

Universidad de Oriente
Facultad de Ingeniería Eléctrica
Departamento de Telecomunicaciones



TRABAJO DE DIPLOMA

**Diseño y simulación de antenas de
microcintas de parche triangular cargadas
con estructuras metamateriales para
comunicaciones inalámbricas.**

Autor: Hassan Alejandro Navarro Singh

Tutor: MSc. Ing. 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 antenas de
microcintas de parche triangular cargadas
con estructuras metamateriales para
comunicaciones inalámbricas.**

Autor: Hassan Alejandro Navarro Singh

hassan.navarro@tle.fie.uo.edu.cu

Tutor: MSc. Antonio Rafael Selva Castañeda

Profesor asistente, departamento de telecomunicaciones y electrónica, 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

"En lo tocante a ciencia, la autoridad de un millar no es superior al humilde razonamiento de un hombre."

Galileo Galilei

Dedicatoria

A mis padres, que me han guiado por el sendero correcto hasta convertirme en la persona que soy. Gracias por su infinito apoyo, dedicación y sabiduría. Por estar siempre en los momentos tristes y por sonreír conmigo en los ratos de alegría. Gracias por ser ejemplo, meta, orgullo y sobre todo la fuente de mi interés y voluntad por superarme.

Agradecimientos

Agradezco a Dios por permitirme recibir la vida y facilitarme lograr este sueño.

Gracias a mi mamá por brindarme su apoyo y sus consejos, recorriendo este largo camino
a mi lado como madre y amiga incansable.

A mi papá y a mi hermano por confiar en mí y apoyarme siempre.

A mi novia Dalia por su amor, su cariño, por darme aliento y seguridad para continuar
adelante.

A mis compañeros de una y mil batallas durante estos cinco años Fran, Medina y Julio.

A todos mis familiares y amigos en general, que se han preocupado por mí y me han
apoyado a lo largo de estos años, en especial a mi abuelo Chichó que aunque ya no está
sé que se hubiera sentido muy orgulloso de este momento.

A mi tutor por brindarme sus conocimientos y dedicarme parte de su preciado tiempo. Sin
él este trabajo no hubiera sido posible.

Gracias a todos los que de una manera u otra me apoyaron e hicieron posible que lograra
esta meta.

Resumen

En este trabajo se analizan los fundamentos teóricos de las antenas de microcintas y se describen los aspectos más importantes en el diseño y simulación de estas. Además se realiza una investigación descriptiva de las estructuras metamateriales y sus aplicaciones en diferentes dispositivos de microondas. Posteriormente con todos los elementos necesarios, se diseñó y simuló una antena de microcintas de parche triangular para comunicaciones inalámbricas. En el diseño se emplearon dos métodos de alimentación: por cable coaxial y por proximidad, en búsqueda de obtener las mejores características de radiación. Finalmente se seleccionó el diseño con los mejores resultados para la aplicación de las estructuras metamateriales del tipo SRR (*Split Ring Resonators, anillo de resonadores divididos*), con el fin de obtener una antena de microcintas que trabaje simultáneamente en dos bandas de frecuencias útiles para comunicaciones inalámbricas. En el proceso de simulación y optimización se empleó la herramienta CST MWS 2013 (*Computer Simulation Technology Microwaves Studio*).

Palabras clave: Antenas de microcintas, metamateriales, microondas, comunicaciones inalámbricas, SRR, CST MWS.

Abstract

In this work the theoretical foundations of microstrip antennas are analyzed and described the most important aspects in the design and simulation of these devices. Besides performed a descriptive study of metamaterials structures and their applications in different microwave devices. Then with all the necessary elements, it was designed and simulated a microstrip triangular patch antenna for wireless communications. In the design two feeding techniques were used: coaxial cable and proximity, in the search for obtaining the best characteristics of radiation. Finally the design selected for the best results are combined with metamaterial structures, specified SRR type (*Split Ring Resonators*), in order to obtain a microstrip antenna that works simultaneously in two frequency bands useful for wireless communications. In the process of simulation and optimization CST MWS 2013 (*Computer Simulation Technology Microwaves Studio*) software was used.

Keywords: Microstrip antennas, metamaterials, microwaves, wireless communications, SRR, CST MWS.

Índice

Introducción.....	1
Capítulo 1. Antenas de microcintas	5
1.1 Antena de Microcintas.	5
1.2 Principales características.	6
1.3 Principio de funcionamiento.....	6
1.4 Ventajas y desventajas de las antenas de microcintas.	8
1.5 Geometrías empleadas en los parches.....	8
1.6 Métodos de alimentación.....	9
1.7 Métodos de análisis de una antena de microcintas.....	13
1.7.1 Método de línea de transmisión.....	14
1.7.2 Modelo de cavidad resonante.....	14
1.8 Características principales de una antena de parche triangular.	15
1.8.1 Representación de los campos en un parche triangular.	16
1.8.2 Frecuencia de resonancia.	18
1.8.3 Impedancia de entrada.	18
Capítulo 2. Estructuras electromagnéticas artificiales.....	20
2.1 Introducción a los metamateriales.	20
2.2 Clasificación de los metamateriales.....	21
2.2.1 Cristales electromagnéticos.....	21
2.2.2 Medios efectivos.....	22
2.3 Resonadores eléctricamente pequeños.....	26
2.3.1 Resonador de anillos divididos complementario (CSRR).....	29
2.3.2 Diferentes topologías de los resonadores.....	30
2.4 Medios zurdos.	31
2.4.1 Medios zurdos en tecnología plana.	35
2.5 Aplicaciones de las estructuras metamateriales.	40
2.5.1 Filtros de microondas.	41
2.5.2 Divisores de potencia.	42
2.5.3 Antenas multifrecuencia.	43
2.6 Diseño de los SRR.	44
Capítulo 3. Diseño y simulación	47
3.1 Herramienta empleada para la simulación.....	47

3.2	Diseño de una antena de microcintas triangular alimentada por cable coaxial a la frecuencia de 2.4 GHz.	48
3.2.1	Distancia del punto de alimentación.	49
3.2.2	Simulación y optimización de la antena alimentada por coaxial.	49
3.3	Diseño de una antena de microcintas de parche triangular alimentada por proximidad a la frecuencia de 2.4 GHz.	54
3.3.1	Cálculo de las dimensiones de la línea de alimentación.	55
3.3.2	Simulación y optimización de la antena alimentada por proximidad.....	57
3.4	Comparación de los resultados obtenidos con la alimentación por cable coaxial y por proximidad.....	60
3.5	Diseño de una antena de microcintas triangular doble banda alimentada por proximidad.....	62
3.5.1	Diseño y simulación de los SRR a la frecuencia de 2.4Ghz.....	62
3.5.2	Diseño y simulación de una antena de microcintas triangular alimentada por proximidad a la frecuencia de 5.8 Ghz.....	65
3.5.3	Diseño y simulación de una antena de microcintas triangular doble banda alimentada por proximidad.	66
	Conclusiones y recomendaciones	74
	Referencias bibliográficas	76
	Glosario de términos	77

Introducción

En la actualidad el progreso de las tecnologías dirigido a las distintas esferas de la ciencia y en especial de las comunicaciones, muestra un número considerable de soluciones en la búsqueda de la miniaturización de los dispositivos y a su vez, lograr altas prestaciones y un alto rendimiento de los mismos. Esto ha provocado la necesidad de mejorar tecnológicamente los componentes encargados de estas funciones. Tal es el caso de las antenas de microcintas, que constituyen hoy objeto de estudio de disímiles investigaciones.

Si bien las mismas fueron propuestas por primera vez en los inicios de la década de 1970, la idea de una antena de microcintas surgió en 1953 y fue patentada en 1955, desde entonces este tipo de dispositivo ha recibido una considerable atención. Estas antenas presentan características bien conocidas que las hacen más ventajosas con respecto a otras estructuras; por ejemplo son de bajo perfil (tamaño), realizables en superficies planas o no, simples y económicas de construir empleando tecnología moderna de circuitos impresos. Por otro lado, son muy versátiles en términos de frecuencia de resonancia, polarización, patrón de radiación e impedancia de entrada al ser seleccionados correctamente la geometría del parche, la técnica de alimentación y el modo de trabajo. Con un diseño innovador pueden trabajar en altas frecuencias con un bajo costo de producción, empleándose prácticamente en todos los sistemas de comunicaciones por microondas actuales.

Precisamente para este tipo de aplicaciones se requieren antenas que presenten, además de las citadas características, un comportamiento multifrecuencia, sin embargo las soluciones actuales, como son las antenas de banda ancha y las antenas resonantes convencionales, no son óptimas para obtener esta característica. Con la primera de las soluciones se obtienen antenas con un gran ancho de banda que incluyen todas las frecuencias de operación de estos estándares inalámbricos, pero también funcionan en otras bandas pudiendo interferir con otros sistemas. Además, las antenas de banda ancha superan las dimensiones deseadas para los elementos radiantes en los terminales inalámbricos. Por el contrario, las antenas resonantes convencionales se pueden emplear a varias frecuencias, pero la relación entre las mismas es siempre armónica (un número entero mayor o igual a dos). En cambio, la relación entre las bandas de frecuencias de los diferentes servicios de comunicaciones inalámbricos no suele ser armónica. Por estas razones, se están realizando grandes esfuerzos y estudiando nuevas tecnologías

aplicadas a la ingeniería de antenas para conseguir antenas multifrecuencia, multifunción, miniaturizadas y de pequeñas dimensiones. Una de estas nuevas tecnologías consiste en aplicar estructuras electromagnéticas artificiales o metamateriales a las antenas planas, logrando así el aumento de la ganancia, la directividad y la eficiencia en algunos casos, y la miniaturización y la obtención de multisintonía en otros.

Por ello las estructuras metamateriales constituyen uno de los campos de estudio que suscitan mayor interés en la actualidad. Este hecho queda claro ya que el número de publicaciones científicas, congresos y seminarios dedicados a este ámbito de estudio ha crecido de manera exponencial durante las últimas dos décadas, lo que ha provocado la no existencia de una única definición de metamateriales. Sin embargo, se pueden definir los metamateriales en un sentido amplio, como estructuras electromagnéticas artificiales diseñadas para conseguir propiedades que no se encuentran en los materiales presentes en la naturaleza. Las investigaciones sobre estas estructuras en los últimos años se han centrado, en el empleo de los metamateriales para el diseño de antenas de onda viajera y como substratos y superestratos de antenas. Además se han realizado antenas miniaturizadas basadas en los conceptos de estructuras metamateriales. Sin embargo, la posibilidad de obtener antenas multifrecuencia y multifunción basadas en estas estructuras no ha sido ampliamente explotada. Estas características se podrían combinar con la miniaturización para conseguir antenas compactas para los sistemas inalámbricos actuales y futuros.

Aprovechando estas propiedades en el presente trabajo se diseña una antena de microcintas triangular que trabaja a la frecuencia de 2.4 GHz , alimentada por varias técnicas de alimentación en aras de comparar los resultados que se obtienen con cada una de ellas y seleccionar el diseño que presente las mejores características para emplearlo en enlaces inalámbricos. Igualmente se propone el diseño de esta antena, cargada con estructuras metamateriales, para proporcionar soluciones para un amplio margen de aplicaciones inalámbricas. La idea principal de este último diseño consiste en que el parche de microcintas continúa siendo el elemento radiante y las estructuras metamateriales se añaden para conseguir características adicionales como el comportamiento multifrecuencia.

Antecedentes del problema:

Anterior a este trabajo se han desarrollado, en el departamento de telecomunicaciones, diversidad de proyectos que abordan el tema de las antenas de microcintas, no obstante muy pocos tratan la temática de estas con geometría triangular. Además no han sido desarrolladas investigaciones que empleen estructuras metamateriales para lograr antenas con nuevas características como la multisintonía. Dicho tema presenta gran importancia ya que este tipo de antena ha encontrado diversidad de aplicaciones en los sistemas de comunicaciones modernos como los sistemas de comunicaciones celulares y redes inalámbricas.

Problema a resolver:

Se desea conocer cuál de los métodos de alimentación por coaxial y por proximidad presenta las mejores características para el diseño de una antena de microcintas de parche triangular cargada con estructuras metamateriales para comunicaciones inalámbricas.

Objeto de estudio:

Sistemas de radiocomunicaciones.

Campo de acción:

Antenas de microcintas.

Objetivo general:

Realizar una comparación entre los métodos de alimentación por cable coaxial y por proximidad para determinar cuál presenta mejores características para el diseño y la simulación de una antena de microcintas de parche triangular cargada con estructuras metamateriales, para obtener nuevas características de radiación.

Objetivos específicos:

- Realizar una búsqueda bibliográfica del tema.
- Realizar un estudio de las técnicas de diseño, los métodos de análisis y alimentación de las antenas de microcintas.
- Realizar un estudio de las estructuras metamateriales y sus aplicaciones al ser combinadas con dispositivos de microondas.
- Diseñar y simular una antena de microcintas de parche triangular en la banda de 2.4 GHz alimentada por cable coaxial y por proximidad.

- Obtener todos los parámetros que caracterizan dichas antena y compararlos entre ellos.
- Seleccionar el mejor de los diseños y emplear estructuras metamateriales para obtener una antena con nuevas características.

Hipótesis:

Si se realiza un estudio de las estructuras metamateriales, de los fundamentos teóricos de las antenas de microcintas, las técnicas de alimentación por cable coaxial y por proximidad, se podrían obtener antenas de parche triangular con nuevas características de radiación para comunicaciones inalámbricas.

Capítulo 1. Antenas de microcintas

Para los equipos terminales que se emplean en las comunicaciones inalámbricas, se necesitan antenas de pequeñas dimensiones y de bajo peso, precisamente para potenciar la posibilidad de la movilidad de los usuarios finales. Estas características permiten que las antenas de microcintas se puedan emplear en la mayoría de estos sistemas.

Las antenas de parche, como también se les conoce, son antenas impresas, que pertenecen al grupo de las antenas planas. En este capítulo se exponen sus características principales, posibles formas geométricas de los parches, métodos de alimentación más empleados, algunos de sus métodos de análisis y para finalizar se realiza un análisis de un dispositivo con geometría triangular.

1.1 Antena de Microcintas.

En su forma básica las antenas de microcintas se construyen con dos planos paralelos de una capa de metal muy fina y un sustrato dieléctrico intercalado entre ellos, uno de estos planos de metal se encuentra infinitamente extendido en comparación con el otro, para formar el plano de tierra y el plano de metal más pequeño es descrito como el parche radiador [1]. La figura 1.1 muestra una representación de este tipo de antena con un sustrato dieléctrico de altura h y permitividad dieléctrica ϵ_r , sobre el que se halla un parche radiador de grosor t . Por debajo del dieléctrico se localiza el plano de tierra.

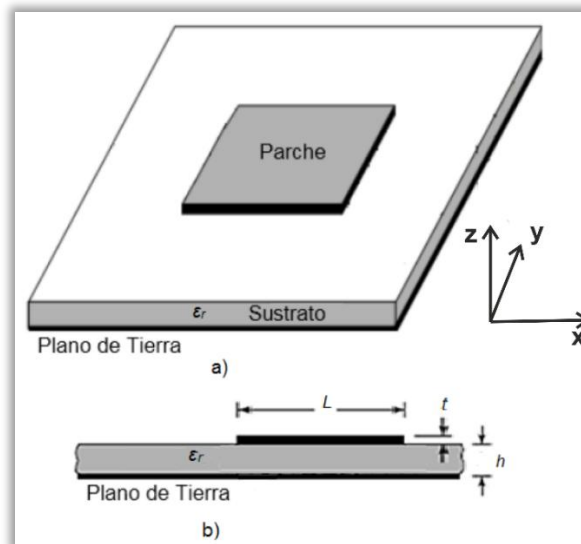


Figura 1.1 Antena de microcintas.

1.2 Principales características.

La antena de microcintas es un diseño de una capa simple y está compuesta como se explicó anteriormente por un parche metálico radiante o un arreglo de parches situados sobre un lado de un substrato dieléctrico delgado, con un plano tierra metálico situado en el lado opuesto de este.

El parche metálico está normalmente hecho de una lámina de cobre delgada o es una lámina de cobre enchapada con un metal resistente a la corrosión, como el oro, estaño o níquel. Este puede adoptar diferentes formas geométricas como se explicará más adelante, sus dimensiones son del orden de la longitud de onda (λ) y su altura t es mucho menor que la longitud de onda en el espacio libre (λ_0) [1].

El substrato generalmente tiene un espesor h dentro del rango de $0.003 - 0.05\lambda_0$ y una permitividad dieléctrica relativa ϵ_r . Los substratos para la construcción de antenas de microcintas tienen una permitividad relativa entre $2.2 \leq \epsilon_r \leq 12$, pero para obtener un mejor rendimiento del dispositivo se utilizan substratos dieléctricos de constantes dieléctricas pequeñas, dado que estos permiten obtener una mejor eficiencia de radiación y un mayor ancho de banda. Los substratos de constante dieléctrica alta se emplean en circuitos de microondas, debido a que en estos se necesita que los campos estén confinados herméticamente para minimizar las radiaciones y acoplamientos indeseados, sin embargo, debido a sus grandes pérdidas, estos son menos eficientes y tienen un menor ancho de banda [1].

El plano de tierra es normalmente otra lámina de cobre delgada que está ubicada en la otra cara del substrato donde está impreso el elemento radiador y cuya dimensión es superior a la del parche [1].

1.3 Principio de funcionamiento.

Las antenas de microcintas radian en la en dirección perpendicular al plano donde esta se encuentra ubicada y muestran una impedancia de entrada similar a la de un circuito resonante paralelo cerca de su frecuencia de operación [1].

La figura 1.2 muestra una antena de microcintas con un parche rectangular. Cuando la antena se excita por una línea de alimentación, la energía se concentra entre la parte inferior del parche y el plano tierra. En un instante de tiempo determinado las fuerzas de atracción entre las cargas en esta zona, provocan un aumento de la densidad de estas.

Además las fuerzas de repulsión las empujan al borde del parche, creando una gran densidad de carga en esta zona, lo que trae consigo el desbordamiento de los campos y por esto la antena radia, como se muestra a continuación.

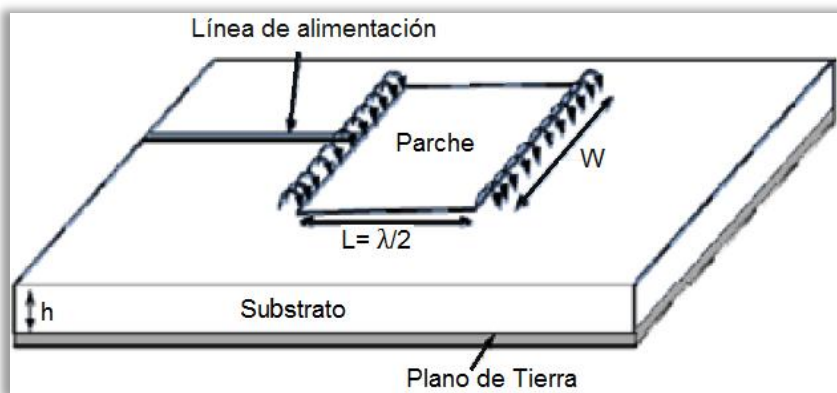


Figura 1.2 Antena de microcintas con parche rectangular y línea de alimentación [1].

Debido a que para la mayoría de las antenas de microcintas, la relación h/W es pequeña, el mecanismo dominante es el de atracción y la mayor concentración de carga y de flujo de corriente está por debajo del parche. Una pequeña cantidad de esta corriente, fluye por los bordes de este hacia la superficie. Sin embargo esta disminuye a medida que la relación h/W decrece, lo que provoca una disminución de los campos desbordados [2].

La distribución de los campos se puede determinar a partir de las componentes normales y tangenciales con respecto al plano tierra. Las componentes normales están desfasadas 180° debido a que la longitud del parche es $\lambda/2$, por consiguiente, el campo lejano que se produce en la dirección lateral se cancela. Las componentes tangenciales están en fase y los campos resultantes se suman para dar un máximo de campo radiado normal a la superficie de la estructura. Por tanto, el parche puede representarse por dos ranuras separadas a una distancia de $\lambda/2$, excitadas en fase y radiando en la mitad del espacio sobre el plano tierra como se muestra en la figura 1.3 [2].

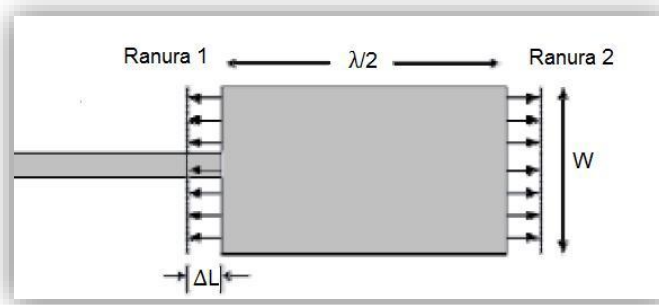


Figura 1.3 Representación del parche como dos ranuras resonantes [1].

La figura 1.4 muestra como ocurre la distribución del campo eléctrico alrededor de la antena.

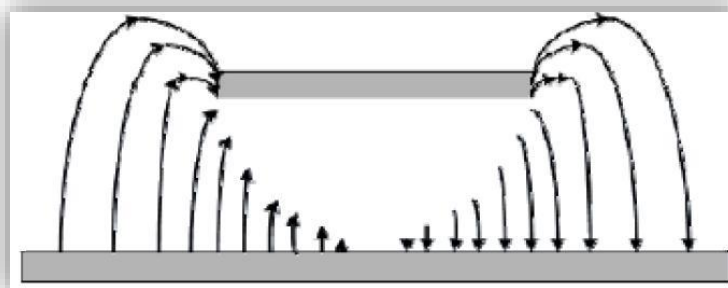


Figura 1.4 Distribución del campo eléctrico [1].

1.4 Ventajas y desventajas de las antenas de microcintas.

Las ventajas de este tipo de antenas son [2]:

- Peso ligero, pequeño volumen y pequeñas dimensiones.
- Bajo costo de fabricación.
- Se puede obtener doble frecuencia de resonancia y doble polarización.
- Pueden ser integradas en circuitos de microondas impresos.
- Se pueden emplear con dispositivos activos y estructuras pasivas de microondas.

Por otro lado presentan una serie de inconvenientes en comparación con otros tipos de antenas [2]:

- Baja eficiencia y potencia de radiación ya que entre el parche y el plano tierra existe poca distancia.
- Son antenas de banda estrecha.
- En aras de intentar aumentar el ancho de banda de operación es posible que se exciten ondas de superficie.
- Presentan altos valores de Q.
- Resulta difícil conseguir una buena pureza de polarización.

A pesar de los inconvenientes que presentan, la creciente demanda de servicios inalámbricos sumado a los recientes avances tecnológicos han propiciado un mayor uso y aplicación de estas antenas.

1.5 Geometrías empleadas en los parches.

El elemento radiador o parche puede tener varias formas geométricas pero las más comunes y utilizadas son las formas rectangular, cuadrada y circular debido a que son las

más fáciles de fabricar y analizar [1], pero es posible lograr cualquier geometría como se muestra en la figura 1.5.

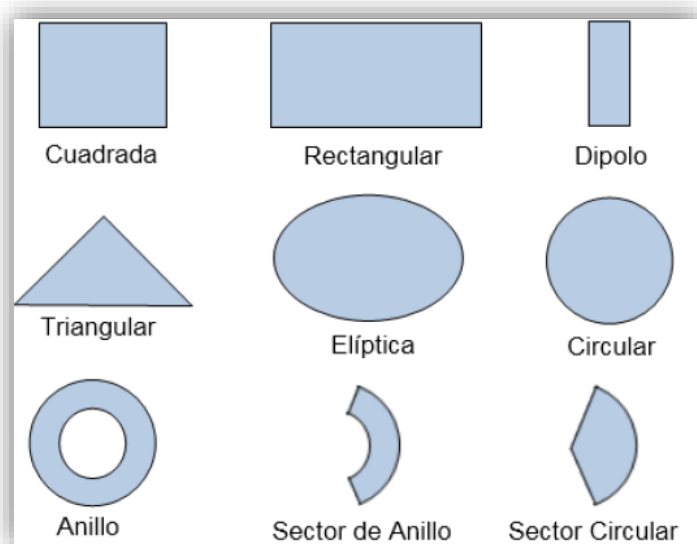


Figura 1.5 Formas geométricas de los parches.

1.6 Métodos de alimentación.

Las antenas de microcintas poseen elementos radiantes en uno de los lados del sustrato dieléctrico y para lograr tal efecto, las primeras se alimentaban mediante una línea coaxial o a través del plano tierra. Desde entonces se han desarrollado nuevas técnicas de alimentación, dividiéndose en dos grupos: alimentación por contacto y alimentación sin contacto. En los métodos por contacto, la potencia de RF se transfiere directamente al parche mediante elementos conectivos, entre los más comunes se encuentra la alimentación por cable coaxial y por línea de microcintas.

En la alimentación sin contacto, no existe una conexión directa entre la línea de alimentación y el parche, sino que el campo electromagnético es el encargado de transferir la energía de la línea de alimentación al parche. Ejemplo de esto son la alimentación por proximidad, la alimentación por apertura y por guía de ondas coplanar.

El requerimiento más importante en la elección de la técnica de alimentación, es lograr la máxima eficiencia en la transferencia de potencia de la fuente hacia la antena (y viceversa si se trata de la recepción). Esto implica directamente que la adaptación de impedancias garantice el menor nivel de pérdidas posible, aunque para lograr esto también se pueden emplear transformadores de impedancias, stubs, empalmes, transiciones y otros. Pero estos pueden generar pérdidas por la excitación de las ondas de superficie y la radiación

no deseada, que puede llegar a incrementar los niveles de los lóbulos laterales y la amplitud de la polarización cruzada del patrón de radiación [1].

