



**SISTEMA DE POSGRADO**

**MAESTRÍA EN TELECOMUNICACIONES**

**TEMA:**

**“DISEÑO Y EVALUACIÓN DE FILTROS DE MICROONDAS COMPACTOS  
BASADOS EN ESTRUCTURAS FRACTALES Y METAMATERIALES”**

**AUTOR:**

**VARGAS VERDEZOTO SILVIA PATRICIA**

**Trabajo de titulación previo a la obtención del grado de  
Magister en Telecomunicaciones**

**TUTOR:**

**MSc. MANUEL ROMERO PAZ**

Guayaquil, 7 de marzo del 2019



**SISTEMA DE POSGRADO  
MAESTRÍA EN TELECOMUNICACIONES**

**CERTIFICACIÓN**

Certificamos que el presente trabajo fue realizado en su totalidad por Vargas Verdezoto Silvia Patricia como requerimiento parcial para la obtención del Título de Magíster en Telecomunicaciones.

**TUTOR**

---

MSc. Manuel Romero Paz  
DIRECTOR DEL PROGRAMA

---

MSc. Manuel Romero Paz  
TUTOR

Guayaquil, 7 de marzo del 2019



UNIVERSIDAD CATÓLICA  
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL

**SISTEMA DE POSGRADO  
MAESTRÍA EN TELECOMUNICACIONES**

DECLARACIÓN DE RESPONSABILIDAD

YO,  
**VARGAS VERDEZOTO SILVIA PATRICIA**

DECLARO QUE:

El trabajo de Titulación “**Diseño y evaluación de filtros de microondas compactos basados en estructuras fractales y metamateriales**” previa a la obtención del Título de **Magíster en Telecomunicaciones**, ha sido desarrollado respetando derechos intelectuales de terceros conforme las citas que constan en el documento, cuyas fuentes se incorporan en las referencias o bibliografías. Consecuentemente este trabajo es de mi total autoría.

En virtud de esta declaración, me responsabilizo del contenido, veracidad y alcance del Trabajo de Titulación referido.

Guayaquil, 7 de marzo del 2019

EL AUTOR

---

**VARGAS VERDEZOTO SILVIA PATRICIA**



**SISTEMA DE POSGRADO  
MAESTRÍA EN TELECOMUNICACIONES**

AUTORIZACIÓN

YO, VARGAS VERDEZOTO SILVIA PATRICIA

Autorizo a la Universidad Católica de Santiago de Guayaquil a la publicación, en la biblioteca de la institución del Trabajo de Titulación de Titulación, “**Diseño y evaluación de filtros de microondas compactos basados en estructuras fractales y metamateriales**”, cuyo contenido, ideas y criterios son de mi exclusiva responsabilidad y total autoría.

Guayaquil, 7 de marzo del 2019

EL AUTOR

---

VARGAS VERDEZOTO SILVIA PATRICIA

## **Dedicatoria**

Dedico el presente trabajo a Dios todopoderoso, por ser un amigo fiel e incondicional, por ser mi compañero en mis viajes y guiarme por un buen camino, por darme tantas oportunidades para cumplir con los objetivos que me propongo y darme bendiciones cada día de mi vida.

A mi hijo por ser mi fuerza seguir para cumplir una meta más y mis padres por siempre apoyarme, ser un ejemplo de lucha por cumplir mis metas, a mi sobrina.

## **Agradecimientos**

Agradezco a Dios todopoderoso, por darme vida, salud y fortaleza, por su ayuda para cumplir una meta más y obtener el mi título de Magister en Telecomunicaciones.

A la Universidad Católica Santiago de Guayaquil por brindarme la oportunidad de estudiar en la institución; y, a mis maestros, quienes con sus conocimientos impartidos me formaron como profesional.

A mi Director de tesis, MSc. Manuel Romero Paz por su colaboración para realizar la investigación de mi proyecto, por su comprensión y el tiempo que me dedicaba.

# REPORTE URKUND

The screenshot shows the URKUND web interface. The browser address bar displays a long URL. The page title is "URKUND" and the user is identified as "Orlando Philco Asqui (orlando.philco)". The document being analyzed is titled "Diseño y evaluación de filtros de microondas basados en fractales y metamateriales.docx" (ID: 046449235), presented on 2019-01-06. The sender is orlandophilco\_7@hotmail.com and the recipient is orlando.philco@analysis.urfund.com. A message indicates a 2% match with 35 pages of text from sources. A "Lista de fuentes" (List of sources) panel on the right shows four sources with their respective contribution percentages: 33%, 85%, 84%, and 100%.

SISTEMA DE POSGRADO MAESTRÍA EN TELECOMUNICACIONES TEMA: "DISEÑO Y EVALUACIÓN DE FILTROS DE MICROONDAS COMPACTOS BASADOS EN ESTRUCTURAS FRACTALES Y METAMATERIALES" AUTOR: VARGAS VERDEZOTO SILVIA PATRICIA Trabajo de titulación previo a la obtención del grado de Magister en Telecomunicaciones TUTOR: MSc. MANUEL ROMERO PAZ Guayaquil, a los XX días del mes de enero del año 2019 SISTEMA DE POSGRADO MAESTRÍA EN TELECOMUNICACIONES CERTIFICACIÓN Certificamos que el presente trabajo fue realizado en su totalidad por Vargas Verdezoto Silvia Patricia como requerimiento parcial para la obtención del Título de Magister en Telecomunicaciones. TUTOR: \_\_\_\_\_ MSc. Manuel Romero Paz DIRECTOR DEL PROGRAMA \_\_\_\_\_ MSc. Manuel Romero Paz TUTOR Guayaquil, a los XX días del mes de enero del año 2019 SISTEMA DE POSGRADO MAESTRÍA EN TELECOMUNICACIONES DECLARACIÓN DE RESPONSABILIDAD YO, VARGAS VERDEZOTO SILVIA PATRICIA DECLARO QUE El trabajo de Titulación "Diseño y evaluación de filtros de microondas compactos basados en estructuras fractales y metamateriales" previo a la obtención del Título de Magister en Telecomunicaciones, ha sido desarrollado respetando derechos intelectuales de terceros conforme las citas que constan en el documento, cuyas fuentes se incorporan en las referencias o bibliografías. Consecuentemente este trabajo es de mi total autoría. En virtud de esta declaración, me responsabilizo del contenido, veracidad y alcance del



**UNIVERSIDAD CATÓLICA  
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL**

**SISTEMA DE POSGRADO  
MAESTRÍA EN TELECOMUNICACIONES**

**TRIBUNAL DE SUSTENTACIÓN**

f. \_\_\_\_\_

**MSc. Manuel Romero Paz**  
TUTOR

f. \_\_\_\_\_

**MSc. Manuel Romero Paz**  
DIRECTOR DEL PROGRAMA

f. \_\_\_\_\_

**MSc. Orlando Philco Asqui**  
REVISOR

f. \_\_\_\_\_

**MSc. Luis Córdova Rivadeneira**  
REVISOR



## RESUMEN

En el presente trabajo se describe el diseño de filtros de microondas compactos para sistemas de radiocomunicaciones modernos. Se emplea la técnica de líneas acopladas para llevar a cabo el diseño. El diseño se basa en la geometría fractal y los metamateriales pues debido a sus características se pueden obtener una estructura compacta. Se realizaron las simulaciones en el *software* Simulador de Estructuras de Altas Frecuencias (HFSS, *High Frequency Structure Simulator*) para comprobar el correcto diseño de los filtros. Se realizó la comparación de las características obtenidas en cada diseño de filtros analizando con cuál de ellas se logra una mejor miniaturización y eliminación de señales espurias. Se utiliza el método Exploratorio, a través del cual se profundiza en el estado actual de la tecnología referente a la geometría fractal y los metamateriales y sus aplicaciones en los sistemas de comunicaciones, estableciendo con esta información el estado del arte de dicha temática. A partir del logro del estado del arte se aplica el método Descriptivo para analizar la información obtenida y emplearla en el diseño de filtros de microondas basados en fractales y metamateriales. La investigación aplica el paradigma Empírico-Analítico y un enfoque Cuantitativo que emplea operaciones matemáticas tanto para caracterizar las tecnologías estudiadas en este trabajo, así como para la realización de los diseños de cada estructura propuesta. La metodología de diseño aplicada es Experimental porque se manipulan los parámetros investigados, para obtener las mejores características del diseño en cuanto a miniaturización y eliminación de espurias.

**Palabras clave:** filtros, microcintas, fractales, metamateriales, miniaturización, SRR

## *ABSTRACT*

*In the present work the design of compact microwave filters for modern radiocommunication systems was described. The technique of coupled lines was used to carry out the design. The design is based on the fractal geometry and the metamaterials because due to its characteristics, a compact structure can be obtained. Simulations were made in the HFSS (High Frequency Structure Simulator) software to check the correct design of the filters. The comparison of the characteristics obtained in each filter design was made, analyzing which one have a better miniaturization and spurious signals elimination. The Exploratory method is used, through which the current state of technology regarding fractal geometry and metamaterials and their applications in communication systems is deepened, establishing with this information the state of the art of said subject. Based on the achievement of the state of the art, the Descriptive method is applied to analyze the information obtained and to use it in the design of microwave filters based on fractals and metamaterials. The investigation applies the Empirical-Analytical paradigm and a Quantitative approach that uses mathematical operations both to characterize the technologies studied in this work, as well as for the realization of the designs of each proposed structure. The applied design methodology is Experimental because the investigated parameters are manipulated, to obtain the best characteristics of the design in terms of miniaturization and elimination of spurious.*

**Keywords:** *filters, microstrips, fractals, metamaterials, miniaturization, SRR.*

## ÍNDICE GENERAL

ÍNDICE DE FIGURAS .....	XIV
CAPITULO 1 . Descripción del proyecto de intervención. ....	2
1.1 Justificación del problema a investigar.....	2
1.2 Antecedentes.....	3
1.3 Definición del problema.....	4
1.4 Objetivos.....	4
1.4.1 Objetivo General.....	5
1.4.2 Objetivos específicos.....	5
1.5 Hipótesis.....	5
1.6 Metodología de investigación.....	5
CAPITULO 2 . Fundamentación teórica.....	7
2.1 Generalidades de los filtros.....	7
2.2 Diseño de filtro por método de las pérdidas de inserción.....	8
2.3 Caracterización por pérdidas de inserción.....	8
2.3.1 Respuestas de filtros prácticos.....	9
2.4 Línea de transmisión de microcintas.....	13
2.4.1 Línea de transmisión de microcintas acopladas.....	17
2.5 Inversores de inmitancia .....	21
2.5.1 Filtros con inversores de inmitancia .....	22
2.6 Filtro de Líneas Acopladas.....	23
CAPITULO 3 . Generalidades de los fractales y metamateriales. ....	26
3.1 Generalidades de los fractales.....	26
3.1.1 Breve historia sobre el surgimiento de los fractales. ....	26
3.1.2 Definición y características de los fractales.....	27
3.1.3 Clasificación de los fractales. ....	29
3.2 La curva de Von Koch.....	29
3.3 Construcción de la Curva de Koch.....	30
3.4 Aplicaciones de las antenas fractales en las Telecomunicaciones. ....	32
3.5 Generalidades de los metamateriales.....	33
3.5.1 Breve historia del surgimiento de los metamateriales. ....	33
3.5.2 Definición y características de los metamateriales. ....	36

3.5.3	Medios efectivos.....	37
3.6	Propiedades de los metamateriales.....	42
3.7	Síntesis de medios metamateriales. ....	43
3.8	Resonador de anillos divididos (SRR, <i>Split Ring Resonator</i> ).....	43
3.9	Aplicaciones de los metamateriales.....	46
CAPITULO 4 . Diseño y evaluación de filtros de microondas basados en fractales y metamateriales.....		49
4.1	Diseño del filtro con metamateriales. ....	53
4.1.1	Diseño de los SRR. ....	53
4.2	Diseño del filtro con fractales de Koch de primer orden.....	59
4.3	Diseño del filtro con fractales de Koch de primer y segundo orden .....	63
4.4	Comparación entre el filtro de línea con fractales de Koch, estructuras metamateriales acopladas y con fractales de Koch de primer y segundo orden	64
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES .....		66
REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....		68
GLOSARIO DE TÉRMINOS.....		71

## ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 2.1. Respuesta en frecuencia de un filtro pasabajo de Butterworth. ....	11
Figura 2.2. Respuesta en frecuencia de un filtro pasabajo de Chebyshev. ....	13
Figura 2.3. Elementos del parche de microcintas. ....	14
Figura 2.4. Líneas de campo eléctrico y magnético. ....	15
Figura 2.5. Líneas de transmisión acoplada y su red equivalente de capacitancias. .....	18
Figura 2.6. Excitaciones del modo par e impar para una línea acoplada, y la red equivalente de capacitancias. a) Excitación de modo par. b) Excitación de modo impar. ....	19
Figura 2.7.(a) Inversores de inmitancia usados para convertir una capacitancia paralela en un circuito equivalente con una inductancia serie. (b) Inversores de inmitancia usados para convertir una inductancia serie en un circuito equivalente con una capacitancia paralela. ....	23
Figura 2.8. Equivalencia entre los pares de secciones de líneas. ....	24
Figura 2.9. Estructura general del filtro de líneas acopladas. ....	25
Figura 3.1. Representación gráfica del conjunto de Mandelbrot y detalle. ....	28
Figura 3.2. Generación de la curva de Koch. ....	30
Figura 3.3. Iteración 0 para la curva de Von Koch. ....	31
Figura 3.4. Iteración 1 para la curva de Von Koch. ....	31
Figura 3.5. Iteración 2 para la curva de Von Koch. ....	31
Figura 3.6. Curva de Von Koch. ....	31
Figura 3.7. Monopolo fractal basada en el triángulo de Sierpinski. ....	32
Figura 3.8. Representación de índice de refracción negativo. ....	34
Figura 3.9. Estructura propuesta por John Pendry. ....	35
Figura 3.10. Tipos de materiales según el signo de $\mu$ y $\epsilon$ , así como la naturaleza del índice de refracción del medio. ....	38
Figura 3.11. Tripletta de vectores $E$ , $H$ y $k$ para un medio diestro (a) y un medio zurdo (b). ....	40
Figura 3.12. Esquema de la refracción de una onda en un medio LHM. Este efecto conforma la inversión de la ley de Snell para este tipo de medios. ....	41

Figura 3.13. Refracción para un medio diestro (RHM) y un medio zurdo (LHM) (a). Comportamiento de una onda que atraviesa una lente RHM y una lente LHM (b). .....	42
Figura 3.14. Algunos de los primeros medios obtenidos mediante la combinación de postes metálicos y SRR. ....	43
Figura 3.15 (a) Esquema de las dimensiones más relevantes del SRR, (b) modelo eléctrico.....	44
Figura 4.1.Estructura del filtro implementado en HFSS. ....	52
Figura 4.2.Respuesta en frecuencias del filtro. ....	52
Figura 4.3.Esquema de línea coplanar. ....	54
Figura 4.4.Esquema del SRR y su equivalente en geometría cuadrada. ....	56
Figura 4.5.Filtro con estructuras metamateriales acopladas. ....	57
Figura 4.6.Respuesta en frecuencia del filtro con metamateriales acoplados. ....	58
Figura 4.7.Estructura del filtro implementado en HFSS con estructuras fractales de Koch de primer orden.....	59
Figura 4.8.Respuesta en frecuencia del filtro con estructuras fractales de Koch de primer orden.....	60
Figura 4.9.Estructura del filtro implementado en HFSS con estructuras fractales de Koch de primer orden optimizado. ....	61
Figura 4.10.Respuesta en frecuencia del filtro con estructuras fractales de Koch de primer orden optimizado. ....	62
Figura 4.11.Filtro con estructuras fractales de Koch de primer y segundo orden. ....	63
Figura 4.12.Respuesta en frecuencia del filtro con fractales de Koch de primer y segundo orden. ....	64

## ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 4.1.Valores de los elementos para filtros con 0.5 dB Equal Rippple donde $g_0 = 2$ .....	50
Tabla 4.2.Valores de impedancia en modo par e impar, de coeficientes de inmitancia y de $g_n$ .....	51
Tabla 4.3.Valores de W, L y S.....	51
Tabla 4.4.Comparación entre las magnitudes de la estructura del filtro original y la estructura con metamateriales .....	58
Tabla 4.5.Comparación entre las magnitudes de la estructura del filtro original y la estructura con fractales de Koch de primer orden.....	62
Tabla 4.6.Comparación entre las magnitudes de la estructura del filtro de línea con fractales de Koch, el filtro de línea con estructuras metamateriales acopladas y el filtro con fractales de Koch de primer y segundo orden. ....	65

## **CAPITULO 1 . Descripción del proyecto de intervención.**

En el presente capítulo se justificará y delimitará el problema a investigar, se establecerán los objetivos generales y específicos, la hipótesis y la metodología de investigación.

### **1.1 Justificación del problema a investigar.**

La tecnología de microondas forma parte importante del avance tecnológico en el desarrollo de sistemas de radiocomunicaciones que se presenta en la actualidad. La progresiva saturación del espectro electromagnético y el desarrollo de aplicaciones de radiofrecuencias cada vez más sofisticadas conlleva a la necesidad de filtros de prestaciones más avanzadas, por lo que la alta selectividad en frecuencias para circuitos de diversas índoles, ha sido clave para eliminar de manera eficiente el ruido y señales interferentes fuera de banda.

Un filtro es un dispositivo que modifica de un modo determinado una señal que pasa a través de él, algunos autores manifiestan que estos son dispositivos selectores de frecuencia, es decir, dejan pasar las señales presentes en ciertas bandas y bloquean las de otras. Existen diversas clasificaciones de los filtros entre las que se pueden encontrar las siguientes: eléctrico o mecánicos, acústicos u ópticos, lineales y no lineales, analógicos y digitales, activos o pasivos entre otras clasificaciones (Miyara, 2004).

Estos desempeñan un papel importante en muchos sistemas de radiofrecuencia, donde se necesita que estos dispositivos sean cada vez más pequeños, tengan mejores características y menor costo (Hong, 2011).

En los sistemas de radiocomunicaciones muchos de los filtros empleados utilizan tecnología de microcintas y en años recientes varios autores han empleado



estructuras fractales y metamateriales para mejorar las características de respuesta en frecuencia y lograr una mayor miniaturización.

## **1.2 Antecedentes.**

La geometría tradicional, Euclidiana, es la rama de la matemática que se encarga de las propiedades y de las mediciones de elementos tales como puntos, líneas, planos y volúmenes. Sin embargo, las formas encontradas en la naturaleza, como montañas, franjas costeras, sistemas hidrográficos, nubes, hojas, árboles, vegetales, copos de nieve, y un sinnúmero de otros objetos no son fácilmente descritos por la geometría tradicional (Montoya A. , 2006).

La geometría fractal provee una representación y un modelo matemático para las aparentemente complicadas formas de la naturaleza. Esta geometría está revolucionando diferentes áreas de la ciencia, desde la física, medicina, el procesamiento digital de señales hasta el diseño de antenas para las telecomunicaciones (Montoya A. , 2006).

Es así como durante la última década, investigadores han empezado a aplicar fractales para diseños de antenas. Estas podrían parecer simples juegos geométricos, pero la teoría detrás de ellas, basadas en las ecuaciones de Maxwell del electromagnetismo y la geometría fractal, es compleja y se encuentra aún en desarrollo (Montoya A. , 2006).

