

**Centro de Investigación Científica y de Educación
Superior de Ensenada, Baja California**



**Programa de Posgrado en Ciencias en
Electrónica y Telecomunicaciones con orientación en
Altas Frecuencias**

**Investigación y análisis electromagnético de estructuras de antenas
fractales de banda ancha**

Tesis

para cubrir parcialmente los requisitos necesarios para obtener el grado de
Doctor en Ciencias

Presenta:

Cruz Ángel Figueroa Torres

Ensenada, Baja California, México
2016

Tesis defendida por

Cruz Ángel Figueroa Torres

y aprobada por el siguiente Comité

Dr. José Luis Medina Monroy

Director de tesis

Dra. María del Carmen Maya Sánchez

Dr. Arturo Velázquez Ventura

Dr. David Hilario Covarrubias Rosales

Dr. Oleksandr Martynyuk



Dr. Miguel Ángel Alonso Arevalo

Coordinador del Posgrado en Electrónica y
Telecomunicaciones

Dra. Rufina Hernández Martínez

Directora de Estudios de Posgrado

Cruz Ángel Figueroa Torres © 2016

Queda prohibida la reproducción parcial o total de esta obra sin el permiso formal y explícito del autor y director de la tesis.

Resumen de la tesis que presenta **Cruz Ángel Figueroa Torres** como requisito parcial para la obtención del grado de Doctor en Ciencias en Electrónica y Telecomunicaciones con orientación en Altas Frecuencias.

Investigación y análisis electromagnético de estructuras de antenas fractales de banda ancha

Resumen aprobado por:

Dr. José Luis Medina Monroy
Director de tesis

En años recientes el avance de los sistemas de comunicación inalámbricos ha provocado una gran demanda en el diseño de antenas con características de banda ancha y multibanda. Dado que estos sistemas de comunicación deben operar para diferentes estándares de comunicación, como por ejemplo: telefonía celular de 4G (700 MHz, 1700MHz, 1900MHz, 2100MHz y 2600MHz), *Bluetooth/WLAN* (2.4, 3.6 y 5GHz), *WiMAX* (2.5-2.69, 3.4-3.69, 5.25-5.85 GHz), entre otros. Por lo general, los sistemas inalámbricos que operan a frecuencias de RF y microondas requieren antenas con dimensiones pequeñas y de gran ancho de banda. Actualmente la tecnología fractal representa una de las mejores alternativas para el diseño de este tipo de antenas, debido a sus grandes ventajas tales como: reducir el tamaño de la antena y provocar un comportamiento: multibanda, de banda ancha, banda ultra ancha (UWB) o de súper ancho de banda (SWB). En este trabajo se propone una estructura original de antena fractal basada en el triángulo de Sierpinski con comportamiento de súper ancho de banda SWB. La estructura propuesta consiste del triángulo de Sierpinski complementario en su tercera iteración, dos semicírculos a los lados de la estructura radiante del triángulo de Sierpinski, una ranura semicircular en el plano de tierra, localizada entre la línea de alimentación y el elemento triangular y dos ranuras en los extremos del plano de tierra. Se describe la metodología de diseño y se presentan los resultados del análisis paramétrico de algunos elementos de la antena, efectuado para optimizar sus características y conseguir el comportamiento de súper ancho de banda. Se presenta la estructura construida y los resultados de la medición de las pérdidas por retorno, ganancia y los diagramas de radiación de la antena, comparados con los resultados del análisis electromagnético. La antena se construyó en un substrato FR-4 con dimensiones totales de 64 x 62 x 1.5778 mm³ y mostró un comportamiento de súper ancho de banda, con relación de ancho de banda de 15.5:1, con un $S_{11} < -10\text{dB}$ en el intervalo de frecuencias de 1.68 GHz a 26 GHz.

Se propone además, una estructura nueva de antena fractal con aplicaciones en nanosatélites del tipo CubeSats, basada en la técnica de Koch, con geometría de lazo cuadrado y con un generador fractal semi-elíptico en su primera iteración. Se describe la metodología de diseño y los resultados del análisis paramétrico efectuado en el generador semi-elíptico, para optimizar la frecuencia de resonancia y sus características. La antena se construyó en un substrato FR-4 con dimensiones totales de 72 x 72 x 3.16 mm³ y peso de 33.7g. Se presentan resultados de la medición de las pérdidas por retorno, la ganancia, los diagramas de radiación de la antena y la medición de la relación axial, comparados con los resultados del análisis electromagnético. La antena mostró una polarización elíptica con radio axial < 6.5dB y un $S_{11} < -10\text{dB}$ en el intervalo de frecuencias de 2.37 GHz a 2.57 GHz, cumpliendo con los requisitos para ser colocada en un CubeSat.

Palabras clave: antena fractal, triángulo de Sierpinski, multibanda, banda ancha, SWB, CubeSat.

Abstract of the thesis presented by **Cruz Ángel Figueroa Torres** as a partial requirement to obtain the Doctor of Science degree in Electronics and Telecommunications with orientation in High Frequency.

Research and electromagnetic analysis of wideband fractal antenna structures

Abstract approved by:

Dr. José Luis Medina Monroy
Thesis director

In recent years the advancement of wireless communication systems has led to a great demand in the design of antennas with multiband or wideband characteristics. Since these communication systems must operate at different communication standards, such as: 4G cell phones (700MHz , 1700MHz , 1900MHz, 2100MHz and 2600MHz), Bluetooth / WLAN (2.4 , 3.6 and 5GHz) and WiMAX (2.5- 2.69 , 3.4-3.69, 5.25- 5.85 GHz) among others. In general, wireless systems operating at RF and microwave frequencies requires small antennas with wideband characteristics. Currently the fractal technology represents one of the best alternatives for the design of these antennas, due to its great advantages such as size reduction and behavior: multiband, broadband, ultra wideband (UWB), or super bandwidth (SWB).

In this thesis work, a novel fractal antenna structure based on the Sierpinski triangle, with super wide bandwidth SWB performance is proposed. The proposed structure consist of a complementary Sierpinski triangle in its third iteration, two semicircles on the sides of the radiating Sierpinski triangle structure, a semicircular slot in the ground plane located between the feed line and the triangular element, and two slots at the ends of the ground plane. Design methodology and results of the parametric analysis of some elements of the antenna, made to optimize its characteristics and get the super wideband characteristics are presented. The fabricated structure and the results of the measured return loss, gain and radiation pattern of the antenna, compared with the electromagnetic analysis results are presented. The antenna was built in a FR-4 substrate with dimensions of 64 x 62 x 1.5778 mm³, showing a super wideband behavior with a relative bandwidth of 15.5: 1, and with a $S_{11} < -10\text{dB}$ in the frequency range of 1.68 GHz to 26 GHz.

Besides, a new structure of a fractal antenna with applications in nanosatellites of CubeSat type is proposed, based on the fractal Koch technique, with square loop geometry and a fractal semi - elliptical generator in its first iteration. Design methodology and results of the parametric analysis performed in the fractal semi - elliptical generator to optimize the resonance frequency and characteristics are presented. The antenna was fabricated in a FR-4 substrate with dimensions of 72 x 72 x 3.16 mm³ and weight of 33.7g. Measurement results of the return loss, gain, radiation patterns of the antenna and axial ratio are presented, compared with the electromagnetic analysis results. The antenna show an elliptical polarization with AR <6.5 dB and $S_{11} < -10\text{ dB}$ in the frequency range of 2.37 GHz to 2.57 GHz, fulfilling the CubeSat requirements.

Keywords: fractal antenna, Sierpinski triangle, multiband, wideband, SWB, CubeSat.

Dedicatoria

Quiero dedicar este trabajo de tesis a todas las personas que confiaron en mí y que me motivaron para desarrollarlo. Principalmente a Dios, a mis padres, a mis hermanos y hermanas, a mis tías, a mi novia Lupita, a mis amigos de ingeniería y de posgrado.

Agradecimientos

Quiero agradecer ampliamente a todo el personal del Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada, por darme la oportunidad de realizar mis estudios de doctorado.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT) por la beca que me otorgó para mis estudios de posgrado.

Al Dr. José Luis Medina Monroy por haber aceptado dirigir este trabajo de tesis y por toda la ayuda que me brindó en estos 4 años.

A los miembros de mi comité de tesis Dra. María del Carmen Maya Sánchez, al Dr. Arturo Velázquez Ventura, al Dr. David Hilario Covarrubias Rosales y al Dr. Oleksandr Martynyuk, por todos sus comentarios y sugerencias.

A todos los profesores de CICESE que me compartieron su conocimiento, en especial al Dr. Humberto Lobato Morales, al Dr. Ricardo Chávez Pérez, a la Dra. María del Carmen Maya Sánchez y al Dr. David Hilario Covarrubias Rosales.

Al Ingeniero Rene Torres por toda la ayuda que me proporcionó para la fabricación de mis antenas.

A mis compañeros y amigos de CITEDI por los consejos que siempre me brindan.

Tabla de contenido

Resumen en español	i
Resumen en inglés	ii
Dedicatoria	iii
Agradecimientos	iv
Lista de figuras.....	vii
Lista de tablas.....	x
Capítulo 1. Introducción	1
1.1 Planteamiento del problema.....	1
1.2 Antecedentes	2
1.3 Justificación	3
1.4 Objetivos	5
1.5 Organización de la tesis.....	6
Capítulo 2. Teoría y conceptos	7
2.1 Introducción	7
2.2 Introducción a las antenas	7
2.2 Parámetros de antenas	9
2.2.1 Impedancia	9
2.2.2 Directividad	10
2.2.4 Eficiencia.....	10
2.2.3 Ganancia.....	10
2.2.5 Ancho de banda.....	11
2.2.6 Polarización	11
2.2.7 Diagrama de radiación	12
2.3 Tipos de antenas	13
2.3.1- Antenas de hilo	13
2.3.2- Antenas de apertura	14
2.3.3 Antenas de microcinta	15
2.3.4 Agrupamientos de antenas	15
2.3.5 Antenas reflectoras	16
2.3.6 Antena logarítmica-periódica.....	17

2.3.7 Antenas Vivaldi.....	18
2.3.8 Antenas Fractales	18
2.4 Métodos numéricos para realizar el análisis electromagnético de antenas.....	31
2.4.1 Introducción	31
2.4.2 Métodos de Momentos.....	34
2.4.3 Métodos de Elementos Finitos.....	35
2.4.4 Método de diferencias finitas en el dominio del tiempo (FDTD).....	37
2.4.5 La técnica de integración finita (FIT)	40
Capítulo 3. Antena fractal de banda súper ancha (SWB)	42
3.1 Introducción	42
3.2 Metodología de diseño	42
3.3 Requerimientos de diseño de la antena fractal SWB.....	42
3.4 Elección del sustrato	43
3.5 Diseño de la antena.....	43
3.6 Construcción y caracterización de la antena SWB	58
Capítulo 4. Antena fractal con geometría semi-elíptica.....	67
4.1 Introducción	67
4.2 Metodología de diseño	67
4.3 Requerimientos de diseño de la antena fractal semi-elíptica.....	67
4.4 Elección del sustrato	68
4.5 Diseño de la antena.....	68
4.6 Construcción y caracterización de la antena fractal semi-elíptica.....	73
Capítulo 5. Conclusiones	81
5.1 Conclusiones generales.....	81
5.2 Aportaciones	83
5.3 Recomendaciones y trabajo futuro.....	84
5.4 Productividad	85
Literatura citada	86

Lista de figuras

Figura 1. Tipos de polarización (Anguera and Pérez, 2008).....	12
Figura 2. Sistema de coordenadas esférico (Cardama <i>et al.</i> , 2002).....	12
Figura 3. Diagramas de radiación: (a) tridimensional, (b) en coordenadas polares (Cardama et al., 2002).	13
Figura 4. Configuraciones de antena de hilo: a) Dipolo, b) Lazo circular o cuadrado, c) Lazo helicoidal (Balanis, 1997).....	14
Figura 5. Configuraciones de antenas de apertura: a) Bocina piramidal, b) Bocina cónica, c) Guía de onda rectangular (Balanis, 1997).	14
Figura 6. Geometrías de parches más utilizadas en antenas de microcinta.....	15
Figura 7. Configuraciones de agrupamientos: a) de hilo (Yagi-Uda), b) de apertura, c) de microcinta, d) de guía de onda ranurada (Balanis, 1997).	16
Figura 8. Antenas reflectoras: a) reflector parabólico, b) reflector de esquina (Balanis, 1997).....	17
Figura 9. Antena logarítmica-periódica (Balanis, 1997).....	17
Figura 10. Antena Vivaldi (Cardama <i>et al.</i> , 2002).	18
Figura 11. Objetos fractales en la naturaleza y la técnica: a) cristal, copo de nieve, b) los pulmones humanos, c) arte fractal (Krzysztofik, 2013).	18
Figura 12. Propiedad de auto-similitud: a) árbol sintético, b) Cuadro de Salvador Dalí, rostro de la guerra (1940) (Anguera y Pérez, 2008).	20
Figura 13. Construcción del triángulo de Sierpinski (Cardama et al., 2002).....	20
Figura 14. Estructura de Sierpinski (Anguera y Pérez, 2008).....	21
Figura 15. Monopolo de Sierpinski (Puente et al., 1998).....	21
Figura 16. Pérdidas por retorno del Monopolo de Sierpinski (Puente et al., 1998).....	22
Figura 17. Antena fabricada mediante la técnica Sierpinski (Viani et al., 2012a).....	22
Figura 18. Antena fractal de Sierpinski alimentada por línea de microcinta (Viani et al., 2012b).	23
Figura 19. Proceso iterativo de la curva de Koch (Tiwari <i>et al.</i> , 2014).....	24
Figura 20. Estructuras de Koch con diferente ángulo de apertura (Karim <i>et al.</i> , 2008).	24
Figura 21. Proceso iterativo del copo de nieve de Koch (Younas <i>et al.</i> , 2010).....	25

Figura 22. Antena final del copo de nieve de Koch (Younas <i>et al.</i> , 2010).....	25
Figura 23. Antena con polarización circular empleando la técnica fractal de Koch (Reddy y Sarma, 2014).	26
Figura 24. Proceso iterativo fractal de la técnica de Minkowski (Zhen <i>et al.</i> , 2008).	26
Figura 25. Antena fractal Minkowski (Nornikman <i>et al.</i> , 2013).	27
Figura 26. Curva de Hilbert: a) 1ra iteración, b) 2da iteración y c) 3ra iteración (Zhu <i>et al.</i> , 2003).	28
Figura 27. Antena de banda ancha con geometría de Sierpinski (Kavya <i>et al.</i> , 2015).	29
Figura 28. Antena de súper ancho de banda con geometría de huevo (Chen <i>et al.</i> , 2011).	29
Figura 29. Antena con geometría de cara feliz: a) 1ra iteración, b) 2da iteración, c) vista frontal de antena fabricada, d) vista posterior de antena fabricada (Susila y Rao, 2015).	30
Figura 30. Antena logarítmica empleando técnica fractal (Amini <i>et al.</i> , 2015).	30
Figura 31. Antena fractal logarítmica fabricada (Amini <i>et al.</i> , 2015).	31
Figura 32. Elementos finitos típicos (Sadiku, 2001).	36
Figura 33. Discretización de la estructura (Sadiku, 2001).	37
Figura 34. (a) Arreglo de las componentes E y H del vector en una malla doble, (b) superficie de la celda de integración para la componente E_x , (c) superficie de la celda de integración para H_x (Rahimi, 2011).	40
Figura 35. Estructura inicial de la antena propuesta	44
Figura 36. Antena de parche triangular de microcinta: a) vista superior, b) vista lateral (Dahele y Lee, 1987)	45
Figura 37. Análisis Electromagnético de la antena triangular con $a=57.5$ mm: a) fase y b) magnitud.....	47
Figura 38. Error relativo de la ecuación propuesta (48), y de la E_c (45) para $\epsilon_r=1$ y $\epsilon_r=2.32$	48
Figura 39. Error relativo de la ecuación propuesta (48), y de la E_c (45) para $\epsilon_r=4.08$ y $\epsilon_r=10$	49
Figura 40. Antena triangular diseñada y construida en el substrato FR-4 con $a=50$ mm.	50
Figura 41. Resultados teóricos y experimentales de la antena diseñada y construida en FR-4 con $a=50$ mm.	50
Figura 42. Proceso de diseño de la antena: a) Iniciador, b) 1ra iteración, c) 2da iteración, d) 3ra iteración, e) Complementario de la 3ra iteración.	51

Figura 43. Respuesta en frecuencia del elemento iniciador y de las dos primeras iteraciones.	52
Figura 44. Comparación entre la tercera iteración y su complementario.	54
Figura 45. Antena propuesta con elementos semicirculares.....	55
Figura 46. Pérdidas por retorno de la estructura con semicírculos.....	55
Figura 47. Antena propuesta con elementos semicirculares y ranura en el plano de tierra.....	56
Figura 48. Efecto de la ranura en el plano de tierra por debajo de la línea de alimentación.....	56
Figura 49. Antena SWB con elementos semicirculares de radio r_1 , y ranuras de radio r_2 y r_3 en el plano de tierra.....	57
Figura 50. Efecto de las ranuras en los extremos del plano de tierra.	57
Figura 51. Antena fractal SWB construida: a) vista superior, b) vista inferior.....	58
Figura 52. Medición de los parámetros S de la antena fractal de SWB.....	59
Figura 53. Resultados teóricos y experimentales del S_{11} de la antena fractal SWB.	60
Figura 54. Banco para medición de ganancia y diagramas de radiación: a) diagrama a bloques, b) fotografía.	61
Figura 55. Orientación de las antenas para medir el diagrama de radiación en el plano E.	62
Figura 56. Orientación de las antenas para medir el diagrama de radiación en el plano H.....	62
Figura 57. Diagramas de radiación de la antena fractal SWB en bajas frecuencias (1.7GHz, 2.45GHz y 5.8GHz).....	63
Figura 58. Diagramas de radiación de la antena fractal SWB en altas frecuencias (12GHz, 18GHz y 26GHz).	64
Figura 59. Planos de medición para la caracterización de la ganancia de la antena fractal SWB.	65
Figura 60. Ganancia teórica y experimental de la antena fractal SWB.....	65
Figura 61. Eficiencia de la antena fractal SWB.....	66
Figura 62. Estructura inicial de la antena.....	69
Figura 63. Frecuencia de resonancia de la estructura inicial obtenida del AEM.	70
Figura 64. Diseño de la antena: a) lazo cuadrado (iniciador), b) Generador fractal, c) primera iteración.	71
Figura 65. Análisis paramétrico del radio R_y	71

Figura 66. Comparación del S_{11} de la antena con y sin cortes en las esquinas.....	72
Figura 67. Antena fractal semi-elíptica construida.....	73
Figura 68. Medición de pérdidas por retorno (S_{11} dB) de la antena fractal semi-elíptica.....	74
Figura 69. Resultados teóricos y experimentales del S_{11} de la antena semi-elíptica.....	75
Figura 70. Resultados teóricos (con $\epsilon_r=4.08$ y con $\epsilon_r=4.3$) y experimentales del S_{11} de la antena semi-elíptica.....	75
Figura 71. Configuración para la medición del diagrama de radiación en el plano horizontal.....	76
Figura 72. Configuración para la medición del diagrama de radiación en el plano vertical.....	76
Figura 73. Diagramas de radiación a 2.45 GHz.....	77
Figura 74. Ganancia de la antena semi-elíptica.....	77
Figura 75. Montaje para la medición de la relación axial de la antena fractal semi-elíptica.....	78
Figura 76. Potencia de radiación normalizada de la antena fractal semi-elíptica en función del ángulo Φ a 2.45 GHz.....	79
Figura 77. Relación axial de la antena fractal semi-elíptica.....	79
Figura 78. Diagramas de radiación en co-polarización y polarización cruzada a la frecuencia de 2.45 GHz.....	80

Lista de tablas

Tabla 1. Parámetros principales de la medición del monopolio de Sierpinski.	21
Tabla 2. Comparación entre los diferentes ángulos de apertura de la estructura de Koch.	24
Tabla 3. Características de la antena de copo de nieve (Younas <i>et al.</i> , 2010).....	25
Tabla 4. Características de la antena Hilbert	28
Tabla 5. Softwares comerciales para el análisis electromagnético.	32
Tabla 6. Resultados del análisis de Fr variando la longitud a del triángulo para $L_L=0$ en dos substratos... 48	48
Tabla 7. Resultados del análisis de Fr variando la longitud L_L para $\epsilon_r=4.08$ y para $a=100\text{mm}$ y $a=50\text{mm}$.49	49
Tabla 8. Modos de frecuencias resonantes para el elemento iniciador ($a=50\text{mm}$) y $L_L=0\text{mm}$	53
Tabla 9. Modos de frecuencias resonantes para el elemento iniciador ($a=50\text{mm}$) y $L_L=21\text{mm}$	53
Tabla 10. Dimensiones finales de la antena fractal SWB	58
Tabla 11. Dimensiones finales de los parámetros de la antena fractal semi-elíptica.....	73

Capítulo 1. Introducción

1.1 Planteamiento del problema

Los sistemas de comunicación inalámbricos más avanzados y eficientes, incluyen en su construcción, receptores de comunicaciones complejos, los cuales se encargan de detectar y amplificar la señal recibida. Para diseñar el receptor se debe tener en cuenta el tipo de antena a utilizar, debido a que cada tipo de antena tiene diferentes características tales como: ganancia, eficiencia y directividad, por mencionar algunas.

El *Institute of Electrical and Electronics Engineers* (IEEE) define una antena como aquella parte de un sistema transmisor o receptor diseñada específicamente para radiar o recibir ondas electromagnéticas (IEEE Std. 145-1983). Si bien sus formas son muy variadas, todas las antenas tienen en común el ser una región de transición entre una zona donde existe una onda electromagnética guiada y una onda en el espacio libre, la cual puede tener además una característica direccional. En un sistema transmisor, la misión de la antena es radiar la potencia que se le suministra con las características de direccionalidad adecuadas a la aplicación. Mientras que, en un receptor, la antena recibe una onda electromagnética y la transforma en una señal eléctrica, y su ganancia aunada a la ganancia de los amplificadores elevaran el nivel recibido para poder procesar la información.

Existen diferentes tipos de antenas como las antenas alámbricas (también conocidas como elementos de antena de alambre), antenas de apertura, antenas de microcinta, antenas reflectoras, así como agrupaciones de antenas. En la actualidad las que se emplean con mayor frecuencia son las impresas en microcinta; por su tamaño pequeño, las reflectoras por su alta ganancia y agrupaciones de antenas por su facilidad de control de radiación (Cardama *et al.*, 2002). Tanto las agrupaciones de antenas como las antenas reflectoras no pueden ser utilizadas en dispositivos móviles personales por su gran tamaño, por lo cual en dichas aplicaciones predominan las antenas impresas en microcinta. Además, las antenas de microcinta pueden tener aplicación en satélites pequeños (Nano-satélites, CubeSat y CanSat), debido a su bajo peso y facilidad de montaje.

La mayoría de los trabajos en el tema de antenas planares de microcinta emplean topologías de parches con una figura geométrica, tales como parches triangulares (Verma y Dewangan, 2014), circulares (Figuerola *et al.*, 2014), o bien, dipolos impresos o antenas tipo Vivaldi (Trujillo, 2012). Sin embargo, con el gran avance actual en la tecnología, estas antenas resultan ser grandes para los nuevos dispositivos móviles.

Debido a las diferentes aplicaciones, existe la necesidad de tener antenas con característica multibanda o de gran ancho de banda. Para conseguir operar en un ancho de banda grande, se puede tener un gran número de antenas de banda angosta, o una sola antena que cubra todo el ancho de banda deseado. Se han desarrollado diferentes tipos de antenas con anchos de banda grande, como las antenas *ridged-horn*, Vivaldi, helicoidales y fractales, entre otras. En trabajos recientes (Reddy y Sarma, 2014; Nornikman *et al.*, 2013; Viani *et al.*, 2012a; Lizzi *et al.*, 2012) se ha dedicado mucho esfuerzo en la investigación y desarrollo de antenas fractales con característica multibanda y de banda ancha, debido a las ventajas en reducción de tamaño comparadas con las antenas convencionales (corneta y reflectoras). En este trabajo de tesis, se investigan las diferentes topologías de antenas fractales, con el propósito de obtener antenas con características multibanda y de banda ultra ancha.

1.2 Antecedentes

El término fractal fue acuñado por Mandelbrot en 1975 (Rong y Shoukang, 2008; Vinoy *et al.*, 2003). Mandelbrot definió la palabra fractal como: un fractal es una figura hecha de partes similares a la forma completa. La forma más simple de definir el término es la siguiente: un fractal es un objeto el cual parece auto-similar bajo diferentes grados de ampliación, y en efecto, que posee simetría a través de la escala (Krzysztofik, 2013).

En Mandelbrot, (1977) se investiga la relación entre los fractales y la naturaleza utilizando los descubrimientos hechos por Gaston Julia, Pierre Fatou y Felix Hausdorff, donde mostró que en la naturaleza existe una gran cantidad de fractales y que con ellos se podría modelar con precisión ciertos fenómenos (Yang *et al.*, 1999). Además introdujo nuevos tipos de fractales para modelar estructuras más complejas, tales como los árboles o las montañas.

A pesar que el término fractal fue propuesto en 1975, diferentes tipos de estructuras fractales han sido propuestas con anterioridad. Por ejemplo, la estructura de Hilbert fue introducida en 1891, la de Koch fue propuesta en 1904, la de Minkowski en 1907 y la de Sierpinski en 1915 (Hamzah *et al.*, 2006; Sundaram *et al.*, 2007).

La primera aplicación de los fractales al diseño de antenas fue mediante arreglos planares y lineales con pocos elementos (Kim and Jaggard, 1986; Werner D. H. and Werner P. L., 1996; Puente y Pous, 1996; Werner y Haupt, 1997; Jaggard D. L. y Jaggard A. D., 1998), organizando los elementos en un patrón fractal para reducir el número de elementos en el arreglo y obtener mayor ancho de banda o bien un comportamiento multibanda.

Algunas de las estructuras fractales que han sido ampliamente estudiadas y utilizadas como generadores para nuevas estructuras de antenas fractales son: el dipolo de Koch, el lazo de Koch, el monopolo de Sierpinski y el parche de la alfombra de Sierpinski (Yang *et al.*, 1999).

Las antenas fractales se dividen principalmente en 4 tipos: antenas de líneas fractales, antenas fractales de 3 dimensiones, antenas fractales planares y arreglos de antenas fractales (Chen, 2008; Zeng *et al.*, 2010).

El campo de antenas fractales ha sido y está siendo ampliamente estudiado, de tal manera que se han generado grandes cantidades de publicaciones. Por ejemplo (Dehkhoda y Tavakoli, 2004) presentan una nueva antena fractal de “corona” basada en una forma casi cuadrada con polarización circular, diseñada a la frecuencia central de operación de 3.7 GHz. Este diseño presenta la primera frecuencia (de modo fundamental) más baja que la presentada por la antena de parche de microcinta casi cuadrada desarrollada por Sharma y Gupta (1983), lo cual resulta en una reducción del tamaño de la antena del 16.84%. La alimentación es del tipo coaxial en el parche y está situada a 1 mm de su esquina. El comportamiento de la impedancia obtenido varía de 65-200 Ω para un *VSWR* menor a 3, con un ancho de banda de 309 MHz. Dehkhoda y Tavakoli (2004) mencionan que el análisis de una antena de alfombra de Sierpinski con el mismo tamaño y la misma ubicación de la alimentación, muestra solo una reducción en el tamaño del 10.64%. La antena fue realizada en dos iteraciones, donde la dimensión más grande de la antena es de 5.32cm y muestra una ganancia menor a 6 dB.

Por otro lado, (Manimegalai *et al.*, 2005) propusieron una antena reconfigurable basada en la geometría de Sierpinski con MEMS integrados para operar en el rango de frecuencias de 1.5 a 5.5 GHz, y es derivada básicamente de la antena complementaria de parche cuadrado de microcinta con triángulos. La antena se alimenta con cable coaxial, cuenta con unas dimensiones totales de 20x20 mm² y fue construida en un substrato *RT-Duroid* con un espesor de 1.6 mm y con una $\epsilon_r= 4.6$. El análisis electromagnético se realizó mediante *ADS-Momentum*, considerando condiciones ideales para los 9 interruptores *MEMS RF* (ON/OFF) utilizados para reconfigurarla. Esta antena muestra unas pérdidas por retorno menores a -10dB en las 5 bandas, dentro del rango de 1.5-5.5 GHz.

1.3 Justificación

En años recientes el avance de los sistemas de comunicación inalámbricos ha provocado una gran demanda en el diseño de antenas con características de banda ancha y multibanda para aplicaciones comerciales y militares. Los estándares de *IEEE* para *Bluetooth/WLAN* están diseñados para operar en

frecuencias de 2.4, 3.6 y 5 GHz. También existe la facilidad de despliegue, bajo costo, acceso inalámbrico de banda ancha comúnmente conocido como *WiMAX* (Worldwide interoperability for microwave Access) el cual está localizado en las bandas de 2.5-2.69, 3.4-3.69, 5.25-5.85 GHz (Panda *et al.*, 2011).

Además, en los últimos años se ha estado utilizando el estándar LTE-Advanced, para comunicaciones 4G de tecnología inalámbrica y celular, donde algunas de las bandas asignadas a este estándar son: 700 MHz, 1700MHz, 1900MHz, 2100MHz y 2600MHz. La banda más baja es la que aparenta ser más prometedora debido a su facilidad de penetración en construcciones y mayor área de cobertura (Sharawi *et al.*, 2012). Debido al impulso reciente en el mercado de comunicaciones móviles se ha generado un aumento de los requerimientos para las antenas de terminales móviles, donde las terminales para 4G deben ser compatibles con sistemas 2G y 3G. El crecimiento de redes de área local inalámbricas *WLAN* y sistemas *Bluetooth* han exigido una atención específica. Por lo tanto una nueva antena terminal debe soportar una operación en sistemas múltiples. Las antenas de circuito impreso o antenas de microcinta son apropiadas para este tipo de sistemas, debido a las limitaciones de espacio existente en los equipos electrónicos modernos, donde es primordial la miniaturización (Hojjat-Kashani *et al.*, 2009; Garg *et al.*, 2001; James y Hall, 1989). También la demanda en aplicaciones de telemedicina inalámbrica en el cuidado de la salud y monitoreo de pacientes se incrementa día con día. Con el propósito de monitorear pacientes en áreas remotas y proveer mejor atención médica, es necesario realizar la transmisión de parámetros psicológicos y patológicos a través de redes inalámbricas, en las cuales se pueden incorporar antenas fractales. Estas antenas planares por lo general tienden a ocupar menos espacio, cumpliendo con el requerimiento de la miniaturización. La banda *MICS* (Medical Implant Communication Service) está localizada en las bandas de frecuencia de 400-405 MHz y 2360-2400 MHz para medicina y para aplicaciones de metrología (Srivatsun y Rani, 2010). La banda de 400-405MHz requiere de antenas eléctricamente pequeñas, donde la longitud de los elementos debe ser $\leq \lambda/10$.

Dado que estas bandas de frecuencia pueden ser utilizadas simultáneamente en cualquier sistema, existe la necesidad de que una sola antena cubra todas estas bandas (Panda *et al.*, 2011).

Existen diferentes configuraciones empleadas para desarrollar antenas multibanda y de banda ancha. El concepto de la geometría fractal es una técnica especial utilizada para el diseño de antenas multibanda y de banda ancha con dimensiones pequeñas (Mandelbrot, 1977; Barnsley *et al.*, 1988, Puente *et al.*, 1998). Esto se debe principalmente a la propiedad de auto-similitud de los elementos de las antenas fractales, la cual significa que algunas de sus partes tienen la misma forma que todo el objeto pero a diferente escala (Barnsley *et al.*, 1988; Werner y Ganguly, 2003).

La construcción de la mayoría de estructuras fractales ideales, se lleva a cabo habitualmente mediante la aplicación de un proceso iterativo. En tal procedimiento de iteración, una estructura inicial llamada generador se replica varias veces en diferentes escalas, posiciones y direcciones, para obtener la estructura fractal en la iteración deseada. Diferentes tipos de estructuras fractales tales como anillos múltiples (Song *et al.*, 2003), hexagonal (Tang y Wahid, 2002) y la antena fractal circular de ranura (Liu *et al.*, 2005) se pueden aplicar para crear antenas con características multibanda. Por otra parte, para obtener antenas miniatura se emplean monopolos tipo Koch (Puente *et al.*, 2000) o para lograr una alta directividad parches de isla de Koch (Borja *et al.*, 2000; Dehkhoda y Tavakoli, 2004).

Por lo general, los sistemas inalámbricos requieren antenas pequeñas y de gran ancho de banda. La geometría fractal representa una de las mejores alternativas para el diseño de este tipo de antenas. Aplicando la tecnología fractal a los elementos de las antenas permite reducir el tamaño, y a la vez obtener un comportamiento multibanda, de banda ancha (WB), de banda ultra ancha (UWB) o de súper ancho de banda (SWB). En años recientes se ha realizado un gran número de investigaciones en el tema de antenas fractales (Verma y Dewangan, 2014; Reddy y Sarma, 2014; Nornikman *et al.*, 2013; Viani *et al.*, 2012a; Lizzi *et al.*, 2012; Azari, 2011; Vinoy, 2002). Por esta razón, en este trabajo de tesis se realiza una investigación teórica y experimental donde se proponen nuevas estructuras de antenas fractales, las cuales a diferencia de las antes mencionadas, presentan características de súper banda ancha y efecto multibanda con polarización elíptica.

1.4 Objetivos

El objetivo general de este trabajo de tesis es realizar una investigación teórica y experimental de estructuras de antenas fractales multibanda o de banda ancha para su operación a frecuencias de RF y microondas.

Como objetivos particulares se tienen:

- Realizar una investigación a fondo de las diversas topologías de antenas fractales disponibles en la literatura.
- Proponer nuevas estructuras de antenas fractales con características multibanda o de banda ancha, tomando en cuenta la miniaturización. Al respecto, se propone una antena basada en el triángulo de Sierpinski con comportamiento SWB y otra basada en la técnica de Koch con un lazo semi-elíptico para aplicaciones en CubeSats.

- Efectuar el análisis electromagnético de las estructuras o topologías propuestas, para seleccionar la más eficiente y cumplir con los requerimientos de diseño.
- Construir y caracterizar las diferentes estructuras de antena fractal propuestas.

1.5 Organización de la tesis

Este trabajo de tesis está organizado de la siguiente manera: en el Capítulo 2 se presentan los fundamentos de antenas en donde se incluyen los parámetros principales que describen el comportamiento de una antena, y se muestran los diferentes tipos de antenas que existen. Asimismo, se presentan algunas de las estructuras fractales más relevantes existentes en la literatura, adecuadas para diseñar antenas con comportamiento multibanda y de banda ancha, mencionando las características que las distinguen. También se describen de manera breve algunos de los métodos numéricos más utilizados para realizar el análisis electromagnético de antenas, que operan en el rango de RF y microondas.

