DISEÑO DE ANTENAS FRACTALES PLANAS PARA LA RECEPCIÓN DE TV

Gómez Ferrer, Marielys Corina

Marcano Mago, Gladys Elena

Ing. Díaz, Miguel

Caracas, 2 de Julio de 2008

UNIVERSIDAD CATÓLICA ANDRÉS BELLO

FACULTAD DE INGENIERÍA

ESCUELA DE INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIONES

DISEÑO DE ANTENAS FRACTALES PLANAS PARA LA RECEPCIÓN DE TV

REALIZADO POR: Gómez Ferrer, Marielys Corina

Marcano Mago, Gladys Elena

TUTOR: Ing. Díaz, Miguel

Caracas, Julio de 2008

DISEÑO DE ANTENAS FRACTALES PLANAS PARA LA RECEPCIÓN DE TV

Gómez Ferrer, Marielys Corina

Marcano Mago, Gladys Elena

Ing. Díaz, Miguel

Caracas, 2 de Julio de 2008

UNIVERSIDAD CATÓLICA ANDRÉS BELLO

FACULTAD DE INGENIERÍA

ESCUELA DE INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIONES

DISEÑO DE ANTENAS FRACTALES PLANAS

PARA LA RECEPCIÓN DE TV.

Este jurado; una vez realizado el examen del presente trabajo ha evaluado su contenido con el resultado: Diecinueve

JURADO EXAMINADOR

Firma:	**Firma:**	**Firma:**
Nombre: Díaz, Luciano	**Nombre:** Sánchez V., Alfredo	**Nombre:** Díaz, Miguel

REALIZADO POR: Gómez Ferrer, Marielys Corina

Marcano Mago, Gladys Elena

TUTOR: Díaz, Miguel

Caracas, 22 de Julio de 2008

DISEÑO DE ANTENAS FRACTALES PLANAS PARA LA RECEPCIÓN DE TV

Gómez Ferrer, Marielys Corina

marielysgomez@gmail.com

Marcano Mago, Gladys Elena

gladysmarcanomago@gmail.com

Con este trabajo se pretende dar base a futuras investigaciones sobre antenas fractales y la creación de nuevas tecnologías, capaces de amoldarse y satisfacer las necesidades del mercado mundial de hoy en día. Este consiste en Diseñar Antenas Fractales Planas para la Recepción de TV. Se realizo una investigación documental sobre las antenas, fractales y sus parámetros de diseño; se diseñaron antenas fractales planas básicas, basadas en los modelos de Sierpinski y de Koch, y fueron simulados con el software IE3D *Fidelity*, se compararon los resultados obtenidos con la literatura, se procedió a la construcción de las mismas, y se realizaron las mediciones de la respuesta en frecuencia de las antenas.

Una vez comprendido, analizado este tipo antenas se procedió al diseño de antenas fractales planas, modificando el número de iteraciones y el recorrido total externo por medio de aberturas en las mismas, a lo largo de este proyecto resulto que entre los dos modelos utilizados, el modelo de Sierpinski, resulto ser el más conveniente para esta aplicación, ya que los resultados obtenidos con el modelo de Koch con las antenas estudiadas no fue el más adecuado, por lo que se estudio a profundidad y dio como resultado una antena basada en el modelo de Sierpinski de cuatro iteraciones con aberturas en cada uno de los triángulos que la conforman, de lado 9,5cm que trabaja en una banda de 735MHz- 800MHz, con un ancho de banda de 65 MHz; esta es la antena obtenida que más se amolda a los requerimientos necesarios para la recepción de TV en la banda UHF.

Palabras claves: Antenas Fractales, antenas Planas, recepción de TV.

DEDICATORIA

Este Trabajo Especial de Grado está dedicado

a nuestros padres, abuelos, hermanos, familiares y todos aquellos

que nos apoyaron y brindaron su amor permitiéndonos

culminar con éxito esta etapa de nuestras vidas.

Marielys Gómez y Gladys Marcano

AGRADECIMIENTOS

A Dios, por iluminar nuestro camino hacia el éxito.

A nuestros padres quienes con su ejemplo, dedicación y apoyo incondicional hicieron posible la culminación de nuestra carrera.

A nuestros hermanos por su paciencia y comprensión.

A nuestros amigos, quienes fueron de gran apoyo a lo largo de todo este camino

Al Profesor Miguel Díaz, por guiarnos con su sabiduría en el desarrollo de éste Trabajo Especial de Grado.

Mil Gracias...

ÍNDICE GENERAL

Contenido **Página**

DEDICATORIA ii

AGRADECIMIENTOS iii

ÍNDICE GENERAL iv

ÍNDICE DE FIGURAS x

ÍNDICE DE TABLAS xiii

INTRODUCCIÓN xiv

I Planteamiento del proyecto 1

I.1 Planteamiento del problema 1

I.2 Justificación 1

I.3 Objetivo General 2

I.4 Objetivos Específicos 2

I.5 Alcances 2

I.6 Limitaciones 2

II Marco teórico 3

II.1 Antenas 3

II.2 Caracteristicas Generales de las Antenas 4

II.2.1 Ganancia 4

II.2.2 Diagrama de Radiación....4

II.2.3 Ancho de Banda....6

II.2.4 Adaptación....8

II.3 Antenas de TV....11

II.4 Teoría Fractal....13

II.4.1 Fractal....13

II.4.2 Dimensión Fractal....14

II.4.3 Aplicaciones de la Teoría Fractal....14

II.4.4 Ventajas de la Teoría Fractal en Antenas....15

II.5 Geometrías Fractales estudiadas....16

II.5.1 Triangulo de Sierpinski....16

II.5.2 Curva de Koch....17

II.5.3 Curva de Hilbert....18

II.6 Simulador Zeland Fidelity....19

II.7 Microwave Studio....19

II.8 Programa de Diseño AUTOCAD 2004....19

III Metodologia y desarrollo....21

III.1 Investigación y Documentación....21

III.2 Limitación del Alcance del Trabajo Especial de Grado....22

III.3 Estudio de los Simuladores y Familiarización con el mismo....22

III.3.1 Familiarización con el Software....22

III.3.1.1 Ajuste de Parámetros Básicos....23

III.3.1.2 Forma de Inserción del Objeto ThreeObjects....24

III.3.1.3 Puerto de alimentación de la Antena Gap Port....27

III.3.1.4 Plano de Tierra RectGroundPlane....28

III.4 Simulación de las Antenas Fractales Básicas....29

III.5 Construcción de las Antenas Fractales Básicas....34

III.6 Pruebas Experimentales de las Antenas Fractales Básicas....36

III.6.1 Equipos Utilizados....37

III.6.2 Mediciones y Cálculos....40

III.7 Diseño, Construcción y Prueba de las Antenas Diseñadas....41

III.8 Simulación de la Antena Fractal Diseñada para la Recepción de TV....42

IV Resultados....43

IV.1 Simulación de antena basado en el Modelo de la Curva de Koch....43

IV.2 Simulación de antena basada en el Modelo del Triangulo de Sierpinski..45

IV.3 Prueba de Antenas Utilizando Modelo de la Curva de Koch....48

IV.4 Prueba de Antenas utilizando modelo del Triangulo de Sierpinski....51

IV.5 Antena Para la Recepción de TV UHF....57

V Conclusiones....62

VI Recomendaciones....63

VII Bibliografía....64

VIII Apéndice A....65

Vértices Calculados para la Simulación de Koch 3 era Iteración....65

Apéndice B 66

Vértices Calculados para la Simulación del Triangulo de Sierpinski 4 ta Iteración 66

Apéndice C 67

Vértices Calculados para la Simulación de la Antena Propuesta para la Recepción de TV 67

Apéndice D 68

Paso a Paso para la Construcción de Antenas Fractales 68

Apéndice E 71

Resultado de la Simulación de Koch 2 da Iteración, de la Tabla 5. S_{11} (dB) Vs Frecuencia 71

Apéndice F 72

Respuesta en Frecuencia en el Osciloscopio de la Antena Modelo 1 de la Tabla 8. 72