La geometría fractal ha tenido un rápido crecimiento, tocando áreas insospechadas, desde que Benoit Mandelbrot, creador del término fractal y padre de dicha geometría empezó a aglutinar los trabajos aislados de grandes matemáticos, convencido de su utilidad. Según Mandelbrot un fractal se puede definir como:

*“Que tiene una forma, bien sea sumamente irregular, sumamente interrumpida o fragmentada y sigue siendo así a cualquier escala que se produzca el examen “*  
(Montoya A. , 2006).

Los diseños y aplicaciones de las antenas fractales son muchos, dado que el avance de los sistemas de comunicaciones y el importante incremento de otras aplicaciones de los sistemas inalámbricos, las antenas de banda ancha y de bajo contorno, tienen gran demanda tanto para aplicaciones comerciales como militares. Estas aplicaciones pueden ser: celulares, trunking, beepers, pequeñas terminales satelitales, vehículos aéreos tipo UAV, encubridores, radares de apertura sintética, indicadores de blancos en movimiento, algunas aplicaciones también requieren antenas embebidas en la estructura exterior de vehículos (Montoya A. , 2006).

Los metamateriales no se encuentran de forma espontánea en la naturaleza y presentan propiedades electromagnéticas antinaturales. Son estructuras artificiales cuyo tamaño es menor que la longitud de onda de la frecuencia de trabajo, sus propiedades electromagnéticas se puede controlar y permiten, en el caso de que sea conveniente, obtener transmisión zurda. La característica, por tanto, más importante de estas líneas es el control de las propiedades electromagnéticas además de la escalabilidad dentro de su rango de operación (Aznar, 2009).

De forma general los metamateriales, al igual que los fractales, se han empleado en la miniaturización y mejora de las prestaciones de diferentes dispositivos de telecomunicaciones, como filtros, divisores de potencia, antenas, entre otros y por esta razón, son el objetivo del desarrollo del presente trabajo.

### **1.3 Definición del problema.**

Necesidad de lograr diseños de filtros de microondas más compactos que se caractericen por una buena miniaturización y eliminación de espurios, para ser empleados en los sistemas de comunicaciones modernos.

### **1.4 Objetivos.**

A continuación, se detallan el objetivo general y los objetivos específicos:

### **1.4.1 Objetivo General.**

Diseñar y evaluar filtros de líneas acopladas compactos utilizando estructuras fractales y metamateriales.

### **1.4.2 Objetivos específicos.**

- Analizar la teoría de los filtros haciendo énfasis en los filtros de microondas construidos sobre líneas de microcintas y dentro de ellos los filtros de línea acoplados.
- Caracterizar los fractales y metamateriales y su aplicación en la ingeniería principalmente en el área de las comunicaciones.
- Diseñar y simular filtros de microondas basados en fractales y metamateriales.
- Comparar las características de los filtros diseñados y evaluar cuál de ellos posibilita una mejor miniaturización y eliminación de espurios.

### **1.5 Hipótesis.**

Si se diseñan filtros basados en fractales y metamateriales se pueden obtener mejores características en cuanto a miniaturización y eliminación de espurios que con las estructuras de filtros tradicionales.

### **1.6 Metodología de investigación.**

En el presente trabajo se utiliza el método de investigación Exploratorio, a través del cual se profundiza en el estado actual de la tecnología referente a la geometría fractal y los metamateriales y sus aplicaciones en los sistemas de comunicaciones, estableciendo con esta información el estado del arte de dicha temática.

A partir del logro del estado del arte se aplica el método Descriptivo para analizar la información obtenida y emplearla en el diseño de filtros de microondas basados en fractales y metamateriales.

La investigación aplica el paradigma Empírico-Analítico y un enfoque Cuantitativo que emplea operaciones matemáticas tanto para caracterizar las tecnologías estudiadas en este trabajo, así como para la realización de los diseños de cada estructura propuesta.

La metodología de diseño aplicada es Experimental porque se manipulan los parámetros investigados, para obtener las mejores características del diseño en cuanto a miniaturización y eliminación de espurios.

## **CAPITULO 2 . Fundamentación teórica.**

En este capítulo se exponen los fundamentos teóricos de los filtros profundizando en sus características y métodos de diseño. Se analizan también las líneas de transmisión de microcintas acopladas y las características de los filtros que pueden obtenerse sobre esta tecnología.

### **2.1 Generalidades de los filtros.**

Un filtro es una red de dos puertos empleada para controlar la respuesta en frecuencia de un sistema, estos son esenciales en muchas áreas de la ingeniería de radiofrecuencia y microondas. Dichas redes se emplean para seleccionar o rechazar señales a diferentes frecuencias. El dispositivo ideal, es aquel que en la banda de paso tiene pérdidas de inserción nulas, respuesta en fase lineal y fuera de la banda de paso tiene una atenuación infinita. Dependiendo de la banda de paso, estos se pueden clasificar en paso bajo, paso alto, paso banda y banda eliminada.

El filtro ideal es irrealizable, por lo tanto, debe haber un compromiso entre las distintas características a conseguir. Según los requerimientos y conocida la aplicación a la que esté destinado, interesará mejorar unas prestaciones u otras: sus pérdidas de inserción, su respuesta en fase, su tamaño, su costo, entre otras. Además, cuando se emplean en el rango de las frecuencias de microondas, las características de atenuación (paso bajo, paso alto, entre otras) se consiguen hasta cierta frecuencia límite superior a partir de la cual las características se deterioran debido a los efectos parásitos de las discontinuidades entre medios de transmisión, generación de modos superiores, bandas espurias, entre otras.

En cuanto al diseño los principales métodos son: el método de los parámetros imagen y el método de las pérdidas de inserción. En este trabajo se ha elegido éste

último, ya que el método de los parámetros imagen, aunque proporciona una respuesta con las frecuencias de corte y características de atenuación deseadas, no permite especificar las características que se requieren, por tanto, aunque dicho procedimiento es relativamente sencillo, los dispositivos diseñados por este método necesitan ajustarse experimentalmente.

El método de las pérdidas de inserción utiliza técnicas de síntesis de circuitos para diseñar filtros con una respuesta en frecuencia especificada. Permite un alto grado de control sobre la amplitud de la banda de paso y la banda no deseada, así como sobre las características de fase. En todos los tipos de respuesta el método de las pérdidas de inserción permite que la realización del filtro sea mejorada en función de su orden. A mayor orden, mejor será éste en términos de selectividad, pero más tamaño y más pérdidas presentará en una posterior realización práctica (Monsalve, 2008).

## **2.2 Diseño de filtro por método de las pérdidas de inserción.**

El método de parámetros imágenes puede brindar una respuesta del filtro utilizable para algunas aplicaciones, pero no hay una manera analítica de intuir el diseño. El método de pérdidas de inserción permite, sin embargo, un alto grado de control de la amplitud y la característica de fase en la banda de paso y de rechazo del filtro para obtener la respuesta deseada.

El método de diseño está en correspondencia con los requerimientos de la aplicación. Si, por ejemplo, lo más importante es una mínima pérdida de inserción (PLR de *Power Loss Ratio* por sus siglas en inglés), podría emplearse una respuesta binomial; pero si se desea una banda de rechazo más abrupta se podría utilizar una de Chebyshev (Pozar, 2012).

## **2.3 Caracterización por pérdidas de inserción.**

En el método analizado, la respuesta del filtro está definida por sus pérdidas de inserción:

$$P_{LR} = \frac{\text{Potencia disponible del generador}}{\text{Potencia disipada en la carga}} = \frac{1}{1 - |\Gamma(\omega)|^2} \quad (2.1)$$

Como se puede observar estas pérdidas dependen del valor del coeficiente de reflexión  $|\Gamma| = \rho$  como una función de la frecuencia  $\omega = 2\pi f$ . Esta expresión es el recíproco de  $|S_{12}|^2$ , si ambas, carga y fuente, están acopladas. Por lo que se pueden calcular con la siguiente ecuación:

$$IL = 10 \log P_{LR} \quad (2.2)$$

Al ser  $|\Gamma(\omega)|^2$  una función lineal de  $\omega$  se expresa como un polinomio de  $\omega^2$ .

$$|\Gamma(\omega)|^2 = \frac{A(\omega^2)}{A(\omega^2) + B(\omega^2)} \quad (2.3)$$

Donde A y B son polinomios reales de  $\omega^2$ , sustituyendo esta fórmula en la expresión de  $P_{LR}$  se obtiene:

$$P_{LR} = 1 + \frac{A(\omega^2)}{B(\omega^2)} \quad (2.4)$$

Para que el filtro sea físicamente realizable sus pérdidas de inserción deben de cumplir con la condición anterior (Pozar, 2012).

### 2.3.1 Respuestas de filtros prácticos.

Para el diseño de filtros que se abordará en este trabajo es necesario caracterizar dos aproximaciones clásicas: Butterworth (respuesta máximamente plana) y Chebyshev (igual rizado) para luego de analizadas obtener la aproximación más conveniente para los requerimientos del diseño.

### 2.3.1.1 Respuesta máximamente plana o filtro de Butterworth.

A esta característica también se denomina respuesta binomial o de Butterworth, y es óptima en el sentido de que proporciona la respuesta de banda de paso más plana posible para un orden o complejidad de filtro dada. Para un filtro pasabajo las pérdidas de inserción están determinadas por:

$$P_{LR} = 1 + k^2 \left( \frac{\omega}{\omega_c} \right)^{2N} \quad (2.5)$$

Donde:

N: Orden del filtro

$\omega_c$ : frecuencia de corte

La banda de paso se extiende desde  $\omega = 0$  a  $\omega = \omega_c$ . El máximo valor de  $P_{LR}$  en la banda de paso es  $1+k^2$  y por esta razón se denomina a  $k^2$  "tolerancia en la banda de paso". Si se elige  $1+k^2$  como el punto a -3dB, como se suele especificar normalmente, se tiene que  $k = 1$ . Para  $\omega > \omega_c$  las pérdidas de inserción se incrementan indefinidamente a una tasa que depende del exponente  $2N$ , el cual está relacionado con el número de secciones empleadas en el filtro. Para  $\omega \gg \omega_c$ ,  $P_{LR} = \left( \frac{\omega}{\omega_c} \right)^{2N}$  lo que demuestra que las pérdidas de inserción se incrementan con una tasa de  $20N$  dB/década. (Pozar, 2012)

Una respuesta típica de este tipo de filtro es la que se aprecia en la figura 2.1.



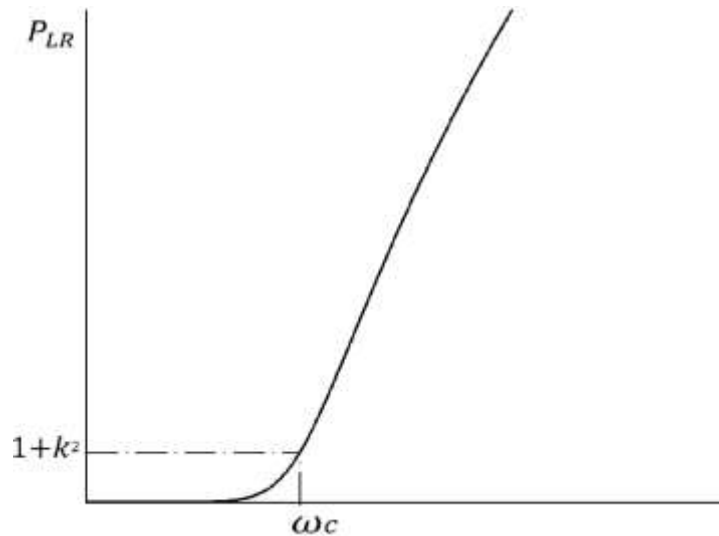


Figura 2.1. Respuesta en frecuencia de un filtro pasabajo de Butterworth

Fuente: autora

### 2.3.1.2 Respuesta de igual rizado o filtro de Chebyshev.

Conocido como respuesta de igual rizado (*Equal Ripple*), deben su nombre a Pafnuti Chebyshev, debido a que la función matemática de su respuesta en frecuencia utiliza los denominados polinomios de Chebyshev.

Con estos filtros se consigue una caída más pronunciada de la respuesta en frecuencias bajas debido a que presentan rizado en alguna de sus bandas (paso o rechazo). A diferencia del Filtro de Butterworth donde los polos se distribuyen sobre una circunferencia, los polos del filtro Chebyshev lo hacen sobre una elipse; sus ceros se encuentran en el eje imaginario. En dependencia del rizado se conocen dos tipos de filtros Chebyshev: Filtros de Chebyshev de tipo I y tipo II.

Filtros de Chebyshev de tipo I:

- Son filtros que únicamente tienen polos, presentan un rizado constante en la banda pasante y presentan una caída monótona en la banda de rechazo.

Filtros de Chebyshev de tipo II:

- Estos filtros a diferencia de los Chebyshev I presentan ceros y polos, su rizado es constante en la banda de rechazo y además presentan una caída monótonica en la banda de paso.

Las pérdidas de inserción para el filtro de Chebyshev pasabajo, se representan como:

$$P_{LR} = 1 + k^2 T_N^2 \left( \frac{\omega}{\omega_c} \right) \quad (2.6)$$

Donde  $T_N \left( \frac{\omega}{\omega_c} \right)$  es el polinomio de Chebyshev de grado n, cuya ecuación es:

$$T_n \left( \frac{\omega}{\omega_c} \right) = \cos \left( N * \cos^{-1} \frac{\omega}{\omega_c} \right) \quad \text{para } \left| \frac{\omega}{\omega_c} \right| < 1 \quad (2.7)$$

$$T_n \left( \frac{\omega}{\omega_c} \right) = \cosh \left( N * \cosh^{-1} \frac{\omega}{\omega_c} \right) \quad \text{para } \frac{\omega}{\omega_c} > 1 \quad (2.8)$$

$T_N \left( \frac{\omega}{\omega_c} \right)$  oscila entre  $\pm 1$  para  $|\omega/\omega_c| < 1$  y se incrementa monótonamente para  $\omega/\omega_c > 1$ . Las pérdidas de inserción oscilarán entre 1 y  $1+k^2$  en la banda de paso, siendo igual a  $1+k^2$  en la frecuencia de corte incrementando monótonamente para  $\omega > \omega_c$ . Por lo que,  $k^2$  determina el nivel de rizado en la banda de paso.

Una respuesta típica de este tipo de filtro es la que se aprecia en la figura 2.2.

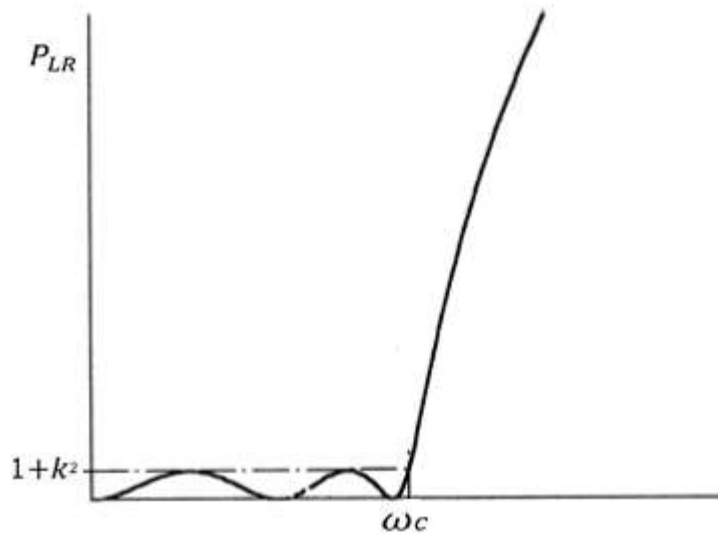


Figura 2.2. Respuesta en frecuencia de un filtro pasabajo de Chebyshev.

Fuente: autora

Para una relación  $\frac{\omega}{\omega_c}$  grande,  $T_N$  se puede expresar como:

$$T_N(x) \cong \frac{1}{2} (2x)^{2N} \quad (2.9)$$

Para este caso las pérdidas de inserción se pueden aproximar por la siguiente expresión:

$$P_{LR} \cong \frac{k^2}{4} \left( \frac{2\omega}{\omega_c} \right)^{2N} \quad (2.10)$$

Como en el caso de Butterworth estas se incrementan a una tasa de 20N dB/década. Una característica muy llamativa de la respuesta Chebyshev en comparación con la curva de Butterworth es que, para el mismo orden, proporciona una mayor selectividad a costa del igual rizado dentro de la banda de paso.

## 2.4 Línea de transmisión de microcintas.

Una antena de microcintas, en su concepción más simple, está formada por un substrato dieléctrico que presenta en una de sus caras un parche metálico radiante mientras que en la otra se encuentra el plano de tierra. Los parches de microcintas

pueden tener cualquier forma, sin embargo, las que se emplean con más frecuencia son la rectangular, cuadrada, circular, sector circular y en forma de anillo, las cuales resultan más fáciles de analizar y fabricar (Gómez, Rodríguez, Marante, & Rizo, 2013).

Esta línea consta de una tira conductora, de ancho  $W$  y espesor  $t$ , situada sobre un sustrato de material dieléctrico de espesor  $h$  y constante dieléctrica relativa  $\epsilon_r$ , que descansa en su cara inferior sobre un plano de tierra como se muestra en la figura 2.3.

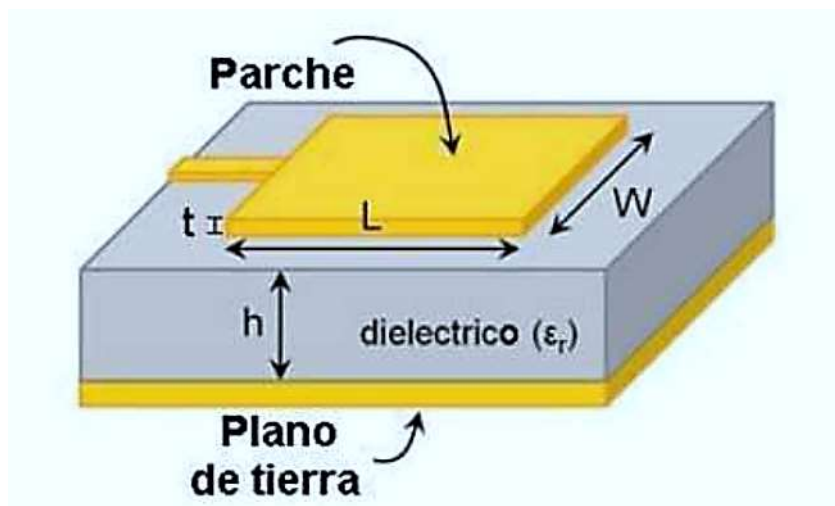


Figura 2.3. Elementos del parche de microcintas.

Fuente: (Hernandez, 2015)

Es una de las líneas de transmisión planas más populares puesto que se puede fabricar mediante técnicas fotolitográficas, aunque tiene el inconveniente de que parte de las líneas del campo se encuentran fuera de la estructura como se muestra en la figura 2.4 (Pozar, 2012).

Sin embargo, el carácter abierto de esta estructura facilita su integración con otros elementos pasivos y activos de microondas (por ejemplo, condensadores, diodos, transistores). Por esta razón, esta suele ser la más utilizada para la realización práctica de circuitos, especialmente activos, de microondas.

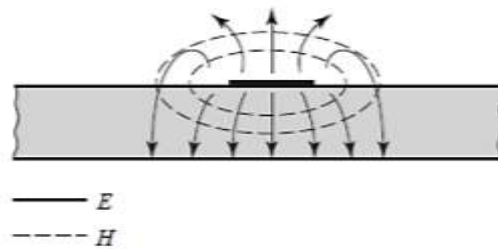


Figura 2.4. Líneas de campo eléctrico y magnético.