En el Capítulo 3 se describe de manera detallada la metodología de diseño de una antena fractal propuesta con características de súper ancho de banda (SWB) basada en el triángulo de Sierpinski. Se efectúa el análisis electromagnético de la estructura triangular inicial, sus diferentes iteraciones y con semicírculos en la estructura radiante. De la misma manera, se realiza un análisis paramétrico de las ranuras semicirculares colocadas sobre el plano de tierra, para conseguir en la impedancia de la antena un comportamiento SWB. Asimismo, se muestran los resultados obtenidos del diseño de la antena, del análisis electromagnético, así como los resultados de la caracterización de la antena construida en el rango de frecuencias de 1 a 26 GHz.

En el Capítulo 4 se describe la metodología utilizada para el diseño de una antena fractal propuesta basada en la técnica de Koch, para aplicaciones en CubeSat en la banda de 2.4-2.5 GHz. La estructura de la antena fractal propuesta consiste de un lazo cuadrado, al cual se le aplica un generador en forma de semi-elíptica. Se presentan los resultados del análisis electromagnético, y su comparación con los resultados experimentales obtenidos de la caracterización de la antena construida. Debido a que la antena tiene polarización elíptica, se incluyen los resultados de la medición de la relación axial, así como los diagramas de radiación en co-polarización y polarización cruzada.

Finalmente, en el Capítulo 5 se presentan las conclusiones a las que se llegó en este trabajo de investigación, resaltando las principales aportaciones y productividad de este trabajo. Asimismo, se hacen algunas recomendaciones para trabajos futuros en ésta línea de investigación.

Capítulo 2. Teoría y conceptos

2.1 Introducción

En este Capítulo se presentan los fundamentos de antenas, donde se define lo que es una antena, sus parámetros principales, los cuales describen su comportamiento, y se muestran los diferentes tipos de antenas que existen. Se presentan algunas de las estructuras fractales más relevantes existentes en la literatura, mencionando las características que las distinguen. Se describen de manera breve algunos de los métodos numéricos más utilizados para realizar el análisis electromagnético de estructuras de antenas y otros circuitos, que operan en el rango de RF y microondas.

2.2 Introducción a las antenas

La antena se define de acuerdo al IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*) como “aquella parte de un sistema transmisor o receptor diseñada específicamente para radiar o recibir ondas electromagnéticas” (IEEE Standard 145-1993, 1993). Dicho de otro modo, la antena es la transición entre un medio guiado y el espacio libre, que transforma una onda electromagnética en una señal eléctrica o viceversa. La ventaja que presentan los enlaces alámbricos con respecto a los inalámbricos que emplean antenas es que están libres de interferencias. Mientras que sus inconvenientes son el costo elevado y el tiempo de instalación de infraestructura para enlaces de larga distancia. Por otro lado las antenas permiten realizar enlaces punto-punto y/o punto-multipunto a grandes distancias y en zonas de difícil acceso.

Algunas de las aplicaciones en las que se utilizan las antenas son (Anguera y Pérez, 2008):

- Comunicaciones móviles: aviones, barcos, vehículos, naves espaciales.
- Comunicaciones personales: teléfono celular, internet inalámbrico.
- Sistemas de radiodifusión: radio, televisión.
- Comunicaciones de seguridad: militar, policía, bombero, entre otras.
- Aplicaciones de no comunicación: GPS, radar, radiometría, radioastronomía, medicina, M2M, comercio electrónico.

El comportamiento de las líneas de transmisión y antenas se puede obtener empleando las ecuaciones de Maxwell, que relacionan los campos eléctricos y magnéticos con las cargas y corrientes que los crean. La solución a las ecuaciones da lugar a formas de onda guiadas (líneas de transmisión: cable coaxial y guía de

onda) o en el espacio libre (antenas). Las ondas electromagnéticas se caracterizan por su frecuencia (f) y longitud de onda (λ) (Anguera y Pérez, 2008).

Los modos transversales se deben a las condiciones de frontera impuestas por la guía de onda, y se pueden clasificar según la existencia de los campos E_z y/o H_z :

- Modo Transversal Electromagnético (TEM): No existe ninguna componente del campo eléctrico y magnético en la dirección de propagación Z, es decir $E_z = 0$ y $H_z = 0$.
- Modo Transversal Eléctrico (TE): No existe ninguna componente del campo eléctrico en la dirección de propagación Z. Esto es; $E_z = 0$ y $H_z \neq 0$.
- Modo Transversal Magnético (TM): No existe ninguna componente del campo magnético en la dirección de propagación Z. Por lo tanto: $E_z \neq 0$ y $H_z = 0$.

Para el caso de una onda plana que se propaga en el espacio libre el modo de propagación es el TEM, y la longitud de onda se determina mediante la ecuación (1).

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (1)$$

donde c es la velocidad de propagación en el medio (3×10^8 m/s en el espacio libre).

Mientras que en un cable coaxial la longitud de onda se puede determinar empleando la ecuación (2).

$$\lambda = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2)$$

donde ϵ_r es la constante dieléctrica del material.

Las antenas se pueden diseñar con longitudes de fracciones o múltiplos de λ . La mayoría de las antenas convencionales se diseñan con longitudes en fracciones de λ a la frecuencia de interés, siendo las más comunes $\lambda/4$ o $\lambda/2$. A las antenas con longitudes $\leq \lambda/10$ se les llama antenas eléctricamente pequeñas, mientras que las antenas con longitudes de múltiplos de λ se les conoce como antenas eléctricamente grandes.

2.2 Parámetros de antenas

Las antenas se pueden caracterizar por diferentes parámetros como son: la impedancia de entrada, directividad, ganancia, eficiencia, ancho de banda, polarización y diagrama de radiación, entre otros, los cuales se mencionan enseguida.

2.2.1 Impedancia

La impedancia a la entrada de la antena, Z_{ant} , se puede definir mediante relaciones voltaje-corriente en ese punto. En notación fasorial de régimen permanente sinusoidal, la impedancia poseerá una parte real R_A y una imaginaria X_A , ambas dependientes de la frecuencia como se muestra en la ecuación (3). Si Z_{ant} no presenta una parte reactiva a una frecuencia, se dice que es una antena resonante. Dado que la antena radia energía, la parte real R_A produce una pérdida neta de potencia hacia el espacio debida a la radiación, que se atribuye a una resistencia de radiación R_r y una R_L que se debe a las pérdidas resistivas del conductor y dieléctrico (Balanis, 1997; Cardama *et al.*, 2002). La parte imaginaria X_A está compuesta por una reactancia capacitiva X_C y una reactancia inductiva X_L , de la forma dada en la ecuación (5).

$$\mathbf{Z}_{ant} = \mathbf{R}_A + \mathbf{jX}_A \quad (3)$$

$$\mathbf{R}_A = \mathbf{R}_r + \mathbf{R}_L \quad (4)$$

$$\mathbf{X}_A = \mathbf{X}_C - \mathbf{X}_L \quad (5)$$

La impedancia de una antena se puede obtener de manera experimental mediante la medición del coeficiente de reflexión Γ (o parámetro S_{11}), el cual es una relación entre las amplitudes de la onda reflejada y de la onda incidente en la antena. La impedancia de la antena puede calcularse, tal como se muestra en la ecuación (6).

$$\mathbf{Z}_{ant} = \frac{\mathbf{Z}_0(\mathbf{1} + \mathbf{\Gamma})}{(\mathbf{1} - \mathbf{\Gamma})} \quad (6)$$

donde Z_0 es la impedancia característica.

2.2.2 Directividad

La directividad D de una antena se define como la relación entre la intensidad de potencia radiada en una dirección, a una distancia dada, y la intensidad de potencia que radiaría a esa misma distancia una antena isotrópica, que radiase la misma potencia que la antena. En otras palabras, la directividad es la cantidad que define la habilidad para concentrar la energía en una dirección en particular. Si no se especifica la dirección angular, se sobreentiende que la directividad se refiere a la dirección de la intensidad de radiación máxima (Cardama *et al.*, 2002). La directividad máxima dada por la ecuación (7) es una magnitud que describe sólo propiedades de direccionalidad de la antena, y depende únicamente del patrón de radiación.

$$D_{max} = \frac{4\pi U_{max}}{P_r} \quad (7)$$

donde U_{max} es la intensidad de radiación máxima y P_r es la potencia radiada (Balanis, 1997).

2.2.4 Eficiencia

La eficiencia es un parámetro que indica la capacidad de la antena para radiar, y se define como la relación entre la potencia radiada y la potencia entregada a la antena (P_{ent}) (Anguera y Pérez, 2008).

$$\eta = \frac{P_r}{P_{ent}} \quad (8)$$

A menudo se expresa en porcentaje, aunque también se puede expresar en dB.

2.2.3 Ganancia

Otro parámetro importante que está directamente relacionado con la directividad es la ganancia de la antena. Su definición es similar a la directividad, pero la comparación no se establece con la potencia radiada, sino con la potencia entregada a la antena. La ganancia pone de manifiesto el hecho de que una antena real no radia toda la potencia que se le suministra, sino que parte de esta se disipa en forma de calor. Por lo tanto, la ganancia y la directividad están relacionadas por la eficiencia de la antena como se muestra en la ecuación (9) (Balanis, 1997; Anguera y Pérez, 2008).

$$G = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{ent}} = \eta \cdot D \quad (9)$$

2.2.5 Ancho de banda

Una de las formas prácticas mayormente utilizadas para obtener el ancho de banda de una antena consiste en determinar las frecuencias cuyo VSWR (Voltage Standing Wave Ratio) sea menor a 2 o con pérdidas por retorno RL < -10 dB. (Pozar, 1995):

$$\% BW = \frac{f_2 - f_1}{f_0} * 100 \quad (10)$$

Donde f_2 y f_1 son las frecuencias de los extremos de la banda de operación donde el VSWR es < 2, y f_0 es la frecuencia central de la banda. Esta definición es en general la más utilizada por antenas de ancho de banda moderado (aproximadamente < 30 %). También se puede definir el ancho de banda como un cociente (Anguera y Pérez, 2008):

$$BW = \frac{f_2}{f_1} \quad (11)$$

Esta segunda definición es la más habitual para antenas de banda ancha (es decir, anchos de banda $\geq 2:1$). De manera genérica se clasifican las antenas de banda ancha como aquellas en las que su impedancia varía en un nivel aceptable a lo largo de una octava ($f_2/f_1=2$) o más (Anguera y Pérez, 2008).

2.2.6 Polarización

En cada punto del espacio existirá un vector de campo eléctrico $\vec{E}(\vec{r}, t)$, en función de la posición y del tiempo. La polarización es un indicador de la orientación del vector de campo en un punto fijo del espacio al transcurrir el tiempo. La polarización de una antena en una dirección es la de la onda radiada por ella en esa dirección. Para ondas con variación temporal sinusoidal se tiene una figura en forma de elipse, teniendo dos casos particulares de interés: si la figura trazada es una línea, la onda se denomina linealmente polarizada y si es un círculo, circularmente polarizada (Cardama *et al.*, 2002).

En el caso de las ondas circularmente polarizadas, se dice que se tiene una polarización circular de mano derecha RHCP si el campo eléctrico rota en el sentido de las manecillas del reloj, mientras que si gira en el

sentido contrario se obtiene una polarización de mano izquierda LHCP (Cardama *et al.*, 2002), lo mismo ocurre para la polarización elíptica, como se puede apreciar en la Figura 1.

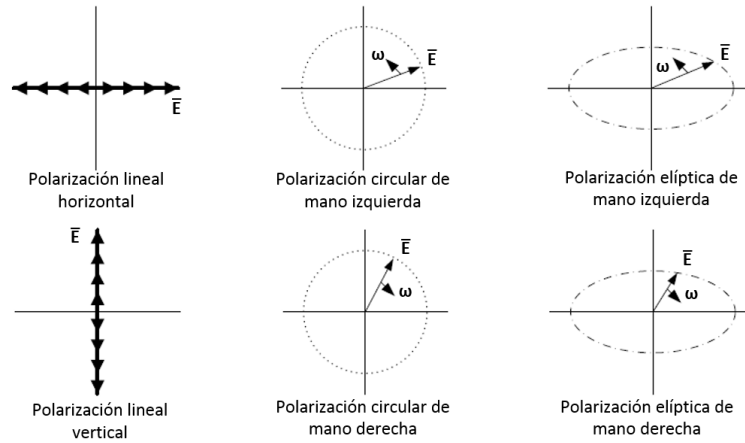


Figura 1. Tipos de polarización (Anguera and Pérez, 2008).

2.2.7 Diagrama de radiación

Un diagrama de radiación es una representación gráfica de las propiedades de radiación de la antena, en función de las distintas direcciones del espacio, a una distancia fija. El sistema de coordenadas utilizado habitualmente en antenas es el esférico. Para especificar una dirección del espacio se utilizan los dos ángulos (θ , ϕ). En este sistema de coordenadas se definen los vectores unitarios que forman una base ortogonal (Cardama *et al.*, 2002). La orientación de los vectores se determina mediante la intersección de una esfera de radio r , un cono de ángulo θ y un semiplano que pasa por el eje Z, tal como se muestra en la Figura 2.

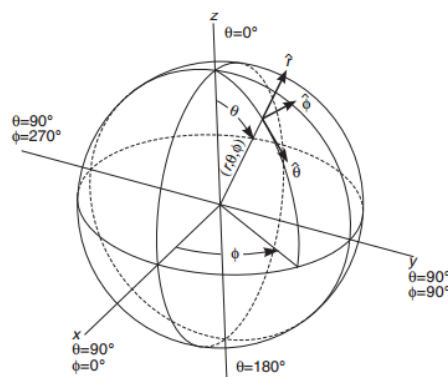


Figura 2. Sistema de coordenadas esféricas (Cardama *et al.*, 2002).

Con la antena situada en el origen y manteniendo constante la distancia se expresa el campo eléctrico en función de las variables angulares (θ , ϕ). En la Figura 3 se pueden observar dos maneras comunes de representar el diagrama de radiación de una antena, la representación en 3D y el corte en 2D ya sea en el plano H o en el plano E.

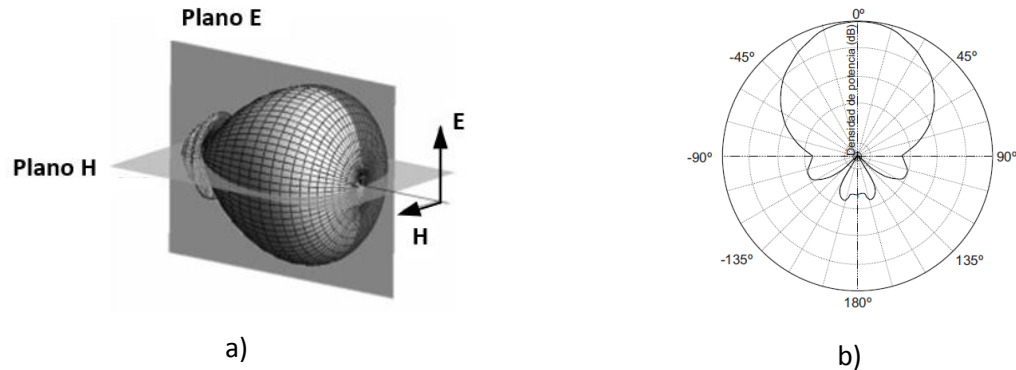


Figura 3. Diagramas de radiación: (a) tridimensional, (b) en coordenadas polares (Cardama et al., 2002).

En un diagrama de radiación típico, como los mostrados en la Figura 3, se puede apreciar una zona en la que la radiación es máxima, a la que se denomina lóbulo principal. Las zonas que rodean a los máximos de menor amplitud se denominan lóbulos laterales. Por otro lado, el ancho de haz de mediana potencia HPBW (a -3dB) es la separación angular de las direcciones en las que el diagrama de radiación toma el valor de la mitad de la máxima potencia (Cardama *et al.*, 2002). La relación Frente-Atrás (*F/B ratio*) se obtiene de la relación de la potencia máxima en la dirección de propagación, con respecto a la potencia obtenida cuando la antena se gira 180 grados.

2.3 Tipos de antenas

En esta sección se presentan los tipos de antenas existentes, según la clasificación de Balanis, (1997).

2.3.1- Antenas de hilo

Existen varias formas de antenas de hilo: alambre recto (dipolo), de lazo y helicoidales, las cuales se muestran en la Figura 4. Las antenas de lazo no solo toman la forma circular, sino que pueden tener una geometría rectangular, cuadrada, elíptica o alguna otra configuración. La forma circular es la más común debido a su simplicidad en la fabricación (Balanis, 1997).

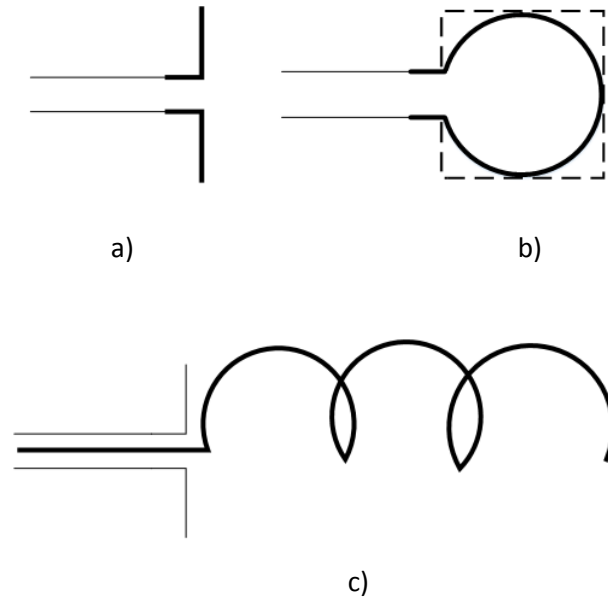


Figura 4. Configuraciones de antena de hilo: a) Dipolo, b) Lazo circular o cuadrado, c) Lazo helicoidal (Balanis, 1997).

2.3.2- Antenas de apertura

Algunas de las formas de antenas de apertura se presentan en la Figura 5. Antenas de este tipo son muy útiles en aplicaciones aéreas y espaciales, debido a que pueden ser muy convenientes para colocarse en el revestimiento de la aeronave o nave espacial. Además de que ellas pueden cubrirse con un material dieléctrico (*Radome*) para protegerlas de las condiciones peligrosas del medio ambiente (Balanis, 1997).

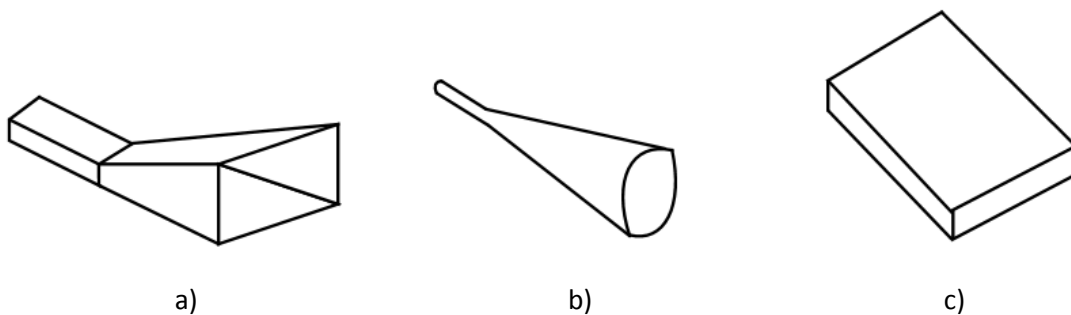


Figura 5. Configuraciones de antenas de apertura: a) Bocina piramidal, b) Bocina cónica, c) Guía de onda rectangular (Balanis, 1997).

2.3.3 Antenas de microcinta

Las antenas de microcinta se han empleado desde su desarrollo en los años 50's hasta la fecha, haciéndose muy populares en diversas aplicaciones. Estas antenas consisten de un parche metálico grabado sobre un substrato dieléctrico y con un plano de tierra por la parte posterior. El parche metálico puede tomar diferentes configuraciones (cuadrado, rectangular, triangular, circular, etc.). Sin embargo, los parches rectangulares y circulares mostrados en la Figura 6 son los más populares, debido a su facilidad de análisis y construcción, así como también por sus características de radiación, especialmente a la baja radiación de polarización cruzada. Las antenas de microcinta son moldeables (o conformables) a superficies planas o curvas, simples y pueden montarse en superficies de aviones, naves espaciales, satélites, misiles, carros, e incluso en teléfonos móviles. Su fabricación es de bajo costo utilizando tecnología fotolitográfica de circuitos impresos. Son mecánicamente robustas cuando se colocan en superficies rígidas y son compatibles con diseños de MMIC. Se pueden lograr diseños con un comportamiento adecuado en la frecuencia de resonancia, polarización, patrón de radiación e impedancia (Balanis, 1997).

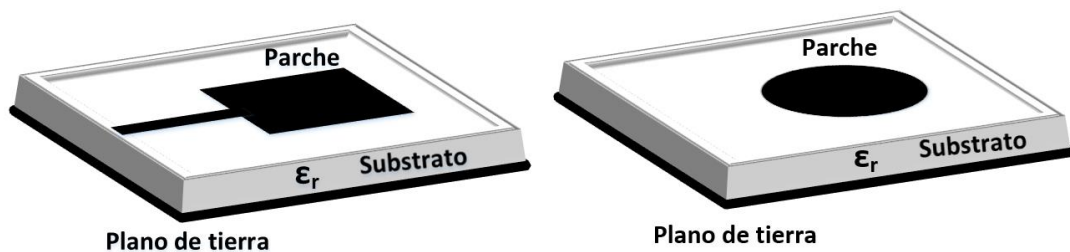


Figura 6. Geometrías de parches más utilizadas en antenas de microcinta.

2.3.4 Agrupamientos de antenas

Algunas de las aplicaciones requieren características de radiación que no pueden ser realizables por un solo elemento, como las antenas directivas o de ganancia elevada. Sin embargo, es posible que un conjunto de elementos radiantes en un arreglo eléctrico y geométrico proporcione las características de radiación deseadas. El conjunto de los arreglos puede ser tal que la radiación de los elementos se sume para tener una máxima radiación en una dirección particular, o una mínima en cierta dirección. Ejemplos típicos de agrupamientos se muestran en la Figura 7 (Balanis, 1997).

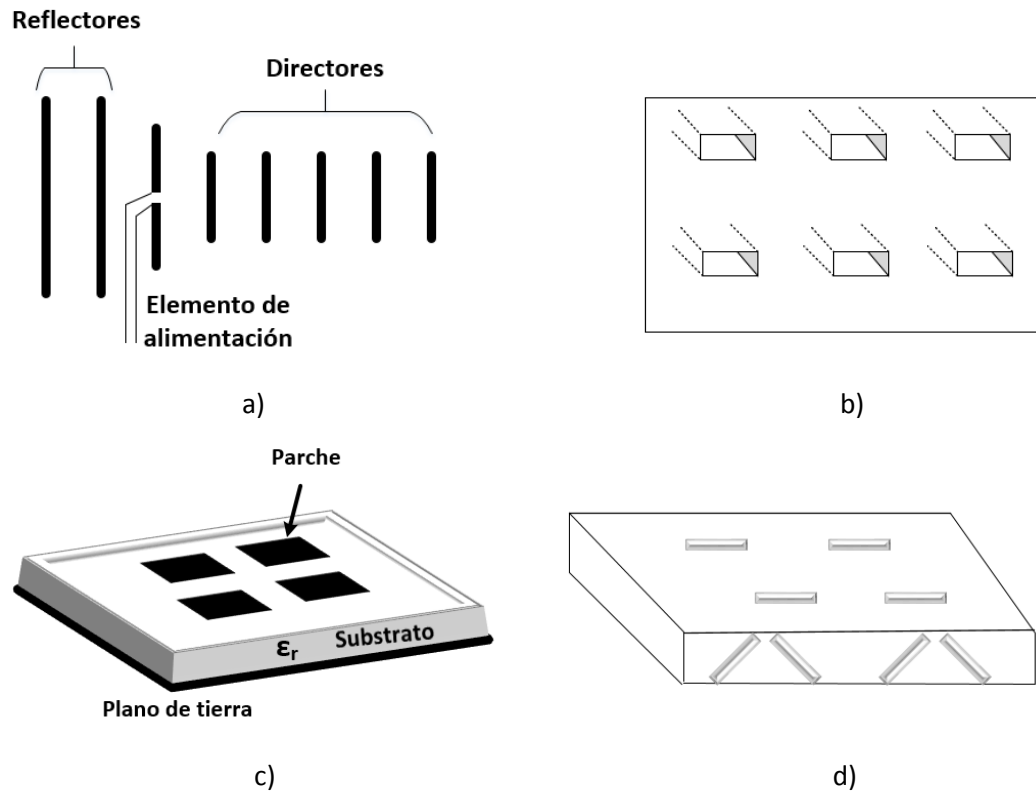


Figura 7. Configuraciones de agrupamientos: a) de hilo (Yagi-Uda), b) de apertura, c) de microcinta, d) de guía de onda ranurada (Balanis, 1997).

2.3.5 Antenas reflectoras

El éxito en la exploración del espacio exterior ha provocado el avance en la teoría de antenas. Debido a la necesidad de comunicarse a través de grandes distancias, se han empleado formas sofisticadas de antenas con el fin de transmitir y recibir señales que tienen que viajar millones de Kilómetros. Una forma de antena muy común para tal aplicación es un reflector parabólico, el cual se muestra en la Figura 8. Antenas de este tipo han sido construidas con diámetros tan grandes como el radiotelescopio de Arecibo Puerto Rico de 300mts, o el de China con una antena de 500 metros de diámetro. Tales dimensiones son necesarias para lograr la alta ganancia requerida para transmitir o recibir señales que han recorrido millones de Kilómetros. En la Figura 8 también se incluye el reflector de esquina, que es otra forma de reflector, no tan común como el parabólico (Balanis, 1997).

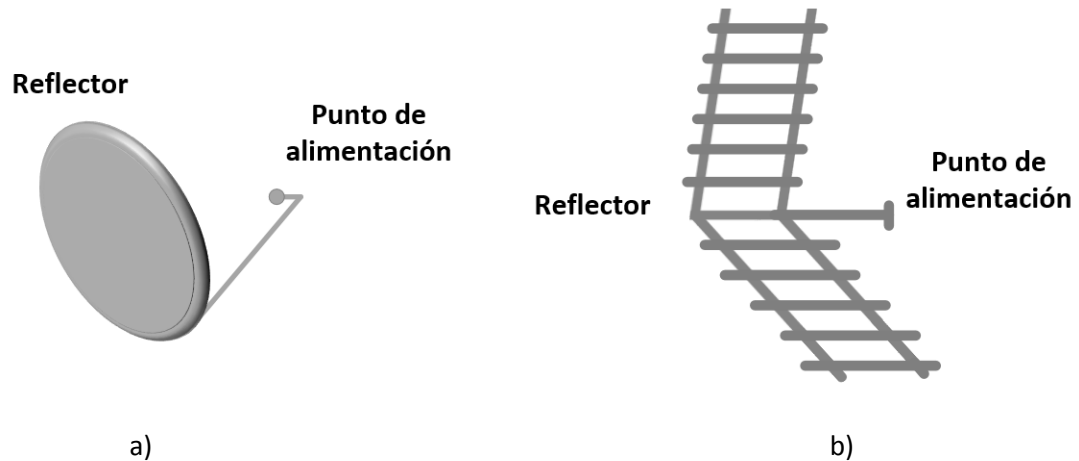


Figura 8. Antenas reflectoras: a) reflector parabólico, b) reflector de esquina (Balanis, 1997).

2.3.6 Antena logarítmica-periódica

La antena logarítmica-periódica presenta características de gran ancho de banda, ya que su diseño depende de las dimensiones de sus elementos y del número de elementos, donde este último determina el ancho de banda. Por lo general el dipolo más largo opera a la frecuencia más baja, mientras que el dipolo más corto opera a la frecuencia más alta. A pesar de las ventajas que se obtienen con estas antenas, se han buscado nuevas alternativas para reducir su tamaño y peso, surgiendo una nueva forma de realizar este tipo de antenas en tecnología planar (Trujillo-Ramírez, 2012). El ejemplo más común es la agrupación logarítmica-periódica de dipolos que se presenta en la Figura 9.



Figura 9. Antena logarítmica-periódica (Balanis, 1997).

2.3.7 Antenas Vivaldi

Al igual que ocurre con los dipolos, las ranuras delgadas poseen anchos de banda pequeños, pero si se agrandan, por ejemplo mediante una especie de ranura cónica lineal o exponencial, se pueden lograr grandes anchos de banda. Una estructura de este tipo, construida sobre un substrato dieléctrico, se muestra en la Figura 10, la cual recibe el nombre de antena Vivaldi. La ganancia de las antenas Vivaldi depende tanto de su longitud como de la curvatura de la ranura cónica.



Figura 10. Antena Vivaldi (Cardama *et al.*, 2002).

2.3.8 Antenas Fractales

En esta sección se presentan algunas de las estructuras fractales más relevantes existentes en la literatura, adecuadas para diseñar antenas con comportamiento multibanda y de banda ancha, mencionando las características que las distinguen. Es importante mencionar que este trabajo de tesis está enfocado al estudio e investigación de nuevas estructuras basadas en tecnología fractal, y por ende se describen con mayor detalle.

La inspiración original para el desarrollo de la geometría fractal llegó a partir del estudio de los patrones de la naturaleza (Krzysztofik, 2013), como los que se muestran en la Figura 11.

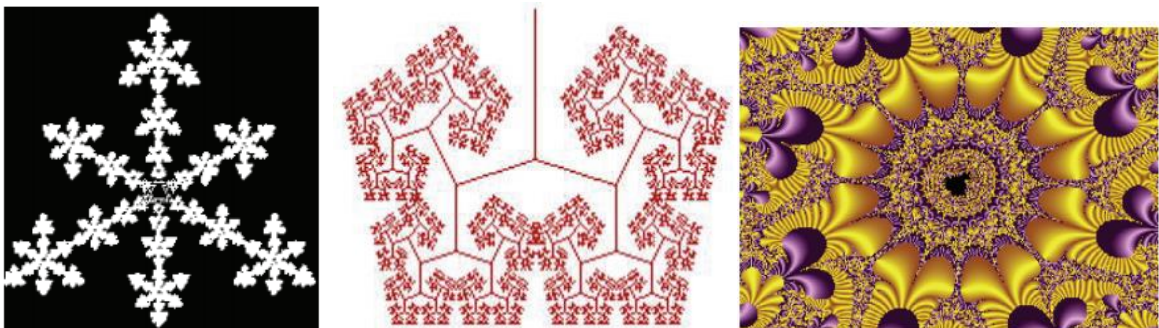


Figura 11. Objetos fractales en la naturaleza y la técnica: a) cristal, copo de nieve, b) los pulmones humanos, c) arte fractal (Krzysztofik, 2013).

Mandelbrot (1977), observó que es imposible describir la naturaleza utilizando sólo la geometría euclidiana, la cual está en términos de: líneas rectas, círculos, cubos, y cosas semejantes. Mandelbrot propuso que la geometría fractal podría ser empleada para describir objetos reales, tales como árboles, relámpagos, las curvas de los ríos y costas, por nombrar sólo algunos (Krzysztofik, 2013).

La palabra “fractal” se atribuye a Benoit Mandelbrot, conocido como el padre de la geometría fractal. Mandelbrot definió la palabra fractal como: un fractal es una figura hecha de partes similares a la forma completa. La forma más simple de definir el término es la siguiente: un fractal es un objeto el cual parece auto-similar bajo diferentes grados de ampliación, y en efecto, que posee simetría a través de la escala (Krzysztofik, 2013).

La tecnología fractal tiene algunas propiedades como lo son: auto-similitud, dimensión fractal y rellenado de espacio. La propiedad de auto-similitud se emplea en el diseño de antenas con características multifrecuencia como lo es el triángulo de Sierpinski (Puente, 1997; Borja, 2001; Anguera, 2003).

La tecnología fractal se utiliza para diseñar antenas eléctricamente pequeñas, empleando la curva de Hilbert, el lazo de Minkowski y monopolos con geometría Koch (dipolo de Koch, el lazo de Koch) y con geometría Sierpinski (monopolo y alfombra de Sierpinski) entre otras. Recientemente, la propiedad de rellenado de espacio mediante la curva de Hilbert está empleándose para realizar planos de tierra de alta impedancia con tecnología EBG (*Electromagnetic Band Gap*), también conocidos como meta-materiales, los cuales tienen características de alto rendimiento, bajo costo, son conformables y de fácil montaje. Este tipo de antenas tienen características de radiación mejoradas y se emplean en aplicaciones de radar (Krzysztofik, 2013).

La propiedad de auto-similitud indica que el objeto está formado por réplicas de sí mismo a escalas más reducidas. Un ejemplo de esta propiedad se muestra en la Figura 12. En la Figura 12(a) se puede observar en el árbol sintético que cada rama es una réplica del árbol total, mientras que en la Figura 12(b) la propiedad de auto-similitud se manifiesta en una sucesión infinita de caras horrorizadas (Anguera y Pérez, 2008).

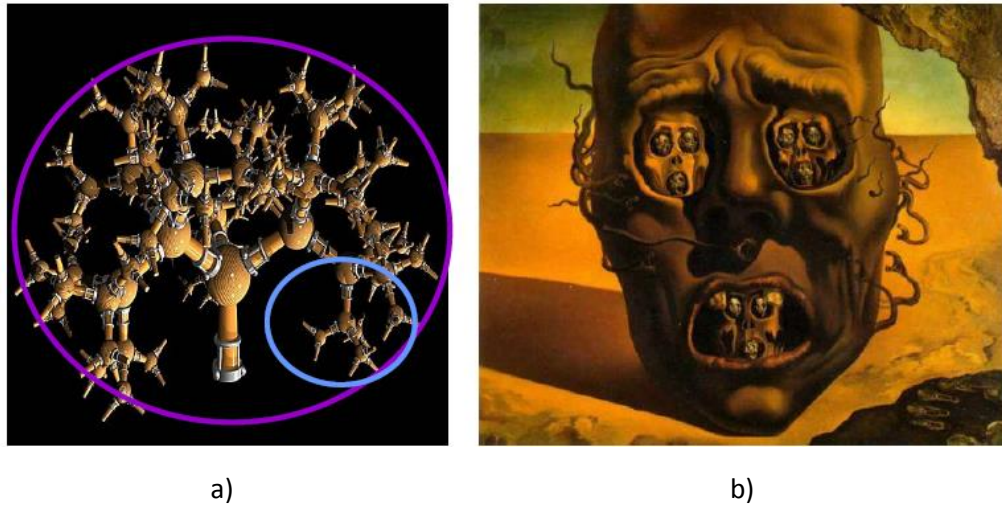


Figura 12. Propiedad de auto-similitud: a) árbol sintético, b) Cuadro de Salvador Dalí, rostro de la guerra (1940) (Anguera y Pérez, 2008).