Apéndice G 73

Respuesta en Frecuencia del Osciloscopio para la Antena Modelo 2 de la Tabla 8. 73

Apéndice H 74

Respuesta en Frecuencia del Analizador de Espectro de la Antena Modelo 2 en la Tabla 8 74

Apéndice J 75

Respuesta en Frecuencia del Osciloscopio para la Antena Modelo 5 de la Tabla 8 75

Apéndice K.....76

Respuesta en Frecuencia del Analizador de Espectro para la Antena Modelo 5 de la Tabla 8.....76

Apéndice L.....77

Respuesta en Frecuencia del Osciloscopio para la Antena Modelo 6 de la Tabla 8 77

Apéndice M.....78

Respuesta en Frecuencia del Osciloscopio para la Antena Modelo 7 de la Tabla 8. 78

Apéndice N.....79

Respuesta en Frecuencia del Osciloscopio para la Antena Modelo 8 de la Tabla 8. 79

Apéndice O.....80

Respuesta en Frecuencia del Analizador de Espectro para la Antena Modelo 8 de la Tabla 8.....80

Apéndice P.....81

Respuesta en Frecuencia del Osciloscopio para la Antena Modelo 9 de la Tabla 8. 81

Apéndice Q.....82

Respuesta en Frecuencia del Analizador de Espectro para la Antena Modelo 9 de la Tabla 8.....82

ANEXO 1.....83

Propiedades de Resonancia del Fractal de Koch y Otras Antenas Monopolos.....83

ANEXO 2 86

Antena Fractal de Sierpinski 86

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura **Página**

Figura 1: Diagrama de Radiación 3D 5
Figura 2: Diagrama de Radiación en Coordenadas Polares 5
Figura 3: Diagrama De Radiación en Coordenadas Cartesianas 5
Figura 4: Esquematización de la Resistencia de Radiación 8
Figura 5: Medición del Ancho de Banda a través del grafico S11 10
Figura 6: Antena Log Periódica 12
Figura 7: Antena Yagui 13
Figura 8: Triangulo de Sierpinski 16
Figura 9: Iteración de un Triangulo de Sierpinski. 17
Figura 10: Iteración de la Curva de Koch 18
Figura 11: Iteración Copo de Nieve de Koch 18
Figura 12: Iteración de la Curva de Hilbert 19
Figura 13: Escogencia del Tipo de Proyecto a Realizar 23
Figura 14: Modificación de Parámetros para los Substratos en el Módulo FidelityWorkshop 24
Figura 15: Selección del Tipo de Objeto a Insertar 25
Figura 16: Creación de la Estructura de la Antena 26
Figura 17: Imagen del 3D Outline View del Triangulo de Sierpinski 26
Figura 18: Establecimiento de los parámetros del Gap Port 27
Figura 19: Construcción y ajuste de los parámetros del Plano de Tierra 28
Figura 20: Vista del *Simulation Setup* 30
Figura 21: Layout and Boundaries. Optimización del Mesh 31
Figura 22: Triangulo de Sierpinski cuarta iteración con mesh 32
Figura 23: Sierpinski Tercera Iteración 32
Figura 24: Koch Segunda Iteración 33
Figura 25: Tercera Iteración 33

Figura 26: Ejemplo del Plano Representativo de la Baquelita en el Fractal Sierpinski 34
Figura 27: Placa Sumergida en agua con el papel transfer y el toner adheridos....35
Figura 28: Placa Sumergida en Cloruro Férrico....36
Figura 29: Eliminación del Toner de la Placa ya con la Estructura Grabada 36
Figura 30: Osciloscopio 37
Figura 31: *Reflectometer Bridge* 37
Figura 32: Modulador 38
Figura 33: Generador de Onda Sinusoidal....38
Figura 34: Analizador de Espectro 39
Figura 35: Corto para la Calibración de los Equipos....39
Figura 36: Montaje con plano de tierra grande 40
Figura 37: Montaje con Plano de Tierra Pequeño 40
Figura 38: Parámetro S_{11} en dB Vs Frecuencia, para la Simulación de Antena de Koch Tercera Iteración....43
Figura 39: VSWR Vs Frecuencia, para la Simulación de la Antena de Koch Tercera Iteración 45
Figura 40: Parámetro S_{11} Vs Frecuencia, Para la Simulación de Sierpinski Cuarta Iteración 46
Figura 41: VSWR Vs Frecuencia, Para la Simulación de Sierpinski Cuarta Iteración 47
Figura 42: Patrón de Radiación. Simulación de antena de Sierpinski de Cuatro Iteraciones 48
Figura 43: Respuesta en Frecuencia Vs dB en el Osciloscopio de la antena de TV UHF escogida 58
Figura 44: Respuesta en Frecuencia Vs dB en el Analizador de Espectro de la antena de TV UHF escogida 59
Figura 45: Parámetro S11 Vs Frecuencia, Para la Simulación de la antena escogida para Recepción de TV UHF 60

Figura 46: VSWR Vs Frecuencia, Para la Simulación de la antena escogida para Recepción de TV UHF 60
Figura 47: Patrón de Radiación en Coordenadas Cartesianas, Para la Simulación de la antena escogida para Recepción de TV UHF 61
Figura 48: Patrón de Radiación en Coordenadas Polares, Para la Simulación de la antena escogida para Recepción de TV UHF 61

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla **Página**

Tabla 1: Bandas de Frecuencia 11
Tabla 2: Bandas de Frecuencia Destacadas en TV 11
Tabla 3: Picos máximos de resonancia para la simulación de Koch Tercera Iteración 44
Tabla 4: Picos de Frecuencia de Resonancia Máxima, Simulación de Triangulo de Sierpinski cuarta Iteración 46
Tabla 5: Antenas Construidas Basadas en el Modelo de Koch 49
Tabla 6: Mediciones de las Antenas Construidas basadas en el Modelo de Koch 50
Tabla 7: Antenas Construidas Para Prueba Basadas en el Modelo de Triangulo de Sierpinski. 53
Tabla 8: Mediciones de las Antenas Construidas basadas en el Modelo de Triangulo de Sierpinski 55

INTRODUCCIÓN

Las necesidades del mercado mundial demandan la creación de terminales cada vez más pequeños y multifuncionales que llevan al desarrollo de equipos que operen en múltiples bandas de frecuencia o con un gran ancho de banda. Una de estas funciones que están demandando los usuarios es la capacidad de poder recibir TV tanto analógica como digital, en terminales portátiles, teléfonos inteligentes, computadores. Para ello se requiere tener una antena de pocas dimensiones.

Como solución a dicha necesidad, surge como técnica novedosa la utilización de las geometrías fractales para el diseño de antenas banda ancha y multifrecuencia. Los fractales son objetos autos similares, formados por copias del mismo a una escala más reducida. Un ejemplo clásico de esto es el triángulo de de Sierpinski y la curva de koch.

Es aquí donde las antenas fractales se presentan como una posible herramienta de diseño utilizando una de las propiedades fundamentales del fractal, que es su repetitividad.

Este trabajo sobre las Antenas Fractales en la Escuela de Telecomunicaciones de la UCAB; asienta las bases de investigaciones futuras, que lleven al desarrollo de tecnologías innovadoras. La investigación se centra, en el estudio de antenas fractales planas. Se diseñó una antena para la recepción de TV, en la banda UHF (*Ultra-High Frecuency*, Ultra Alta Frecuencia). Se utilizo el simulador IE3D *Zeland FidelityWorkshop* (Ver sección II.4), a manera de estimar la respuesta en frecuencia y el diagrama de radiación de las antenas. Como fin último de este proyecto, se construyo dicha antena y se midieron algunos de sus parámetros, comparándose posteriormente con los valores de la simulación.

Aunque las antenas parezcan objetos sencillos de construir, poseen gran complejidad, por lo que para su diseño y posterior fabricación es indispensable

conocer el comportamiento inicial de las mismas; por lo general las antenas se realizan por medio de tanteos y pruebas de ensayo y error.