➤ Alimentación por línea de transmisión:

La alimentación mediante una línea de transmisión como se observa en la figura 1.6 es de fácil fabricación, empalmándose con el parche de manera sencilla. Sin embargo se incrementan las ondas de superficie y esto en la práctica limita el ancho de banda en un 2 – 5 %.

Si se tiene en cuenta que en los extremos del parche la corriente es baja, una línea de transmisión colocada en el mismo borde del parche posee una impedancia de entrada muy alta, situación esta que es necesaria modificar dando lugar a diferentes variantes con el objetivo de disminuir este valor.

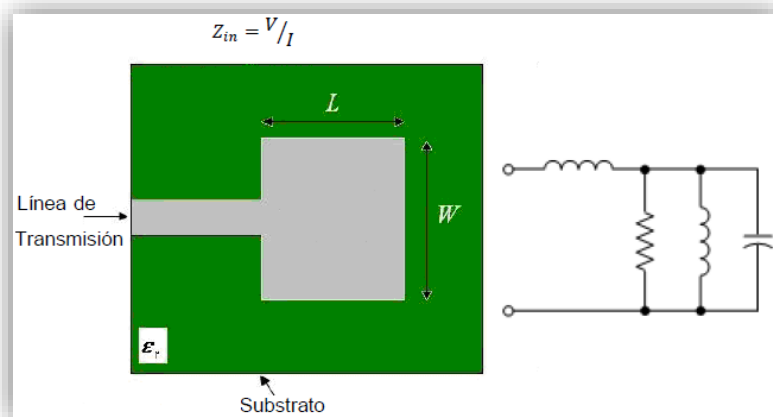


Figura 1.6 Alimentación mediante línea de transmisión y circuito equivalente.

➤ Alimentación por línea de transmisión insertada:

La línea de transmisión insertada como se puede observar en la figura 1.7 aprovecha que la corriente en el parche aumenta en magnitud hacia el centro, lo que permitiría disminuir el valor de la impedancia de entrada si el parche fuese alimentado más cerca del mismo. Calculándose el valor de la impedancia de entrada de la siguiente manera:

$$Z_{in}(R) = Z_{in}(0) \cos^2 \left(\frac{\pi R}{L} \right) \quad (1. 1)$$

Donde:

$Z_{in}(0)$: es la impedancia en el borde del parche.

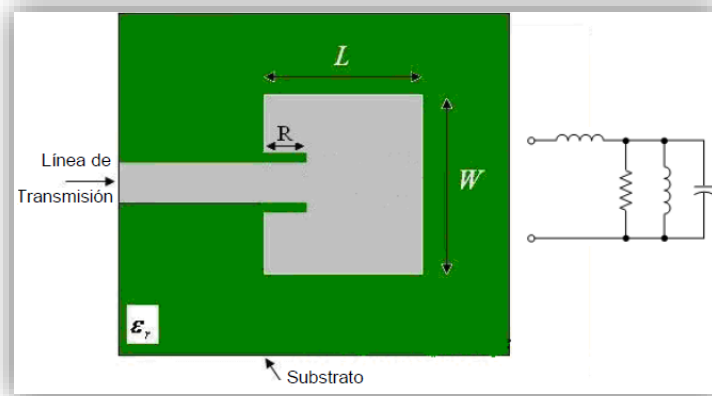


Figura 1.7 Alimentación mediante línea de transmisión insertada y circuito equivalente.

➤ Alimentación por cable coaxial:

En la alimentación por medio de cable coaxial como se puede observar en la figura 1.8, el conductor interno se extiende hasta el parche, mientras que el externo se conecta con el plano de tierra. Este tipo de alimentación también es fácil de fabricar y de empalmar, además posee bajas radiaciones espurias. No obstante tiene un limitado ancho de banda y es más difícil de modelar principalmente para substratos cuya altura $h > 0.02\lambda_0$.

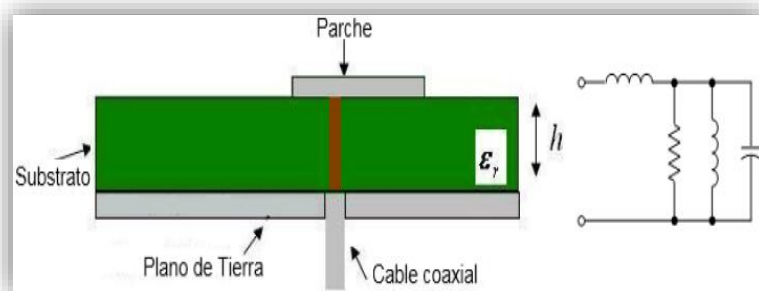


Figura 1.8 Alimentación mediante cable coaxial y circuito equivalente.

La posición de la alimentación se puede modificar permitiendo controlar la impedancia de entrada. Es importante tener en cuenta que la alimentación por medio de cable coaxial introduce una inductancia en la alimentación que puede ser necesario tener en cuenta si la altura del substrato se hace grande, además, el conductor interno también radia, lo que puede conducir a la radiación en direcciones no deseadas.

➤ Alimentación por apertura acoplada:

El método de alimentación por apertura acoplada se muestra en la figura 1.9, es más complejo en su fabricación que los anteriores y de igual manera posee un escaso ancho de banda, no obstante es más fácil de modelar y tiene moderadas radiaciones espurias.

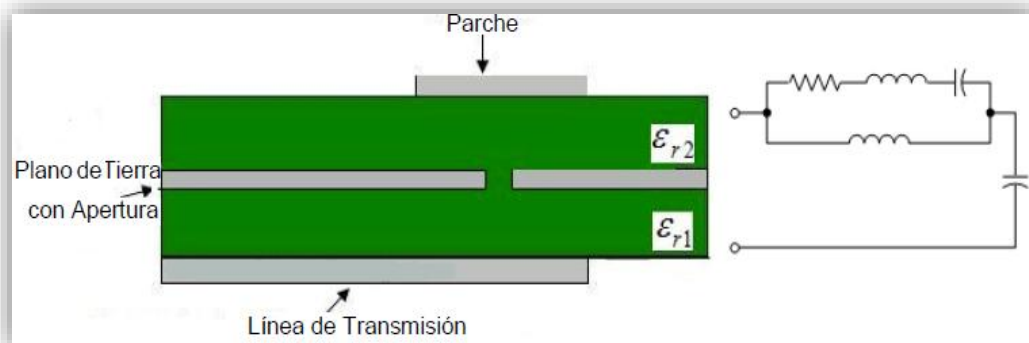


Figura 1.9 Alimentación por apertura acoplada y circuito equivalente.

Este método consiste en dos substratos separados por un plano de tierra con una apertura, debajo del primer substrato se coloca una línea de transmisión cuya energía se acopla con el parche a través de la apertura existente en el plano de tierra. Este tiene una constante dieléctrica elevada, mientras que la constante dieléctrica del substrato del parche es baja. El plano de tierra entre los substratos también aísla la alimentación de los elementos radiantes y minimiza la interferencia de las radiaciones espurias.

➤ Alimentación por proximidad acoplada:

El método de alimentación por proximidad acoplada como se observa en la figura 1.10 es el de mayor ancho de banda, a la vez el más fácil de modelar de todos y tiene bajas radiaciones espurias. Sin embargo es el que presenta mayores dificultades en el proceso de fabricación.

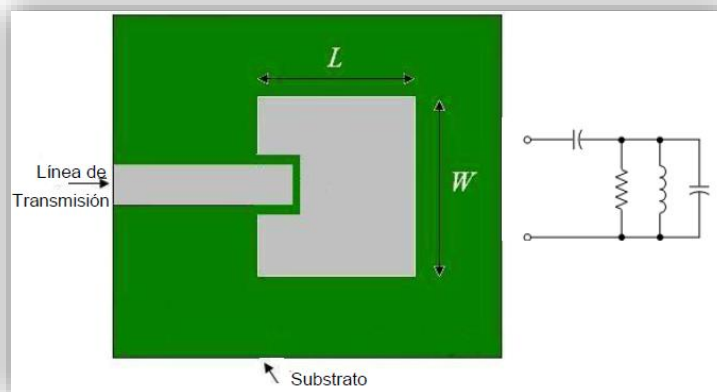


Figura 1.10 Alimentación por proximidad acoplada y circuito equivalente.

➤ Alimentación por proximidad:

Este método de alimentación no utiliza el contacto directo de la línea de alimentación con el parche. Con esta técnica se produce un acoplamiento electromagnético entre la línea de alimentación y el parche, ambos impresos sobre substratos separados. De esta forma los parámetros de ambas capas se pueden seleccionar a conveniencia del diseñador. Frecuentemente el substrato de la alimentación es delgado y se fabrica con una constante dieléctrica elevada, sin embargo, el substrato del parche superior es grueso y de constante dieléctrica pequeña, con el fin de aumentar el ancho de banda y la radiación del parche. Las mayores ventajas de esta técnica es que elimina casi en su totalidad las radiaciones espurias provenientes de la alimentación y proporciona un ancho de banda superior debido al incremento del espesor del substrato de la antenna. El acoplamiento se logra controlando el largo y el ancho de la línea de alimentación, mientras que el ancho de banda y la frecuencia de resonancia se controlan a través del largo y el ancho del parche radiador. Su mayor desventaja es su difícil fabricación debido a que las dos capas dieléctricas se deben alinear perfectamente.

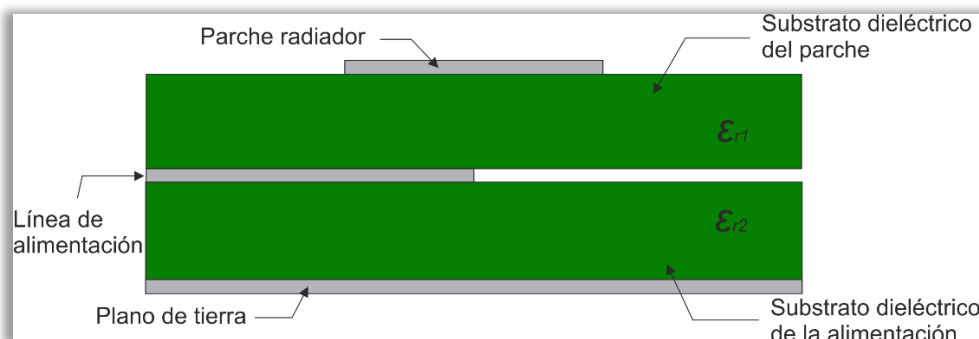


Figura 1.11 Alimentación por proximidad y circuito equivalente.

1.7 Métodos de análisis de una antena de microcintas.

Estas antenas se pueden analizar a través de varios métodos, desde los más simples basados en modelos de líneas de transmisión o cavidades resonantes hasta los más complejos donde se emplean métodos numéricos o espectrales. La razón principal para desarrollar un modelo analítico para la antena de microcintas es proporcionar un medio de diseño de la antena sin realizar varias iteraciones experimentales. También, le permite al diseñador descubrir los mecanismos físicos de cómo funciona la antena. Con una buena técnica de análisis, el ingeniero debe poder predecir las características de la antena, tales como, la impedancia de entrada, la frecuencia de resonancia, el ancho de banda, los parámetros de radiación y la eficiencia [2].

1.7.1 Método de línea de transmisión.

Este método supone que las antenas de microcintas son una extensión de las líneas de transmisión del mismo nombre. En el mismo no se tienen en cuenta las ondas de superficie, por tanto su aplicación es limitada a configuraciones de antenas donde la altura y la permitividad del sustrato sean lo suficientemente pequeñas, como para anular la excitación provocada por estas ondas [3].

Aunque es uno de los métodos más sencillos sus resultados son los menos precisos, sin embargo del mismo se obtiene una buena comprensión física del funcionamiento de la antena. En este se supone que el parche de microcinta se puede representar por un arreglo de dos ranuras radiantes, cada una con un ancho W y con una altura h , separadas por una línea de transmisión de baja impedancia Z_c de longitud L . Cada ranura se representa por un circuito paralelo de conductancia G y susceptancia B como se muestra en la figura 1.12 [2].

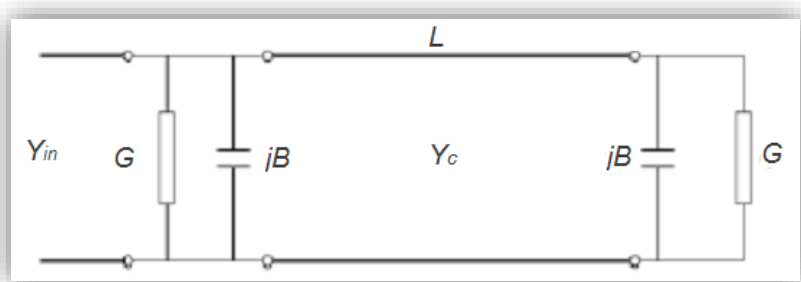


Figura 1.12 Circuito equivalente de una antena de microcintas empleando el modelo de Línea de Transmisión [2].

1.7.2 Modelo de cavidad resonante.

Las antenas de microcintas se comportan como una cavidad abierta limitada por el parche de microcinta y el plano tierra. La distribución de los campos dentro del sustrato dieléctrico se puede obtener con más precisión si se considera esa región como una cavidad limitada por los conductores eléctricos y por paredes magnéticas a lo largo del perímetro del parche. Las bases para esta suposición son las siguientes observaciones [3]:

- Los campos en la cavidad no varían en el eje z ($\partial/\partial z = 0$) porque el sustrato se supone muy delgado ($h \ll \lambda_0$).

- El campo eléctrico está orientado solamente en el eje z y el campo magnético tiene sólo las componentes transversales en la región definida por el parche metálico y el plano de tierra.
- La corriente eléctrica en el parche no tiene una componente normal en el borde de este, lo cual significa que la componente tangencial de \vec{H} a lo largo del borde es insignificante y una pared magnética puede estar localizada a lo largo de la periferia.

1.8 Características principales de una antena de parche triangular.

El parche triangular es el más complejo de diseñar y menos estudiado que otros tipos de parche, este puede adoptar varias formas (triángulos isósceles, equiláteros o rectos) y se pueden obtener características de radiación similares a las del parche rectangular pero con un menor tamaño, lo cual es una ventaja en cuanto a costo, fabricación e instalación. En este caso se mostrará el diseño del parche de un triángulo equilátero como se observa en las figuras 1.13 y 1.14, alimentado por un cable coaxial.

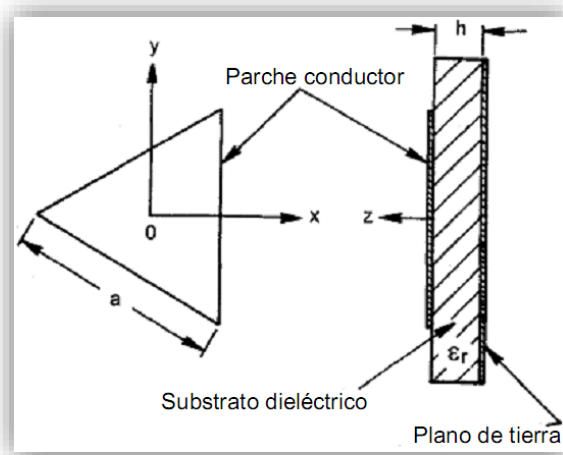


Figura 1.13 Configuración de una antena de microcintas de parche triangular equilátero [3].

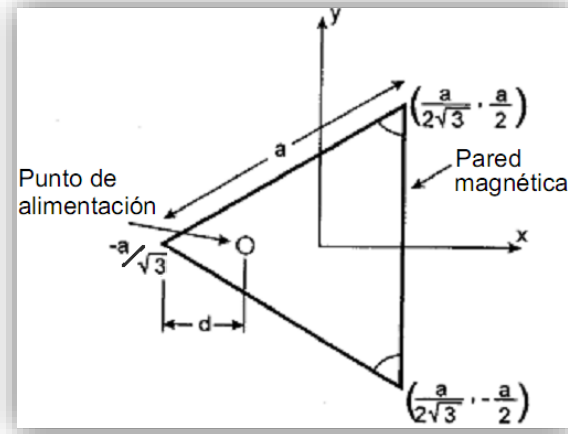


Figura 1.14 Parche triangular con el sistema de coordenadas y el punto de alimentación [3].

1.8.1 Representación de los campos en un parche triangular.

La distribución del campo en un parche triangular se obtiene, al emplear el modelo de la cavidad resonante, considerando que el triángulo está rodeado por una pared magnética, como se muestra en la figura 1.15. De este modo no existirían variaciones de esta a lo largo de la dirección del eje z y la estructura soportaría modos TM^z [3]. La distribución de los campos eléctricos y magnéticos para los modos TM_{mn} se puede calcular como se muestra a continuación:

$$E_z^{mn} = A_{m,n,l} * \Psi_{m,n,l}(x, y) \quad (1.2)$$

$$H_x^{mn} = \frac{-j}{\omega\mu} * \frac{\partial E_z^{mn}}{\partial y} \quad (1.3)$$

$$H_y^{mn} = \frac{-j}{\omega\mu} * \frac{\partial E_z^{mn}}{\partial x} \quad (1.4)$$

$$H_z = E_x = E_y = 0 \quad (1.5)$$

Donde:

$\Psi_{m,n,l}(x, y)$: es la función propia definida como:

$$\begin{aligned} \Psi_{m,n,l}(x, y) = & \cos\left(\frac{2\pi x'}{\sqrt{3}a}l\right) \cos\left(\frac{2\pi(m-n)y}{3a}\right) + \cos\left(\frac{2\pi x'}{\sqrt{3}a}m\right) \cos\left(\frac{2\pi(n-l)y}{3a}\right) \\ & + \cos\left(\frac{2\pi x'}{\sqrt{3}a}n\right) \cos\left(\frac{2\pi(l-m)y}{3a}\right) \end{aligned} \quad (1.6)$$

$$x' = x + \frac{a}{\sqrt{3}} \quad (1.7)$$

En la ecuación 1.6 se asume que el centro del sistema de coordenadas coincide con el centro del triángulo, $A_{m,n,l}$ es una amplitud constante determinada por excitación, a es la longitud del lado del triángulo y m, n, l son enteros que no toman valor cero al mismo tiempo y satisfacen la condición:

$$m + n + l = 0 \quad (1.8)$$

Los campos satisfacen la ecuación de onda:

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + k_{mn}^2 \right) E_z^{mn} \quad (1.9)$$

Donde:

k_{mn} : es el número de onda y se calcula:

$$k_{mn} = \frac{4\pi}{3a} \sqrt{m^2 + mn + n^2} \quad (1.10)$$

Se puede observar de la ecuación 1.10 que si se intercambian los tres dígitos m, n, l se mantienen el número de onda y la frecuencia de resonancia invariable. Los patrones del campo para los dos primeros modos TM_{10} y TM_{11} se muestran en la figura 1.15.

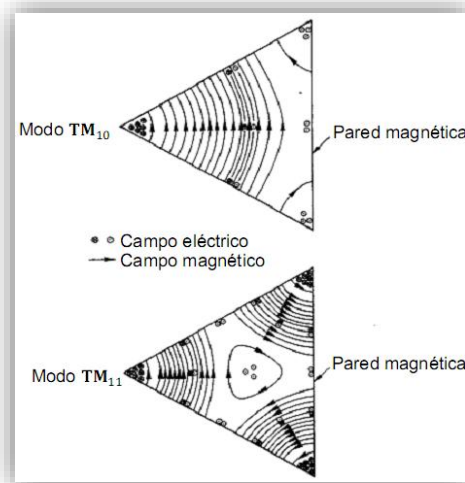


Figura. 1.15 Patrones del campo en un triángulo equilátero resonador rodeado de paredes magnéticas en los modos TM_{10} y TM_{11} [3].

Las componentes de los campos para el modo TM_{10} ($m = 1, n = 0$ y $l = -1$) serían

$$E_z^{10} = A_{1,0,-1} \left[2 \cos \frac{2\pi x l}{\sqrt{3}a} \cos \frac{2\pi y}{3a} + \cos \frac{4\pi y}{3a} \right] \quad (1.11)$$

$$H_x^{10} = -jA_{1,0,-1}\xi_0 \left[\cos \frac{2\pi x'}{\sqrt{3}a} \operatorname{sen} \frac{2\pi y}{3a} + \operatorname{sen} \frac{4\pi y}{3a} \right] \quad (1.12)$$

$$H_y^{10} = -j\sqrt{3}A_{1,0,-1}\xi_0 \left[\operatorname{sen} \frac{2\pi x'}{\sqrt{3}a} \cos \frac{2\pi y}{3a} \right] \quad (1.13)$$

Donde:

$$\xi_0 = \frac{4\pi}{3a} \frac{1}{\omega\mu}, \text{ para } \omega = \omega_{1,0,-1} \Rightarrow \xi_0 = \frac{1}{120\pi} \quad (1.14)$$

1.8.2 Frecuencia de resonancia.

La expresión de la frecuencia de resonancia para los diferentes modos sería:

$$f_r = \frac{ck_{mn}}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \quad (1.15)$$

Donde:

c : es la velocidad de la luz.

k_{mn} : es el número de onda.

La ecuación anterior es válida cuando el triángulo es rodeado por paredes magnéticas perfectas. En caso de no suceder así como pasa en la práctica, pues existe parte del campo que se desborda del parche, existen varias soluciones entre las que se encuentran, cambiar la longitud a por un valor efectivo a_e y mantener invariable el valor de la constante dieléctrica ϵ_r del substrato. Otra variante consiste en cambiar tanto la longitud como la constante dieléctrica del substrato, por sus valores efectivos [4].

1.8.3 Impedancia de entrada.

La impedancia de entrada de un triángulo equilátero se puede estimar utilizando el modelo de la cavidad resonante. En este análisis se considera la antena alimentada por un cable coaxial que se encuentra en la línea bisectriz a una distancia d del vértice de la antena y la alimentación se modela como una corriente filamentaria de ancho efectivo $2w$ aplicada a lo largo del eje x [3], como se aprecia en la siguiente ecuación:

$$\vec{J} = \hat{z} J(x)\delta(y) \quad (1.16)$$

Donde:

$$J(x) = \left\{ \begin{array}{ll} 1 & -a/\sqrt{3} + d - \omega < x < -a/\sqrt{3} + d + \omega \\ 0 & \text{para los otros valores de } x \end{array} \right\} \quad (1.17)$$

Si se utiliza el modelo de la cavidad resonante y la ecuación 1.6 se puede obtener la siguiente expresión para la impedancia de entrada:

$$Z_{in} = R + jX = -j\omega\mu \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m \geq 0}^{\infty} \frac{4\sqrt{3}hC'_{mn}}{27a^2} \left[\cos\left(\frac{2\pi ld}{\sqrt{3}a}\right) \operatorname{sinc}\left(\frac{\pi l 2w}{\sqrt{3}a}\right) + \cos\left(\frac{2\pi md}{\sqrt{3}a}\right) \operatorname{sinc}\left(\frac{\pi m 2w}{\sqrt{3}a}\right) + \cos\left(\frac{2\pi nd}{\sqrt{3}a}\right) \operatorname{sinc}\left(\frac{\pi n 2w}{\sqrt{3}a}\right) \right]^2 \frac{1}{(\omega^2 - \omega_{mn}^2)\mu\epsilon - j\delta_{eff}k^2} \quad (1.18)$$

Donde:

$$C'_{mn} = \left\{ \begin{array}{ll} 1 & \text{si } (m = n = 0) \\ 6 & \text{si } (m = n \neq 0) \text{ o } (m = 0 \text{ y } n \neq 0) \text{ o } (n = 0 \text{ y } m \neq 0) \\ 12 & \text{en cualquier otro caso} \end{array} \right\} \quad (1.19)$$

δ_{eff} : es la tangente de pérdidas dieléctricas efectiva que depende del sustrato, la altura de los conductores y el sustrato respectivamente (Δ, h), P_r sería la potencia radiada por la antena la frecuencia ω y W_T la energía promedio almacenada bajo el parche, como se muestra en la ecuación 1.20:

$$\delta_{eff} = \tan \delta + \frac{\Delta}{h} + \frac{P_r}{\omega W_T} \quad (1.20)$$

Capítulo 2. Estructuras electromagnéticas artificiales

Inicialmente los terminales de usuario inalámbricos se diseñaron para un único servicio de comunicaciones y un único estándar. La tendencia actual consiste en emplear un único terminal de usuario para diferentes normas y servicios. Sin embargo, hay que tener en cuenta que cada norma o servicio requiere características diferentes de la antena, tanto desde el punto de vista de la frecuencia de trabajo como de las características de radiación. Además, es importante considerar que los terminales cada vez son más compactos. Por estas razones, sería deseable emplear una única antena para todas las normas y/o servicios en los que funcione el terminal.

Resulta evidente entonces que existe una enorme demanda de antenas con características que no se pueden conseguir mediante las técnicas convencionales. Esto ha conllevado al estudio de nuevas tecnologías aplicadas a la ingeniería de antenas. Una de estas nuevas tecnologías consiste en el empleo de materiales artificiales (no existentes en la naturaleza), con inusuales propiedades electromagnéticas, que al ser combinados con las antenas de microcintas permiten obtener nuevas características de radiación. En este capítulo se describirá la diversidad de materiales artificiales existentes, sus propiedades y características principales y sus potenciales aplicaciones para la fabricación de antenas.

2.1 Introducción a los metamateriales.

Desde principios del siglo XXI se acuñó el término de metamateriales para referirse a estructuras con características electromagnéticas u ópticas que no se observan en la naturaleza (como por ejemplo estructuras con índice de refracción negativo, o estructuras en las que la propagación de las ondas es contraria al flujo de propagación de la energía, propagación zurda). Los metamateriales son estructuras artificiales con topología periódica o cuasi-periódica, con algunas de sus propiedades controlables y que en ocasiones no es posible encontrar en la naturaleza. Estas propiedades se deben al diseño de la estructura y no a los elementos que la forman. Es decir, la estructura completa, presenta un comportamiento diferente al que tendrían sus elementos por separado [5].