Un ejemplo clásico de la geometría fractal autosimilar es el triángulo de Sierpinski, dada en la Figura 13 (Cardama *et al.*, 2002), donde se muestra el proceso de construcción de la alfombra de Sierpinski troncada hasta la cuarta iteración. La estructura geométrica sugiere que el comportamiento de la antena debe mostrar un comportamiento similar a la antena logarítmica-periódica, debido a que la geometría de la antena se replica dentro de ella misma escalada por un factor de 2 (Cardama *et al.*, 2002).



Figura 13. Construcción del triángulo de Sierpinski (Cardama et al., 2002).

En la Figura 14 se puede observar un monopolio de Sierpinski, donde cada replica resuena a una frecuencia diferente, obteniéndose un factor de la frecuencia de la estructura inicial (f_1).

La Figura 15 muestra un monopolio de Sierpinski con una altura de 8.9 cm, impreso en un substrato con constante dieléctrica $\epsilon_r=2.5$ y espesor del dieléctrico $h=1.588$ mm, el cual se coloca sobre un plano de tierra con dimensiones de 80x80 cm. Se puede observar que la estructura se alimenta a través de una punta coaxial con una impedancia de 50 Ohms (Puente *et al.*, 1998).

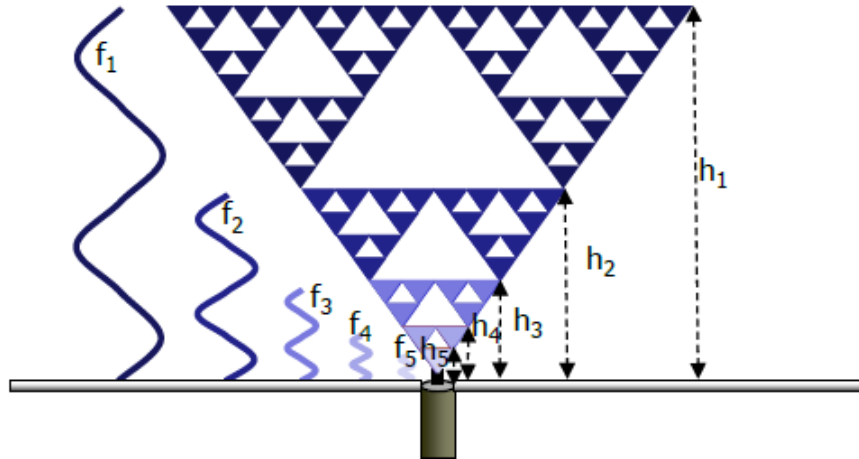


Figura 14. Estructura de Sierpinski (Anguera y Pérez, 2008).

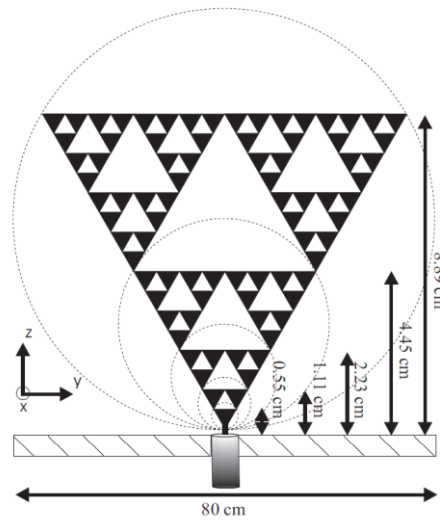


Figura 15. Monopolo de Sierpinski (Puente et al., 1998).

En la Tabla 1 se muestran las cinco frecuencias medidas donde se tiene el VSWR mínimo de la antena dada en la Figura 15. Las frecuencias correspondientes a tales mínimos aparecen en la segunda columna, mientras que la tercera columna corresponde al ancho de banda relativo en cada banda de frecuencias donde se tiene un VSWR<2.

Tabla 1. Parámetros principales de la medición del monopolo de Sierpinski.

No. de banda (n)	Frecuencia (GHz)	% AB
1	0.52	7.15
2	1.74	9.04
3	3.51	20.5
4	6.95	22
5	13.89	25

Se puede observar en la Tabla 1 que la antena esta acoplada aproximadamente en las frecuencias calculadas por (Puente *et al.*, 1998):

$$f_n \approx 0.26 \frac{c}{h} \delta^{(n-1)} \quad (12)$$

donde h es la altura del triángulo más grande, δ factor de escala ($\delta \approx 2$). La ecuación (12) se modificó en este trabajo de tesis para calcular desde la frecuencia del iniciador hasta el orden n .

En la Figura 16 se pueden observar las pérdidas por retorno en cada una de las bandas de frecuencia, calculadas con el método FDTD y comparadas con las mediciones.

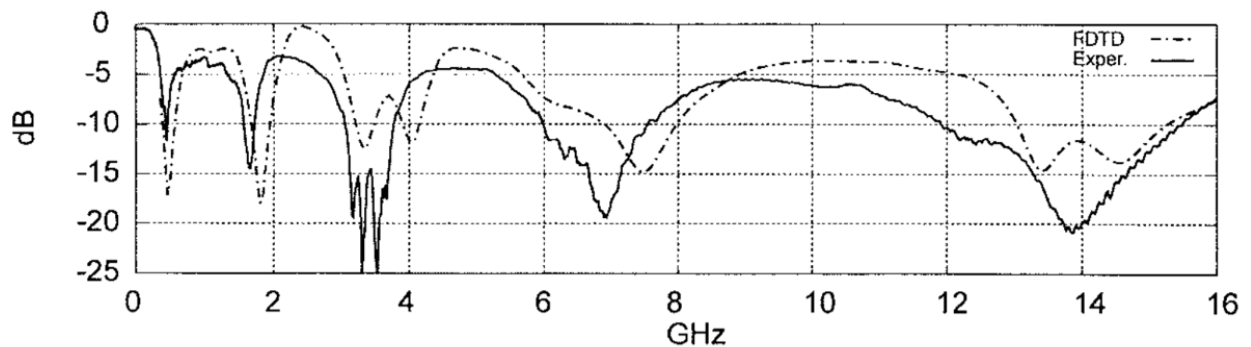


Figura 16. Pérdidas por retorno del Monopolo de Sierpinski (Puente *et al.*, 1998).

Otro diseño basado en la geometría del triángulo de Sierpinski es el que se presenta en la Figura 17 (Viani *et al.*, 2012a), en el cual la antena fractal tiene un comportamiento multifrecuencia obtenido al agregar una perturbación al triángulo de Sierpinski. La antena se construye en un sustrato dieléctrico Arlon con una constante dieléctrica $\epsilon_r=3.38$, con dimensiones totales de 32.9 x 58.9 x 0.8 mm (WxLxH), y se alimenta coaxialmente empleando un conector SMA.

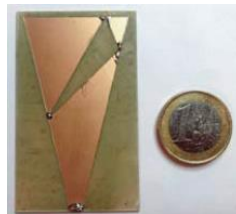


Figura 17. Antena fabricada mediante la técnica Sierpinski (Viani *et al.*, 2012a).

La estructura radiante de la Figura 17, presenta dos frecuencias de resonancia: la primera en 915 MHz y la segunda en 1575 MHz, con un ancho de banda de 30 MHz y 40 MHz respectivamente. Por otro lado, la ganancia máxima en ambas frecuencias es de 4.82 dBi.

Otro diseño similar al anterior, en el cual se emplea el triángulo de Sierpinski con una ligera perturbación es el presentado en (Lizzi *et al.*, 2012) el cual mide 15.5x23.5mm. La antena opera con buen acoplamiento de impedancias, en la banda de 2.4 a 2.7 GHz cubriendo las bandas de Wi-Fi de 2.4 a 2.48 GHz y WiMAX de 2.5 a 2.69, así como en las bandas autorizadas para seguridad pública de 4.94 a 4.99 GHz.

Por otro lado (Viani *et al.*, 2012b) presentan otro diseño similar a los dos anteriores, pero esta vez alimentada por una línea de microcinta, tal y como se muestra en la Figura 18. La antena se construye en un substrato dieléctrico Arlon con una constante dieléctrica de $\epsilon_r=3.38$, con dimensiones totales de 60 x 80 x 0.8 mm³ (WxLxH) y utilizando un plano de tierra parcial. La antena muestra dos frecuencias de resonancia, la primera en 898 MHz y la segunda en 2.44 GHz, con anchos de banda del 10.8 % y 13.3 % respectivamente. La ganancia máxima para cada una de las bandas es de 1.82 dBi y de 4.75 dBi respectivamente.



Figura 18. Antena fractal de Sierpinski alimentada por línea de microcinta (Viani *et al.*, 2012b).

Además de la técnica de Sierpinski, existen otras técnicas fractales como la técnica de Koch, mediante la cual se puede reducir el tamaño de las antenas o conseguir que el elemento radiador resuene a una menor frecuencia. Esto se debe a que se consigue una mayor longitud eléctrica en una misma área (Karim *et al.*, 2008). El diseño de la curva de Koch se genera partiendo de una línea recta, a la cual se le llama iniciador ($n=0$). La línea recta se divide en tres segmentos con la misma longitud, enseguida el segmento central se reemplaza por dos segmentos que forman un ángulo de apertura, obteniéndose la primera iteración del fractal de Koch ($n=1$), las siguientes iteraciones se logran aplicando el mismo proceso a cada una de las líneas rectas (Tiwari *et al.*, 2014), tal y como se muestra en la Figura 19 hasta la tercera iteración.

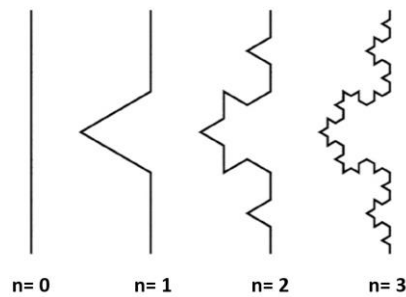


Figura 19. Proceso iterativo de la curva de Koch (Tiwari *et al.*, 2014).

Cada iteración añade una longitud extra a la curva total, la cual resulta en una longitud total que es $4/3$ la geometría iterada. La longitud de la curva de Koch está dada por (Modi *et al.*, 2014).

$$L_{Koch} = L \left(\frac{4}{3}\right)^n \quad (13)$$

donde L es la longitud de la línea recta (iniciador) y n es el número de iteración.

Un ejemplo de la técnica de Koch se puede observar en la Figura 20 (Karim *et al.*, 2008), en donde se realiza un análisis del ángulo de apertura de la técnica de Koch, para observar cómo influye en el diseño de un dipolo. La antena fue construida y analizada empleando un substrato dieléctrico FR-4 con una $\epsilon_r = 4.7$. En la Tabla 2 se pueden observar las características de la antena para cada uno de los ángulos de apertura.

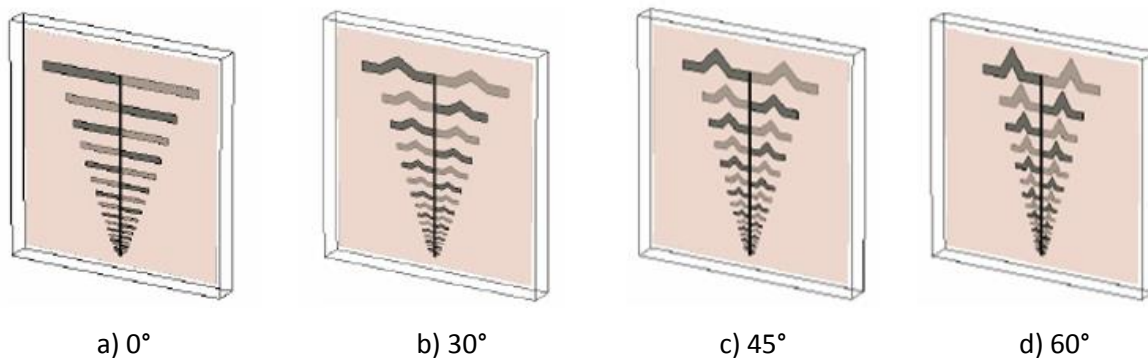


Figura 20. Estructuras de Koch con diferente ángulo de apertura (Karim *et al.*, 2008).

Tabla 2. Comparación entre los diferentes ángulos de apertura de la estructura de Koch.

Angulo de apertura	Frecuencia central (GHz)	Ancho de banda (%)	Longitud máxima del dipolo (mm)	Ganancia (dBi)
0	1.89	16.45	337	6.9
30	1.97	16.49	314	7.3
45	2.08	16.53	288	7.8
60	2.25	16.4	253	7.8

Por otro lado, Younas *et al.*, (2010) presentan una antena de parche de microcinta con comportamiento multifrecuencia, basada en la geometría de copo de nieve de Koch, dada en la Figura 21, donde se muestra el proceso iterativo hasta la tercera iteración.

En la Figura 22 se puede observar la estructura final, obtenida con la tercera iteración del iniciador, el cual tiene una longitud máxima de 118mm. Para mejorar sus características de radiación (ganancia y directividad) se le incluye una ranura o *slot* en el centro del parche radiador, cuya geometría es la del copo de nieve escalada por una fracción de 1/4.

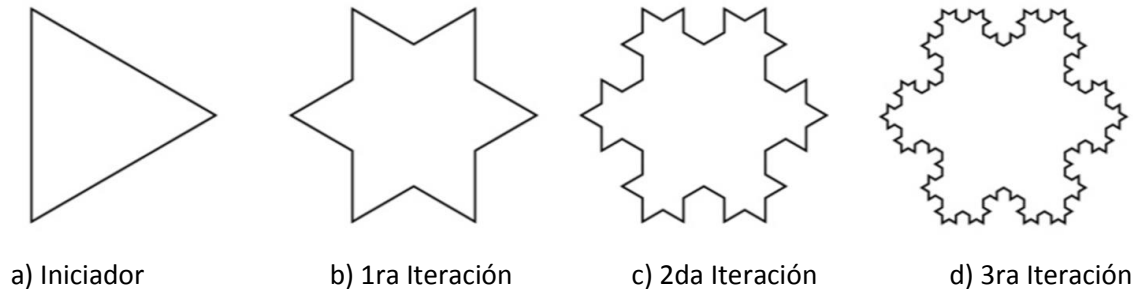


Figura 21. Proceso iterativo del copo de nieve de Koch (Younas *et al.*, 2010).

La antena se construyó en un sustrato dieléctrico FR-4 suspendida en aire, con una distancia entre el plano de tierra y el sustrato de 0.7mm, y con un plano de tierra de 20x20cm².



Figura 22. Antena final del copo de nieve de Koch (Younas *et al.*, 2010).

En la Tabla 3 se pueden observar las características de la antena, donde el copo de nieve sin ranura o slot muestra mayor ancho de banda pero una ganancia menor, mientras que el que tiene slot muestra una ligera reducción en el ancho de banda pero un aumento en la ganancia.

Tabla 3. Características de la antena de copo de nieve (Younas *et al.*, 2010).

Parámetro	Copo de nieve sin slot		Copo de nieve con slot	
Frecuencias de resonancia (GHz)	2.25	3.25	2.45	3.27
Ancho de banda (GHz)	0.3	0.5	0.25	0.45
Ganancia (dB)	11.63	11.63	12.85	12.85
Directividad (dB)	12.78	12.78	14.15	14.15

Una antena multibanda con polarización circular empleando la técnica fractal de Koch ha sido desarrollada por Reddy y Sarma, (2014), la cual se alimenta coaxialmente, tal como se puede apreciar en la Figura 23. La antena opera en las bandas de 2.45, 3.4 y 5.8 GHz y se fabricó en un substrato RT/Duroid con dimensiones totales de 50x50x3.2 mm³ y con una constante dieléctrica relativa $\epsilon_r=2.2$. Las ganancias máximas para cada una de las bandas de frecuencia son 6.5 dBi, 5 dBi y 3 dBi respectivamente.

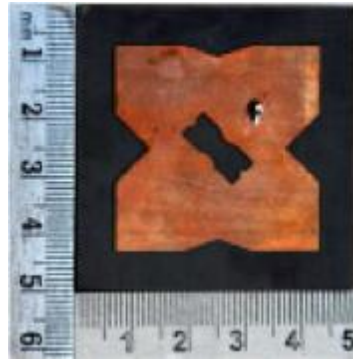


Figura 23. Antena con polarización circular empleando la técnica fractal de Koch (Reddy y Sarma, 2014).

Otra técnica fractal ampliamente investigada en la literatura es la de Minkowski, la cual es similar a la fractal de Koch, pero en vez de utilizar ángulos de apertura (Θ) de $0 < \Theta \leq 60$, emplea ángulos de apertura de 90° . El proceso iterativo del fractal Minkowski se puede apreciar en la Figura 24 (Zhen *et al.*, 2008). La antena fractal de Minkowski es una técnica popular para la miniaturización del tamaño del parche radiador (Ali y Jalal, 2007), pero además puede producir un efecto multi-frecuencia (Paulo *et al.*, 2010).

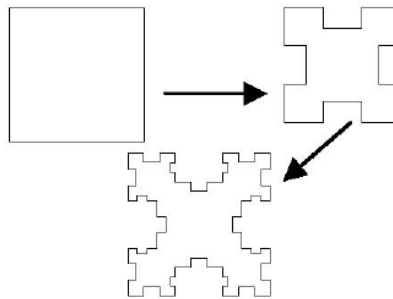


Figura 24. Proceso iterativo fractal de la técnica de Minkowski (Zhen *et al.*, 2008).

Por otro lado, Nornikman *et al.*, (2013) presentan el análisis de una antena de parche empleando el fractal de Minkowski. El diseño inicia partiendo de un parche cuadrado, el cual se itera 3 veces por el fractal de Minkowski, para así obtener el diseño final mostrado en la Figura 25.

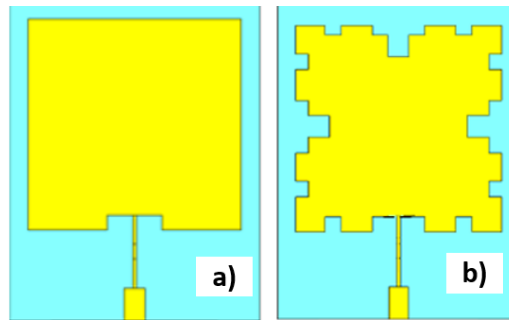


Figura 25. Antena fractal Minkowski (Nornikman et al., 2013).

La antena se fabricó sobre un sustrato FR-4 con dimensiones totales de $34 \times 45 \times 1.6 \text{ mm}^3$ (WxLxH). El elemento iniciador (Figura 25a) presenta una frecuencia de resonancia en 2.31GHz, mientras que la tercera iteración (Figura 25b) muestra una frecuencia de resonancia de 2.2 GHz, la cual es menor que la del parche iniciador. La ganancia del elemento iniciador es de 2.33dBi, mientras que la tercera iteración tiene una ganancia de 0.77dBi. Por lo tanto, resulta evidente que el uso de las técnicas de Koch y Minkowski contribuyen a la miniaturización de las dimensiones de las antenas.

Otro diseño utilizando la técnica fractal Minkowski es propuesto en (Shafie *et al.*, 2010), para aplicación multi-banda, logrando obtener tres bandas de operación en: 2.3 GHz, 2.45 GHz y 5.2 GHz.

Un ejemplo claro de la propiedad fractal de relleno de espacio se puede observar en la técnica de Hilbert, quien propone una estructura conectando los centros de 4 sub-cuadros por medio de 3 elementos, formando una U invertida para obtener así la primera iteración como se muestra en la Figura 26a. Enseguida, cada uno de los cuatro sub-cuadros se dividen en 4 sub-cuadros más, la forma de U invertida obtenida mediante la primera iteración se reduce a la mitad de su tamaño original y se copia dentro de cada sector de cuatro cuadros. En las partes superiores izquierda y derecha se copian con la misma orientación, mientras que en la parte inferior izquierda se rota 90° en dirección a las manecillas del reloj, en cambio en la parte inferior derecha se gira 90° en contra de las manecillas del reloj. Los cuatro elementos con forma de U se conectan por tres elementos con la misma longitud de cada elemento que forma la U, para obtener la segunda iteración dada en la Figura 26b. De esta manera el proceso se repite para generar las siguientes iteraciones (Zhu *et al.*, 2003), tal y como se muestra en la Figura 26c.

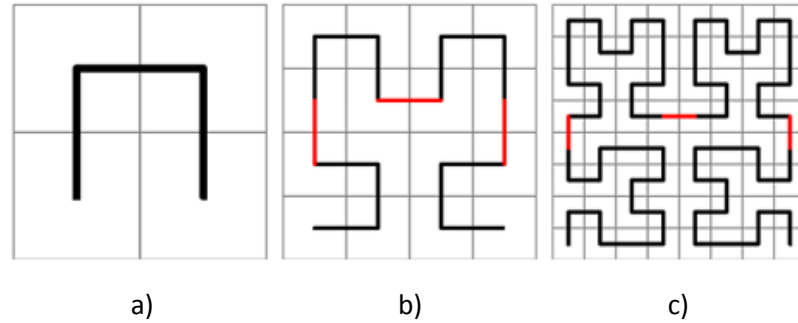


Figura 26. Curva de Hilbert: a) 1ra iteración, b) 2da iteración y c) 3ra iteración (Zhu et al., 2003).

Para una antena Hilbert con dimensión de lado L y orden de iteración n , la longitud de cada segmento de línea d y la longitud total (la suma de todos los segmentos de línea) S están dados por (Sagan *et al.*, 1994):

$$d = \frac{L}{2^n - 1} \quad (14)$$

$$S = (2^{2n} - 1)d \quad (15)$$

Se puede observar que la frecuencia de resonancia se reduce conforme el orden de iteración aumenta (Vinoy *et al.*, 2001; Anguera *et al.*, 2002), debido a que la longitud total se incrementa.

En el trabajo de Zhu *et al.*, (2003) se realiza un estudio de las primeras 5 iteraciones de una antena Hilbert, donde las dimensiones totales de la antena son $70 \times 70 \text{ mm}^2$. Esta técnica muestra que utilizando la misma área se pueden obtener frecuencias más bajas, a expensas de reducir su ancho de banda, tal y como se puede apreciar en la Tabla 4.

Tabla 4. Características de la antena Hilbert

n (orden de iteración)	1	2	3	4	5
Frecuencia Central (MHz)	717	496.6	351.75	261.3	211.6
Ancho de Banda (%)	4	0.94	0.31	0.11	0.05

En (Li *et al.*, 2013) se presenta un arreglo de 4 antenas Hilbert en la tercera iteración y alimentadas por un divisor de potencia Wilkinson, donde la configuración de la antena es en forma apilada. La antena se fabricó en FR-4 y se encuentra suspendida en aire, teniendo unas dimensiones totales de $70 \times 70 \times 9 \text{ mm}^3$. La antena opera con un VSWR < 5 en las bandas de frecuencia de 339 - 375 MHz, 395 - 440 MHz y 450 - 1000 MHz, obteniéndose una ganancia máxima de -1 dBi. La técnica fractal se puede utilizar para conseguir antenas con comportamiento de ultra banda ancha UWB. Un ejemplo de ello es el trabajo presentado en

(Kavya *et al.*, 2015), en el cual una estructura radiante cuadrada de la alfombra de Sierpinski, encerrada dentro de un parche en forma de anillo, se fabrica en un substrato FR-4. El parche se alimenta por una línea de microcinta con plano de tierra parcial, tal como se puede observar en la Figura 27. Esta estructura permite obtener un ancho de banda del 118%, en la banda de frecuencias de 3.7-14.3 GHz con una relación de 3.86:1. Las dimensiones totales de la antena son 28x29x1.6mm³.



Figura 27. Antena de banda ancha con geometría de Sierpinski (Kavya et al., 2015).

En la literatura también se pueden encontrar publicaciones de antenas fractales de banda ancha que emplean estructuras no convencionales. Una de ellas es la propuesta por (Chen *et al.*, 2011) mostrada en la Figura 28, quienes presentan una antena monopolo con geometría de huevo, construida en un substrato dieléctrico FR-4 y con dimensiones totales de 35x77mm². Para mejorar el acoplamiento de impedancia se utiliza una ranura triangular en el plano de tierra, justo entre el elemento radiador y la línea de alimentación. Se utiliza además en el plano de tierra un generador fractal compuesto de dos ranuras semi-elípticas, las cuales se escalan a un tamaño mayor para obtener la estructura final. La antena opera en la banda de frecuencias de 1.44-18.8 GHz, con una relación de ancho de banda de 13:1, indicando esta característica un comportamiento de súper banda ancha SWB. La ganancia máxima obtenida para esta estructura es de 6.5 dBi.



Figura 28. Antena de súper ancho de banda con geometría de huevo (Chen et al., 2011).

Otra estructura de antena fractal que presenta características de banda ancha es la propuesta por (Susila y Rao, 2015) y que se muestra en la Figura 29. La antena se construye partiendo de un parche circular de microcinta convencional, el cual es el elemento iniciador en términos fractales (iteración cero). El elemento generador es una estructura en forma de cara, la cual se itera dos veces en el parche circular para obtener la antena fractal final. La antena se fabrica en un sustrato dieléctrico FR-4 con dimensiones totales de $32 \times 34 \times 1.6 \text{ mm}^3$ y opera en la banda de frecuencias de 3.26-10.68 GHz, lo cual representa una relación de ancho de banda de 3.3:1. La ganancia máxima de la antena es de 4.83 dBi. Tanto el proceso de iteración como la antena de cara feliz fabricada se muestran en la Figura 29.

Una antena fractal de banda ancha miniaturizada propuesta por (Amini *et al.*, 2015) se muestra en la Figura 30. La estructura reduce las dimensiones de una antena logarítmica periódica convencional. La antena consiste de parches cuadrados que se van escalando a una dimensión mayor y se van acomodando como los elementos de una antena logarítmica. En la cara superior del sustrato Rogers RO4003 se encuentran los elementos con geometría cuadrada, en la parte central se encuentra la línea de alimentación, y en la parte posterior el plano de tierra. La alimentación se realiza por medio de un acoplamiento electromagnético o del tipo proximidad.

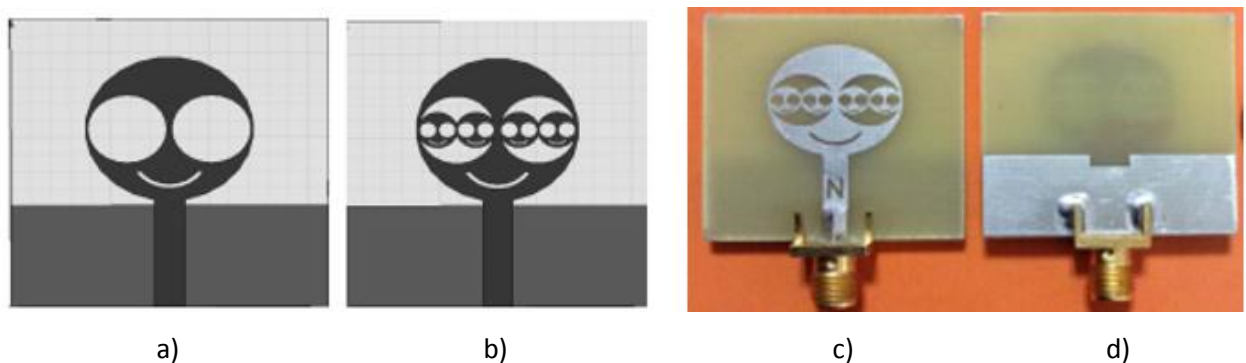


Figura 29. Antena con geometría de cara feliz: a) 1ra iteración, b) 2da iteración, c) vista frontal de antena fabricada, d) vista posterior de antena fabricada (Susila y Rao, 2015).

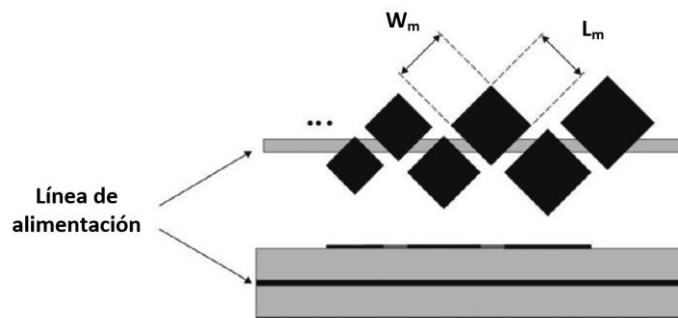


Figura 30. Antena logarítmica empleando técnica fractal (Amini *et al.*, 2015).

El número de parches (N) requerido para la cobertura de un ancho de banda específico está dado por (Amini *et al.*, 2015):

$$N = \frac{\log(f_n) - \log(f_1)}{\log(\tau)} \quad (16)$$

donde τ es el factor de escala, f_n es la frecuencia superior y f_1 es la frecuencia inferior del rango de operación. Para realizar la antena con dimensiones compactas, establecieron un factor de escala $\tau = 1.085$ para una frecuencia $f_n = 10.6$ GHz y una $f_1 = 3.1$ GHz. Con estos datos, el número de elementos necesarios es de 15, utilizados para construir la antena tal y como se muestra en la Figura 31. Las dimensiones totales de la antena son $173 \times 70 \times 3.1$ mm³. El ancho de banda medido es de 3.1-10.6 GHz, equivalente a una relación de ancho de banda de 3.4:1, para valores de pérdidas por retorno menores a -8dB. La ganancia máxima de la antena es de 9 dBi.



Figura 31. Antena fractal logarítmica fabricada (Amini *et al.*, 2015).

Una vez realizada la investigación teórica de diferentes tecnologías empleadas para el desarrollo de antenas fractales, en este trabajo de tesis se proponen dos estructuras novedosas, basadas en el triángulo de Sierpinski y en el lazo de Koch, las cuales se describen en los capítulos 3 y 4 respectivamente.

2.4 Métodos numéricos para realizar el análisis electromagnético de antenas.

2.4.1 Introducción

Muchos de los problemas de análisis electromagnético como lo es el análisis de antenas, sobre todo con estructuras complejas, no pueden ser resueltos de manera analítica, y por lo tanto se debe recurrir a los métodos numéricos para obtener su solución.

En esta sección se ofrece una descripción breve de las técnicas numéricas más comunes para realizar el análisis electromagnético de estructuras que operan a frecuencias de RF y microondas. Entre los principales métodos se encuentran: el método de diferencias finitas en el dominio del tiempo (FDTD), la

técnica de integración finita (FIT), el método de momentos (MoM) y el método de elementos finitos (FEM), los cuales se explican de manera breve (Rahimi, 2011; Teixeira, 2007; Bossavit, 1997; Kahnert, 2002).

Comercialmente existen diferentes programas computacionales (software) para efectuar el análisis electromagnético de circuitos y dispositivos de microondas, con los cuales se puede obtener una predicción adecuada sobre el comportamiento de los campos eléctricos y magnéticos del dispositivo. En la Tabla 5 se muestran algunos de estos paquetes de software comercial, indicando el método numérico que emplean.

Tabla 5. Softwares comerciales para el análisis electromagnético.

Software de análisis electromagnético	Método numérico
CST	FIT-TLM, MoM, FEM
HFSS	FEM
Sonet	MoM
ADS-Momentum	MoM
VSim for EM	FDTD

Como se puede observar en la Tabla 5, el software CST (*Computer Simulation Technology*) es uno de los más completos, ya que utiliza diferentes métodos para resolver problemas de análisis electromagnético, dependiendo del tipo de estructura y de su aplicación. Los métodos llamados FIT (Finite Integration Technique) y TLM (Transmission Line Matrix) realizan el análisis en el dominio del tiempo y se emplean para analizar estructuras eléctricamente pequeñas y grandes en anchos de banda grandes. El MoM (Method of Moments) se encuentra catalogado dentro de los métodos de la ecuación integral y se utiliza para analizar estructuras eléctricamente grandes de banda angosta, mientras que el FEM (Finite Element Method) realiza el análisis en el dominio de la frecuencia y se aplica para analizar estructuras eléctricamente pequeñas y de banda angosta. Para analizar las estructuras de antenas fractales propuestas en este trabajo de tesis, se utiliza el software CST y se emplea el método FIT, que es un método rápido y eficiente al ocupar poca memoria.

Los métodos numéricos se utilizan principalmente para resolver las ecuaciones de Maxwell y determinar los campos eléctricos y magnéticos de la estructura a analizar (antenas). Las ecuaciones de Maxwell son un conjunto de ecuaciones que pueden representarse en forma diferencial o integral, tal y como se muestra en las ecuaciones (17) a la (24) como sigue (Taflove y Hagness, 2000).

Ley de Faraday:

$$\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} = -\nabla \times \vec{E} - \vec{M} \quad (17)$$

$$\frac{\partial}{\partial t} \iint_A \vec{B} \cdot d\vec{A} = -\oint_l \vec{E} \cdot d\vec{l} - \iint_A \vec{M} \cdot d\vec{A} \quad (18)$$

Ley de Ampere:

$$\frac{\partial \vec{D}}{\partial t} = \nabla \times \vec{H} - \vec{J} \quad (19)$$

$$\frac{\partial}{\partial t} \iint_A \vec{D} \cdot d\vec{A} = \oint_l \vec{H} \cdot d\vec{l} - \iint_A \vec{J} \cdot d\vec{A} \quad (20)$$

Ley de Gauss para el campo eléctrico:

$$\nabla \cdot \vec{D} = 0 \quad (21)$$

$$\oiint_A \vec{D} \cdot d\vec{A} = 0 \quad (22)$$

Ley de Gauss para el campo magnético:

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (23)$$

$$\oiint_A \vec{B} \cdot d\vec{A} = 0 \quad (24)$$

La descripción de los símbolos para las ecuaciones de la (17) a la (24) es la siguiente:

\vec{E} : campo eléctrico (V/m)

\vec{D} : densidad de flujo eléctrico (C/m²)

\vec{J} : densidad de corriente eléctrica (A/m²)

\vec{H} : campo magnético (A/m)

\vec{B} : densidad de flujo magnético (Wb/m²)

\vec{M} : densidad de corriente magnética equivalente (V/m²)

- A : superficie tridimensional arbitraria
 $d\vec{A}$: vector normal diferencial que caracteriza a la superficie A (m^2)
 l : contorno cerrado que delimita la superficie A
 $d\vec{l}$: vector de longitud diferencial que caracteriza al contorno l (m).

Para materiales no dispersivos, lineales e isotrópicos, las densidades de flujo \vec{D} y \vec{B} están relacionadas con las densidades de campo \vec{E} y \vec{H} , por la permitividad eléctrica ϵ y la permeabilidad magnética μ (Taflove y Hagness, 2000):

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E} = \epsilon_r \epsilon_0 \vec{E} \quad (25)$$

$$\vec{B} = \mu \vec{H} = \mu_r \mu_0 \vec{H} \quad (26)$$

donde ϵ_r es la permitividad relativa, ϵ_0 es la permitividad del espacio libre (8.854×10^{-12} F/m), μ_r es la permeabilidad relativa y μ_0 es la permeabilidad en el espacio libre ($4\pi \times 10^{-7}$ H/m).