Este tomo consta de seis capítulos que se describen a continuación:

En el capítulo I, se encuentra el planteamiento del problema, objetivos generales, específicos, alcances y limitaciones del proyecto.

Capítulo II, marco teórico, este se basa en la teoría necesaria que sirve de fundamento para dicho proyecto, se habla un poco de las antenas y los fractales.

En el Capítulo III, metodología y desarrollo del proyecto, se muestra con sumo detalle los procedimientos y métodos utilizados en la realización del proyecto, así como la justificación de el por qué se eligieron.

Capítulo IV, se plantean los resultados obtenidos de forma clara y detallada.

Capítulo V, muestra las conclusiones y recomendaciones, que se originaron a lo largo del desarrollo del proyecto.

I PLANTEAMIENTO DEL PROYECTO

I.1 Planteamiento del problema

Se desea diseñar antenas de dimensiones reducidas, que sean capaces de captar señales en la banda de TV. Para esto se cuenta con los fractales, como una posible herramienta de diseño, basándose en sus propiedades fundamentales, para conseguir longitudes embebidas muy superiores al perímetro propio de la estructura.

Buscando siempre la aplicación tanto académica como comercial, éste trabajo sobre las Antenas Fractales en la Escuela de Telecomunicaciones de la UCAB, sienta las bases de investigaciones futuras, que lleven al desarrollo de tecnologías innovadoras. Es por esto que la investigación se centra en el estudio de las antenas planas de banda ancha, buscando diseñar una antena que reciba señales de TV en la banda UHF. Para lograr esto, se utilizo un simulador a manera de estimar las características principales de la antena, como lo son su impedancia y su diagrama de radiación, así como su ancho de banda. Como fin último de este proyecto, la construcción de dicha antena, que opera en la banda UHF, se mide algunos de sus parámetros para compararlos con los valores de la simulación.

I.2 Justificación

Con este trabajo se pretende dar base a futuras investigaciones sobre antenas fractales y la creación de nuevas tecnologías, capaces de amoldarse y satisfacer las necesidades del mercado mundial de hoy en día. Estas son diferentes a las de hace algunos años atrás. Cada día se desean crear dispositivos que brinden movilidad, menor tamaño, multifuncionales, innovadores, en un mismo terminal.

Una de las funciones demandadas por los usuarios, es la capacidad de poder recibir TV analógica y digital, en un terminal portátil o teléfono móvil multifunciones. Para ello se requiere tener una antena de pocas dimensiones, que sea capaz de captar señales trasmitidas a baja frecuencia, es decir con grandes longitudes de onda. Es aquí donde las antenas fractales se presentan como una posible herramienta de diseño, utilizando una de las propiedades fundamentales del fractal, que es su repetitividad, dándole entonces longitudes embebidas muy superiores al perímetro propio de la estructura.

I.3 Objetivo General

Diseñar Antenas Fractales Planas para la Recepción de TV.

I.4 Objetivos Específicos

1. Realizar la investigación documental sobre Antenas Fractales Planas.
2. Diseñar las Antenas Fractales Planas.
3. Simulación de las antenas diseñadas.
4. Construcción de las antenas.
5. Comparación de los resultados experimentales y los simulados.

I.5 Alcances

Este trabajo especial de grado contempla la realización de varias antenas planas como parte de esta investigación, basándose únicamente en el estudio de el modelo de Koch y de Sierpinski, lo que permite establecer comparaciones de dos tipos, entre las antenas diseñadas y las simulaciones. Los datos obtenidos por estas dos fuentes de información permiten la realización de análisis concluyentes sobre las prestaciones de las antenas y de la idoneidad de cada una, dependiendo del caso.

I.6 Limitaciones

Las limitaciones encontradas, son poder utilizar diferentes sustratos dieléctricos ya que se limitara a FR4, por ser el más común y comercial, y la imposibilidad de medir la ganancia de las antenas ya que no se cuenta con una cámara anecoica para tal fin. Una cámara anecoica es una sala especialmente diseñada para absorber el sonido que incide sobre las paredes, el suelo y el techo de la misma cámara, anulando los efectos de eco y reverberación del sonido.

II MARCO TEÓRICO

Este capítulo tiene el objetivo de presentar los fundamentos teóricos necesarios que sirvieron de base para el desarrollo de este Trabajo Especial de Grado. Cuenta con definiciones teóricas de las antenas, los fractales y antenas específicamente para el caso de recepción de TV.

II.1 Antenas

Las antenas son dispositivos formados por secciones de materiales conductores, los cuales transmiten o radian ondas electromagnéticas al espacio libre si se le es aplicada una señal, o captan dichas ondas si son conectadas a cierta impedancia.

El Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*), define una antena como aquella parte de un sistema transmisor o receptor diseñada específicamente para radiar o recibir ondas electromagnéticas (IEEE Std. 145-1983)

A la hora de diseñarlas, es necesario tomar en cuenta dos aspectos fundamentales que son característicos de la onda que se desea recibir y/o radiar, como lo son la frecuencia (f) y la longitud de onda (λ), relacionadas ambas con la velocidad de propagación (c) dependiendo del medio en el que se esté trabajando, a través de la siguiente ecuación:

$$c = \lambda . f \qquad (1.1)$$

Por lo general como las antenas tienen propiedades del vacío se toma c como $c = 3.10^8$

A grandes rasgos, se pueden clasificar en:

Antenas Básicas: Dipolo, Monopolo, Espira Circular elemental.

Agrupación de Antenas: Yagui- Uda, etc.

Aperturas: Bocinas (sectoriales, piramidales, cónicas), Ranuras (elemental, resonante, antenas impresas), Reflectores (Diedricos, Parabólicos).

Antenas de Banda Ancha: Antenas de hilo, Hélices, Antenas independientes de la frecuencia (Espirales), Logperiódicas, Antenas fractales.

La última clasificación (Antenas de Banda Ancha), fue la tomada en cuenta para el diseño de antenas fractales planas para la recepción de TV. Este tipo de antena mantiene fijo o con leves variaciones en lo que a frecuencia se refiere alguno de sus parámetros.

II.2 Caracteristicas Generales de las Antenas

Al realizar una comunicación Las antenas en general, se caracterizan de manera técnica por una serie de parámetros, entre los que cabe destacar:

II.2.1 Ganancia

Viene dada por la potencia de amplificación de la señal, es decir, la razón entre la potencia máxima irradiada por una antena isotrópica en un punto máximo y la potencia irradiada por la antena en estudio. Mientras mayor es la ganancia, mejor es la antena. La unidad de medida es el decibelio (dB).

$$G = \eta . D \qquad (1.2)$$

η Eficiencia

D Directividad

II.2.2 Diagrama de Radiación

Representación grafica de las propiedades de radiación de la antena, en función de las distintas direcciones del espacio, a una distancia fija. (Cardama Aznar, 2004, pág. 20)

Puede representarse en un sistema de coordenadas esféricas como se muestra en la Figura 1, polares en la Figura 2, el cual suministra información clara sobre la distribución de potencia en diferentes direcciones del espacio, o cartesianas en la Figura 3, que proporciona detalles bastante precisos cuando se está al frente de antenas de carácter directivo. Algunos aspectos importantes a considerar son: ancho de haz, relación lóbulo principal a secundario y la relación delante atrás.