Fuente: (Pozar, 2012)

Como las líneas de campo eléctrico no están todas contenidas en el sustrato dieléctrico, el modo fundamental en una línea de microcinta no es el TEM (Transverso Electro Magnético) puro, lo que complica bastante el análisis de este tipo de líneas. Esto se debe a que una solución TEM pura tiene sólo componentes transversales y su velocidad de propagación depende sólo de las propiedades del material, denominadas permitividad  $\epsilon$  y permeabilidad  $\mu$ . Sin embargo, con la presencia de los dos medios (el sustrato dieléctrico y el aire), las ondas en la línea no tendrán componentes longitudinales de campos eléctrico y magnético que se desvanecen y sus velocidades de propagación dependerán no sólo de las propiedades del material, sino también de las dimensiones físicas de la línea de microcinta.

No obstante, si  $h \ll \lambda$  el modo fundamental de una línea de microcinta es una solución cuasi-TEM. También si se utiliza un sustrato dieléctrico de permitividad alta, el campo se confina casi totalmente entre el plano de tierra y la tira conductora, por lo que se puede asumir que el modo que se propaga es un modo cuasi-TEM. Por tanto, una aproximación razonable para la velocidad de fase, la constante de propagación y la impedancia característica se puede obtener de soluciones estáticas o cuasi-estáticas. Entonces, la velocidad de fase y la constante de propagación se pueden expresar mediante:

$$v_p = \frac{C}{\sqrt{\epsilon_e}} \quad (2.11)$$

$$\beta = \frac{k_0}{\sqrt{\epsilon_e}} \quad (2.12)$$

Donde  $\epsilon_e$  es la constante dieléctrica efectiva de la línea de microcinta.

Puesto que algunas de las líneas de campo están en la región dieléctrica y algunas están en el aire, la constante dieléctrica efectiva satisface la relación  $1 < \epsilon_e < \epsilon_r$  y depende del espesor del sustrato ( $h$ ), del ancho del conductor ( $W$ ), de la constante dieléctrica del sustrato y de la frecuencia.

A continuación, se presentarán las fórmulas aproximadas de diseño para la constante dieléctrica efectiva e impedancia característica de la línea de microcinta; estos resultados son aproximaciones de ajuste de curva a soluciones cuasi-estáticas rigurosas (Pozar, 2012).

- Cálculo de la constante dieléctrica efectiva

La constante dieléctrica efectiva puede interpretarse como la constante dieléctrica de un medio homogéneo que reemplaza de manera equivalente las regiones del aire y el dieléctrico de la línea de microcinta (Pozar, 2012).

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{h}{W}}} \quad (2.13)$$

- Cálculo de la impedancia característica para una microcinta de una dimensión determinada.

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \left( \frac{8h}{W} + \frac{W}{4h} \right) & \text{para } \frac{W}{h} \leq 1 \\ \sqrt{\epsilon_r} \left[ \frac{W}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left( \frac{W}{h} + 1.444 \right) \right] & \text{para } \frac{W}{h} \geq 1 \end{cases} \quad (2.14)$$

Estas expresiones resultan de gran validez práctica, pues proporcionan resultados con un error relativo inferior al 1%, lo que está por debajo del nivel de precisión que se obtiene durante el proceso de fabricación de estas líneas o del valor que se predice para la permitividad del material dieléctrico empleado como sustrato.

En términos de diseño, si se conoce el valor de la impedancia característica  $Z_0$  que se desea obtener, así como los valores de  $\epsilon_r$  y  $h$ , se puede deducir el valor del cociente  $\frac{W}{h}$  si se utiliza la siguiente expresión:

$$\frac{W}{h} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} & \text{para } \frac{W}{h} < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right] & \text{para } \frac{W}{h} > 2 \end{cases} \quad (2.15)$$

Donde:

$$A = \frac{Z_c}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left( 0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right) \quad (2.16)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.17)$$

#### 2.4.1 Línea de transmisión de microcintas acopladas

Cuando dos líneas de transmisión sin apantallamiento están cercanas, la potencia se puede acoplar de una línea a la otra debido a la interacción entre los campos electromagnéticos. Dichas líneas se denominan líneas de transmisión acopladas y normalmente consisten en tres (o más) conductores cercanos, donde uno de ellos

suele rodear a los restantes. La figura 2.5 muestra varios ejemplos de líneas de transmisión acopladas.

Habitualmente se asume que las líneas de transmisión acopladas operan en modo TEM lo que es rigurosamente válido para las estructuras de línea coaxial y *stripline*, pero solo es aproximadamente válido para la línea de microcinta.

Las líneas de transmisión acopladas pueden admitir dos modos de propagación distintos, y esta característica se puede usar para implementar una variedad de acopladores direccionales prácticos, híbridos y filtros.

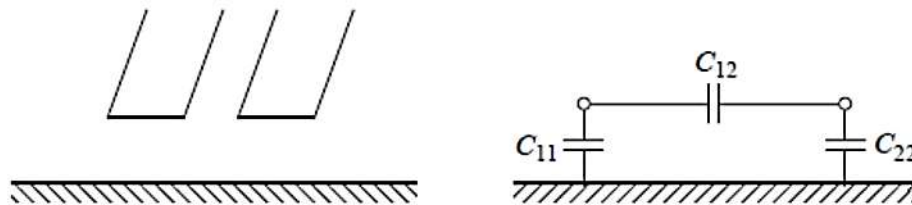


Figura 2.5. Líneas de transmisión acoplada y su red equivalente de capacitancias.

Fuente: (Pozar, 2012)

La caracterización de los modos TEM de las líneas acopladas se puede realizar a partir de las capacidades efectivas entre las líneas y la velocidad de propagación. Como se muestra en la figura 2.6,  $C_{12}$  representa la capacidad entre las dos tiras conductoras, mientras que  $C_{11}$  y  $C_{22}$  representan la capacidad entre una tira conductora y el plano de tierra. Si las tiras conductoras son idénticas en tamaño y localización relativa respecto al plano de tierra, entonces  $C_{11} = C_{22}$ .



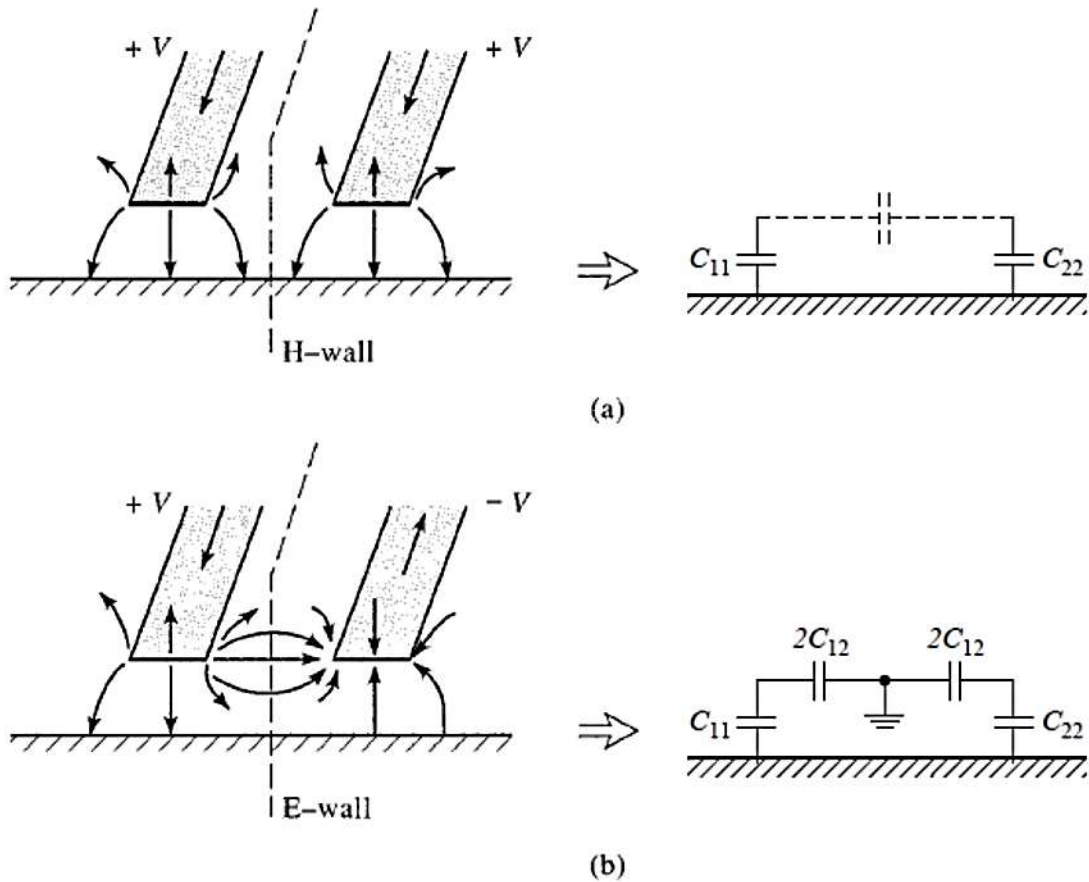


Figura 2.6. Excitaciones del modo par e impar para una línea acoplada, y la red equivalente de capacitancias. a) Excitación de modo par. b) Excitación de modo impar.

Fuente: (Pozar, 2012)

Si se asume que las dos tiras conductoras son idénticas en tamaño y localización, la impedancia característica para el modo par es:

$$Z_{0e} = \sqrt{\frac{L}{C_e}} = \frac{\sqrt{LC_e}}{C_e} = \frac{1}{v_p C_e} \quad (2.18)$$

Donde  $v_p$  es la velocidad de fase de propagación en la línea.

Para el modo impar, las líneas de campo eléctrico tienen simetría impar respecto al centro de línea y un voltaje nulo entre las dos tiras conductoras. Se puede imaginar como un plano de tierra colocado en medio de  $C_{12}$ , lo que conlleva al circuito

equivalente que se muestra en la figura 2.6b. En este caso, la capacidad efectiva entre cualquiera de las tiras conductoras y tierra es:

$$C_0 = C_{11} + 2C_{12} = C_{22} + C_{12} \quad (2.19)$$

Por lo que la impedancia característica para el modo impar es:

$$Z_{0o} = \frac{1}{v_p C_0} \quad (2.20)$$

Resumiendo,  $Z_{0e}$  y  $Z_{0o}$  son las impedancias características de una de las tiras conductoras relativa a tierra, cuando la línea acoplada está operando en el modo par (impar). Una excitación arbitraria de una línea acoplada se puede tratar siempre como una superposición de amplitudes apropiadas de modos par e impar.

Si la línea acoplada es TEM pura, como un coaxial o línea de cinta, se pueden emplear técnicas analíticas para evaluar la capacidad por unidad de longitud de la línea y se pueden determinar las impedancias características del modo par e impar. Para líneas cuasi-TEM, como microcintas, estos resultados se pueden obtener numéricamente o por técnicas cuasi-estáticas aproximadas.

Para microcintas, los resultados no se escalan con la constante dieléctrica, como en el caso de cintas, así que el diseño gráfico se debe realizar para valores específicos de constante dieléctrica. Otra dificultad con líneas acopladas microcintas es que la velocidad de fase es generalmente diferente para los dos modos, ya que operan con distintas configuraciones de campo en la vecindad de la interfaz aire-dieléctrico. Esto provoca que experimenten diferentes permitividades efectivas. Este efecto puede degradar la respuesta de algunos dispositivos, como por ejemplo la directividad de los acopladores.

Por tanto, los parámetros que describen las propiedades del modo cuasi-TEM de la línea microcinta acoplada son las constantes dieléctricas efectivas del modo par e impar,  $\epsilon_{re}^e$  y  $\epsilon_{re}^o$  que determinan las dos constantes de propagación y las impedancias características del modo par e impar,  $Z_{ce}$  y  $Z_{co}$ .

En el caso de líneas acopladas paralelas cercanas con potenciales opuestos, la capacidad entre ellas es grande, así la impedancia característica del modo impar es más pequeña que la del modo par para el rango normal de parámetros involucrados. Para líneas anchas con gran espacio entre ellas, el acoplamiento es muy pequeño y las impedancias de los dos modos serán casi las mismas. Para líneas cercanas, la concentración de corriente cerca de los dos lados internos para el modo impar, junto con la impedancia característica más pequeña, hace que se incremente la atenuación de este modo en relación a la del modo par. Para el modo impar la atenuación causada por la pérdida debida al dieléctrico será menor que para el modo par puesto que la energía del campo eléctrico está más distribuida uniformemente entre la región del aire y la región del sustrato para este modo.

La técnica de líneas acopladas es de gran utilidad en el diseño de filtros de microondas, en el que se emplean la capacidad distribuida creada entre las líneas para sintetizar filtros. En estos el efecto inductivo se puede obtener con el empleo de inversores de impedancia (K) o admitancia (J) (Monsalve, 2008).

## 2.5 Inversores de inmitancia

Un inversor de inmitancia es un inversor ya sea de impedancia o de admitancia. Es una red de dos puertos que tiene una propiedad única a todas las frecuencias, por ejemplo, si la red está terminada con una impedancia  $Z_L$  en uno de los puertos, la impedancia  $Z$  vista desde el otro puerto es:

$$Z = \frac{K^2}{Z_L} = \frac{1}{Y} \quad (2.21)$$

Donde K es real y está definida como la impedancia característica del inversor. De esta forma si  $Z_L$  es inductiva o capacitiva, Z se convertirá en capacitiva o inductiva respectivamente, por tanto, el inversor tiene un desplazamiento en fase de  $\pm 90$  grados o un múltiplo impar del mismo. Idealmente es una red de dos puertos que tiene la propiedad a todas las frecuencias de que, si una admitancia  $Y_L$  está conectada en uno de los puertos, la admitancia Y vista desde el otro puerto es:

$$Y = \frac{J^2}{Y_L} = \frac{1}{Z} \quad (2.22)$$

Donde J es real y corresponde a la admitancia característica del inversor. De la misma forma, el inversor de admitancia tiene un desplazamiento de fase de  $\pm 90$  grados o un múltiplo impar del mismo.

### **2.5.1 Filtros con inversores de inmitancia**

Se puede demostrar de manera sencilla que una inductancia serie con un inversor en cada uno de los lados equivale a una capacidad paralela desde sus terminales externos como se indica en la figura 2.7a. Asimismo, una capacidad paralela con un inversor a cada lado equivale a una inductancia serie desde sus terminales externos como se demuestra en la figura 2.7b.

Los inversores tienen también la capacidad de cambiar los valores de impedancia o admitancia dependiendo de la elección de los parámetros J o K. Haciendo uso de estas propiedades se puede convertir un filtro en una forma equivalente más conveniente para su implementación con estructuras de microondas (Monsalve, 2008).

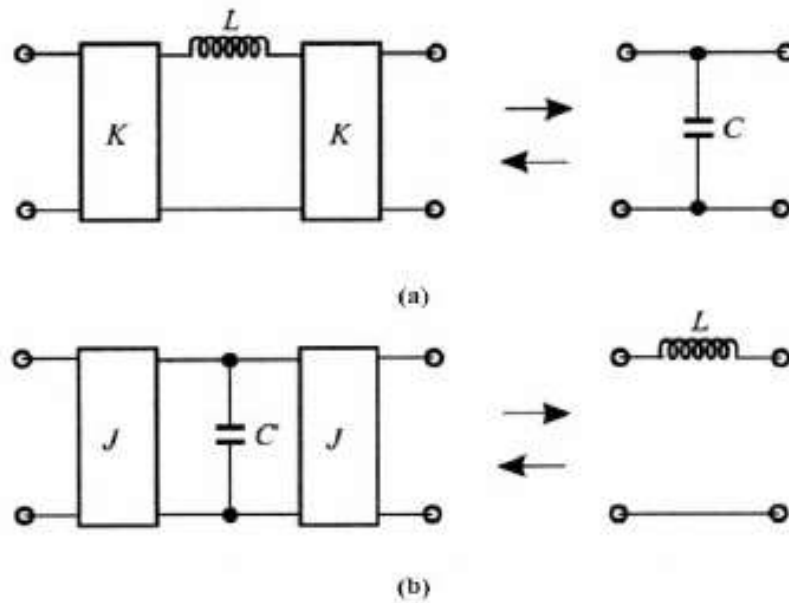


Figura 2.7. (a) Inversores de inmitancia usados para convertir una capacitancia paralela en un circuito equivalente con una inductancia serie. (b) Inversores de inmitancia usados para convertir una inductancia serie en un circuito equivalente con una capacitancia paralela.

Fuente: (Monsalve, 2008)

## 2.6 Filtro de Líneas Acopladas

En un sistema de líneas de microcinta, un par de líneas paralelas acopladas con dos de los puertos en circuito abierto puede ser caracterizado por sus impedancias de modos par e impar y la longitud del acoplamiento, las líneas acopladas son equivalentes a un inversor ideal  $J$  unido a líneas de longitud eléctrica  $\Phi$ ; el valor de  $J$  es determinado por los valores de las impedancias de modo par e impar y se considera independiente de la longitud eléctrica cuando está cercana a  $\pi/2$  (Bermudez, 2009).

En la figura 2.8 se muestra un filtro de líneas paralelas acopladas, el cual está formado por dos resonadores terminados en circuito abierto que están acoplados paralelamente entre ellos y con las líneas de entrada y de salida. Se observa que para 2 líneas resonantes hay tres acopladores de un cuarto de longitud de onda que tendrán propiedades de inversores, este filtro será por consiguiente un filtro de dos secciones. En la misma figura se aprecia que cada acoplador se representa

por su correspondiente inversor y por líneas de un cuarto de longitud de onda; las líneas adyacentes de un cuarto de longitud de onda forman un resonador de media longitud de onda. Las longitudes de las líneas que se conectan a los puertos de entrada y salida no tienen mayor efecto sobre el funcionamiento del filtro y por lo tanto no son relevantes (Bermudez, 2009).

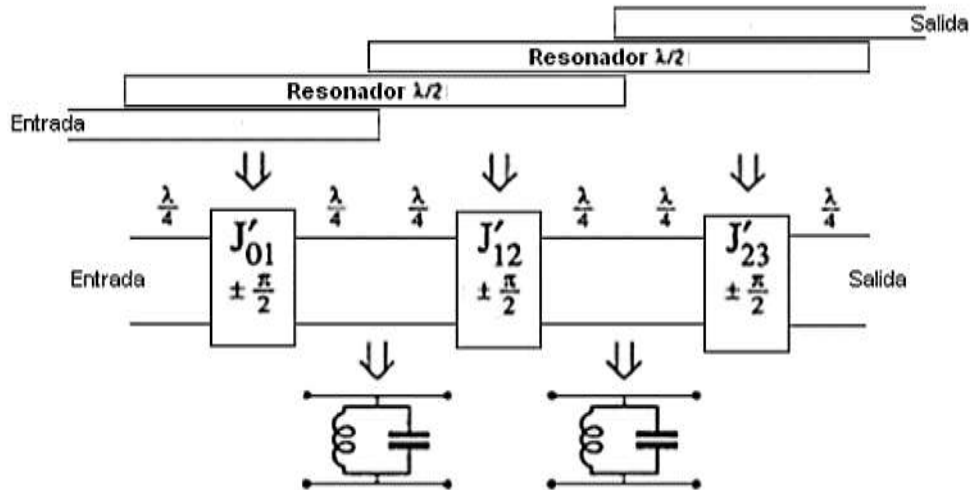


Figura 2.8. Equivalencia entre los pares de secciones de líneas.