Las densidades de corriente \vec{J} y \vec{M} pueden actuar como fuentes independientes de energía de campo eléctrico y magnético, \vec{J}_s y \vec{M}_s . Las pérdidas eléctricas y magnéticas de materiales isotrópicos y no dispersivos, que atenúan los campos eléctricos y magnéticos a través de la conversión a energía térmica, se toman en cuenta en el cálculo de las densidades de corriente (Taflove y Hagness, 2000).

$$\vec{J} = \vec{J}_s + \sigma \vec{E} \quad (27)$$

$$\vec{M} = \vec{M}_s + \sigma^* \vec{H} \quad (28)$$

donde σ es la conductividad eléctrica y σ^* son las pérdidas eléctricas equivalentes.

2.4.2 Métodos de Momentos

El método de momentos (MoM) fue desarrollado por Harrington, (1968), el cual transforma las ecuaciones integrales en un sistema de ecuaciones lineales, y puede ser resuelto de manera directa. Estos métodos utilizan técnicas de solución como: matrices LU, método de eliminación de Gauss (GE), o solucionadores iterativos tal como el método del gradiente conjugado (CG).

El MoM es una técnica numérica popular para resolver la dispersión de ondas de un objeto conductor de tres dimensiones en el dominio de la frecuencia y además, tiene la ventaja de que sólo la estructura

objetivo se discretiza, mientras que la discretización del espacio libre alrededor de la estructura objetivo no es requerida. Por otro lado, la desventaja de este método es que las incógnitas de muestreo, en sub-longitudes de onda conducen a matrices muy densas de tamaño N .

2.4.3 Métodos de Elementos Finitos

El método de elementos finitos (FEM) tiene su origen en el campo de análisis estructural. El tratamiento matemático del método en dicho campo, fue proporcionado por (Courant, 1943). El método no se aplicó en problemas electromagnéticos sino hasta 1968, y desde entonces el método ha sido empleado en diversas áreas, tales como: problemas de guía de ondas, máquinas eléctricas, dispositivos semiconductores, microcintas y la absorción de radiación electromagnética por parte de organismos biológicos.

Aunque el método de diferencias finitas y el método de momentos son conceptualmente más simples y fácil de programar que el método de elementos finitos, este método es una de las técnicas numéricas más poderosas y versátiles para el manejo de problemas relacionados con geometrías complejas y medios no homogéneos (Sadiku, 2001).

El análisis con el método de elementos finitos de cualquier problema involucra básicamente 4 pasos (Sadiku, 1989): 1) Discretización de la estructura, 2) Derivación de las ecuaciones que gobiernan a los elementos, 3) Ensamble de los elementos y 4) Resolver el sistema de ecuaciones.

En el primer paso se realiza la discretización de la estructura en un número finito de elementos o subregiones. En la Figura 32 se muestran los elementos finitos típicos para problemas de 1, 2 y 3 dimensiones.

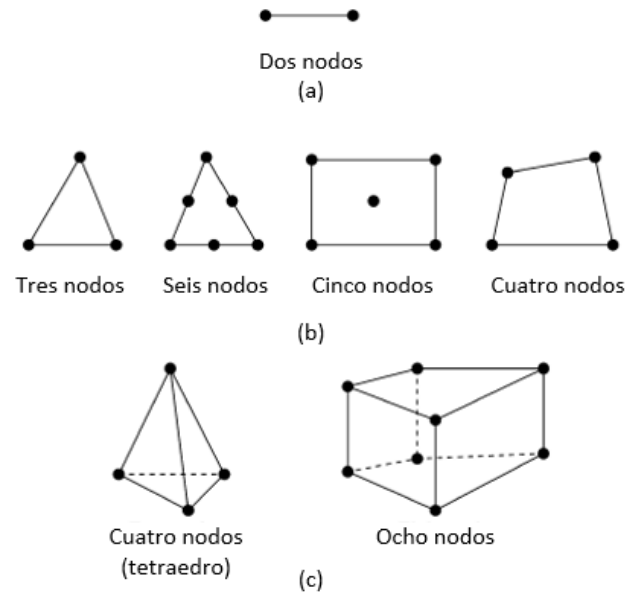


Figura 32. Elementos finitos típicos (Sadiku, 2001).

Para encontrar la distribución de potencial $V(x,y)$ de la estructura de dos dimensiones mostrada en la Figura 33(a), primero se divide la estructura en un número finito de elementos como se puede observar en la Figura 33(b). Se puede observar que la estructura se subdivide en 9 elementos finitos no traslapados; los elementos 6, 8 y 9 son cuadriláteros (4 nodos), mientras que los elementos restantes son triángulos (3 nodos). En situaciones prácticas, es preferible tener todos los elementos finitos con la misma geometría en toda la región para facilitar el cálculo. Se puede observar en la Figura 33(b) que los cuadriláteros se pueden dividir en dos triángulos para formar un total de 12 elementos triangulares (Sadiku, 2001).

En la Figura 33c se busca una aproximación para el potencial V_e dentro de un elemento dado, para después interrelacionar la distribución de potencial en diversos elementos, considerando que el potencial es continuo a través de las fronteras entre elementos. La solución aproximada para toda la región está dada en la ecuación (29) (Sadiku, 2001).

$$V_e(x, y) \cong \sum_{e=1}^N V_e(x, y) \quad (29)$$

donde N es el número de elementos triangulares en que se divide la estructura.

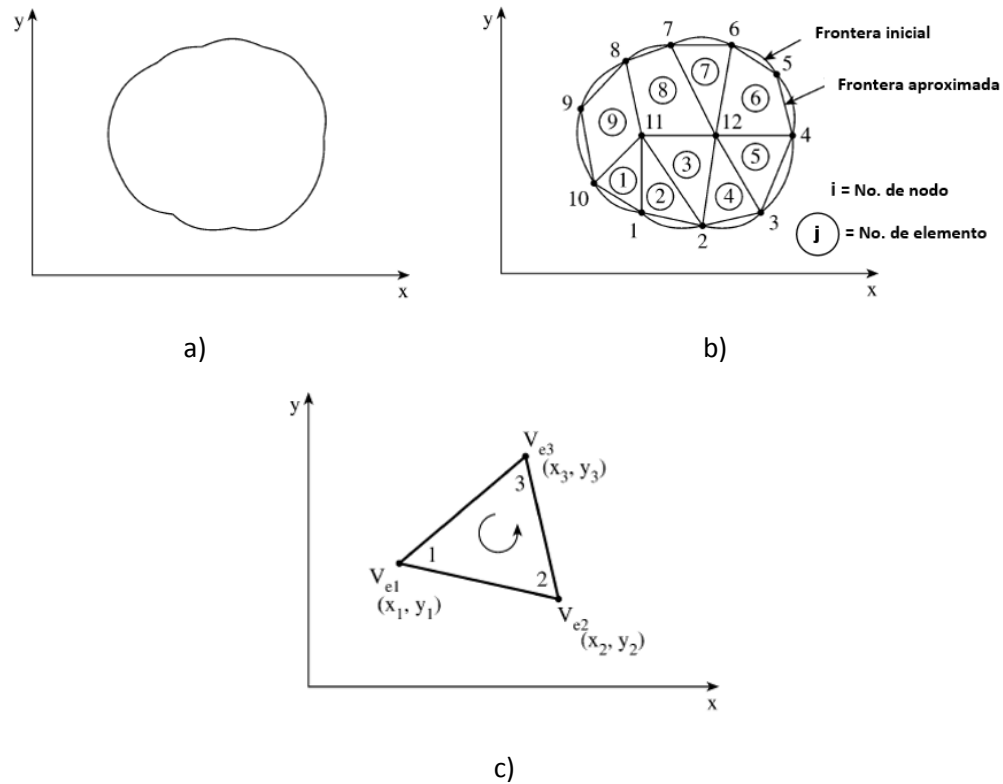


Figura 33. Discretización de la estructura (Sadiku, 2001).

Enseguida se aplica el segundo paso que consiste en realizar la derivación de las ecuaciones de cada elemento empleando la ecuación (29). Posteriormente se lleva a cabo el tercer paso, realizando el ensamble de todos los elementos de la estructura a analizar, hasta obtener un sistema de ecuaciones de la forma dada en la ecuación (30) (Sadiku, 2001).

$$[V] = \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ \vdots \\ V_n \end{bmatrix} \quad (30)$$

El cuarto y último paso es resolver el sistema de ecuaciones obtenido.

2.4.4 Método de diferencias finitas en el dominio del tiempo (FDTD)

Otro de los métodos utilizados para resolver problemas electromagnéticos que involucran las ecuaciones de Maxwell en su forma diferencial es el método de FDTD, el cual fue originalmente desarrollado por (Yee, 1966).

Este método aproxima todas las derivadas temporales y espaciales de las ecuaciones de Maxwell mediante expresiones de diferencias finitas. La malla original en el algoritmo de Yee es una malla cartesiana con celdas estructuradas, donde las componentes del campo eléctrico y magnético se colocan en un arreglo escalonado (Rahimi, 2011).

Este método inicia expresando las ecuaciones de Maxwell (17) y (19) en un sistema equivalente de ecuaciones escalares (Yee, 1966) como se muestra en las ecuaciones (31) a la (36):

$$-\frac{\partial B_x}{\partial t} = \frac{\partial E_z}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial z} \quad (31)$$

$$-\frac{\partial B_y}{\partial t} = \frac{\partial E_x}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial x} \quad (32)$$

$$\frac{\partial B_z}{\partial t} = \frac{\partial E_x}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial x} \quad (33)$$

$$\frac{\partial D_x}{\partial t} = \frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} - J_x \quad (34)$$

$$\frac{\partial D_y}{\partial t} = \frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} - J_y \quad (35)$$

$$\frac{\partial D_z}{\partial t} = \frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} - J_z \quad (36)$$

Donde se considera $A = (A_x, A_y, A_z)$ como una superficie tridimensional en el espacio. Cada punto de la malla del espacio se representa como

$$(i, j, k) = (i\Delta_x, j\Delta_y, k\Delta_z) \quad (37)$$

Y para cualquier función de espacio y tiempo

$$F(i\Delta_x, j\Delta_y, k\Delta_z, n\Delta_t) = F^n(i, j, k) \quad (38)$$

Por medio de estas expresiones, se puede obtener un conjunto de ecuaciones de diferencias finitas para las ecuaciones de la (31) a la (36), las cuales son convenientes para aplicar las condiciones de frontera de conductores perfectos (Yee, 1966).

Para la ecuación (31) se tiene:

$$\begin{aligned}
 & \frac{B_x^{n+\frac{1}{2}}\left(i, j+\frac{1}{2}, k+\frac{1}{2}\right)-B_x^{n-\frac{1}{2}}\left(i, j+\frac{1}{2}, k+\frac{1}{2}\right)}{\Delta_t} \\
 & = \frac{E_y^n\left(i, j+\frac{1}{2}, k+1\right)-E_y^n\left(i, j+\frac{1}{2}, k\right)}{\Delta_z} \\
 & - \frac{E_z^n\left(i, j+1, k+\frac{1}{2}\right)-E_z^n\left(i, j, k+\frac{1}{2}\right)}{\Delta_y}
 \end{aligned} \tag{39}$$

Las ecuaciones de diferencias finitas correspondientes a las ecuaciones (32) y (33), pueden construirse de manera similar. Por otro lado, para la ecuación (34) se obtiene:

$$\begin{aligned}
 & \frac{D_x^n\left(i+\frac{1}{2}, j, k\right)-D_x^{n-1}\left(i+\frac{1}{2}, j, k\right)}{\Delta_t} \\
 & = \frac{H_z^{n-\frac{1}{2}}\left(i+\frac{1}{2}, j+\frac{1}{2}, k\right)-H_z^{n-\frac{1}{2}}\left(i+\frac{1}{2}, j-\frac{1}{2}, k\right)}{\Delta_y} \\
 & - \frac{H_y^{n-\frac{1}{2}}\left(i+\frac{1}{2}, j, k+\frac{1}{2}\right)-H_y^{n-\frac{1}{2}}\left(i+\frac{1}{2}, j, k-\frac{1}{2}\right)}{\Delta_z} \\
 & \quad + J_x^{n-\frac{1}{2}}\left(i+\frac{1}{2}, j, k\right)
 \end{aligned} \tag{40}$$

Mientras que las ecuaciones de diferencias finitas correspondientes a las ecuaciones (35) y (36), pueden construirse de manera similar.

Una de las ventajas de este método comparado con el FEM, es que este método es una técnica libre de matriz, y por lo tanto no requiere de un solucionador iterativo. Otra ventaja es su simplicidad, permitiendo una implementación fácil y eficiente. Además, la formulación del método FDTD facilita la implementación

en programas de cómputo paralelo. El cómputo paralelo es un factor clave en problemas tridimensionales y proporciona un alto rendimiento en la solución de problemas grandes, reduciendo el tiempo total de cómputo (Rahimi, 2011).

2.4.5 La técnica de integración finita (FIT)

La técnica de integración finita (FIT) fue introducida en 1977 (Weiland, 1977) y desde entonces ha sido aplicada para resolver problemas de ondas electromagnéticas. El método de discretización de FIT es similar al método de FDTD para medios homogéneos. Sin embargo, la técnica FIT transforma las ecuaciones de Maxwell en su forma integral a un sistema lineal de ecuaciones. Esta técnica tiene mayor precisión para resolver problemas que involucran: diferentes medios de propagación y geometrías más complejas (Rahimi, 2011).

En la técnica de integración finita se discretizan las ecuaciones de Maxwell en espacio y tiempo. El dominio espacial se discretiza en una malla escalonada con tamaños de malla Δ_x , Δ_y , y Δ_z . El arreglo de las componentes de los vectores magnéticos y eléctricos se muestra en la Figura 34 (Rahimi, 2011).

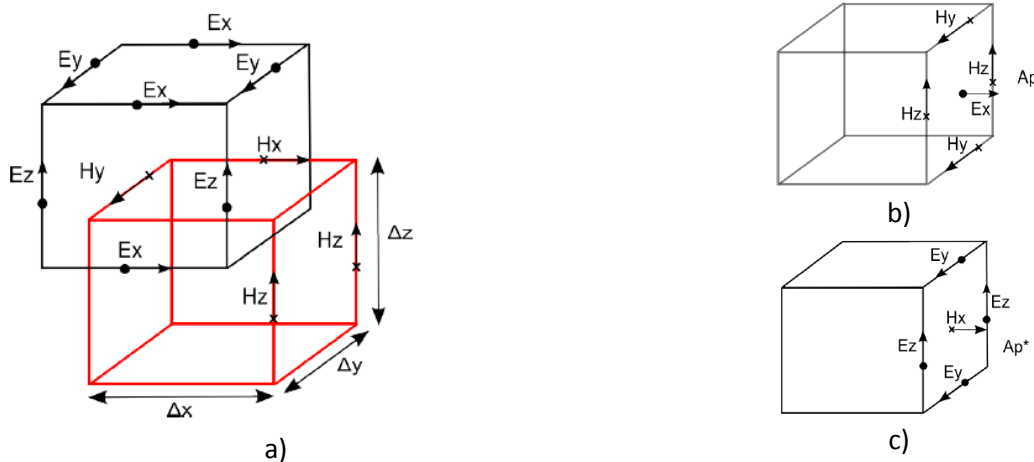


Figura 34. (a) Arreglo de las componentes E y H del vector en una malla doble, (b) superficie de la celda de integración para la componente E_x , (c) superficie de la celda de integración para H_x (Rahimi, 2011).

Después de transformar las ecuaciones de Maxwell a su forma integral, se aproximan mediante las ecuaciones de diferencias finitas (41) y (42) (Taflove, 2000; Marklein, 2009)

$$\frac{\vec{E}_h^{n+1} - \vec{E}_h^n}{\tau} \cdot \iint_{A_p} \epsilon(\mathbf{R}) d\vec{A} = \oint_{\partial A_p} \vec{H}_h^{n+1/2}(\mathbf{R}) \cdot d\vec{R} - \vec{E}_h^{n+1} \cdot \iint_{A_p} \sigma(\mathbf{R}) d\vec{A} \quad (41)$$

$$\frac{\vec{H}_h^{n+1/2} - \vec{H}_h^{n-1/2}}{\tau} \cdot \iint_{Ap^*} \mu(\mathbf{R}) d\vec{A}^* = - \oint_{\partial Ap} \vec{E}_h^n(\mathbf{R}) \cdot d\vec{R} - \vec{H}_h^{n+1/2} \cdot \iint_{Ap} \sigma^*(\mathbf{R}) d\vec{A}^* \quad (42)$$

Donde τ es el paso de tiempo discreto, \vec{E}_h^n y $\vec{H}_h^{n+1/2}$ son los vectores de campo eléctrico y magnético aproximados en puntos de tiempo $n\tau$ y $(n+1/2)\tau$ para $n=0, 1, 2, \dots$

La diferencia principal entre la técnica FIT y el método FDTD, es que el cálculo de los parámetros de los materiales se lleva a cabo mediante el cálculo de las integrales sobre la superficie de las celdas de la malla, en vez de emplear la definición de datos del material en los puntos de la malla, como en el algoritmo FDTD (Rahimi, 2011). El método FIT tiene muchas ventajas similares a las del FDTD, como lo es la implementación simple y eficiente para cómputo paralelo, compensando algunas de las desventajas de FDTD. La discretización tipo volumen finita para las ecuaciones de Maxwell, satisfacen ecuaciones como la ley de Faraday en todo el dominio y en cada celda discretizada. En este sentido, el método FIT permite proporcionar propiedades de la conservación de los campos discretos en un medio no homogéneo (Clemens and Weiland, 2002). La principal desventaja de la técnica de integración finita FIT es el uso del mallado en coordenadas cartesianas de Yee (Yee, 1966), el cual es inflexible cuando se discretizan estructuras complejas y no ortogonales.

Capítulo 3. Antena fractal de banda súper ancha (SWB)

3.1 Introducción

En este Capítulo se presenta el desarrollo de una geometría nueva de antena fractal con comportamiento de súper banda ancha (SWB), la cual se basa en el triángulo de Sierpinski. La geometría nueva propuesta, consiste de dos elementos semicirculares anexos a la estructura complementaria del triángulo de Sierpinski y un plano de tierra rectangular modificado. Se presenta la metodología de diseño y los resultados del análisis paramétrico de algunos elementos de la antena, efectuado para optimizar sus características y conseguir el comportamiento de súper ancho de banda. Se presenta la estructura construida, los resultados de la medición de las pérdidas por retorno, la ganancia y los diagramas de radiación de la antena y se efectúa una comparación con los resultados del análisis electromagnético.

3.2 Metodología de diseño

En esta sección se presenta una descripción breve de la metodología de diseño de la antena fractal SWB propuesta en este trabajo de tesis.

Los pasos principales se pueden resumir como sigue: establecer los requerimientos de diseño, elección del substrato dieléctrico a utilizar en su fabricación, diseñar el elemento radiante para operar a la frecuencia mínima de la banda de frecuencias, seleccionar las dimensiones del plano de tierra parcial en base a la longitud de la línea, efectuar el análisis electromagnético de la estructura inicial, determinar el número de iteraciones de la estructura de Sierpinski, de acuerdo a la frecuencia máxima de operación, realizar el análisis electromagnético en cada iteración, efectuar un análisis paramétrico con los semicírculos agregados en el plano de tierra, para mejorar el acoplamiento en todo el ancho de banda. Es importante mencionar que durante la etapa del diseño se optimizaron las dimensiones de cada parámetro, los cuales se describen con mayor detalle en las siguientes secciones. La antena se diseña para satisfacer los requerimientos establecidos en la sección 3.3.

3.3 Requerimientos de diseño de la antena fractal SWB

Tantos los dispositivos móviles como las tabletas electrónicas actuales requieren operar en distintas bandas de frecuencia, ya sea para conectarse a las redes de telefonía celular (LTE1700, GSM1800, GSM1900), redes de internet inalámbrico (WiFi en las bandas de 2.4GHz y 5.8GHz), Bluetooth (2.4GHz), WiMAX (3.4-3.6GHz), bandas de UWB (3.1-10.6), bandas satelitales, entre otras. Debido a todos estos

servicios es necesario que una sola antena cubra todas estas bandas de operación. Por lo tanto se ha establecido que la antena propuesta en esta tesis opere desde la frecuencia de 1700MHz (LTE-1700) hasta una frecuencia de 26 GHz, cubriendo fácilmente las bandas: S, C, X, Ku y K. Las características que la antena debe cumplir son:

-Banda de frecuencias (1.7 GHz – 26 GHz)

-Pérdidas por retorno (S_{11}) ≤ 10 dB

-VSWR $\leq 2:1$

Ganancia: ≥ 2 dBi

Tamaño: $< (120\text{mm} \times 70 \text{ mm} \times 1.6\text{mm})$

3.4 Elección del substrato

Para la fabricación de la antena es necesario conocer las características del material a utilizar, ya que las propiedades de la antena dependen de las características del substrato las cuales son: La constante dieléctrica relativa (ϵ_r), el espesor del dieléctrico (h), espesor del conductor (t) y las pérdidas tangenciales o factor de disipación ($\tan\delta$) principalmente. Estos parámetros son los más importantes que se deben tomar en cuenta para que los resultados del análisis electromagnético concuerden con los resultados experimentales. En la literatura se ha mostrado que el ancho de banda y las propiedades de radiación de una antena están directamente relacionadas con la ϵ_r y el espesor h , donde la ϵ_r debe ser lo más baja posible, mientras que h debe ser lo más grande posible para conseguir un ancho de banda grande y mejorar la eficiencia.

En este trabajo de investigación se ha seleccionado el substrato dieléctrico FR-4, debido a su bajo costo, versatilidad y sobre todo, porque ha sido caracterizado en trabajos previos. El substrato FR-4 tiene las siguientes características: $\epsilon_r=4.08$, $h=1.5778\text{mm}$, $t=0.0298\text{mm}$, y $\tan\delta=0.019$, y éstas deberán utilizarse para diseñar la antena y realizar el análisis electromagnético.

3.5 Diseño de la antena

La antena propuesta representa una estructura nueva de antena fractal, basada en la tercera iteración complementaria del triángulo de Sierpinski, la cual contiene dos elementos semicirculares anexos al triángulo de Sierpinski, y un plano de tierra rectangular modificado con tres elementos semicirculares para obtener el comportamiento de súper ancho de banda. El diseño de la antena se inicia partiendo de una

estructura que consiste de un elemento triangular de largo (a) y altura (h_t), alimentado con una línea de microcinta de 50Ω mostrada en la Figura 35. La línea de 50Ω tiene una longitud (L_L) y un ancho (W_L), mientras que por la parte posterior se tiene un plano de tierra de longitud (L_g) y ancho (W_g). Se puede observar que el plano de tierra no cubre toda la antena y que solo abarca la longitud de la línea de 50Ω . La razón principal de utilizar plano de tierra parcial es que éste neutraliza el efecto inductivo del elemento radiador mediante un efecto capacitivo, lo que resulta en una impedancia puramente resistiva (Singhal *et al.*, 2016).

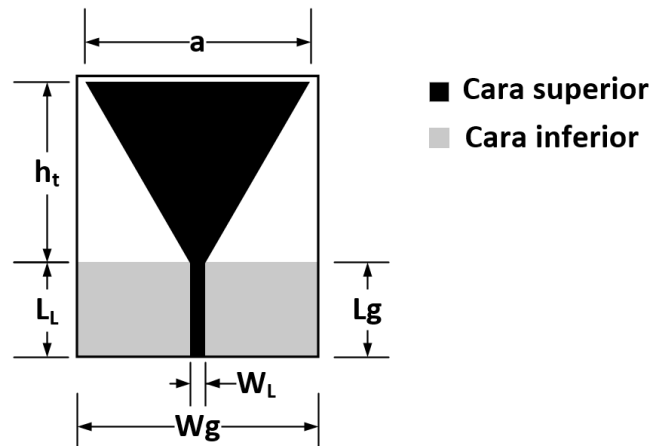


Figura 35. Estructura inicial de la antena propuesta

De acuerdo a los requerimientos de diseño, la antena debe funcionar desde 1.7 GHz hasta 26 GHz. Asimismo, debe construirse en un sustrato FR-4 con los siguientes parámetros: $\epsilon_r=4.08$, $h=1.5778\text{mm}$, $t=0.0298\text{mm}$, y $\tan\delta=0.019$. La antena inicial mostrada en la Figura 36, se diseña a la frecuencia más baja de la banda de operación de 1.7 GHz utilizando las ecuaciones disponibles en la literatura (Helszajn y James, 1978; Dahele y Lee, 1987), las cuales se desarrollaron en base al modelo de cavidad de pared magnética. Se puede observar que esta estructura se alimenta con un cable coaxial y que el plano de tierra cubre toda la estructura, a diferencia de la antena de la Figura 35.

Helszajn y James, (1978) y Dahele y Lee, (1987) presentan una fórmula para determinar las frecuencias de resonancia de un parche triangular dada como:

$$F_r = \frac{2c}{3a\sqrt{\epsilon_r}} \quad (43)$$

donde a es la longitud de los lados del triángulo equilátero.

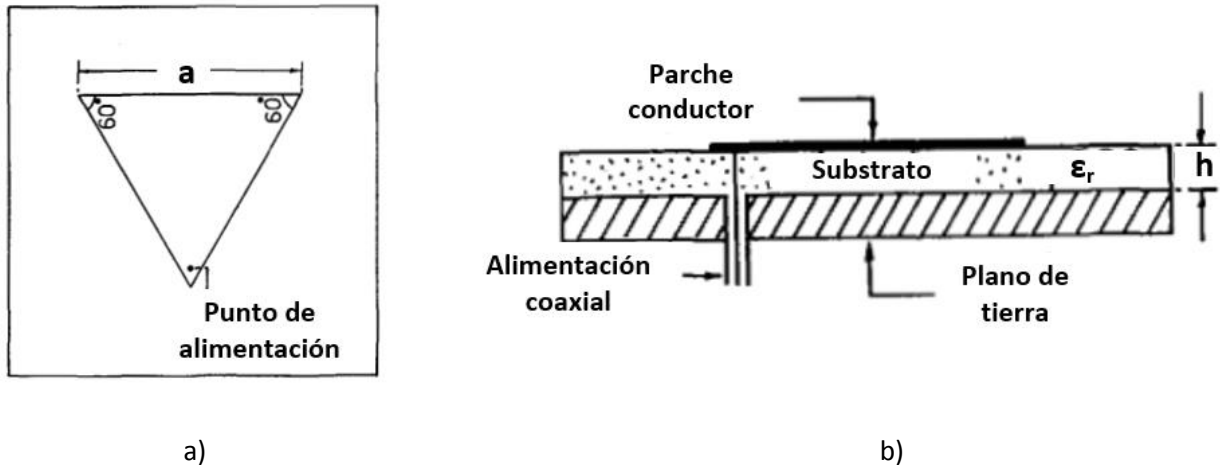


Figura 36. Antena de parche triangular de microcinta: a) vista superior, b) vista lateral (Dahele y Lee, 1987)

Debido a que una pared magnética perfecta no existe en la práctica, (Helszajn y James, 1978) sugieren sustituir el valor de longitud de lado del triángulo equilátero (a), por un valor efectivo a_{eff} , dado en la ecuación (44), con el fin de tomar en cuenta el efecto de borde *fringing field*. El valor efectivo a_{eff} , además de considerar la longitud de lado del triángulo, toma en cuenta el espesor del dieléctrico h y la constante dieléctrica del material ϵ_r .

$$a_{eff} = a + h/\sqrt{\epsilon_r} \quad (44)$$

Por lo tanto la ecuación resultante es

$$F_r = \frac{2c}{3a_{eff}\sqrt{\epsilon_r}} \quad (45)$$

Yunita *et al*, (2012) y Orazi *et al*, (2014) consideran que la longitud que determina la frecuencia de resonancia del parche triangular es la altura del triángulo equilátero, denotada como h_t , dado por:

$$h_t = \frac{\sqrt{3}}{2} a \quad (46)$$

La frecuencia de resonancia se calcula con:

$$F_r = \frac{2c}{3h_t\sqrt{\epsilon_r}} \quad (47)$$

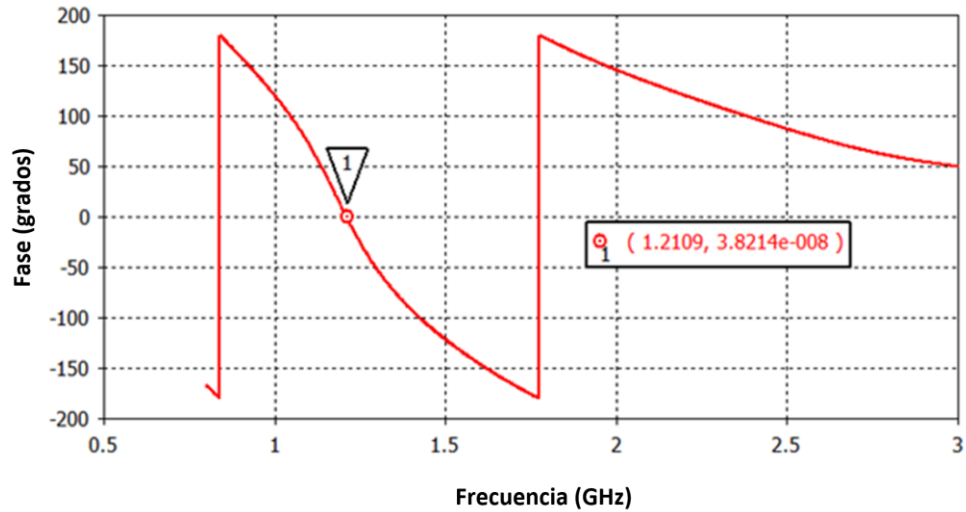
Empleando las ecuaciones (44) y (45), se diseñó una antena triangular a la frecuencia de 1.7 GHz, cuyas dimensiones son: $a=57.5$ mm, $ht=49.79$ mm. Por otro lado, empleando las ecuaciones de Hammerstad (1975), se determina el ancho ($W_L=3.1$ mm) de la línea de microcinta de 50Ω con una longitud ($L_L=21$ mm). Se establece un plano de tierra con longitud ($L_g=21$ mm) y un ancho ($W_g=62$ mm). La frecuencia de resonancia calculada por las ecuaciones (44) y (45) fue de: $Fr=1.698$ GHz. Para verificar su comportamiento y analizar la estructura en función de la frecuencia, se realiza un análisis electromagnético mediante el programa de cómputo CST y se obtiene el comportamiento mostrado en la Figuras 37a y 37b. Se puede observar que la frecuencia de resonancia obtenida cuando la fase cruza por cero fue de 1.2109 GHz, mientras que la magnitud mínima muestra una $Fr=1.2026$ GHz, las cuales están bastante cercanas entre sí, pero muy diferentes a la calculada con las ecuaciones (44) y (45) con valor $Fr=1.698$ GHz. Este corrimiento en la frecuencia de resonancia se debe a que las ecuaciones (44) y (45) sólo son aplicables cuando la alimentación se hace de manera coaxial, como en la Figura 36, ya que no interviene la línea de microcinta de la Figura 35 utilizada para diseñar la antena de este trabajo de tesis. La línea de 50Ω y el plano de tierra parcial incrementan las dimensiones de la antena, provocando que la frecuencia disminuya. Por lo cual, es necesario modificar la ecuación para tomar en cuenta la longitud de línea de 50Ω agregada y con ello lograr una aproximación.

Se puede observar que la estructura de la Figura 35 tiene el elemento triangular de lado (a) y altura (ht) que resuena a una frecuencia calculada con la ecuación (45). Además, la estructura tiene la línea de 50Ω con longitud (L_L) con su plano de tierra, que provoca una disminución en la frecuencia de resonancia, debido a que la altura total de la estructura es $H_{total} = ht + L_L$.

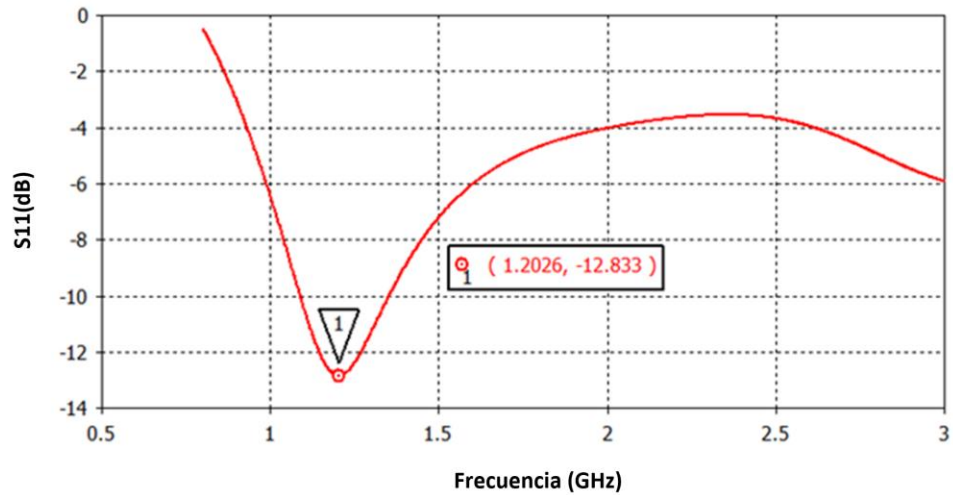
En este trabajo se propone una ecuación que se desarrolló para poder calcular la frecuencia de resonancia de estructuras con plano de tierra parcial como se muestra en la Figura 35, basada en resultados del análisis electromagnético y validada para: $\epsilon_r=1$, $\epsilon_r=2.32$, $\epsilon_r=4.08$, $\epsilon_r=10$, así como para $20 \leq a \leq 100$ mm y $0 \leq L_L \leq 100$ mm.

La ecuación (48) propuesta determina la frecuencia de resonancia, considerando la contribución de la línea de 50Ω con longitud (L_L) y la del elemento triangular con lado a . Cabe mencionar que esta ecuación también puede ser utilizada en estructuras con alimentación coaxial como la que se muestra en la Figura 36, simplemente con substituir $L_L=0$.

$$Fr = \frac{c}{\left[\left(2L_L \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} \right) + \left[(e^{-2.53\epsilon_r} + 1.535 - \frac{\epsilon_r}{377})(a\sqrt{\epsilon_r} + h) \right] \right]} \quad (48)$$



a)



b)

Figura 37. Análisis Electromagnético de la antena triangular con $a=57.5$ mm: a) fase y b) magnitud.