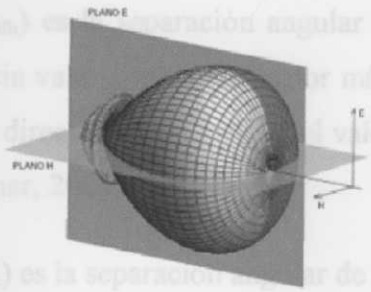


Figura 1: Diagrama de Radiación 3D

Fuente: (Cardama Aznar, 2004, pág. 20)

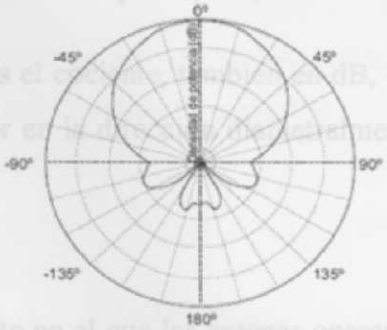


Figura 2: Diagrama de Radiación en Coordenadas Polares

Fuente: (Cardama Aznar, 2004, pág. 21)

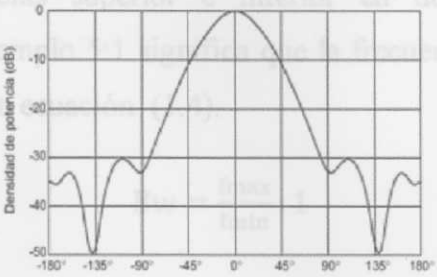


Figura 3: Diagrama De Radiación en Coordenadas Cartesianas

Fuente: (Cardama Aznar, 2004, pág. 21)

El ancho de haz a -3 dB ($\Delta\Theta_{-3db}$) es la separación angular de las direcciones en las que el diagrama de radiación de potencia vale la mitad del valor máximo. En el diagrama de campo es la excursión angular entre las direcciones en las que el valor del campo ha caído a 0,707 el valor del máximo. (Cardama Aznar, 2004, pág. 21)

El ancho de haz entre ceros ($\Delta\Theta_c$) es la separación angular de las direcciones del espacio en las que el lóbulo principal toma un valor mínimo.

La Relación del Lóbulo Principal a Secundario (NLPS) es el cociente expresado en dB, entre el valor del diagrama en la dirección de máxima radiación y en la dirección del máximo del lóbulo secundario. Normalmente dicha relación se refiere al lóbulo secundario de mayor amplitud, que suele ser adyacente al lóbulo principal. (Cardama Aznar, 2004, pág. 22)

La Relación delante-atrás (D/A) es el cociente, también en dB, entre el valor del diagrama en la dirección del máximo y el valor en la dirección diametralmente opuesta. (Cardama Aznar, 2004, pág. 22)

II.2.3 Ancho de Banda

Es el intervalo de frecuencias límite en el que las antenas operan de manera satisfactoria. Que representa en la siguiente ecuación (1.3).

$$\mathrm{Bw} = \mathrm{fmax} - \mathrm{fmin} \tag{1.3}$$

En el caso de las antenas de banda ancha, el ancho de banda viene dado por la relación existente entre las frecuencias superior e inferior en donde la antena presenta un funcionamiento aceptable. Ejemplo 5:1 significa que la frecuencia superior es cinco veces la inferior, como se muestra en la ecuación (1.4).

$$\mathrm{Bw} = \frac{\mathrm{fmax}}{\mathrm{fmin}} : 1 \tag{1.4}$$

Fuente: (Cardama Aznar, 2004, pág. 26)

El ancho de banda de la antena puede afectar al parámetro más sensible o crítico de la misma.

Dichos parámetros se dividen en dos grupos: relacionados con el diagrama dentro del cual se encuentra la directividad, la pureza de polarización, el ancho de haz, el nivel de lóbulo principal a secundario y la dirección de máxima radiación; y relacionados con la impedancia, dentro del cual se encuentra la impedancia de la antena, el coeficiente de reflexión y la relación de onda estacionaria.

II.2.3.1 Polarización

Trayectoria del campo eléctrico de la antena en el tiempo con respecto a una dirección dada, es decir, es la onda radiada por la antena en una dirección determinada. Se clasifica en lineal, circular, elíptica. Este aspecto juega un papel importante en el diseño de la antena.

II.2.3.2 Directividad

Parámetro para medir la concentración de energía en una dirección más que en otra. Se puede obtener a partir del conocimiento del diagrama de radiación.

$$D = \frac{\rho}{\left(\frac{Pr}{4\pi r2}\right)} \tag{1.5}$$

Donde: ρ es la densidad de potencia radiada

Pr = Potencia total radiada.

II.2.3.3 Resistencia de Radiación

Es una resistencia equivalente que disipa la misma potencia calórica que la antena radia realmente en el espacio. Alcanza un valor máximo cuando el conductor es resonante, es decir, cuando la impedancia está en su punto de operación $X_a=0$, por lo tanto $f=f_{resonancia}$, se observa en la Figura 4.

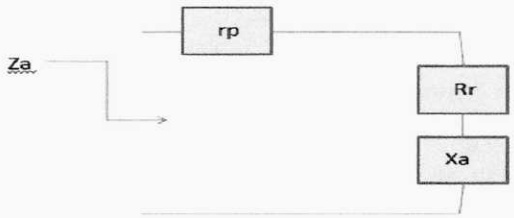


Figura 4: Esquematización de la Resistencia de Radiación

Fuente: (Elaborado por los Autores de este Trabajo)

II.2.3.4 Impedancia de Entrada

Es la relación entre la tensión y la corriente en el punto de impedancia de la antena.

II.2.3.5 Intensidad de Radiación

Es la capacidad para radiar con cierta direccionalidad. A grandes distancias, no es independiente de la distancia a la que se encuentre la antena, sin embargo es independiente de la forma en la que se distribuye la antena.

II.2.4 Adaptación

La impedancia de una antena es igual que la impedancia de la misma cuando actúa como transmisora, es decir, cuando $Z_{aTx}=Z_{aRx}$.

En Recepción:

II.2.4.1 Área y Longitud Efectiva

El área efectiva se refiere a la relación entre la potencia entregada por la antena a su carga y la densidad de potencia de la onda incidente, sin embargo la longitud efectiva se refiere a la relación existente entre la tensión inducida en circuito abierto y la intensidad de campo incidente.

Otros parámetros fundamentales:

II.2.4.1.1 Potencia Efectiva Radiada Isotrópicamente (EIRP).

Corresponde a la potencia suministrada a una antena del tipo transmisora multiplicada por la ganancia.

$$\text{PIRE} = \text{Ptx.Gantena} \tag{1.6}$$

II.2.4.1.2 Eficiencia.

Relación de la potencia total radiada por la antena y la potencia en sus terminales al momento de la radiación. Relación con la impedancia.

$$N = \frac{\text{Prad}}{\text{Ptx}} = \frac{\text{Rrad}}{(\text{rp+Rrad})} \tag{1.7}$$

II.2.4.2 ROE o SWR

Relación de voltaje máximo con respecto al mínimo (análogo para la corriente). También se conoce como Relación de Ondas Estacionarias de Voltaje (VSWR). Es el desacople entre la impedancia de carga y la impedancia característica de la línea de transmisión.

$$\text{SWR} = \frac{\text{Vmaximo}}{\text{Vminimo}} \tag{1.8}$$

Vmáximo ondas incidentes y reflejadas están en fase.

Vmínimo. Ondas incidentes y reflejadas están 180 ° fuera de fase.

Cuando la carga es puramente resistiva se puede expresar como:

$$\text{SWR} = \frac{\text{Zo}}{\text{Zi}} \text{ o viceversa (el resultado debe ser >1)} \tag{1.9}$$

También

$$\text{ROE} = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|} \tag{1.10}$$

Fuente: (Cardama Aznar, 2004, pág. 26)

Donde Γ es el coeficiente de reflexión que relaciona la amplitud de la onda reflejada con respecto a la onda incidente.

El coeficiente de reflexión puede expresarse también como

$$\Gamma = \frac{Zl - Zo}{Zl + Zo} = \frac{Er}{Ei} \tag{1.11}$$

$$S_{11} = \Gamma \tag{1.12}$$

Siendo S_{11} Parámetro de Dispersión, el cual se utiliza para describir comportamientos eléctricos.

Si se grafica el SWR vs Frecuencia, se tendrá en cierta parte una frecuencia de resonancia, que no es más que aquella en donde $\Gamma = 0 = |S_{11}|$.

Cuando $|S_{11}| = |\Gamma| < 0{,}1$ a escala lineal, o a -10 dB, se puede considerar dicha porción, como el ancho de banda. Si se observa la siguiente Figura 5, la porción que se encuentra por debajo de la línea roja que está justo marcada en los -10 dB es la utilizada para la obtención del ancho de banda que corresponde a la diferencia entre la máxima y la mínima frecuencia obtenida en los cortes de dicha línea con el grafico.

