetros de las antenas, sin embargo estos resultan imprescindibles para el diseño de las mismas, por lo que, indiscutiblemente, deben ser empleados para obtener y evaluar la antena propuesta en este proyecto.

Es recomendable conocer la definición y características de todos los parámetros, así como los valores que se consideran aceptables en cada uno de ellos, para una mejor comprensión de los resultados que se alcanzan en este trabajo. Con ese fin, se sugiere consultar las referencias bibliográficas [11, 14] donde expone un estudio más profundo del tema.

CAPITULO 2 . ANTENAS DE MICROCINTAS Y METAMATERIALES.

En este capítulo se describen los principios teóricos de las antenas de microcintas y luego, se analizan los metamateriales, en especial, la estructura metamaterial utilizada para el diseño de la antena. Se brinda, además, una visión del funcionamiento de ambos elementos al unísono. Para finalizar, se puntualizan los métodos de análisis de las antenas y las estructuras electromagnéticas, en especial, se destacan el Método de Línea de Transmisión y la Técnica de Integración Finita, como los métodos de diseño a los que se recurre dentro de este trabajo.

2.1 Antenas de microcintas

Las antenas de microcintas (*microstrip antennas*), como lo indica su nombre, son antenas basadas en la tecnología de microcintas. Su uso tiene un gran auge para frecuencias elevadas principalmente en los rangos de las microondas y para aplicaciones en las que el tamaño reducido es importante, por ejemplo: aeronáutica, aviación, satélites, aplicaciones en misiles, dispositivos móviles y comunicaciones inalámbricas en general.

Entre las ventajas que este tipo de antenas pueden ofrecer, se encuentra la tendencia a la miniaturización, pues con ellas se logran dispositivos cada vez más pequeños y con componentes livianos, fáciles de integrar tanto a superficies planas como no planas; también suelen ser antenas sencillas, de fácil producción en masa con costos reducidos, fáciles de adaptar con circuitos integrados de microondas, versátiles en términos de impedancia, patrón de radiación, polarización y frecuencia de resonancia.

Si bien son muy ventajosas estas antenas, también poseen sus desventajas. Entre las que se pueden citar la baja potencia de radiación, la baja eficiencia, el ancho de banda angosto, las considerables pérdidas y su sensibilidad a las variaciones de temperatura, sobre todo si se trabaja sobre substratos flexibles [10].

2.1.1 Estructura de las antenas de microcintas

Las antenas de microcintas, al estar basadas en la tecnología del mismo nombre, cuentan con una estructura formada por una lámina conductora delgada de largo *L*, ancho *W* y grosor *t* que funciona como parche radiador. Esta se construye de cobre enchapada con un metal resistente a la corrosión, como el oro, estaño o el níquel. El parche se encuentra situado en la parte superior de un substrato dieléctrico, el cual tiene un grosor *h*, una permitividad eléctrica ε_r y una tangente de pérdidas dieléctricas tan δ . En la parte inferior del substrato dieléctrico se tiene un plano metálico referenciado a tierra [10]. En la figura 2.1 se ilustra la estructura de una antena de microcintas.



Figura 2.1. Estructura de una antena de microcintas [10].

Los rangos de medidas y características de los parámetros mencionados son los siguientes:

- El valor de *t* debe ser muy pequeño, se considera: $t << \lambda_r$, donde λ_r es la longitud de onda de la señal en el espacio libre a la frecuencia de resonancia del parche radiador.
- El valor de *L* puede variar en dependencia de la forma utilizada. Para un parche de geometría rectangular se asume el siguiente rango: $\lambda_r/3 < L < \lambda_r/2$.
- El grosor del substrato *h* debe de ser alto en comparación con *t*, pero al mismo tiempo se debe cuidar que esta elevación de *h* no produzca un valor considerable de ondas de superficie. Se considera: $t << h << \lambda_r$; $10^{-3}\lambda_r < h < 10^{-1}\lambda_r$.
- La permitividad eléctrica del substrato dieléctrico ε_r , por lo general, se debe encontrar en el rango: 2.2 $\leq \varepsilon_r \leq 12$. Siempre se busca la menor permitividad posible para lograr una mejor eficiencia en la antena [10].

2.1.2 Patrón de radiación

Cuando se excita la antena con una línea de alimentación, aparecen fuerzas de atracción, entre la parte inferior del parche y el plano tierra, que concentran una gran cantidad de carga en esa zona. Al mismo tiempo, las fuerzas de repulsión agrupan dichas cargas en los bordes del parche para crear una gran densidad de estas en esa región y establecer una fuente de campos desbordados como se muestra en la figura 2.2.



Figura 2.2. Desbordamiento del campo eléctrico en los bordes del parche de una antena de microcintas [11].

Los bordes opuestos y paralelos al ancho de una antena con parche de forma rectangular son llamados *bordes radiantes*. Estos pueden ser considerados como dos aperturas que radian campos iguales, pues ambos poseen las mismas dimensiones espaciales e idénticos valores de magnitud y fase en sus densidades de corrientes equivalentes. En cambio, los otros dos lados son denominados *bordes no radiantes* debido a que los campos radiados, por estas dos aperturas, se cancelan entre ellos en los planos principales de los vectores intensidad de campo eléctrico (\vec{E}) e intensidad de campo magnético (\vec{H}). Esto se debe a que sus densidades de corrientes equivalentes son iguales en magnitud, pero con direcciones opuestas y desfasadas 180°.

Como resultado, el patrón de radiación de una antena de microcintas es directivo, pues la mayor parte de la potencia radiada es emitida hacia la parte superior de la antena. Idealmente, la antena no debe generar radiación alguna hacia su parte inferior debido a la barrera que ofrece el plano tierra. Sin embargo, las dimensiones del plano tierra son finitas, por lo que puede existir una radiación hacia la parte inferior de la antena, aunque los lóbulos posteriores son de pequeñas dimensiones en comparación con el lóbulo principal y pueden ser despreciados [11].

En la figura 2.3 se visualiza, el patrón de radiación normalizado para cada borde radiante de la antena, así como el patrón resultante de la superposición de ambos. En el plano \vec{H} los patrones de radiación de cada borde y el patrón total son los mismos.



Figura 2.3. Patrón de radiación típico de una antena de microcintas con parche rectangular: A) Distribución de los campos en el plano \vec{E} , B) Distribución de los campos en el plano \vec{H} [11].

2.1.3 Métodos típicos de alimentación

El método empleado para alimentar una antena de microcintas es un aspecto importante en el proceso de diseño de la misma, pues un método ineficiente de alimentación provoca un funcionamiento indeseado, sin importar la precisión llevada a cabo para diseñar el elemento radiante.

Existen diferentes métodos para alimentar una antena de microcintas que posibilitan una radiación eficiente en las frecuencias deseadas mediante un correcto acoplamiento de impedancias. A pesar de existir muchos métodos para alimentar una antena, éstos se pueden agrupar en tres categorías principales: *alimentación directa, alimentación por apertura* y *alimentación por proximidad* [10]. A continuación se describe el método de alimentación por proximidad por tratarse del método empleado en la antena que se diseña en este trabajo.

Alimentación por proximidad

En este método la estructura de alimentación no tiene contacto directo con el radiador, pues el acoplamiento entre ellos se realiza de forma electromagnética. El diseño consiste en un parche radiador sobre un substrato dieléctrico que tiene, en la parte inferior, una línea de alimentación sobre otro substrato dieléctrico con un plano tierra debajo. Este método tiene la ventaja que el radiador, así como la estructura de alimentación, pueden optimizarse por separado debido a que se utilizan capas de substratos dieléctricos distintas: un substrato dieléctrico para obtener las mejores características del radiador (substrato ancho con permitividad eléctrica baja) y otro de la alimentación (substrato delgado con permitividad eléctrica alta). Una selección apropiada de ambos logra aumentar el ancho de banda y la radiación del parche.

Mediante un incremento del espesor del substrato del parche se eliminan, casi en su totalidad, las radiaciones espurias provenientes de la línea de alimentación, además de proporcionar aumento en el ancho de banda. El acoplamiento se logra al controlar el largo y el ancho de la línea de alimentación, mientras la frecuencia de resonancia se controla a través del largo del parche radiador.

La mayor desventaja de la alimentación por proximidad es su difícil fabricación, pues las dos capas dieléctricas deben estar correctamente alineadas. En la figura 2.4 se muestra la estructura general de éste método de alimentación.



Figura 2.4. Esquema de la alimentación por el método de proximidad. Vista transversal de la antena.

Como se aprecia en la figura 2.4, la línea de alimentación termina en forma de circuito abierto justo debajo del parche, de modo que el acoplamiento entre el parche y la línea es capacitivo por naturaleza. Este acoplamiento se representa en el circuito equivalente de la figura 2.5 mediante el capacitor C_c , en serie con el circuito resonante R - L - C que representa al parche.

El capacitor C_c puede ser diseñado para un mejor acoplamiento de impedancia de la antena, así como para una sintonización del parche que perfeccione su ancho de banda, pues la terminación en circuito abierto de la línea de microcinta puede comportarse como una rama correctora que puede modificar al ancho de banda [10].



Figura 2.5. Circuito equivalente de la alimentación por proximidad [10].

2.2 Metamateriales

Los medios metamateriales se pueden definir como aquellas estructuras electromagnéticas artificiales que tienen unas propiedades inusuales, pues poseen características que no están disponibles en materiales naturales, propiedades que proceden de la estructura diseñada y no de su composición, es decir, son propiedades distintas a las que sus constituyentes presentarían a escala microscópica. También son considerados como aquellos materiales que presentan permitividad eléctrica, permeabilidad magnética o coeficientes de refracción negativos. Son estructuras homogéneas con topología periódica o cuasi-periódica, pues están formados por la unión de un conjunto de estructuras iguales en forma, que se repiten continuamente en el espacio llamadas *celdas unitarias* [12].