Fuente: (Bermudez, 2009)

En la figura 4 se puede apreciar un filtro de este tipo con orden N, en este filtro se debe entender por sección acoplada cada una de las regiones en donde las líneas acopladas tienen el mismo ancho ( $W$ ), una separación ( $s$ ) entre ellas y el mismo largo ( $L$ ), cada sección acoplada se corresponde uno a uno a un inversor, se puede identificar que la sección acoplada número 1 es la correspondiente a la constante inversora  $Z_0 J_{0,1}$  y se relaciona a las líneas acopladas que tienen un ancho  $W_1$ , un espaciamiento entre ellas  $s_1$  y un largo  $L_1$ , la sección acoplada número 2 será la correspondiente a la constante inversora  $Z_0 J_{1,2}$  y se relaciona a las líneas acopladas que tienen un ancho  $W_2$ , un espaciamiento entre ellas  $s_2$  y un largo  $L_2$ , y análogamente para las demás regiones; se debe entender que un filtro de orden N tendrá N+1 regiones acopladas.

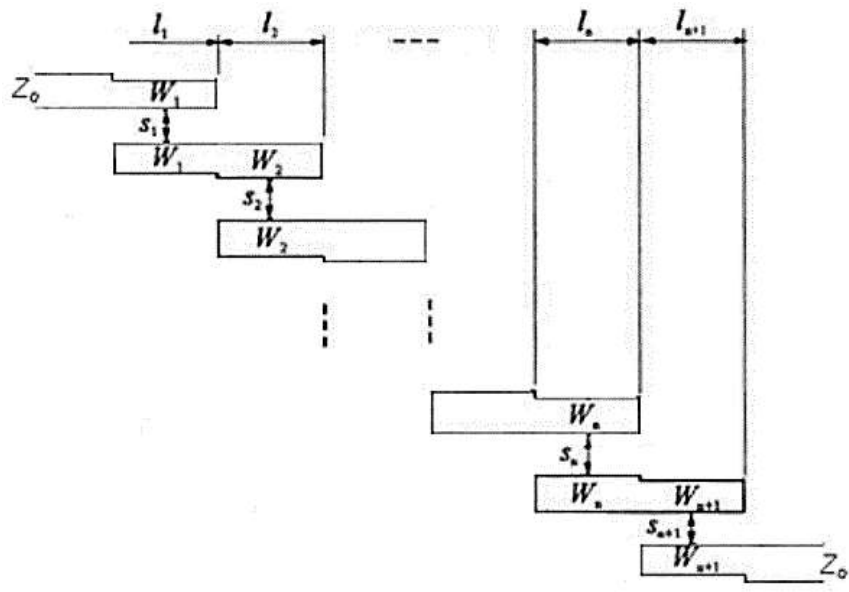


Figura 2.9. Estructura general del filtro de líneas acopladas.

Fuente: (Bermudez, 2009)

## **CAPITULO 3 . Generalidades de los fractales y metamateriales.**

En este capítulo se realiza un análisis teórico de las estructuras fractales y metamateriales ya que estos conceptos son claves en el diseño que se presenta en este trabajo. Se hará énfasis en el fractal de Koch explicando sus características, justificando así su elección como parte del diseño.

### **3.1 Generalidades de los fractales.**

La palabra fractal se basa en el adjetivo latino *fractus* que significa “interrumpido o irregular”.

Un fractal es una forma geométrica la cual en su desarrollo espacial se va reproduciendo a si misma cada vez a una escala menor. Una característica esencial de los fractales consiste en que son estructuras autoescalables. Esto significa que su forma permanece igual bajo los cambios de escala, se dice que no posee característica de tamaño. Cuando se observa algunas de las partes que componen la estructura, se encuentra una menor forma del objeto global, por ejemplo, si se observa con una lupa, una parte cualquiera del mismo, ésta reproduce a escala menor la figura total del fractal (González, 2007).

Un fractal ideal es aquel que no posee características de dimensiones, tiene un número infinito de escalas y tamaños que son contenidos dentro del mismo objeto.

#### **3.1.1 Breve historia sobre el surgimiento de los fractales.**

Los primeros trabajos relacionados con fractales provienen de la teoría de conjuntos y de la topología. Entre dichos trabajos se destacan los de Cantor y los de Sierpinski, así como los trabajos de Peano, Hilbert y Koch. Estos, más los trabajos de Julia, sobre



la iteración de funciones racionales, componen, las bases de lo que hoy se conoce como teoría de fractales. (Ramírez, 2009).

A pesar de estos desarrollos, el término “fractal” fue introducido apenas en la década de los sesentas (1960) por el francés Benoit Mandelbrot, quien gracias al uso de la computadora pudo ir más allá que sus predecesores, buscando aplicaciones para los fractales en la simulación de sistemas físicos complejos, además de estructurar la teoría matemática subyacente y definir el conjunto de propiedades de las formas fractales (Ramírez, 2009).

Aunque desde sus inicios los fractales han cautivado a un gran número de matemáticos que han sacado provecho de esta teoría en la descripción de figuras geométricas no convencionales y en métodos para hallar raíces de ecuaciones, es sólo hasta después de los trabajos de Mandelbrot que son tomados en “serio” por los científicos. Por medio de los fractales, diversos investigadores, han modelado exitosamente sistemas físicos complicados como la dinámica de fluidos y las turbulencias (Ramírez, 2009).

A partir de la década de los ochenta (1980) se empezaron a buscar otras aplicaciones para los fractales, en temas tan variados como el modelamiento de órganos y partes del cuerpo humano en medicina, de terrenos para la ingeniería civil, de paisajes y compresión de imágenes en computación gráfica e incluso en el campo musical, donde se ha experimentado con secuencias melódicas generadas por fractales (Ramírez, 2009).

Por su parte, las telecomunicaciones se han beneficiado al igual con el estudio y aplicación de los mismos.

### **3.1.2 Definición y características de los fractales.**

Los fractales son objetos matemáticos cuya principal peculiaridad es el ser auto-similares, es decir, que a cualquier escala se puede observar la misma estructura. Estos tienen, por lo tanto, una cantidad infinita de detalle (Montesdeoca, 2005).

A medida que se aumenta la resolución se obtienen más detalles, de la misma forma que sucede en el problema del cálculo de longitudes de líneas de costa. En la figura 3.1 se muestra la representación gráfica del conjunto de Mandelbrot, descubierto por Mandelbrot en 1980. Éste genera una imagen curiosa, cuya popularización es responsable del desarrollo de la ciencia fractal. En ella se puede observar la propiedad de auto-similitud. Al observar un detalle se puede reconocer una estructura similar a la global (Montesdeoca, 2005).

En principio esta auto-similitud es infinita, pero sólo en el caso de los fractales matemáticos. Los fractales naturales sólo presentan un número finito de “niveles” auto-similares. Además, aunque parecidos no poseen una semejanza totalmente exacta. A esta propiedad de invarianza estadística del escalado se le denomina *auto-similitud estadística* (Montesdeoca, 2005).

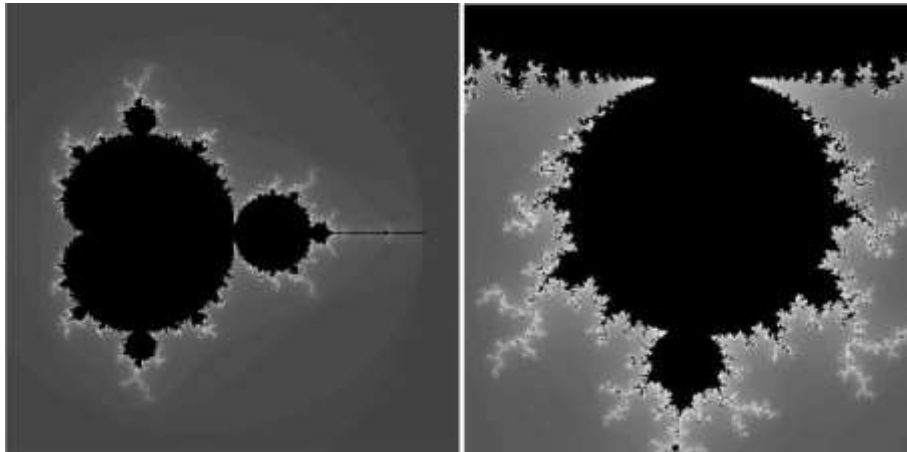


Figura 3.1. Representación gráfica del conjunto de Mandelbrot y detalle.

Fuente: (Montesdeoca, 2005)

De forma general, se pueden caracterizar los fractales mediante las siguientes propiedades:

- Tienen una estructura compleja a cualquier resolución.
- Tienen una dimensión no entera.
- Tienen un perímetro de longitud infinita pero un área limitada.

- Son auto-similares e independientes de la escala. (Montesdeoca, 2005)

### **3.1.3 Clasificación de los fractales.**

De manera general los fractales se dividen en dos grupos:

- **Determinísticos:** obtenidos a partir de un procedimiento gráfico que puede ser descrito mediante una combinación de transformaciones lineales sobre un patrón generador.
- **Caóticos:** provenientes de conjuntos formados por la iteración de sistemas dinámicos (Ramírez, 2009).

### **3.2 La curva de Von Koch.**

La curva de Koch es uno de las primeras curvas fractales en ser descrita. Apareció en un artículo del matemático sueco Helge von Koch en 1906. Más conocida que ésta es el copo de nieve de Koch, similar a la curva excepto que comienza a partir de un triángulo en lugar de un segmento (Montesdeoca, 2005).

La figura 3.2 muestra la generación de la misma.

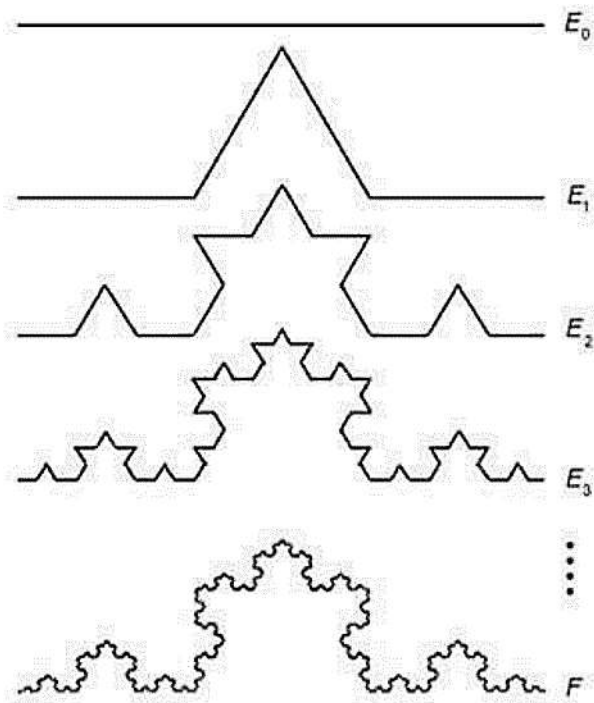


Figura 3.2. Generación de la curva de Koch.

Fuente: (Montesdeoca, 2005)

### 3.3 Construcción de la Curva de Koch.

La construcción de la Curva de Koch se lleva a cabo mediante adiciones progresivas a un simple segmento de línea. Las adiciones se realizan dividiendo ésta en nuevos segmentos de un tercio de longitud y luego sustituyendo el segmento central por dos segmentos que, junto con el suprimido, formarán un triángulo equilátero. La curva de Koch es el resultado de repetir este procedimiento sobre los segmentos resultantes infinitas veces (Montesdeoca, 2005).

La curva de Koch tiene longitud infinita, ya que, en cada iteración del proceso de generación, la longitud de cada segmento aumenta un tercio de su longitud original. Esto es evidente, ya que el segmento central es remplazado por dos nuevos segmentos de la misma longitud, resultando cuatro nuevos segmentos de longitud un tercio del segmento original (Montesdeoca, 2005).

Para la creación de la curva de Von Koch se tiene primeramente una recta como se muestra en la figura 3.3, la fase inicial toma el nombre de iteración 0 (Rodas, 2010).



Figura 3.3. Iteración 0 para la curva de Von Koch.

Fuente: (Rodas, 2010)

Esta recta es seccionada en tres partes iguales donde en el segmento de la mitad se construye un triángulo equilátero quedando como muestra la figura 3.4.



Figura 3.4. Iteración 1 para la curva de Von Koch.

Fuente: (Rodas, 2010)

Obsérvese que se ha conseguido que la figura se divida en cuatro segmentos que poseen una longitud de  $1/3$  de la recta original, consiguiendo de esta forma una longitud total de  $4/3$ . Ahora se repite el mismo procedimiento en cada uno de los cuatro segmentos de la iteración 1 y da como resultado la figura 3.5.

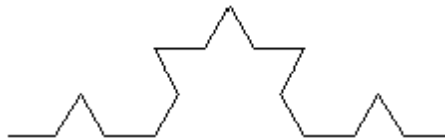


Figura 3.5. Iteración 2 para la curva de Von Koch.

Fuente: (Rodas, 2010)

Este procedimiento se repite  $n$  veces, resultando de este modo el objeto fractal llamado curva de Von Koch como muestra la figura 3.6.

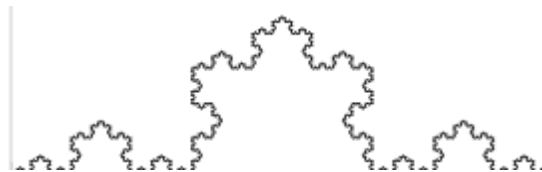


Figura 3.6. Curva de Von Koch.

Fuente: (Rodas, 2010)

### 3.4 Aplicaciones de las antenas fractales en las Telecomunicaciones.

A lo largo del presente documento se han abordado las propiedades que poseen los objetos fractales. Dicha geometría puede ser utilizada para el desarrollo de antenas. Las antenas fractales (véase figura 3.7) han venido siendo una alternativa para el diseño de antenas, ya que las antenas tradicionales no pueden cumplir a cabalidad los requisitos de minituarización y desempeño multifrecuencial que demandan las diversas aplicaciones en telecomunicaciones. Esta facultad de miniaturización se atribuye a la propiedad de *autosimilitud* que poseen los objetos fractales, pues al estar compuesta la antena por copias de ella a diversas escalas puede conseguir “alojar la misma longitud en un espacio seis veces menor”. Por consiguiente, por este principio es posible la construcción de antenas *multibanda o multifrecuencia* (Rodas, 2010).

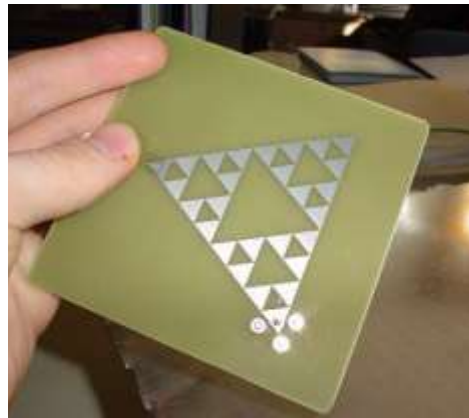


Figura 3.7. Monopolo fractal basada en el triángulo de Sierpinski.

Fuente: (Rodas, 2010)

Por lo tanto, las antenas fractales al reunir las propiedades de dimensión fractal, autosimilitud, rugosidad, manipulación de multifrecuencias y reducción del área ocupada por la antena, permite que las antenas fractales sean utilizadas en aplicaciones como los sistemas móviles celulares en las antenas de estaciones base y en teléfonos receptores, también en las generaciones 3G y 4G, permitiendo la integración eficiente de servicios, ya que algunos de estos servicios necesitan bandas de frecuencia distintas para operar, dando una solución económica, fácil y rápida.

Las antenas fractales al poseer un comportamiento multibanda “evita la necesidad de duplicar, en cada celda o territorio, la red de antenas móviles urbanas reduciendo el gasto y el impacto visual de las estaciones” (Montoya, 2009).

Dada la capacidad de miniaturización que poseen las antenas fractales, son las candidatas potenciales para implementarse en aplicaciones donde se requiera una antena embebida en un dispositivo, casos como pueden ser los beepers, terminales satelitales y receptores GPS en el teléfono (Rodas, 2010).

La aplicación de la geometría fractal a la construcción convencional de antenas, optimiza la forma de la antena con el fin de incrementar la longitud eléctrica de esta, por lo tanto, reduce la totalidad de su tamaño. Debido a que la geometría fractal, tiene dos características principales en común, el llenado del espacio y las propiedades de autosimilitud, que para los elementos fractales de la antena presenta varias ventajas: amplio ancho de banda, multifrecuencia y reducción del tamaño de la antena entre otros (Mohammed, Ramasamy, & Shanmugantham, 2010).

### **3.5 Generalidades de los metamateriales.**

Un metamaterial es un medio artificial estructurado y periódico cuyas propiedades electromagnéticas no dependen de los átomos que forman sus materiales, sino de cómo responden al campo electromagnético los “meta-átomos” que lo forman. En sentido amplio, los metamateriales poseen propiedades que no se encuentran en materiales naturales y pueden diseñarse en cualquier rango espectral (incluso para acústica). Se puede conseguir (en teoría) cualquier valor de  $\epsilon$  y  $\mu$  a cualquier frecuencia, desde las microondas hasta el visible.

#### **3.5.1 Breve historia del surgimiento de los metamateriales.**

El primer intento para explorar el concepto de metamateriales aparece a finales del siglo XIX (1898), cuando Jagadis Chunder Bose realiza el primer experimento de microondas sobre dos estructuras trenzadas (Pachón, 2010).

En 1948, Kock elabora unas lentes ligeras de microondas con esferas, discos conductores y cintas periódicamente colocadas para adaptar los índices de refracción de los medios artificiales (“artificial media”). Fue en la década de los 60, cuando un físico de origen soviético Viktor Veselago, quien imaginó por primera vez la posibilidad de que una sustancia tuviera las propiedades electromagnéticas de permeabilidad y permitividad con valores negativos, definiendo como sería su comportamiento. A estos materiales los denominó materiales zurdos debido a que la luz y otros fenómenos electromagnéticos al atravesarlos quedarían desviados hacia la izquierda (índice de refracción negativo) y no hacia la derecha como los materiales conocidos como se muestra en la siguiente figura 3.8.

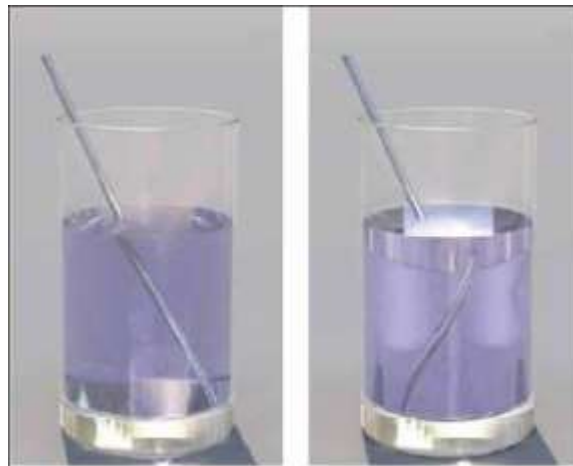


Figura 3.8. Representación de índice de refracción negativo

Fuente: (Pachón, 2010).

En los noventa, John Pendry desarrolla el primer metamaterial empleando medios zurdos, aunque este no es una sustancia homogénea sino una estructura de tipo plasmática como se muestra en la figura 3.9 que intercambia  $\epsilon$  negativo/ $\mu$  positivo con  $\epsilon$  positivo/ $\mu$  negativo. Desde entonces, estos materiales artificiales han estado sujetos a un estudio por muchos investigadores alrededor del mundo. Recientemente nuevos conceptos en síntesis y novedosas técnicas de fabricación han permitido la construcción de estructuras y materiales compuestos que imitan las conocidas respuestas de los metamateriales (Pachón, 2010).





Figura 3.9. Estructura propuesta por John Pendry.