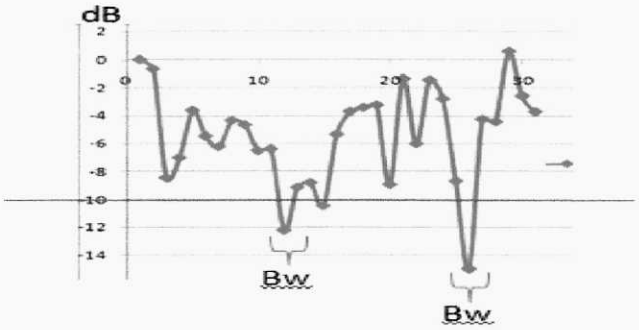


Figura 5: Medición del Ancho de Banda a través del grafico S11

Fuente: (Elaborado por los Autores de este Trabajo)

II.3 Antenas de TV

En una transmisión ,gran cantidad de antenas de televisión son direccionales, y por tanto se requiere que estas estén apuntando al transmisor.

En el caso de la recepción de TV se pueden utilizar múltiples tipos de antena para poder captar las correspondientes ondas de imagen y sonido.

Entre las más sencillas se encuentra el dipolo simple, la antena Yagui, la cual posee buena ganancia, es la más direccional.

Existen distintas bandas de radiofrecuencia, cada una ocupa una porción determinada del espectro radioeléctrico y posee distintas longitudes de onda según sea el caso, se observa en la Tabla 1.

BANDA	FRECUENCIA	LONG. DE ONDA	DENOMINACION
ELF	<3 kHz	>100 km	Extremely Low Frequency
VLF	3-30 kHz	100-10 km	Very Low Frequency
LF	30-300 kHz	10-1 km	Low Frequency
MF	0.3 -3 MHz	1.000-100 m	Medium Frequency
HF	3-30 MHz	100-10 m	High Frequency
VHF	30-300 MHz	10-1 m	Very High Frequency
UHF	0.3 -3 GHz	100-10 cm	Ultra High Frequency
SHF	3-30 GHz	10-1 cm	Super High Frequency
EHF	30-300 GHz	10-1 mm	Extremely High Frequency

Tabla 1: Bandas de Frecuencia
Fuente: (Cardama Aznar, 2004, pág. 16)

Las frecuencias más destacadas en TV, corresponden a la siguiente Tabla 2, en donde según la distribución de las bandas de frecuencia los canales de TV se clasifican en canales bajos si se está tratando con bajas frecuencias, y canales altos si se está tratando con altas frecuencias, para el caso VHF (*Very High Frecuency*, Muy Baja Frecuencia).

Banda de TV	Canales	Banda de Frecuencia (MHz)
I	2-6	54-88 (VHF)
III	7-13	174-216 (VHF)
IV y V	14-69	512-806 (UHF)

Tabla 2: Bandas de Frecuencia Destacadas en TV
Fuente: (Elaborado por los Autores de este Trabajo)

Para el Diseño de Antenas Fractales Planas para la Recepción de TV, se considero únicamente la banda de TV correspondiente a UHF.

A la hora de construir una antena de tv la frecuencia de trabajo a escoger será el promedio obtenido de cada banda correspondiente al canal.

La impedancia es un factor muy importante a considerar a la hora de diseñar, construir, etc., una antena de tv, y va a variar dependiendo de los elementos que contenga dicho dispositivo.

Hay que tener en cuenta que en el caso de antenas de TV hay una norma que establece que las impedancias de entrada y salida de todos los elementos activos y pasivos sea de 300 Ω En el caso de elementos simétricos y de 75 Ω en los asimétricos o no balanceados. Esto quiere decir que una antena tiene una impedancia de 300 Ω sin embargo el cable de conexión (Cable coaxial) tiene 75 Ω de impedancia .La diferencia de impedancias obliga a utilizar un adaptador de impedancias llamado BALUM.

Las antenas de TV más conocidas se mencionan a continuación:

- *Antenas Log periódicas*

Son estructuras de banda ancha alimentadas por el vértice, en donde parámetros como la impedancia o los referentes a la radiación, se expresan en función del logaritmo de la frecuencia; esto trae consigo un comportamiento periódico. Si los parámetros se variaran de manera excesiva dentro de un periodo, la antena dejaría de ser de banda ancha.

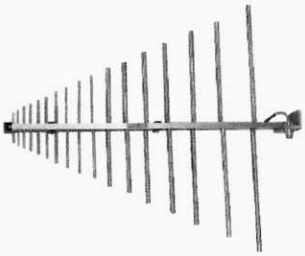


Figura 6: Antena Log Periódica

Fuente: (Elaborado por los Autores de este Trabajo)

- Antena Yagui

Se caracteriza por ser una antena direccional, compuesta por distintos elementos, entre los cuales cabe destacar los elementos conductores que son los encargados de emitir o recibir las señales, directores que son varillas que van tomando un tamaño más pequeño a medida que se alejan del conductor y espaciadas a cierta distancia, guiando la onda hasta el elemento conductor, y por último los elementos reflectores que se encargan de reflejar las ondas en la dirección del conductor, se muestra en la Figura 7 a continuación.

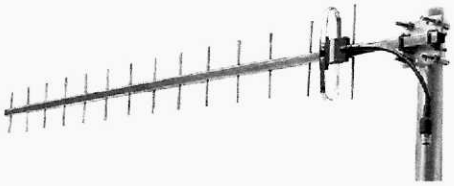


Figura 7: Antena Yagui
Fuente: (Elaborado por los Autores de este Trabajo)

II.4 Teoría Fractal

II.4.1 Fractal

Los fractales se pueden definir como formas geométricas que se pueden separar en partes, cada una de estas será una versión reducida del todo.

El nombre "fractal" proviene del verbo "frangere" del latín que significa romper. Para Benoit Maldelbrot, pionero en la investigación de esta geometría lo definió como: Fractales el conjunto de formas generadas normalmente por procesos matemáticos repetitivos. (Luque & Agea)

Es decir se puede definir como formas geométricas que se pueden separar en partes, cada una de estas partes es una versión reducida del todo.

II.4.1.1 Características de los Fractales.

- Poseen la misma forma, cada una de los fragmentos más pequeños es una versión reducida del todo.

- Tienen dimensión Fractal.
- No son diferenciables, son curvas que no admiten una tangente para la mayoría de sus puntos.
- Longitud infinita.

II.4.2 Dimensión Fractal

La dimensión fractal se refieren a como el objeto geométrico llena el espacio en el que está inmerso. Las dimensiones fractales pueden ser enteras o fraccionarias.

En la geometría convencional Euclidiana esta se definiría como la cantidad de parámetros que se necesitan para situar un punto; dimensión uno, dos y tres, y cero a un punto, es decir en una línea solo podemos movernos en una dirección, en una superficie en dos direcciones, en el espacio en tres.

La dimensión fractal es definida de forma diferente, sin embargo se puede decir que es una forma generalizada de la lineal. Se puede definir como:

"El conjunto autosimilar afín S se puede dividir en k partes congruentes, cada una de las cuales puede ser ampliada en un factor M para obtener el todo, es decir se obtiene otra vez el conjunto S". (Mocencahua & Jaime, 2002)

La dimensión fractal de S es: $$D = \frac{\log(k)}{\log(M)} \quad (1.13)$$

Un fractal tiene dimensión fractal un número que no entero. Por ejemplo si tomamos el triángulo de Sierpinski con tres copias a 1/2 de escala se obtiene una dimensión fractal:

$$D = \frac{\log 3}{\log 2} = 1.5850 \quad (1.14)$$

Como se puede notar este número no es entero, y es la dimensión de un fractal.

II.4.3 Aplicaciones de la Teoría Fractal.

La geometría fractal es utilizada en un sin fin de campos entre los que se puede destacar:

En Geología, con la teoría fractal es mucho más sencillo entender por ejemplo las redes de fracturas de los macizos minerales como tal.

Biología, se utilizan para analizar varias estructuras biológicas por ejemplo: arterias, árbol bronquial, venas, nervios, etc.