El estudio de las propiedades que dichos medios presentan, ha promovido el desarrollo de numerosos dispositivos de microondas y antenas compuestos por estas estructuras.

2.2.1 Clasificación de los metamateriales

Los metamateriales se clasifican en dos grupos fundamentales. Por un lado, se encuentran las estructuras compuestas de *cristales electromagnéticos*, que son periódicas con tamaño de la celda unitaria (p) comparable a la longitud de onda de la señal de trabajo (λ_0). Y por otro lado, aparecen los llamados *medios efectivos*, que se caracterizan por un tamaño de celda unitaria muy inferior al de la longitud de onda de la señal de trabajo ($p \ll \lambda_0$).

Los metamateriales compuestos por cristales electromagnéticos pueden tener estructuras unidimensionales, bidimensionales o tridimensionales y basan su funcionamiento en fenómenos de difracción e interferencia. En cambio, el grupo de los metamateriales de medio efectivo está formado por elementos resonantes y su efecto no viene determinado por un fenómeno de interferencia sino por uno cuasi-estático.

En el grupo de medios efectivos aparecen los llamados *materiales zurdos* o *Left-Handed Metamaterials* (LHM), estos presentan valores negativos, tanto para la permitividad eléctrica efectiva (ε_{eff}), como para la permeabilidad magnética efectiva (μ_{eff}), lo que da lugar a un índice de refracción negativo que resulta en fenómenos muy interesantes con grandes aplicaciones.

Otros medios metamateriales efectivos son los que poseen solo uno de estos parámetros con signo negativo, estos se denominan *SNG (Single Negative Media)*. Es un subgrupo que contiene a los metamateriales que poseen una permitividad eléctrica efectiva negativa (*ENG – Epsilon Negative*), y los que poseen una permeabilidad magnética negativa (*MNG – Mu Negative*) [12, 13]. La figura 2.6 resume las diferentes clasificaciones de los metamateriales.



Figura 2.6. Clasificación de los metamateriales.

En los últimos años, los materiales conformados por medios efectivos han sido los más desarrollados, dado que alcanzan propiedades que no se logran con los cristales electromagnéticos. A lo largo de esta sección, se describen a los medios efectivos, pues son éstos los utilizados para el desarrollo de la antena del trabajo.
2.2.2 Medios efectivos

El tamaño tan reducido que presentan las celdas unitarias de los medios efectivos en comparación con su longitud de onda de trabajo, les confiere un comportamiento homogéneo. Generalmente, un medio metamaterial se considera homogéneo siempre que las dimensiones de las celdas unitarias que lo conforman, no excedan la cuarta parte de la longitud de la onda guiada o radiada ($p \le \lambda_0/4$).

En este caso, las propiedades electromagnéticas del material, se pueden encontrar mediante un diseño cuidadoso de sus celdas unitarias. Al seleccionar apropiadamente las dimensiones de las celdas, se ajustan los valores de las magnitudes efectivas de permitividad eléctrica y permeabilidad magnética, por lo que es posible controlar factores como la velocidad de fase de la señal dentro del medio (v_p) y la impedancia característica (Z_0) [12].

Los valores de ε_{eff} y μ_{eff} tienen igual comportamiento en cuanto a signo que la permitividad eléctrica absoluta (ε) y la permeabilidad magnética absoluta (μ) de un material respectivamente y estas últimas a su vez, definen al índice de refracción (n) de la siguiente manera:

$$n = \sqrt{\varepsilon * \mu} \tag{2.1}$$

A partir de esta expresión, se puede pensar que el índice de refracción presenta una ambigüedad en el signo cuando ε y μ presentan, ambos, valores negativos, ya que puede parecer que aun así se pueden obtener n > 0, lo que refutaría la definición de los LHM. Para eliminar dicha ambigüedad, es necesario recurrir a un análisis adecuado de la relación. Dicho análisis, se fundamenta en el hecho de que tanto μ como ε son magnitudes complejas.

Si se escribe que:

$$\varepsilon = -1 \rightarrow \varepsilon = e^{j\pi}$$

 $\mu = -1 \rightarrow \mu = e^{j\pi}$

Y se sustituyen estos valores en la ecuación 2.1, se obtiene el siguiente valor:

$$n = \sqrt{\mu\varepsilon} = \sqrt{\mu}\sqrt{\varepsilon} = e^{j\frac{\pi}{2}}e^{j\frac{\pi}{2}} = e^{j\pi} = -1$$

29

Este es un resultado que corrobora la presencia de un índice de refracción negativo (n < 0), cuando se cuenta con valores de ε y μ también negativos.

De este análisis, se pueden distinguir cuatro casos posibles de modalidades de *n* como se muestra en la figura 2.7. El primer cuadrante (I) corresponde al caso en el que tanto ε_{eff} como μ_{eff} son positivos. En este caso, la onda se propaga normalmente a través del medio. Dichos medios son los llamados *dieléctricos diestros*.



Figura 2.7. Clasificación de los materiales según el signo de μ y ε , así como la naturaleza del índice de refracción del medio (n) [13].

Los cuadrantes II y IV, se corresponden con modalidades que no permiten la propagación de ondas, por lo que aparecen ondas evanescentes a través de ellos. Dichos cuadrantes se corresponden con los que poseen una de las magnitudes efectivas menores que cero, mientras que la otra es mayor que cero.

Por último, existe un último cuadrante III que admite la propagación de señales. Dicho cuadrante corresponde al caso en el que las dos magnitudes efectivas son menores que cero. Dicha combinación no está presente en ningún material en la naturaleza y las propiedades que estos materiales presentan fueron predichas, casi en su totalidad, por el científico soviético Viktor Veselago en 1968 [12,13].

2.2.3 Síntesis de medios metamateriales. Split-Ring Resonator (SRR)

Los metamateriales son muy aplicados en dispositivos de onda radiada, para aprovechar sus capacidades de miniaturización y la posibilidad de utilizar dichas estructuras para conseguir dispositivos multibanda. Estas características son elementos útiles para la aplicación inalámbrica que se desea desarrollar en este trabajo, donde se requiere utilizar varias bandas de frecuencia a la vez.

Una estructura metamaterial con propiedades resonantes muy utilizada es el resonador de anillos divididos acoplado por bordes (*EC-SRR*, *Edge-Coupled Split-Ring Resonator*), o simplemente SRR. Su descubridor fue el físico teórico británico John Pendry, quien la presentó en 1999, al conseguir el primer estudio de las propiedades de esta estructura. La importancia radica en que fue la primera estructura con la que se pudieron obtener valores negativos de la permeabilidad magnética efectiva, lo que conformó un punto de partida excelente para el estudio de los metamateriales [12].





Figura 2.8. A) Esquema del SRR y definición de sus dimensiones, B) Sentido de las corrientes y polarización de los voltajes en el SRR, C) Circuito equivalente para determinar la frecuencia de resonancia del SRR, D) Dependencia angular de las corrientes normalizadas en el anillo interior (línea discontinua), en el anillo exterior (línea discontinua punteada), y corriente total de ambos anillos (línea continua), E) Dependencia angular del voltaje normalizado en el anillo interior (línea discontinua) y en el anillo exterior (línea discontinua punteada) [12].

Como se aprecia en la figura 2.8-A, se trata de dos anillos metálicos concéntricos no cerrados, cuyas aperturas se sitúan en los lados opuestos de la estructura y se imprimen sobre una placa de dieléctrico para circuitos de microondas.

Si dicha estructura es excitada por un campo magnético variable en el tiempo, en la dirección normal al plano de los anillos (eje z), los cortes en cada uno de ellos hacen fluir una corriente eléctrica de un anillo a otro a través del pequeño espacio que los separa (d). Las corrientes que se generan en cada uno de los anillos, representadas en la figura 2.8-B, solo se pueden considerar si se tienen en cuenta las corrientes de desplazamiento. El espacio d provoca una capacidad distribuida, de modo que el SRR completo toma la forma del circuito equivalente de la figura 2.8-C, donde L es la inductancia propia de los conductores del SRR y C es la capacidad asociada a cada mitad del SRR. La combinación adecuada de los efectos capacitivo e inductivo confiere a esta estructura una característica resonante.

La capacidad asociada con cada corte de los anillos (*g*) puede ser despreciada, pues el perímetro del SRR es bastante reducido en comparación con $\lambda_0/2$. De esta manera, la corriente en cada uno de los cortes desaparece y la dependencia angular de la corriente a lo largo de cada uno de los anillos se puede asumir de forma lineal de modo que la corriente total de ambos anillos es constante. Igualmente, se considera lineal la dependencia angular de los voltajes entre las separaciones de los anillos en ambas mitades del SRR como se puede apreciar en las figuras 2.8-D y 2.8-E.

Los SRR presentan también efectos de polarización cruzada, lo que significa que también podrían ser excitados por un campo eléctrico debidamente polarizado, específicamente un campo eléctrico paralelo a las líneas de los anillos (plano xy).

La capacidad C viene dada por la expresión:

$$C = \pi r_0 C_{pul} \tag{2.2}$$

Donde: C_{pul} es la capacidad entre anillos por unidad de longitud y $r_0 = r_{ext} - c - d/2$.

La capacidad total del circuito equivalente 2.8-C (C_S) es la conexión serie de las capacidades de ambas mitades del SRR, esto es: $C_S = C/2$.