El estudio de las propiedades que dichos medios presentan, ha promovido el desarrollo de numerosos dispositivos de microondas y antenas compuestas por estos materiales. Este nuevo campo de estudio, comienza con el trabajo teórico de Viktor Veselago acerca

de las propiedades pertenecientes a los materiales zurdos o metamateriales, pero no será hasta finales de la década de los 90 y sobre todo a partir del año 2000, que se investiguen de forma masiva dichos medios.

2.2 Clasificación de los metamateriales.

Los metamateriales están constituidos por celdas básicas de una estructura periódica, esta periodicidad permite clasificarlos en términos de sus dimensiones respecto a la longitud de onda. Cuando estas son menores que la longitud de onda se pueden clasificar en medios efectivos (*ENG: Epsilon negative, MNG: Mu Negative o DNG: double negative*), mientras que si las celdas básicas son del orden de la longitud de onda como cristales electromagnéticos (*EBG: Electromagnetic band gap*). En este último caso, cuando el diseño corresponde a frecuencias ópticas se habla de estructuras PBG (*Photonic Band-Gap*) [5].

En los últimos años, los materiales conformados por medios efectivos han sido los más desarrollados, debido a que las propiedades que poseen dichos materiales no existen en la naturaleza de forma espontánea. Un tipo de medio efectivo estaría formado por elementos resonantes, dado que su efecto no viene determinado por un fenómeno de interferencia sino uno cuasi-estático [6]. Dentro de estos medios se ha dedicado mayor énfasis al estudio y desarrollo de dispositivos con materiales DNG o LHM (*Left Handed Media*) como también se les conoce, que funcionan en el rango de las microondas.

2.2.1 Cristales electromagnéticos.

Los cristales electromagnéticos son estructuras periódicas en el espacio, la periodicidad de dichas estructuras se conforma mediante la modificación de los parámetros del medio. El concepto de cristal electromagnético data de finales de los años 80 y fue propuesto por Yablonovitch [6], en su estudio para longitudes de onda en el espectro visible. En el mismo, se proponen estructuras que consiguen variar periódicamente el índice de refracción del material para obtener materiales en los que aparecen bandas de frecuencia prohibidas en algunas direcciones dentro del medio. Esto mismo es lo que sucede en los cristales semiconductores con las bandas de energía prohibidas. En la figura 2.1 se muestran esquemas de cristales electromagnéticos con periodicidad unidimensional, bidimensional y tridimensional.

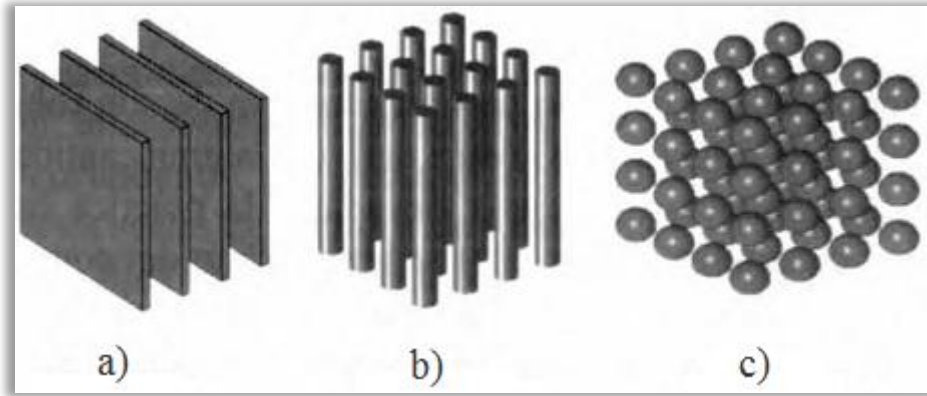


Figura 2.1 Cristales electromagnéticos unidimensional (a), bidimensional (b) y tridimensional (c) [5].

Estas estructuras no permiten la propagación de la señal en determinadas direcciones o a determinadas frecuencias y basan su funcionamiento en fenómenos de difracción e interferencia. Dada la naturaleza de estos fenómenos, se necesita que el tamaño de la celda base de las estructuras sea comparable con el tamaño de la longitud de onda de la señal de trabajo.

2.2.2 Medios efectivos.

Un medio efectivo en contraste con los cristales electromagnéticos descritos en el epígrafe anterior es aquel en el que la longitud de onda de la frecuencia de trabajo es mucho mayor que las partículas o celdas base que forman el medio, de forma que la radiación incidente sobre el mismo percibe a este como un medio homogéneo, en términos de sus propiedades electromagnéticas, sin diferenciar las partículas que forman parte de él. De esta forma, cabe la posibilidad de que sus propiedades como medio sean diferentes a las propiedades de sus componentes, es decir, las características del medio pueden ser distintas a las características de los elementos que lo forman [5].

Para este tipo de medios, se definen las magnitudes electromagnéticas efectivas: la permeabilidad magnética efectiva μ_{eff} y la permitividad dieléctrica efectiva ϵ_{eff} , dependiendo el signo de estas dos magnitudes, que caracterizan la propagación de las ondas electromagnéticas en el medio, se pueden diferenciar cuatro tipos de medios que se representan en la figura 2.2. En el primer cuadrante de la figura correspondiente a μ_{eff} y ϵ_{eff} positivas, se encuentran los llamados Right Handed Media (RHM), Double Positive (DPS), o medios diestros, entre los que se encuentran los dieléctricos convencionales, aun cuando estas no sean estructuras artificiales. Existen otros dos grupos de medios en

los cuales solo uno de los parámetros es negativo, estos son los denominados Single Negative (SNG), pudiendo ser Epsilon Negative (ENG) o Mu Negative (MNG), que se encuentran en el segundo y cuarto cuadrante, respectivamente y en los que no es posible la propagación. En el tercer cuadrante se encuentra otro grupo en el que ambos parámetros son negativos simultáneamente. En este caso la propagación sí es posible, como también lo es en los DPS ya que en estos medios, al contrario que en los SNG, la constante de propagación es real; dichos medios son los denominados Double Negative (DNG), Left Handed Media (LHM) o medios zurdos [6].

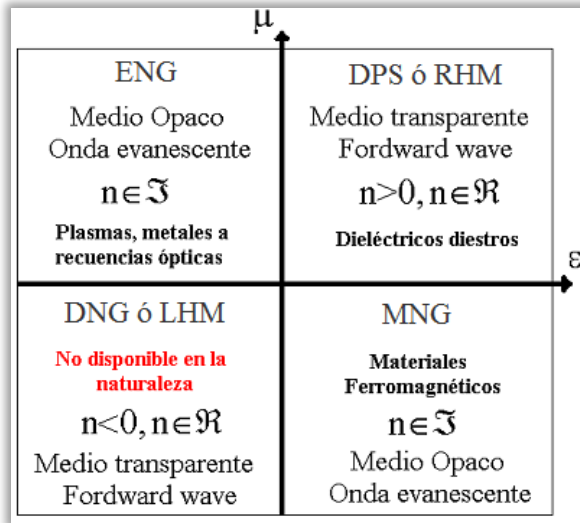


Figura 2.2 Mapa de los materiales clasificados según el signo de su permitividad y permeabilidad [6].

Los medios del tercer cuadrante no existían hasta hace pocos años, pero sus propiedades se conocen desde hace tiempo. En 1968, Veselago [5] publicó un artículo en el cual se hace un estudio meramente teórico de las características de propagación de un hipotético medio que presentara simultáneamente los parámetros μ y ε negativos. Cómo estos parámetros son los únicos que aparecen en la relación de la frecuencia con el vector de onda, implica que son las magnitudes fundamentales que determinan la propagación de las ondas [5]. Si se analiza la ecuación de dispersión para un medio isótropo, el vector de onda (k) en función de la frecuencia (ω) y el índice de refracción (n) resulta:

$$k^2 = \frac{\omega^2}{c^2} n^2 \quad (2.1)$$

Donde:

$$n^2 = \varepsilon\mu \quad (2.2)$$

En la expresión anterior se observa que si μ y ε toman valores negativos simultáneamente, debe existir propagación, ya que la constante de propagación sería real. Para determinar las consecuencias del cambio de signo de dichos parámetros, hay que analizar aquellas relaciones donde aparecen estos términos por separado, como hizo Veselago. Para realizar este análisis se trabaja con las ecuaciones de Maxwell que se muestran a continuación:

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (2.3)$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (2.4)$$

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (2.5)$$

$$\vec{D} = \varepsilon \vec{E} \quad (2.6)$$

Donde:

\vec{E} : es el vector intensidad del campo eléctrico.

\vec{H} : es el vector intensidad del campo magnético.

\vec{B} : es la intensidad del flujo magnético o vector inducción magnética.

\vec{D} : es el vector de desplazamiento eléctrico.

Si se considera que se propaga una onda plana monocromática, las expresiones anteriores se reducen a:

$$\vec{k} \times \vec{E} = \omega \mu \vec{H} \quad (2.7)$$

$$\vec{k} \times \vec{H} = -\omega \varepsilon \vec{E} \quad (2.8)$$

De las ecuaciones 2.7 y 2.8 se puede deducir que, para un medio en el que $\varepsilon > 0$ y $\mu > 0$, los vectores de los campos eléctrico y magnético (\vec{E} y \vec{H}) y el vector de propagación (\vec{k}) forman un triplete diestro como se muestra en la figura 2.3 (a). Mientras que en medios con permitividad y permeabilidad efectiva negativa ($\varepsilon < 0$ y $\mu < 0$); los vectores \vec{E} , \vec{H} y \vec{k} forman un triplete zurdo como se observa en la figura 2.3 (b) y por esta razón se les denomina medios zurdos (*LHM*).

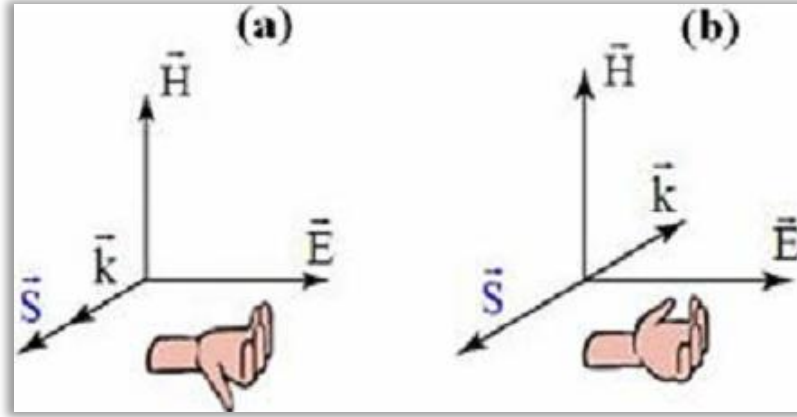


Figura 2.3 Relación entre los vectores \vec{E} , \vec{H} y \vec{k} para un medio convencional diestro (RHM) (a) y un medio zurdo (LHM) (b) [7].

El vector de Poynting (\vec{S}) de una onda que se propaga en un medio, tiene la dirección y sentido de la propagación de la energía y, por tanto, de la velocidad de grupo. Dicho vector viene dado por la ecuación siguiente:

$$\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H} \quad (2.9)$$

En la figura 2.3 se puede observar que \vec{S} siempre forma un triplete diestro con los vectores de campo \vec{E} y \vec{H} , sea cual sea el signo de los parámetros μ y ε . Por lo tanto en el caso de un medio diestro, \vec{S} y \vec{k} tendrán el mismo sentido, mientras que en el caso de un medio zurdo serán opuestos o lo que es lo mismo tendrán signos opuestos. Así pues, en un medio zurdo la velocidad de fase, paralela a \vec{k} , y la velocidad de grupo, paralela a \vec{S} , tendrán sentidos opuestos [5].

Como ya se ha visto anteriormente, una característica singular de este tipo de medios es que su índice de refracción se hace negativo. En la ecuación 2.2, el índice de refracción n presenta una ambigüedad en el signo de la raíz cuadrada. Para eliminar esta, es necesario realizar un análisis adecuado de la relación. Por ejemplo, si se expresan μ y ε en coordenadas polares la expresión 2.2 puede expresarse como [5]:

$$n = \sqrt{\varepsilon\mu} = \sqrt{\varepsilon}\sqrt{\mu} = e^{i\pi/2}e^{i\pi/2} = e^{i\pi} = -1 \quad (2.10)$$

Al realizar este análisis es importante tener en cuenta que la raíz cuadrada tanto de μ como de ε han de tener parte imaginaria positiva. Este cambio en el signo del índice de refracción influye directamente en la ley de refracción de Snell. Si se considera un rayo que incide desde un medio 1, diestro, hacia un medio 2 de características zurdas como se

muestra en la figura 2.4, existe una inversión en la refracción, los rayos convergentes se transformarían en divergentes y viceversa, lo que permite el empleo de los metamateriales para la fabricación de lentes. Una propiedad de este tipo de lentes con índice de refracción negativo, es la posibilidad de focalizar una fuente puntual con una resolución menor que la longitud de onda, es decir, focalizar de manera perfecta siempre y cuando tanto la permitividad como la permeabilidad del medio fuesen idénticamente -1 . Aunque algunos investigadores sugieren que al introducir las pérdidas en el material desaparece la focalización sub-lambda. Otros fenómenos tales como el efecto Doppler y la radiación Cherenkov se invierten [7].

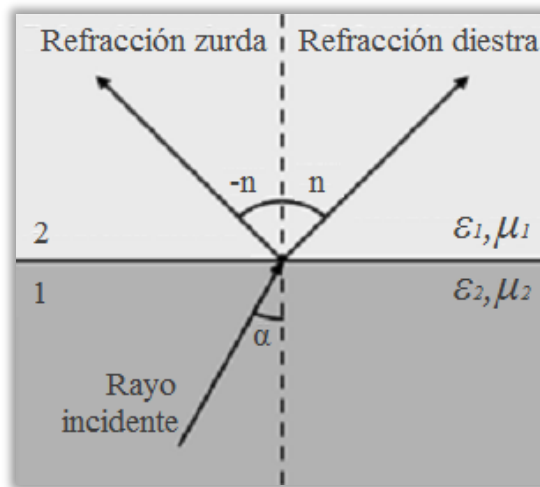


Figura 2.4 Refracción entre dos medios convencionales (refracción diestra) y entre un medio diestro y uno zurdo (refracción zurda).

2.3 Resonadores eléctricamente pequeños.

A finales de los años 90, John Pendry introduce el SRR. Su aparición supuso el comienzo de la investigación en el campo de los metamateriales, ya que resultó ser la primera estructura resonante no magnética capaz de proporcionar valores negativos de la permeabilidad magnética efectiva cuando se disponen en una estructura periódica. En la figura 2.5 (a) se muestra su estructura, formada por dos anillos metálicos concéntricos en los cuales se han realizado unas aperturas en posiciones opuestas una respecto a la otra. Si sobre esta estructura se aplica un campo magnético variable en la dirección del eje de los anillos (eje z), se inducen corrientes en los anillos. Estas corrientes son capaces de pasar de un anillo a otro gracias a la capacidad distribuida que se forma entre ellos, de forma que se cierra el circuito. Luego el SRR se puede modelar como un circuito resonante LC , donde L modela el comportamiento inductivo introducido por las líneas

conductoras y C modela la capacidad distribuida entre los anillos como se muestra en la figura 2.5 (b) [7]. La combinación adecuada de estos dos efectos, capacitivo e inductivo, confieren a esta estructura su característica resonante. Los SRR presentan efectos de polarización cruzada, lo que significa que podrían ser excitados por un campo eléctrico debidamente polarizado [6].

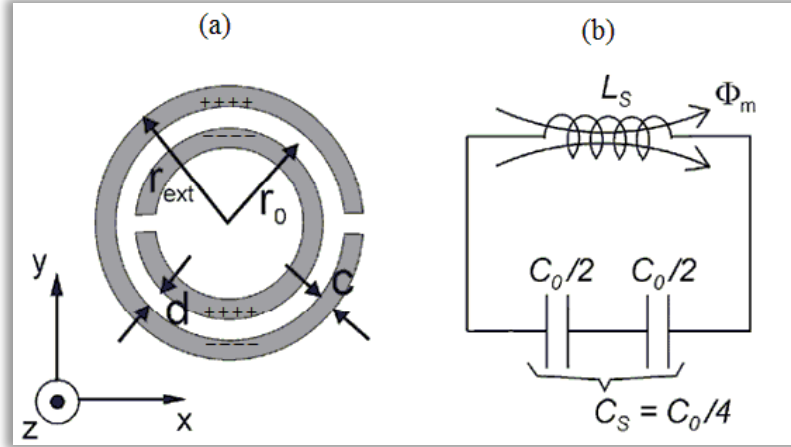


Figura 2.5 Esquema del Split Ring Resonator (SRR) con sus dimensiones más relevantes (a) y modelo eléctrico equivalente (b) [6].

En la figura 2.5 (b) se muestra el circuito equivalente para el SRR. Su frecuencia de resonancia se puede calcular mediante los elementos del circuito resonante L_S y C_S que modelan el SRR. La inductancia L_S se puede aproximar a la que tendría un anillo con un radio r_0 (valor medio de los radios de los dos anillos que forman el SRR) y ancho c . Cuando se desprecia la capacidad que aparece entre los extremos de las aperturas de los anillos, C_0 representa la capacidad total entre anillos y C_S corresponde a la conexión serie de las capacidades de las mitades superior e inferior del SRR. La capacidad aproximada C_0 , está calculada teniendo en cuenta su distribución a lo largo del perímetro de los anillos, a partir de la capacidad estática por unidad de longitud C_{pul} entre dos líneas metálicas paralelas de ancho c y separación entre ellas d [8]. Las siguientes ecuaciones representan las capacidades y la frecuencia de resonancia del SRR:

$$C_0 = 2\pi r C_{pul} \quad (2.11)$$

$$C_S = \frac{\pi r C_{pul}}{2} \quad (2.12)$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_S C_S}} \quad (2.13)$$

Cuando el SRR se excita presenta varias frecuencias de resonancia. La longitud de onda (λ_g) a la primera de estas frecuencias es mayor que el diámetro del resonador. Esta cualidad hace que el SRR sea un resonador eléctricamente pequeño e idóneo para emplearlo en el diseño de medios efectivos. El hecho de que el SRR presente un diámetro por debajo de λ_g en su primera frecuencia de resonancia, es debido a que si la distancia entre las líneas (d) es suficientemente pequeña, la capacidad (C_s) tomará valores elevados que proporcionarán una frecuencia de resonancia baja como se observa en la ecuación 2.13. Esta frecuencia está por debajo de las frecuencias dinámicas de las estructuras o líneas metálicas que forman el resonador, de forma que, aumentando esa capacidad, se reduce el tamaño eléctrico del resonador [7]. En la figura 2.6 (a) se puede ver el impreso de una estructura típica utilizada para la excitación de un SRR, donde se ha utilizado una línea de microcintas para excitarlo (la topología es cuadrada para facilitar el acoplamiento entre la línea y el resonador). En la gráfica de la figura 2.6 (b) se puede observar como la frecuencia de resonancia del SRR (f_0) está por debajo de las resonancias de los anillos individuales que forman el resonador (f_{ext} y f_{int}) debido al acoplamiento que hay entre ambos anillos. Este acoplamiento provoca que la segunda frecuencia de resonancia del SRR, (f_1), esté por encima de la resonancia del anillo interno, f_{int} [7]. Luego se puede concluir que mientras mayor sea el acoplamiento entre los anillos, mayor será la separación entre las frecuencias de resonancia del SRR y, por tanto, menor será la longitud eléctrica del resonador a la primera frecuencia de resonancia. Pero sin embargo las posibilidades de reducción de la longitud eléctrica del SRR vienen limitadas principalmente por la tecnología utilizada en la fabricación.

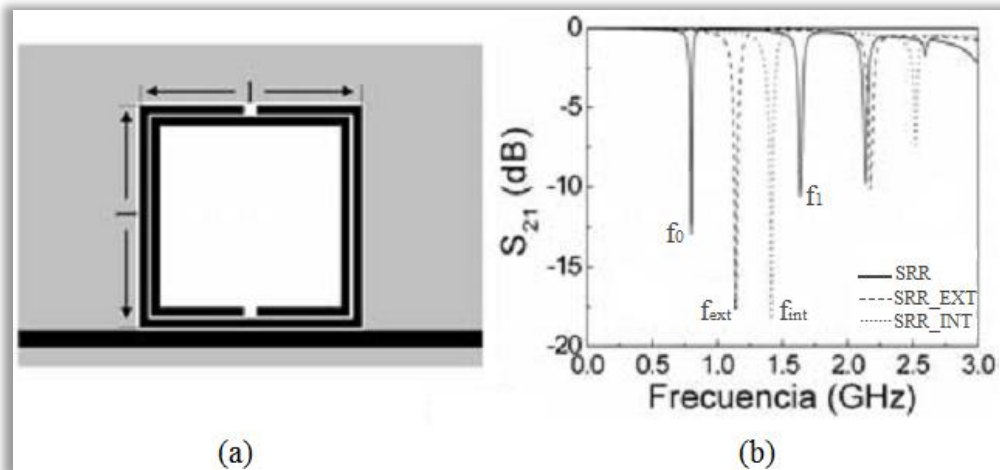


Figura 2.6 Impreso de un SRR excitado mediante una línea de microcinta (a) y respuesta en frecuencia del coeficiente de transmisión de la estructura (b) [7].

El color gris de la figura 2.6 (a) corresponde al plano de tierra y el negro a las microcintas de metal. Las líneas discontinuas que se observan en la figura 2.6 (b) corresponden a las frecuencias dinámicas de los anillos, simulándolos cada uno por separado. En ese caso f_0 corresponde a la primera frecuencia de resonancia del SRR, f_{ext} corresponde a la primera frecuencia de resonancia del anillo exterior y f_{int} corresponde a la primera frecuencia de resonancia del anillo interior.

2.3.1 Resonador de anillos divididos complementario (CSRR).

El CSRR (*Complementary Split Ring Resonator*) fue propuesto por primera vez por Falcone en el año 2004. El concepto de CSRR fue introducido como una alternativa al diseño de estructuras metamateriales basadas en elementos resonantes, pero que en este caso dichos elementos brindan un valor de permitividad eléctrica efectiva negativo (ϵ_{eff}) a diferencia de los SRR. Estas estructuras pueden definirse como la imagen negativa del SRR, exhibiendo un comportamiento electromagnético contrario al de los SRR.

Cómo se observa en la figura 2.7 los CSRR consisten en dos anillos abiertos y concéntricos, igual que los SRR, pero con la diferencia de que los anillos no son metálicos, sino que las microcintas se retiran de un plano de metal, quedando libre de metal la zona del resonador. Al excitar el CSRR mediante un campo eléctrico axial al eje z o por un campo magnético paralelo al eje y , este resonador tiene un comportamiento complementario al del SRR.

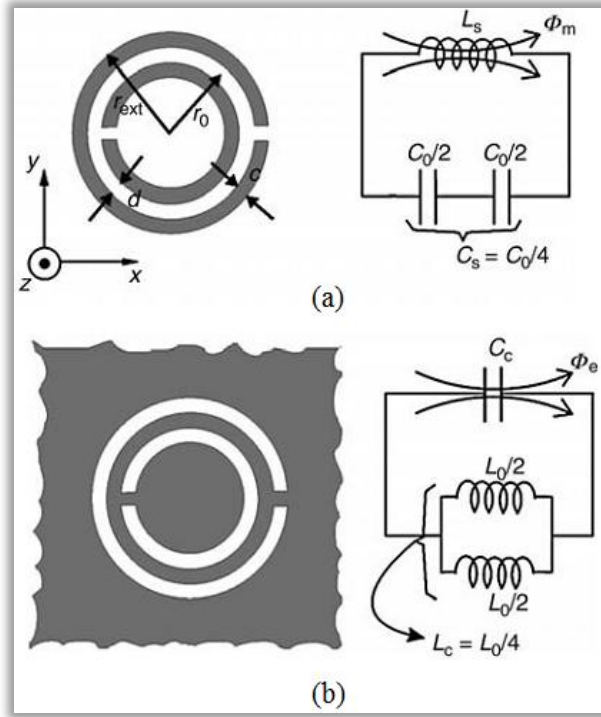


Figura 2.7 Topologías del SRR (a) y el CSRR (b) y sus respectivos circuitos equivalentes [5].

2.3.2 Diferentes topologías de los resonadores.

A partir del SRR o del CSRR, modificando su topología, se pueden obtener otros resonadores que presenten características distintas y solucionen algunos inconvenientes de éstos. Por ejemplo, el Nonbianisotropic Split Ring Resonator (*NB-SRR*) fue introducido por primera vez en el año 2003 por Baena. Su topología puede verse en la figura 2.8 (a) junto a su circuito equivalente. Lo que caracteriza a este resonador es la distribución de cargas que se produce en su primera frecuencia de resonancia. Debido a esta se evita la bianisotropía del SRR, es decir, evita los efectos de polarización cruzada. La frecuencia de resonancia de un NB-SRR está muy cercana a la que tendría un SRR de iguales dimensiones y su circuito equivalente es igual al del SRR. Por tanto, el interés principal de este resonador reside en la eliminación de la bianisotropía propia del SRR. Otra de las configuraciones del SRR utilizada para la síntesis de medios metamateriales es el Double Split Ring Resonator (*D-SRR*), la configuración del D-SRR se puede observar en la figura 2.8 (b) junto a su circuito equivalente. En el caso del D-SRR la frecuencia de resonancia se ve duplicada respecto al SRR, ya que como se puede apreciar en la ecuación 2.13 y en el circuito equivalente de este nuevo resonador, al disminuir la capacidad cuatro veces respecto al SRR, su frecuencia se duplica.