Ciencias sociales, para modelar la evolución de las ciudades. En economía para representar gráficos de los estados financieros.

En la naturaleza, estos aparecen en formas de arboles, es decir con ramas que representan la auto similitud, en forma de nubes, fronteras donde se encuentran en contacto dos medios.

En la ciencia y tecnología, donde los fractales son utilizados en el diseño, en la compresión de imágenes y en las telecomunicaciones, en la fabricación de antenas como punto de interés en particular.

Es importante mencionar que aunque las antenas son objetos sencillos en su apariencia, el diseño y fabricación de las mismas tienen cierta complejidad, estas se basan en las ecuaciones de Maxwell para el electromagnetismo, sin embargo se suele recurrir a realizar pruebas de ensayo y error hasta obtener las características de la antena deseada.

II.4.4 Ventajas de la Teoría Fractal en Antenas

- Al brindar la característica de auto similitud, esto conlleva a antenas auto semejantes que se comportan de forma similar en varias longitudes de onda, es decir los parámetros de radiación en diferentes bandas son similares.
- Por su propiedad de rellenar espacios, se pueden obtener antenas banda ancha y multibandas más compactas, es decir mucho más pequeñas.
- Mejoran el rendimiento de las antenas compuestas, aunque muchas antenas compuestas parezcan ser una sola en su mayoría, son arreglos de varias antenas para formar una sola.
- Su forma dentada genera capacitancias e inductancias adicionales, lo que hace innecesarios elementos externos para aumentar el ancho de banda de las frecuencias que desea recibir o sintonización de la misma.
- Son antenas con un buen rendimiento, económicas de fabricar.

II.5 Geometrías Fractales estudiadas

Entre las geometrías fractales de interés más utilizada en el diseño de antenas se destacan:

- Triangulo de Sierpinski.
- La curva de Koch.
- La curva de Hilbert.

II.5.1 Triangulo de Sierpinski

Es inventada por el matemático polaco Waclaw Sierpinski en 1915. Ha desarrollado también la llamada carpeta, el tetraedro y la esponja de Sierpinski.

Para la construcción de dicho triangulo, Figura 8 se parte de un triangulo equilátero, luego en su interior, se traza otro triángulo equilátero, cuyas puntas, o esquinas, deben coincidir con los puntos medios de cada lado del triángulo mayor. Esta nueva figura tendrá una orientación invertida con respecto a la primera.

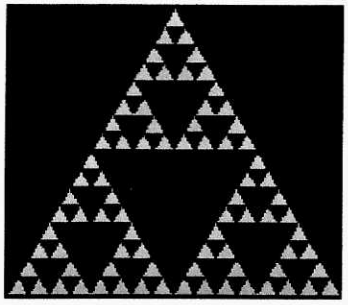


Figura 8: Triangulo de Sierpinski

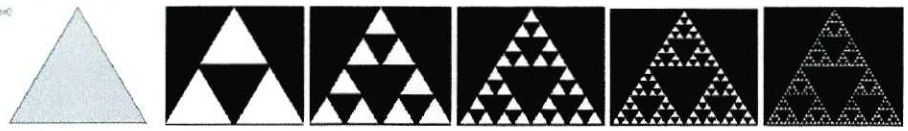
Fuente: (Martínez, 2007)

Se elimina, de la figura ese nuevo triángulo invertido, tal que solamente se conserven los tres triángulos equiláteros menores, estos deben ser similares y se encuentran dentro del triangulo grande. Luego dependiendo de la iteración que se desee, como se puede observar en la Figura 9, se va realizando el mismo procedimiento para cada triángulo pequeño, y así se obtiene el triángulo de Sierpinski.

Se puede notar que al extraer cada triángulo se extrae 1/4 de área, es decir, si A es el área del triángulo inicial, en la primera etapa se extrajo A/2 de área; en la segunda se extrae (1/4)A de

los triángulos resultantes, cada uno de los cuales tiene un cuarto de área del triangulo original; en el tercer paso se extraen nueve triángulos de área (1/4)3 A.

El triángulo de Sierpinski se puede descomponer en tres figuras congruentes. Cada una de ellas con exactamente la mitad de tamaño de la original. Si se dobla el tamaño de una de las partes se recupera el triángulo inicial. El triángulo de Sierpinski está formado por tres copias auto similares de él mismo.



n=0 n=1 n=2 n=3 n=4 n=5

Figura 9: Iteración de un Triangulo de Sierpinski.

Fuente: (Martínez, 2007)

Con este diseño se demostró la posibilidad de construir una posible curva que se "cruzaba" consigo misma en todos sus puntos.

II.5.2 Curva de Koch

Niels Helge Von Koch en 1904, diseño esta curva, partiendo de un segmento inicial igual a L, el segmento inicial se divide en tres partes iguales, la parte central se sustituye por dos segmentos de la misma medida formando un triángulo equilátero con el segmento que hemos quitado.

Cada uno de los segmentos obtenidos mide L/3, así pues la longitud de la curva obtenida es:

$$4.\left(\frac{L}{3}\right) = 4.\left(\frac{L}{3}\right) \qquad (1.15)$$

Cada uno de los segmentos obtenidos de la iteración anterior se vuelve a dividir en tres partes iguales y se procede de la misma manera como se observa en la Figura 10.

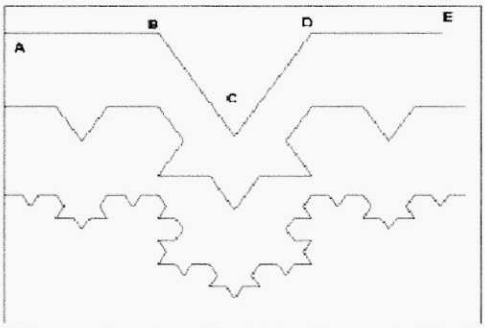


Figura 10: Iteración de la Curva de Koch

Fuente: (Curva de Koch y vacío cuántico, 2006)

Se puede deducir entonces que la longitud de la curva después de n-iteraciones va a ser:

$$(\frac{4}{3})^n . L \tag{1.16}$$

Se puede decir también, que la longitud de la curva Koch es infinita, a medida que crece el número de iteraciones.

Otro fractal ideado por Koch de manera similar a este, es el copo de nieve de Koch se puede ver en la Figura 11, parte de un triangulo equilátero a diferencia de la curva que parte de un segmento.

Figura 11: Iteración Copo de Nieve de Koch

Fuente: (Elaborado por los Autores de este Trabajo)

II.5.3 Curva de Hilbert

Fue diseñado por David Hilbert, a partir de un cuadrado de lado igual a la unidad, este se divide en cuatro partes iguales; se van uniendo los centros de los cuatro cuadrados formados anteriormente. Se vuelve a dividir cada cuadrado en cuatro cuadrados idénticos y unimos de nuevo los centros de todos los cuadrados mediante una sola curva siguiendo un patrón. La curva serpentea comenzando en el cuadrado superior izquierdo y acabando en el cuadrado

superior derecho. Y así sucesivamente se van realizando varias iteraciones; se obtiene la curva de Hilbert como en la Figura 12.

Esta curva tiene la propiedad de ser una curva continua que pasa por todos los puntos del cuadrado.

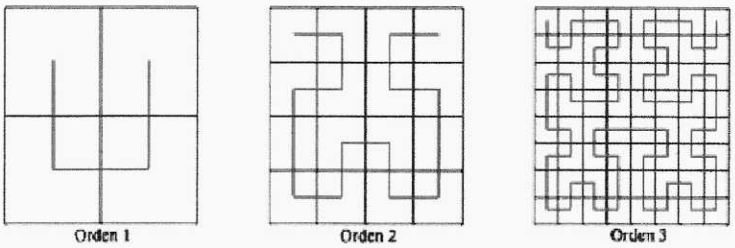


Figura 12: Iteración de la Curva de Hilbert

Fuente: (Luque & Agea)

II.6 Simulador Zeland Fidelity.