La frecuencia de resonancia (ω_0) de la estructura, resulta ser la de un resonador *LC*. Así:

$$\omega_0^2 = \frac{1}{L_S C_S} = \frac{2}{L_S C} = \frac{2}{\pi r_0 C_{pul} L_S}$$
(2.3)

Donde L_s es el efecto inductivo aportado por ambos conductores. Esta puede ser aproximada por la de un anillo simple con radio medio r_0 , grosor c y su cálculo precisa de métodos numéricos, pues se deben integrar las funciones de Bessel y de Struve como se puede ver en la ecuación 2.14 [12].

Cuando se construye una estructura con varios SRR cercanos entre sí, se forma un *arreglo de SRR*, que se comporta como un medio metamaterial MNG. Su comportamiento se basa en que si se ilumina dicha estructura con un campo magnético polarizado de forma paralela al eje de los anillos, se atenúa fuertemente una banda de frecuencias, hasta el punto de considerarse eliminada. Esto se interpreta como que dicha banda de frecuencias eliminadas, se corresponde con una banda en la que la permeabilidad del medio es negativa.

Existe una expresión matemática que relaciona la permeabilidad magnética efectiva de dicho medio (μ_{eff}) con la frecuencia de operación (ω) y con la frecuencia de resonancia de los anillos (ω_0). La misma viene dada por:

$$\mu_{eff}(\omega) = 1 - \frac{F\omega^2}{\omega^2 - \omega_0^2}$$
(2.4)

Donde: $F \rightarrow$ parámetro que depende de la geometría del medio.

La expresión 2.4 indica que la permeabilidad magnética efectiva en los arreglos de SRR es positiva a frecuencias inferiores a la de resonancia de los anillos. A partir de esta frecuencia, la permeabilidad efectiva será negativa hasta llegar a ω_{mp} (Frecuencia del plasma magnético), a partir de la cual, volverá a tener signo positivo [13]. En la figura 2.9, se muestra un pequeño esquema de dicha función.



Figura 2.9. Representación de la función de permeabilidad magnética efectiva en un arreglo de SRR y su esquema estructural [13].

2.2.4 Diseño de los SRR

Debido a las propiedades de resonancia que lo caracterizan, el SRR es el metamaterial insertado en el diseño de la antena de este trabajo. La condición de ser un metamaterial del tipo medio efectivo, le confiere a los SRR la propiedad de funcionar como pequeñas estructuras, que al ser agrupados pueden conformar una estructura metamaterial mayor y lograr mejores cualidades de resonancia.

Para poder determinar las dimensiones físicas de un SRR, el primer paso es escoger la frecuencia a la que debe resonar (ω_0). Luego, es necesario obtener el aspecto final que tendrá la estructura. Los anillos concéntricos que forman a los SRR pueden asumirse como una línea coplanar igual a la mostrada en la figura 2.10 con una inductancia *L* y una capacidad *C*, que dan paso a una frecuencia de resonancia ω_0 . Para calcular *L* y *C*, se utilizan una serie de expresiones que desprecian la curvatura de las líneas que componen los anillos para buscar menor complejidad de cálculo [13].

El cálculo de C parte de la siguiente estructura de línea coplanar:



Figura 2.10. Estructura de una línea coplanar [10].

$$k = \frac{a}{b}, \qquad a = \frac{S}{2}, \qquad b = \frac{S}{2} + W$$
 (2.5)

$$k_1 = \frac{senh(\pi a/2h)}{senh(\pi b/2h)}$$
(2.6)

$$k' = \sqrt{1 - k^2}, \qquad k_1' = \sqrt{1 - k_1^2},$$
(2.7)

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \begin{cases} \left[\frac{1}{\pi} ln\left(2\frac{1+\sqrt{k'}}{1-\sqrt{k'}}\right)\right]^{-1} para \ 0 \le k \le 0.7 \\ \frac{1}{\pi} ln\left(2\frac{1+\sqrt{k}}{1-\sqrt{k}}\right) para \ 0.7 \le k \le 1 \end{cases}$$
(2.8)

34

$$\frac{K_{1}(k_{1})}{K_{1}'(k_{1})} = \begin{cases} \left[\frac{1}{\pi} ln \left(2\frac{1+\sqrt{k_{1}'}}{1-\sqrt{k_{1}'}}\right)\right]^{-1} para \ 0 \le k_{1} \le 0.7 \\ \frac{1}{\pi} ln \left(2\frac{1+\sqrt{k_{1}}}{1-\sqrt{k_{1}}}\right) para \ 0.7 \le k_{1} \le 1 \end{cases}$$
(2.9)

$$\varepsilon_e = 1 + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \frac{K'(k)}{K(k)} \frac{K_1(k_1)}{K_1'(k_1)}$$
(2.10)

$$Z_0 = \frac{120}{\sqrt{\varepsilon_e}} \frac{K(k)}{K'(k)}$$
(2.11)

$$C = \frac{\sqrt{\varepsilon_e}}{cZ_0} \left(\pi \frac{r_0}{2}\right) \tag{2.12}$$

Donde:

 $c \rightarrow$ Velocidad de la luz en el vacío

$$r_0 = r_{ext} - W - \frac{S}{2}$$
(2.13)

Donde: $r_{ext} \rightarrow$ Mayor radio del SRR.

Para calcular la inductancia *L* equivalente del SRR, se asume que la inductancia total del mismo se aproxima a la inductancia de un único anillo, cuyo radio medio es la media de los radios del SRR considerado, y un ancho igual al del anillo original. Un análisis, que se basa en este planteamiento y que se presenta en [12], permite calcular la inductancia del SRR mediante la expresión:

$$L = \frac{\mu_0 \pi^3}{4c^2} \int_0^\infty \frac{1}{k^2} [bB(kb) - aB(ka)]^2 dk$$
(2.14)

Donde:

$$a = r_0 - \frac{c}{2}$$
(2.15)

$$b = r_0 + \frac{c}{2}$$
(2.16)

$$B(k) = S_0(k)J_1(k) - S_1(k)J_0(k)$$
(2.17)

 $\mu_0 \rightarrow$ Permeabilidad magnética en el vacío

 $c \rightarrow$ Ancho de las líneas

 $S_n ext{ y } J_n \rightarrow \text{Funciones de Struve y de Bessel de orden } n ext{ respectivamente.}$

Una vez obtenidos los valores de *C* y *L*, se puede encontrar la frecuencia de resonancia ω_0 del SRR, mediante la ecuación 2.3 al igualar $L = L_s$ y $C = C_s$.

La ecuación 2.14 es una expresión integral que necesita ser evaluada de forma numérica. Para ello se ha utilizado un programa hecho en MATLAB desarrollado en [13] con el fin de obtener, de manera automatizada, los valores de *L*, *C* y ω_0 .

Los SRR en forma de anillos circulares tienen la peculiaridad de no alcanzar su mejor acoplamiento cuando se deben acoplar con estructuras radiantes planas poligonales, este es el caso del parche rectangular. Esto es debido a que, en estos casos, los anillos tienen una superficie muy reducida que se enfrenta con la fuente radiante a la que se deben acoplar.

Como solución a este problema, se opta por cambiar la forma de los SRR y hacerlos con "geometría cuadrada". Mediante este cambio de forma, todo un lado del cuadrado del SRR queda expuesto al campo magnético normal a su plano. Esto logra un acoplamiento magnético máximo siempre que se establezca la distancia adecuada a la fuente radiante.

Para efectuar el cambio de forma, se hace constante el perímetro (*P*) del SRR, y se supone una vez más que la forma geométrica no afecta en gran medida a la frecuencia. Esto implica que el perímetro de la forma circular sea igual al perímetro de la forma cuadrada. Esta suposición se hace también, en la capacidad equivalente entre ambas tiras de metal [13]. De esta manera, el lado del cuadrado puede obtenerse por la siguiente igualdad:

$$P_{CIRCULAR} = P_{CUADRADO} \rightarrow 2\pi * r_{ext} = 4 * r_{ext}' \rightarrow r_{ext}' = \frac{\pi * r_{ext}}{2}$$
(2.18)

36



La transición de SRR circular a cuadrado se puede observar en la figura 2.11.

Figura 2.11. Esquema del SRR convencional y su equivalente en forma cuadrada [13].

2.2.5 Antenas multifrecuencia con metamateriales

Las propiedades de resonancia típicas de los SRR, les permite ser modelados como resonadores LC. Ello le confiere cierta relevancia en las aplicaciones de onda radiada, debido a la posibilidad que brindan de conseguir dispositivos multibanda.

De esta manera, al integrar los anillos resonadores en la estructura de las antenas planas de una forma adecuada, se pueden desarrollar antenas multibanda por medio de la unión entre la banda de resonancia natural de la antena simple sin metamateriales y la banda de resonancia a la que son diseñados los SRR.

En la figura 2.12 se presenta un ejemplo de lo anterior. La imagen muestra el modelo equivalente y la estructura de una antena que ha sido diseñada para funcionar en dos frecuencias diferentes mediante el empleo de los SRR. La antena se basa en un dipolo impreso en ambas caras de un sustrato FR4 para trabajar a los 2.45 GHz, en cada cara aparece la mitad del dipolo. Las estructuras SRR fueron diseñadas para resonar aproximadamente en los 3.1 GHz. Además, la antena se carga con 4 elementos SRR impresos en la cara opuesta de cada brazo del dipolo, lo que mejora la adaptación de impedancia y la ganancia de la antena a la frecuencia de resonancia de los SRR.

En la figura 2.13 se muestran las pérdidas de retorno de la antena, y se aprecian las bandas de trabajo a ambas frecuencias (la frecuencia inherente al dipolo impreso, y la frecuencia de resonancia de los SRR).