Por otra parte la configuración en espiral del SRR (*Spiral Resonator, SR*) es una de las más comunes en los circuitos de microondas en tecnología plana. Su estructura se muestra en la figura 2.8 (c), en el SR al igual que en el Double Spiral Resonator (*D-SR*) mostrado en la figura 2.8 (d) se produce una reducción de la frecuencia de resonancia respecto a la del SRR en dos y cuatro veces respectivamente.

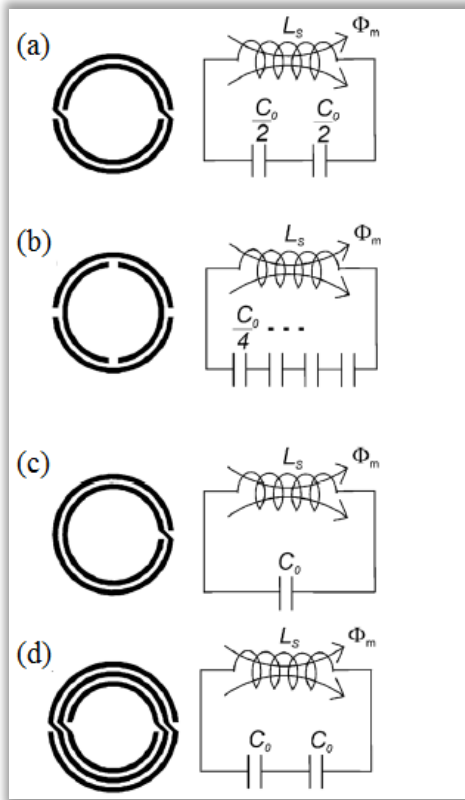


Figura 2.8 Estructuras derivadas del SRR: NB-SRR (a), D-SRR (b), SR (c), D-SR (d) [8].

2.4 Medios zurdos.

Debido a que en la naturaleza no existen medios conocidos con permitividad dieléctrica efectiva (ϵ_{eff}) y permeabilidad magnética efectiva (μ_{eff}) simultáneamente (medios zurdos), para obtenerlos se deben combinar dos medios que tengan estas propiedades por separado en un mismo rango de frecuencias.

Luego teniendo en cuenta el carácter resonante de los SRR, si se construye una estructura periódica como la que se muestra en la figura 2.9 (b) y se ilumina mediante una señal incidente polarizada de forma tal que el campo magnético sea perpendicular a la superficie de los SRR, se observa que, para un cierto rango de frecuencias se inhibe la

propagación de la señal, o sea habrá una banda de frecuencias que será atenuada fuertemente, hasta el punto de poder considerarse eliminada. Esto se interpreta como que dicha banda de frecuencias eliminada, se corresponde con una banda en la que la μ_{eff} es negativa [7].

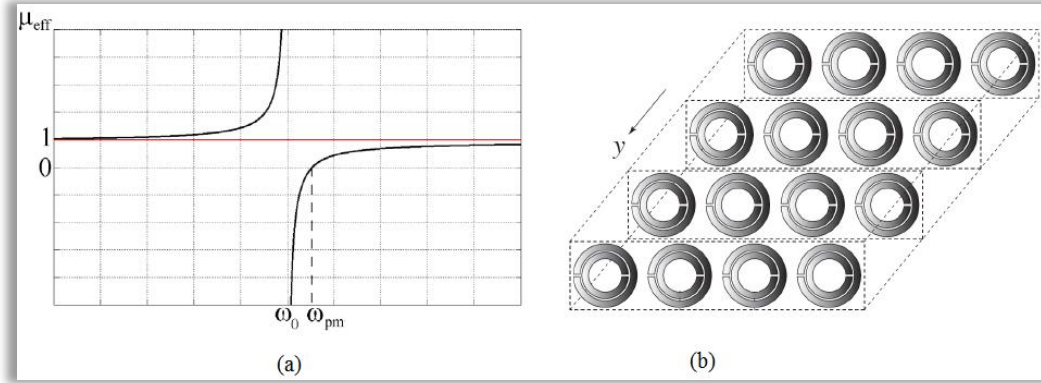


Figura 2.9 Función de permeabilidad magnética efectiva de un arreglo de SRR (a) y esquema de dicho arreglo (b) [6].

La expresión 2.14 relaciona la permeabilidad magnética efectiva de dicho medio con la frecuencia de operación y con la frecuencia de resonancia de los anillos:

$$\mu_{eff}(\omega) = 1 - \frac{F\omega^2}{\omega^2 - \omega_0^2} \tag{2.14}$$

Donde F es un parámetro que depende de la geometría del medio. Como se puede observar en la expresión anterior, la permeabilidad magnética efectiva será positiva a frecuencias inferiores a la de resonancia de los SRR (ω_0). A partir de esta frecuencia, la permeabilidad efectiva será negativa hasta llegar a ω_{pm} (frecuencia del plasma magnético), a partir de la cual, volverá a tener signo positivo. En la figura 2.9 (a), se muestra un pequeño esquema de dicha función.

Por otro lado si se construye una estructura periódica de hilos metálicos delgados como la que se muestra en la figura 2.10 y se ilumina con una señal cuyo campo eléctrico tiene la misma dirección que los hilos, tal que se induce una corriente a lo largo de ellos y se generan momentos eléctricos dipolares equivalentes, se obtiene una zona a bajas frecuencias donde no se permite la propagación de la señal y que corresponde a una ϵ_{eff} negativa [7]. Dicha estructura se sitúa por tanto en el segundo cuadrante ($\epsilon_{eff} < 0$ y

$\mu_{eff} > 0$). Este metamaterial, muestra una permitividad que es función de la frecuencia del plasma eléctrico (ω_{pe}) de la forma:

$$\varepsilon_r(\omega) = 1 - \frac{\omega_{pe}^2}{\omega^2 - j\omega\xi} = 1 - \frac{\omega_{pe}^2}{\omega^2 - \xi^2} + j \frac{\xi \omega_{pe}^2}{\omega(\omega^2 + \xi^2)} \quad (2.15)$$

$$\omega_{pe} = \sqrt{\frac{2\pi c^2}{p^2 \ln(p/a)}} \quad (2.16)$$

Donde:

c : es la velocidad de la luz.

a : es el radio de los hilos.

p : distancia entre los distintos hilos que conforman la estructura.

De este modo, ω_{pe} es sintonizable en un rango de frecuencias del orden de los GHz si se escogen cuidadosamente los parámetros a y p . Mientras, ξ es un factor de pérdidas debido a las pérdidas del metal, cuya relación viene dada por:

$$\xi = \varepsilon_0 \left(\frac{p\omega_{pe}}{a} \right)^2 \left(\frac{1}{\pi\sigma} \right) \quad (2.17)$$

Donde σ representa la conductividad del metal. Por otra parte, la permeabilidad es simplemente la permeabilidad del vacío ($\mu = \mu_0$) dado que no existe ningún material magnético presente y no se generan momentos dipolares magnéticos. Cabe resaltar que los hilos se asumen de longitud mucho mayor que la longitud de onda (en teoría, infinitos), lo cual quiere decir que los hilos son excitados a frecuencias situadas por debajo de su primera resonancia [6].

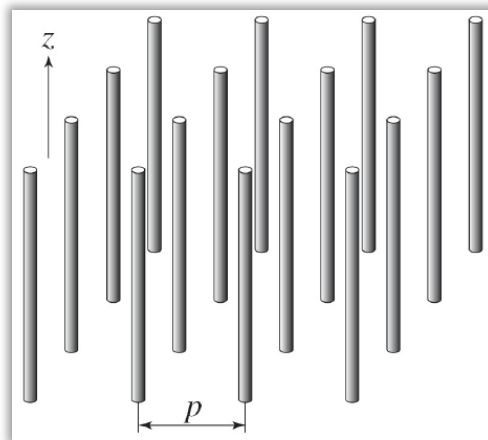


Figura 2.10 Estructura formado por hilos metálicos delgados [6].

En los medios descritos anteriormente se puede controlar fácilmente, mediante sus diferentes variables físicas, las frecuencias donde se obtiene valores de ϵ_{eff} y μ_{eff} negativos, de forma que si se diseñan ambos medios para que esos rangos de frecuencias coincidan y se combinan como hizo Smith, se obtiene un medio zurdo. En la figura 2.11 se muestra la fotografía de este primer medio con características zurdas.

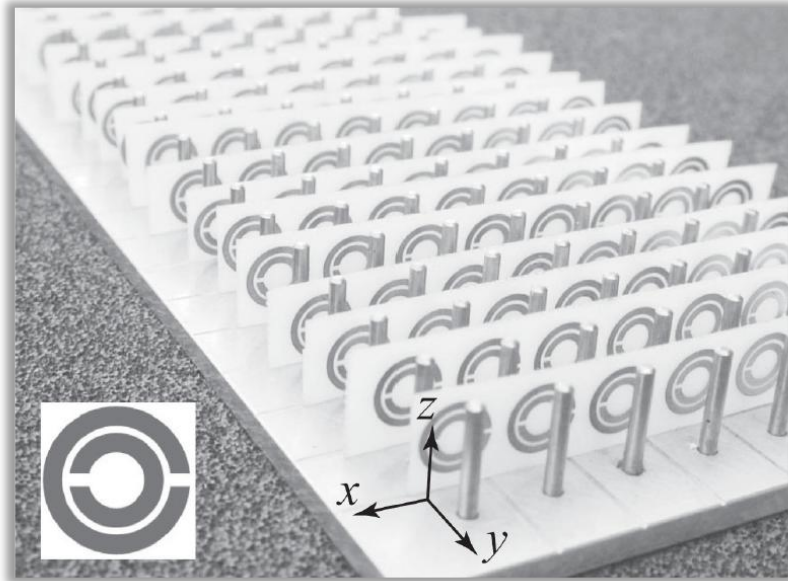


Figura 2.11 Estructura LHM compuesta por una combinación de SRR e hilos metálicos delgados [6].

El efecto de los hilos en conjunto con el efecto de los SRR da lugar a una banda de paso en el mismo rango de frecuencias, en el que se producía la banda prohibida de la estructura de SRR. Dicho resultado coincide con lo esperado, puesto que demuestra que un material situado en el tercer cuadrante de la figura 2.2, permite la propagación de las ondas electromagnéticas.

Desde que Smith construyera este primer medio zurdo, han existido diversas configuraciones para obtener medios con estas características. Otra forma de obtener propagación zurda es la que propuso Marqués mostrada en la figura 2.12, donde una guía de ondas que se comporta como un medio con ϵ_{eff} a bajas frecuencias, combinada con varios SRR con μ_{eff} negativa, permiten obtener una banda de paso gracias a la propagación zurda [7].

Por otra parte en la figura 2.13 se muestra el primer medio metamaterial que se ha construido con el fin de hacer invisible (en el rango de frecuencias de las microondas) un

objeto que este situado en el centro del dispositivo. Recientemente se ha conseguido un medio con índice de refracción negativo a frecuencias ópticas. Estos medios con estructuras tridimensionales están teniendo un gran impacto dentro de la comunidad científica debido a sus grandes aplicaciones, como por ejemplo en la medicina donde se está utilizando una estructura de este tipo, a modo de lente, para mejorar las imágenes de resonancia magnética [7].

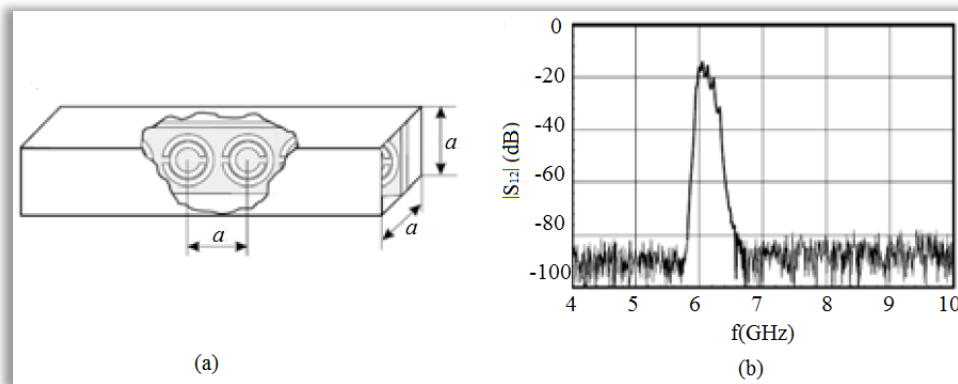


Figura 2.12 Estructura LHM compuesta por una guía de onda combinada con SRR [7].

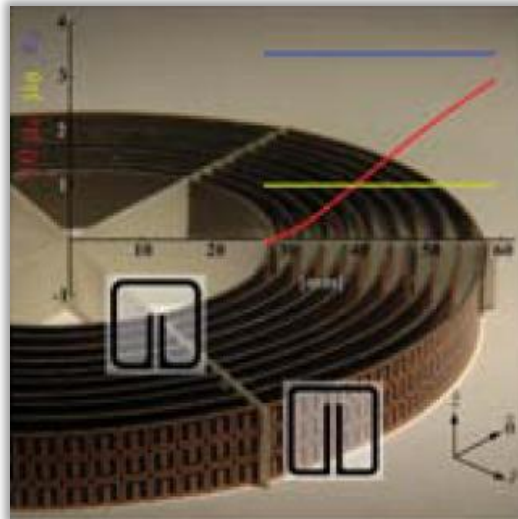


Figura 2.13 Escudo metamaterial para hacer invisible (en el rango de frecuencias de las microondas) un objeto situado en su interior [7].

2.4.1 Medios zurdos en tecnología plana.

Los medios zurdos vistos en el en el epígrafe anterior resultan poco útiles para su aplicación en los sistemas y dispositivos de microondas actuales. Su mayor inconveniente resulta ser su característica tridimensional ya que en la actualidad la mayoría de las aplicaciones existentes en esta banda de frecuencias están siendo desarrolladas sobre

estructuras planas. La posibilidad de utilizar un medio zurdo en tecnología plana permite muchas facilidades, en cuanto a la miniaturización y mejora de prestaciones de componentes y circuitos de microondas basados en líneas de transmisión y stubs, debido a las pequeñas dimensiones de los elementos que los constituyen y por sus singulares propiedades de transmisión.

No fue hasta el año 2002 que se empezaron a aplicar estos conceptos para la síntesis de líneas de transmisión artificiales, pasando de medios con estructuras en tres dimensiones a tecnología plana. Lo que permitió pasar de medios en tres dimensiones a tecnología plana fue que los conceptos de operación son los mismos. Para lograr la síntesis de este tipo de líneas se desarrollaron dos modelos que serán descritos a continuación: el modelo de línea dual y el modelo resonante.

Las líneas de transmisión artificiales basadas en el modelo dual consisten en cargar líneas de transmisión convencionales con elementos reactivos, obteniéndose valores de permitividad y permeabilidad efectiva negativos en un cierto rango de frecuencias. Estos elementos de carga pueden ser elementos discretos (inductancias y capacidades SMD) o componentes semidiscretos (componentes planos eléctricamente pequeños) [7]. A estas líneas también se les conoce como líneas de transmisión metamaterial, debido a que se pueden controlar sus propiedades eléctricas de forma que puedan presentar un rango de frecuencias con propagación zurda, lo cual no se puede obtener mediante líneas convencionales.

Al emplear un modelo de línea de transmisión para describir la propagación en un medio, se puede hacer una equivalencia entre la permeabilidad magnética efectiva (μ_{eff}) y la permitividad dieléctrica efectiva (ϵ_{eff}) con la impedancia (Z_S) y la admitancia (Y_P) distribuidas por unidad de longitud, respectivamente [5]:

$$Z_S = j\omega\mu_{eff} \quad (2.18)$$

$$Y_P = j\omega\epsilon_{eff} \quad (2.19)$$

Una línea de transmisión convencional sin pérdidas, cuyo modelo se representa en la figura 2.14 (a), puede cargarse con capacidades en serie e inductancias en paralelo, de forma que a aquellas frecuencias a las que estos elementos de carga dominen sobre los elementos propios de la línea, ésta se comportará como una línea dual. En las líneas

duales puede obtenerse transmisión zurda, ya que se obtienen simultáneamente valores negativos de la reactancia (χ_s) y la susceptancia (B_p), y por tanto de μ_{eff} y ϵ_{eff} .

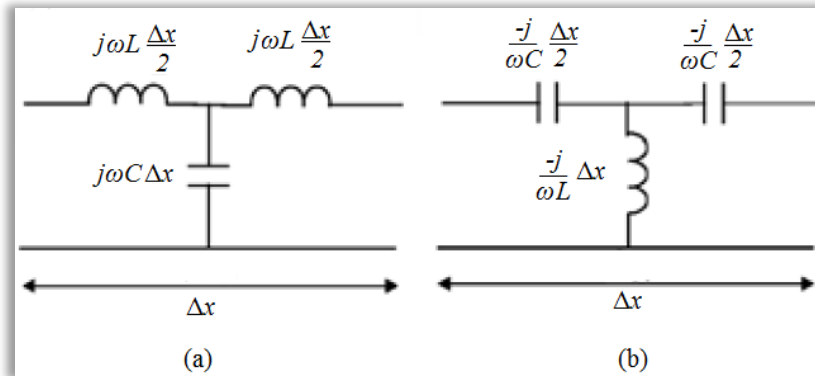


Figura 2.14 Modelos de línea de transmisión convencional (a) y dual o zurda (b) [7].

En cambio cuando los elementos propios de la línea predominan sobre los de carga, se obtiene propagación diestra. El hecho de presentar dos rangos de frecuencias de propagación, uno zurdo y otro diestro, hace que a este tipo de estructuras se les denomine líneas de transmisión compuestas zurdo-diestra (*CRLH TL*, del inglés *Composite Right/Left Handed Transmission Line*). El nombre de modelo dual es debido a que el circuito equivalente de los elementos que dominan en la zona de transmisión zurda es el dual del circuito equivalente de una línea de transmisión convencional.

El diagrama de dispersión típico de estas estructuras CRLH está representado en la figura 2.15. En este se pueden observar dos rangos de frecuencias donde se produce la propagación. Existe un rango de frecuencias donde la fase es negativa ($-\pi < \beta < 0$) que corresponde a las frecuencias donde $\epsilon_{eff} < 0$ y $\mu_{eff} < 0$, es decir propagación zurda. Otro rango de frecuencias, donde la fase es positiva ($0 < \beta < \pi$) y que corresponde a $\epsilon_{eff} > 0$ y $\mu_{eff} > 0$, obteniéndose propagación diestra. Se observa también que existe un rango de frecuencias situado entre ambas bandas de transmisión, donde no es posible la propagación debido a que los valores de ϵ_{eff} y μ_{eff} son de signo contrario [5].

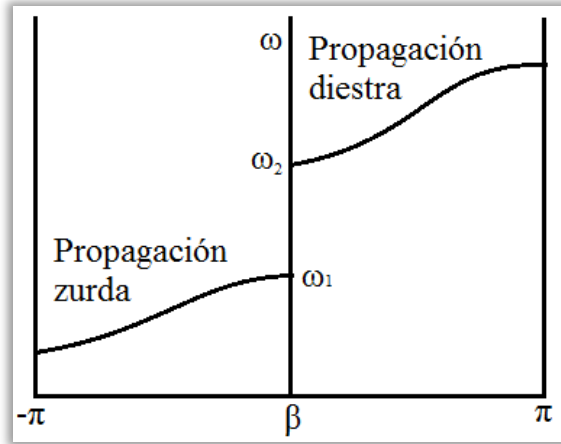


Figura 2.15 Diagrama de dispersión típico de una línea CRLH [5].

Otro de los modelos que permite conseguir transmisión zurda es el llamado modelo resonante introducido por primera vez en el año 2003. Este modelo consiste en combinar alguno de los elementos que forman la línea dual (capacidades en serie o inductancias en derivación) con resonadores (SRR o sus versiones complementarias CSRR) acoplados a una línea de transmisión. Al cargar una línea con estos resonadores se obtienen líneas que presentan permeabilidad magnética efectiva negativa ($\mu_{eff} < 0$) en un cierto rango de frecuencias alrededor de la frecuencia de resonancia de los SRR. En el caso de la tecnología coplanar (CPW), los resonadores deben situarse dentro de las ranuras que separan la línea de los planos de tierra como se aprecia en la figura 2.16 (a) utilizando una única capa de metal, o bien al lado contrario del substrato donde se implementa la línea, alineados con la ranura de la línea CPW como se muestra en la figura 2.16 (b). En ambos casos el campo magnético que se genera en la línea, excita adecuadamente a los resonadores [7]. En tecnología de microcintas se pueden obtener líneas con $\mu_{eff} < 0$ acoplando los SRR a cada lado de la línea, como puede observarse en la figura 2.17.

Si estas líneas con $\mu_{eff} < 0$, además de ser cargadas con SRR, se cargan con líneas metálicas en derivación en el caso de líneas CPW y vías conectadas a tierra en las líneas de microcintas como se muestra en la figura 2.18, se puede obtener transmisión zurda [7]. En ambos casos los resonadores proporcionan la $\mu_{eff} < 0$ y la $\epsilon_{eff} < 0$ debido al efecto de las conexiones metálicas.

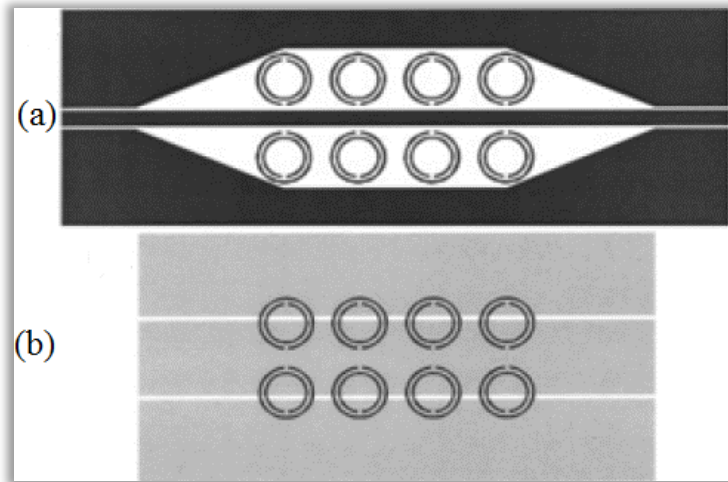


Figura 2.16 Líneas de transmisión coplanar con μ_{eff} negativa en una sola capa de metal (a) y en dos capas de metal (b) [5].

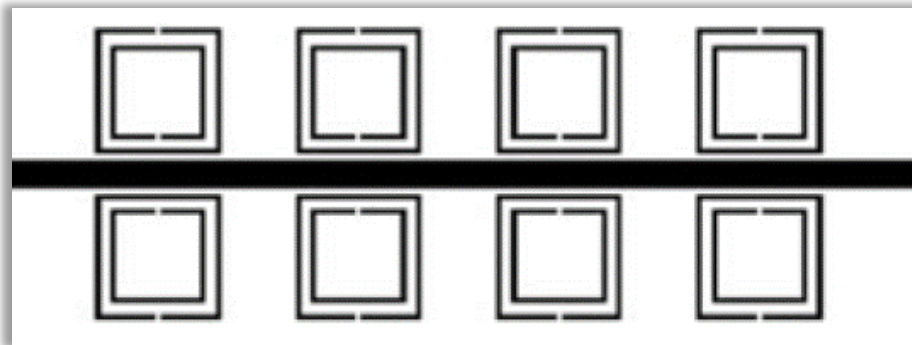


Figura 2.17 Línea de transmisión de microcintas cargada con SRR para obtener μ_{eff} negativa [5].

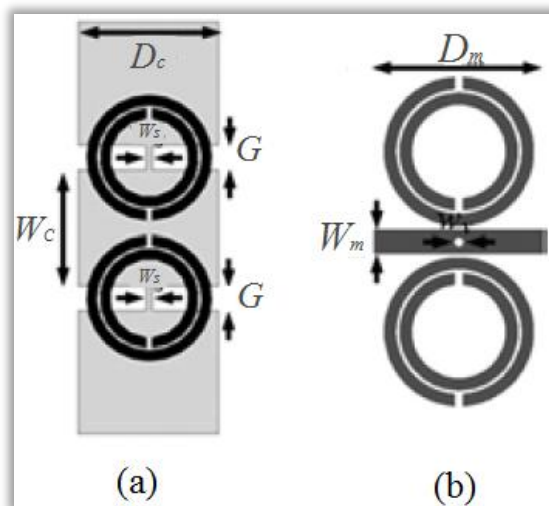


Figura 2.18 Línea de transmisión de artificiales con características de propagación zurda en tecnología CPW (a) y microcintas (b) [5].

Otro ejemplo de este tipo de líneas es el que se presenta en la figura 2.19. En dicha estructura, el resonador de anillos divididos complementario (CSRR) es grabado en el plano de tierra de una línea de microcintas, de forma que pueda ser excitado mediante el campo eléctrico que se dirige desde la línea de transmisión al plano de tierra. Cuando la señal se transmite por la línea, la combinación de CSRR y gaps capacitivos diseñados en la línea y alineados con el centro de los anillos permite obtener una estructura con comportamiento zurdo. En la figura 2.19 (a) se observa una imagen en 3D de esta estructura propuesta en 2004 por Falcone, junto a su modelo circuital equivalente donde, Z_S representa su impedancia serie y Z_P su impedancia paralelo, L inductancia de la línea, C_g capacidad serie del gap capacitivo, L_C y C_C inductancia y capacidad del CSRR respectivamente y C acoplamiento eléctrico entre el anillo y línea.