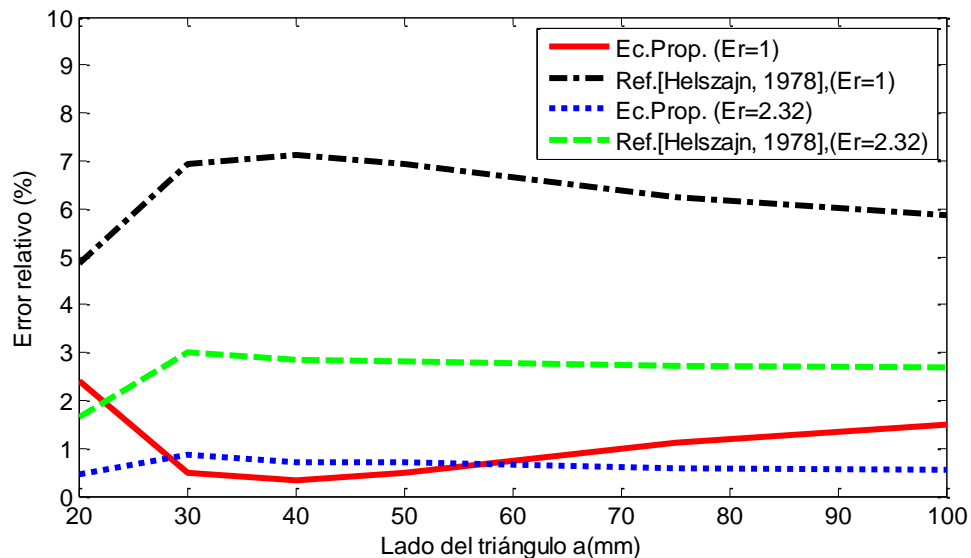
En la Tabla 6 se muestran los resultados del análisis de una estructura triangular como la mostrada en la Figura 35 donde $L_L=0$. El análisis se efectúa para dos substratos: $\epsilon_r=2.32$ y $\epsilon_r=4.08$ y variando la longitud del triángulo ($20 \leq a \leq 100$ mm). En la Tabla 6 se incluyen los resultados de la ecuación (45) (Helszajn y James, 1978), de la ecuación propuesta (48) y los correspondientes al análisis electromagnético (AEM). Se puede observar una buena aproximación de la ecuación propuesta. Sin embargo, para poder validarla se calculó el porcentaje de error relativo de las ecuaciones (45) y (48), que se muestra graficado en las Figuras 38 y 39.

Tabla 6. Resultados del análisis de Fr variando la longitud a del triángulo para $L_L=0$ en dos substratos.

a (mm)	$\epsilon_r=2.32, h=1.59\text{mm}, t=0.0298,$ $L_L=0\text{mm}$			$\epsilon_r=4.08, h=1.59\text{mm}, t=0.0298,$ $L_L=0\text{mm}$		
	AEM CST Fr(GHz)	Ec. Prop (48) Fr(GHz)	Ec. (45) Fr(GHz)	AEM CST Fr(GHz)	Ec. Prop (48) Fr(GHz)	Ec. (45) Fr(GHz)
20	6.1348	6.1064	6.2353	4.7166	4.6844	4.7600
30	4.104	4.1394	4.2268	3.1751	3.1628	3.2139
40	3.109	3.1309	3.1970	2.3939	2.3874	2.4259
50	2.500	2.5175	2.5706	1.9221	1.9173	1.9483
75	1.680	1.6898	1.7255	1.2866	1.2848	1.3056
100	1.2647	1.2717	1.2986	0.9656	0.9661	0.9817

Se puede observar en la Figura 38 que la ecuación propuesta (48) presenta un error menor al 2% para los dos substratos, mientras que la ecuación (45) (Helszajn y James, 1978) proporciona errores por debajo del 7% para $\epsilon_r=1$. En la Figura 39 se muestra el error relativo de las ecuaciones (45) y (48), pero para $\epsilon_r=4.08$ y $\epsilon_r=10$. La ecuación propuesta presenta errores menores al 0.7%, mientras que la ecuación (45) presenta errores menores al 1.7%.

Por otro lado, se realiza una validación de la ecuación propuesta en función de la longitud de la línea para ($0 \leq L_L \leq 100\text{mm}$) y para $\epsilon_r=4.08$, que es el substrato que se ha seleccionado para desarrollar la antena fractal objetivo de este trabajo. En la Tabla 7 se presentan los resultados de la frecuencia de resonancia Fr obtenida del análisis electromagnético de dos triángulos con ($a=100\text{mm}$) y ($a=50\text{mm}$), así como los resultados obtenidos con la ecuación propuesta y el porcentaje de error relativo.

**Figura 38.** Error relativo de la ecuación propuesta (48), y de la Ec (45) para $\epsilon_r=1$ y $\epsilon_r=2.32$.

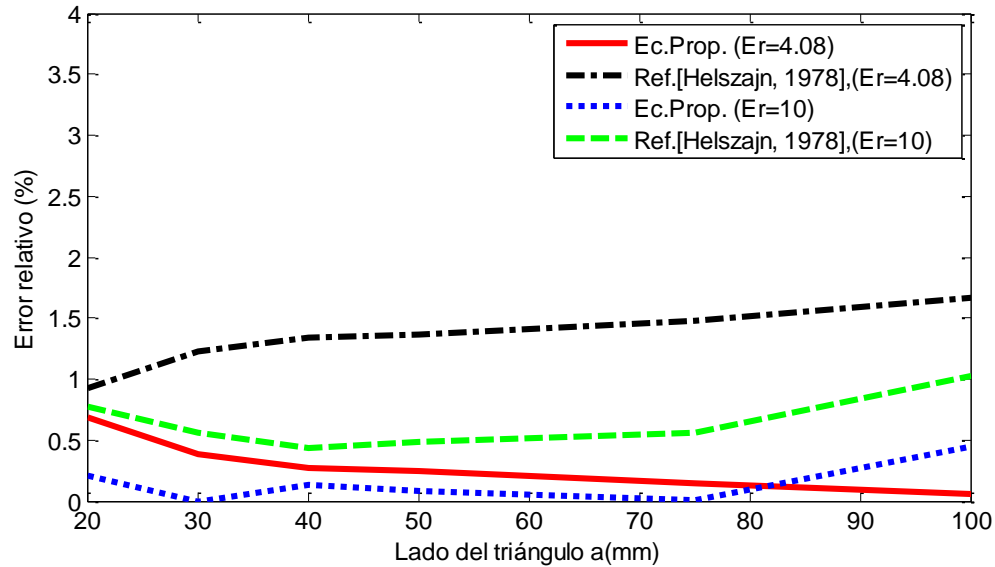


Figura 39. Error relativo de la ecuación propuesta (48), y de la Ec (45) para $\epsilon_r=4.08$ y $\epsilon_r=10$.

Se puede observar en la Tabla 7, que para la estructura con $a=100\text{mm}$, se tienen errores menores al 9.08%, mientras que para la estructura con $a=50\text{mm}$, el error es menor al 16.71%. Aunque estos errores parecen muy grandes, estos representan un corrimiento en la frecuencia de 47.6MHz y 173MHz, respectivamente. Cabe mencionar que de no emplearse la ecuación propuesta y considerar la ecuación (45) de la literatura, se tendrían errores hasta del 87.27% (457.5MHz) para $a=100\text{mm}$ y del 186.22% (1.317 GHz) para $a=50\text{mm}$, dentro del intervalo de $(0 \leq L_L \leq 100\text{mm})$ y para $\epsilon_r=4.08$.

Tabla 7. Resultados del análisis de F_r variando la longitud L_L para $\epsilon_r=4.08$ y para $a=100\text{mm}$ y $a=50\text{mm}$.

L_L (mm)	$\epsilon_r = 4.08, h=1.59, t=0.0298,$ $a=100\text{mm}$			$\epsilon_r = 4.08, h=1.59, t=0.0298,$ $a=50\text{mm}$		
	AEM CST $F_r(\text{GHz})$	Ec. Prop (48) F_r (GHz)	Error relativo (%)	AEM CST $F_r(\text{GHz})$	Ec. Prop (48) $F_r(\text{GHz})$	Error relativo (%)
0	0.9656	0.966	0.04	1.9221	1.917	0.26
10	0.9612	0.8761	8.85	1.5675	1.5926	1.6
20	0.8246	0.8015	2.80	1.35	1.3620	0.88
30	0.7434	0.7385	0.65	1.1905	1.1897	0.06
40	0.6887	0.6848	0.56	1.1037	1.0561	4.31
50	0.6469	0.6383	1.32	1.047	0.9495	9.31
60	0.6135	0.5977	2.57	1.0355	0.8624	16.71
100	0.5242	0.4766	9.08	0.6807	0.6310	7.30

Con el fin de verificar la frecuencia de resonancia de la ecuación propuesta, se diseñó y construyó la antena mostrada en la Figura 40, cuyas dimensiones son: $a=50$ mm, $h_t=43.3$ mm, $W_L=3.1$ mm, $L_L=21$ mm, $L_g=19.5$ mm y $W_g=50$ mm. El sustrato utilizado fue el FR-4 con: $\epsilon_r=4.08$, $h=1.5778$ mm, $t=0.0298$ mm, y $\tan\delta=0.019$. La frecuencia de resonancia calculada por la ecuación (45) fue de: $F_r=1.948$ GHz, mientras que la calculada con la ecuación (48) propuesta en este trabajo resulta $F_r=1.3427$ GHz. A la estructura se le realizó un análisis electromagnético, obteniéndose una $F_r=1.34$ GHz la cual se compara con los resultados experimentales obtenidos mediante un analizador de redes vectorial (ARV), como se muestra en la Figura 41. Se puede observar que la curva de respuesta medida presenta varias resonancias, donde la primera se presenta en $F_r=1.25$ GHz, la cual está muy cercana a las obtenidas con la ecuación propuesta y mediante el análisis electromagnético. La pequeña variación del 7.2%, se debe al efecto provocado por el conector SMA utilizado y a la diferencia entre las dimensiones de la antena analizada en CST y la construida. Se puede apreciar que la banda de operación (para $S_{11} < -10$ dB) de la antena construida, es muy similar a la respuesta del AEM.

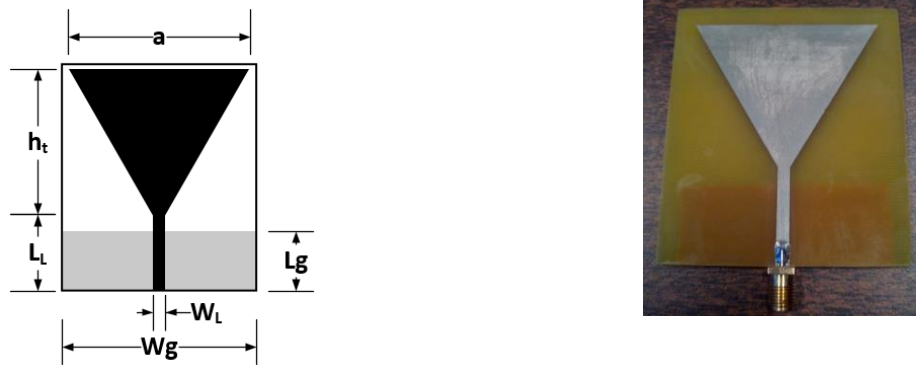


Figura 40. Antena triangular diseñada y construida en el sustrato FR-4 con $a=50$ mm.

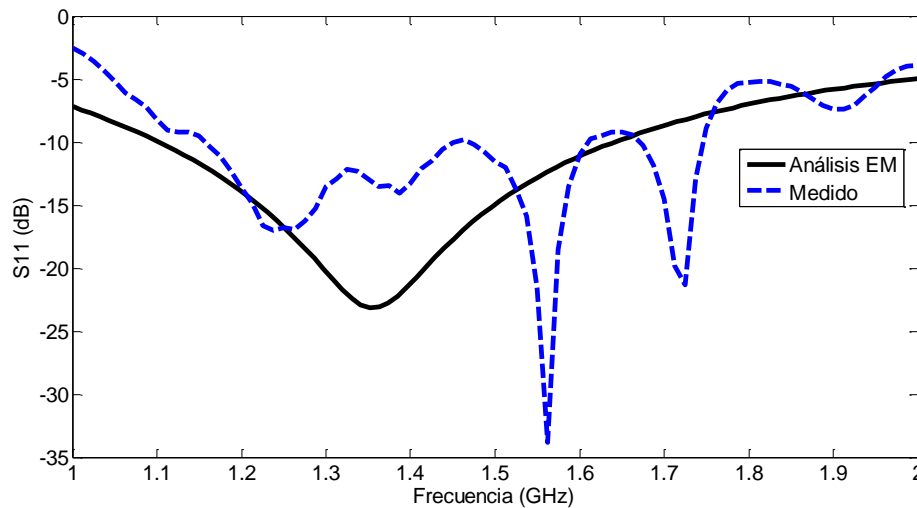


Figura 41. Resultados teóricos y experimentales de la antena diseñada y construida en FR-4 con $a=50$ mm.

Una vez diseñado y analizado el elemento triangular con plano de tierra parcial, se aplica la tecnología fractal del triángulo de Sierpinski al elemento iniciador de este trabajo, para obtener un comportamiento multibanda. En la Figura 42, se muestra el elemento iniciador, así como sus tres primeras iteraciones. El proceso iterativo del triángulo de Sierpinski se explica con detalle en la sección 2.3.8.

La primera iteración de Sierpinski se obtiene reduciendo el elemento iniciador (Figura 42a) por un factor de $1/2$, donde este nuevo elemento se gira 180° y se coloca en el centro del elemento iniciador, tal como se muestra en la Figura 42b. Por otra parte, la segunda iteración mostrada en la Figura 42c se lleva a cabo reduciendo el triángulo del centro por el mismo factor de $1/2$, y este se coloca en cada triángulo restante.

Siguiendo este mismo proceso, se obtiene la tercera iteración, la cual se muestra en la Figura 42d. En la Figura 42e se muestra el complementario de la tercera iteración del triángulo de Sierpinski, la cual se utiliza en este trabajo para obtener la antena final. Cabe mencionar que en la literatura se pueden encontrar algunos trabajos que han analizado estructuras basándose en el triángulo de Sierpinski con plano de tierra parcial, en donde se muestra que tiene un comportamiento multibanda (Liu y He, 2013; Malik y Kartikeyan, 2011; Choukiker y Behera, 2010), pero ninguna que emplea el complementario.

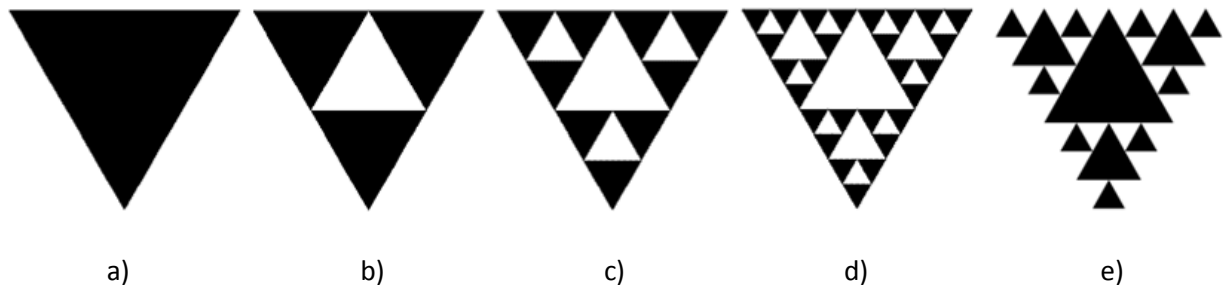


Figura 42. Proceso de diseño de la antena: a) Iniciador, b) 1ra iteración, c) 2da iteración, d) 3ra iteración, e) Complementario de la 3ra iteración.

Para observar el comportamiento multibanda, se realiza un análisis electromagnético de cada una de las estructuras mostradas en la Figura 42 utilizando el programa CST. La alimentación de las estructuras se hace por medio de una línea de microcinta con impedancia de 50Ω , cuyo plano de tierra es parcial con la misma longitud que la línea. Las dimensiones de la estructura son: $a=50$ mm, $ht=43.3$ mm, $W_L=3.1$ mm, $L_L=21$ mm, $L_g=21$ mm y $W_g=62$ mm.

En la Figura 43 se presentan los resultados del análisis electromagnético de la estructura diseñada para el elemento iniciador y sus dos primeras iteraciones. Se puede observar un comportamiento multi-banda, donde la primera frecuencia de resonancia (frecuencia fundamental) está directamente relacionada con las longitudes del elemento iniciador y de la línea de alimentación. La segunda frecuencia de resonancia

se debe a la primera iteración y la tercera frecuencia de resonancia se debe a la segunda iteración. Se puede apreciar un total de 12 frecuencias de resonancia de banda angosta, que dan lugar a un comportamiento multibanda, pero no de banda súper ancha.

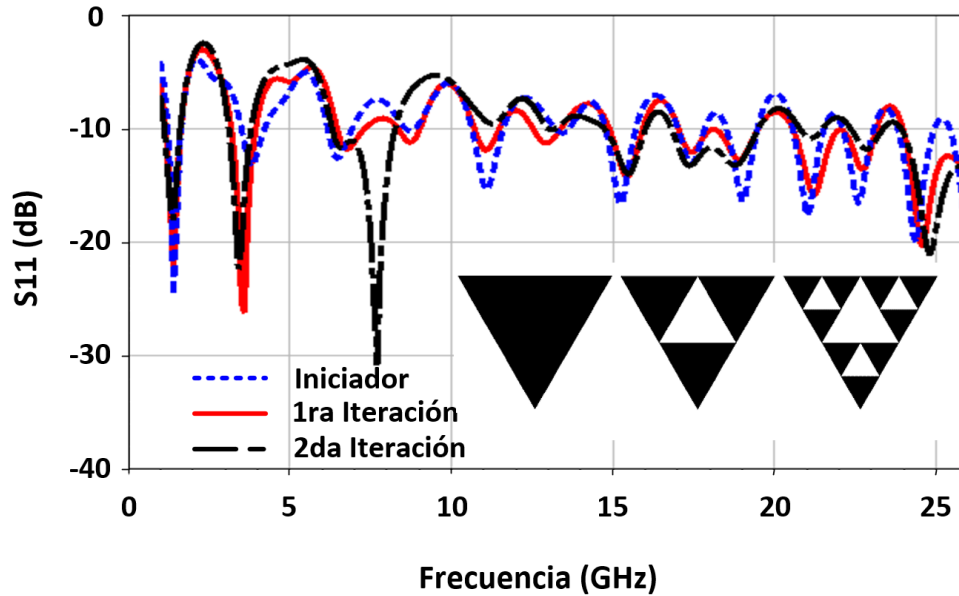


Figura 43. Respuesta en frecuencia del elemento iniciador y de las dos primeras iteraciones.

Con el propósito de obtener una antena de banda ancha empleando el triángulo de Sierpinski, se deben excitar los distintos modos resonantes que provocan tanto el elemento iniciador como cada una de sus iteraciones. Para obtener los modos de frecuencias resonantes del elemento iniciador, se utiliza la ecuación (49) propuesta, donde se incluyen términos para determinar las frecuencias de resonancia en los modos (m,n) .

$$Frt = \frac{c}{\left[\left(2L_L \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} \right) + \left[(e^{-2.53\epsilon_r} + 1.535 - \frac{\epsilon_r}{377})(a\sqrt{\epsilon_r} + h) \right] \right]} \sqrt{m^2 + mn + n^2} \quad (49)$$

Empleando la ecuación (12) (Puente *et al.*, 1998), dada en el capítulo 2, se pueden calcular las frecuencias fundamentales del elemento iniciador y de sus primeras tres iteraciones, resultando: $Fr(n=0)=1.8001\text{GHz}$, $Fr(n=1)= 3.6002 \text{ GHz}$, $Fr(n=2)= 7.2003\text{GHz}$, $Fr(n=3)= 14.4007\text{GHz}$. En la Tabla 8 se puede observar una lista de algunos de los modos de frecuencias resonantes obtenidas a partir del elemento iniciador calculadas con la ecuación (49) para $L_L=0 \text{ mm}$. Se puede apreciar que el modo 0,1 corresponde a la frecuencia fundamental ($Fr(n=0)$) del elemento iniciador, el modo 0,2 corresponde a la frecuencia de la primera

iteración $Fr(n=1)$, el modo 0,4 corresponde a la frecuencia de la segunda iteración $Fr(n=2)$, y por último el modo 3,6 corresponde a la frecuencia de la tercera iteración $Fr(n=3)$. Se puede observar que para obtener una antena de banda súper ancha y con ello cubrir hasta la frecuencia de 26 GHz, se debe excitar hasta el modo 8,8.

En la Tabla 9 se puede observar una lista de algunos de los modos de frecuencias resonantes obtenidas a partir del elemento iniciador y considerando la línea de alimentación con $L_L=21\text{mm}$, calculadas mediante la ecuación 49 propuesta. Debido a que en este caso se está agregando la longitud de la línea, es necesario excitar hasta el modo (11,12) para obtener la frecuencia de 26 GHz. Esta tabla se muestra solo como referencia debido a que el efecto fractal que se provoca al generar las iteraciones sólo se lleva a cabo en el elemento triangular y no en la línea de microcinta.

Tabla 8. Modos de frecuencias resonantes para el elemento iniciador ($a=50\text{mm}$) y $L_L=0\text{mm}$.

Modo (mn)	Frecuencia (GHz)	Modo (mn)	Frecuencia (GHz)	Modo (mn)	Frecuencia (GHz)
0,1	1.91	0,5	9.58	1,8	16.38
1,1	3.32	3,3	9.96	0,9	17,25
0,2	3.83	1,5	10.67	1,9	18.29
1,2	5.07	0,6	11.5	2,9	19.46
0,3	5.75	2,5	11.97	4,8	20.29
2,2	6.64	1,6	12.57	6,7	21.6
1,3	6.91	4,4	13.28	4,9	22.11
0,4	7.67	2,6	13.82	6,8	23.32
2,3	8.36	1,7	14.47	7,8	24.92
1,4	8.78	3,6	15.22	8,8	26.57

Tabla 9. Modos de frecuencias resonantes para el elemento iniciador ($a=50\text{mm}$) y $L_L=21\text{mm}$.

Modo (mn)	Frecuencia (GHz)	Modo (mn)	Frecuencia (GHz)	Modo (mn)	Frecuencia (GHz)
0,1	1.34	0,7	9.40	0,13	17.45
1,1	2.33	4,5	10.48	4,11	18.06
0,2	2.68	2,7	10.99	5,11	19.04
1,2	3.55	5,5	11.63	6,11	20.05
2,2	4.65	0,9	12.08	8,10	20.97
0,4	5.37	4,7	12.95	5,13	21.61
1,4	6.15	6,6	13.95	10,10	23.25
3,3	6.98	2,10	14.95	9,12	24.5
1,5	7.48	3,10	15.83	11,11	25.58
2,5	8.38	5,9	16.5	11,12	26.75

En la Figura 44 se muestra una comparación de la tercera iteración del triángulo de Sierpinski y su complementaria. Se puede observar que la estructura complementaria presenta un mejor comportamiento en las pérdidas por retorno (parámetro S_{11}) sobre todo en las bandas inferiores y en las

superiores, no siendo así en las bandas centrales. También se puede observar que se crean múltiples frecuencias de resonancia, debido a los modos resonantes del elemento iniciador y de sus iteraciones.

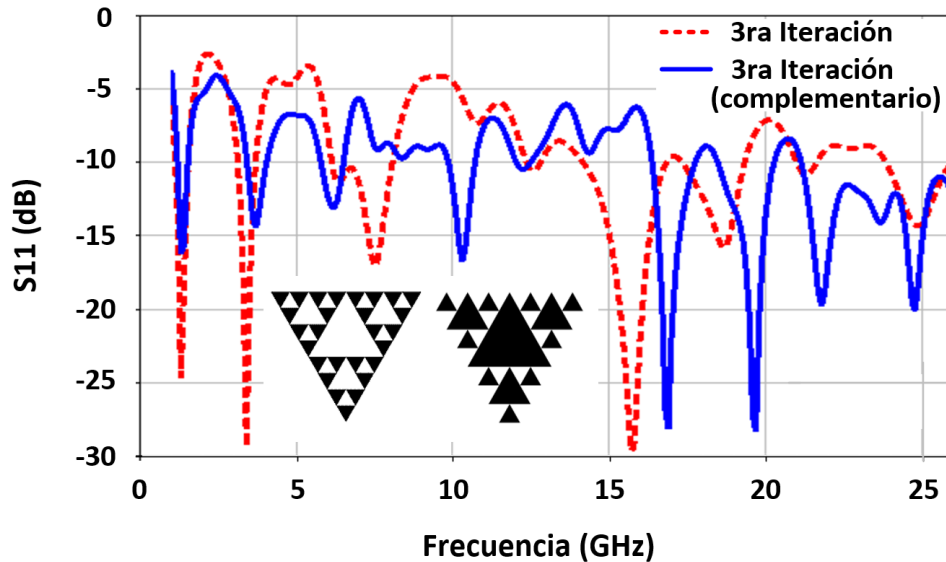


Figura 44. Comparación entre la tercera iteración y su complementario.

Se puede observar que resulta necesario mejorar el acoplamiento entre el triángulo de Sierpinski y la línea de alimentación, con el fin de obtener el comportamiento de súper ancho de banda SWB, y conseguir un $S_{11} < -10\text{dB}$ en toda la banda. Para ello, en un trabajo previo se propone introducir ranuras o defectos en el plano de tierra Figuroa *et al.*, (2014). Aunado a ello, en este trabajo se propone además, agregar elementos parasitarios semicirculares cercanos a la estructura radiante, con lo cual se puede conseguir que la antena se acople a todas las frecuencias generadas, y así conseguir el comportamiento de banda súper ancha.

Entonces, para mejorar el acoplamiento de impedancia de la antena, se propone agregar dos elementos semicirculares a los lados de la tercera iteración complementaria del triángulo de Sierpinski, como se muestra en la Figura 45. Dicha estructura se analizó electromagnéticamente y se obtuvieron los resultados dados en la Figura 46, donde se muestran los resultados antes y después de incluir los elementos semicirculares. Se puede apreciar que al agregar los elementos semicirculares se mejora el acoplamiento en toda la banda de frecuencias, especialmente hasta 13 GHz. Se puede observar en la Figura 46, que en la banda de frecuencias de 13 GHz a 18 GHz aún es necesario mejorar el acoplamiento, debido a que el parámetro S_{11} es mayor a -10dB en dicha banda.

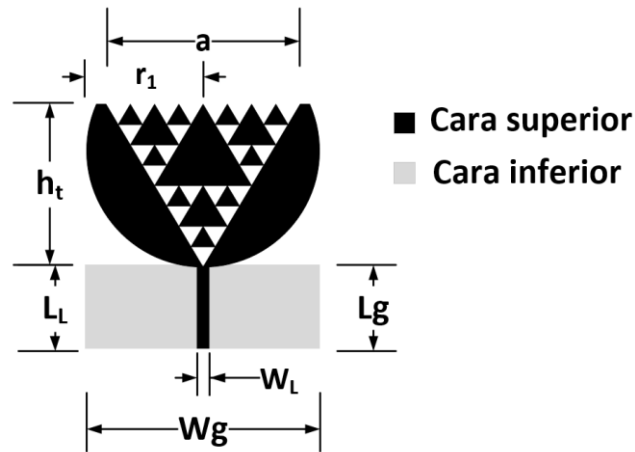


Figura 45. Antena propuesta con elementos semicirculares.

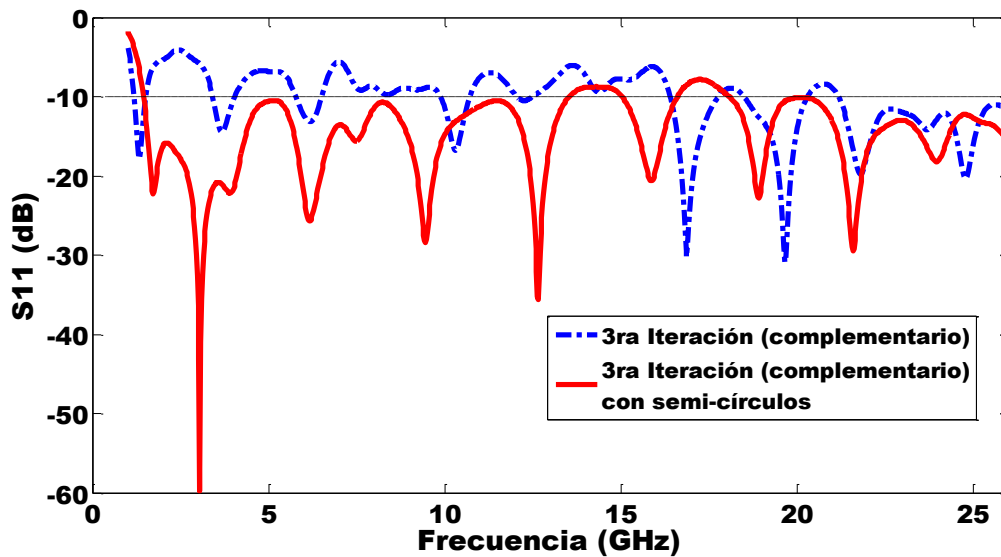


Figura 46. Pérdidas por retorno de la estructura con semi-círculos

En un trabajo previo, Figueroa *et al.*, (2014) se realiza un estudio de una antena circular que emplea un plano de tierra con defectos con el fin de mejorar el acoplamiento de impedancia. Los defectos que se introducen son ranuras semicirculares. Por lo tanto, además de los elementos parásitos semicirculares (con radio r_1) agregados en la estructura radiante mostrados en la Figura 47, se incluye una ranura semicircular (de radio r_2) en el plano de tierra, justo entre la línea de alimentación y el elemento radiante. Para obtener las dimensiones correctas de la ranura semicircular de radio r_2 de la estructura dada en la Figura 47, se realiza un análisis paramétrico en función de r_2 . Algunos de los resultados obtenidos se presentan en la Figura 48 sólo para tres valores de r_2 .

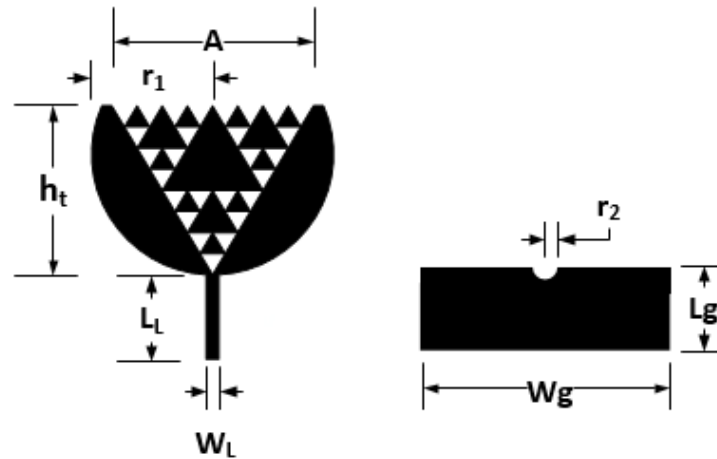


Figura 47. Antena propuesta con elementos semicirculares y ranura en el plano de tierra.

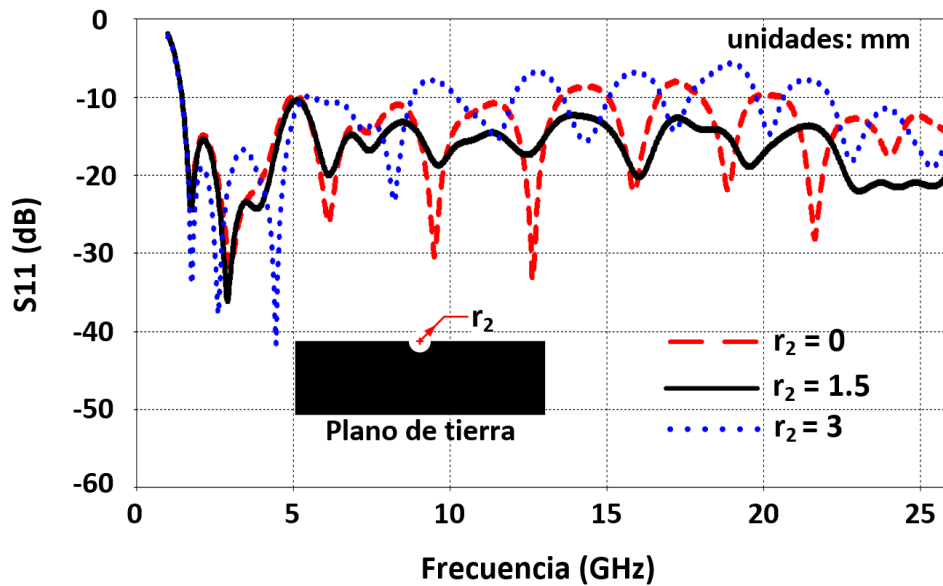


Figura 48. Efecto de la ranura en el plano de tierra por debajo de la línea de alimentación.

Se puede observar en la Figura 48, que el parámetro r_2 puede mejorar o empeorar el acoplamiento de la antena. Se puede notar que con el parámetro $r_2 = 1.5\text{mm}$ se obtiene un mejor acoplamiento en todo el ancho de banda, especialmente en altas frecuencias. Además, se puede observar claramente que el parámetro de dispersión S_{11} es $< -10\text{dB}$ en toda la banda. Sin embargo, se puede apreciar que en la banda de 5 GHz existe la posibilidad de que las variaciones de las dimensiones en la antena construida, deterioren el comportamiento y dicho parámetro sea mayor a -10dB , con lo cual la antena ya no cumpliría con el criterio de banda súper ancha. En el trabajo previo se llegó a la conclusión de que una ranura en el plano de tierra colocada entre el elemento radiador y la línea de alimentación mejoraba el acoplamiento en las frecuencias altas, mientras que agregando ranuras en los extremos del plano de tierra, mejoran el

acoplamiento en las frecuencias bajas. Por lo tanto, para mejorar el parámetro S_{11} en la banda de 5 GHz se le agregan dos ranuras adicionales en los extremos del plano de tierra de la antena fractal. Estas dos ranuras tienen la forma de una cuarta parte de un círculo de radio r_3 , tal como se puede apreciar en la Figura 49.

En la Figura 50 se muestran los resultados del análisis paramétrico del efecto provocado por el radio r_3 de las ranuras colocadas en los extremos del plano de tierra de la antena fractal SWB. Se puede observar que se mejora el acoplamiento en la banda de 5 GHz, al variar el radio r_3 de las ranuras colocadas en los extremos del plano de tierra. Con $r_3=7\text{mm}$ se obtiene mejor acoplamiento en dicha banda, pero se deteriora en la banda de 13 GHz.

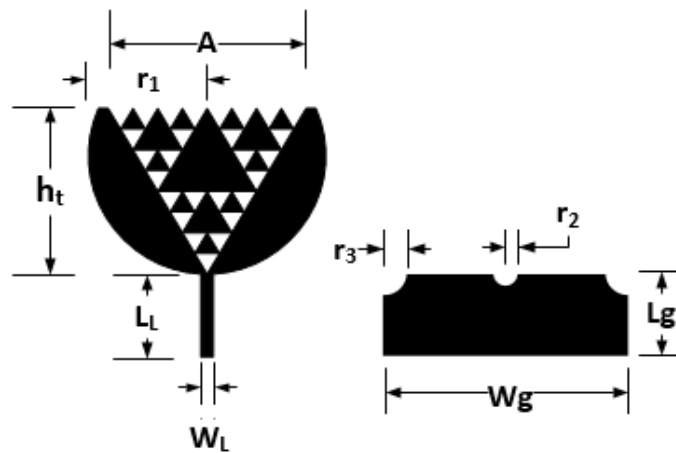


Figura 49. Antena SWB con elementos semicirculares de radio r_1 , y ranuras de radio r_2 y r_3 en el plano de tierra.