Fuente: (Pachón, 2010)

La teoría física que describe el comportamiento de los metamateriales se puede considerar que está bien establecida, independientemente de las inexactitudes que puedan existir en cuanto a su definición. Esta teoría ha sido contrastada y verificada en numerosas ocasiones, tanto teórica como experimentalmente. Sin embargo, el principal obstáculo que se interpone en el desarrollo de los metamateriales no es de índole teórica, sino práctica.

La posibilidad de sintetizar materiales con valores arbitrarios de sus parámetros constitutivos ( $\epsilon$  y  $\mu$ ) abre la posibilidad de fabricar dispositivos con propiedades extraordinarias, destacando sus aplicaciones en los dispositivos y componentes que forman parte de los sistemas de RF: antenas, filtros, amplificadores, entre otras. La introducción de las técnicas de metamateriales en el diseño de estos componentes ha permitido obtener importantes mejoras en las prestaciones de dichos dispositivos, así como el desarrollo de nuevos tipos.

En un sentido estrecho, el desarrollo de los metamateriales es una línea de investigación disruptiva, no evolutiva, que podría suponer avances revolucionarios y dejar obsoletas a otras líneas de investigación convencionales. Lo cierto es que en poco tiempo se ha pasado de imaginar ciertas propiedades a disponer de la capacidad de fabricar materiales que las hacen realidad.

### **3.5.2 Definición y características de los metamateriales.**

Los metamateriales son una clase de medios estructurados artificiales que presentan propiedades electromagnéticas no encontradas en ningún medio natural. Su comportamiento es una propiedad “emergente” de la estructura en sí, más que de sus constituyentes elementales. El prefijo griego “meta” indica su característica de ir “más allá” de lo conocido hasta el presente. Aunque no hay un acuerdo general en qué tipo de materiales abarca el término, dada la variedad de los mismos, este trabajo se centrará en una clase conocida como “materiales zurdos” (Left-Handed, LH), “doblemente negativos” (DNG) o, simplemente, de “índice de refracción negativo” (NRI). En ellos es posible la propagación de ondas electromagnéticas, pero, a diferencia de los medios ordinarios, aparecen fenómenos inusuales tales como ondas regresivas, refracción negativa o efecto Doppler inverso (Represa, Grande, Barba, & López, 2013).

Los metamateriales poseen capacidades extraordinarias para curvar las ondas electromagnéticas. Mientras que todos los materiales encontrados en la naturaleza tienen un índice de refracción positivo, estos presentan este parámetro negativo, lo que implica que las ondas incidentes se desvían hacia el otro lado de la perpendicular a la superficie (normal) que separa los medios. Por este motivo, también se les denomina materiales zurdos. Esto se debe a que los mismos tienen simultáneamente una permitividad eléctrica ( $\epsilon$ ) y una permeabilidad magnética ( $\mu$ ) negativas, por lo que el índice de refracción,  $n$ , toma un valor negativo.

Dentro de los metamateriales se encuentran dos subgrupos principales, compuestos por los cristales electromagnéticos, los cuales se caracterizan por tener un tamaño comparable a la longitud de onda de la señal de trabajo y los medios efectivos, en los cuales, la longitud de onda de trabajo es bastante superior a la del tamaño de la celda. Gracias a que su tamaño es tan reducido en comparación con la longitud de onda, su comportamiento puede definirse como homogéneo, con lo que las propiedades de dicho material, se puede controlar mediante el diseño de las celdas unitarias del metamaterial.

Una estructura se puede considerar homogénea si el medio de celda estructural  $p$  es muy inferior que la longitud de la guía de onda  $\lambda_g$ . El límite de homogeneidad se define como  $p = \lambda_g/4$ . Dicha definición, sin ser única, es una de las más aceptadas. Para que un metamaterial se comporte como un material homogéneo con un índice de refracción negativo es condición necesaria que la dimensión máxima de sus componentes sea menor que la longitud de onda incidente. En caso contrario no, serían metamateriales sino cristales fotónicos, con un índice de refracción positivo.

### 3.5.3 Medios efectivos

Dada la naturaleza del fenómeno que gobiernan los cristales electromagnéticos, se necesita que el tamaño de la celda base de las estructuras sea comparable al tamaño de la longitud de onda de la señal de trabajo. Los medios efectivos presentan, en contraste frente a éstos, un tamaño de la celda muy inferior al tamaño de la longitud de onda. Esto conlleva, que la señal que viaja por el medio, lo vea como un medio electromagnéticamente homogéneo. Gracias a este hecho, es posible definir para estos medios efectivos las magnitudes efectivas conocidas como la permitividad eléctrica efectiva  $\epsilon_{eff}$  y la permeabilidad magnética efectiva  $\mu_{eff}$ .

Si se escoge de forma cuidadosa el valor de estas magnitudes efectivas es posible controlar factores como la velocidad de fase de la señal dentro del medio, así como de la impedancia. El valor de dichas magnitudes efectivas es “controlable” a partir del modelado de la celda base del medio metamaterial. Se pueden distinguir cuatro casos posibles como se muestra en la figura 3.10. En dicha figura, el primer cuadrante corresponde al caso en el que tanto  $\epsilon_{eff}$  como  $\mu_{eff}$  son positivos. En este caso, la onda se propaga normalmente a través del medio. Dichos medios son los llamados dieléctricos diestros. Los cuadrantes, dos y cuatro, se corresponden con modalidades que no permiten la propagación de ondas, por lo que aparecen ondas evanescentes a través de ellos. Dichos cuadrantes se corresponden con los que poseen una de las magnitudes efectivas menores que cero, mientras que la otra es mayor que cero.

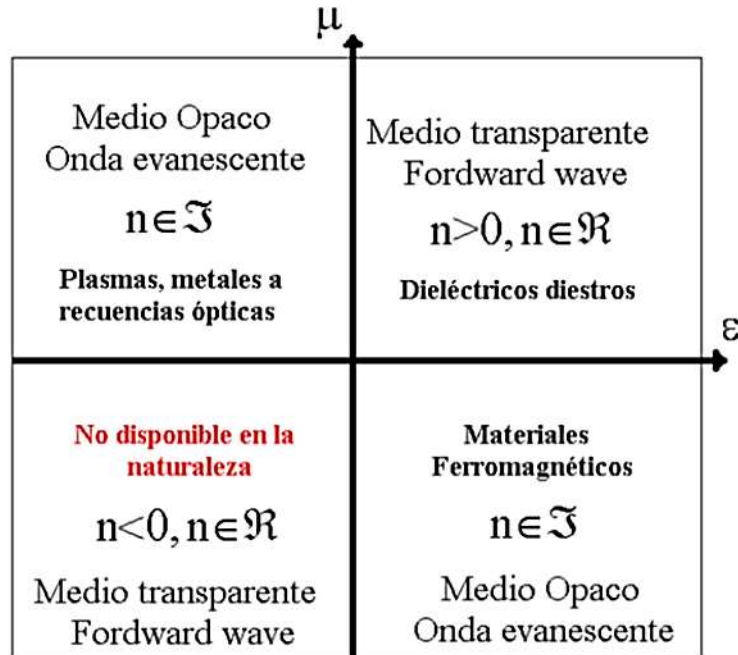


Figura 3.10. Tipos de materiales según el signo de  $\mu$  y  $\epsilon$ , así como la naturaleza del índice de refracción del medio.

Fuente: (Romero, 2009)

Por último, existe un último cuadrante que admite la propagación de señales. Dicho cuadrante corresponde al caso en el que las dos magnitudes efectivas son menores que cero. Los parámetros  $\epsilon$  y  $\mu$  son los únicos que aparecen en la relación de la frecuencia con el vector de onda, lo que implica que dichos parámetros son las magnitudes fundamentales que determinan la propagación de las ondas. Así, para el caso de una sustancia isótropa, la frecuencia en función del vector de onda queda:

$$\omega^2 = k^2 \left( \frac{c^2}{n^2} \right) = k^2 \left( \frac{c^2}{\mu \epsilon^2} \right) \quad (3.1)$$

Se observa, que un cambio de signo simultáneo en la permitividad y en la permeabilidad del medio, no produce un cambio en la ecuación 3.1. Se podría pensar que un cambio de signo simultáneo en ambas magnitudes no afecta al comportamiento del medio. Pero en la realidad sí que existe un cambio apreciable, si se analiza directamente las ecuaciones de Maxwell y las ecuaciones constitutivas. Se consiguen analizar ecuaciones donde ambos valores aparecen por separado,

pudiendo apreciar dichas variaciones de signo y, por tanto, sus efectos en el medio donde se apliquen:

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad y \quad \vec{\nabla} \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (3.2)$$

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E} \quad y \quad \vec{B} = \mu \vec{H} \quad (3.3)$$

Donde  $\vec{E}$  es la intensidad del campo eléctrico,  $\vec{B}$  la intensidad de flujo magnético,  $\vec{H}$  la intensidad del campo magnético,  $\vec{D}$  el vector desplazamiento eléctrico y  $\vec{J}$  la densidad de corriente eléctrica. Si se introduce una señal donde todas las magnitudes anteriores fuesen proporcionales a  $e^{j(kz-\omega t)}$ , las ecuaciones 3.2 y 3.3 se reducen a:

$$\vec{k} \times \vec{E} = \omega \mu \vec{H} \quad (3.4)$$

$$\vec{k} \times \vec{H} = -\omega \epsilon \vec{E} \quad (3.5)$$

De las ecuaciones 3.4 y 3.5 se desprende que un cambio de signo de ambas magnitudes ( $\epsilon$  y  $\mu$ ), provoca un cambio en la relación de los vectores  $\vec{E}$ ,  $\vec{H}$  y  $\vec{k}$  de tal forma que si ambos son positivos, los tres vectores descritos forman un eje cartesiano diestro, mientras que si  $\epsilon$  y  $\mu$  son negativas, se forma un eje cartesiano a izquierdas, como se muestra en la figura 3.11. A los materiales constituidos con esta última configuración, se les llama materiales zurdos (*Left Handed – LHM*).

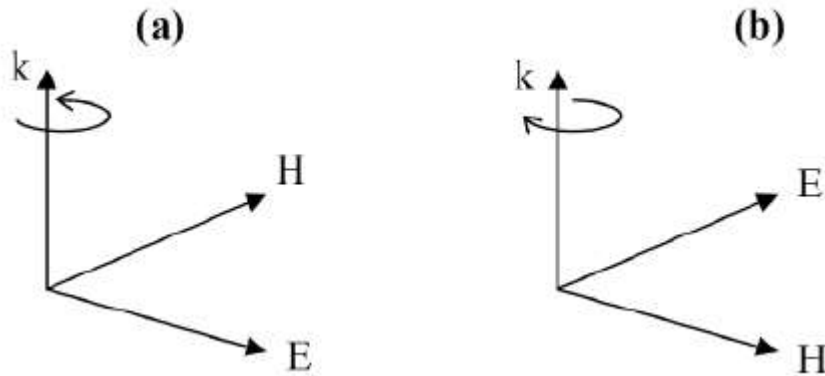


Figura 3.11 Tripleta de vectores  $\vec{E}$ ,  $\vec{H}$  y  $\vec{k}$  para un medio diestro (a) y un medio zurdo (b).

Fuente: (Romero, 2009)

El vector de Poynting se define:

$$\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H} \quad (3.6)$$

Se aprecia, que dicho vector forma siempre una tripleta a derechas con ambos vectores del campo. Así,  $\vec{S}$  y  $\vec{k}$  tendrán la misma dirección si  $\vec{k}$  forma una tripleta a derechas con los vectores  $\vec{E}$  y  $\vec{H}$ , es decir, si  $\varepsilon$  y  $\mu$  tienen ambas signo positivo. En el caso de que  $\varepsilon$  y  $\mu$  tengan ambas signo negativo, las direcciones de  $\vec{S}$  y  $\vec{k}$  serán opuestas. De este hecho se extrae una importante conclusión:

En un medio zurdo (LHM, *Left-Handed Media*), la velocidad de fase y la velocidad de grupo tendrán direcciones opuestas o lo que es lo mismo, signos opuestos. El índice de refracción de un medio LHM queda expresado siguiente relación fundamental:

$$n^2 = \varepsilon\mu \quad (3.7)$$

Así, el índice de refracción presenta una ambigüedad del signo de la raíz cuadrada al despejarlo de la ecuación 3.7. Para eliminar dicha ambigüedad, es necesario recurrir a un análisis adecuado de la relación. Dicho análisis, se fundamenta en el hecho de que tanto  $\mu$  como  $\varepsilon$  son magnitudes complejas. Así, si se escribe:

$$\varepsilon = -1 \rightarrow \varepsilon = e^{j\pi} \quad (3.8)$$

$$\mu = -1 \rightarrow \mu = e^{j\pi} \quad (3.9)$$

Se sustituyen estos valores en la ecuación 3.7 y se despeja el índice de refracción, obteniendo el siguiente valor:

$$n = \sqrt{\epsilon\mu} = \sqrt{\epsilon}\sqrt{\mu} = e^{\frac{j\pi}{2}} e^{\frac{j\pi}{2}} = e^{j\pi} = -1 \quad (3.10)$$

El hecho de que el índice de refracción posea signo negativo, es otra de las características más importantes de los medios LHM. La denominación LHM, de estos materiales, viene del hecho de que el vector  $\vec{k}$  forma una triplete a izquierdas con los vectores  $\vec{E}$  y  $\vec{H}$ .

Un aspecto interesante que presentan estos materiales, es la posibilidad de conseguir una inversión de la ley de Snell en la interfaz entre un medio diestro convencional y otro LHM. Dicho efecto, se puede observar en la figura 3.12, en la cual se observa como la onda refractada en la interface de los dos medios, lo hace en sentido contrario a como lo haría en un medio diestro corriente. La utilidad de este hecho, reside en la posibilidad de implementar lentes planas (Romero, 2009).

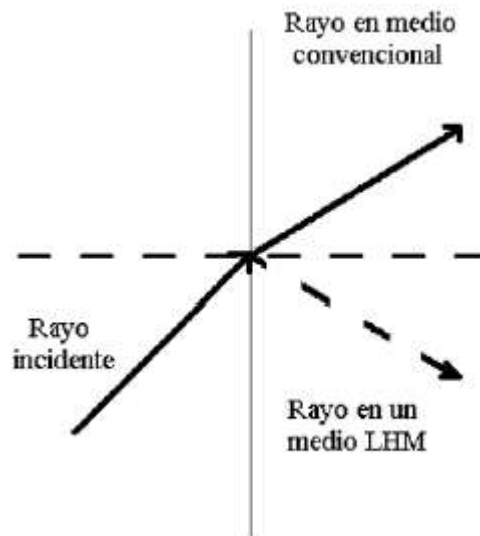


Figura 3.12. Esquema de la refracción de una onda en un medio LHM. Este efecto conforma la inversión de la ley de Snell para este tipo de medios.

Fuente: (Romero, 2009)

### 3.6 Propiedades de los metamateriales.

Los materiales zurdos producen los siguientes fenómenos:

- Velocidad de fase y grupo antiparalelas.
- Inversión del efecto Doppler.
- Inversión de la radiación de Vavilov- Cerenkov.
- Inversión de las condiciones de contorno relativas a los componentes normales de los campos magnéticos y eléctricos en el área de contacto entre un medio zurdo y un medio diestro.
- Inversión de la ley de Snell.
- Índice de refracción negativo en la superficie de contacto entre un medio zurdo y un medio diestro.
- Transformación dentro del punto fuente, en un punto imagen en un medio zurdo.
- Intercambio de los efectos de divergencia y convergencia en lentes convexas y cóncavas tal y como se muestra en la figura 3.13 (Pachón, 2010).

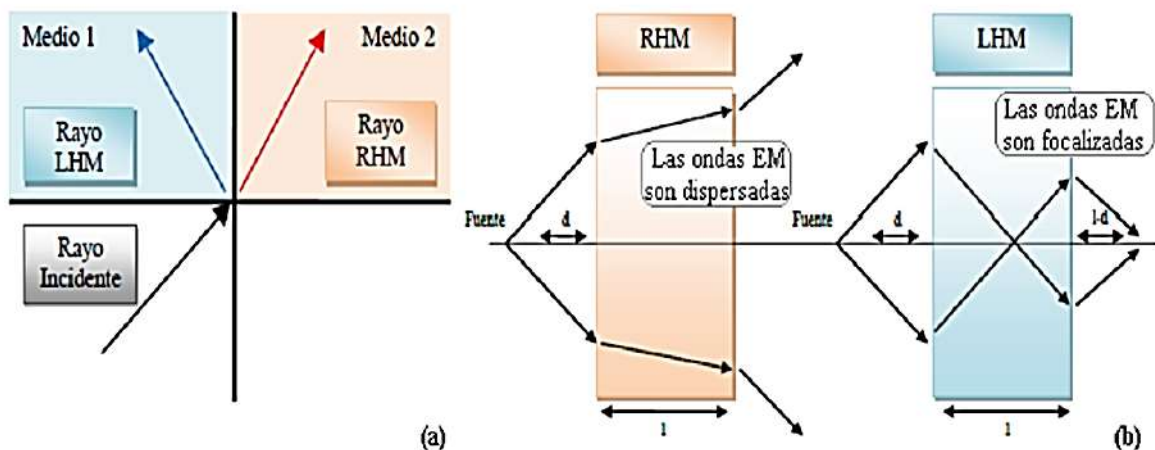


Figura 3.13. Refracción para un medio diestro (RHM) y un medio zurdo (LHM) (a). Comportamiento de una onda que atraviesa una lente RHM y una lente LHM (b).

Fuente: (Pachón, 2010)



### 3.7 Síntesis de medios metamateriales.

Una posible solución para la síntesis de medios LHM es la de utilizar la superposición de materiales que posean algún parámetro negativo en un rango de frecuencias determinado con otro material que posea el otro parámetro negativo en dicho rango de frecuencias. De esta forma, se podrían conseguir las características de medio LHM. Los primeros intentos para lograr el comportamiento negativo de los parámetros eléctricos que describen un metamaterial, trajeron consigo la introducción de nuevos diseños, basados en la implementación de estructuras zurdas mediante el empleo de resonadores de anillos como se muestra en la figura 3.14. Dichas partículas, fueron propuestas con el fin de poder obtener fuertes respuestas magnéticas, donde se emplean metales comunes y provocan su excitación a través de campos magnéticos y eléctricos debidamente polarizados. Esta singularidad, en cuanto a su composición y comportamiento, ha permitido una numerosa variedad de topologías de anillo, que tienen como base teórica el comportamiento de sus fuentes orígenes.



Figura 3.14. Algunos de los primeros medios obtenidos mediante la combinación de postes metálicos y SRR.

Fuente: (Yáñez, López, & Zuaznabar, 2013)

### 3.8 Resonador de anillos divididos (SRR, *Split Ring Resonator*).

Casi treinta años después de la especulación de Veselago, a finales de 1990 John Pendry presenta la primera celda capaz de poseer valor negativo de permeabilidad magnética efectiva, conocida como resonador de anillos cortados SRR. El SRR fue la primera estructura no magnética capaz de dar lugar a valores negativos de permeabilidad magnética efectiva ( $\mu_{eff}$ ) y supuso el comienzo de la investigación en el campo de los metamateriales.

En la figura 3.15 se muestra su estructura, la cual está formada por dos anillos metálicos concéntricos en los cuales se han practicado unas aberturas en posiciones opuestas una respecto de la otra. Si sobre esta estructura se aplica un campo magnético variable perpendicular a la superficie de los anillos (paralelo al eje z en la figura 3.15 (a)), 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 (Herraiz, 2010).

El SRR se puede modelar como un circuito resonante, donde L modela el comportamiento inductivo introducido por las tiras conductoras y C modela la capacidad distribuida entre los anillos. En la figura 3.15 (b) se muestra el circuito equivalente para el SRR.