Figura 2.12. Esquema de una antena dipolo plano cargada con SRR:

A) Modelo equivalente, B) Vista superior, C) Vista inferior [13].



Figura 2.13. Pérdidas de retorno para un dipolo impreso cargado con SRR [13].

2.3 Métodos de análisis

El diseño de las antenas cuenta con una amplia gama de métodos para llevar a cabo el análisis de las mismas. En función de la precisión y el grado de sencillez que se busque, se puede seleccionar el método que más se ajuste a las necesidades.

Todos estos métodos se agrupan en tres categorías principales: *métodos analíticos, métodos variacionales* y *métodos de onda completa* [14]. Las dos clasificaciones empleadas en este trabajo se explican a continuación.

Métodos analíticos

Estos métodos proporcionan los resultados de diseño menos precisos, pero al mismo tiempo son los de menor complejidad. Sus análisis se basan en la suposición de conceptos y estructuras de forma general, sin llevar a cabo consideraciones de irregularidades en sus parámetros. Estos pueden tener un buen nivel de precisión cuando se trabaja en rangos de frecuencias menores a los de las ondas milimétricas ($f_r < 30 \ GHz$); sin embargo, conforme la frecuencia se sale de este rango, empiezan a aparecer imprecisiones muy grandes en los resultados.

A pesar de las limitantes mencionadas, los métodos analíticos son muy importantes para realizar diseños que aportan, en primera instancia, una base para llevar a cabo diseños en rangos superiores a las ondas milimétricas.

Métodos de onda completa

Estos Métodos se presentan como los más precisos para diseñar, incluso son útiles para analizar el comportamiento de cualquier estructura electromagnética, por lo que también sirven perfectamente para examinar el comportamiento de los metamateriales. Sin embargo, también son los métodos más complicados y se requiere de herramientas computacionales avanzadas para emplearlos.

Entre los principales modelos de onda completa se pueden mencionar:

- Método de momentos (MoM).
- Método de estados o elementos finitos (FEM).
- Método de diferencias finitas en el dominio del tiempo (FDTD).
- Técnica de integración finita (FIT).

En este proyecto se utiliza el método de la línea de transmisión, en una primera instancia, para llevar a cabo una aproximación rápida del diseño a realizar. Posteriormente, esta aproximación es complementada con una optimización mediante los modelos de onda completa de la herramienta computacional CST STUDIO SUITE 2013, en su módulo CST MICROWAVE STUDIO (CST MWS).

CST MWS es un programa que permite seleccionar uno entre varios solucionadores para el cálculo del diseño en cuestión, además del tipo de malla que se aplica al dominio de cálculo en función del problema específico. En este trabajo se utilizan el *Solucionador en el Dominio del Tiempo* y el *Solucionador en el Dominio de la Frecuencia*. Ambos se basan en la Técnica de Integración Finita con sus respectivas adaptaciones para la resolución numérica de sus problemas. A continuación se describen brevemente los dos métodos seleccionados para el diseño.

2.3.1 Método de línea de transmisión (MLT)

El *Método de Línea de Transmisión (MLT)* es un modelo analítico que solamente puede ser utilizado para el diseño de antenas con parches rectangulares o circulares. Para el caso de parches radiadores con geometría rectangular, el diseño a través de este método se resume en los siguientes pasos:

- 1. Se especifica la frecuencia de operación y el substrato a utilizar para la construcción de la antena, con ellos se definen los valores de:
 - $f_r \rightarrow$ Frecuencia de operación.
 - $\varepsilon_r \rightarrow$ Permitividad eléctrica del substrato.
 - $h \rightarrow$ Grosor del substrato.
- 2. Se obtiene el ancho del parche mediante la fórmula:

$$W = \frac{1}{2f_r \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0}} \sqrt{\frac{2}{\varepsilon_r + 1}} = \frac{c}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\varepsilon_r + 1}}$$
(2.19)

Donde: $c \rightarrow$ velocidad de la luz en el espacio libre.

3. Se calcula la permitividad eléctrica efectiva que combina las permitividades del aire y el substrato mediante la ecuación:

$$\varepsilon_{ref} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-\frac{1}{2}}$$
(2.20)

40

4. Se obtiene la extensión ΔL en los lados del parche, producto de los efectos de desbordamiento de los campos, mediante la ecuación:

$$\Delta L = 0.412 h \frac{\left(\varepsilon_{ref} + 0.3\right) \left(\frac{W}{h} + 0.264\right)}{\left(\varepsilon_{ref} - 0.258\right) \left(\frac{W}{h} + 0.8\right)}$$
(2.21)

5. Se obtiene la longitud real de la antena de parche rectangular al considerar la longitud efectiva L_{eff} y el valor de ΔL con:

$$L = L_{eff} - 2\Delta L = \frac{c}{2f_r \sqrt{\varepsilon_{ref}}} - 2\Delta L = \frac{1}{2f_r \sqrt{\varepsilon_{ref}} \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0}} - 2\Delta L$$
(2.22)

Los valeres obtenidos de W y L proporcionan una buena aproximación de las dimensiones del parche radiador [10].

2.3.2 Técnica de Integración Finita (FIT)

La Técnica de Integración Finita (FIT, Finite Integration Technique) fue propuesta por primera vez por la empresa alemana de la industria eléctrica y electrónica Weiland Electric entre 1976 y 1977. Es un método numérico que brinda un esquema de discretización espacial global aplicable a problemas electromagnéticos diversos, pues se ajusta a entornos que cubren desde cálculos de campos estáticos hasta las aplicaciones de alta frecuencia en el dominio del tiempo o de la frecuencia. La figura 2.14 muestra la representación de cada uno de los elementos que emplea la FIT para desarrollar sus cálculos.



Figura 2.14. Elementos del dominio de cálculo que emplea la FIT [15].

El funcionamiento de esta técnica se basa en discretizar las ecuaciones de Maxwell en su forma integral para darles una solución numérica a partir de un dominio de cálculo finito definido, que encierra al problema de aplicación. Para el proceso, se crea un sistema adecuado de mallas que divide a todo el dominio de cálculo en muchos elementos pequeños en forma hexaédrica o tetraédrica llamados *células cuadriculadas*. En primer lugar, se establece una malla primaria donde se ubican los voltajes de cuadrícula eléctricos (*e*) y los flujos de cara magnéticos (*b*), luego, ortogonalmente a esta malla, se forma una malla secundaria donde se localizan los voltajes de cuadrícula magnéticos (*h*) y los flujos de cara eléctricos (*d*). Finalmente, se aplica sobre ambas mallas la mencionada discretización de las ecuaciones de Maxwell [15].

Para una mejor comprensión de los métodos de análisis descritos brevemente en este trabajo, tanto el MLT como la FIT, se recomienda recurrir a las referencias bibliográficas [10, 15] donde se realiza una amplia exposición de los mismos.

CAPITULO 3. DISEÑO DE UNA ANTENA PLANA CON DOBLE BANDA DE RESONANCIA

En este capítulo, se desarrolla el diseño de una antena de microcintas con parche de geometría rectangular alimentado por el método de proximidad. Posteriormente, sobre este diseño, se realizan modificaciones con estructuras metamateriales, con el fin de alcanzar una nueva frecuencia de resonancia y por consiguiente, obtener una antena con doble banda de trabajo que pueda utilizarse en dos de las bandas de los servicios Wi-Fi: 2.4-GHz (2.401-2.495 GHz) y 5-GHz (4.995-5.835 GHz).

3.1 Diseño de la antena de microcintas para la banda 2.4-GHz

Si se analiza la teoría expuesta en el capítulo 1, referida a los canales, frecuencias y potencias de radiación empleados por la tecnología Wi-Fi, se determina que las antenas de sus dispositivos de diseño, para responder a los 11 canales de la banda 2.4-GHz y los 24 canales de la banda 5-GHz utilizados en la región de América, con una cobertura dentro de las normas establecidas internacionalmente, deben cumplir con las siguientes condiciones:

- Resonar a la frecuencia central de 2437 MHz, con un ancho de banda de, al menos, 72 MHz y con una potencia de radiación de hasta 100 mW.
- Resonar a la frecuencia central de 5500 MHz, con un ancho de banda de, al menos, 665 MHz y con una potencia de radiación de hasta 500 mW.

De esta manera, se podrán implementar, al mismo tiempo, los cuatro estándares más populares de esta tecnología: IEEE 802.11a\b\g\n.

El tipo de antena seleccionada para el diseño es una antena de microcintas con geometría de parche rectangular alimentada por la técnica de proximidad, el modelo se presenta en la figura 3.1. El parche debe tener como frecuencia de resonancia o frecuencia del modo fundamental (f_r) la frecuencia central de 2437 MHz para trabajar en la banda de 2.4-GHz.



Figura 3.1. Modelo de un parche rectangular alimentado por acoplamiento por proximidad.

El tipo de substrato seleccionado para el diseño es el FR-4 (*Flame Retardant 4*), por tratarse del substrato disponible en el laboratorio para la construcción de la antena. Esto implica que el mismo substrato sea empleado tanto para sostener el parche (Substrato 1) como para sostener la línea de alimentación (Substrato 2). El mismo posee una permitividad relativa $\varepsilon_r = 4.35$ y un grosor h = 1.5mm. Este es un substrato con pérdidas considerables que deben tenerse en cuenta durante el proceso de simulación de la antena a través de su tangente del ángulo de pérdidas dieléctricas $tan\delta = 0.025$. Por defecto, este substrato trae adherida sobre su superficie una lámina conductora de cobre con grosor t = 0.035mm, que se moldea para conformar las partes metálicas de la antena.