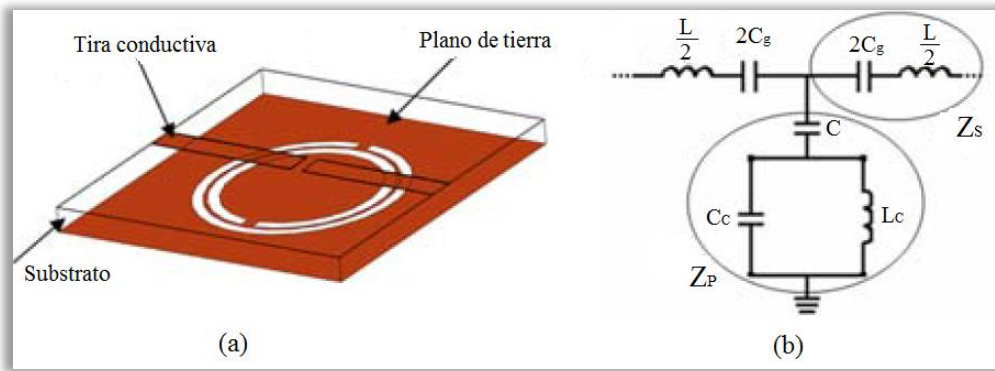


Figura 2.19 Representación tridimensional de la celda base empleada para la síntesis de líneas zurdas basadas en CSRR (a) y su circuito equivalente (b) [7].

Con estas estructuras basadas en resonadores, se consiguen características zurdas en un cierto rango de frecuencias donde la impedancia serie es capacitiva y la impedancia paralelo es inductiva. Los modelos circuitales de estas líneas de transmisión son válidos a aquellas frecuencias en las que la celda unidad tenga unas dimensiones sustancialmente menores que la longitud de onda de la señal guiada (λ_g) a su frecuencia de trabajo, ya que no tiene en cuenta efectos que aparecen a frecuencias superiores, tales como elementos parásitos o resonancias superiores.

2.5 Aplicaciones de las estructuras metamateriales.

En los últimos años las estructuras metamateriales, y en especial aquellas formadas por medios efectivos, han encontrado diferentes aplicaciones de onda guiada, de onda refractada y de onda radiada. En el caso de las aplicaciones de onda guiada, existen un gran número de dispositivos basados en las características multibanda y de

miniaturización que presentan estas estructuras, como pueden ser acopladores, mezcladores, divisores de potencia, entre otras. Las aplicaciones de onda refractada son las más estudiadas en la actualidad, por ejemplo se pueden mencionar las investigaciones sobre la viabilidad de los metamateriales para conseguir efectos de invisibilidad y sobre todo sobre la posibilidad de conseguir este efecto en objetos con independencia de su tamaño, lo que conllevaría un gran avance y abriría nuevos campos de estudio con diversas aplicaciones. Por último se encuentran las aplicaciones de onda radiada de los metamateriales, las cuales se han basado principalmente en la miniaturización y la posibilidad de diseñar antenas doble banda o multifrecuencia. Un dispositivo con característica multifrecuencia puede ser útil para aplicaciones inalámbricas, que a menudo utilizan varias bandas de frecuencia.

2.5.1 Filtros de microondas.

Como se describió anteriormente los resonadores eléctricamente pequeños como el SRR o su versión complementaria, son capaces de inhibir la propagación de una señal en un determinado rango de frecuencias. Esta capacidad se puede utilizar acoplándolos a una línea de transmisión convencional, de forma que se puede utilizar para la eliminación de bandas espurias en filtros de microondas. Dicha eliminación se consigue sintonizando los resonadores, de forma que su frecuencia de resonancia esté alrededor de la frecuencia donde aparecen los espurios. En la figura 2.20 se puede observar el impreso de un filtro de líneas coplanares y su respuesta en frecuencias al que al añadirle cinco pares de SRR diferentes, sintonizados a diferentes frecuencias, mediante la variación del radio de los anillos se consigue mejorar la respuesta del filtro [5].

Esta técnica también puede ser utilizada en tecnología de microcintas y con otros filtros como, por ejemplo, los filtros pasa bajo, pasa alto o pasa banda. Es importante resaltar que en estos dispositivos de resonadores acoplados a una línea de transmisión convencional, el tamaño de los resonadores determina el tamaño final del filtro.

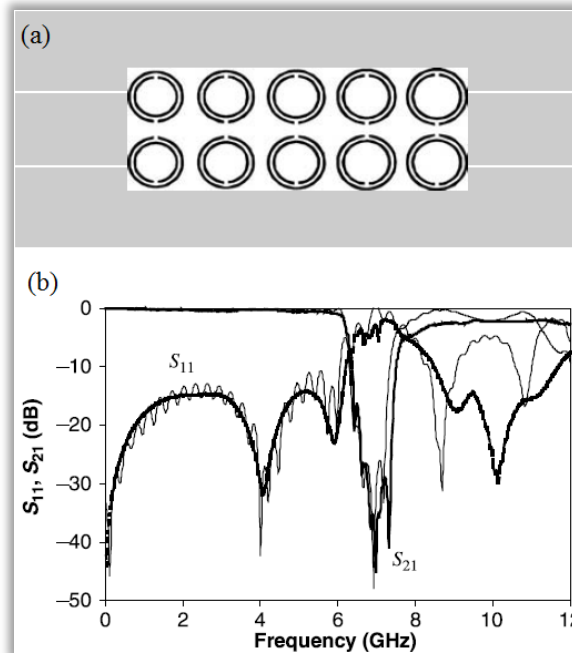


Figura 2.20 Impreso (a) y respuesta en frecuencias medida (línea gruesa) y simulada (línea fina) (b) de un filtro supresor de banda SRR-CPW [5].

2.5.2 Divisores de potencia.

Las estructuras metamateriales además de permitir el control de sus propiedades electromagnéticas, brindan la posibilidad de obtener una reducción del tamaño de los dispositivos a los que son acoplados, cómo las líneas de transmisión, con las que incluso se pueden obtener valores que con líneas convencionales son muy difíciles de alcanzar. Otra de las aplicaciones que brindan estas estructuras es la utilización de líneas de transmisión metamaterial basadas en SRR para la miniaturización de divisores de potencia cómo se muestra en la figura 2.21. Dicho dispositivo puede ser comparado con las dimensiones de un dispositivo convencional con las mismas características, obteniéndose un 40% de reducción del tamaño original [7]:

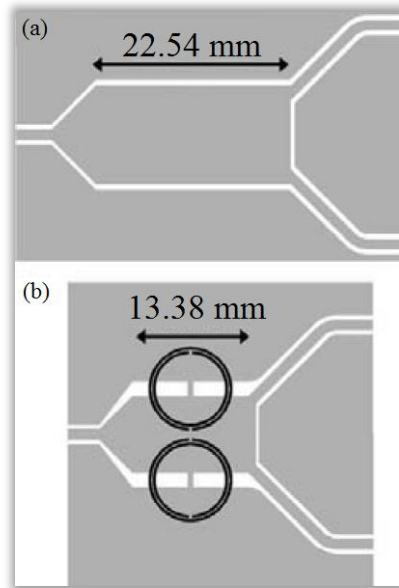


Figura 2.21 Impreso de un divisor de potencia convencional (a) y de un divisor de potencia cargado con SRR (b) [7].

2.5.3 Antenas multifrecuencia.

Otra de las características que poseen estas estructuras metamateriales es que brindan la posibilidad de desarrollar antenas con comportamiento multifrecuencia. Este fenómeno tiene lugar gracias a las propiedades resonantes típicas de los SRR, lo que les permite ser modelados como resonadores *LC*. En la figura 2.22 se muestra el diseño de una antena cargada con estructuras metamateriales para resonar a dos o más frecuencias diferentes. La antena se basa en un dipolo impreso en ambas caras de un sustrato FR4, de tal forma que en cada cara aparece la mitad del dipolo acoplado con cuatro SRR diseñados de tal forma que su frecuencia de resonancia sea 2.5 GHz.

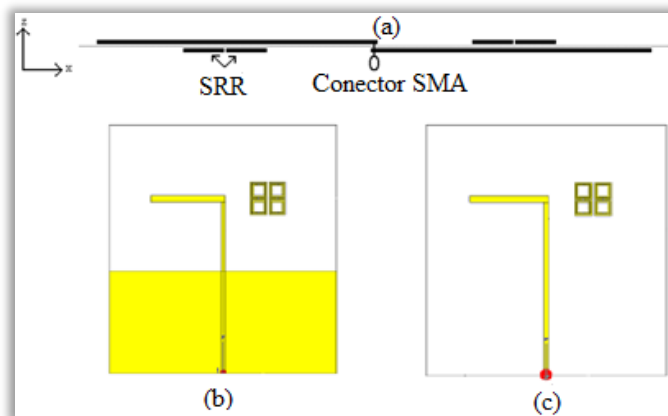


Figura 2.22 Esquema de una antena cargada con SRR: vista transversal (a), vista inferior (b) y vista superior (c) [6].

Las pérdidas de retorno de la antena se muestran en la figura 2.23, en esta se aprecia la adaptación a ambas frecuencias (la inherente al dipolo impreso y la frecuencia de resonancia de los SRR) estando ambas próximas a los valores esperados.

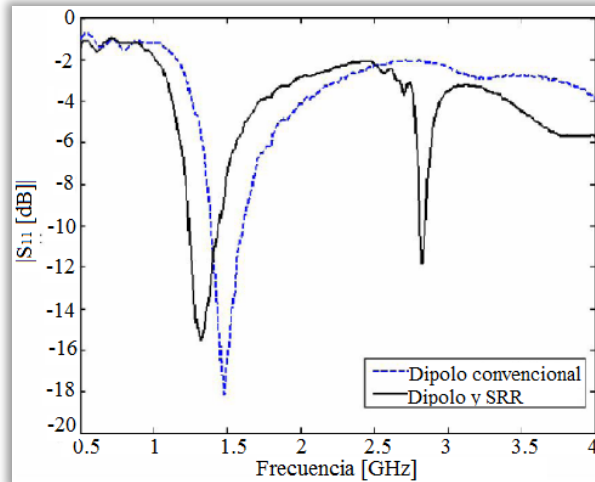


Figura 2.23 Pérdidas de retorno de la antena cargada con SRR [6].

2.6 Diseño de los SRR.

Cómo se ha descrito anteriormente los SRR son estructuras planas que se emplean en la síntesis de metamateriales y específicamente de medios zurdos. Para el diseño de los SRR primero se debe seleccionar su frecuencia de resonancia y a partir de esta se determinan las dimensiones físicas que tendrá la estructura de la figura 2.5. En este caso se desea que los SRR resuenen en la banda ISM (*Industrial, Scientific and Medical*) de 2.4 GHz empleada para las comunicaciones inalámbricas.

Cómo se aprecia en la expresión 2.13 la frecuencia de resonancia depende del valor del valor de la inductancia L_S y la capacidad C_S equivalente que representan los dos anillos concéntricos que forman la estructura. Si se supone que estos anillos forman una línea de cinta coplanar (CPS), como la que se muestra en la figura 2.24, entonces la capacidad C se puede calcular con las siguientes expresiones:

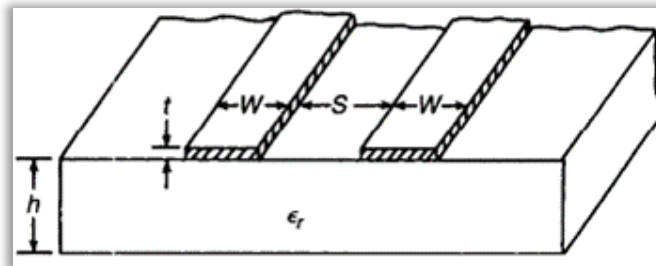


Figura 2.24 Esquema y dimensiones de una línea coplanar [6].

$$k = \frac{a}{b}, \quad a = \frac{S}{2}, \quad b = \frac{S}{2} + W \quad (2.20)$$

$$k_1 = \frac{\sinh(\pi a/2h)}{\sinh(\pi b/2h)} \quad (2.21)$$

$$k' = \sqrt{1 - k^2}, \quad k_1' = \sqrt{1 - k_1^2} \quad (2.22)$$

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \begin{cases} \left[\frac{1}{\pi} \ln \left(2 \frac{1 + \sqrt{k'}}{1 - \sqrt{k'}} \right) \right]^{-1} & \text{para } 0 \leq k \leq 0.7 \\ \frac{1}{\pi} \ln \left(2 \frac{1 + \sqrt{k}}{1 - \sqrt{k}} \right) & \text{para } 0.7 \leq k \leq 1 \end{cases} \quad (2.23)$$

$$\frac{K_1(k_1)}{K_1'(k_1)} = \begin{cases} \left[\frac{1}{\pi} \ln \left(2 \frac{1 + \sqrt{k_1'}}{1 - \sqrt{k_1'}} \right) \right]^{-1} & \text{para } 0 \leq k_1 \leq 0.7 \\ \frac{1}{\pi} \ln \left(2 \frac{1 + \sqrt{k_1}}{1 - \sqrt{k_1}} \right) & \text{para } 0.7 \leq k_1 \leq 1 \end{cases} \quad (2.24)$$

$$\varepsilon_e = 1 + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \frac{K(k')}{K(k)} \frac{K(k_1)}{K(k_1')} \quad (2.25)$$

$$Z_0 = \frac{120}{\sqrt{\varepsilon_e}} \frac{K(k)}{K(k')} \quad (2.26)$$

Finalmente:

$$C = \frac{\sqrt{\varepsilon_e}}{c Z_0} \left(\pi \frac{r_0}{2} \right) \quad (2.27)$$

Donde:

$$r_0 = r_{ext} - W - \frac{S}{2} \quad (2.28)$$

c : Velocidad de la luz en el vacío.

r_{ext} : Mayor radio del SRR.

Para calcular la inductancia equivalente del SRR, cómo se explicó anteriormente se asume que la inductancia total de los SRR se aproxima a la inductancia de un único anillo, cuyo radio es la media de los radios del SRR, y cuyo ancho es igual al del anillo original c . Así, la inductancia se calcula mediante la relación:

$$L = \frac{\mu_0 \pi^3}{4c^2} \int_0^\infty \frac{1}{k^2} [bB(kb) - aB(ka)]^2 dk \quad (2.29)$$

Donde:

$$a = r_0 - \frac{c}{2} \quad (2.30)$$

$$b = r_0 + \frac{c}{2} \quad (2.31)$$

$$B(k) = S_0(k)J_1(k) - S_1(k)J_0(k) \quad (2.32)$$

Siendo:

c : Ancho de las líneas

S_n y J_n : Funciones de Struve y de Bessel de orden n respectivamente.

Inicialmente se diseñan los SRR de manera que sean anillos circulares, como los mostrados en la figura 2.25 (a). Pero esta estructura no se acopla adecuadamente con estructuras radiantes planas poligonales, dígame una línea de transmisión o un parche triangular. Esto se debe a que la superficie de los anillos que se encuentra próxima a estas estructuras es mínima. Por tanto, se opta por cambiar la forma de los SRR, haciéndolos cuadrados como se muestra en la figura 2.25 (b). Con este cambio, todo un lado del cuadrado del SRR está expuesto al campo magnético normal a su plano y a una distancia adecuada, se logra que el acoplamiento de energía sea máximo.

Para realizar este cambio, se supone que la forma geométrica no afecta en gran medida a la frecuencia y por tanto se hace constante el perímetro del SRR. Esta suposición se hace sobre todo, en la capacidad equivalente entre ambas líneas. Así pues, el perímetro puede aproximarse de la siguiente forma:

$$4 * r_{ext}' = 2\pi * r_{ext} \rightarrow r_{ext}' = \frac{\pi * r_{ext}}{2} \quad (2.33)$$

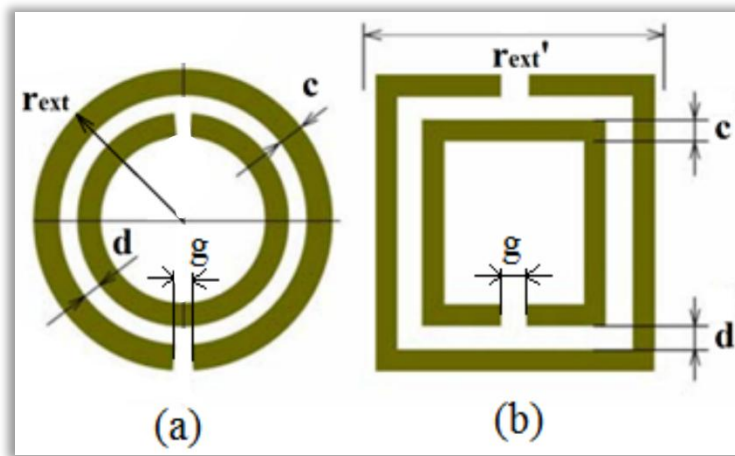


Figura 2.25 Esquema y dimensiones del SRR en forma circular (a) y en forma cuadrada.

Capítulo 3. Diseño y simulación

En el diseño de estructuras de microondas se emplean diversos programas de simulación, que ayudan a estimar su comportamiento. En este capítulo se empleará el programa profesional CST Studio Suite 2013 como asistente para simular y optimizar el rendimiento de una antena de microcintas de parche triangular con frecuencia de resonancia igual a 2.4 GHz. Para obtener las mejores características de radiación serán empleados dos métodos de alimentación diferentes: por cable coaxial y por proximidad. Posteriormente serán diseñadas y agregadas estructuras metamateriales al diseño que presente mejores características con el objetivo de obtener una antena doble banda útil para comunicaciones inalámbricas.

3.1 Herramienta empleada para la simulación.

En la actualidad existen diversos métodos numéricos que se emplean en muchos programas comerciales para el cálculo de los campos electromagnéticos. Todos requieren una discretización de los objetos o del dominio computacional entero, sin embargo la diferencia radica en que algunos necesitan discretizar las interfaces entre los materiales que componen los objetos y otros el volumen completo [9].

El CST Studio Suite 2013 representa la culminación de muchos años de investigación y desarrollo de soluciones computacionales exactas y eficientes para diseños electromagnéticos. Este es un simulador electromagnético multiuso para el diseño y la optimización de dispositivos en tres dimensiones que trabaja en una amplia gama de frecuencias. El análisis de los dispositivos puede incluir efectos electromagnéticos, térmicos y mecánicos, así como también la simulación de circuitos. Esta nueva versión del CST tiene varios módulos y cada uno posee una aplicación distinta, sin embargo el programa permite realizar simulaciones y proyectos acoplados entre ellos. También cuenta con herramientas para la importación de archivos CAD (*Diseño Asistido por Computadora*) específicos y la extracción de parámetros SPICE (*Programa de Simulación con Énfasis en Circuitos Integrados*), lo que facilita el diseño.

Este programa emplea la Técnica de Integración Finita (*FIT*), pero su rasgo sobresaliente lo constituye su estrategia de selección del solucionador o del tipo de malla que se aplica al dominio de cálculo en función de la demanda o sea del problema específico. Dado que ningún método trabaja de igual manera para todas las aplicaciones, el programa contiene

muchas técnicas de simulación (solucionador momentáneo, solucionador en el dominio de la frecuencia, solucionador multicapa, solucionador de ecuaciones integrales, solucionador térmico estacionario, entre otros) que emplean mallas y métodos de trabajo diferentes [10]. En este trabajo se emplea de los módulos de trabajo que ofrece el CST Studio Suite 2013, el Microwave Studio (CST MWS) para las simulaciones de alta frecuencia y el cálculo de los parámetros electromagnéticos.

3.2 Diseño de una antena de microcintas triangular alimentada por cable coaxial a la frecuencia de 2.4 GHz.

El parche que se desea diseñar es un triángulo equilátero por lo que solo es necesario determinar la longitud de uno de sus lados a partir de la ecuación 1.16. El sustrato seleccionado para el diseño de la antena es el FR-4 (*Flame Retardant 4*) cuya permitividad relativa (ϵ_r) tiene un valor de 4.3 y su altura (h) es de aproximadamente 1.5 mm. Este material dieléctrico se caracteriza por tener altas pérdidas eléctricas a la frecuencia de trabajo, característica esta que se debe tener en cuenta durante el proceso de simulación de la antena. Para calcular las dimensiones de uno de los lados del parche triangular se obtiene a partir de la ecuación 1.15 la siguiente expresión:

$$a = \frac{2c}{3f_r \sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{m^2 + mn + n^2} \quad (3.1)$$

Si se trabaja en el modo fundamental (TM_{10}) y se sustituyen en la ecuación 3.1 los datos conocidos, la longitud del lado del parche a la frecuencia de 2.4 GHz es: $a = 40.2 \text{ mm}$, como se muestra en la figura 3.1.

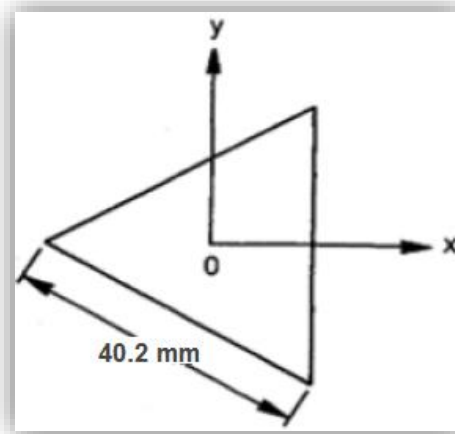


Figura 3.1 Dimensiones del parche triangular para la frecuencia de resonancia de 2.4 GHz.

3.2.1 Distancia del punto de alimentación.

Una vez que quedan definidas las dimensiones del parche triangular para la frecuencia de resonancia deseada se calculan las coordenadas del punto de alimentación, teniendo en cuenta que de esta depende la impedancia de entrada de la antena. En la ecuación 1.18 se relacionan la impedancia de entrada y la distancia d , existente entre el punto de alimentación y el vértice del parche, ubicado en la bisectriz del mismo. Para lograr una eficiente y rápida solución se desarrolló un script con la herramienta computacional MATLAB (*Matrix Laboratory*) que implementa esta ecuación. En este se realiza un análisis a lo largo de la bisectriz desde uno de los vértices del triángulo con coordenadas $(a/\sqrt{3}; 0; -1.5)$ hasta el centro del triángulo $(0; 0; -1.5)$. Como resultado se obtiene la ubicación del punto de alimentación en las coordenadas $(21.48; 0; -1.5)$ con respecto al vértice del triángulo, en este punto el valor de impedancia obtenida $Z_{in} = 50.19 \Omega$, esta difiere del valor deseado en unos 0.19Ω como se muestra en la figura 3.2, diferencia que se puede considerar despreciable.

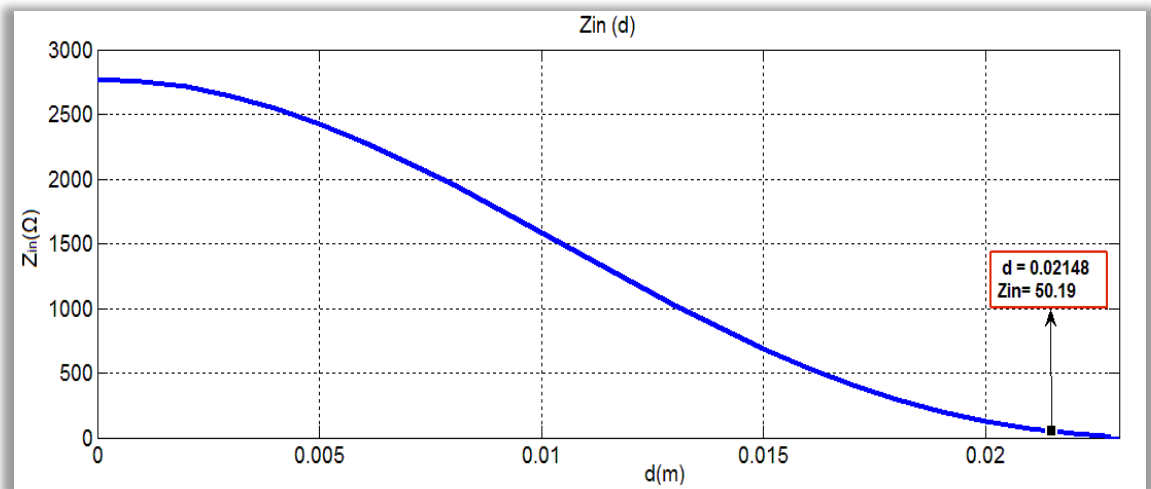


Figura 3.2 Ubicación del punto de alimentación para una $Z_{in}=50 \Omega$.

3.2.2 Simulación y optimización de la antena alimentada por coaxial.

Determinadas las dimensiones de la antena, así como la ubicación del punto de alimentación, se procede a simular la misma, para ello se emplean las dimensiones de los elementos que se muestran en la tabla 3.1:

Tabla 3.1 Parámetros de los elementos de la antena de microcintas alimentada por coaxial.

Elemento	Material	Altura (mm)	Dimensiones (mm)	Permitividad relativa
Parche	Cobre	0.035	40.2	1
Substrato	FR-4	1.5	71.43 x 71.43	4.3
Plano tierra	Cobre	0.035	71.43 x 71.43	1

*Las dimensiones del substrato se tomaron $1/4 \lambda$ por encima de los límites del parche.

A partir de los datos de la tabla anterior se procede a modelar la estructura diseñada en el CST, obteniéndose el diseño que se muestra en la figura 3.3.

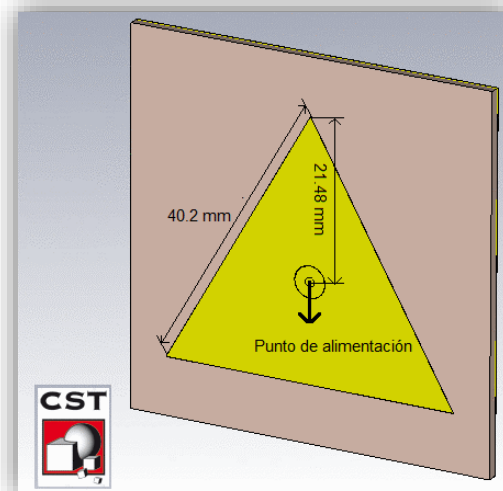


Figura 3.3 Antena parche triangular alimentada con cable coaxial a la frecuencia de 2.4Ghz.