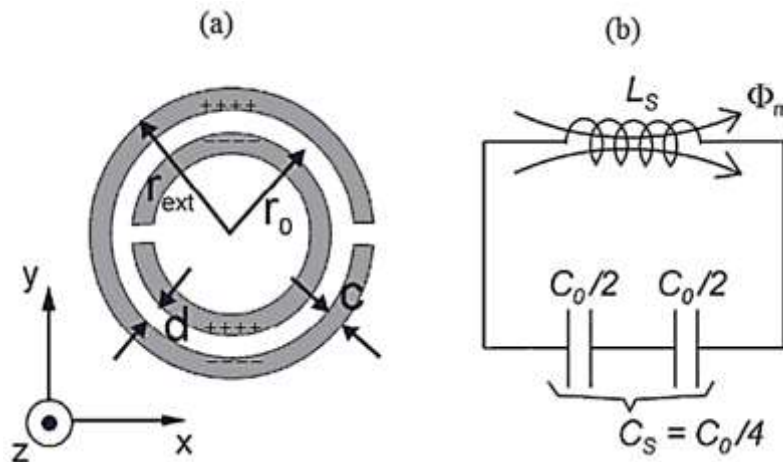


Figura 3.15 (a) Esquema de las dimensiones más relevantes del SRR, (b) modelo eléctrico.

Fuente: (Herraiz, 2010)

En la figura 3.15 (a),  $c$  es el ancho de las tiras metálicas,  $d$  separación entre tiras,  $r_0$  radio medio de ambas tiras metálicas,  $t$  grosor del substrato sobre el que se implementa el resonador,  $I_0$  e  $I_l$  indican el sentido de las corrientes de ambas tiras de metal y los signos positivos y negativos indican la distribución de cargas en la primera resonancia del anillo.

En (b),  $L_s$  representa la inductancia del modelo eléctrico del SRR,  $C_0$  la capacidad total entre tiras y  $C_s$  la conexión serie de las capacidades de las mitades superior e inferior del SRR.

Su frecuencia de resonancia se calcula mediante los elementos del circuito  $L_s$  y  $C_s$  que modelan el SRR. La inductancia  $L_s$  se aproxima a la que tendría un anillo con un radio  $r_0$  de valor medio entre los dos anillos que forman el SRR y la anchura,  $c$ , fuera la de dichos anillos. 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  $C_{pull}$  entre dos tiras metálicas paralelas de ancho  $c$  y distancia  $d$ . En las siguientes ecuaciones están representadas las capacidades y la frecuencia de resonancia del SRR (Bonach, 2006).

$$C = 2\pi r C_{pull} \quad (3.11)$$

$$C_0 = \frac{\pi r C_{pull}}{2} \quad (3.12)$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_s L_s}} \quad (3.13)$$

Cuando el SRR es excitado presenta varias frecuencias de resonancia, se destaca la primera de estas frecuencias, para la que el resonador es eléctricamente más pequeño. La longitud de onda guiada ( $\lambda_g$ ) a esta primera frecuencia de resonancia 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 una longitud por debajo de  $\lambda_g$  en su primera frecuencia de resonancia, se debe a que si la distancia entre tiras ( $d$ ) es

suficientemente pequeña, la capacidad ( $C_S$ ) tomará valores elevados que proporcionarán una frecuencia de resonancia baja (ecuación 3.13) (Bonach, 2006).

Un medio formado por un arreglo tridimensional de SRR debidamente excitados (con un campo magnético paralelo al eje del SRR), presenta una permeabilidad magnética efectiva negativa. En este trabajo se hace uso de este tipo de partículas en configuraciones planares basadas en el acoplo magnético de los SRR en una línea de transmisión (Bonach, 2006).

### **3.9 Aplicaciones de los metamateriales.**

Desde su descubrimiento, los metamateriales han sido involucrados en diversos campos de la ciencia y la ingeniería. Una de las áreas específicas que mayor interés ha tenido en su implementación ha sido el de las antenas, radiopropagación y comunicaciones inalámbricas, debido entre otras cosas a que la implementación de estructuras metamateriales permitiría mejorar la respuesta eléctrica de antenas y filtros de radiofrecuencia (Castellanos, López, & Reyes-Vera, 2016).

En efecto, se ha reportado el incremento del ancho de banda comparado con las antenas de microcinta tradicionales, de la eficiencia de radiación de las antenas, de la ganancia e incluso han sido implementados en los últimos años con el fin de minimizar las dimensiones de la antena, mientras simultáneamente se mantienen las propiedades eléctricas, algo que era imposible lograr con la tecnología tradicional. Este hallazgo sin duda ha sido uno de los puntos destacados de los metamateriales y su implementación en aplicaciones de comunicaciones inalámbricas, pues incluso se han reportado resultados en los cuales se ha logrado disminuir las dimensiones físicas hasta un 70%, lo cual, es un gran resultado si tenemos en cuenta que la mayoría de dispositivos tecnológicos actuales requieren de sistemas electrónicos y de comunicación altamente compactos para mejorar la eficiencia. Esto ha permitido que las antenas basadas en esta tecnología sean fácilmente integradas en formatos de electrónica flexible o en dispositivos micro y nanométricas para llevar a cabo no sólo

comunicaciones inalámbricas, sino también operaciones de sensado en tiempo real (Castellanos, López, & Reyes-Vera, 2016).

Las áreas de sensores y filtros en RF son quizás las que más han empleado los metamateriales para mejorar el desempeño. Muestra de ello son los numerosos trabajos que han sido publicados por los principales grupos de investigación a nivel mundial. Cabe destacar que estas aplicaciones no sólo se han restringido a la región de las microondas, sino que han trascendido a otras zonas del espectro electromagnético, lo cual sin lugar a dudas ha incrementado su interés. Muchos autores han empezado a demostrar su aplicabilidad en la región óptica. Otras aplicaciones interesantes de los metamateriales conciernen a la generación de invisibilidad de superficies o zonas, ya que a través de dispositivos fabricados con estos materiales de permitividad y permeabilidad negativa, es posible ocluir una zona determinada de modo que un observador no pueda determinar si un objeto está presente en ella. Adicionalmente, en los últimos años aplicaciones relacionadas con almacenamiento de energía han sido exploradas por algunos grupos de investigación, los cuales han logrado demostrar que, al implementar paneles con este tipo de estructuras, se logra incrementar la eficiencia de conversión de energía gracias a que como se mencionó antes, este tipo de estructuras nos permiten modificar la capacitancia y por ende la capacidad de almacenamiento de energía (Castellanos, López, & Reyes-Vera, 2016).

Por último, en años recientes se ha explorado el uso de metamateriales y meta superficies para el diseño y construcción de lentes especiales (súper lentes o híper lentes) con el fin de generar cambios que pueden revolucionar aspectos de la óptica convencional, principalmente en algunos aspectos asociados a aplicaciones ligadas a la holografía (Castellanos, López, & Reyes-Vera, 2016).

Recientemente, los autores han explorado el uso de metamateriales, específicamente en el diseño y la construcción de diferentes dispositivos de radiofrecuencia tales como antenas y resonadores tipo parche para su utilización como sensores o dispositivos para comunicaciones inalámbricas (Castellanos, López, & Reyes-Vera, 2016).

Se han obtenido algunos resultados interesantes para la medición de la permitividad dieléctrica relativa de materiales acuosos y gaseosos con  $\epsilon < 10$ , usando una estructura de metamaterial basada en un resonador rectangular grabado en una antena de microcinta. Demostrando que este tipo de estructuras es altamente sensible a cambios en la permitividad del medio que la rodea, principalmente gracias al incremento en la capacitancia como se mencionó anteriormente (Castellanos, López, & Reyes-Vera, 2016).

Adicionalmente, han estudiado los efectos generados en la respuesta eléctrica de antenas de microcinta cuando sobre el parche es grabado un arreglo de CSRR. Demostrando que es posible optimizar el acople de energía por parte de la antena, minimizar las pérdidas por retorno y sintonizar la frecuencia de resonancia a través de la manipulación de los parámetros geométricos del arreglo, como lo son el periodo del arreglo y el tamaño de cada celda unitaria (Castellanos, López, & Reyes-Vera, 2016).

## **CAPITULO 4 . Diseño y evaluación de filtros de microondas basados en fractales y metamateriales.**

En este capítulo se presenta el diseño de filtros de microondas basados en fractales y metamateriales para luego realizar su posterior evaluación para poder definir cuál de ellos presenta mejores características. Los parámetros de diseño del filtro son:

- Frecuencia Central 2.4 GHz.
- Tipo de filtro: Chebyshev
- Igual Rizado (Equal Ripple): 0.5
- Orden del filtro: 3
- Ancho de Banda: 200MHz
- Impedancia de entrada y salida: 50Ω

El primer paso para el diseño, es calcular el ancho de banda fraccional mediante la expresión siguiente:

$$\Delta = \frac{W_2 - W_1}{W_0} = \frac{2.5 \text{ GHz} - 2.3 \text{ GHz}}{2.4 \text{ GHz}} = 0.083$$

A partir de la tabla 4.1, se obtiene, dependiendo del orden del filtro, los respectivos valores de g:

Tabla 4.1. Valores de los elementos para filtros con 0.5 dB Equal Ripple donde  $g_0 = 2$ .

N	0.5 dB Ripple										
	$g_1$	$g_2$	$g_3$	$g_4$	$g_5$	$g_6$	$g_7$	$g_8$	$g_9$	$g_{10}$	$g_{11}$
1	0.6986	1.0000									
2	1.4029	0.7071	1.9841								
3	1.5963	1.0967	1.5963	1.0000							
4	1.6703	1.1926	2.3661	0.8419	1.9841						
5	1.7058	1.2296	2.5408	1.2296	1.7058	1.0000					
6	1.7254	1.2479	2.6064	1.3137	2.4758	0.8696	1.9841				
7	1.7372	1.2583	2.6381	1.3444	2.6381	1.2583	1.7372	1.0000			
8	1.7451	1.2647	2.6564	1.3590	2.6964	1.3389	2.5093	0.8796	1.9841		
9	1.7504	1.2690	2.6678	1.3673	2.7239	1.3673	2.6678	1.2690	1.7504	1.0000	
10	1.7543	1.2721	2.6754	1.3725	2.7392	1.3806	2.7231	1.3485	2.5239	0.8842	1.9841

Fuente: (Pozar, 2012)

De la tabla se extraen los valores para un filtro de orden 3:  $g_1 = 1.5963$ ,  $g_2 = 1.0967$ ,  $g_3 = 1.5963$  y  $g_4 = 1.0000$ .

Luego mediante las siguientes expresiones para un filtro pasabanda, por el método de líneas acopladas, para N+1 secciones, se obtienen los coeficientes de inmitancia:

$$Z_{oJ_1} = \sqrt{\frac{\pi\Delta}{2g_1g_0}} = \sqrt{\frac{\pi(0.083)}{2(1.5963)}} = 0.2863 \text{ (para la primera sección)}$$

$$Z_{oJ_4} = \sqrt{\frac{\pi\Delta}{2g_3g_4}} = \sqrt{\frac{\pi(0.083)}{2(1.5963)}} = 0.2863 \text{ (para la última sección)}$$

$$Z_{oJ_2} = \frac{\pi\Delta}{2\sqrt{g_1g_2}} = \frac{\pi(0.083)}{2\sqrt{(1.5963)(1.0967)}} = 0.0989 \text{ (para la segunda sección)}$$

$$Z_{oJ_3} = \frac{\pi\Delta}{2\sqrt{g_3g_2}} = \frac{\pi(0.083)}{2\sqrt{(1.5963)(1.0967)}} = 0.0989 \text{ (para la tercera sección)}$$

Para sacar las respectivas impedancias pares (even) e impares (odd) se acude a las siguientes ecuaciones:



$$Z_{0(par)} = Z_0[1 + JZ_0 + (JZ_0)^2] \quad \text{impedancia en modo par}$$

$$Z_{0(impar)} = Z_0[1 - JZ_0 + (JZ_0)^2] \quad \text{impedancia en modo impar}$$

A continuación, se muestra en la tabla 4.2 un resumen de los valores obtenidos:

Tabla 4.2. Valores de impedancia en modo par e impar, de coeficientes de inmitancia y de  $g_N$ .

N	$g_n$	$Z_0 J_N$	$Z_{0(par)}$	$Z_{0(impar)}$
1	1.5963	0.2863	68.4134	39.7834
2	1.0967	0.0989	55.43	45.54
3	1.5963	0.0989	55.43	45.54
4	1	0.2863	68.4134	39.7834

Fuente: Autor

Para la implementación de este filtro se utilizan secciones de líneas de transmisión acopladas, las cuales tienen tres parámetros a diseñar: El ancho (W), la separación entre las líneas acopladas(S) y la longitud (L), estos se obtienen iterando por medio de la calculadora de líneas de transmisión (TXLine) que tiene el programa Microwave Office y a partir de las impedancias en modos pare e impar, se tiene el resultado que se muestra en la tabla 4.3:

Tabla 4.3. Valores de W, L y S.

Secciones	W	L	S
1ra y 4ta	2 mm	17 mm	1 mm
2da y 3ra	2.5 mm	17 mm	1 mm

Fuente: Autor

Las secciones de entrada y salida tienen una impedancia de 50  $\Omega$ , que a 2.4 GHz mediante la ecuación (2.15) se obtiene un ancho de línea de 2.9mm. El sustrato empleado es FR4, que tiene una permitividad dieléctrica de 4.4, una altura de 1.5 mm y una altura de sus conductores de 0.035mm.

Para la simulación se empleó el programa HFSS, en la figura 4.1 se muestra una vista superior del filtro:

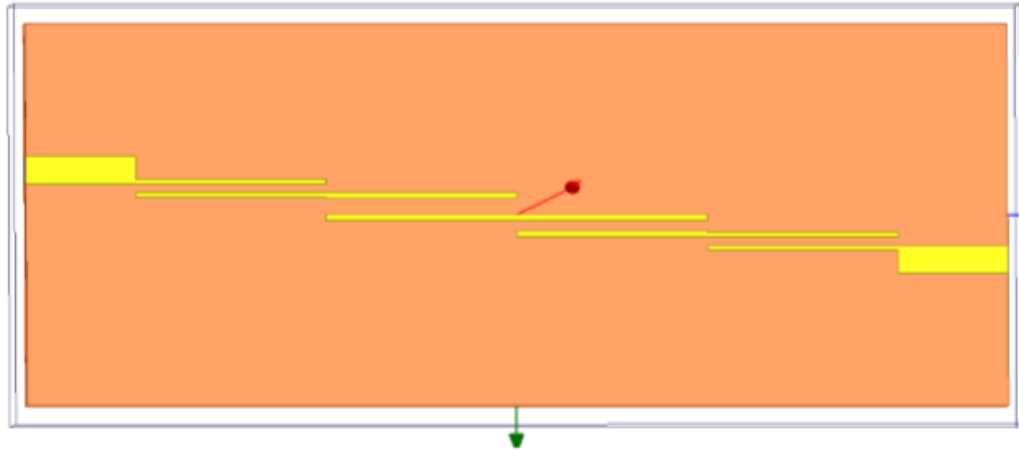


Figura 4.1. Estructura del filtro implementado en HFSS.

Fuente: Autor

A continuación, se muestran los resultados obtenidos en la figura 4.2:

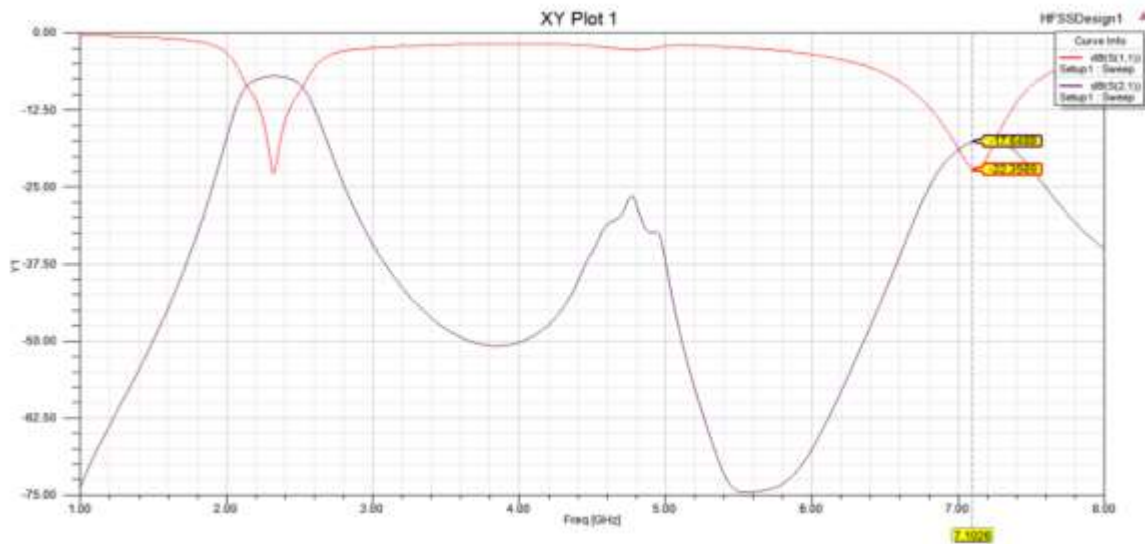


Figura 4.2. Respuesta en frecuencias del filtro.

Fuente: Autor

En estos resultados se puede ver que el parámetro  $S_{21}$ , que representa las pérdidas de inserción o característica transferencial del filtro, muestra una característica de filtro pasa banda con un ancho de banda que va desde los 2.1GHz, hasta los 2.5GHz aproximadamente. También se observa que las pérdidas de retorno, tienen un valor de 22dB a una frecuencia de resonancia de 2.3GHz, valor aproximado a 2.4GHz, la frecuencia propuesta para el diseño.

Pero se observa que existe una banda espuria a la frecuencia de 7.1GHz aproximadamente, por lo cual se le introducen al diseño estructuras metamateriales para eliminar el espurio correspondiente y tratar de obtener una estructura compacta.

#### **4.1 Diseño del filtro con metamateriales.**

A continuación se detalla el procedimiento para el diseño del filtro con metamateriales.

##### **4.1.1 Diseño de los SRR.**

Los SRR son capaces de inhibir la propagación de la señal en un determinado rango de frecuencias. Este tipo de comportamiento puede ser útil para la eliminación de bandas espurias en filtros de microondas distribuidos si se sintoniza de manera adecuada la frecuencia de resonancia de modo que la banda de frecuencias rechazadas se superponga a la banda espuria intrínseca del filtro distribuido. En el diseño se pueden tomar anillos de distintos tamaños que dan lugar a frecuencias de resonancia diferentes, esta técnica ha permitido eliminar más de una banda espuria. Esta configuración, a diferencia de las soluciones convencionales consistentes en situar en cascada un filtro supresor de banda, no añade longitud extra al diseño final (Bonach, 2006).

El primer paso para determinar las dimensiones físicas de los anillos es escoger la frecuencia a la que debe resonar ( $\omega_0$ ). La cual para este diseño tendrá un valor de 7.1GHz, frecuencia a la cual aparece el primer espurio que se quiere suprimir. Posteriormente se debe obtener el aspecto final que tendrá la estructura. Los anillos concéntricos que forman a los SRR pueden asumirse como una línea coplanar igual a la mostrada en la figura 4.3 con una inductancia  $L$  y una capacidad  $C$ , para una frecuencia de resonancia  $\omega_0$ . Para calcular  $L$  y  $C$ , se utilizan una serie de expresiones que desprecian la curvatura de las líneas que componen los anillos para buscar menor complejidad de cálculo.