3.1.1 Diseño de la antena

El diseño analítico de la antena se desarrolla sobre las ecuaciones del Método de Línea de Transmisión (MLT) que, como se describe en el capítulo 2, consiste básicamente en calcular el ancho *W* y la longitud *L* del parche. El primer parámetro que se calcula es *W* a través de la ecuación 2.19. Para mejorar la precisión se trabaja con el valor exacto de la velocidad de la luz c = 299792458 m/s y al tratarse de una antena con dos substratos, el término ε_r se sustituye por la permitividad dieléctrica equivalente entre ambos substratos (ε_{re}) que se obtiene a través de:

$$\varepsilon_{re} = \frac{h_1 \sqrt{\varepsilon_{r1}} + h_2 \sqrt{\varepsilon_{r2}}}{h_1 + h_2} \tag{3.1}$$

Debido a que en este diseño ambos substratos (1 y 2) son idénticos, se cumple que $h_1 = h_2 = h$ y $\varepsilon_{r1} = \varepsilon_{r2} = \varepsilon_r$. Esto implica que la ecuación 3.1 sufre la siguiente transformación:

$$\varepsilon_{re} = \sqrt{\varepsilon_r} \tag{3.2}$$

Para comprobar que el rango de error del método de diseño no es significativo, se verifica el cumplimiento de la siguiente condición:

$$\frac{W}{h} > 1 \tag{3.3}$$

Posteriormente, se calcula *L* mediante la ecuación 2.22, donde, según el MLT, queda en función de la longitud efectiva de la antena L_{eff} y del incremento de longitud ΔL que provocan los efectos de borde. Este incremento ΔL se obtiene a través de la ecuación 2.21, donde es necesario conocer el valor de la constante dieléctrica efectiva ε_{ref} que queda definida por la ecuación 2.20, con la condición de que:

$$h = h_{12} = h_1 + h_2 = 2h \tag{3.4}$$

Una vez conocidos los parámetros W y L, se procede a calcular las dimensiones de ambos sustratos. Para ello, se sigue un criterio empírico que consiste en incrementar en un cuarto de la longitud de onda de resonancia ($\lambda_r/4$), el largo y el ancho del parche [10], como lo muestra la figura 3.2.



Figura 3.2. Dimensiones de los substratos.

De este criterio se derivan las siguientes expresiones para el cálculo del ancho W_s y largo L_s de los substratos:

$$W_{s} = W + 2(\lambda_{r}/4)$$

$$L_{s} = L + 2(\lambda_{r}/4)$$

$$Donde: \lambda_{r} = \frac{c}{f_{r}}$$

$$(3.5)$$

Para el cálculo del ancho de la línea de alimentación W_m se utilizan las ecuaciones brindadas en [10] para el análisis de líneas de microcintas. Este análisis indica que, primero, se debe obtener el valor de un factor llamado *A*, que se define como:

$$A = \frac{Z_0}{60} \left\{ \frac{\varepsilon_r + 1}{2} \right\}^{\frac{1}{2}} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1} \left\{ 0.23 + \frac{0.11}{\varepsilon_r} \right\}$$
(3.7)

A partir de este valor se determina que, si A > 1.52, entonces:

$$\frac{W_m}{h} = \frac{8\exp(A)}{\exp(2A) - 2}$$
(3.8)

En cambio, si $A \le 1.52$, entonces:

$$\frac{W_m}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\varepsilon_r - 1}{2\varepsilon_r} \left[\ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\varepsilon_r} \right] \right\}$$
(3.9)

Donde: $B = \frac{60\pi^2}{Z_0\sqrt{\varepsilon_r}}$ y $Z_0 = 50\Omega$, que es una impedancia característica de referencia normada internacionalmente.

Como criterio práctico, se pretende que la línea de alimentación termine justo debajo del centro del parche, de modo que su longitud L_m finalice relativamente cerca de la región de menor resistencia de entrada R_{IN} , pues esta es una magnitud que se caracteriza por ser máxima en los bordes y mínima en el centro del parche [11] como se muestra en la figura 3.3. Con esta ubicación se logra una alta transferencia de energía hacia el parche radiador y la posición del extremo final de la línea en el eje X se asume como $x_f = W/2$. Mientras, si la línea comienza en el borde del substrato, la posición en el eje Y estará dada por:

$$y_f = L_m = \frac{L_s}{2} \tag{3.10}$$



Figura 3.3. Comportamiento de la resistencia de entrada (R_{IN}) en función de la posición a lo largo del parche (y_0). Los valores están normalizados [11].

Todo el cálculo teórico de las dimensiones del parche, el substrato y la línea de alimentación, se implementan dentro de un código de programa desarrollado con la herramienta computacional de cálculo MATLAB (*Matrix Laboratory*). De esta manera, se logra un procesamiento automatizado de las ecuaciones y una respuesta prácticamente inmediata de los resultados.

La tabla 3.1 relaciona todos los resultados teóricos arrojados por el código implementado con MATLAB. Todos ellos resultan ser dimensiones necesarias para llevar a cabo el modelado de la antena.

Descripción	Dimensión (mm)
Ancho del parche	49.5194
Longitud del parche	41.0073
Ancho del sustrato	111.028
Longitud del sustrato	102.5158
Ancho de la línea de alimentación	2.8924
Longitud de la línea de alimentación	51.2579
Altura del sustrato	1.5
Altura del conductor	0.035
	Descripción Ancho del parche Longitud del parche Ancho del sustrato Longitud del sustrato Longitud del sustrato Ancho de la línea de alimentación Longitud de la línea de alimentación Altura del sustrato Altura del conductor

Tabla 3.1 . Dimensiones t	eóricas de la an	ntena para $f_r =$	2437 <i>MHz</i> .
----------------------------------	------------------	--------------------	-------------------

3.1.2 Modelado, simulación y optimización de la antena

Una vez obtenidos los resultados teóricos de las dimensiones de la antena, se procede a su modelado, simulación y optimización mediante el uso de la herramienta CST MWS. Los resultados de la simulación, al ser más cercanos a los resultados reales, darán medida del nivel de error obtenido durante el proceso de diseño por el MLT.

En la figura 3.4 se puede observar el comportamiento de las pérdidas de retorno (*RL*) a la entrada de la antena, en un rango de 1 GHz a 4 GHz, luego de la simulación con las dimensiones teóricas de la tabla 3.1.



Figura 3.4. Comportamiento de las RL para las dimensiones teóricas de la antena.

Se puede apreciar que la antena alcanza su máximo acoplamiento de impedancia de entrada a una frecuencia próxima a los 1642 MHz con unas pérdidas de retorno igual a -22.91 dB. Esto refleja un grado de acoplamiento aceptable, pero la resonancia de la antena se aleja de los 2437 MHz deseados, con una diferencia de 795 MHz aproximadamente.

Con el fin de corregir este margen de error, se efectúa una optimización de ciertas dimensiones de la antena. La optimización comienza al mejorar el ancho de la línea de microcintas que alimenta al parche W_m . Para ello se emplea una herramienta incluida en el módulo CST MWS, especializada en el cálculo de la impedancia de las líneas de microcintas. Esta herramienta desarrolla un análisis basado en métodos numéricos, lo que le confiere un mayor nivel de exactitud y fidelidad sobre el MLT empleado anteriormente. En la figura 3.5 se muestra la interfaz gráfica con el resultado arrojado. Como se observa, se alcanza la típica impedancia característica de 50 Ω para $W_m = 2.845$ mm.

Impedance Calculation	×
Thick Microstrip	Length unit: mm
	Frequency: 2.437 GHz
t↓ t↓ h ε	Geometry Data h 1.5 W 2.845 t 0.035 4 Line length: 2,4983e+14 Permittivity eps_r = 4.35
Impedance static $Z_0 = 50.00$ Ohm $eps_eff = 3.29$ Calculate	Phase shift = 1,5249e+29 Build 3D Exit Help

Figura 3.5. Optimización de W_m mediante la herramienta de cálculo de impedancia del CST MWS.

La optimización del parche rectangular se realiza mediante un análisis paramétrico de su largo L_p y su ancho W_p respectivamente. Como las dimensiones del parche son inversamente proporcional a la frecuencia de resonancia del mismo y se busca un aumento en f_r , entonces se realiza un análisis con disminuciones progresivas de W_p y L_p .

Luego de efectuar los análisis paramétricos y las optimizaciones pertinentes, se logró el resultado esperado para los valores de $W_p = 36mm$ y $L_p = 26.83mm$. Con ellos, la antena alcanza su máximo acoplamiento de impedancia en los 2437 MHz con un nivel de RL igual a -32.33 dB, lo que indica que existe un buen acoplamiento de impedancias. La figura 3.6 muestra los resultados de esta optimización.



Figura 3.6. Comportamiento de las RL para las dimensiones optimizadas de la antena.

Este nivel de pérdidas de retorno conlleva a un valor favorable de ROE, igual a 1.04, pues se acerca mucho a la unidad. Al mismo tiempo, se obtiene una buena impedancia de entrada $Z_{IN} = 50.5 - i0.42 \,\Omega$, que demuestra una reactancia casi nula y una resistencia cercana a los 50Ω de referencia que caracterizan a la línea de alimentación. Los resultados aparecen en las figuras 3.7 y 3.8.







Figura 3.8. Comportamiento de la impedancia de entrada Z_{IN} para la antena optimizada: A) Parte real, B) Parte imaginaria.

La antena posee un ancho de banda (*BW*) de 74 MHz, que se miden al nivel de los -10 dB de RL [14]. Es un ancho de banda de 3% que responde a las necesidades de las comunicaciones Wi-Fi en la banda 2.4-GHz, pues supera los 72 MHz requeridos. En la figura 3.9 se ilustra esta medición.