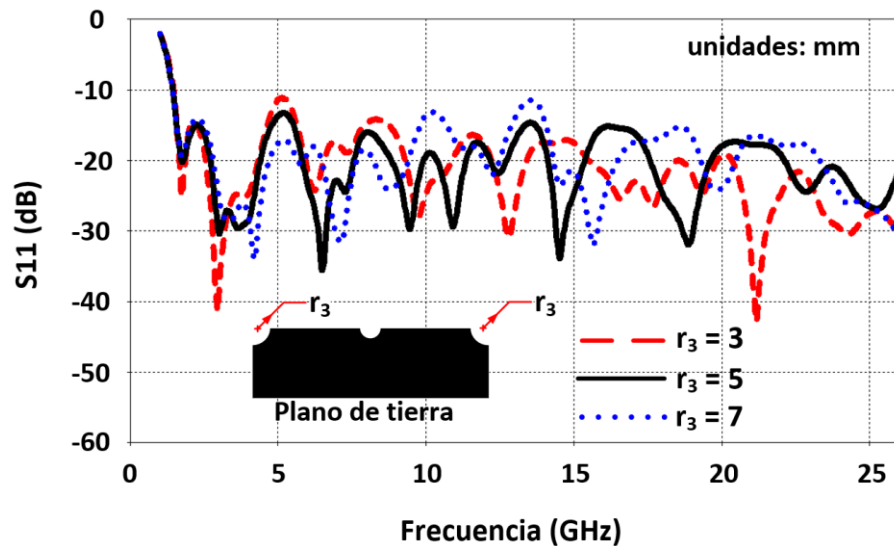


Figura 50. Efecto de las ranuras en los extremos del plano de tierra.

Por lo tanto el valor seleccionado para el parámetro r_3 es de 5mm. Con los resultados del análisis presentado en las Figuras 48 y 50 se comprueba que la ranura debajo de la línea de alimentación mejora el acoplamiento en altas frecuencias, mientras las ranuras en los extremos del plano de tierra mejoran el acoplamiento en bajas frecuencias tal y como se había estipulado.

Una vez finalizado el análisis paramétrico y la optimización de la antena fractal, finalmente se logra conseguir el comportamiento de SWB deseado, con pérdidas por retorno $S_{11} < -10$ dB en la banda de 1.43 GHz a 26 GHz, como se muestra en la Figura 50. Las dimensiones finales de la antena fractal SWB diseñada y optimizada se muestran en la Tabla 10.

Tabla 10. Dimensiones finales de la antena fractal SWB

Cara superior (radiante)		Cara inferior (Plano de tierra)	
Parámetro	Dimensión (mm)	Parámetro	Dimensión (mm)
a	50	Lg	21
L _L	21	Wg	62
W _L	3.1	r ₂	1.5
r ₁	30	r ₃	5

3.6 Construcción y caracterización de la antena SWB

La antena de súper ancho de banda SWB propuesta se construye empleando un proceso fotolitográfico y se graba sobre un substrato de bajo costo (FR-4) con las siguientes características: $\epsilon_r=4.08$, $h=1.5778$ mm, $t=0.0298$ mm, y $\tan\delta=0.019$. En la Figura 51 se muestra la antena construida, donde se puede observar que en la cara superior del substrato, están grabados tanto el elemento radiante como la línea de alimentación, mientras que por la cara inferior está impreso el plano de tierra. Las dimensiones totales de la antena son 62×64 mm².

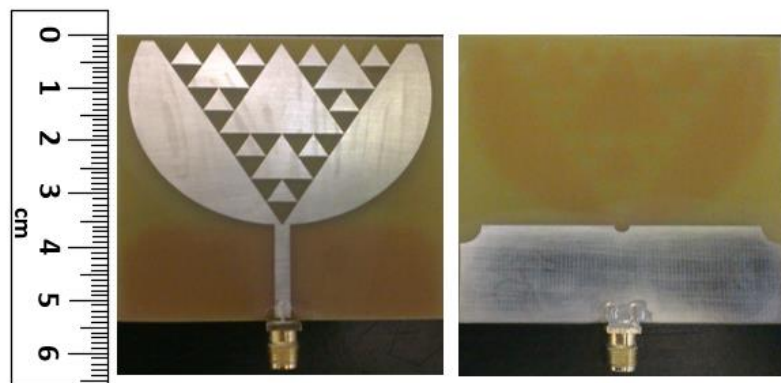


Figura 51. Antena fractal SWB construida: a) vista superior, b) vista inferior.

Enseguida, la antena fractal SWB construida y mostrada en la Figura 51, se somete al proceso de caracterización el cual consiste en obtener el comportamiento de los siguientes parámetros: Pérdidas por retorno (parámetro S_{11}), ganancia y diagramas de radiación.

La medición de las pérdidas por retorno de la antena fractal se lleva a cabo mediante el analizador de redes vectorial HP 8510a que opera de 45MHz a 50GHz. El equipo se calibró empleando la técnica SOLT (Short-Open Load-Thru) en la banda de 1-26GHz. Enseguida la antena fractal se conecta al puerto 1 del analizador de redes para obtener el parámetro S_{11} dB como se muestra en la Figura 52.



Figura 52. Medición de los parámetros S de la antena fractal de SWB.

Los resultados de la medición de las pérdidas por retorno (S_{11} dB) se pueden observar en la Figura 53, donde además se incluyen los resultados del análisis electromagnético AEM. Se puede apreciar que tanto los resultados experimentales como los teóricos del análisis electromagnético, presentan una buena concordancia entre sí en las frecuencias bajas, debido a que en esas frecuencias el efecto causado por el conector SMA es mínimo comparado con las frecuencias altas. La respuesta del análisis electromagnético presenta una frecuencia inicial de 1.43 GHz, mientras que la medida muestra una frecuencia inicial de 1.68 GHz. Se puede apreciar que la antena medida opera de 1.68GHz hasta 26 GHz con pérdidas por retorno menores a -10dB en toda la banda, cumpliendo con los requerimientos de diseño. La diferencia entre ambas respuestas se atribuye a las características del material, tales como a las variaciones de la constante dieléctrica o del espesor (h) del material Fr-4, o de las dimensiones de la antena construida, aunque también podría ser causada por la limitación en el número de celdas de la malla requerida en el AEM. Cabe mencionar que se utilizaron más de un millón de celdas para analizar la estructura en el intervalo de 1 a 26GHz, lo cual requiere un tiempo de cómputo elevado.

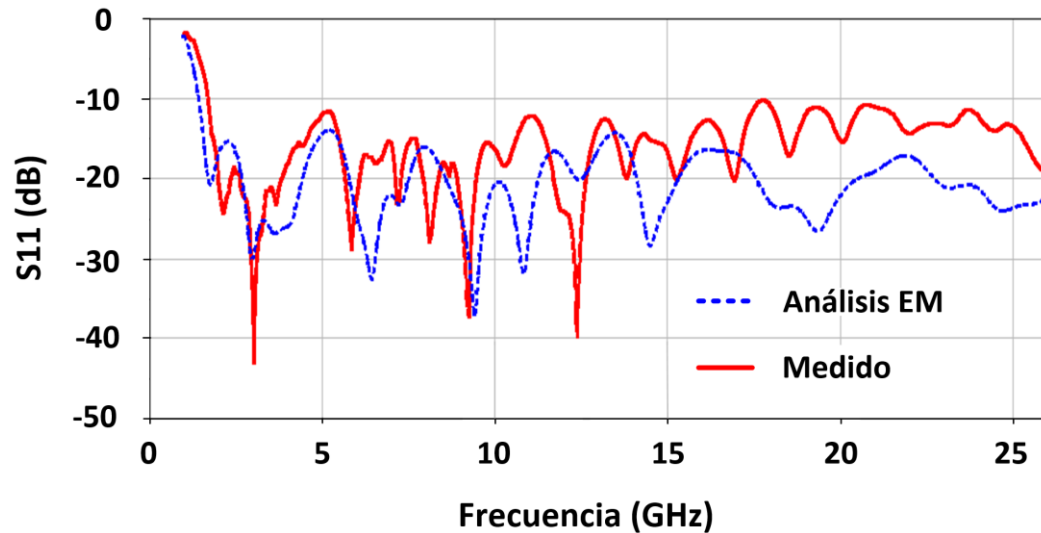
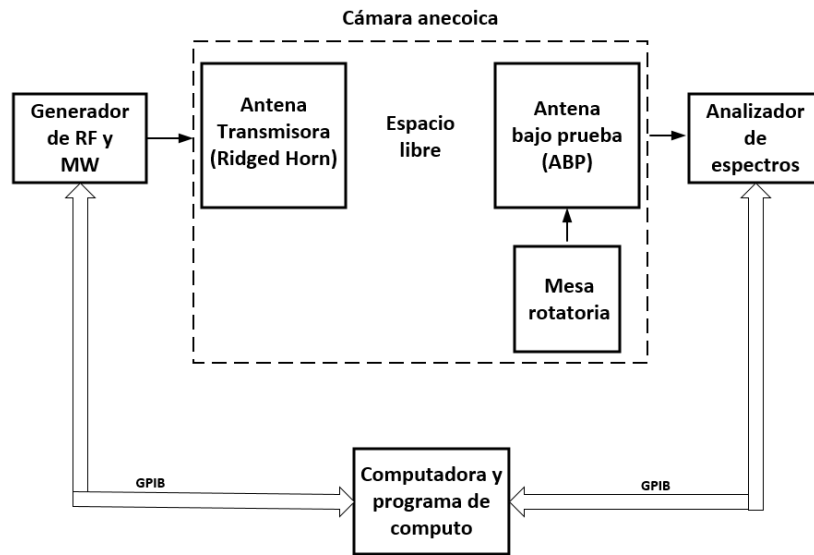


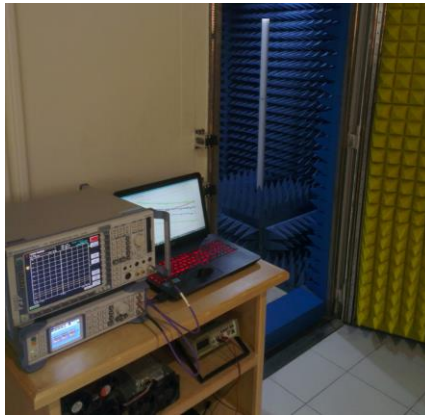
Figura 53. Resultados teóricos y experimentales del S_{11} de la antena fractal SWB.

Para que sea catalogada como antena de súper ancho de banda, ésta debe tener una relación de ancho de banda de 10:1 (Chen *et al.*, 2011). Aplicando la ecuación (11), se obtiene una relación de ancho de banda de la antena de 15.5:1, con lo cual se puede decir que la antena cumple fácilmente con este criterio.

Para obtener tanto la ganancia como el diagrama de radiación de la antena fractal de súper ancho de banda, se utiliza el banco de medición mostrado en la Figura 54. Estas mediciones se realizaron dentro de la cámara anecoica del laboratorio de Radiofrecuencias y Microondas del CICESE. Para la medición se emplea un generador de señal de RF y microondas de la marca Rohde & Schwarz modelo SMB 100A, que opera de 100 KHz a 40 GHz, el cual se conecta a la antena transmisora del tipo Ridged Horn de banda ancha, previamente caracterizada mediante el método de tres antenas propuesto por (Medina et al, 2008). Para la medición de la ganancia de la antena bajo prueba, que en este caso es la antena fractal de súper banda ancha desarrollada, se conecta a un analizador de espectros de Rohde & Schwarz modelo FSP que opera de 9 KHz a 40 GHz con el cual se mide la potencia recibida, requerida para determinar la ganancia o los diagramas de radiación. Para obtener los diagramas de radiación, la antena bajo prueba se gira 360° en pasos de 1° por medio de la mesa rotatoria. Las mediciones se efectúan de manera automática con una computadora y un software desarrollado en CICESE programado en Matlab, donde se controlan los equipos de medición y la mesa rotatoria. El software captura las potencias medidas y con ellas calcula y grafica la ganancia de la antena en función de la frecuencia, o los diagramas de radiación para cada frecuencia requerida.



a)



b)

Figura 54. Banco para medición de ganancia y diagramas de radiación: a) diagrama a bloques, b) fotografía.

La medición de los diagramas de radiación en los planos E y H se realiza orientando las antenas como se muestra en las Figuras 55 y 56 respectivamente. Para la medición en el plano E, la antena se gira en pasos de un grado con respecto al ángulo Φ . Mientras que para la medición en el plano H, la antena se gira en pasos de un grado con respecto al ángulo θ .

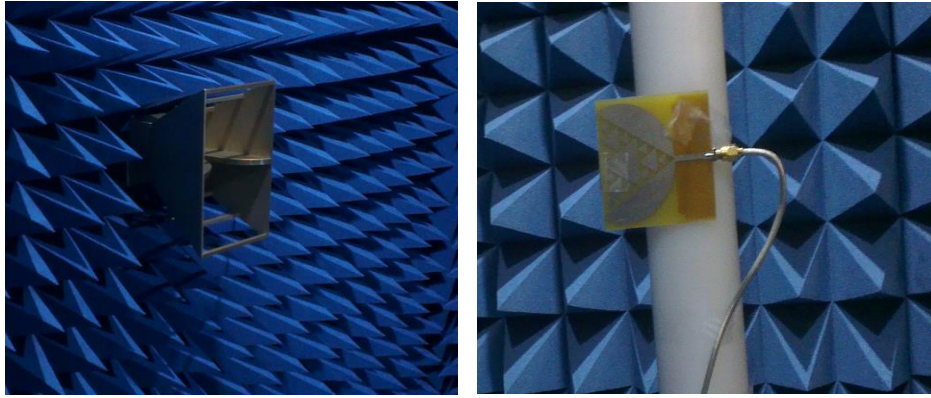


Figura 55. Orientación de las antenas para medir el diagrama de radiación en el plano E.

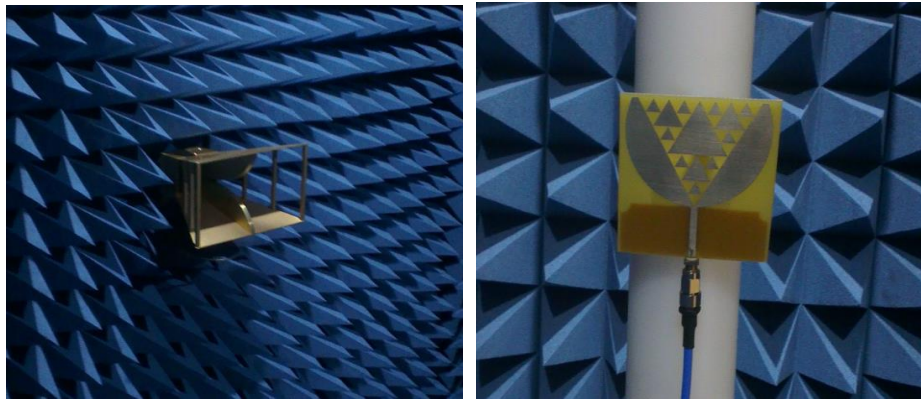


Figura 56. Orientación de las antenas para medir el diagrama de radiación en el plano H.

Los resultados de las mediciones de los diagramas de radiación en algunas frecuencias seleccionadas dentro de la banda de 1 a 26 GHz se muestran en la Figura 57, para las frecuencias bajas de: 1.7GHz, 2.45 GHz y 5.8 GHz. Se puede observar que en el plano *E* la antena muestra características de radiación cercanas a la omnidireccional en las frecuencias de 1.7 GHz y 2.45 GHz, mientras que a la frecuencia de 5.8 GHz se muestra la mayor radiación a 0° y un nulo en 60° . Por otro lado, en la Figura 58 se muestran los diagramas de radiación correspondientes a las frecuencias altas de: 12 GHz, 18 GHz y 26 GHz. Se puede apreciar en la Figura 58 que los diagramas de radiación presentan características distorsionadas con niveles máximos y mínimos, debido a la excitación de modos de orden superior. Se puede notar que los diagramas medidos y los del análisis electromagnético (simulados) siguen un patrón de comportamiento muy similar.

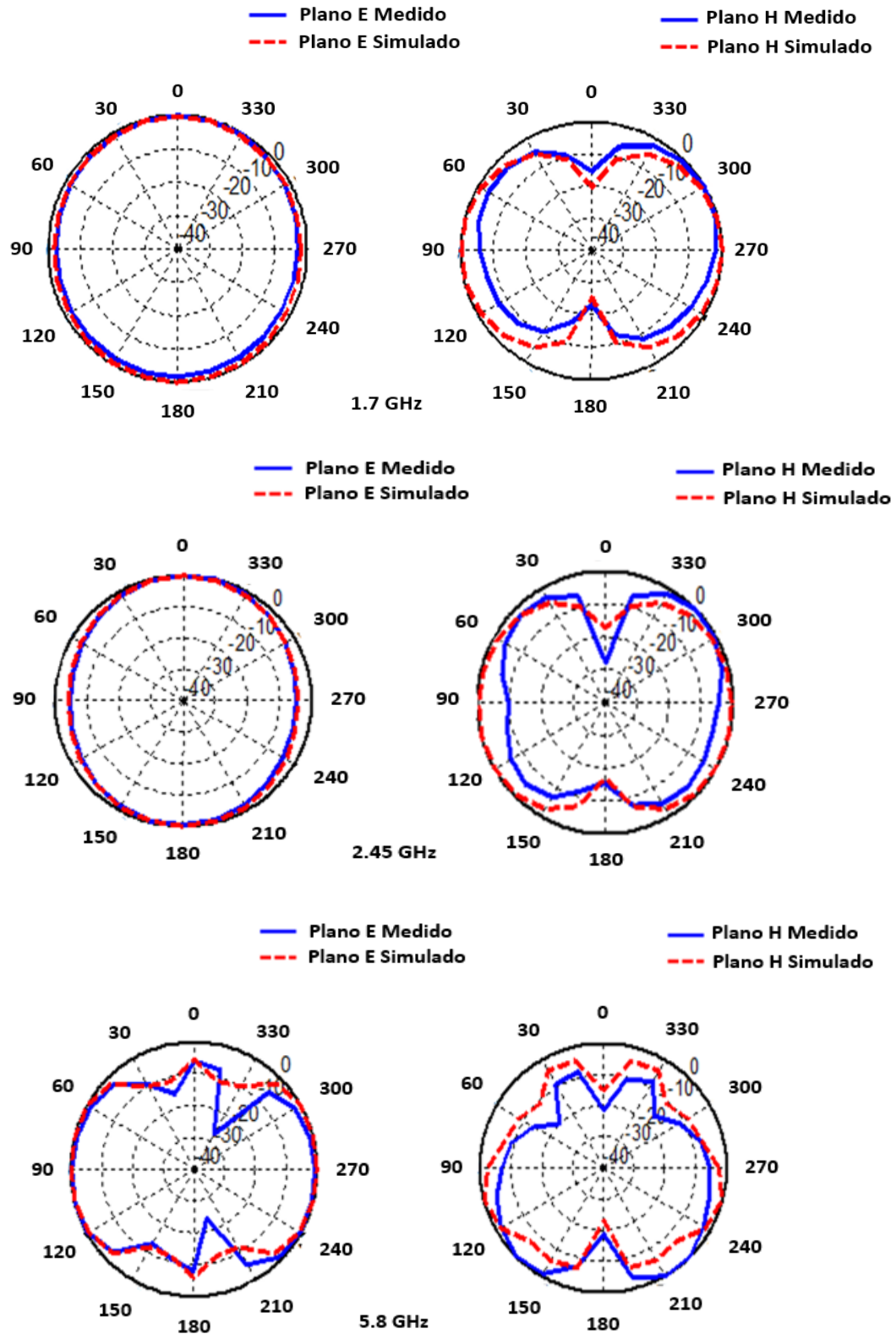


Figura 57. Diagramas de radiación de la antena fractal SWB en bajas frecuencias (1.7GHz, 2.45GHz y 5.8GHz).

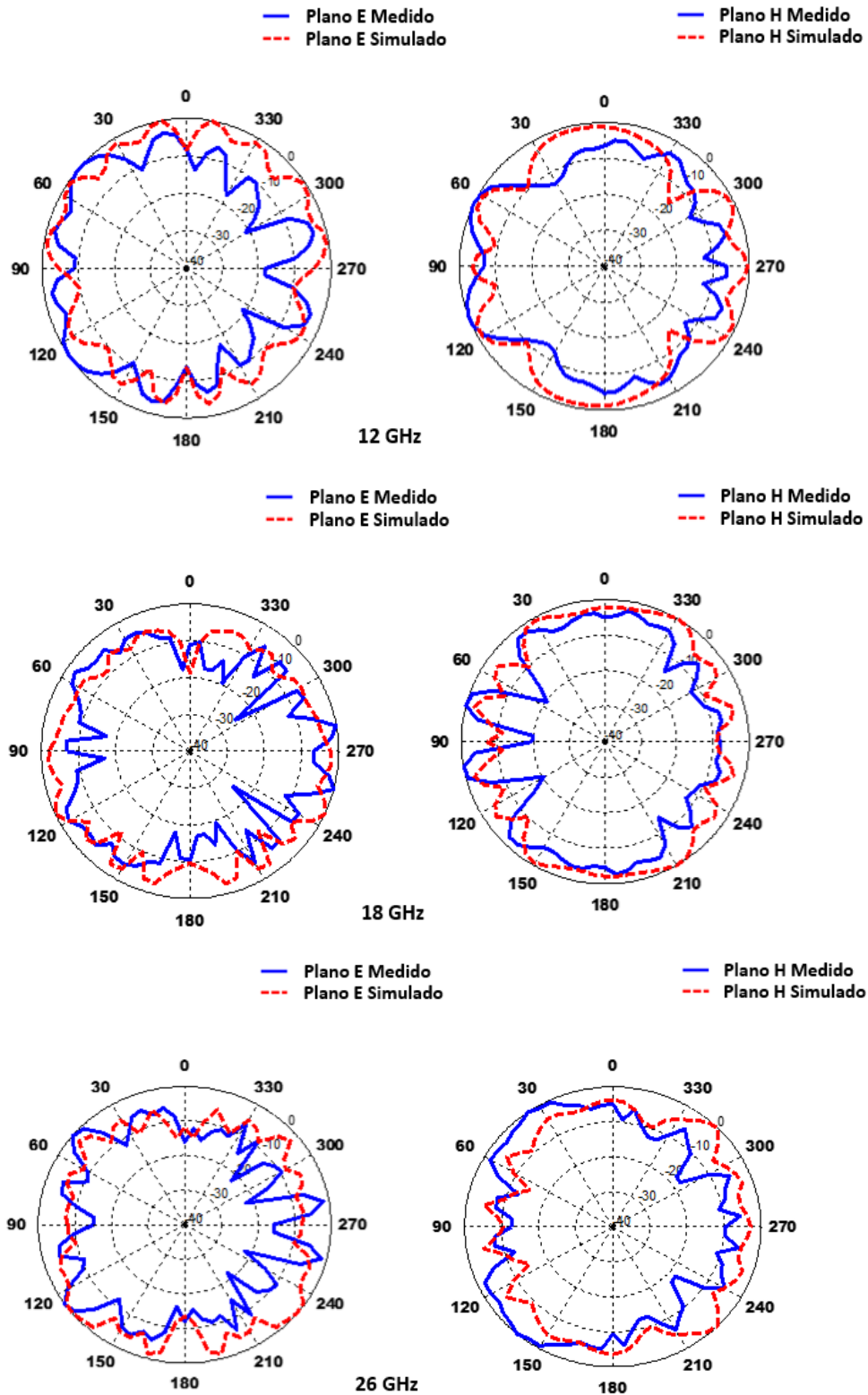


Figura 58. Diagramas de radiación de la antena fractal SWB en altas frecuencias (12GHz, 18GHz y 26GHz).

La ganancia de la antena se puede obtener cuando la antena se dirige hacia la dirección de máxima radiación. De acuerdo a los diagramas de radiación de las Figuras 57 y 58, la dirección de máxima radiación varía dependiendo de la frecuencia. Por lo tanto, para obtener los valores máximos de la ganancia de la antena dentro de la banda de operación, es necesario medir en diferentes direcciones, por lo cual la antena se gira 360° en cada uno de los tres planos mostrados en la Figura 59. Aunque esto no proporciona un comportamiento en 3D, se obtiene una buena aproximación, como se puede observar en la Figura 60, donde se presenta una comparación de la ganancia máxima en 3D calculada mediante el análisis electromagnético en CST y la medición dentro de la cámara anecoica. Se puede observar que la ganancia obtenida de la medición, proporciona valores positivos para toda la banda de 1.68 a 26 GHz, con un valor promedio de 3 dBi y una ganancia máxima de 5.5 dBi.

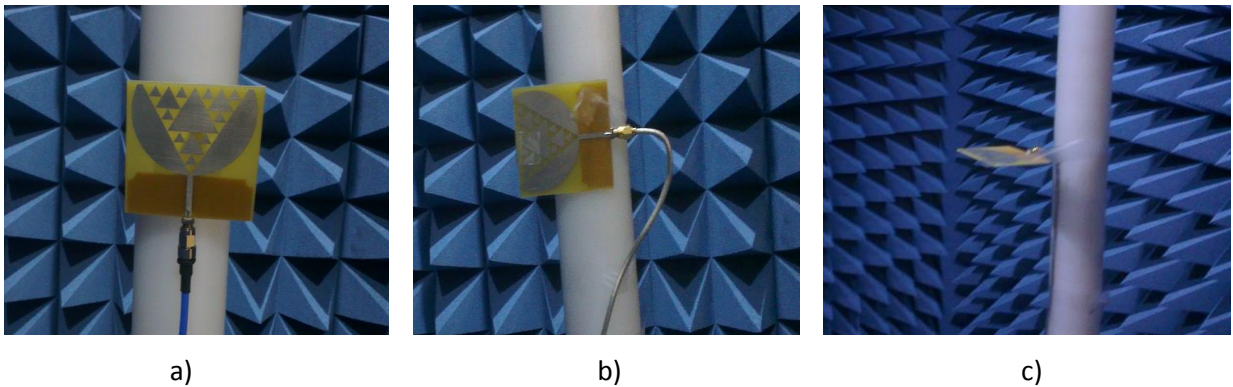


Figura 59. Planos de medición para la caracterización de la ganancia de la antena fractal SWB.

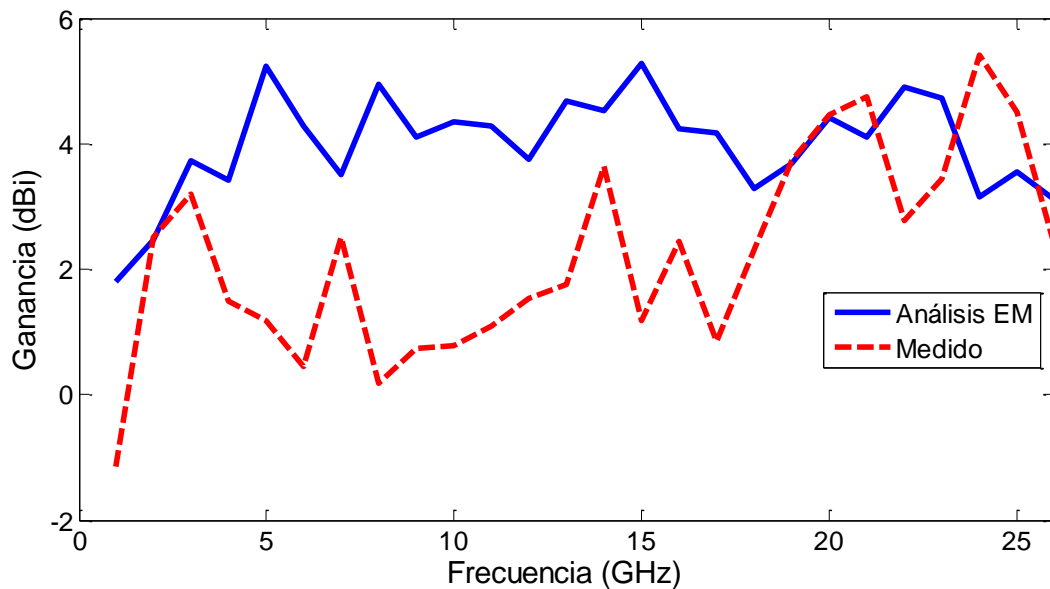


Figura 60. Ganancia teórica y experimental de la antena fractal SWB.

Por último, se realiza un estudio de la eficiencia de la antena fractal SWB, dentro del intervalo de frecuencias de 1 GHz a 26 GHz, el cual se muestra en la Figura 61. Se puede apreciar que la eficiencia de la antena disminuye conforme la frecuencia aumenta. La mayor eficiencia es del 88% y se obtiene en la frecuencia de 3 GHz, mientras que en los límites de la banda de operación, a las frecuencias de 1.68 GHz y 26 GHz se logra una eficiencia del 50%. Además, se puede observar en la Figura 61 la distribución de corrientes en la estructura, en las frecuencias de 1.7 GHz y 20 GHz. Se puede apreciar que para la frecuencia de 1.7GHz, la longitud mayor es la que tiene mayor efecto. Mientras que para las frecuencias altas (20GHz), las longitudes pequeñas son las que causan el efecto de resonancia, que en este caso son los pequeños triángulos del centro de la antena.

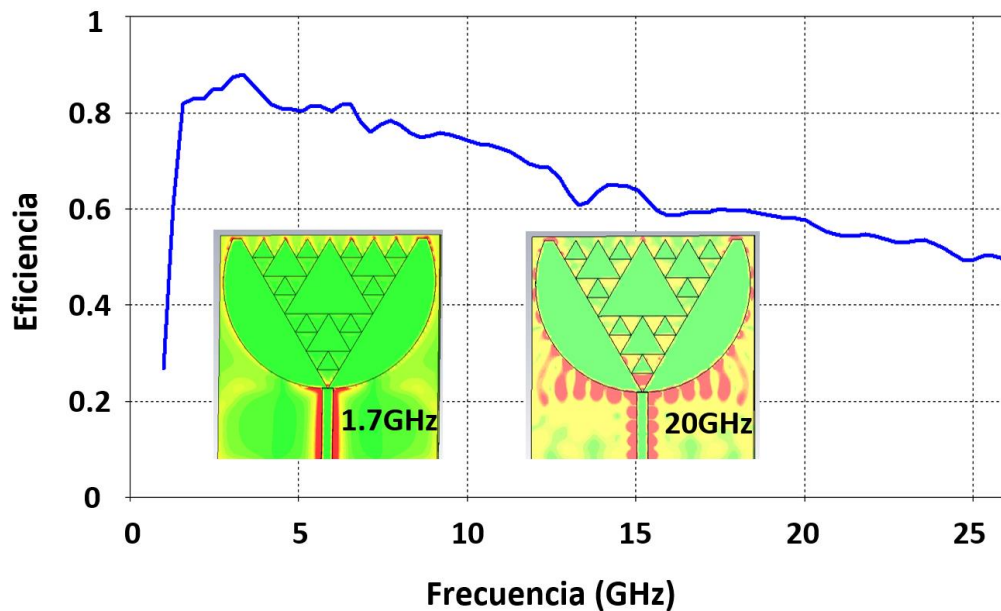


Figura 61. Eficiencia de la antena fractal SWB.

Capítulo 4. Antena fractal con geometría semi-elíptica

4.1 Introducción

En este capítulo se presenta el desarrollo de una estructura original de antena fractal basada en un lazo cuadrado, la cual se propone para aplicaciones en nano satélites, especialmente en los del tipo CubeSat. La antena se diseña para cumplir con el requerimiento de los CubeSat, tanto del tamaño, peso y el tipo de polarización. La estructura de la antena fractal propuesta se lleva a cabo por medio de un generador semi-elíptico basado en la técnica de Koch y un plano de tierra completo. Se presentan resultados del análisis paramétrico del elemento semi-elíptico del generador fractal, efectuado para optimizar sus características y cumplir con los requerimientos de diseño. Se presenta la estructura construida, los resultados de la medición de las pérdidas por retorno, la ganancia, los diagramas de radiación de la antena y la medición de la relación axial, y se hace una comparación con los resultados calculados del análisis electromagnético de la estructura.

4.2 Metodología de diseño

En esta sección se presenta una descripción breve de la metodología de diseño de la antena fractal propuesta en este trabajo de tesis para aplicaciones en CubeSats. Los pasos principales de la metodología son: especificar la banda de frecuencias de operación, elegir un substrato dieléctrico, calcular el ancho de la línea para obtener una impedancia de 50Ω , calcular la longitud del elemento radiante para operar lo más cercano posible a la frecuencia central de la banda de operación, realizar el análisis electromagnético de la estructura inicial, determinar la longitud necesaria para obtener la polarización circular o elíptica mediante un análisis paramétrico y por último, mejorar el acoplamiento en el ancho de banda por medio de cortes en las esquinas opuestas. La antena es diseñada, analizada y optimizada para satisfacer los siguientes requerimientos.

4.3 Requerimientos de diseño de la antena fractal semi-elíptica

En años recientes se ha impulsado el diseño y desarrollo de Satélites pequeños, como por ejemplo los CubeSats. Este tipo de satélites está destinado principalmente a la exploración del espacio. Las bandas de frecuencia utilizadas por los CubeSat son: 434-438 MHz, 1260-1270 MHz y 2400-2450 MHz (Kakoyiannis y Constantinou, 2008), siendo la banda más popular la de 2400-2450 MHz.

Por lo tanto, se ha establecido que la antena propuesta en este trabajo de investigación debe cumplir con las especificaciones siguientes:

- Banda de frecuencias (2.4 GHz – 2.5 GHz)
- Pérdidas por retorno (S_{11}) ≤ 10 dB
- VSWR $\leq 2:1$
- Ganancia: ≥ 2 dBi
- Polarización: Circular o elíptica con relación axial < 6 dB.
- Tamaño: $< (100 \text{ mm} \times 100 \text{ mm} \times 3.5 \text{ mm})$
- Peso: < 50 gramos

Es muy importante que la antena del satélite tenga polarización circular o elíptica, ya que este tipo de polarización permite una buena calidad del enlace de comunicación, debido a su mayor resistencia a las pérdidas de polarización causadas por el movimiento del CubeSat.

4.4 Elección del sustrato

Los CubeSats pertenecen a la clasificación de pico satélites, debido a sus dimensiones máximas. Existen CubeSats de distintas unidades: 1U, 2U y 3U, teniendo unas dimensiones máximas de $100 \times 100 \times 100 \text{ mm}^3$ (1U), $100 \times 100 \times 200 \text{ mm}^3$ (2U) y $100 \times 100 \times 300 \text{ mm}^3$ (3U). Mientras que el peso del satélite está limitado a valores entre 0.1-1Kg (Heidt et al., 2000). Tomando en cuenta estas dimensiones y el peso máximo del CubeSat, se propone utilizar la tecnología planar para desarrollar la antena, debido a que representa una buena alternativa para cumplir con estos requerimientos. En este trabajo de investigación se ha seleccionado el sustrato dieléctrico FR-4, debido a su bajo costo, versatilidad, robusto, fácil de conseguir y sobre todo, porque ha sido caracterizado en trabajos previos. El sustrato FR-4 tiene las siguientes características: $\epsilon_r=4.08$, $h=3.16 \text{ mm}$, $t=0.0298 \text{ mm}$, y $\tan\delta=0.019$, y éstas deberán utilizarse para diseñar la antena y realizar el análisis electromagnético.