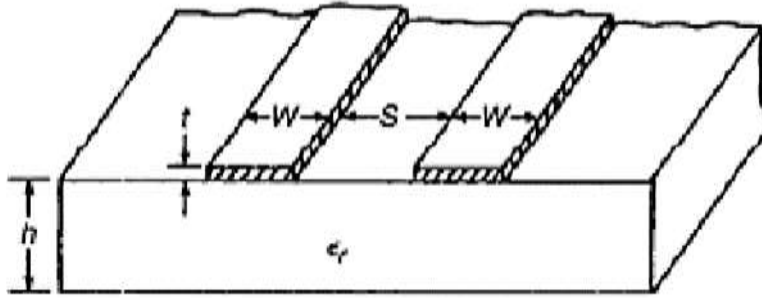


Figura 4.3. Esquema de línea coplanar.

Fuente: (Bonach, 2006)

El cálculo de la capacidad se realiza de la siguiente forma:

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

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

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

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

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

$$\epsilon_e = 1 + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{K'(k)}{K(k)} \frac{K_1(k_1)}{K_1'(k_1)}$$

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

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

Donde:

c: velocidad de la luz en el vacío.

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

Donde  $r_{ext}$  mayor radio del SRR.

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

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

Donde:

$$a = r_0 - \frac{d}{2}$$

$$b = r_0 + \frac{d}{2}$$

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

$\mu_0$ : Permeabilidad magnética en el vacío.

d: Ancho de las líneas.

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

La ecuación para calcular la inductancia  $L$  equivalente del SRR vista anteriormente, es una expresión integral que puede ser evaluada de forma numérica. Para ello se ha utilizado un programa hecho en MATLAB desarrollado en (Romero, 2009) para obtener, de manera automatizada, los valores de  $L$ ,  $C$  y  $\omega_0$ .

De este modo ya se pueden calcular el tamaño de los SRR. Para esto se fijan algunos parámetros y se deja como variable el radio exterior

- Distancia entre líneas (d): 0.4mm
- Ancho de línea (c): 0.5mm
- Frecuencia de resonancia ( $f_0$ ): 7.1GHz
- Altura del substrato (h):1.5mm
- Permitividad dieléctrica ( $\epsilon_r$ ):4.4
- Precisión(J): 14

Bajo estas condiciones, el radio exterior ( $r_{ext}$ ) debe tener un valor de 2.25mm. Los SRR en forma de anillos circulares no presentan un buen acoplamiento con estructuras radiantes planas poligonales, este es el caso de las líneas acopladas del filtro. Esto es debido a que, en estos casos, los anillos tienen una superficie muy reducida que se enfrenta con la fuente a la que se deben acoplar.

Por lo cual se opta por cambiar la forma de los SRR para diseñarlos con una geometría cuadrada como se muestra en la figura 4.4. Por medio de este cambio de forma, todo un lado del cuadrado del SRR queda expuesto al campo magnético normal a su plano.

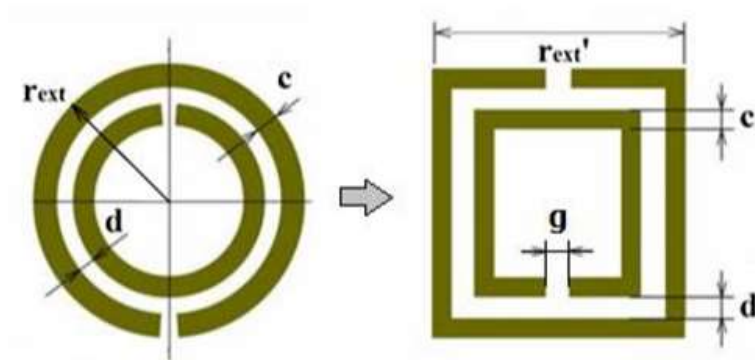


Figura 4.4. Esquema del SRR y su equivalente en geometría cuadrada.

Fuente: (Bonach, 2006)

Para realizar el cambio se hace constante el perímetro del SRR circular y se iguala al perímetro del SRR con geometría cuadrada. Si se supone una vez más que la forma geométrica no afecta en gran medida a la frecuencia. Esta suposición se hace, sobre

todo, en la capacidad equivalente de ambas tiras de metal. Así pues, el perímetro puede aproximarse de la siguiente forma:

$$4 * r'_{ext} = 2\pi r_{ext} \rightarrow r'_{ext} = \frac{\pi * r_{ext}}{2}$$

Obteniéndose un valor de  $r_{ext} = 3.5 \text{ mm}$ . La implementación del filtro con las estructuras metamateriales acopladas, en el programa HFSS, luego de ser optimizadas, queda como se muestra en la figura 4.5.

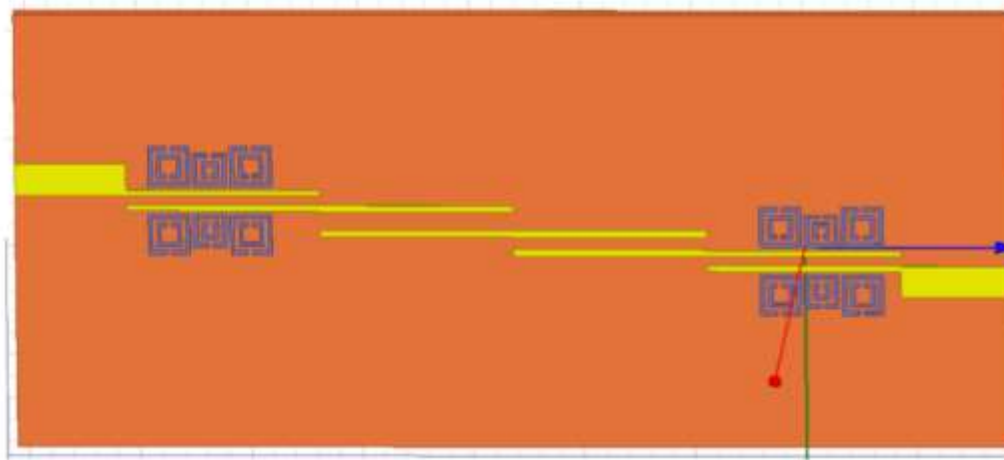


Figura 4.5. Filtro con estructuras metamateriales acopladas.

Fuente: Autor

De la cual los resultados obtenidos fueron los siguientes, figura 4.6:

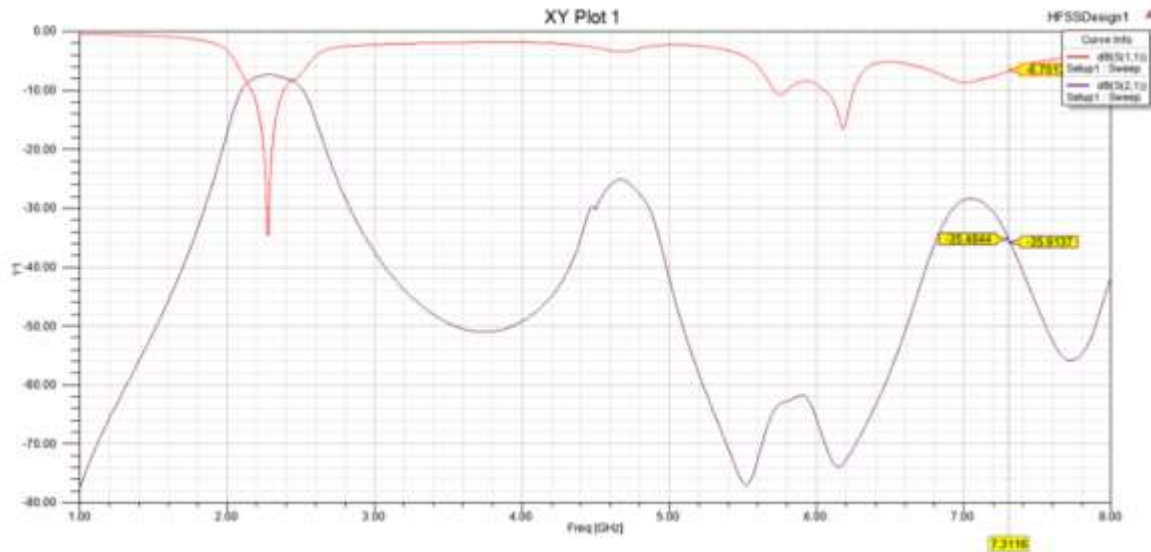


Figura 4.6. Respuesta en frecuencia del filtro con metamateriales acoplados.

Fuente: Autor

Como se observa, mediante el acoplamiento de los anillos SRR a la primera y cuarta sección del filtro se logró eliminar el espurio que aparecía a la frecuencia de 7.1GHz, lográndose en este una atenuación de -36dB aproximadamente.

En la tabla 4.4 se muestra la comparación entre las dimensiones de la estructura del filtro original y la estructura con metamateriales.

Tabla 4.4. Comparación entre las magnitudes de la estructura del filtro original y la estructura con metamateriales.

Parámetros	Estructura del filtro original	Estructura del filtro con metamateriales	Diferencias
Longitud total de la estructura	90 mm	90 mm	0 mm

Fuente: Autor



De los resultados obtenidos, se concluye que mediante los anillos metamateriales se logra eliminar el espurio a la frecuencia de 7.1 GHz, se logra una estructura compacta, pero no se puede disminuir las dimensiones físicas del mismo.

#### 4.2 Diseño del filtro con fractales de Koch de primer orden

El diseño en HFSS, modificado con las estructuras fractales de Koch de primer orden se muestra en la figura 4.7.

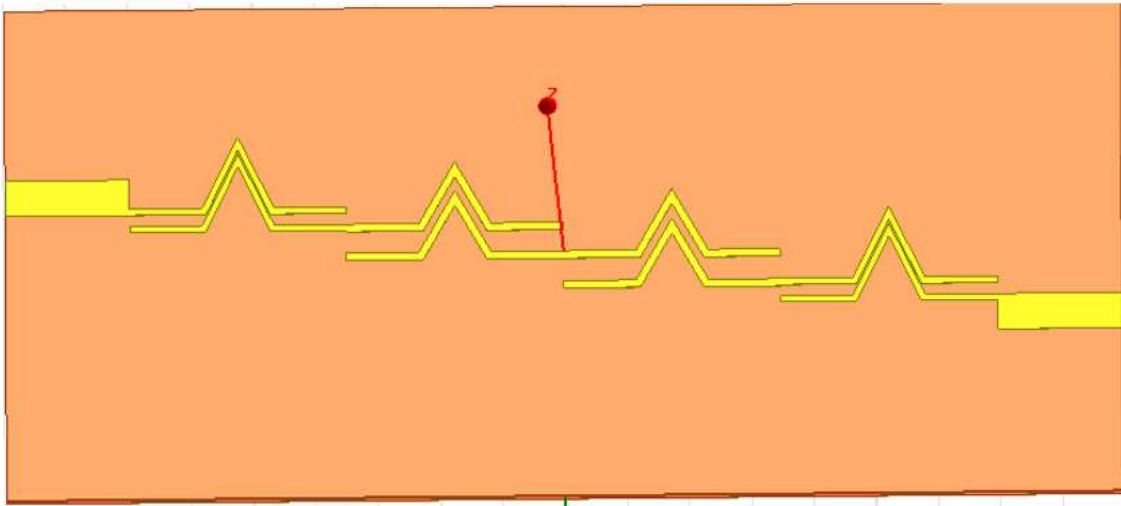


Figura 4.7. Estructura del filtro implementado en HFSS con estructuras fractales de Koch de primer orden.

Fuente: Autor

Del cual los resultados obtenidos se muestran en la figura 4.8.

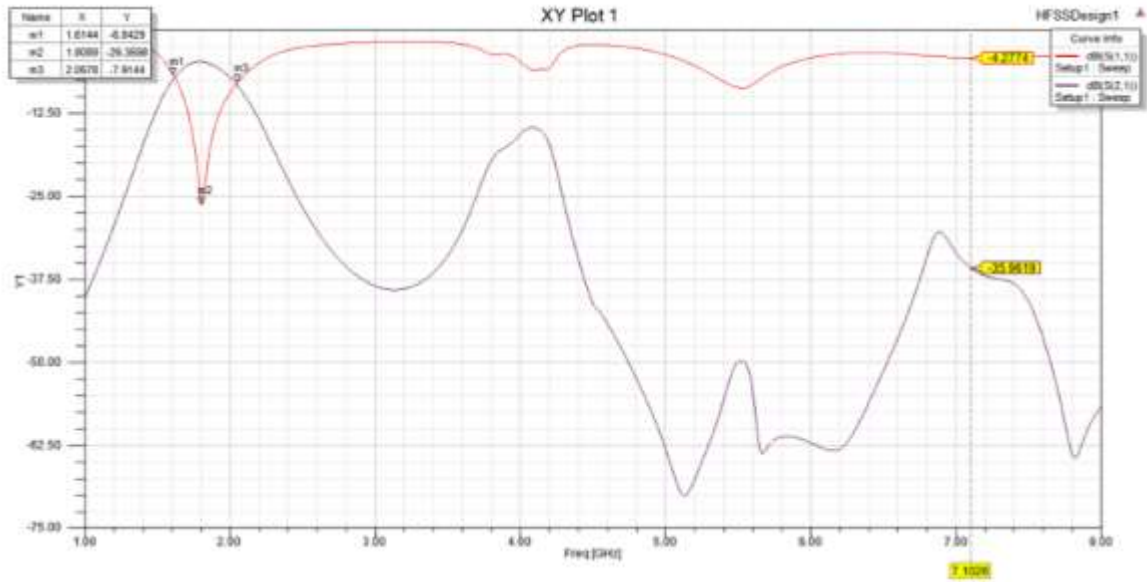


Figura 4.8. Respuesta en frecuencia del filtro con estructuras fractales de Koch de primer orden.

Fuente: Autor

Mediante la transformación realizada se logró eliminar el espurio que aparecía a la frecuencia de 7.1GHz, lográndose en este una atenuación de -36dB aproximadamente.

Pero la estructura esta corrida en frecuencia, variando de una frecuencia central esperada de 2.4GHz a aproximadamente 1.8GHz. La estructura para su optimización debe disminuir el valor de sus dimensiones para así lograr aumentar el valor de la frecuencia central obtenida.

Luego de la parametrización y optimización de las magnitudes del diseño, la estructura obtenida se muestra en la siguiente figura 4.9.

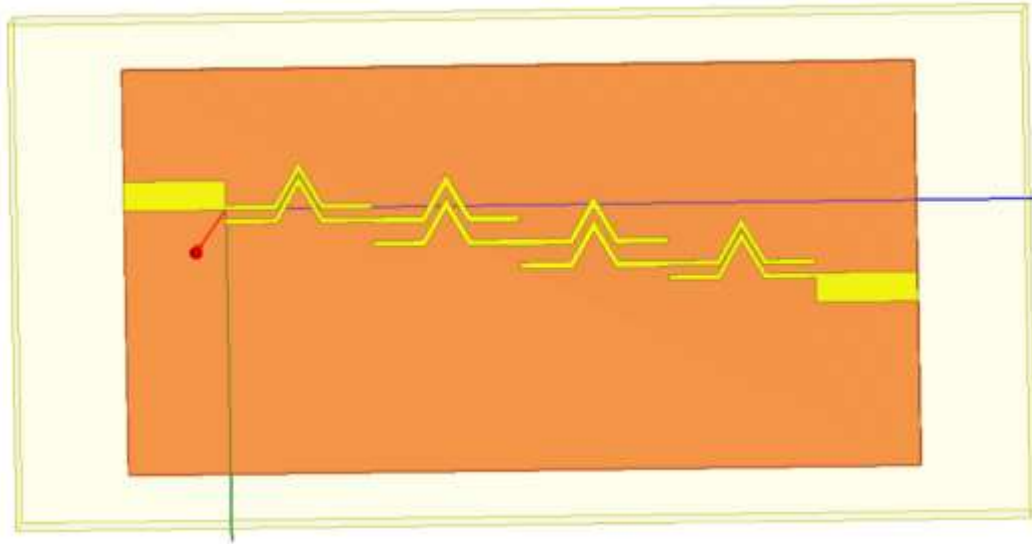


Figura 4.9. Estructura del filtro implementado en HFSS con estructuras fractales de Koch de primer orden optimizado.

Fuente: Autor

En la siguiente tabla 4.5 se muestra la comparación entre las dimensiones de la estructura del filtro original y la estructura con fractales de Koch de primer orden.

Tabla 4.5.Comparación entre las magnitudes de la estructura del filtro original y la estructura con fractales de Koch de primer orden.

Parámetros	Estructura del filtro original	Estructura del filtro con fractales de Koch de primer orden	Diferencias
Longitud total de la estructura	90 mm	78.118 mm	11.89 mm
Longitud de las líneas del filtro	17.418 mm	14.512 mm	2.906 mm

Fuente: Autor

Como es evidente la estructura con fractales tiene magnitudes menores que la estructura original y los resultados obtenidos por la misma se muestran a continuación en la figura 4.10.

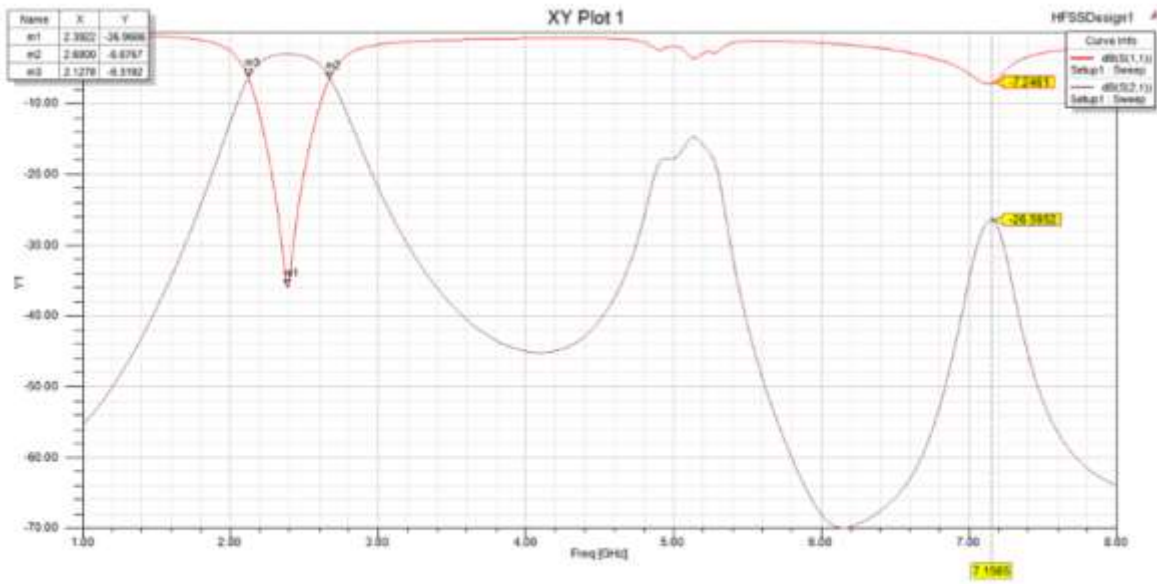


Figura 4.10.Respuesta en frecuencia del filtro con estructuras fractales de Koch de primer orden optimizado.

Fuente: Autor

Como se puede observar en los resultados de la simulación la frecuencia central del filtro es de 2.39GHz, aproximadamente la esperada para este diseño (2.4GHz). Aunque se logra una atenuación menor, aproximadamente de -26.6dB, del espurio a 7.1 GHz con respecto a la obtenida por la estructura sin optimizar la cual fue de -36dB aproximadamente.

### 4.3 Diseño del filtro con fractales de Koch de primer y segundo orden

En la figura 4.11 se muestra la estructura del filtro implementado en HFSS con estructuras fractales de Koch de primer y segundo orden optimizado.