Los resultados obtenidos para este diseño no se corresponden con los esperados, debido a que la antena no resuena a la frecuencia de trabajo que fue diseñada como se muestra en la figura 3.4. Este resultado se debe al desbordamiento que sufre el campo eléctrico en los límites del parche, esto provoca que la antena aparente ser más grande de lo que realmente es. Pero además se observa que los valores de la pérdida de retorno (S_{11}) están muy por debajo de los valores mínimos necesarios, lo que nos indica a su vez que existe un desacoplamiento de impedancias.

El resultado anterior provocó que fuese necesario reducir las dimensiones del parche y modificar la posición del punto de alimentación con el fin de alcanzar la frecuencia de trabajo deseada y buenas pérdidas de retorno. Concluido un nuevo proceso de simulación la longitud de los lados del parche se modificó hasta alcanzar el valor que se muestra en la tabla 3.2.

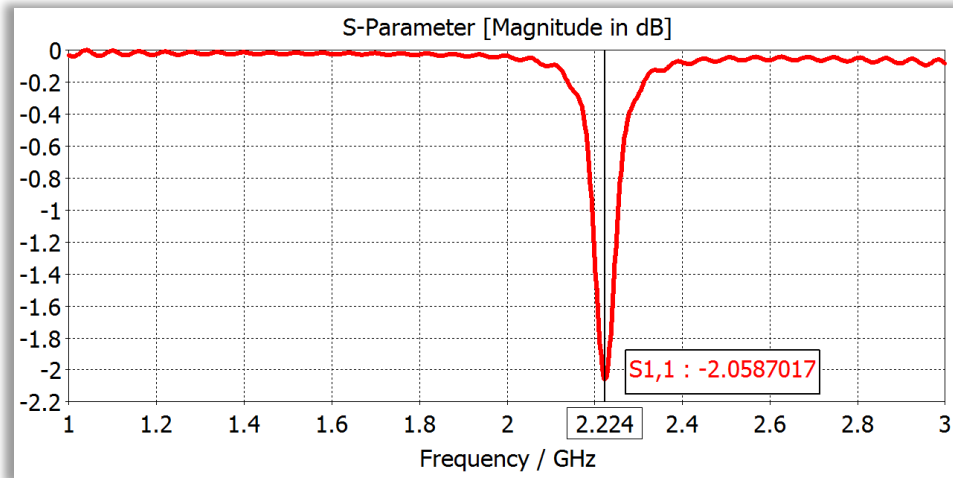


Figura 3.4 Pérdidas de retorno de la antena alimentada por coaxial ($a=40.2\text{mm}$).

La diferencia en las dimensiones físicas no es mucha pero como se puede apreciar en la figura 3.5 la antena ahora resuena a la frecuencia deseada.

Tabla 3.2 Reajuste de las dimensiones y la posición del punto de alimentación del parche.

Longitud del parche diseñado	Longitud del parche optimizado	Posición calculada de la alimentación	Posición optimizada de la alimentación
40.2 mm	37.15 mm	21.48 mm	16.94 mm

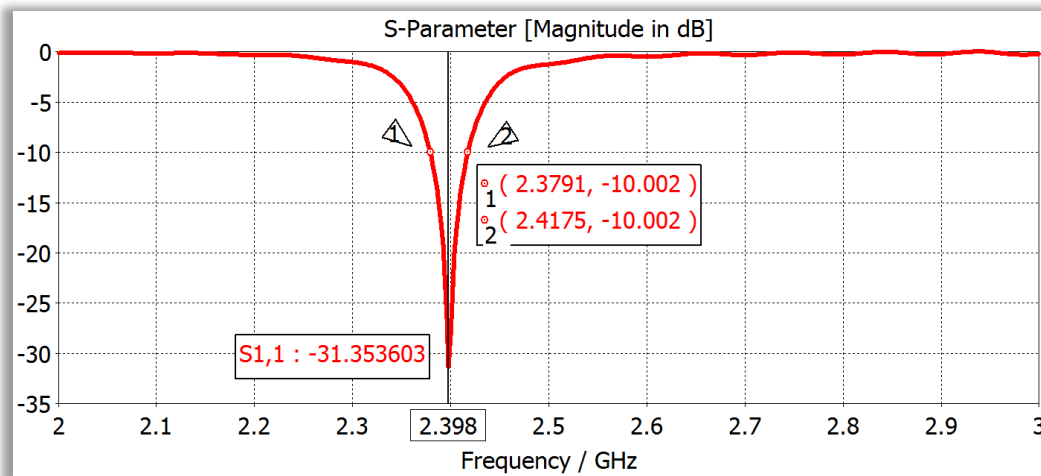


Figura 3.5 Pérdidas de retorno de la antena alimentada por coaxial optimizada ($a=37.15\text{mm}$).

Una vez alcanzada la frecuencia de resonancia, se procede a analizar otra de las características importantes de la antena, la impedancia de entrada (Z_{in}). Al ser

modificadas las dimensiones del parche, las pérdidas de retorno alcanzan un valor de -31.35 dB , muy por debajo del valor mínimo (-10 dB), esto da la medida de que existe un buen acoplamiento entre la antena y el conector coaxial por lo que ha de esperarse valores de impedancia de entada muy próximos a los ideales (parte real $50\ \Omega$). En las figuras 3.6 y 3.7 se muestran los resultados alcanzados.

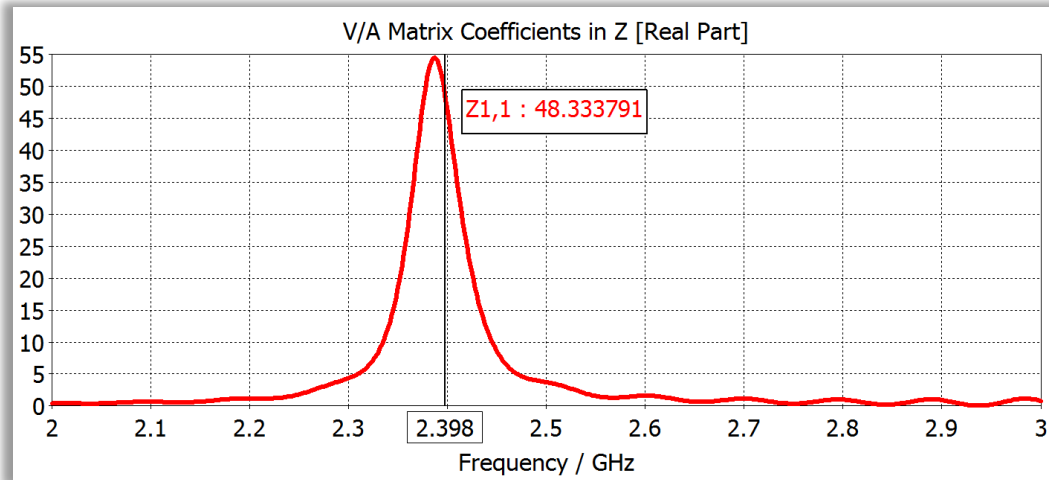


Figura 3.6 Parte real de la impedancia de entrada de la antena alimentada por coaxial optimizada ($a=37.15\text{mm}$).

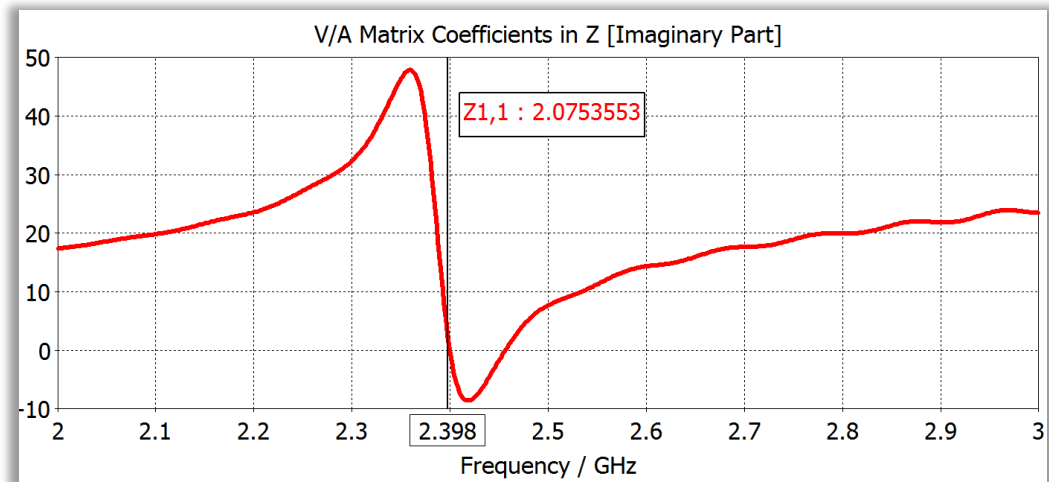


Figura 3.7 Parte imaginaria de la impedancia de entrada de la antena alimentada por coaxial optimizada ($a=37.15\text{mm}$).

Se puede concluir que la antena diseñada es una antena direcciva pues concentra la mayor parte de la energía radiada en una sola dirección como se puede observar en las figuras 3.8 y 3.9, además posee una ganancia superior a los 3 dB . Ambos resultados son favorables para el diseño, porque esta concentración de la energía radiada y los niveles de ganancia que se obtienen le permiten tener un buen rendimiento.

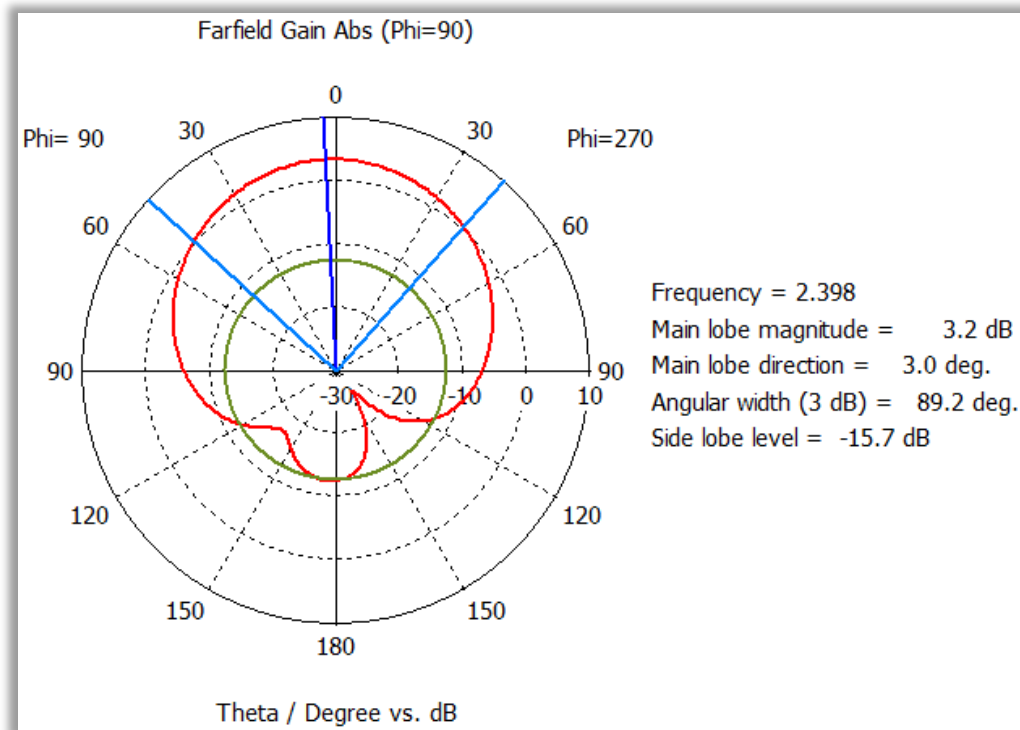


Figura 3.8 Patrón de radiación en coordenadas polares.

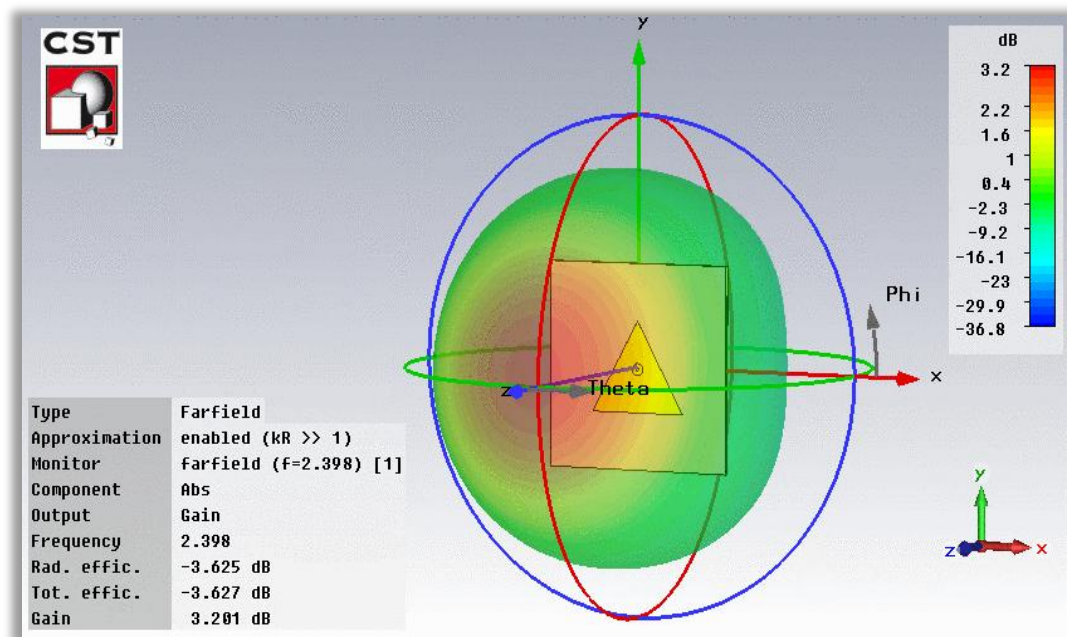


Figura 3.9 Patrón de radiación en 3D.

En la tabla 3.3 se resumen los resultados obtenidos para este diseño:

Tabla 3.3 Resumen de los resultados obtenidos durante el proceso de simulación y optimización.

Parámetro	Variable	Valor	Magnitud
Dimensiones del parche	a	37.15	mm
Dimensiones del sustrato y plano tierra	L	68.38 x 68.38	mm
Distancia del punto de alimentación	d	16.94	mm
Frecuencia de resonancia	f_r	2.398	GHz
Pérdidas de retorno	S_{11}	-31.35	dB
Impedancia de entrada	Z_{11}	48.33+ j 2.07	Ω
Ancho de banda	AB	40	MHz
Directividad	D	6.83	dBi
Ganancia	G	3.2	dB
Eficiencia de radiación	η	46.9	%

3.3 Diseño de una antena de microcintas de parche triangular alimentada por proximidad a la frecuencia de 2.4 GHz.

Con el método de alimentación por proximidad la antena se imprime sobre un sustrato dieléctrico acoplado electromagnéticamente a una línea de microcinta de alimentación, situada justo debajo del sustrato del parche y separada por un segundo sustrato del plano tierra como se observa en la figura 3.10:

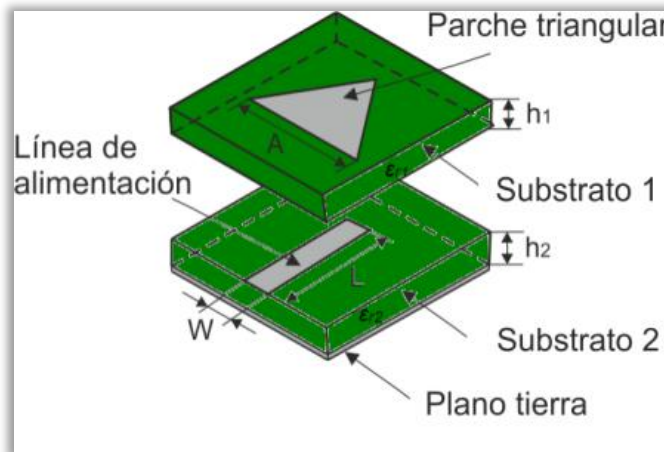


Figura 3.10 Modelo de un parche triangular alimentado por acoplamiento por proximidad.

Al igual que en el diseño anterior, en este se emplea como sustrato dieléctrico el FR-4 tanto para el parche (sustrato 1) como para la línea de alimentación (sustrato 2), así: $h_1 = h_2 = 1.5 \text{ mm}$ y $\epsilon_{r1} = \epsilon_{r2} = 4.3$. Para el cálculo de las dimensiones del parche

en función de la frecuencia de resonancia se emplea la ecuación 3.1, teniendo en cuenta que el término ϵ_r de esta ecuación se sustituye por la permitividad dieléctrica equivalente entre ambos substratos (ϵ_{re}):

$$\epsilon_{re} = \frac{h_1\sqrt{\epsilon_{r1}} + h_2\sqrt{\epsilon_{r2}}}{h_1 + h_2} \quad (3. 2)$$

Como ambos son idénticos resulta que:

$$\epsilon_{re} = \sqrt{\epsilon_r} = \sqrt{4.3} \approx 2.07 \quad (3. 3)$$

Luego si se trabaja en el modo fundamental (TM_{10}) y se sustituyen estos valores en la ecuación 3.1 se obtiene que las dimensiones del parche alimentado por proximidad a la frecuencia de 2.4 GHz son: $a = 57.9 \text{ mm}$.

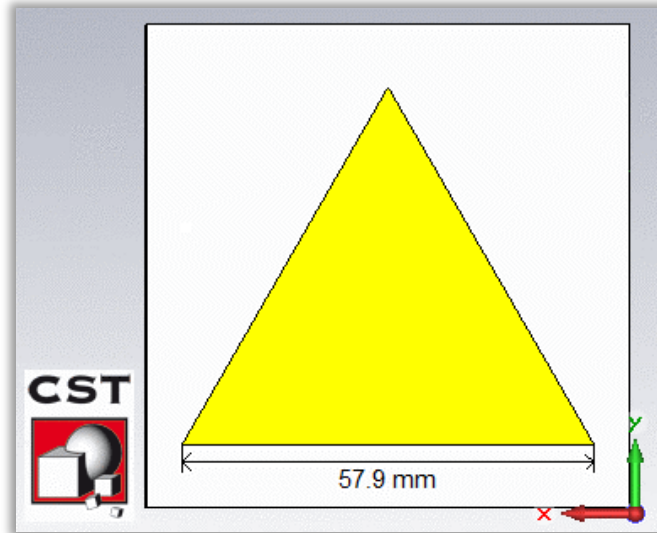


Figura 3.11 Dimensiones del parche triangular alimentado por proximidad a la frecuencia de 2.4GHz.

3.3.1 Cálculo de las dimensiones de la línea de alimentación.

Como se explicó en el capítulo 1 cuando se emplea este método de alimentación el acoplamiento de impedancias se logra controlando el largo (L) y el ancho de la línea de alimentación (W). Para el cálculo del ancho de la línea de alimentación se utilizan las ecuaciones brindadas por [3] para el análisis de las líneas de microcinta. Este análisis indica que, se debe obtener el valor de un factor denominado A , que se define como:

$$A = \frac{Z_0}{60} \left\{ \frac{\epsilon_r + 1}{2} \right\}^{\frac{1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left\{ 0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right\} \quad (3. 4)$$

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

$$\frac{W}{h} = \frac{8e^{(A)}}{e^{(2A)} - 2} \quad (3.5)$$

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

$$\frac{W}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left[\ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right] \right\} \quad (3.6)$$

Donde: $B = \frac{60\pi^2}{Z_0\sqrt{\epsilon_r}}$ y $Z_0 = 50\Omega$.

Al largo de la línea de alimentación L se le asigna un valor inicial que le permita terminar justo debajo del centro del parche. Esto se hace con el fin de que la terminación de la línea esté relativamente cerca de la región del parche de menor resistencia de entrada R_{IN} y lograr que exista mayor transferencia de energía hacia el parche, pues R_{IN} es una magnitud que se caracteriza por ser máxima en el vértice del triángulo y disminuye a medida que se acerca al centro [2].

Para facilitar el cálculo del ancho de la línea de microcintas que alimenta al parche radiador se emplea la herramienta, mostrada en la figura 3.12, que tiene el CST MWS para el cálculo de la impedancia de las líneas de microcintas. La misma implementa estas ecuaciones y se basa en métodos numéricos para obtener la solución. En la figura los datos enmarcados en azul constituyen los datos de entrada (frecuencia de trabajo de la línea de microcintas *Frequency*, altura del substrato h , altura de la línea de microcinta t , ancho de la línea de microcinta W y permitividad relativa del dieléctrico ϵ_{ps_r}) y los enmarcados en rojo los de salida (impedancia de la línea de microcinta Z_0). Por tanto variando el ancho de la línea se obtiene el valor de impedancia deseado.

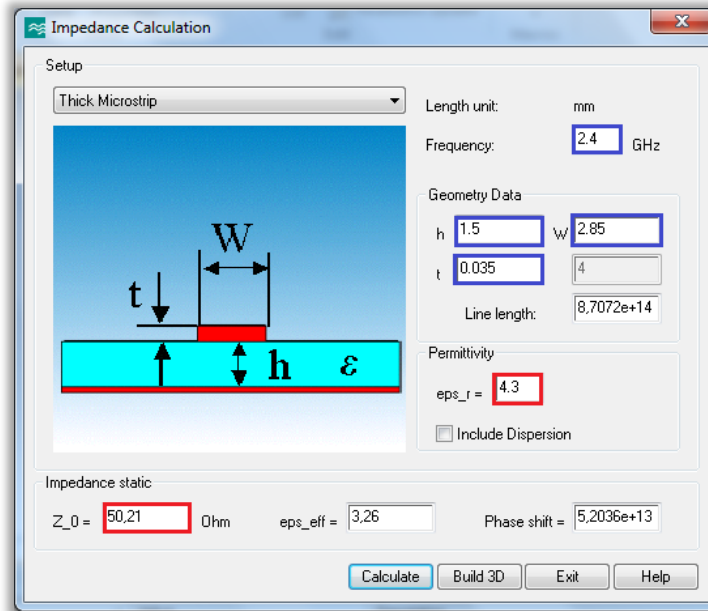


Figura 3.12 Herramienta brindada por el CST MWS para el cálculo de impedancia de la línea de alimentación.

3.3.2 Simulación y optimización de la antena alimentada por proximidad.

Al obtener las dimensiones teóricas de la antena y la línea de alimentación, que se muestran en la tabla 3.4, se modela y simula la estructura obteniendo el comportamiento de las pérdidas de retorno a la entrada de la antena (S_{11}). Pero los resultados de esta no fueron los esperados, pues existe una desviación considerable de la frecuencia de resonancia hacia frecuencias inferiores (856 MHz) y el acoplamiento de impedancias no resultó ser el deseado ($S_{11} = -10.2 \text{ dB}$). Esto hizo necesario realizar varios análisis paramétricos y optimizar las dimensiones del parche (a), el ancho y el largo de la línea de alimentación (L y W respectivamente). Obteniendo finalmente la estructura mostrada en la figura 3.13.

Tabla 3.4 Parámetros de los elementos de la antena de microcintas alimentada por proximidad

Elemento	Material	Altura (mm)	Dimensiones (mm)
Parche	Cobre	0.035	50.9
Substrato	FR-4	1.5	60.9 x 60.9
Plano tierra	Cobre	0.035	60.9 x 60.9
Ancho de la línea	Cobre	0.035	2.85
Largo de la línea	Cobre	0.035	30.918

*En este caso las dimensiones del substrato se asumieron 10 mm por encima de las del parche.

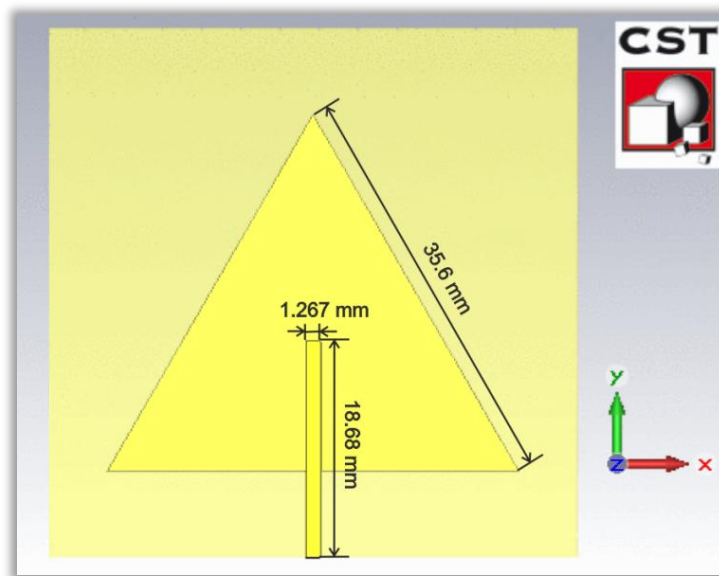


Figura 3.14 Antena de parche triangular alimentada por proximidad optimizada a la frecuencia de 2.4 GHz.

Después de llevar a cabo el proceso de optimización y alcanzar la frecuencia de resonancia establecida para el diseño, con excelentes valores de pérdida de retorno (-30.54 dB) como se observa en la figura 3.15, se obtiene la parte real y la parte imaginaria de la impedancia de entrada (Z_{in}) de la antena mostradas en las figuras 3.16 y 3.17 respectivamente.