4.5 Diseño de la antena

Para diseñar la antena fractal basada en la técnica de Koch, en primer lugar se define la estructura la cual utiliza el concepto de una línea de transmisión de ancho W_L , formando una geometría de lazo cuadrado con dimensiones de $W_A \times W_A$, tal como se muestra en la Figura 62.

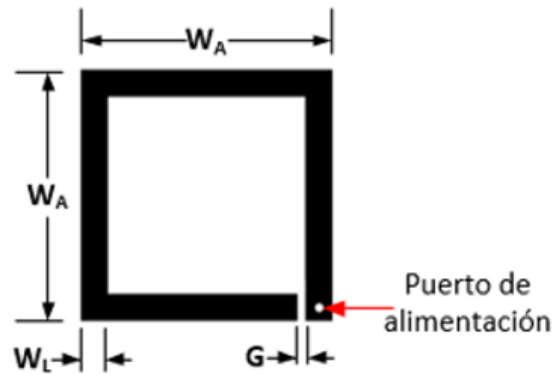


Figura 62. Estructura inicial de la antena.

La mayoría de las antenas se diseñan con longitudes de fracciones de longitud de onda (λ) siendo las más comunes $\lambda/4$ o $\lambda/2$. Roederer, (1990), menciona que el caso ideal de una polarización circular perfecta es que cada uno de los segmentos tenga una longitud de una λ , y que estos estén separados por un segmento de $\lambda/4$ para conseguir que el campo eléctrico radiado por cada segmento gire 90° de un segmento a otro. Por lo tanto, la estructura final deberá tener una longitud total $\geq 4.75 \lambda$. Con el objetivo de reducir las dimensiones de la antena, se propone en este trabajo que la estructura inicial se diseñe con una longitud total de 3.5λ a la frecuencia central de la banda de operación (2.45 GHz), teniendo en cuenta que al emplearse la técnica de Koch, la longitud aumentará en la primera iteración. La longitud de 3.5λ para la estructura inicial mostrada en la Figura 62 puede calcularse utilizando la ecuación (50).

$$L_t = \frac{3.5 c}{F_r \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (50)$$

Donde la constante dieléctrica efectiva (ϵ_{eff}) se calcula previamente utilizando las ecuaciones de (Hammerstad, 1975), resultando una $\epsilon_{eff} = 3.2$ y una longitud total L_t de la estructura inicial de 239.57mm.

Enseguida se realiza un análisis electromagnético de la estructura mediante el programa de computo CST para observar su comportamiento en frecuencia, el cual se muestra en la Figura 63. Se puede apreciar que la frecuencia de resonancia de la estructura inicial está fuera de la banda deseada (2.4-2.5GHz), resonando a la frecuencia de 2.755 GHz, que es 305 MHz mayor que la deseada. Para que la antena resuene a una frecuencia menor, se debe aumentar la longitud total de la estructura y con esto el área.

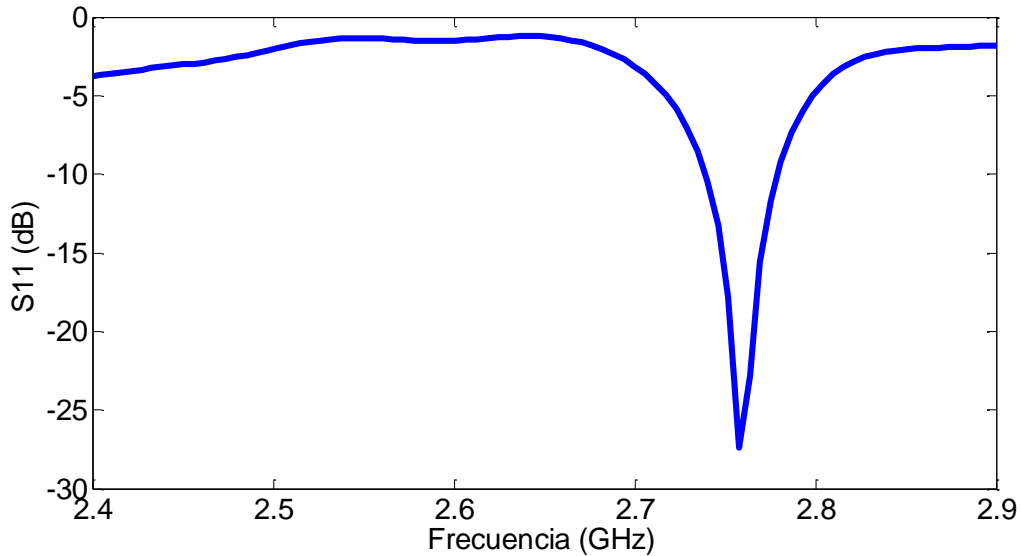


Figura 63. Frecuencia de resonancia de la estructura inicial obtenida del AEM.

Utilizando el concepto de la técnica de Koch se puede conseguir una frecuencia menor sin aumentar el área total de la antena. Empleando la ecuación (13) se calcula la longitud de Koch, la cual resulta $L=327.74$ mm y su frecuencia de resonancia obtenida fue de 2.555 GHz, siendo todavía mayor a la deseada. Empleando la técnica de Koch no es posible aumentar la longitud, a menos que se realice la segunda iteración, la cual no es posible aplicarla, debido a que la línea es muy ancha con $W_L=6.42$ mm. Por lo tanto, en este trabajo se propone utilizar un generador semi-elíptico mostrado en la Figura 64b, el cual es una versión modificada del generador de Koch. Este generador se construye dividiendo la longitud total de la línea en 3 partes iguales (Puente et al., 2000), donde en la parte central se coloca un segmento semi-elíptico con relación de radios R_x , R_y . Para conseguir la primera iteración, el generador fractal se aplica a la estructura inicial tal como se muestra en la Figura 64c. La posición del punto de alimentación H_p y la separación G entre el punto de alimentación y el último elemento se ajustan para mejorar el comportamiento de la antena dentro del ancho de banda especificado, resultando $H_p=3.21$ mm y $G=5$ mm. Para optimizar el comportamiento de la estructura, se lleva a cabo un análisis paramétrico con el objetivo de encontrar el parámetro R_y que satisfaga los requerimientos de diseño. Este parámetro es determinante para aumentar o reducir la longitud eléctrica de la antena. Sin embargo, se debe tener cuidado de no aumentar demasiado el parámetro R_y , debido a que puede causar un acoplamiento mutuo en el centro de la antena, por la cercanía de los generadores semi-elípticos, ocurriendo una distribución de campo eléctrico intensa. El parámetro R_x se mantiene fijo con valor $R_x=W_A/3$, de manera similar a la condición de la geometría fractal de Koch (Puente et al., 2000). Algunos resultados del análisis paramétrico aplicado al

elemento con dimensión R_y se muestra en la Figura 65, donde se puede observar la respuesta en frecuencia de la antena para diferentes valores de R_y .

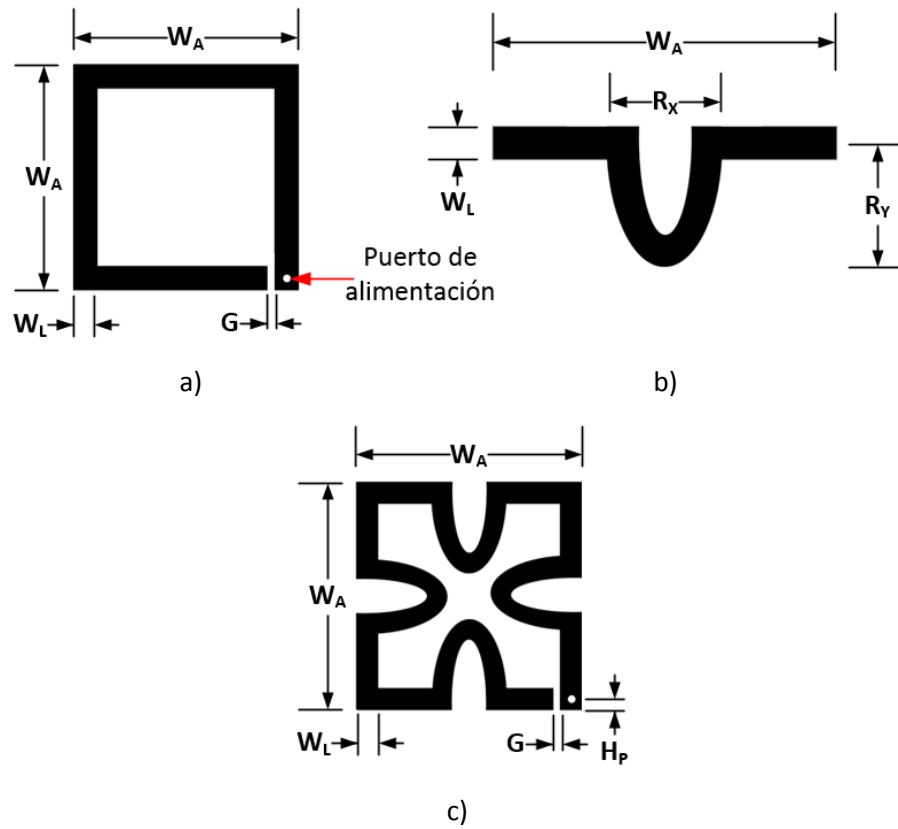


Figura 64. Diseño de la antena: a) lazo cuadrado (iniciador), b) Generador fractal, c) primera iteración.

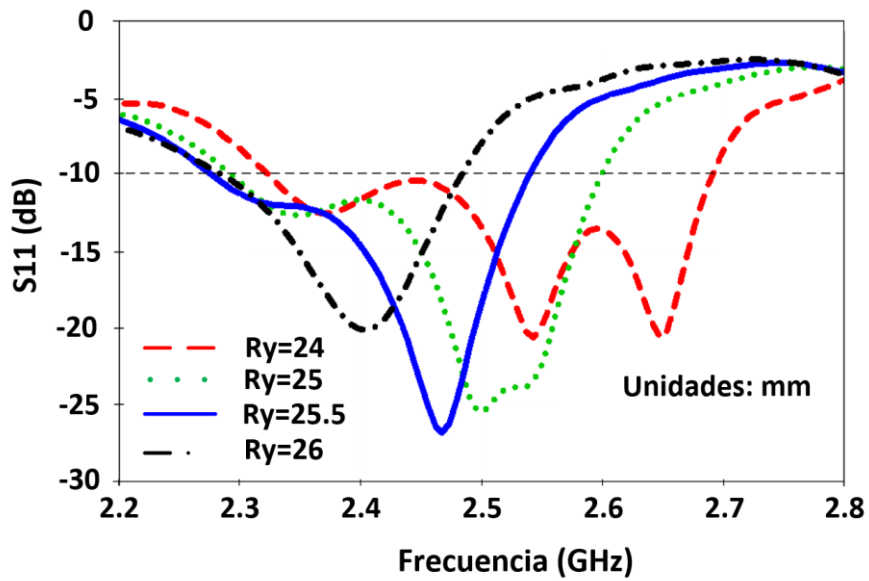


Figura 65. Análisis paramétrico del radio R_y .

Analizando el comportamiento de la antena mostrado en la Figura 65 para diferentes valores de R_y , se puede observar como la frecuencia se reduce dependiendo del valor de R_y , con respecto a la frecuencia del elemento iniciador ($f_r=2.755$ GHz). Los valores de $R_y=24$ mm, $R_y=25$ mm y $R_y=26$ mm provocan que la banda de operación de la antena no esté centrada en la banda deseada (2.4-2.5 GHz). Mientras que, con $R_y=25.5$ mm se consigue una resonancia en la frecuencia central de 2.45 GHz de la banda de operación de la antena, con un ancho de banda de 2.28 GHz a 2.53 GHz, con lo cual se cubre la banda especificada. El valor de R_y seleccionado de acuerdo al análisis paramétrico realizado es $R_y=25.5$ mm, resultando una longitud total de $5.47 \lambda = 374.41$ mm. Esta longitud es mayor que la obtenida con el fractal de Koch, la cual tiene una longitud de $4.78 \lambda = 327.74$ mm. Se puede notar que con el generador propuesto se obtiene mayor longitud eléctrica en la misma área, consiguiendo así obtener una frecuencia menor que la calculada con el fractal de Koch.

Por otro lado, para mejorar el nivel de acoplamiento de la estructura, se propone realizar cortes en las esquinas entre los segmentos 1-2 y 3-4, como se puede observar en la Figura 66. Cabe mencionar que esta técnica ya ha sido aplicada en antenas de parche cuadrado para lograr una polarización circular. Se puede observar en la Figura 66, que al cortar las esquinas, se generan dos modos resonantes adyacentes, lo cual mejora el nivel de acoplamiento de la estructura, especialmente entre 2.3 GHz y 2.4 GHz, teniendo un nivel de acoplamiento más uniforme y balanceado en toda la banda de operación de 2.28 GHz a 2.53 GHz con un S_{11} entre -10 dB y -17 dB. Se puede observar que la estructura sin cortes en las esquinas opuestas, muestra un nivel de acoplamiento que está entre los -10 dB y -27 dB, mostrando una región de operación desbalanceada y con un S_{11} que aumenta a frecuencias menores a 2.4 GHz.

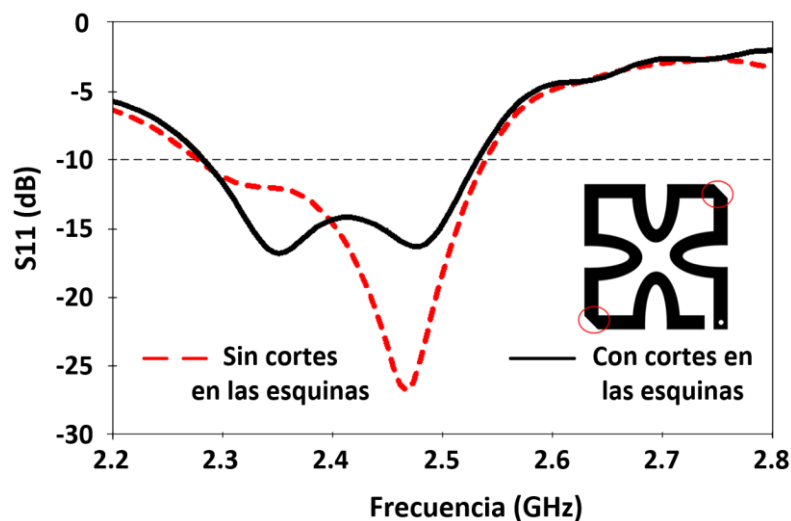


Figura 66. Comparación del S_{11} de la antena con y sin cortes en las esquinas.

Una vez finalizado el análisis paramétrico y la optimización de la antena fractal semi-elíptica, se logra conseguir un buen comportamiento en la banda de 2.28 GHz a 2.53 GHz, con pérdidas por retorno $S_{11} < -10$ dB, como se muestra en la Figura 66. Las dimensiones finales de la antena fractal diseñada y optimizada se muestran en la Tabla 11.

Tabla 11. Dimensiones finales de los parámetros de la antena fractal semi-elíptica.

Parámetro	Dimensión (mm)
W_A	66
R_x	22
R_y	25.5
W_L	6.42
G	5
H_p	3.21

4.6 Construcción y caracterización de la antena fractal semi-elíptica

La antena fractal semi-elíptica propuesta se construye empleando un proceso fotolitográfico y se graba sobre un sustrato FR-4, con las siguientes características: $\epsilon_r=4.08$, $h=3.16$ mm, $t=0.0298$ mm, y $\tan\delta=0.019$. En la Figura 67 se muestra la antena construida, donde se puede observar que en la cara superior del sustrato está grabado el elemento radiante, mientras que en la cara inferior está impreso el plano de tierra, donde se puede apreciar el conector tipo SMA utilizado. Las dimensiones totales de la antena son de $72 \times 72 \text{ mm}^2$ con un peso máximo de 33.7 gramos, el cual corresponde sólo al 3.37% del peso total de un CubeSat. Con esto se cumplen perfectamente los requerimientos de diseño tanto en dimensiones como en peso.



Figura 67. Antena fractal semi-elíptica construida.

Enseguida, la antena fractal semi-elíptica construida y mostrada en la Figura 67, se somete al proceso de caracterización, el cual consiste en obtener el comportamiento de los siguientes parámetros: Pérdidas por retorno (parámetro S_{11}), ganancia, diagramas de radiación, diagramas con polarización cruzada y Copolarización y su relación axial.

La medición de las pérdidas por retorno de la antena fractal se lleva a cabo utilizando el analizador de redes vectorial PNA-X modelo N5245A que opera en la banda de 10 MHz a 50 GHz. El equipo se calibró empleando la técnica SOLT (Short-Open Load-Thru) en la banda de 2.2-2.8 GHz. Enseguida la antena fractal se conecta al puerto 1 del analizador de redes para obtener el parámetro S_{11} dB como se muestra en la Figura 68.



Figura 68. Medición de pérdidas por retorno (S_{11} dB) de la antena fractal semi-elíptica.

Los resultados de la medición de las pérdidas por retorno (S_{11} dB) se pueden observar en la Figura 69, donde además se incluyen los resultados teóricos del análisis electromagnético AEM. Se puede apreciar que tanto los resultados experimentales como los teóricos, presentan una buena concordancia entre sí. Además, se puede notar que existe un corrimiento de 50 MHz en la frecuencia medida.

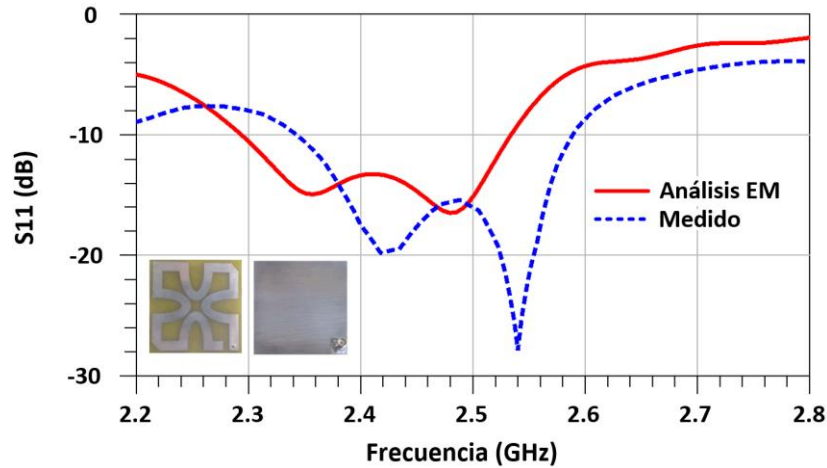


Figura 69. Resultados teóricos y experimentales del S_{11} de la antena semi-elíptica.

Para determinar el motivo de este corrimiento en la frecuencia, se realiza una comparación entre las dimensiones de la estructura analizada en CST y la estructura construida. Al medir la antena construida se notó una buena precisión en las dimensiones. Posteriormente se revisaron los procesos de diseño y análisis electromagnético, así como la etapa de caracterización de la antena, determinando que la causa del corrimiento en frecuencia, se debe a que en el análisis electromagnético se utilizó una constante dieléctrica relativa $\epsilon_r=4.3$ dada por el fabricante, en vez de la $\epsilon_r=4.08$ medida. En la Figura 70 se presenta una comparación entre los resultados del AEM (con $\epsilon_r=4.3$), (con $\epsilon_r=4.08$) y los resultados de la medición. Se puede observar que la respuesta del análisis electromagnético (con $\epsilon_r=4.08$) muestra un comportamiento muy similar a los resultados experimentales con un ancho de banda que va desde 2.37 GHz hasta 2.57 GHz. El porcentaje de ancho de banda calculado con la ecuación (10) es del 8%, cumpliendo en su totalidad con el ancho de banda especificado en la sección 4.3.

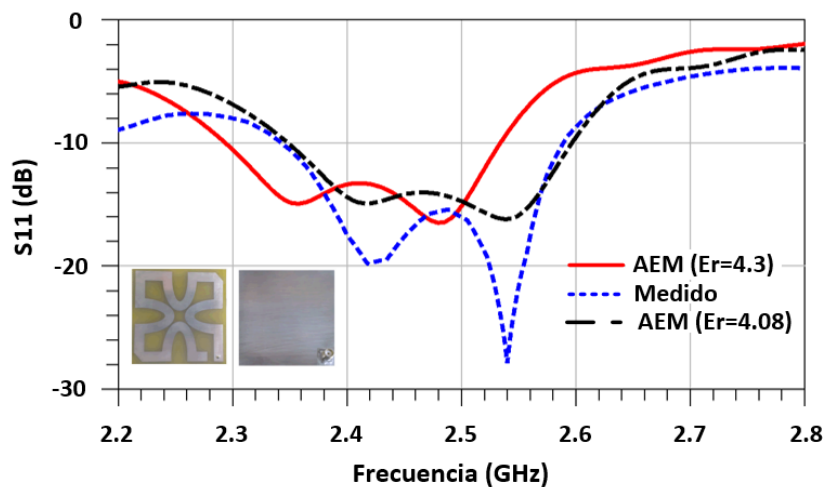


Figura 70. Resultados teóricos (con $\epsilon_r=4.08$ y con $\epsilon_r=4.3$) y experimentales del S_{11} de la antena semi-elíptica.

Para llevar a cabo la medición de los diagramas de radiación, ganancia, diagramas con polarización cruzada, Co-polarización y relación axial, se utilizó el banco de medición mostrado previamente en la Figura 54 de la sección 3.6.

En la Figura 71 se muestran las orientaciones de la antena transmisora y la antena bajo prueba para la medición del diagrama de radiación en el plano horizontal ($\Phi=0^\circ$). Mientras que para la medición del diagrama de radiación en el plano vertical ($\Phi=90^\circ$), tanto la antena transmisora como la antena bajo prueba se giran 90° , tal como se puede observar en la Figura 72.

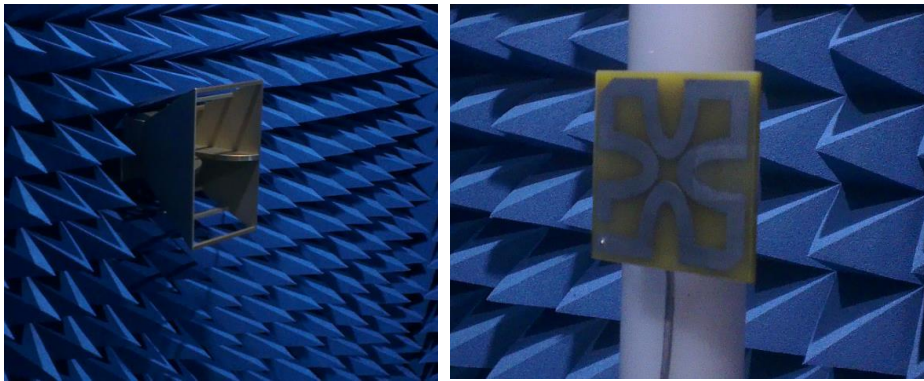


Figura 71. Configuración para la medición del diagrama de radiación en el plano horizontal.

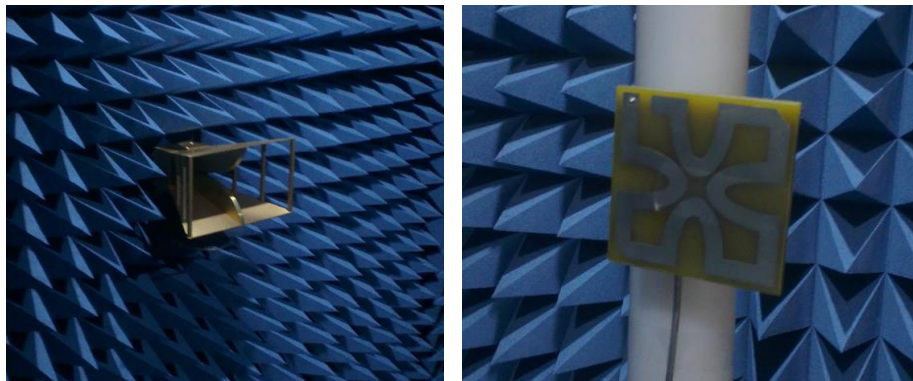


Figura 72. Configuración para la medición del diagrama de radiación en el plano vertical.

Los resultados de las mediciones de los diagramas de radiación en la frecuencia central de la banda de operación del CubeSat se muestran en la Figura 73. Se puede observar que en el plano vertical la antena muestra un ancho del haz a 3dB de HPBW= 80° , mientras que en el plano horizontal el ancho del haz a 3dB es de HPBW= 60° . Se puede notar que los diagramas de radiación medidos y los teóricos obtenidos del análisis electromagnético (simulados) siguen un patrón de comportamiento muy similar.

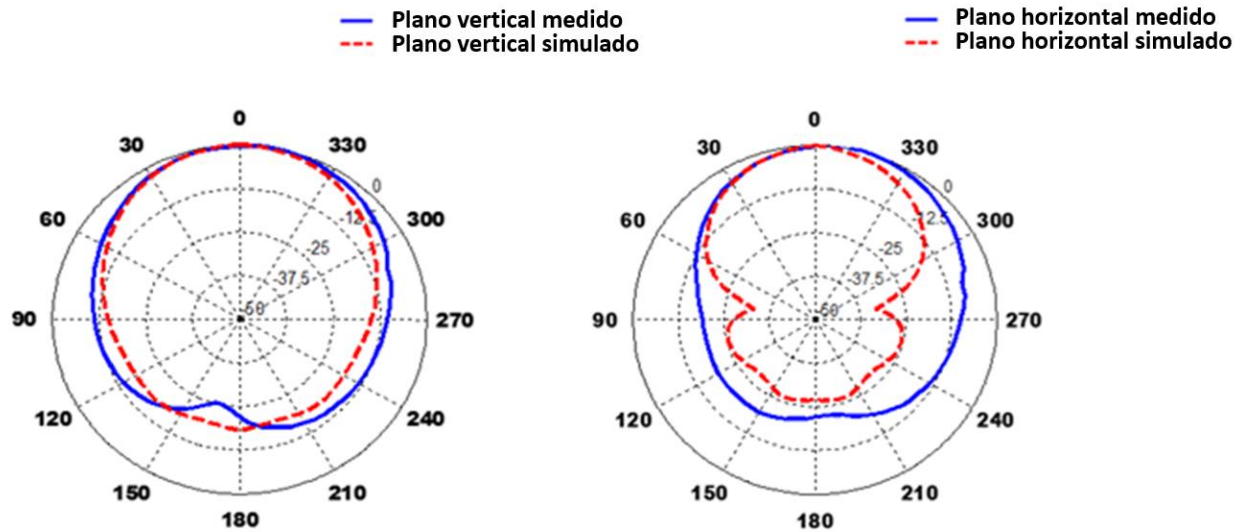


Figura 73. Diagramas de radiación a 2.45 GHz

Por otro lado, utilizando la antena patrón tipo Ridged Horn y el método descrito en (Medina et al, 2008), se efectuó la medición de ganancia en la banda de 2.3 a 2.6 GHz. En la Figura 74 se muestra una comparación entre los resultados obtenidos de la medición y los del análisis electromagnético EM.

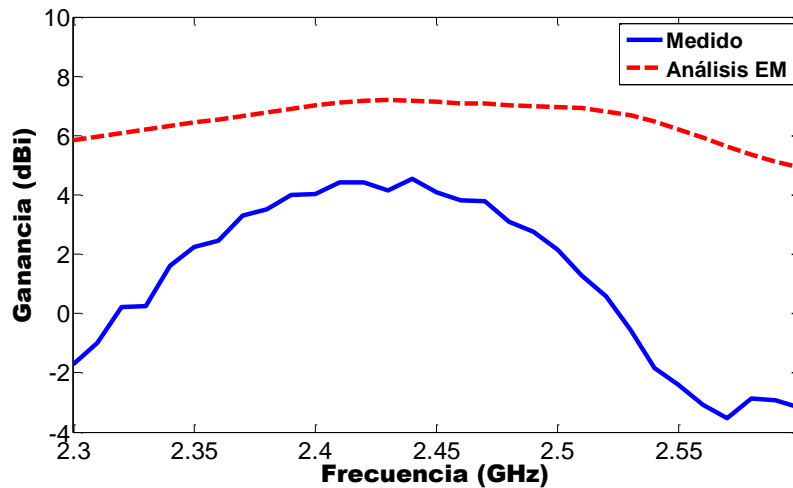


Figura 74. Ganancia de la antena semi-elíptica.

Se puede observar que la ganancia medida es menor que la obtenida mediante el análisis electromagnético, debido a que la medición de esta se realizó solo para la posición $\theta=0^\circ$ y $\Phi=0^\circ$ y no se efectuó la medición en 3D.

Uno de los requerimientos más importantes de una antena con aplicaciones en CubeSats, es su polarización. Como el dispositivo espacial estará girando, se requiere que la antena tenga polarización circular o en su defecto una polarización elíptica con una relación axial $< 6\text{dB}$, para asegurar que la potencia recibida no disminuya considerablemente al moverse el satélite.

Para la medición de la relación axial, la antena bajo prueba se debe rotar 360° con respecto a Φ en la posición $\theta = 0^\circ$. Para esto, se colocó un transportador para tener control en la rotación, tal y como se muestra en la Figura 75. Las rotaciones se hicieron en pasos de 10° debido a que estas manipulaciones se realizan de manera manual, porque la mesa rotatoria solo gira en la dirección θ y aún no está automatizada en la dirección Φ . El proceso de medición es el siguiente: la antena de referencia envía una señal de microondas a la antena bajo prueba colocada en la posición inicial $\theta = 0^\circ$ y la lectura de la potencia se guarda en un archivo. Enseguida la antena bajo prueba se rota 10° en la dirección Φ y se realiza el mismo proceso hasta que cada una de las lecturas se almacena para después ser analizadas.

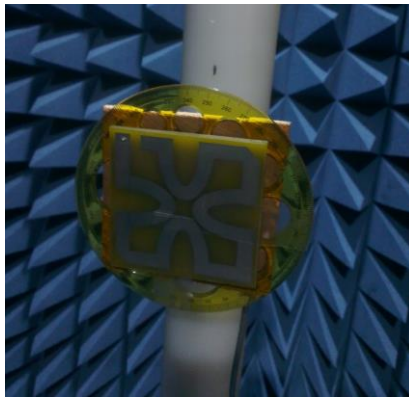


Figura 75. Montaje para la medición de la relación axial de la antena fractal semi-elíptica.

En la Figura 76 se puede observar la potencia de radiación normalizada medida a la frecuencia de 2.45 GHz para cada ángulo de rotación Φ de 0° a 360° . La relación axial se obtiene empleando la Figura 76, de la relación entre la potencia máxima y la potencia mínima obtenida y se calcula para cada frecuencia. En la Figura 77 se presenta la relación axial medida y comparada con la obtenida mediante el análisis electromagnético en la banda de frecuencias de 2.37-2.5 GHz. Se puede observar que la antena muestra una polarización elíptica con una relación axial de 6.5 dB. No se consiguió la polarización circular (con relación axial $< 3\text{dB}$), debido a que existe un compromiso entre obtener la polarización circular o conseguir el mejor acoplamiento de impedancia dentro del ancho de banda deseado.

Es importante mencionar que en trabajos recientes (Lin y Wong, 2015; Han y Myung, 2014) presentan diseños de antenas, los cuales cumplen con una relación axial $< 3\text{ dB}$ solamente dentro de un intervalo del ángulo Φ , y a pesar de esto se les llama antenas con polarización circular. La antena propuesta en este

trabajo se comporta de manera similar a las antenas descritas en la literatura antes mencionada, cumpliendo con una relación axial < 3 dB sólo para un intervalo del ángulo Φ . Rigurosamente hablando, a esta antena no se le debe llamar antena con polarización circular, sino de polarización elíptica con relación axial < 6.5 dB en todo el intervalo del ángulo Φ . Analizando el comportamiento del vector de campo eléctrico obtenido del análisis electromagnético de la antena, se determinó que ésta tiene polarización elíptica de mano derecha.

Para medir el diagrama de radiación en polarización cruzada de una antena con polarización lineal (vertical u horizontal), basta solamente con girar 90° la antena bajo prueba. Mientras que en las antenas con polarización circular o elíptica, primero se debe determinar el sentido de giro del vector de campo eléctrico para determinar si es polarización de mano izquierda o si es de mano derecha.

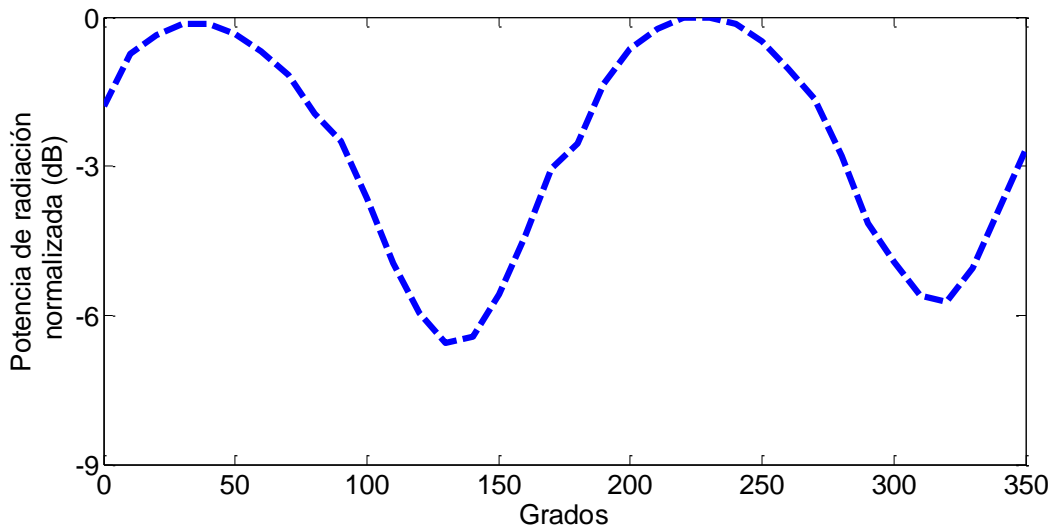


Figura 76. Potencia de radiación normalizada de la antena fractal semi-elíptica en función del ángulo Φ a 2.45 GHz.