Fidelity V 5.27 es un simulador electromagnético basado en el análisis del dominio del tiempo en 3D, con lo cual se resuelve todo lo referente a la distribución de corriente y estructuras multicapas de formas generales. Ha sido utilizado en el diseño de antenas para distintos tipos de sistemas. Es un software que permite obtener el patrón de radiación del montaje que se esté realizando, entre otras herramientas.

II.7 Microwave Studio

Microwave Studio es un software empleado en el diseño y simulación en 3D, de estructuras de altas frecuencias. Se puede hacer el estudio de los campos electromagnéticos, entre otros. Tiene aplicación tanto en el área de las comunicaciones móviles, diseños inalámbricos (Bluetooth), integridad de señales, etc.

II.8 Programa de Diseño AUTOCAD 2004

Autocad es un programa de diseño asistido por computadora, en el que se pueden elaborar entornos en 2D y 3D. Se pueden realizar distintas entidades geométricas sencillas (líneas, puntos, etc.) y posteriormente gracias a las herramientas de diseño elaborar gráficos más

complejos, y se puede extraer posteriormente las coordenadas que van a servir como entrada de datos en Fidelity para comenzar a construir las estructuras.

Básicamente está orientado más que todo al diseño de planos trazados a su correspondiente escala. Se emplean para ellos recursos tales como el color, texturas, distintos tipos de líneas. La extensión del archivo de AutoCAD es *.dwg*. Otra de las extensiones es *.dxf*, la cual permite exportar a otros formatos.

III METODOLOGIA Y DESARROLLO

En este capítulo se exponen el conjunto de actividades, que fueron necesarias realizar, para obtener resultados satisfactorios en el DISEÑO DE ANTENAS FRACTALES PLANAS PARA LA RECEPCIÓN DE TV. Investigación y Documentación tanto de las Antenas en general, Antenas de TV y las Antenas y Geometrías Fractales, Limitación del Alcance del Trabajo Especial de Grado, Investigación del Simulador a utilizar, Familiarización con el Simulador, Autocad como herramienta de dibujo para las Antenas Fractales Básicas y la Antena Diseñada, Simulación de las Antenas Fractales Básicas, Construcción de las Antenas Básicas, Pruebas Experimentales, Simulación de Antena Fractal Diseñada, Construcción y Prueba de la Antena Fractal Diseñada, son las actividades propuestas que forman parte del diseño metodológico.

Se hace mención también del conjunto de pasos seguidos para llevar a cabo dichas actividades, así como los inconvenientes que se presentaron en la ejecución de cada una y sus respectivas soluciones durante el trabajo especial de grado.

III.1 Investigación y Documentación

Para llevar a cabo la Investigación y Documentación, se utilizaron distintas herramientas para obtener y procesar la información.

Se realizo la búsqueda detallada en libros de texto, documentos especializados, páginas web. Se tomaron los aspectos más resaltantes para empezar a condensar toda la información conseguida, y luego poder filtrar y tener la data de manera más estructurada.

Ya teniendo organizada la información de las antenas en general, se procedió a investigar sobre las geometrías fractales existentes, así como también las más utilizadas para elaborar antenas de este tipo. Se indago sobre estudios realizados con anterioridad referentes al tema. Para ello se consulto páginas web, una de ellas la de la IEEE, en donde se encontró documentación con información valiosa del tema en cuestión. En las bibliografías existentes en el país, el tema de antenas fractales es referenciado muy brevemente.

Después de haber obtenido toda la información, se clasifico la información, y se redacto el tomo correspondiente al marco teórico.

III.2 Limitación del Alcance del Trabajo Especial de Grado

Luego de haber investigado, recopilado información y esquematizarla de manera optima, se trazaron las metas definitivas para lograr los objetivos planteados en el trabajo especial de grado, es decir, se fijaron los aspectos esenciales para saber con qué tipo de antena trabajar, las ventajas presentadas y así poder establecer las respectivas limitantes.

III.3 Estudio de los Simuladores y Familiarización con el mismo

Para la simulación de las antenas y la medición de sus parámetros fundamentales se estudio el software de simulación de Antena *Zeland IE3D Fidelity* V.25 y *Microwave Estudio*, escogiendo el Fidelity por ser fácil de manejar, y por las herramientas que proporciona para el diseño y análisis de las antenas.

III.3.1 Familiarización con el Software.

Antes de comenzar a trabajar con el *Zeland IE3D Fidelity*, se intento realizar la construcción de las antenas básicas fractales en otro modulo de dicho software, como lo es el MGRID. Dicho modulo es un tanto complejo de manejar y no posee una interfaz muy amigable a la hora de hacer las estructuras fractales que presentan cierto grado de complejidad, ya que las mismas poseen una gran cantidad de vértices, es decir son formas poligonales bastante complicadas. Tales inconvenientes hicieron tomar el *Fidelity* como modulo para la elaboración en el simulador de dichas antenas.

Se busco luego un ejemplo en la web que sirviera de ayuda para saber cómo se maneja el modulo de *Fidelity* en general, es decir, ver como se prefijaban los parámetros básicos en cuanto a capas conductoras, de dieléctrico, de aire, etc., también como se van introduciendo los datos y que otro aspectos a considerar a la hora de empezar a introducir los datos de los vértices que unidos componen las estructuras fractales.

Para empezar el trabajo con el *Fidelity Workshop* ya a profundidad, se escogió primeramente el tipo de proyecto a realizar como se puede observar en la Figura 13, la ventana del programa.

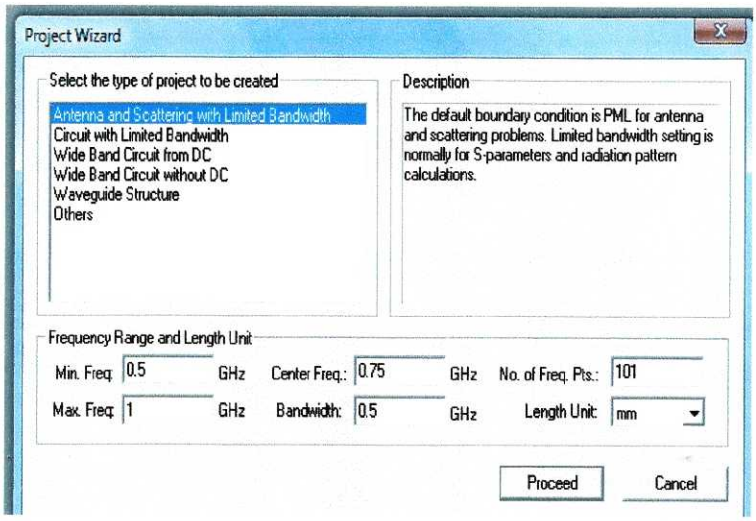


Figura 13: Escogencia del Tipo de Proyecto a Realizar
Fuente: (Elaborado por los Autores de este Trabajo)

Para el caso del Diseño de Antenas Fractales para la Recepción de TV, se utilizo la primera opción de la lista correspondiente a *Antenna and Scattering with Limited Bandwidth*, dejándose los valores que se encontraban en la parte inferior correspondientes a mínima frecuencia, máxima frecuencia, frecuencia central, ancho de banda, número de puntos de frecuencia y unidad de medida como predeterminados.

III.3.1.1 Ajuste de Parámetros Básicos

Luego se procedió a realizar el ajuste de los parámetros básicos como se muestra en la Figura 14. Se ajusto inicialmente todo lo correspondiente a las distintas capas o substratos que se iban a utilizar a la hora de hacer la estructura correspondiente al trabajo especial de grado.