Figura 3.9. Medición del ancho de banda (d) de la antena optimizada a través de las RL. La medición se realiza al nivel de los -10 dB.

Finalizada la optimización de la antena, sus dimensiones cambian con respecto a las dimensiones conseguidas de forma teórica. La tabla 3.2 hace una relación de las dimensiones optimizadas y su diferencia con las dimensiones teóricas. El modelo de la antena, realizado en el espacio de trabajo de CST MWS, se muestra en las figuras 3.10-A y 3.10-B.



Figura 3.10. Modelo de la antena optimizada para la banda 2.4-GHz: A) Vista superior, B) Vista en perspectiva.

Nomenclatura	Descripción	Dimensión (mm)	Diferencia con el valor teórico (mm)
W	Ancho del parche	36	-13.5194
L	Longitud del parche	26.83	-14.1773
W _s	Ancho del sustrato	97.5	-13.528
L _s	Longitud del sustrato	88.33	-14.1858
W _m	Ancho de la línea de alimentación	2.845	-0.0474
L _m	Longitud de la línea de alimentación	44.17	-7.0879
h	Altura del sustrato	1.5	0
t	Altura del conductor	0.035	0

Tabla 3.2. Dimensiones optimizadas de la antena y sus diferencias con los resultados teóricos.

3.2 Diseño de las estructuras metamateriales para la banda 5-GHz

Hasta ahora, se ha presentado la antena de microcintas con parche rectangular de solo una banda de trabajo. Esta se utiliza como punto de partida para el diseño de una antena de microcintas de doble banda. Posteriormente, se modifica la estructura de la antena propuesta, al ser cargada con estructuras metamateriales, con el objetivo de dotarla de características multibanda.

El metamaterial seleccionado para ser insertado en el diseño de la antena es el SRR. Si se sigue la metodología de diseño del mismo, expuesta en el capítulo 2, se debe partir de la selección de la frecuencia de resonancia de los anillos. La frecuencia seleccionada es $\omega_0 = 5500 MHz$ para responder a la banda 5-GHz de Wi-Fi.

3.2.1 Diseño teórico de los SRR

Para obtener las dimensiones físicas de los anillos (c, d, r_{ext}) a la frecuencia de 5500 MHz, se realiza un cálculo teórico mediante un código desarrollado en [13] con la herramienta computacional de cálculo MATLAB, que procesa automáticamente las ecuaciones útiles para el diseño de los SRR expuestas en la sección 2.2.4.

Este programa permite obtener la frecuencia de resonancia de los anillos ω_0 , a partir de las magnitudes *c*, *d*, r_{ext} , *h* y ε_r . Las dimensiones resultantes del código en MATLAB se relacionan en la tabla 3.3. Mientras, los esquemas del SRR circular y su equivalente SRR cuadrado obtenidos teóricamente se muestran en la figura 3.11.

Tabla 3.3. Dimensiones teóricas de los SRR circular y cuadrado para una frecuencia de resonanciade 5500 MHz.

Nomenclatura	Descripción	Dimensión (mm)
С	Ancho de las líneas	0.4
d	Distancia entre las líneas	0.2
r _{ext}	Radio externo del SRR circular	2.26
r _{ext} '	Lado del SRR cuadrado	3.55



Figura 3.11. Dimensiones de los SRR circular y cuadrado obtenidos a partir de los cálculos teóricos.

3.2.2 Modelado, simulación y optimización de los SRR

Para comprobar de manera más precisa las dimensiones físicas de los anillos, se lleva a cabo el modelado y simulación de los mismos con el CST MWS. La estructura a simular consiste en un filtro supresor de banda conformado por una línea de transmisión de microcintas con una impedancia característica de 50 Ω y un par de anillos acoplados a cada lado de la línea. Los anillos del filtro mantienen las mismas dimensiones teóricas obtenidas anteriormente, adicionalmente se les fija un corte a los anillos de *g* = 0.3 *mm*.

De igual manera, las dimensiones de la línea de transmisión del filtro son equivalentes a las dimensiones de la línea que alimenta al parche de la antena, por tratarse de la misma impedancia característica y la separación entre ella y los SRR (gap) se fija en 0.7 mm. La estructura del filtro se muestra en la figura 3.12.



Figura 3.12. Estructura del filtro supresor de banda que comprueba la frecuencia de resonancia de los SRR: A) Vista superior, B) Vista transversal [16].

Es un filtro que aprovecha las propiedades de permeabilidad magnética efectiva negativa ($\mu_{eff} < 0$) típica de los SRR, para cancelar el campo magnético de la línea a la frecuencia de trabajo de los anillos y así, impedir el paso de las señales entre los puertos 1 y 2 a esa frecuencia [16]. De este modo, se puede verificar la frecuencia exacta a la que resuenan los anillos mediante un análisis, en el domino de la frecuencia, del coeficiente de transmisión del filtro *S*2,1. El análisis se efectúa en el intervalo de 4 GHz a 6 GHz y se presenta en la figura 3.13.



Figura 3.13. Comportamiento del parámetro *S*2,1 para el filtro supresor de banda con las dimensiones teóricas de los SRR.

Como se aprecia, los anillos resuenan realmente a una frecuencia igual a 5202 MHz con un error de 297 MHz con respecto a los 5500 MHz esperados, lo que conlleva a la necesidad de una optimización de las dimensiones de los SRR.

Para la optimización, se lleva a cabo un análisis del acoplamiento entre los SRR y la línea de microcintas desarrollado en [16]. El mismo analiza el comportamiento de la frecuencia de resonancia de los SRR (ω_0) en función de su inductancia L_{SRR} y capacidad C_{SRR} según la ecuación 2.3. Al mismo tiempo, los valores de L_{SRR} y C_{SRR} dependen de los parámetros: lado de acoplamiento de los SRR (r_{ext}), ancho de los anillos de los SRR (c), separación entre los anillos de los SRR (d), corte de los anillos (g), y separación entre la línea y los anillos (gap). Los resultados obtenidos son los siguientes:

- Cuando se incrementa r_{ext} , se reduce la ω_0 debido a que se produce un incremento de L_{SRR} .
- Cuando se agranda *c*, aumenta también el valor de ω₀, pues el valor de L_{SRR} disminuye.
- Cuando crece el valor de *d*, entoces ω₀ hace lo mismo, ya que el valor de C_{SRR} se reduce.
- Cuando g aumenta, igualmente lo hace ω₀, pero la variación es muy ligera, por lo que en la práctica, este un parámetro que se fija de antemano.
- Cuando existe un decremento de gap, los SRR se acoplan más a la línea, aumentan sus valores de L_{SRR} y C_{SRR} , y se obtiene un decremento de ω_0 .

Todo este proceso permite conseguir las dimensiones optimizadas de los SRR. Al fijar los valores de *c*, *d*, *g* y *gap* para hacer variar el parámetro r_{ext} ' se alcanza la frecuencia y el acoplamiento esperado con el mejor ancho de banda posible. Los resultados obtenidos se presentan en la tabla 3.4.

Nomenclatura	Descripción	Dimensión (mm)	Diferencia con el valor teórico (mm)
С	Ancho de las líneas	0.4	0
d	Distancia entre las líneas	0.2	0
g	Corte de las líneas	0.3	0
gap	Separación entre la línea y los anillos	0.7	0
r _{ext} '	Lado del SRR cuadrado	3.38	-0.17

Tabla 3.4. Dimensiones optimizadas de los SRR cuadrados para una frecuencia de resonancia de5500 MHz.

Con el fin de lograr mayor acoplamiento, se triplica el número de SRR para formar un arreglo de tres de ellos espaciados a una distancia *d*, a cada lado de la línea. Esta transformación proporciona un nivel aceptable de acoplamiento igual a -35.98 dB y un ancho de banda de 165 MHz equivalente a un 3%, que cubre un 25% de los 665 MHz requeridos para la banda 5-GHz de Wi-Fi. Las figuras 3.14 y 3.15 ilustran los resultados de acoplamiento y ancho de banda respectivamente, mientras en la figura 3.16 aparecen las estructuras SRR optimizadas.



Figura 3.14. Comportamiento del parámetro *S*2,1 para el filtro supresor de banda con los arreglos de SRR de dimensiones optimizadas.



Figura 3.15. Medición del ancho de banda (d) de los arreglos de SRR optimizados.



Figura 3.16. Estructura del filtro supresor de banda con los arreglos de SRR optimizados: A) Vista superior, B) Vista en perspectiva.

3.3 Diseño de la antena para las bandas 2.4-GHz y 5-GHz

Las estructuras resonantes obtenidas hasta el momento, tienen la capacidad de trabajar en las bandas 2.4-GHz y 5-GHz de Wi-Fi de manera independiente. Si ambas estructuras se integran en un mismo dispositivo de manera adecuada, se puede formar una antena de doble banda de trabajo que pueda funcionar en estas dos bandas de frecuencias al unísono.

Con este fin, se insertan los arreglos de SRR diseñados para la banda 5-GHz junto al parche de la antena de microcintas que trabaja en la banda 2.4-GHz. Al igual que la línea de microcintas en el filtro supresor de banda, el parche de la antena induce una fuerte componente de campo magnético \vec{H} en la dirección normal al plano de los anillos, así como otra componente de campo eléctrico \vec{E} en la dirección paralela a la línea de los anillos.

De esta manera, las mismas propiedades que fueron observadas en el filtro, al emplear la línea de transmisión de microcintas, pueden ser aplicadas al parche de la antena, pues este tipo de antenas pueden ser modeladas como líneas de microcintas con un ancho W y una longitud próxima a la media longitud de onda de la frecuencia de trabajo ($L \approx \lambda_r/2$) [11]. El esquema general de la antena de doble banda propuesta se muestra en la figura 3.17.