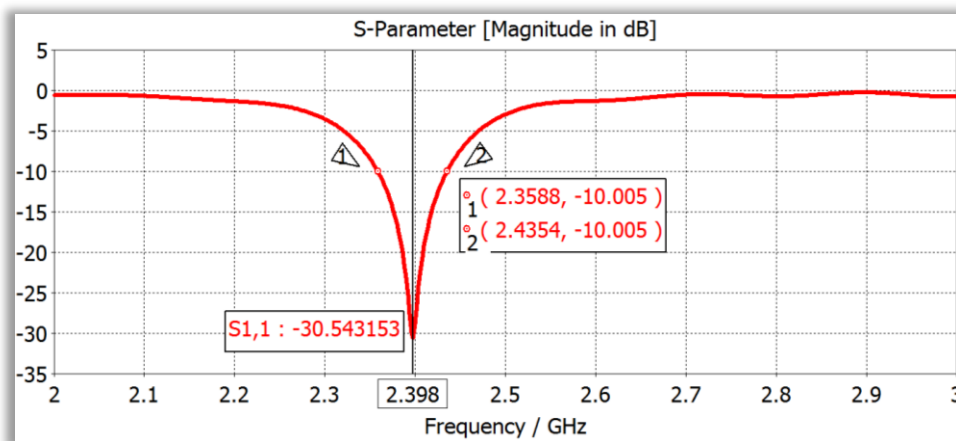


Figura 3.15 Pérdidas de retorno de la antena alimentada por proximidad optimizada ($a=35.6\text{mm}$).

Los valores de impedancia de entrada obtenidos ($Z_{in} = 49.88 + j2.83 \Omega$) demuestran el buen acoplamiento que existe entre la línea de alimentación y el parche radiador.

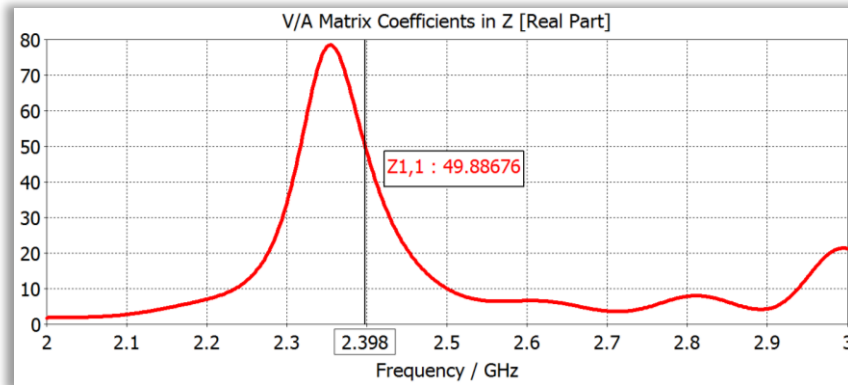


Figura 3.16 Parte real de la impedancia de entrada de la antena alimentada por proximidad optimizada ($a=35.6\text{mm}$).

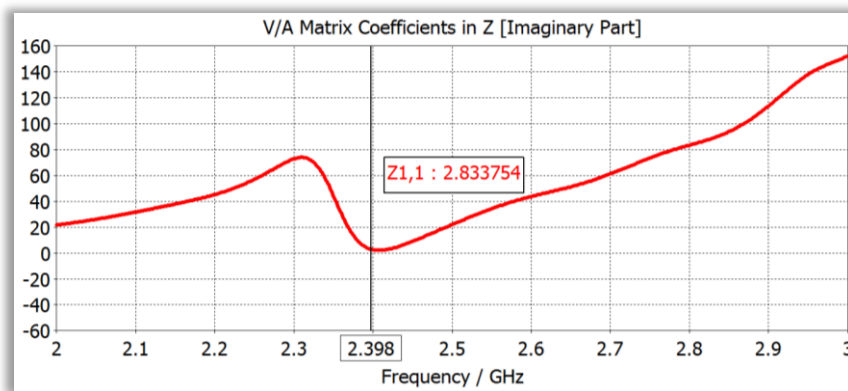


Figura 3.17 Parte imaginaria de la impedancia de entrada de la antena alimentada por proximidad optimizada ($a=35.6\text{mm}$).

En cuanto al diagrama de radiación, que se observa en las figuras 3.18 y 3.19 la antena dispone, en su lóbulo principal, un máximo de ganancia igual a 4.28 dB:

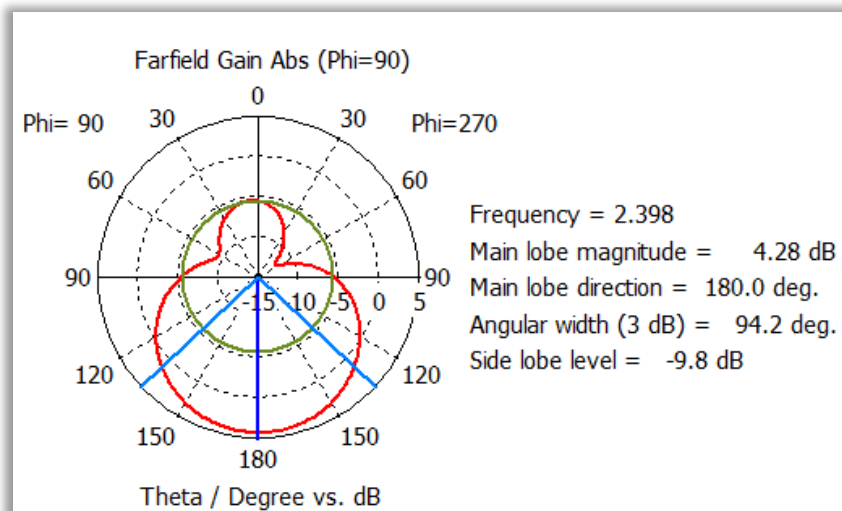


Figura 3.18 Patrón de radiación de la antena triangular alimentada por proximidad en coordenadas polares.

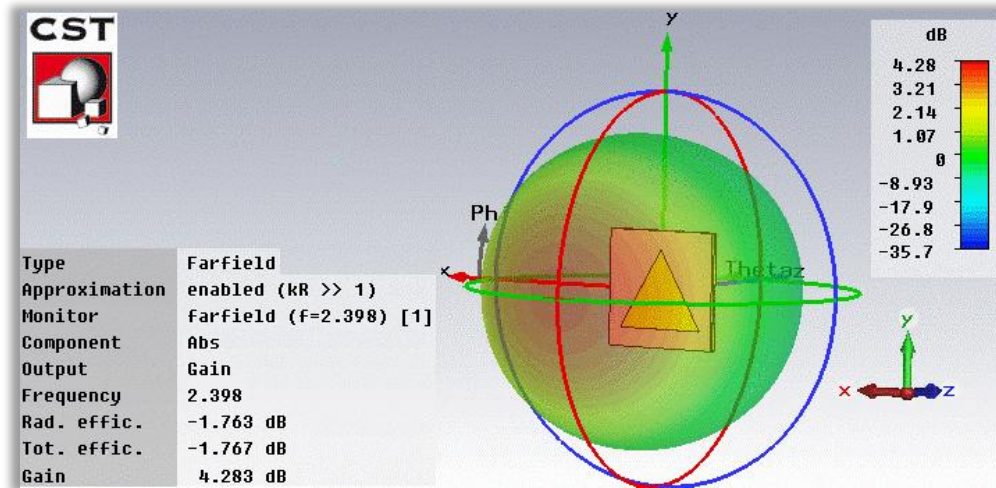


Figura 3.19 Patrón de radiación de la antena triangular alimentada por proximidad en 3D.

En la tabla 3.5 se resumen los resultados obtenidos luego de la optimización de la antena triangular alimentada por proximidad a la frecuencia de 2.4 GHz:

Tabla 3.5 Resumen de los resultados obtenidos durante el proceso de simulación y optimización.

Parámetro	Variable	Valor	Magnitud
Dimensiones del parche	a	35.6	mm
Dimensiones del substrato y plano tierra	L_s	45.6 x 45.6	mm
Longitud de la línea de alimentación	L	18.68	mm
Ancho de la línea de alimentación	W	1.267	mm
Frecuencia de resonancia	f_r	2.398	GHz
Pérdidas de retorno	S_{11}	-30.54	dB
Impedancia de entrada	Z_{11}	49.88+ j 2.83	Ω
Ancho de banda	AB	80	MHz
Directividad	D	6.05	dBi
Ganancia	G	4.28	dB
Eficiencia de radiación	η	70.7	%

3.4 Comparación de los resultados obtenidos con la alimentación por cable coaxial y por proximidad.

Al emplear el método de alimentación por cable coaxial, el circuito de alimentación se encuentra aislado del parche a través del plano de tierra. De este modo, no existen radiaciones espurias provocadas por la alimentación, sin embargo, al aumentar el espesor

del sustrato la generación de ondas de superficie en el parche comienza a ser importante. Además, la inductancia del conector coaxial aumenta igualmente con el espesor del sustrato lo que degrada la adaptación de la impedancia de entrada. Aunque esta es una configuración fácil de analizar de forma teórica, su fabricación es compleja (implica varios procesos) y poco fiable debido a las soldaduras. Por tanto, su utilización resulta inviable en el caso de arreglos con un número elevado de elementos [3].

Con el objetivo de mitigar las desventajas de los métodos de alimentación por contacto directo existen otras técnicas de alimentación basadas en acoplamiento electromagnético (entre la línea de alimentación y el parche). Este tipo de alimentación cuenta con grados de libertad adicionales en su diseño lo que permite sintetizar redes de adaptación integradas en el circuito de alimentación de la antena. La alimentación por proximidad es uno de los métodos que hace uso del acoplamiento electromagnético entre la línea de transmisión y el parche radiador. Su principal ventaja es que el sustrato correspondiente a la línea puede seleccionarse con un espesor pequeño sin perjudicar las características de la antena dado que el sustrato del parche puede tener un mayor espesor. Pero presenta la dificultad de integración de elementos activos y la escasa disipación de calor de la estructura [3]. En la tabla 3.6 se muestran los resultados obtenidos con ambos métodos de alimentación:

Tabla 3.6 Comparación de los resultados obtenidos con ambos métodos de alimentación.

Parámetro	Variable	Alimentación por coaxial	Alimentación por proximidad	Diferencia
Dimensiones del parche (mm)	a	37.15	35.6	1.55
Frecuencia de resonancia (GHz)	f_r	2.398	2.398	0
Pérdida de retorno (dB)	S_{11}	-31.35	-30.54	-0.81
Impedancia de entrada (Ω)	Z_{11}	48.33+ j 2.07	49.88+ j 2.83	1.55+ j0.76
Ancho de banda (MHz)	AB	40	80	40
Directividad (dBi)	D	6.83	6.05	0.78
Ganancia (dB)	G	3.2	4.28	1.08
Eficiencia (%)	η	46.9	70.7	23.8

Cómo se observa en la tabla anterior las mejores características de radiación se alcanzan empleando el método de alimentación por proximidad. Con esta técnica de alimentación se logra duplicar el ancho de banda alcanzado y aumentar aproximadamente en un 50%,

la eficiencia de la antena respecto a la alcanzada empleando el método de alimentación por coaxial. Por otro lado las dimensiones del parche que se obtienen alimentado por proximidad resultan aproximadamente un 4% menores que si se empleara la alimentación por cable coaxial.

3.5 Diseño de una antena de microcintas triangular doble banda alimentada por proximidad.

Las antenas de microcintas con un amplio ancho de banda constituyen una alternativa para obtener antenas planas para aplicaciones en las que se necesiten dos bandas de frecuencias separadas para transmitir y recibir la información. Cuando las dos bandas de trabajo se encuentran muy alejadas entre sí, resulta apropiado el empleo de antenas de parche doble banda en lugar de emplear dos antenas separadas para cada una de estas frecuencias. En función de lograr este comportamiento multifrecuencia existen numerosas técnicas, una de ellas consiste en el empleo de estructuras metamateriales acopladas a las antenas de microcintas.

Las características resonantes típicas de estas estructuras y en especial de los SRR, que les permiten ser modelados como resonadores LC, les confieren a las antenas de microcintas nuevas características de radiación como la multisintonía. Al ser correctamente acoplados los SRR al parche de las antenas de microcintas, de modo que incida un campo magnético variable en la dirección del eje z de los anillos o lo que es lo mismo normal al plano de los anillos, estos se excitan y permiten obtener una nueva frecuencia de resonancia que depende de sus dimensiones y es independiente de la frecuencia de resonancia natural de la antena.

En este nuevo diseño con el objetivo de obtener una antena de parche triangular doble banda para comunicaciones inalámbricas, con las menores dimensiones y las mejores características de radiación se emplea el método de alimentación por proximidad a la frecuencia superior (5.8 GHz) y luego se acoplan a este las estructuras metamateriales del tipo SRR a la frecuencia inferior (2.4 GHz).

3.5.1 Diseño y simulación de los SRR a la frecuencia de 2.4Ghz.

La ecuación 2.29 para el cálculo de la inductancia L equivalente de los SRR, es una expresión integral que necesita ser evaluada de forma numérica. Para ello se emplea un programa en MATLAB desarrollado en [6] que utiliza el método de Romberg para la

integración numérica para obtener, de manera automatizada, los valores de L , C y f_0 . En el mismo se fijan algunos parámetros del SRR (c, d, g) y se toma como variable el radio exterior de los anillos (r_{ext}). De esta manera se seleccionó el ancho de los anillos del SRR (c) igual a 0.4 mm , la distancia entre ellos (d) de 0.2 mm y la apertura de cada uno de los anillos (g) de 0.3 mm . Teniendo en cuenta que se emplea como sustrato el FR4 con espesor (h) de 1.5 mm y una permitividad relativa (ϵ_r) de 4.3, resulta entonces que para una frecuencia de 2.39 GHz , el radio exterior de los anillos cuadrados debe ser aproximadamente igual a 6.52 mm como se muestra en la tabla 3.7.

Tabla 3.7 Dimensiones teóricas de los SRR para una frecuencia de resonancia de 2.4 GHz.

Parámetro	Variable	Valor
Ancho de las líneas de los anillos	c	0.4 mm
Separación entre los anillos	d	0.2 mm
Apertura de los anillos	g	0.3 mm
Radio externo del anillo circular	r_{ext}	4.15 mm
Lado externo del anillo cuadrado	r_{ext}'	6.52 mm
Frecuencia de resonancia	f_r	2.398 GHz

Si estos anillos se acoplan a los lados de una línea de transmisión de microcintas como se muestra en la figura 3.20, la estructura formada se comporta como un filtro supresor de banda que permite obtener de manera más precisa la frecuencia de resonancia de los anillos en función de sus dimensiones. Este filtro 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 [11]. De este modo, se puede verificar la frecuencia exacta a la que resuenan los anillos analizando el coeficiente de transmisión del filtro (S_{21}).

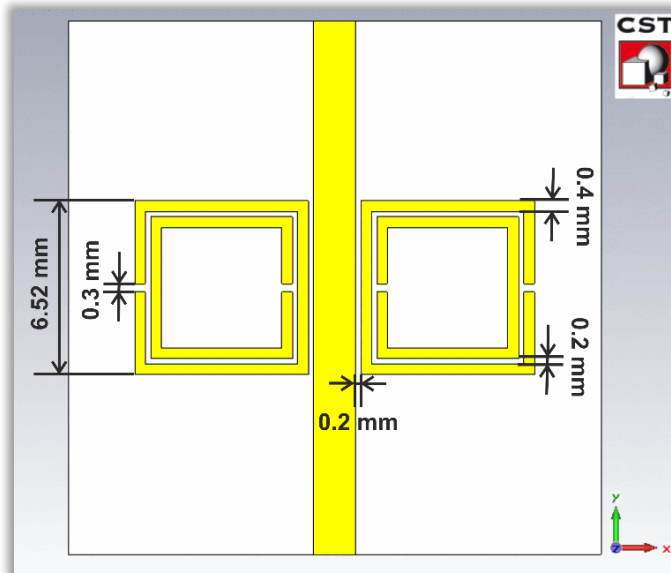


Figura 3.20 Estructura del filtro supresor de banda para comprobar la frecuencia de resonancia de los SRR.

Como se observa en la figura 3.21 existe una desviación hacia frecuencias superiores, de la frecuencia esperada según los cálculos teóricos (2.39 GHz), de aproximadamente 46 MHz. Por otra parte aunque los valores de las pérdidas de inserción obtenidos están por debajo de los valores mínimos necesarios para un filtro supresor de banda (-10 dB) este resultado puede mejorarse aumentando el número de SRR acoplados a la línea y optimizando algunas de sus dimensiones.

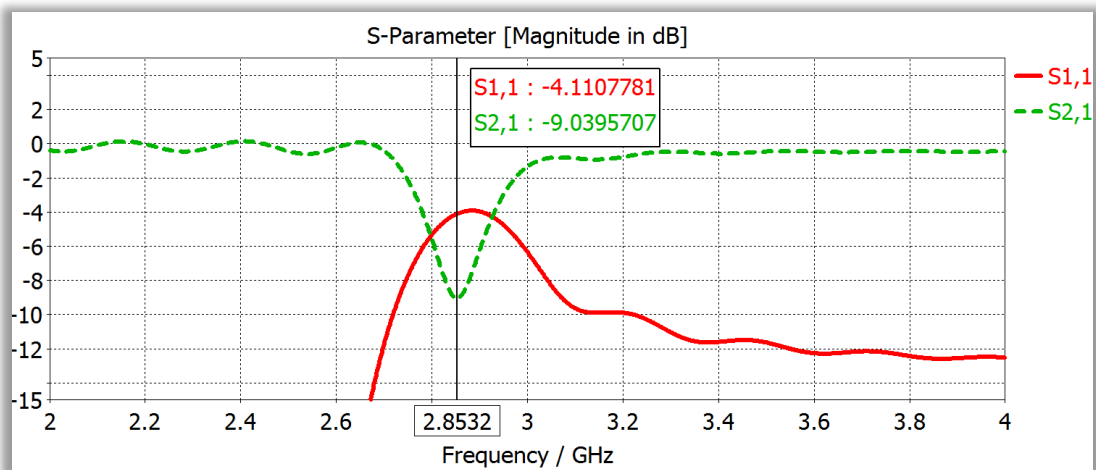


Figura 3.21 Comportamiento de los parámetros S_{11} y S_{21} para el filtro supresor de banda con dimensiones teóricas de los SRR.

3.5.2 Diseño y simulación de una antena de microcintas triangular alimentada por proximidad a la frecuencia de 5.8 GHz.

Para este diseño se emplea el mismo procedimiento que para el diseño de la antena de microcintas triangular alimentada por proximidad a la frecuencia de 2.4 GHz descrito anteriormente, con la diferencia de que en este caso la frecuencia de resonancia ya no es la misma sino 5.8 GHz. Teniendo esto en cuenta se procede a la parametrización y optimización de las dimensiones de la estructura mostrada en la figura 3.14 en aras de alcanzar la nueva frecuencia de resonancia deseada. Luego de varios procesos de simulación se obtienen las dimensiones mostradas en la figura 3.22 para la nueva antena. En este diseño las dimensiones del sustrato y plano tierra se tomaron $\lambda_{2.4GHz}/4$ por encima de las del parche para posibilitar el acoplamiento de los SRR a este.

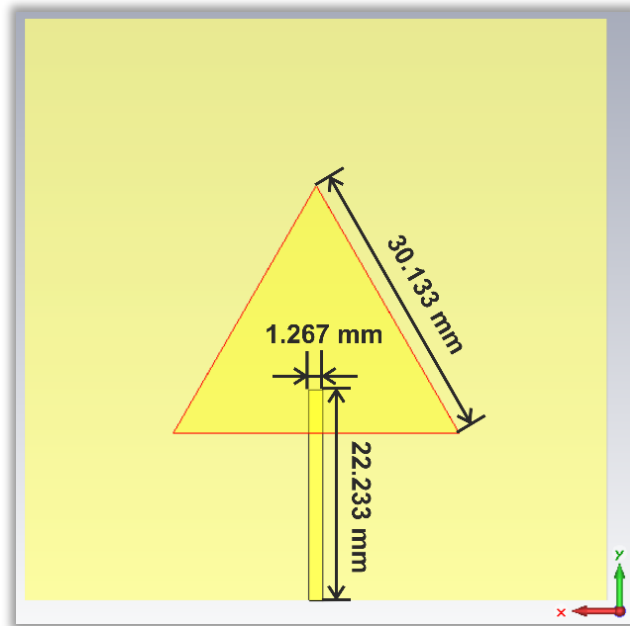


Figura 3.22 Antena de parche triangular alimentada por proximidad optimizada a la frecuencia de 5.8 GHz.

Una vez simulada la estructura anterior se obtiene el comportamiento las pérdidas de retorno a la entrada de la antena ($S_{1,1}$), como se aprecia en la figura 3.23. Se puede apreciar que la antena alcanza su máximo acoplamiento de impedancia de entrada a una frecuencia de 5.804 GHz con un nivel de reflexión aproximadamente igual a -35.12 dB. Esto refleja una desviación de la frecuencia de resonancia de la antena despreciable (4 MHz) y un excelente acoplamiento de impedancias a esta frecuencia ($Z_{in} = 45.61 - j 0.52 \Omega$).

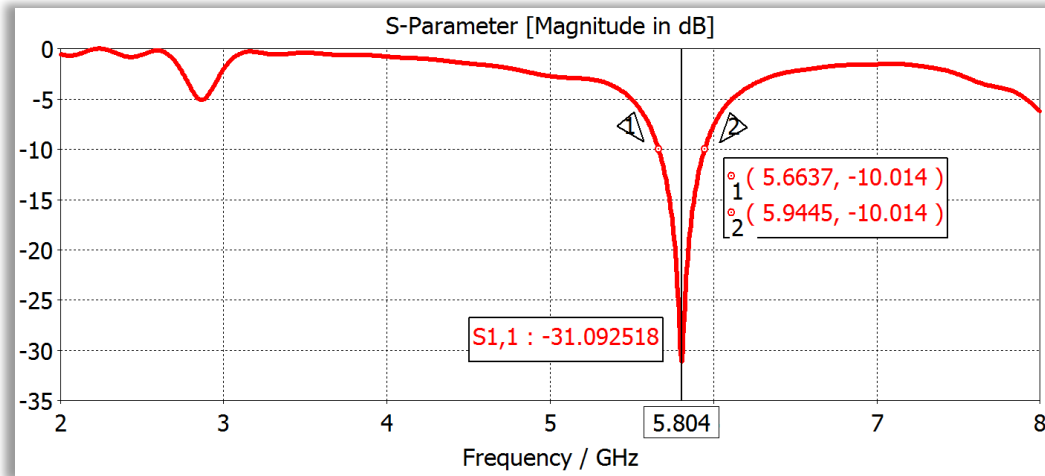


Figura 3.23 Pérdidas de retorno de la antena alimentada por proximidad optimizada a la frecuencia de 5.8 GHz.

3.5.3 Diseño y simulación de una antena de microcintas triangular doble banda alimentada por proximidad.

Las estructuras resonantes obtenidas hasta el momento, poseen la capacidad de trabajar en las bandas de 2.4 GHz y 5.8 GHz de manera independiente. Si ambas estructuras se integran en un mismo dispositivo de manera adecuada, se puede conformar una antena que pueda resonar a estas dos bandas de frecuencias al unísono.

Con este objetivo, se acoplan los SRR diseñados junto al parche radiador de la antena de microcintas. En esta nueva estructura al igual que sucede en el filtro supresor de banda formado por la línea de microcintas y las estructuras metamateriales, el parche de la antena induce una componente del 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 este plano. De esta manera, las propiedades resonantes que se observaron en el filtro, se pueden aplicar al parche de la antena, pues este tipo de antenas pueden ser modeladas como líneas de microcintas con una longitud $L = \lambda_0/2$ y un ancho W [11].

Cuando la antena se excita 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, se inducirá una corriente a lo largo de ellos y estos resonarán, al mismo tiempo se induce una corriente en el parche, similar a la inducida en su modo fundamental, que les hará radiar energía al medio. En cambio cuando la frecuencia a la que se excite la

estructura no coincida con la del parche o la de los SRR toda la energía será reflejada [11].

El esquema general de la antena doble banda propuesta se muestra en la figura 3.24. El número de resonadores, su disposición, sus dimensiones y separaciones entre ellos así como las dimensiones del parche, mostradas en la tabla 3.8, se optimizaron para obtener las mejores características de radiación en cada una de las frecuencias resonancia deseadas. Del mismo modo la disposición de estos anillos en el diseño se realiza con el objetivo de obtener los mejores resultados posibles, es por ello que se acoplan dos anillos a cada lado del parche triangular y dos más son ubicados sobre el sustrato de la línea de alimentación, acoplados a esta, con las mismas dimensiones de los anteriores como se muestra en las figuras 3.24, 3.25 y 3.26.

Tabla 3.8 *Parámetros de los elementos de la antena de microcintas doble banda alimentada por proximidad optimizada a la frecuencia de 2.4 y 5.8 GHz.*

Parámetro	Variable	Valor (mm)
Dimensiones del parche	<i>a</i>	34.683
Dimensiones del sustrato	<i>L</i>	65.913 x 65.913
Ancho de la línea de alimentación	<i>W</i>	1.564
Largo de la línea de alimentación	<i>La</i>	23.233
Lado de los dos anillos acoplados a la línea	<i>R_{ext}'</i>	11.286
Ancho de las líneas de los SRR	<i>c</i>	0.4
Separación entre los anillos de los SRR	<i>d</i>	0.2
Apertura de los anillos del SRR	<i>g</i>	0.55
Separación entre los SRR	<i>s</i>	4.75
Separación entre los SRR y el parche	<i>gap</i>	0.2

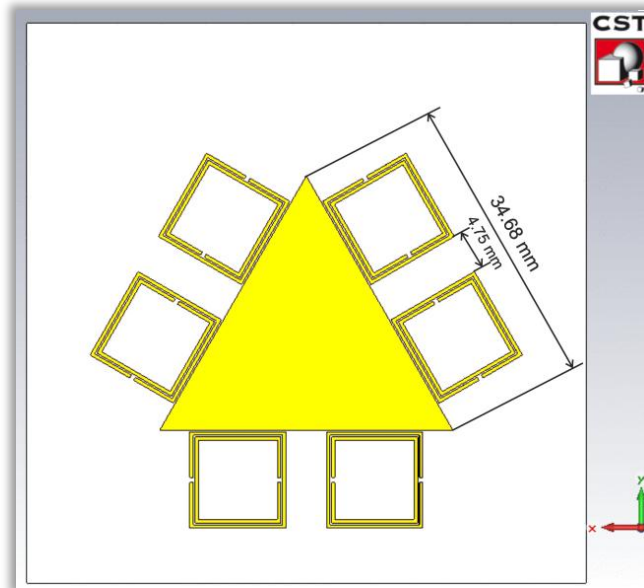


Figura 3.24 Vista frontal de la antena doble banda acoplada con seis estructuras metamateriales del tipo SRR.