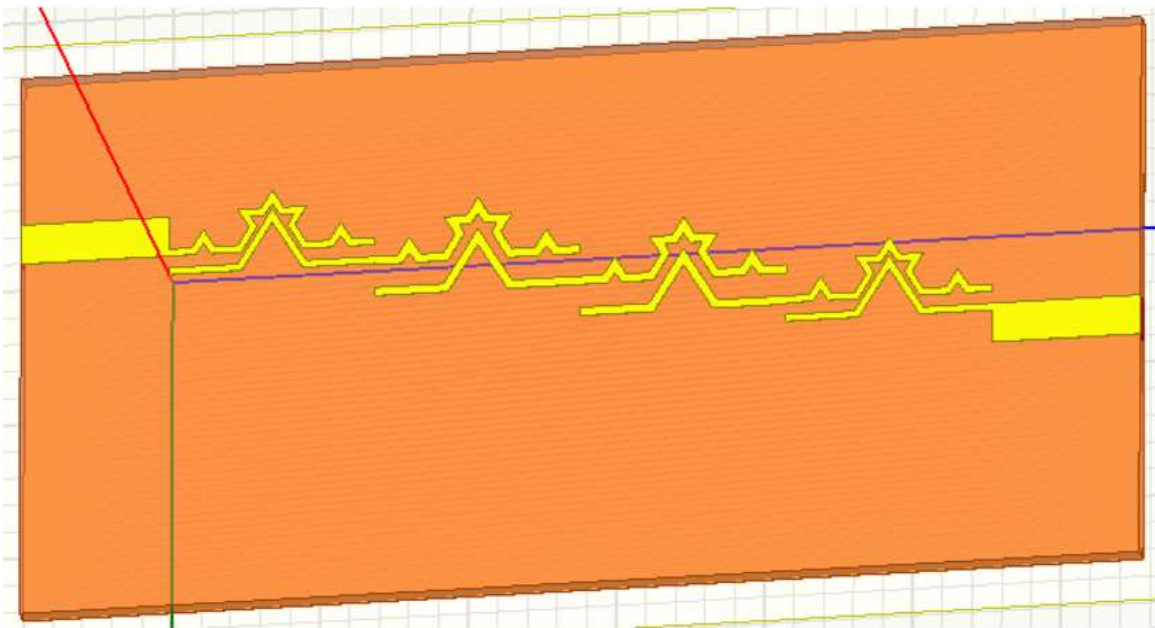


Figura 4.11. Filtro con estructuras fractales de Koch de primer y segundo orden.

Fuente: Autor

En la figura 4.12 se muestra la respuesta en frecuencia del filtro con estructuras fractales de Koch de primer y segundo orden.

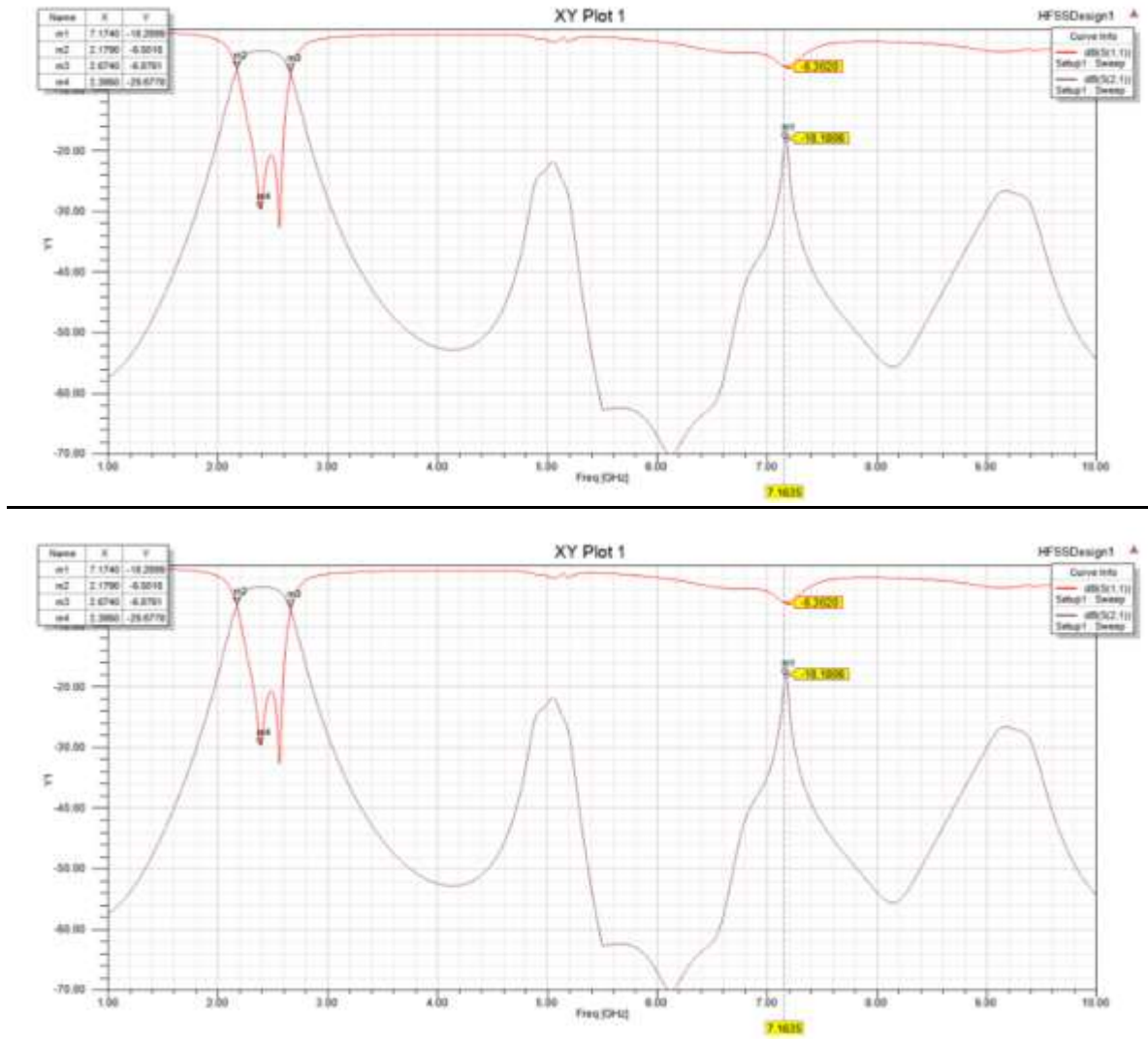


Figura 4.12. Respuesta en frecuencia del filtro con fractales de Koch de primer y segundo orden.

Fuente: Autor

#### 4.4 Comparación entre el filtro de línea con fractales de Koch, estructuras metamateriales acopladas y con fractales de Koch de primer y segundo orden

En la tabla 4.6 se realiza la comparación entre el filtro de línea con fractales de Koch, el filtro de línea con estructuras metamateriales acopladas y el filtro con fractales de Koch de primer y segundo orden.

Tabla 4.6.Comparación entre las magnitudes de la estructura del filtro de línea con fractales de Koch, el filtro de línea con estructuras metamateriales acopladas y el filtro con fractales de Koch de primer y segundo orden.

Parámetros	Filtro de línea con estructuras metamateriales	Filtro de línea con estructuras fractales de Koch de primer orden	Filtro de línea con estructuras fractales combinadas
Atenuación en el armónico a 7.1 GHz	-36dB	-26dB	-18.18dB
Ancho de banda	0.3344GHz	0.5522GHz	0.5
Parámetro $S_{11}$ a la frecuencia central	-34.5dB	-35.9dB	-26.6dB
Dimensión del diseño	90mm	78.11mm	75.5mm

Fuente: Autor

De los valores obtenidos, se concluye que el diseño más pequeño se logra con la combinación de las estructuras fractales de Koch de primer y segundo orden, pero con el segundo se obtiene una estructura más pequeña.

# CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

## Conclusiones

Los estudios realizados en cuanto a filtros de microondas, estructuras fractales de Koch y metamateriales, así como los resultados obtenidos a través de las simulaciones realizadas en el programa HFSS, permiten arrojar las siguientes conclusiones:

1. Los filtros de microondas poseen grandes ventajas, como su tamaño compacto y su capacidad de producir una banda de rechazo profunda.
2. Las estructuras fractales y metamateriales presentan características muy particulares que le confieren novedosas y ventajosas aplicaciones.
3. El empleo de los anillos metamateriales permiten eliminar espurios y obtener una estructura compacta.
4. Con el empleo de los fractales de Koch en el diseño de filtros de líneas acopladas se obtuvo una estructura en la cual se elimina el espurio que existía en el diseño original. Aunque se demostró en las simulaciones que se pueden obtener filtros más pequeños, obteniéndose una estructura mucha más compacta que si se emplean SRR.
5. Aunque con todas las estructuras diseñadas se logra eliminar el espurio existente en el diseño original, con las estructuras fractales combinadas de Koch de primer y segundo orden, se obtiene un filtro con características similares al obtenido con las estructuras de primer orden solamente, pero se logra una estructura más compacta y es el principal objetivo que se pretendía en el presente trabajo.



## **Recomendaciones**

1. Realizar el análisis del diseño en un mayor rango de frecuencia para localizar el próximo espurio y lograr su eliminación mediante el diseño de otras estructuras fractales.
2. Profundizar en el estudio de las estructuras fractales y metamateriales para descubrir nuevas particularidades que permitan un mayor número de aplicaciones de las mismas.
3. Aplicar los resultados obtenidos de la aplicación de las recomendaciones anteriores en el estudio de nuevas estructuras de filtros de microondas compactos.
4. Estudiar la aplicación de diferentes líneas de transmisión de microcintas acopladas aplicadas a filtros de microondas compactos.

## REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- Aznar, F. (2009). *Caracterización de nuevos resonadores metamaterial, líneas de transmisión artificiales y aplicaciones en el diseño de circuitos de comunicaciones*. Tesis Doctoral, Universidad Autónoma de Barcelona.
- Bermudez, H. F. (2009). Desarrollo de circuitos de RF con tecnología de microcintas en la banda de 2.4GHz. *Scientia et Technica Año XV*.
- Bonach, J. (2006). *Filtro de microrondas basados en metamateriales y en resonadores concentrados*. Tesis doctoral, Barcelona.
- Castellanos, L., López, F., & Reyes-Vera, E. (2016). Metamateriales: principales características y aplicaciones. *Rev. Acad. Colomb. Cienc. Ex. Fis. Nat.*, 395-401.
- Gómez, E., Rodríguez, I., Marante, F., & Rizo, L. (Enero-Abril de 2013). Estudio de la variación de diferentes parámetros en antenas de microcinta AAPC. *RIELAC, XXXIV 1/2013*, 27-39.
- González, J. (2007). *La Geometría Fractal*. Obtenido de <http://casanchi.com/mat/gfractal01.htm>
- Hernandez, D. (2015). *Diseño, simulación y comparación de antenas microcintas a una frecuencia de 2.4GHz*. Universidad Católica de Santiago de Guayaquil.
- Herraiz, F. (2010). *Metamaterial-Loaded Printed Antennas: Design and Applications*. Universidad Carlos III de Madrid, Madrid.
- Hong, J.-S. (2011). *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*.
- Miyara, F. (2004). *Filtros activos*. Universidad Nacional de Rosario, Departamento de Electrónica, Rosario. Argentina.

- Mohammed, S., Ramasamy, K., & Shanmuganantham, T. (2010). Based Micro strip Patch Antenna for Wireless Power Transmission System. *International Journal of Computer Applications*, 104-108.
- Monsalve, C. (2008). *Diseño de un filtro en la banda de frecuencias de microondas-milimétricas para sistenas de comunicaciones*. Madrid.
- Montesdeoca, P. (2005). *Cómo resolver problemas. Longitud y Área de Curvas Fractal*.
- Montoya, A. (2006). *Antenas Fractales: Un paso en la evolución de las Telecomunicaciones*. Universidad de Antioquia, Medellín.Colombia.
- Montoya, A. (2009). *Antenas fractales: un paso en la evolución de las telecomunicaciones*. Medellin, Antioquia, Colombia. Obtenido de [http://www.radiocomunicaciones.net/pdf/antenas\\_fractales.pdf](http://www.radiocomunicaciones.net/pdf/antenas_fractales.pdf)
- Pachón, A. (2010). *Diseño de filtros de modo común para sistemas balanceados basados en metamateriales*. Obtenido de [https://upcommons.upc.edu/bitstream/handle/2099.1/15405/pfc\\_pachon.pdf](https://upcommons.upc.edu/bitstream/handle/2099.1/15405/pfc_pachon.pdf)
- Pozar, D. (2012). *Microwave engineering* (4ta ed.). Massachusetts: WILEY-INTERSCIENCE PUBLICATION.
- Ramírez, G. (2009). *Diseño de una antena multibanda basada en fractales para redes móviles inalámbricas de banda ancha en las frecuencias de 0.9, 2.4 y 3.5 GHz*. Tesis presentada para optar al título de Magíster en Ingeniería de Telecomunicaciones, Departamento de Ingeniería de Sistemas e Industrial. Universidad Nacional de Colombia, Bogotá.
- Represa, J., Grande, A., Barba, I., & López, A. (2013). Metamateriales con índice de refracción negativo: una nueva frontera en Electromagnetismo. *Revista de Ciencias*.

Rodas, A. (2010). *Aplicación de las antenas fractales en las Telecomunicaciones*.  
Universidad Católica Popular de Risaralda.

Romero, J. (2009). *Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales*.

Yáñez, R., López, M., & Zuaznabar, V. (2013). *Metamateriales, materiales del futuro desarrollados en el campo de la Óptica*.

## GLOSARIO DE TÉRMINOS

<b>Abreviatura</b>	<b>Significado en Español</b>	<b>Significado en Inglés</b>
<b>DNG</b>	Doblemente negativo	-
<b>HFSS</b>	Simulador de Estructuras a Altas Frecuencias	<i>High Frequency Structure Simulator</i>
<b>LHM</b>	Medio zurdo	<i>Left-Handed Media</i>
<b>TEM</b>	Transverso Electro Magnético	<i>Transverse Electro Magnetic</i>
<b>SRR</b>	Resonador de anillos divididos	<i>Split Ring Resonator</i>



**Presidencia  
de la República  
del Ecuador**



**Plan Nacional  
de Ciencia, Tecnología,  
Innovación y Saberes**



**SENESCYT**  
Secretaría Nacional de Educación Superior,  
Ciencia, Tecnología e Innovación

## **DECLARACIÓN Y AUTORIZACIÓN**

Yo, **Vargas Verdezoto Silvia Patricia**, con C.C: # **1206292599** autora del trabajo de titulación: **Diseño y evaluación de filtros de microondas compactos basados en estructuras fractales y metamateriales**, previo a la obtención del título de **Magíster en Telecomunicaciones** en la Universidad Católica de Santiago de Guayaquil.

1.- Declaro tener pleno conocimiento de la obligación que tienen las instituciones de educación superior, de conformidad con el Artículo 144 de la Ley Orgánica de Educación Superior, de entregar a la SENESCYT en formato digital una copia del referido trabajo de titulación para que sea integrado al Sistema Nacional de Información de la Educación Superior del Ecuador para su difusión pública respetando los derechos de autor.

2.- Autorizo a la SENESCYT a tener una copia del referido trabajo de titulación, con el propósito de generar un repositorio que democratice la información, respetando las políticas de propiedad intelectual vigentes.

Guayaquil, 7 de marzo del 2019

f. \_\_\_\_\_

Nombre: **Vargas Verdezoto Silvia Patricia**

**C.C: 1206292599**



Presidencia  
de la República  
del Ecuador



Plan Nacional  
de Ciencia, Tecnología,  
Innovación y Saberes



SENESCYT  
Secretaría Nacional de Educación Superior,  
Ciencia, Tecnología e Innovación

## REPOSITORIO NACIONAL EN CIENCIA Y TECNOLOGÍA

### FICHA DE REGISTRO DE TESIS/TRABAJO DE TITULACIÓN

<b>TÍTULO Y SUBTÍTULO:</b>	Diseño y evaluación de filtros de microondas compactos basados en estructuras fractales y metamateriales.		
<b>AUTOR(ES)</b>	Vargas Verdezoto Silvia Patricia		
<b>REVISOR(ES)/TUTOR</b>	MSc. Orlando Philco Asqui; MSc. Luis Córdova Rivadeneira / MSc. Manuel de Jesús Romero Paz		
<b>INSTITUCIÓN:</b>	Universidad Católica de Santiago de Guayaquil		
<b>FACULTAD:</b>	Sistema de Posgrado		
<b>PROGRAMA:</b>	Maestría en Telecomunicaciones		
<b>TÍTULO OBTENIDO:</b>	Magister en Telecomunicaciones		
<b>FECHA DE PUBLICACIÓN:</b>	Guayaquil, 7 de marzo del 2019	<b>No. DE PÁGINAS:</b>	71
<b>ÁREAS TEMÁTICAS:</b>	Diseño de filtros, línea de transmisión, filtros de microondas, líneas acopladas, curva de Von Koch, diseño de los SRR.		
<b>,PALABRAS CLAVES/ KEYWORDS:</b>	Fitros, microcintas, fractales, metamateriales, miniaturización, SRR		
<b>RESUMEN/ABSTRACT:</b>	<p>En el presente trabajo se describe el diseño de filtros de microondas compactos para sistemas de radiocomunicaciones modernos. Se emplea la técnica de líneas acopladas para llevar a cabo el diseño. El diseño se basa en la geometría fractal y los metamateriales pues debido a sus características se pueden obtener una estructura compacta. Se realizaron las simulaciones en el software Simulador de Estructuras de Altas Frecuencias (HFSS, High Frequency Structure Simulator) para comprobar el correcto diseño de los filtros. Se realizó la comparación de las características obtenidas en cada diseño de filtros analizando con cuál de ellas se logra una mejor miniaturización y eliminación de señales espurias. Se utiliza el método Exploratorio, a través del cual se profundiza en el estado actual de la tecnología referente a la geometría fractal y los metamateriales y sus aplicaciones en los sistemas de comunicaciones, estableciendo con esta información el estado del arte de dicha temática. A partir del logro del estado del arte se aplica el método Descriptivo para analizar la información obtenida y emplearla en el diseño de filtros de microondas basados en fractales y metamateriales. La investigación aplica el paradigma Empírico-Analítico y un enfoque Cuantitativo que emplea operaciones matemáticas tanto para caracterizar las tecnologías estudiadas en este trabajo, así como para la realización de los diseños de cada estructura propuesta. La metodología de diseño aplicada es Experimental porque se manipulan los parámetros investigados, para obtener las mejores características del diseño en cuanto a miniaturización y eliminación de espurios.</p>		
<b>ADJUNTO PDF:</b>	<input checked="" type="checkbox"/> SI	<input type="checkbox"/> NO	
<b>CONTACTO CON AUTOR/ES:</b>	<b>Teléfono:</b> +593-969424138	<b>E-mail:</b> paty_js14@hotmail.com	
<b>CONTACTO CON LA INSTITUCIÓN (COORDINADOR DEL PROCESO UTE)::</b>	<b>Nombre:</b> Romero Paz Manuel de Jesús		
	<b>Teléfono:</b> +593-994606932		
	<b>E-mail:</b> manuel.romero@cu.ucsg.edu.ec		
<b>SECCIÓN PARA USO DE BIBLIOTECA</b>			
<b>Nº. DE REGISTRO (en base a datos):</b>			
<b>Nº. DE CLASIFICACIÓN:</b>			
<b>DIRECCIÓN URL (tesis en la web):</b>			