Figura 3.17. Esquema de una antena de microcintas de doble banda de trabajo cargada con SRR: A) Vista superior, B) Vista transversal [16].

En esta estructura, la ubicación de los SRR con respecto al parche es contraria a la forma de colocar los mismos con respecto a la línea de transmisión de microcintas en el filtro supresor de banda. En este caso, los SRR se sitúan paralelos al ancho W y no al largo L como ocurre en el filtro. Esto se debe a que las componentes tangenciales de \vec{E} y las componentes normales de \vec{H} , útiles para hacer funcionar a los SRR, son más fuertes en estos lados del parche.

Se debe considerar que este esquema de antena de doble banda tiene dos comportamientos fundamentales. El primero de ellos, es cuando la frecuencia de resonancia de los SRR (ω_0) queda dentro de la banda de trabajo del parche de la antena. En este caso, se consigue reducir el ancho de banda de la antena, pues los SRR introducen una banda supresora de frecuencias centrada en la llamada *frecuencia de barrera* ω_0 ubicada entre f_{MIN} y f_{MAX} , de modo que el BW de la antena con SRR queda dividido en dos porciones más pequeñas que el BW de la antena sin SRR.

El otro comportamiento es cuando ω_0 queda fuera del BW del parche. Esta vez, se logran dos frecuencias de trabajo diferentes: una de ellas (f_1), producto de la resonancia del parche de la antena en su modo fundamental y la otra (f_2), debido a la propia resonancia de los SRR. El principio de esta configuración de trabajo es algo diferente a la anterior, pues no aparece una banda supresora, ya que la frecuencia de resonancia de los SRR está fuera del BW de la antena sin SRR. En este caso, cada frecuencia de trabajo es el resultado de la resonancia de cada elemento (parche y SRR). Así, cuando la antena es excitada a la frecuencia de resonancia del parche, la mayor parte de la energía es aceptada y radiada por éste. Igualmente, si la frecuencia de excitación es la de los SRR, estos resonarán y se inducirá una corriente a lo largo de ellos que les hará radiar energía al medio [16].

3.3.1 Modelado, simulación y optimización de la antena

La estructura de la antena de doble banda de trabajo presentada en la figura 3.17, da paso a la conformación de un modelo semejante que integra a los diseños optimizados de la antena de microcintas y los SRR obtenidos anteriormente. El modelo consiste en acoplar los dos arreglos de SRR con el parche radiador, para que sus anillos agreguen una nueva banda de resonancia fuera del BW del parche. La figura 3.18 muestra el esquema resultante.



Figura 3.18. Estructura de la antena de doble banda que integra al parche y los SRR obtenidos: A) Vista superior, B) Vista en perspectiva.

El comportamiento de las pérdidas de retorno de esta estructura se muestra en la figura 3.19. Se puede apreciar que los centros de las bandas de resonancia obtenidas caen en $f_1 = 2.42 GHz$ para la banda inferior y $f_2 = 5.21 GHz$ para la banda superior, con niveles de RL de -32.67 dB y -13.84 dB respectivamente.



Figura 3.19. Comportamiento de las RL para la antena de doble banda de trabajo con el parche y los SRR obtenidos.

Estos valores demuestran que, al acoplar los anillos y el parche, aparece un desacople de impedancia en los SRR y un desplazamiento en la frecuencia de resonancia por ambas partes, 17 MHz en el parche y 290 MHz en los arreglos. De esta forma, se hace necesario un proceso de optimización de las dimensiones de los elementos de la antena para retomar las condiciones de frecuencia de resonancia, ancho de banda y acoplamiento de impedancia que tienen estos cuando funcionan por separados.

En primer lugar, se perfeccionan el largo *L* y el ancho *W* del parche para mejorar el comportamiento de la antena en la banda inferior de frecuencias 2.4-GHz, esto a su vez, implica un cambio en las dimensiones L_s , W_s , y L_m . Luego, se pasa a corregir los valores de *gap* y r_{ext} para reformar el acoplamiento en impedancia de los SRR y su sintonización en la banda superior de frecuencias 5-GHz, el resto de las dimensiones se mantienen intactas.

En este proceso de optimización es importante tener en cuenta que a medida que el espaciamiento entre el parche y los SRR (gap) se hace mayor, disminuye el acoplamiento entre ambos elementos, lo que hace que cada frecuencia se aproxime al correspondiente valor de resonancia al que trabajan el parche y los SRR por separados. Sin embargo, este proceso produce un desacople de impedancia en los SRR, lo que establece cierto compromiso entre los valores de gap y r_{ext} '.

Los mejores resultados alcanzados y sus diferencias con respecto a los valores precedentes se relacionan en la tabla 3.5.

Nomenclatura	Descripción	Dimensión (mm)	Diferencia (mm)
L	Longitud del parche	26.7	-0.13
W	Ancho del parche	34	-2
L _s	Longitud del sustrato	88.133	-0.197
W _s	Ancho del sustrato	95.433	-2.067
L _m	Longitud de la línea de alimentación	44.066	-0.104
gap	Separación entre la línea y los anillos	0.5	-0.2
r _{ext} '	Lado del SRR cuadrado	3.33	-0.05

Tabla 3.5. Dimensiones optimizadas de la antena de doble banda.

Como se puede observar en la tabla 3.4, el proceso de optimización de la antena conduce a una reducción en las dimensiones de todas las magnitudes relacionadas. Ello es producto del efecto de *miniaturización* provocado por la inserción de estructuras metamateriales, SRR este caso, en el modelo de la antena. El principio de este efecto radica en que, al acoplar los SRR con el parche, aumentan las dimensiones eléctricas de la estructura en general. Esto conlleva a la necesidad de disminuir las dimensiones físicas de los elementos radiantes para alcanzar nuevamente las frecuencias de resonancia deseadas y, al mismo tiempo, a miniaturizar o empequeñecer la antena en general [13].

El nuevo comportamiento de las pérdidas de retorno se aprecia en la figura 3.20. Se puede observar que la frecuencia central de la banda inferior pasa a ser $f_1 = 2438 MHz$ con un máximo nivel de acoplamiento de -24.91 dB, mientras en la banda superior $f_2 =$ 5540 *MHz* con máximo nivel de acoplamiento de -31.28 dB. Estos valores resultan ser muy favorables, pues las pérdidas de retorno en cada banda quedan muy por debajo de los -10dB y las frecuencias centrales solo poseen desplazamientos de +1MHz y +40MHz respectivamente sobre los valores esperados, lo que propicia un nivel de error de tan solo un 0.04% en la banda 2.4-GHz y 0.7% en la banda 5-GHz.



Figura 3.20. Comportamiento de las RL para la antena de doble banda con dimensiones optimizadas.

Estos niveles de pérdidas de retorno conllevan a valores de ROE muy favorables cercanos a la unidad. Para f_1 se obtiene una razón de onda estacionaria de $ROE_{f1} = 1.12$, mientras para f_2 el valor alcanzado es $ROE_{f2} = 1.05$. Al mismo tiempo, para cada frecuencia se logra una impedancia de entrada de $Z_{IN-f1} = 55.6 - i1.95 \Omega$ y $Z_{IN-f2} = 52.7 - i0.22 \Omega$, las que resultan muy aceptables por su cercanía a los 50 Ω de referencia. Estos resultados se observan en las figuras 3.21 y 3.22.



Figura 3.21. Comportamiento de la ROE para la antena de doble banda.



Figura 3.22. Comportamiento de la impedancia de entrada Z_{IN} para la antena de doble banda: A) Parte real, B) Parte imaginaria.

El BW alcanzado en la banda inferior es de 82 MHz equivalente a un 3.3%. El mismo va desde los 2397 MHz hasta los 2479 MHz, intervalo que incluye perfectamente a los tres canales de Wi-Fi utilizados para la transmisión simultánea de señales en la banda 2.4-GHz (canales 1, 6 y 11). Esto permite que la antena sea 100% útil en esta banda.

Mientras, en la banda superior se arriba a un BW de 306 MHz equivalentes a un 5.5%, que parten de los 5462 MHz y llegan a los 5768 MHz. Este intervalo es capaz de abarcar un conjunto de 12 canales de un total de 24 utilizados para la transmisión de señales Wi-Fi simultáneas en la banda 5-GHz, ello le confiere un 50% de utilidad a la antena en esta banda. Las figuras 3.23-A y 3.23-B visualizan los resultados del diseño en cuanto a ancho de banda.



Figura 3.23. Medición de los anchos de banda (d) de la antena de doble banda con dimensiones optimizadas: A) Banda inferior, B) Banda superior.

Como se puede distinguir en la figura 3.24, la eficiencia total de este último diseño para la frecuencia central de la banda inferior (f_1) es $\varepsilon_{f1} = -1.97 dB = 0.63 \rightarrow 63\%$ y para la frecuencia central de la banda superior (f_2) es $\varepsilon_{f2} = -11.76 dB = 0.06 \rightarrow 6\%$. Esto demuestra un buen nivel de radiación para la frecuencia de resonancia del parche, pero un grado de radiación prácticamente nulo para la frecuencia de resonancia de los SRR. El gráfico de ganancia para la frecuencia superior f_2 , mostrado en la figura 3.25, es prueba del pobre nivel de radiación a esta frecuencia, pues se alcanzan tan solo -6.62 dB de ganancia máxima en el lóbulo principal.



Figura 3.24. Eficiencia de la antena de doble banda para las frecuencias centrales de la banda inferior (1) y de la banda superior (2).