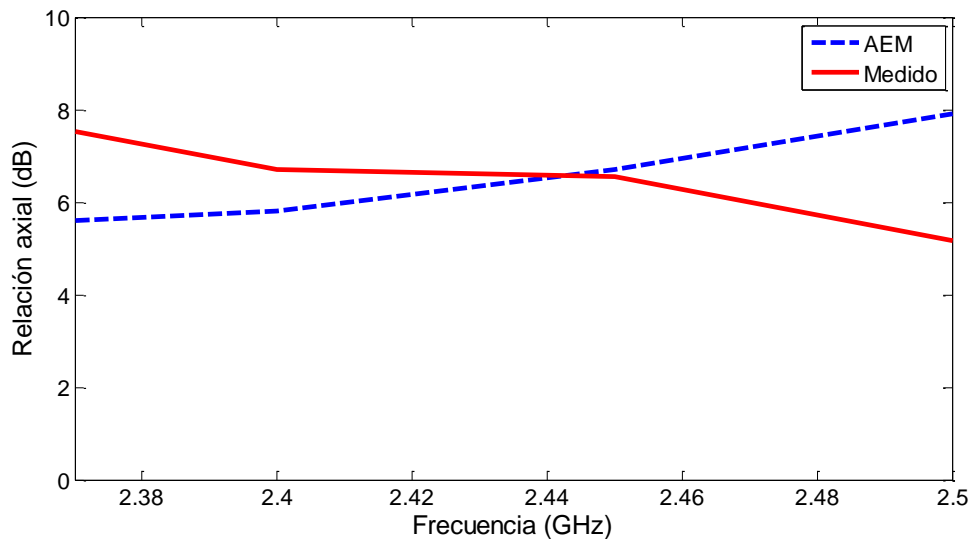


Figura 77. Relación axial de la antena fractal semi-elíptica.

Una vez determinado el sentido de giro de la polarización, el diagrama de radiación de la polarización cruzada se obtiene empleando una antena con polarización contraria a la de la antena bajo prueba, es decir que si la antena bajo prueba tiene una polarización elíptica de mano derecha, la polarización cruzada se obtiene utilizando una antena con polarización elíptica de mano izquierda.

Debido a que en el laboratorio de CICESE no se tienen disponibles antenas con polarización elíptica de mano izquierda y de mano derecha que operen en la banda de frecuencias de 2.3 - 2.5 GHz, sólo se presentan los diagramas de radiación en co-polarización y polarización cruzada obtenidos mediante el análisis electromagnético a la frecuencia de 2.45 GHz, los cuales se muestran en la Figura 78.

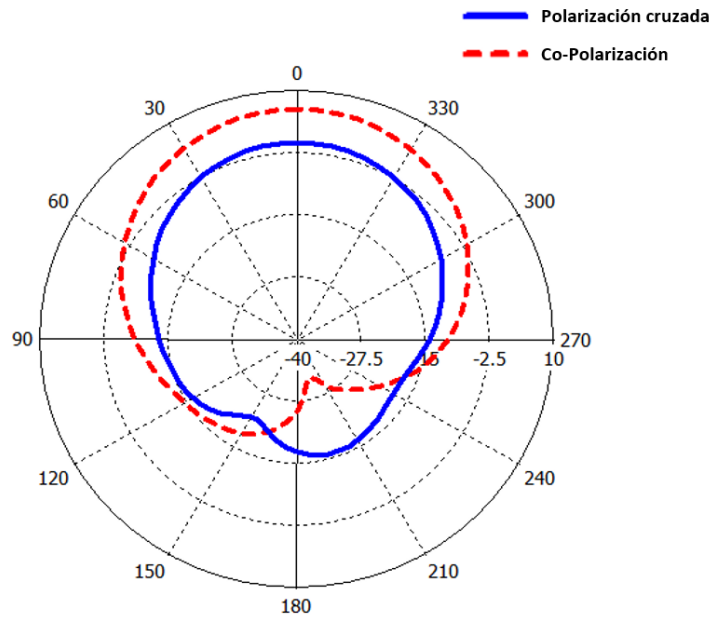


Figura 78. Diagramas de radiación en co-polarización y polarización cruzada a la frecuencia de 2.45 GHz.

En la Figura 78 se puede observar que ambos diagramas de radiación siguen un comportamiento muy similar, con la excepción de algunos ángulos. Además, se puede apreciar que el nivel de la antena co-polarizada es mayor que el de la antena en polarización cruzada en la dirección $\theta = 0^\circ$.

Capítulo 5. Conclusiones

En este Capítulo se presentan las conclusiones generales de este trabajo de tesis. Además, se resaltan las principales aportaciones derivadas del desarrollo de este trabajo de investigación en el diseño y construcción de antenas fractales multibanda y de súper banda ancha. Finalmente, se proporcionan algunas recomendaciones para trabajos futuros en esta línea de investigación.

5.1 Conclusiones generales

- En general, se investigaron estructuras de antenas fractales con comportamiento multibanda y de banda ancha, debido a que en la actualidad los dispositivos móviles y otros equipos de RF y microondas operan en intervalos de frecuencias amplios.
- Se investigaron y estudiaron las técnicas principales utilizadas para el diseño de antenas fractales con características multibanda y de súper banda ancha, tales como la técnica de Koch, el triángulo de Sierpinski y la curva de Hilbert, entre otras.
- Se realizó una investigación bibliográfica de una amplia variedad de estructuras de antenas con características multibanda y banda ancha, observándose que una gran cantidad de antenas con comportamiento multibanda se basan en el triángulo de Sierpinski, mientras que antenas de banda ancha se diseñan partiendo de nuevas topologías.
- Las estructuras de antenas propuestas inicialmente, se analizaron con los programas de análisis electromagnético: CST Microwave Studio 2012® y ADS Momentum® 2012, y se encontró que CST Microwave Studio, mostraba resultados más cercanos a los resultados medidos y que ocupaba menor tiempo de computo.
- Se concluye que diseñar antenas con dimensiones pequeñas, de gran ancho de banda y que operen desde frecuencias bajas, como por ejemplo en la banda de LTE-1700, es un proceso muy complejo. Sin embargo, mediante una nueva estructura fractal propuesta en esta tesis basada en el triángulo de Sierpinski fue posible obtener un comportamiento SWB.
- Se propuso una ecuación para el diseño de una estructura con geometría de triángulo equilátero, alimentado coaxialmente o por línea de microcinta. La ecuación fue validada utilizando los resultados del análisis electromagnético para cuatro substratos: $\epsilon_r=1.0$, $\epsilon_r=2.32$, $\epsilon_r=4.08$ y $\epsilon_r=10$

y para ($20 \leq a \leq 100\text{mm}$). Cabe señalar que la ecuación presenta un error máximo del 2%, el cual es menor que las propuestas en literatura.

- Se propone agregar semicírculos a los lados de la estructura inicial del triángulo de Sierpinski, para mejorar el acoplamiento de impedancia y aumentar su ancho de banda. Se propuso agregar una ranura en el plano de tierra, localizada justamente entre la línea de alimentación y el parche de microcinta para mejorar el acoplamiento las frecuencias altas. Además, se propone agregar dos ranuras en los extremos del plano de tierra, para mejorar el acoplamiento en las frecuencias bajas. Se presentan algunos de los resultados del análisis paramétrico efectuado en la estructura variando las dimensiones de dichas ranuras.
- La antena fractal propuesta con características de súper ancho de banda, basada en el triángulo de Sierpinski complementario en su tercera iteración, se diseñó y construyó en un sustrato de bajo costo Fr-4 con dimensiones totales de $64 \times 62 \times 1.5778 \text{ mm}^3$. El rango de frecuencias de operación de la antena es de 1.68-26 GHz con $S_{11} < -10\text{dB}$.
- Se observó que mediante las iteraciones del triángulo de Sierpinski se generan frecuencias que resuenan en modos de orden superior, y si se consigue un buen acoplamiento se obtiene una estructura de banda ancha.
- Por otro lado, se propuso otra estructura de antena fractal con aplicaciones en CubeSats, basada en la técnica de Koch con geometría de lazo cuadrado y con un generador semi-elíptico en su primera iteración. La antena se diseña y construye en un sustrato FR-4 de bajo costo con dimensiones totales de $72 \times 72 \times 3.16 \text{ mm}^3$. La antena opera en el intervalo de 2.37 GHz hasta 2.57 GHz con un $S_{11} < -10\text{dB}$, cumpliendo con los requisitos para ser colocada en un CubeSat, por su tamaño, bajo peso (33.7g) y por tener una polarización elíptica con $AR < 6.5\text{dB}$.
- Aunque no está descrito en este documento pero sí en una de las publicaciones generadas, se propuso además una forma de aumentar el ancho de banda de un agrupamiento de antenas de parche circular, la cual consiste en diseñar cada elemento circular con un diámetro diferente, para que cada elemento resuene a una frecuencia diferente, pero que estén próximas una a la otra para lograr conseguir el ancho de banda deseado.

5.2 Aportaciones

Las principales aportaciones de este trabajo de tesis se mencionan a continuación:

- Se propuso una ecuación para calcular con excelente precisión la frecuencia de resonancia de estructuras con geometría de triángulo equilátero y alimentado por conector coaxial o por línea de microcinta. La ecuación mostró un error máximo del 2%, el cual es menor que el proporcionado por las ecuaciones existentes en la literatura para: $\epsilon_r=1.0$, $\epsilon_r=2.32$, $\epsilon_r=4.08$ y $\epsilon_r=10$ y para ($20 \leq a \leq 100\text{mm}$).
- Se propone agregar dos semicírculos a los lados del triángulo de Sierpinski, para mejorar el acoplamiento de impedancia y aumentar su ancho de banda.
- Se propone agregar una ranura en el plano de tierra, localizada justamente entre la línea de alimentación y el elemento triangular para mejorar el acoplamiento en la banda de frecuencias altas.
- Se propone agregar dos ranuras en los extremos del plano de tierra, para mejorar el acoplamiento en la banda de frecuencias bajas.
- Se propone una estructura original de antena fractal basada en el triángulo de Sierpinski complementario en su tercera iteración, con ranuras semicirculares en el elemento radiador y en el plano de tierra. La antena se construyó en un sustrato de bajo costo FR-4 con dimensiones totales de $64 \times 62 \times 1.5778 \text{ mm}^3$ y mostró un comportamiento de súper ancho de banda, con relación de ancho de banda de 15.5:1, con un $S_{11} < -10\text{dB}$ en el intervalo de frecuencias de 1.68 GHz a 26 GHz.
- Se propone una estructura nueva de antena fractal con aplicaciones en CubeSats, basada en la técnica de Koch, con geometría de lazo cuadrado y con un generador semi-elíptico en su primera iteración. La antena se construyó en un sustrato de bajo costo FR-4 con dimensiones totales de $72 \times 72 \times 3.16 \text{ mm}^3$. La antena mostró un $S_{11} < -10\text{dB}$ en el intervalo de frecuencias de 2.37 GHz a 2.57 GHz, cumpliendo con los requisitos para ser colocada en un CubeSat, por su tamaño, bajo peso (33.7g) y por tener una polarización elíptica con $AR < 6.5\text{dB}$.

5.3 Recomendaciones y trabajo futuro

A continuación se presenta una serie de recomendaciones que pueden ser de utilidad para los diseñadores de antenas con comportamiento multibanda y de banda ancha, o bien para los que deseen ampliar la investigación de este trabajo de tesis.

- Se recomienda caracterizar el sustrato dieléctrico que será utilizado para la construcción de la antena, debido a que pequeñas variaciones en la constante dieléctrica del material, desplaza la frecuencia de resonancia, tal y como se pudo apreciar en la antena fractal de lazo cuadrado.
- Se recomienda realizar un estudio exhaustivo del punto de alimentación, debido a que la ubicación de este es determinante para conseguir un buen acoplamiento y la polarización de la antena.
- Se recomienda caracterizar la antena dentro de una cámara anecoica o en un área libre de reflexiones e interferencias, para obtener los parámetros con mejor precisión.
- Se propone modelar el conector SMA e incluirlo en el diseño para mejorar aún más la aproximación entre los resultados teóricos y experimentales.
- Como trabajo futuro se propone reemplazar el conector SMA de la antena de súper banda ancha por un conector tipo K, debido a que el análisis electromagnético indica que la antena resuena más arriba de 26 GHz. Mientras que el conector SMA utilizado (de rango extendido) sólo opera hasta 26 GHz.

5.4 Productividad

Las publicaciones derivadas de este trabajo son las siguientes:

- Figueroa C. A., Medina J. L., Chavez R. A., Calvillo A., (2014), Circular monopole antenna with defected ground plane for UWB applications, Research in computing Science, ISSN: 1870-4069, Vol. 69, pp. 207-214.
- Figueroa-Torres C. A., Medina-Monroy J. L., Lobato-Morales H., Chavez-Perez R. A., and Calvillo-Tellez A., (2014), Heart shaped monopole antenna with defected ground plane for UWB applications, 11th International Conference on Electrical Engineering, Computing Science and Automatic Control (CCE), 2014, Campeche, ISBN:978-1-4799-6228-0, pp. 1-4.
- Figueroa-Torres C. A., Medina-Monroy J. L., Lobato-Morales H., Chavez-Perez R. A., and Calvillo-Tellez A., (2016), "Microstrip circular antenna array design for cubesat Applications", Revista Aristas, ISSN 2007-9478, pp. 106-110, 2016.
- Figueroa-Torres C. A., Medina-Monroy J. L., Lobato-Morales H., Chavez-Perez R. A., and Calvillo-Tellez A., (2016), "Diseño y fabricación de antenas para aplicaciones en Nano-Satélites", 1er Foro Internacional de Talento Mexicano Innovation Match MX, 2016, Guadalajara, Jalisco.
- Figueroa-Torres C. A., Medina-Monroy J. L., Lobato-Morales H., Chavez-Perez R. A., and Calvillo-Tellez A., (2016), "A microstrip antenna based on a standing-wave fractal geometry for CubeSat applications", Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 58 (9), 2210-2214, ISSN: 1098-2760.
- Figueroa-Torres C. A., Medina-Monroy J. L., Lobato-Morales H., Chavez-Perez R. A., and Calvillo-Tellez A., "A novel Fractal Antenna based on Sierpinski Structure for Super Wideband Applications", Under review in: Journal in Progress In Electromagnetics Research (JPIER), 2016. ISSN: 1070-4698.

Literatura citada

- Ali J., Jalal A. 2007. A Miniaturized Multiband Minkowski-Like Pre-Fractal Patch Antenna for GPS and 3G IMT-2000 Handsets. *Asian Journal of Information Technology*, 6(5), 584-588.
- Amini A., Oraizi H., Amin M. 2015. Miniaturized UWB Log-Periodic Square Fractal Antenna. *Institute of Electrical and Electronics Engineers Antennas and Wireless Propagation Letters*, 14, 1322 – 1325.
- Anguera, J.; Puente, C.; Soler, J. 2002. Miniature monopole antenna based on the fractal Hilbert curve. En: *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation. 2002 digest*, San Antonio, Texas, 16-21 de Junio. IEEE, p. 546-549. doi: 10.1109 / APS.2002.1017043
- Anguera J. 2003. *Fractal and Broadband Techniques on Miniature, Multifrequency, and High-Directivity Microstrip Patch Antennas*. Tesis de Doctorado. Universidad Politécnica de Cataluña (UPC), España.
- Anguera J., Pérez A. 2008. *Guía de estudio: Teoría de Antenas – Ingeniería La Salle (Estudios semi-presenciales)*. España.
- Azari A. 2011. A New Fractal Antenna for Ultra Wide- And Multi-Band Applications. En: *17th Asia-Pacific Conference on communications (APCC)*, Sabah, Malaysia, 2-5 de Octubre. IEEE, p. 389-392. doi: 10.1109 / APCC.2011.6152840
- Balanis C. A. 1997. *Antenna theory: Analysis and design*. (2nd Ed). John Wiley & Sons, INC. New York.
- Barnsley M. F., Peitgen H. O., Saupe D. (Eds).1988. *The Science of Fractal Images*. Springer-Verlag. New York.
- Borja C., Font G., Blanch S., Romeu J. 2000. High directivity fractal boundary microstrip patch antenna. *Electronics Letters*, 36(9), 778 – 779.
- Borja C. 2001. Fracton vibration modes in the Sierpinski microstrip patch antenna. En: *Antennas and Propagation Society International Symposium*, Boston, MA, USA, 8-13 de julio. IEEE, p. 8-13. doi: 10.1109/APS.2001.960171
- Bossavit A.1997. *Computational electromagnetism, variational formulation, complementary, edge elements*. Academic Press. San Diego, CA.
- Cardama A., Jofre L., Rius J., Romeu J., Blanch S., Ferrando M. 2002. *Antenas*. Ediciones UPC. Barcelona.
- Chen W. L. 2008. *Investigations into the applications of fractal geometry in microwave Engineering*. Tesis de Doctorado. Universidad de Ingeniería de la fuerza aérea, Xian, Diciembre.
- Chen K. R., Sim C. Y., and Row J. S. 2011. A Compact Monopole Antenna for Super Wideband Applications. *Institute of Electrical and Electronics Engineers Antennas and Wireless Propagation Letters*, 10, 488 - 491.
- Choukiker Y. K. and Behera S. K. 2010. CPW-Fed Compact Multiband Sierpinski Triang Antenna. En: *Annual IEEE India Conference (INDICON)*, Kolkata, India, 17-19 de diciembre. IEEE, p. 1-3. doi: 10.1109/INDCON.2010.5712756

- Clemens M. and Weiland T. 2002. Magnetic field simulation using conformal FIT formulations. Institute of Electrical and Electronics Engineers Transactions on Magnetics, 38 (2), 389 – 392.
- Courant R. 1943. Variational methods for the solution of problems of equilibrium and Vibrations. 49(1), 1-23. Consultado el 05 de mayo de 2016, de <http://projecteuclid.org/euclid.bams/1183504922>.
- Dahele J. and Lee K.1987. On the resonant frequencies of the triangular patch antenna. Institute of Electrical and Electronics Engineers Transactions on antennas and propagation, 35(1), 100 - 101.
- Dehkhoda P., Tavakoli A. 2004. A Crown Square Microstrip Fractal Antenna. En: Antennas and Propagation Society International Symposium, Monterey, CA, 20-25 de junio. IEEE, p. 2396 – 2399. doi: 10.1109/APS.2004.1331855
- Figueroa C. A., Medina J. L., Chavez R. A., Calvillo A. 2014. Circular monopole antenna with defected ground plane for UWB applications, Research in computing Science, 69, 207-214.
- Garg R., Bhartia P., Bahl I., Ittipiboon A. 2001. Microstrip Antenna Design Handbook. Artech House, Norwood, Massachusetts.
- Hammerstad E. 1975. Equations for microstrip circuit design. En: Microwave Conference 5th European, Hamburgo, Alemania, 1-4 de septiembre. IEEE, p. 268-272. doi: 10.1109 / EUMA. 1975 0.332206
- Hamzah S. A., Zainal M. S., Abdullah N., Samsul H. D., Cholan N. A. 2006. Size Reduction and Multiband Characteristic Using Koch Fractal Dipole. En: 2006 International RF and Microwave Conference, Putrajaya, Malasia, 12-14 de septiembre. IEEE, p. 140-142. doi: 10.1109/RFM.2006.331055
- Han J. H. and Myung N. H. 2014. Novel feed network for circular polarization antenna diversity. Institute of Electrical and Electronics Engineers Antennas and wireless propagation letters, 13, 979-982.
- Harrington R. F. 1968. Field computation by moment methods. Wiley-IEEE Press, New York.
- Heidt H., Puig-Suari J., Moore A. S., Nakasuka S., and Twiggs R. J. 2000. CubeSat: A new Generation of Picosatellite for Education and Industry Low-Cost Space Experimentation. En: Proc. 14th Annual USU Small Satellites Conference, Utha, USA, Agosto, p .1-19.
- Helszajn J. and James D. 1978. Planar triangular resonators with magnetic walls. Institute of Electrical and Electronics Engineers Transactions on microwave theory and techniques, 26(2), 95-100.
- Hojjat-Kashani F., Komjani N., Ghalibafan J., Bahrami S. 2009. A novel circularly polarized fractal microstrip antenna. En: GCC Conference & Exhibition 5th IEEE, Kuwait City, 17-19 de marzo. IEEE, p. 1-4. doi: 10.1109/IEEEGCC.2009.5734253
- Jaggard D. L., Jaggard A. D. 1998. Cantor ring arrays. En: Antennas and Propagation Society International Symposium, Atlanta, GA, USA, 21-26 de junio. IEEE, p. 866-869. doi: 10.1109/APS.1998.702076
- James J. R., Hall P. S. (Eds). 1989. Handbook of Microstrip Antennas. Peter Peregrinus & IEEE, London.
- Kahnert F. M. 2002. Numerical methods in electromagnetic scattering theory. Journal of Quantitative Spectroscopy and Radiative Transfer, 79–80(1), 775-824.

- Kakoyiannis, C.G. and Constantinou, Philip. 2008. A Compact Microstrip Antenna with Tapered Peripheral Slits for CubeSat RF Payloads at 436MHz: Miniaturization techniques, design & numerical results. En: IEEE International Workshop on Satellite and Space Communications, 2008. IWSSC 2008, Toulouse, Francia, 1-3 de octubre. IEEE, p. 255 – 259. doi: 10.1109/IWSSC.2008.4656804
- Karim A., Rahim A., Masri T., Ayop O. 2008. Analysis of Fractal Koch Dipole Antenna for UHF Band Application. En: RF and Microwave conference IEEE International, Kuala Lumpur, Malasia, 2-4 de diciembre. IEEE, p. 318 – 321. doi: 10.1109/RFM.2008.4897440
- Kavya A., Zachariah A., Shambavi K. 2015. Design of Sierpinski Fractal UWB Antenna. En: Global conference on communication technologies (GCCT), Thuckalay, India, 23-24 de abril. IEEE, p. 659 – 662. doi: 10.1109 / GCCT. 2015 0.7342744
- Kim Y., Jaggard D. L. 1986. The fractal random array. Proceedings of the Institute of Electrical and Electronics Engineers, 74(9), 1278-1280.
- Krzysztofik W. 2013. Fractal Geometry in Electromagnetics Applications - from Antenna to Metamaterials. Microwave Review, 19(2), 3-14.
- Li J., Wang P., Jiang T., Bao L., He Z. 2013. UHF Stacked Hilbert Antenna Array for Partial Discharge Detection. Institute of Electrical and Electronics Engineers Transactions on Antennas and Propagation, 61(11), 5798 - 5801.
- Lin W. and Wong H. 2015. Wideband circular polarization reconfigurable antenna. Institute of Electrical and Electronics Engineers Transactions on Antennas and Propagation, 63(12), 5938-5944.
- Liu J. C., Chang D. C., Soong D., Chen C. H., Wu C. Y., Yao L. 2005. Circular fractal antenna approaches with Descartes circle theorem for multi-band/wide-band applications. Microwave and Optical Technology Letters, 44 (5), 404-408.
- Liu R. and He W. 2013. A Novel Sierpinski Fractal Antenna for Wireless Application. En: International Conference on Computational and Information Sciences (ICCIS), Shiyang, China, 21-23 de junio. IEEE, p. 1347-1348. doi: 10.1109/ICCIS.2013.356
- Lizzi L., Azaro R., Oliveri G., and Massa A. 2012. Multiband Fractal Antenna for Wireless Communication Systems for Emergency Management. Journal of electromagnetic waves and applications, 26 (1), 1-11.
- Malik J. and Kartikeyan M. 2011. A stacked equilateral triangular patch Antenna with Sierpinski gasket fractal for WLAN applications. Progress In Electromagnetics Research Letters, 22, 71-81.
- Mandelbrot B. 1977. The Fractal Geometry of Nature. W. H. Freeman and Company, New York.
- Manimegalai B., Periyasamy V., Vishwanathan L., Raju S., Abhaikumar V. 2005. A Novel MEMS based Fractal Antenna for Multiband Wireless Applications. En: Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings, China, 4 -7 de diciembre. IEEE, doi:10.1109/APMC.2005.1606534.
- Marklein R. 2009. Numerical methods of electromagnetic field theory I, University of Kassel. 8, 1-37. Consultado el 28 de junio de 2016, de http://www.uni-kassel.de/fb16/tet/www/courses/nft1/Lecture5_2_pages_Seiten_A4.pdf.

- Medina J. L., Díaz E., Olvera J. L., Chávez R., Velázquez A. 2008. Análisis y comparación de metodologías para determinar experimentalmente la ganancia de antenas de RF y microondas. En: Simposio de Metrología, Querétaro, México, 22-24 de octubre. CENAM, p. 1-6. doi: SM2008-M129-1160-1
- Modi J., Upadhyaya T., Patel V. 2014. Review and comparison of fractal antennas. *International journal for scientific research and development*, 2(3), 1363-1366.
- Nornikman H., Ahmad B., Aziz M., Rahim M., Othman A. 2013. Investigation of Minkowski Patch Antenna with Meander Line Split Ring Resonator (ML-SRR) Structure. En: 7th. European conference on antennas and propagation (EuCAP), Gotemburgo, Suecia, 8-12 de abril. IEEE, p. 3233 – 3237.
- Orazi H., and Soleimani H. 2014. Miniaturisation of the triangular patch antenna by the novel dual-reverse-arrow fractal. *IET Microwave. Antennas and propagation*, 9(7), 627 – 633.
- Paulo H., Silva F., Trindade J., d'Assucao A. 2010. Experimental Characterization of Reconfigurable Multiband Minkowski Patch Antenna. *International Workshop on Antenna Technology (iWAT)*, Lisboa, Portugal, 1-3 de marzo. IEEE, p. 1-4. doi: 10.1109 / IWAT. 2010 0.5464927
- Panda A. K., Panda M. K., Patra S. S. 2011. A compact multiband gasket enable rectangular fractal antenna. En: *International Conference on Computational Intelligence and Communication Systems*, Gwalior, India, 7-9 de octubre. IEEE, p. 11-14. doi: 10.1109/CICN.2011.3.
- Pozar, D.M. 1995. A review of bandwidth enhancement techniques for microstrip antennas, en Pozar, D.M. & Schaubert, D.H. (Eds). *Microstrip antennas: the analysis and design of microstrip antennas and arrays*. Wiley-IEEE Press. New York.
- Puente C., Pous R. 1996. Fractal design of multiband and low side-lobe arrays. *Institute of Electrical and Electronics Engineers Transactions On Antennas and Propagation*, 44(5), 730-739.
- Puente C. 1997. Fractal antennas, Tesis de Doctorado en ciencias. Universidad Politécnica de Cataluña (UPC), España.
- Puente C., Romeu J., Pous R., Cardama A. 1998. On the behavior of the Sierpinski multiband fractal antenna. *Institute of Electrical and Electronics Engineers Transactions On Antennas and Propagation*, 46 (4), 517-524.
- Puente C., Romeu J., Cardama A. 2000. The Koch Monopole: A small fractal antenna. *Institute of Electrical and Electronics Engineers Transactions On Antennas and Propagation*, 48 (11), 1773-1881.
- Rahimi Z. 2011. The finite integration technique (FIT) and the application in lithography simulations. Tesis de Doctorado en Ingeniería. Universidad Friedrich-Alexander, Erlangen-Nürnberg. 132 pp.
- Rong H., Jin L., Shoukang F. 2008. A novel fractal folded-slot antenna using Sierpinski Curves. En: *11th IEEE Singapore International Conference*, Guangzhou, China, 19-21 de noviembre. IEEE, p. 371-373. doi: 10.1109/ICCS.2008.4737207.
- Reddy V., Sarma N. 2014. Triband Circularly Polarized Koch Fractal Boundary Microstrip Antenna. *Institute of Electrical and Electronics Engineers Antennas and Wireless Propagation Letters*, 13, 1057-1060. doi: 10.1109/LAWP.2014.2327566.

- Roederer A. 1990. The cross antenna: A new low-profile circularly polarized radiator. *Institute of Electrical and Electronics Engineers Transactions on Antennas and Propagation*, 38(5), 704-710.
- Sadiku M. N. O. 1989. A simple introduction to finite element analysis of electromagnetic problems. *Institute of Electrical and Electronics Engineers Transactions on Education*, 32(2), 85-93. doi: 10.1109/13.28037.
- Sadiku M. N. O. 2001. *Numerical techniques in electromagnetics*. (2nd Ed). CRC press, Boca Raton, Florida.
- Sagan H. 1994. *Space-Filling Curves*. Springer-Verlag, Berlin.
- Shafie S., Adam I., Soh P. 2010. Design and Simulation of a Modified Minkowski Fractal Antenna for Tri-Band Application. En: *Fourth Asia International Conference on Mathematical/Analytical Modelling and Computer Simulation*, Kota Kinabalu, Malaysia, 26-28 de mayo. IEEE, p. 567-570. doi: 10.1109/AMS.2010.114.
- Sharawi M., Numan A., Khan M., Aloji D. 2012. A Dual-Element Dual-Band MIMO Antenna System with Enhanced Isolation for Mobile Terminals. *Institute of Electrical and Electronics Engineers Antennas and wireless propagation letters*, 11, 1006-1009.
- Sharma P. C., Gupta K. C. 1983. Analysis and Optimum design of single feed circularly polarized microstrip antenna. *Institute of Electrical and Electronics Engineers Transaction on Antennas & Propagation*, 31 (6), 949-955.
- Singhal S., Singh P., Singh A., (2016), Asymmetrically CPW-fed octagonal Sierpinski UWB fractal antenna, *Microwave and Optical technology letters*, 58(7), 1738–1745.
- Song P., Hall P. S., Ghafouri-Shiraz H. 2003. Multiband multiple ring monopole Antennas. *Institute of Electrical and Electronics Engineers Transaction on Antennas & Propagation*, 51(4), 722-729.
- Srivatsun G., Rani S. S. 2010. A Self-Affine Fractal Antenna for Wireless Telemedicine. En: *6th International Conference on Wireless Communications Networking and Mobile Computing (WiCOM)*, Chengdu, China, 23-25 de septiembre. IEEE, p. 1-4. doi: 10.1109/WICOM.2010.5600103.
- Sundaram A., Maddela M., Ramadoss R. 2007. Koch-fractal folded-slot antenna Characteristics. *Institute of Electrical and Electronics Engineers Antennas and Wireless Propagation Letters*, 6, 219-222.
- Susila M., and Rao T. 2015. Design of a novel microstrip-fed UWB fractal antenna for Wireless Personal Area communications. En: *Advances in Computing, Communications and Informatics (ICACCI)*, International Conference on, Kochi, India, 10-13 de Agosto. IEEE, p. 1815-1818. doi: 10.1109/ICACCI.2015.7275879.
- Taflove A. and Hagness S. C. 2000. *Computational Electrodynamics: The Finite-Difference Time-Domain Method*. (3rd Ed). Artech House, Boston.
- Tang P. W., Wahid P. F. 2002. Hexagonal Fractal Multiband Antenna. En: *Antennas and Propagation Society International Symposium*, San Antonio Texas, 16-21 de junio. IEEE, p. 554-557. doi: 10.1109/APS.2002.1017045.
- Teixeira F. L. 2007. *Geometric methods for computational electromagnetics*, Cambridge, Massachusetts, USA.

- Tiwari A., Rattan M., Gupta I. 2014. Review On: Fractal Antenna Design Geometries and Its Applications. *International Journal of Engineering and computer science*, 3 (9), 8270-8275.
- Trujillo Ramírez, R. 2012. Diseño y construcción de antenas planares de banda ancha con aplicaciones en sistemas de telecomunicaciones. Tesis de Maestría en Ciencias. Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada, Baja California. 149 pp.
- Verma R., Dewangan N. 2014. Equilateral Triangular Micro strip Patch Antenna Using Different Substrates. *International Journal of Advance Foundation and Research in Computer*, 1(3), 1-12.
- Viani F., Salucci M., Robol F., Oliveri G., and Massa A. 2012a. Design of a UHF RFID/GPS fractal antenna for logistics management. *Journal of electromagnetic waves and applications*, 26 (4), 480-492.
- Viani F., Salucci M., Robol F., and Massa A. 2012b. Multiband fractal Zigbee/WLAN antenna for ubiquitous wireless environments. *Journal of electromagnetic waves and applications*, 26 (11-12), 1554-1562.
- Vinoy K., Jose K., Varadan K., and Varadan V. 2001. Hilbert curve fractal antenna: A small resonant antenna for VHF/UHF applications. *Microwave Optical Technologies Letters*, 29 (4), 215-219.
- Vinoy K. J. 2002. Fractal Shaped Antenna Elements for Wide- and Multi-Band Wireless Applications. Tesis de Doctorado en Ingeniería. Universidad del estado de Pennsylvania, 155 pp.
- Vinoy K. J., Abraham J. K., Varadan V. K. 2003. On the relationship between fractal dimension and the performance of multi-resonant dipole antennas using Koch curves. *Institute of Electrical and Electronics Engineers Transactions on Antennas and Propagation*, 51(9), 2296-2303.
- Weiland T. 1977. A discretization method for the solution of Maxwell's equations for six-component Fields. *Electronics and Communications International Journal of Electronics and Communications*, 31 (3), 116-120.
- Werner D. H., Werner P. L. 1996. Frequency independent features of self-similar fractal antennas. *Radio Science*, 31 (6), 1331-1343.
- Werner D. H., Haupt R. L. 1997. Fractal constructions of linear and planar arrays. En: *Antennas and Propagation Society International Symposium*, Montreal, Quebec, Canada, 13-18 de julio. IEEE, p. 1968-1971. doi: 10.1109/APS.1997.631722.
- Werner D. H., Ganguly S. 2003. An overview of Fractal Antenna Engineering Research. *Institute of Electrical and Electronics Engineers Antennas and Propagation Magazine*, 45(1), 38-57.
- Yang X., Chiochetti J., Papadopoulos D., Susman L. 1999. Fractal Antenna Elements and Arrays. *Applied Microwave and Wireless*, 5 (11), 34-46.
- Yee K. S. 1966. Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media. *Institute of Electrical and Electronics Engineers Transaction Antennas and Propagation*, 14 (3), 302-307.
- Younas A., Ahmed Z., Ihsan M. 2010. A New High-Directivity Fractal Antenna Based on the Modified Koch Snowflake Geometry. En: *Asia-Pacific Microwave Conference*, Yokohama, Tokio, Japón, 7-10 de diciembre. IEEE, p.191-194.

- Yunita T., Usman K., and Kurniawan A. 2012. Experiment of slotted triangular triple-band antenna for WiMAX/WLAN application in Indonesia. En: 7th International conference on telecommunication systems, services, and applications (TSSA), Bali, Indonesia, 30-31 de octubre. IEEE, 300-305. doi: 10.1109/TSSA.2012.6366072.
- Zeng X. F., Zhang C., Wang Y., Xie C. 2010. A Novel Planar Tree-shaped Fractal Dipole Patch Antenna. En: Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT), International Conference, Chengdu China, 8-11 de mayo. IEEE, 359 – 361. doi: 10.1109/ICMMT.2010.5524965
- Zhen T., Guangqiu Z., Feng X., Dongfang Z. 2008. RWG method based design of Minkowski fractal loop Yagi antenna. En: Joint Microwave Conference, Shanghai China, 10-12 de septiembre. IEEE, 262-264. doi: 10.1109/CJMW.2008.4772420.
- Zhu J., Hoorfar A., Engheta N. 2003. Bandwidth, Cross-Polarization, and Feed-Point Characteristics of Matched Hilbert Antennas. *Institute of Electrical and Electronics Engineers Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2(1), 2-5.