Los dos SRR mostrados en la figura 3.25 se acoplan a la línea de alimentación de la antena y poseen las mismas dimensiones que los SRR acoplados al parche radiador, con el objetivo de mejorar los valores de la pérdida de retorno alcanzados a la frecuencia de resonancia de estas estructuras metamateriales (2.4 GHz).

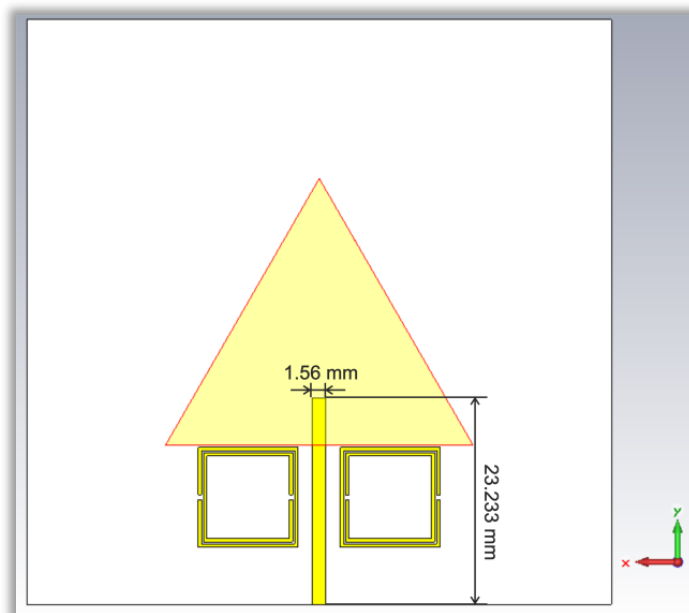


Figura 3.25 SRR acoplados a la línea de transmisión para aumentar las pérdidas de retorno a 2.4 Ghz.

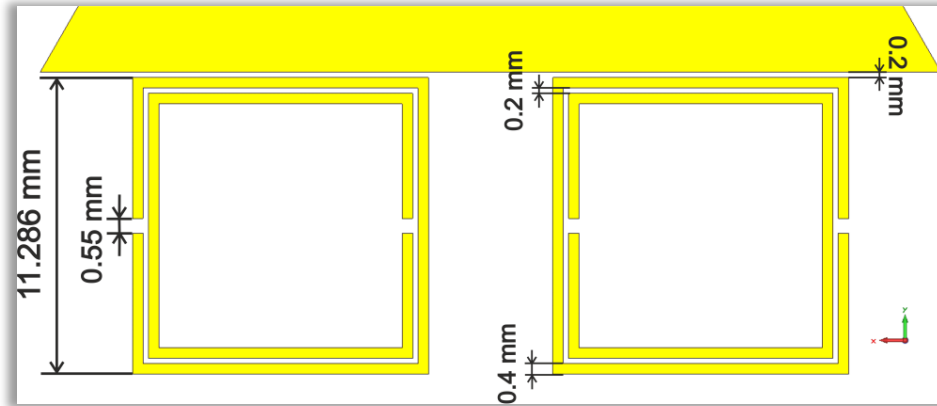


Figura 3.26 Dimensiones de los anillos optimizados a la frecuencia de 2.4 GHz.

Las pérdidas de retorno alcanzados para la estructura anterior se muestran en la figura 3.27, los valores obtenidos resultan favorables para los propósitos del diseño, se puede apreciar que las frecuencias centrales de cada una de las bandas de resonancia obtenidas son $f_1 = 2.39 \text{ GHz}$ y $f_2 = 5.809 \text{ GHz}$ con niveles de pérdidas de retorno iguales a -21.48 dB y -33.34 dB respectivamente. También se puede observar que el ancho de banda alcanzado en la banda inferior es de 48 MHz . El mismo se ubica desde los 2.367 GHz hasta los 2.415 GHz . Mientras, en la banda superior se obtiene un ancho de banda de 130 MHz , que parte desde los 5.769 GHz hasta los 5.899 GHz . Al mismo tiempo, para cada una de estas frecuencias se logra una impedancia de entrada de $Z_{in_{\nu f_1}} = 52.85 + j 5.08 \Omega$ y $Z_{in_{\nu f_2}} = 47.67 - j 1.38 \Omega$, las que a pesar de no alcanzar los valores ideales de referencia resultan aceptables. Estos resultados se observan en las figuras 3.28 y 3.29.

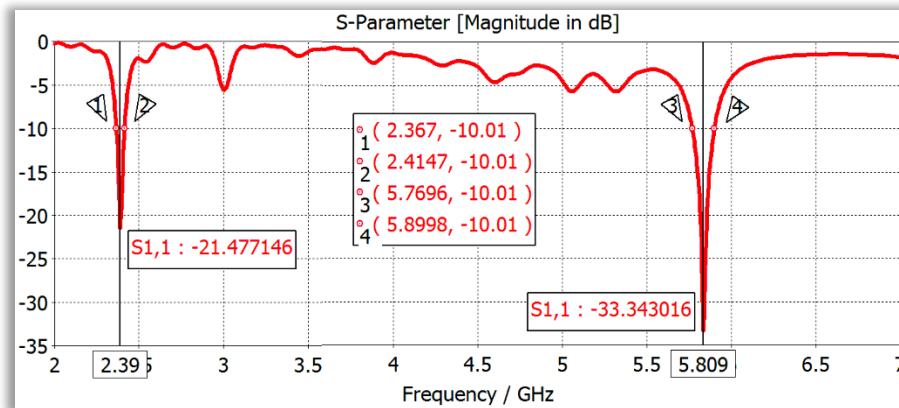


Figura 3.27 Pérdidas de retorno de la antena de parche triangular doble banda alimentada por proximidad optimizada.

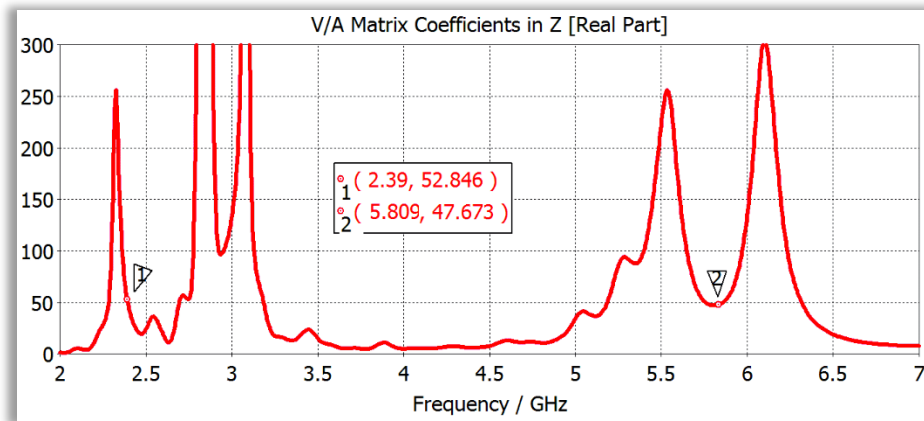


Figura 3.28 Parte real de la impedancia de entrada de la antena de parche triangular doble banda alimentada por proximidad optimizada.

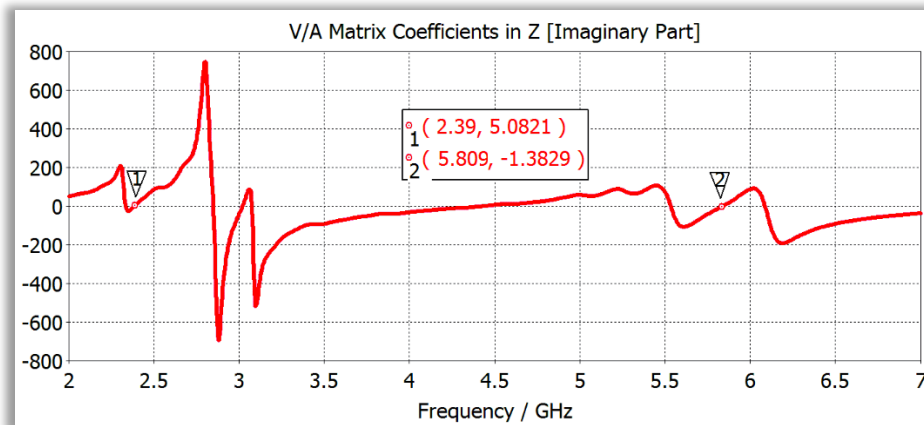


Figura 3.29 Parte imaginaria de la impedancia de entrada de la antena de parche triangular doble banda alimentada por proximidad optimizada.

Una vez analizados los valores alcanzados de la pérdida de retorno y la impedancia de entrada para cada una de las frecuencias de resonancia, en las figuras 3.30 y 3.31 se muestran los niveles de ganancia obtenidos, en coordenadas polares y en tres dimensiones respectivamente, para la frecuencia de resonancia de los SRR y en las figuras 3.32 y 3.33 para la frecuencia de resonancia del parche.

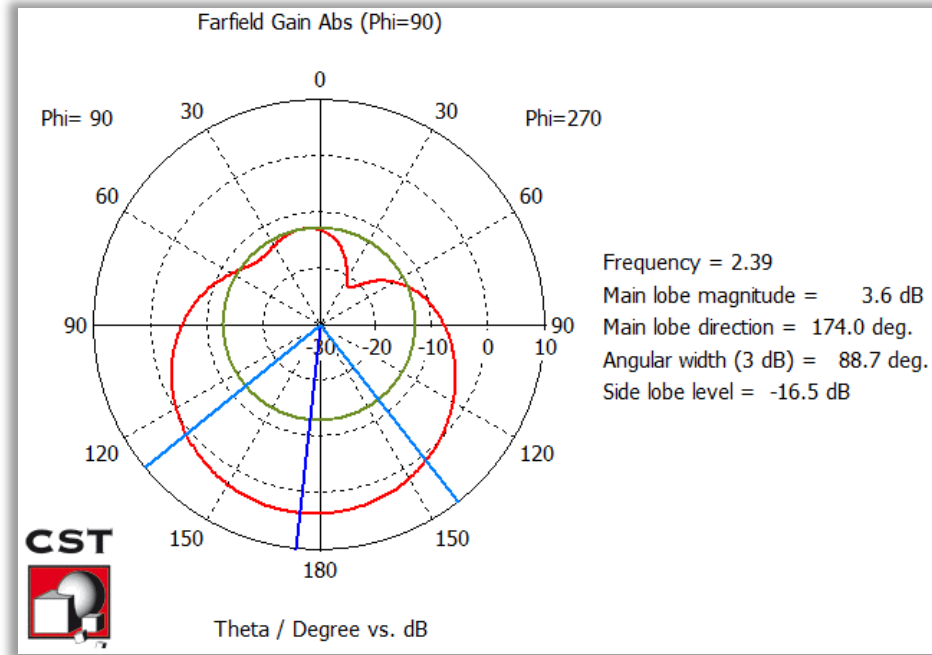


Figura 3.30 Patrón de radiación en coordenadas polares de la antena de parche triangular doble banda alimentada por proximidad a 2.39 GHz.

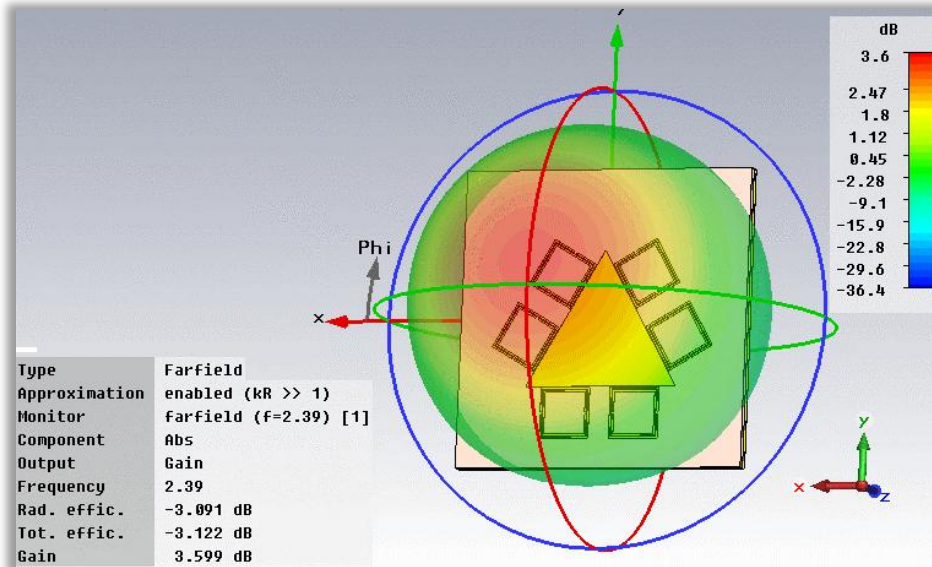


Figura 3.31 Patrón de radiación en 3D de la antena de parche triangular doble banda alimentada por proximidad a 2.39 GHz.

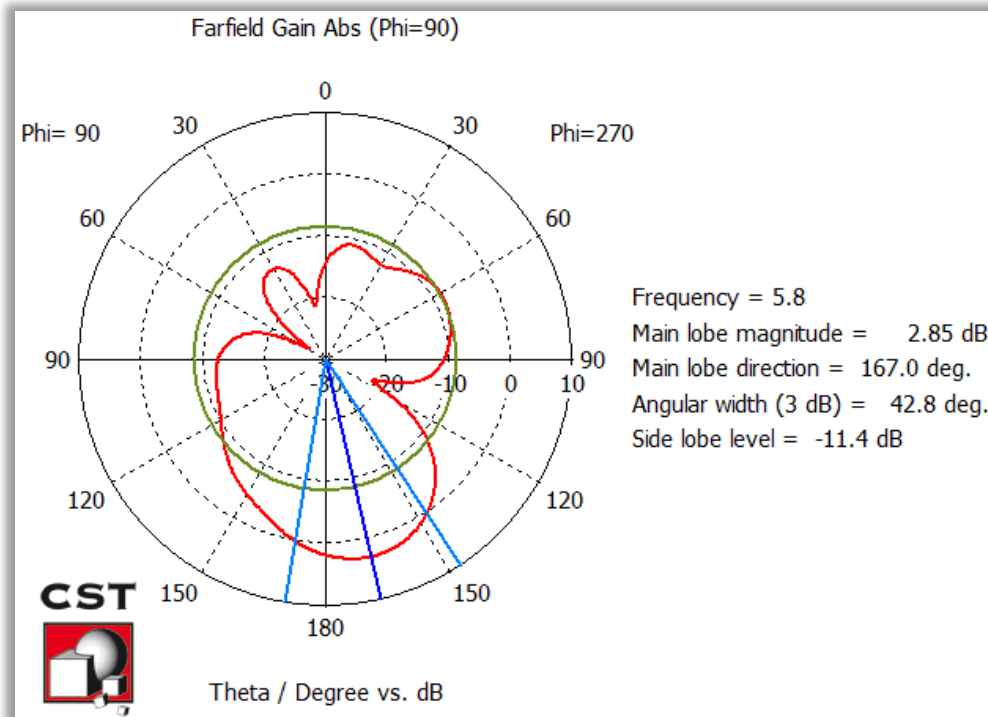


Figura 3.32 Patrón de radiación en coordenadas polares de la antena de parche triangular doble banda alimentada por proximidad a 5.809 GHz.

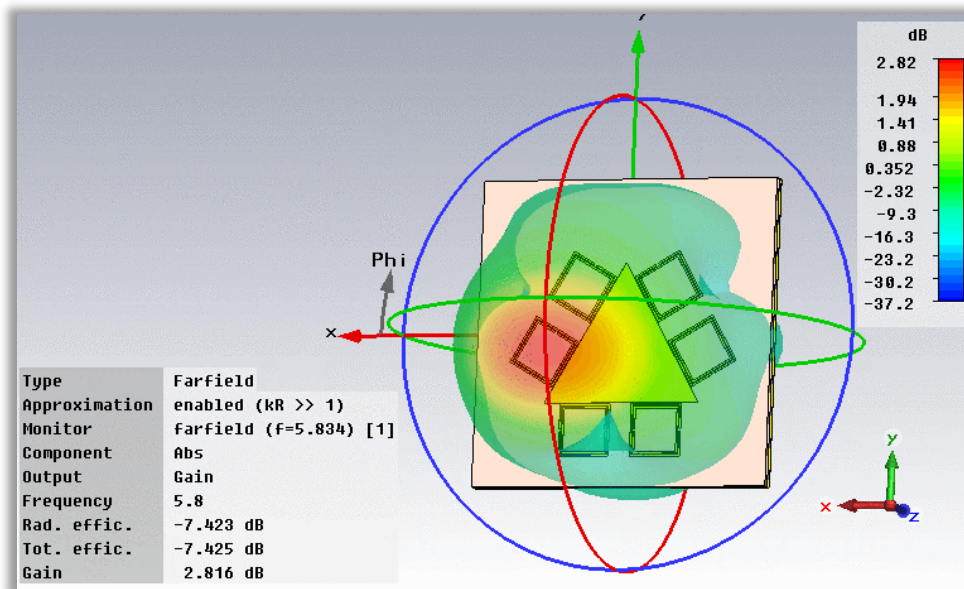


Figura 3.33 Patrón de radiación en 3D de la antena de parche triangular doble banda alimentada por proximidad a 5.809 GHz.

Las figuras anteriores demuestran que con esta estructura se alcanzan valores máximos de ganancia de 3.6 dB para f_1 y 2.82 dB para f_2 en los lóbulos principales del patrón de

radiación. En la tabla 3.9 se resumen las características de radiación de la antena diseñada:

Tabla 3.9 Resumen de los resultados obtenidos para la antena doble banda optimizada

Parámetro	Variable	Valor	Magnitud
Frecuencia de resonancia de los SRR	f_1	2.39	GHz
Pérdidas de retorno a la frecuencia f_1	S_{11}	-21.48	dB
Impedancia de entrada a la frecuencia f_1	Z_{11}	52.84 + j5.08	Ω
Ancho de banda de los SRR	AB	48	MHz
Directividad de los SRR	D	6.69	dBi
Ganancia de los SRR	G	3.6	dB
Eficiencia de radiación de los SRR	η	53.8	%
Frecuencia de resonancia del parche	f_2	5.809	GHz
Pérdidas de retorno a la frecuencia f_2	S_{11}	-33.34	dB
Impedancia de entrada a la frecuencia f_2	Z_{11}	47.67 - j1.38	Ω
Ancho de banda del parche	AB	130	MHz
Directividad del parche	D	10.2	dBi
Ganancia del parche	G	2.82	dB
Eficiencia de radiación del parche	η	27.65	%

Conclusiones y recomendaciones

Conclusiones

1. Mediante la investigación de los fundamentos teóricos y las principales características de las antenas de microcintas, se obtuvieron los elementos necesarios para el diseño de una antena de parche triangular alimentada por cable coaxial y por proximidad a la frecuencia de 2.4 GHz .
2. En el diseño de la antena alimentada por coaxial, por medio de la ecuación de la impedancia se pudo obtener la posición del punto de alimentación, pero se demostró que al ser este un método que considera todas las condiciones ideales, carece de la exactitud necesaria, pues no tiene en cuenta factores reales como el desbordamiento de los campos y la parte imaginaria de la impedancia.
3. Se comprobaron las ventajas que presenta el método de alimentación por proximidad con respecto a la alimentación por cable coaxial, como mejor ancho de banda, mejor acoplamiento de impedancias, menores dimensiones de la antena diseñada, mayor ganancia y mayor eficiencia de radiación.
4. A través del estudio de las principales características y aplicaciones de las estructuras metamateriales en los dispositivos de microondas basados en tecnología plana, especialmente de los resonadores eléctricamente pequeños, se demostró su capacidad para obtener antenas de microcintas que operen simultáneamente en varias bandas de frecuencias.
5. El comportamiento multibanda de la antena cargada con estructuras metamateriales del tipo SRR se obtiene siempre y cuando, la frecuencia de resonancia de los SRR quede fuera del ancho de banda natural de la antena de microcintas.
6. En el diseño y simulación de las estructuras metamateriales del tipo SRR se demostró que para obtener mejores valores de acoplamiento de impedancias de estas estructuras resulta más ventajoso el empleo de anillos con geometría cuadrada en lugar de anillos circulares.
7. Aunque se diseñó una antena multibanda para comunicaciones inalámbricas, esta no resulta 100 % útil para aquellas aplicaciones que requieren de un gran ancho de banda en cada una de sus frecuencias de operación.

8. Se demostró que la herramienta de optimización que posee el programa CST permite obtener de manera rápida y eficiente, diseños más reales, dejando de ser necesario el método de prueba y error que existía antes del desarrollo de programas como estos.

Recomendaciones

1. Continuar el estudio de las antenas de microcintas y de sus propiedades como elementos radiadores.
2. Continuar el estudio de las estructuras metamateriales y las numerosas aplicaciones en los dispositivos de microondas.
3. Realizar el análisis multifísico de estas estructuras empleando los modelos que brinda el CST.
4. Realizar transformaciones en el diseño de la antena alimentada por coaxial que permitan un incremento del ancho de banda de esta estructura, ya que es más sencilla de construir.

Referencias bibliográficas

- [1] C. A. Balanis, *Antenna theory. Analysis and Design*, New Jersey: Jhon Wiley & Sons, 2005.
- [2] C. A. Balanis, *Modern Antenna Handbook*, New Jersey: Jhon Wiley & Sons, 2008.
- [3] G. Armes, P. Bhartia, B. Inder y I. Apisak, *Microstrip Antenna Design Handbook*, London: B. Artech House, 2001.
- [4] R. K. Vishwakarma, J. a. Ansari y M. K. Meshram, «Equilateral triangular microstrip antenna for circular polarization dual band operation,» *Indian Journal of Radio & Space Physics*, vol. 35, 2006.
- [5] R. Marqués, M. Ferrán y M. Sorolla , *Metamaterials with negative parameters. Theory, design and microwave applications.*, New Jersey: John Wiley & Sons, 2008.
- [6] F. J. Herraiz Martínez y D. Segovia Vargas, *Metamaterials loaded printed antennas. Design and Applications*, Madrid: Universidad Carlos III de Madrid, 2010.
- [7] F. Aznar Ballesta, M. A. Ferrán y J. Bonache Albacete, *Caracterización de nuevos resonadores metamateriales, líneas de transmisión artificiales y aplicaciones en el diseño de circuitos de comunicaciones.*, Barcelona: Universidad Autónoma de Barcelona, 2009.
- [8] J. D. Baena, J. Bonache, F. Martín, R. Marqués, F. Falcone, T. Lopetegui, M. Laso, J. García Gracia y M. Sorolla, «Equivalent circuit models for split-ring resonators and complementary split-ring resonators coupled to planar transmission lines.,» *IEEE Transactions on microwave theory an techniques*, vol. 53, nº 4, 2005.
- [9] F. Gustrau y D. Manteuffel, *EM Modeling of Antennas and RF Componentes for Wirless Communication Systems*, Berlin: Springer Verlag, 2006.
- [10] «CST Studio Suite help,» 2013. [En línea]. Available: cst_studio_suite_help.htm#general/welcome_de.htm.
- [11] J. Monetro de Paz, E. Ugarte Muñoz, J. Herraiz Martínez, V. González Posadas, E. García Muñoz y D. Segovia Vargas, «Multifrequency self diplexed single patch antennas loaded with split ring resonators,» *Progress in Electromagnetic Research*, vol. 113, pp. 47-66, 2011.

Glosario de términos

CPS:	Línea de cinta coplanar (<i>Coplanar Strip</i>).
CPW:	Guía de onda coplanar (<i>Coplanar Wave Wide</i>).
CRLH:	Líneas de transmisión compuestas zurdo-diestra (<i>Composite Right/Left-Handed Transmission Line</i>).
CSRR:	Resonador de anillos divididos complementario (<i>Complementary Split Ring Resonator</i>).
CST:	Tecnología de simulación computacional (<i>Computer Simulation Technology</i>).
DNG:	Doblemente negativo (<i>Double Negative</i>).
DPS:	Doblemente positivo (<i>Double Positive</i>).
D-SRR:	Resonador de anillos divididos doble (<i>Double Split Ring Resonators</i>).
D-SR:	Resonador espiral doble (<i>Double Spiral Resonator</i>).
EBG:	Intervalo de banda electromagnética (<i>Electromagnetic Band Gap</i>).
ENG:	Épsilon negativo (<i>Epsilon Negative</i>).
FIT:	Técnica de integración finita (<i>Finite Integration Technique</i>).
LHM:	Medio zurdo (<i>Left Handed media</i>).
MATLAB:	Laboratorio de matrices (<i>Matrix Laboratory</i>).
MNG:	Mu negativo (<i>Mu Negative</i>).
MWS:	Estudio de microondas (<i>Microwave Studio</i>).
NB-SRR	Resonador de anillos divididos no bianisotrópico (<i>Nonbianisotropic Split Ring Resonator</i>).
PBG:	Intervalo de banda óptica (<i>Photonic Band Gap</i>).
RHM:	Medio diestro (<i>Right Handed Media</i>).
SRR:	Resonador de anillos divididos (<i>Split Ring Resonator</i>).
SR:	Resonador espiral (<i>Spiral Resonator</i>).