Figura 3.25. Comportamiento de la ganancia en coordenadas polares para la antena de doble banda a la frecuencia central de la banda superior.

La ganancia es una magnitud que depende, de forma proporcional, de las dimensiones físicas de los elementos radiantes [11]. Como son los SRR los encargados de radiar la mayor parte de la potencia a la frecuencia f_2 , se opta por aumentar el número de estos para buscar una mejoría en la ganancia de la antena en general. Un incremento en el tamaño de los anillos no sería conveniente, ya que provocaría un desplazamiento en frecuencia y desacoplamiento en impedancia.

Después de varias simulaciones, se llega al mejor resultado al colocar varios arreglos de triadas de SRR acoplados con cada lado del parche rectangular y con la línea de alimentación, montadas todas sobre el substrato del parche. El esquema final de la antena queda como se expone en la figura 3.26.



Figura 3.26. Modelo de la antena de doble banda con ganancia optimizada: A) Vista superior, B) Vista en perspectiva.

Con esta nueva configuración de SRR, se logra que los valores de eficiencia se incrementen a $\varepsilon_{f1} = -1.61 \ dB = 0.68 \rightarrow 68\%$ para f_1 y $\varepsilon_{f2} = -7.44 \ dB = 0.18 \rightarrow 18\%$ para f_2 . De esta manera los valores máximos de ganancia llegan a 5.5 dB para f_1 y 2.23 dB para f_2 en los lóbulos principales del patrón de radiación a cada una de estas frecuencias. Las figuras 3.27 y 3.28 así lo demuestran.



Figura 3.27. Comportamiento del valor absoluto de la ganancia en la antena de doble banda a la frecuencia de 2.438 GHz: A) Vista en coordenadas polares, B) Vista en 3D.





Figura 3.28. Comportamiento del valor absoluto de la ganancia en la antena de doble banda a la frecuencia de 5.54 GHz: A) Vista en coordenadas polares, B) Vista en 3D.

En cuanto a la densidad de potencia de radiación obtenida en los lóbulos principales de esta antena de doble banda, se puede observar en las figuras 3.29 y 3.30 que se alcanzan máximos de $-5.5 dBW/m^2 \rightarrow 281 mW/m^2$ para f_1 y de $-8.77 dBW/m^2 \rightarrow 132 mW/m^2$ para f_2 . En el caso de la frecuencia inferior, se supera el límite establecido de 100 mW, lo cual se puede regular con un control adecuado de la potencia del transmisor. En cambio, para la frecuencia superior no se sobrepasa la barrera de los 500 mW, lo que indica que la antena queda dentro del rango de potencias normado, aunque no alcance la mayor cobertura permisible a esta frecuencia.







Figura 3.29. Representación del patrón de densidad de potencia radiada por la antena de doble banda a la frecuencia de 2438 MHz: A) Vista en coordenadas polares, B) Vista en 3D.



Figura 3.30. Representación del patrón de densidad de potencia radiada por la antena de doble banda a la frecuencia de 5540 MHz: A) Vista en coordenadas polares, B) Vista en 3D.

Tot. effic.

Pmax

-7.440 dB -8.787 dBW/m2

В

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

Conclusiones

Mediante el estudio, el diseño y la simulación de antenas de microcintas de doble banda de trabajo empleando estructuras metamateriales del tipo SRR, se arribó a las siguientes conclusiones:

- Se sintetizó un trabajo para el departamento, que demuestra la capacidad de los metamateriales para obtener antenas multibanda, siempre que la frecuencia de resonancia de los SRR quede fuera del ancho de banda típico de la antena sin SRR.
- Se consiguieron dos bandas frecuencias de trabajo para la antena, que resultan útiles para las comunicaciones inalámbricas implementadas con tecnología IEEE 802.11/Wi-Fi, con un grado de utilidad de 100% para la banda 2.4-GHz, al emplear los 3 canales disponibles, y de 50% para la banda 5-GHz, emplear 12 de los 24 canales disponibles.
- 3. Se verificó que el largo del parche (*L*) en la banda inferior y el lado de los SRR cuadrados (r_{ext} '), junto el ancho (*c*) y la separación entre de los anillos (*d*) en la banda superior, son los parámetros que determinan, en mayor medida, las frecuencias centrales de resonancia de la antena en cada banda de trabajo.
- Se demostró que los SRR con forma cuadrada presentan mejor acoplamiento magnético frente a los parches con geometría rectangular, en comparación con los SRR con forma circular.
- Se comprobó que los arreglos de SRR con un adecuado número de elementos, permiten mejores niveles de pérdidas de retorno a la frecuencia de resonancia de los anillos.
- Se demostró que el parche radiador y las estructuras SRR poseen comportamientos distintos, en cuanto a frecuencia de resonancia y acoplamiento de impedancia, cuando trabajan de forma independiente y cuando trabajan acoplados entre sí.

- 7. Se demostró que la presencia de estos metamateriales contribuye a la miniaturización del dispositivo debido a la necesidad de reducir las dimensiones de sus elementos para obtener las frecuencias de resonancia deseadas.
- 8. Se logró un aumento de la eficiencia y la ganancia de la antena a la frecuencia de trabajo de los anillos a través de un incremento del número de arreglos de SRR en la antena, con una ubicación que les permita acoplarse magnéticamente con el parche y la línea de alimentación, sin perturbar en gran medida la distribución de corrientes de estos últimos.

Recomendaciones

- Implementar la construcción física del modelo de antena obtenido, para realizar las mediciones de sus parámetros y comparar los resultados reales con los que se lograron en simulación.
- Realizar un análisis multifísico de la antena obtenida, que permita determinar el comportamiento de la temperatura en su estructura y las variaciones que produce esta magnitud física en sus parámetros de funcionamiento.
- Continuar el estudio de las estructuras metamateriales resonantes para extender el número de trabajos sobre el tema y así, el alcance de la investigación del departamento acerca de las antenas de microcintas multibanda cargadas con metamateriales.
- Obtener el comportamiento multibanda en antenas de microcintas mediante el empleo de SRR, para las otras bandas de tabajo del servicio Wi-Fi y para las bandas de otros servicios de comunicaciones inalámbricas como Bluetooth y GSM.
- Implementar diseños similares al obtenido en este trabajo con otras geometrías de parche radiador y otras estructuras metamateriales resonantes.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

[1] Preston Gralla. Cómo funcionan las redes inalámbricas. Anaya Multimedia. 2006.

[2] Larry L. Peterson and Bruce S. Davie. *Computer Network A Systems Approach*. 5th Edition, Elsevier, Burlington, MA, USA. 2012.

[3] Joaquín Andreu. Interconexión de equipos (Redes locales). Editex. 2011.

[4] Ramón Agüero Calvo. *Redes Inalámbricas / Redes de Acceso Celular*. Grupo de Ingeniería Telemática, Universidad de Cantabria, España.

[5] http://www.wi-fi.org. (Sitio oficial de la Wi-Fi Alliance).

[6] "IEEE 802.11-2007: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications". IEEE. 2007-03-08

[7] "IEEE 802.11-2012: 16.4.6-PMD Operating Specifications, General". IEEE. 2013-05-15

[8] FCC 15.407 as of April 9, 2013 - http://www.hallikainen.com

[9] FCC 15.407 as of June 23, 2011 - http://www.hallikainen.com

[10] Ramesh Garg, Prakarsh Bhartia, Inder Bahl and Apisak Ittipiboon. *Microstrip Antenna Design Handbook*. Artech House, Norwood, MA, USA. 2001.

[11] Constantine A. Balanis. *Antenna Theory Analysis and Design*. 2nd Edition, John Wiley & Sons Inc., Arizona State University, USA. 1997.

[12] Ricardo Marqués, Ferran Martín, and Mario Sorolla. *Metamaterials with Negative Parameters Theory, Design, and Microwave Applications*. John Wiley & Sons Inc. Publication, Hoboken, NJ, USA. 2008.

[13] José Romero Huertas y Francisco Javier Herraiz Martínez. *Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales*. Universidad Carlos III de Madrid, España.

[14] Thomas A. Milligan. *Modern Antenna Design*. 2nd Edition, John Wiley & Sons Inc. Publication, Hoboken, NJ, USA. 2005.

[15] http://www.cst.com (Sitio oficial de la compañía CST)

[16] J. Montero-de-Paz, E. Ugarte-Muñoz, F. J. Herraiz-Martínez, V. González-Posadas, L.
E. García-Muñoz, and D. Segovia-Vargas (2011). *Multifrequency self-diplexed single patch antennas loaded with Split Ring Resonators,* Progress in Electromagnetics Research, Vol. 113, 47-66.

GLOSARIO DE TÉRMINOS

Agencia de Control y Supervisión
Computer Simulation Technology Microwaves Studio
Dynamic Frequency Selection
Digital Subscriber Line
Direct Sequence Spread Spectrum
Edge-Coupled Split-Ring Resonator
Federal Communications Commission
Técnica de Integración Finita
Global Positioning System
Global System for Mobile communications
Industrial Scientific Medical
International Telecommunication Union
Long Term Evolution
Multiple-Input, Multiple-Output
Método de Línea de Transmisión
Orthogonal Frequency Division Multiplexing
Peripheral Component Interconnect
Potencia Isotrópica Radiada Equivalente
Razón de Onda Estacionaria
Return Loss
Secretaría de Estado de Telecomunicaciones y para la Sociedad de la
Información
Transmission Control Protocol
Transmit Power Control
User Datagram Protocol
Ultra High Frequency
Universal Mobile Telecommunication System
Universal Serial Bus
Very High Frequency
Worldwide Interoperability for Microwave Access