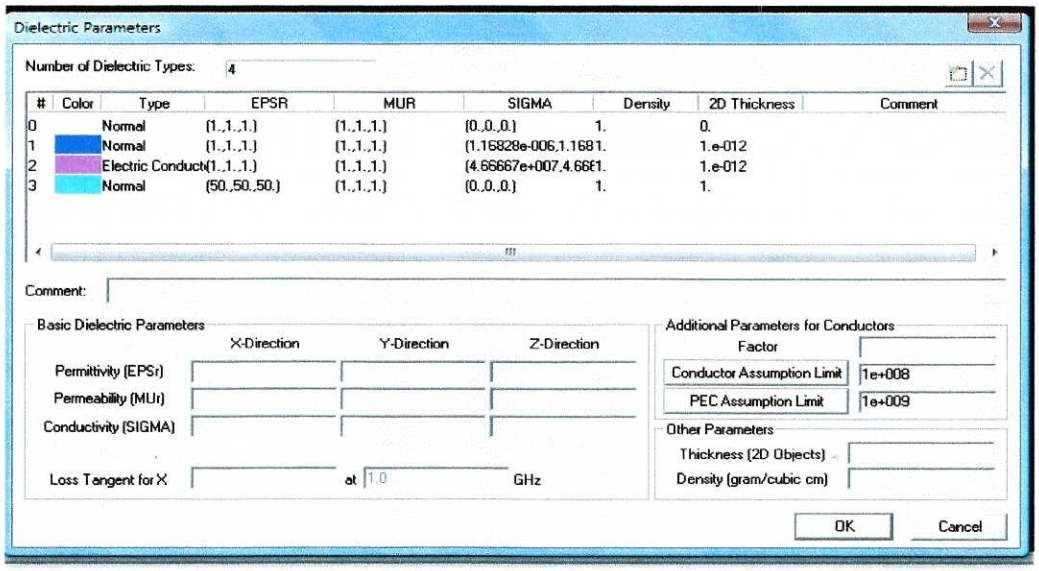


Figura 14: Modificación de Parámetros para los Substratos en el Módulo FidelityWorkshop
Fuente: (Elaborado por los Autores de este Trabajo)

Permitividad, Permeabilidad, Conductividad, Tangente de perdida fueron los parámetros ajustados para cada substrato, en los planos X,Y y Z, que es en los que se encuentra definida la estructura en su totalidad. En el caso del dieléctrico el valor de la conductividad fijado corresponde a 1.16828×10^{-6} , en el conductor 4.66667×10^{7} , en la baquelita 0.

III.3.1.2 Forma de Inserción del Objeto ThreeObjects

Para armar las estructuras de las antenas con las que se trabajo en este trabajo especial de grado se utilizo el parámetro ThreeObjects, seleccionándolo de la lista ubicada en la parte superior izquierda mostrada en la figura que se presenta a continuación en la Figura 15.

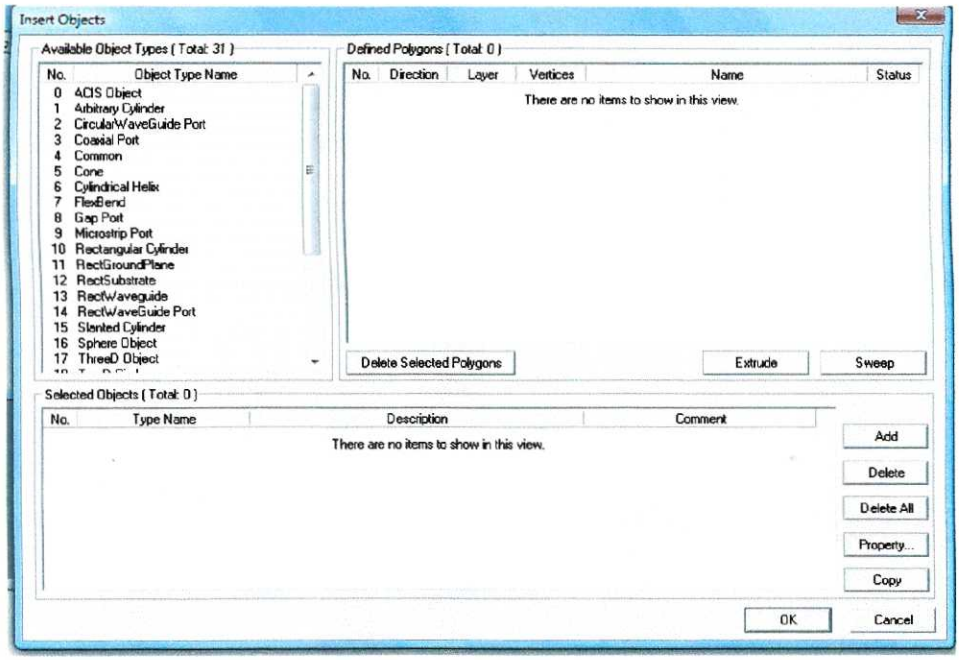


Figura 15: Selección del Tipo de Objeto a Insertar
Fuente: (Elaborado por los Autores de este Trabajo)

El resto de los objetos que se encuentran en la lista, corresponden a figuras ya preestablecidas a las que solo hay fijar los valores para conseguir el tamaño deseado.

El *ThreedObject* permite construir la estructura paso a paso, en el caso de las Antenas fractales básicas, primeramente se definió el grosor de las antenas o la dirección de las mismas en el eje X, estableciendo el valor entre -0.5 y 0.5. Dicho valor representa un aproximado del grosor del cobre en la baquelita con capa del mismo material. Posteriormente se definieron dos capas en los planos restantes Y y Z a pesar de que el grosor de la baquelita es bastante pequeño. En dichas capas, se empezaron a introducir los vértices de la estructura que fueron obtenidos previamente a través del Programa Autocad, cuando se realizo el diseño de las mismas en dicho software. También se ajusta el tipo de substrato en el que se está construyendo en la lista desplegable (*Dielectric Type*) de la parte superior de la Figura 16, que se muestra a continuación.

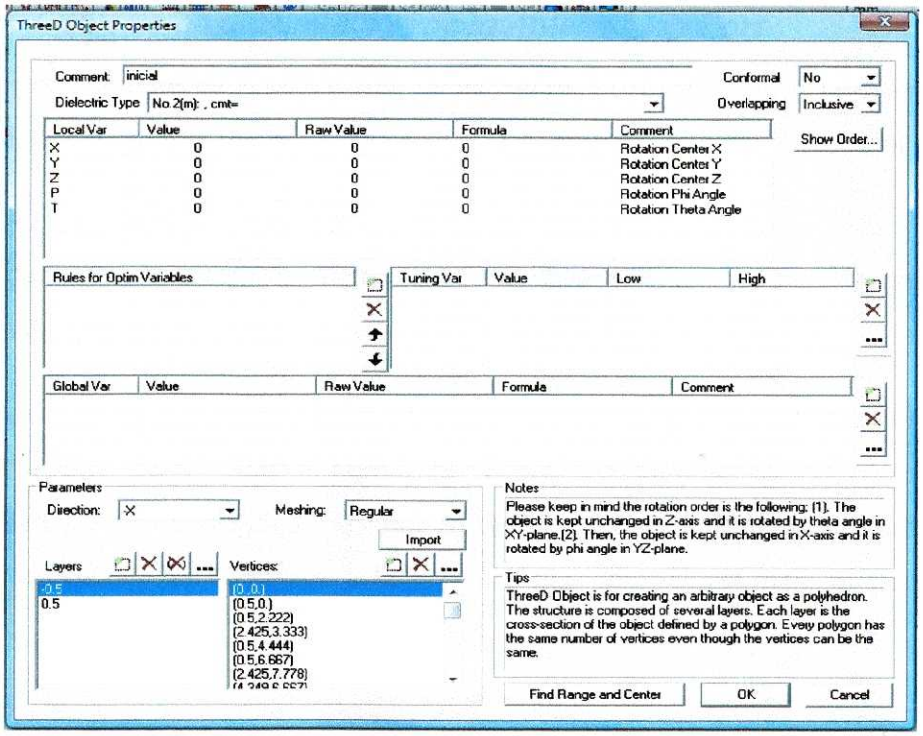


Figura 16: Creación de la Estructura de la Antena
Fuente: (Elaborado por los Autores de este Trabajo)

Una vez introducidos las coordenadas para ambos planos (Tanto el X positivo, como el X negativo) quedo construida la estructura. Para verla basta con buscar en la barra superior del Fidelity la Opción *View*, luego *3D Outline View* y aparece la estructura, como se puede apreciar en la Figura 17.

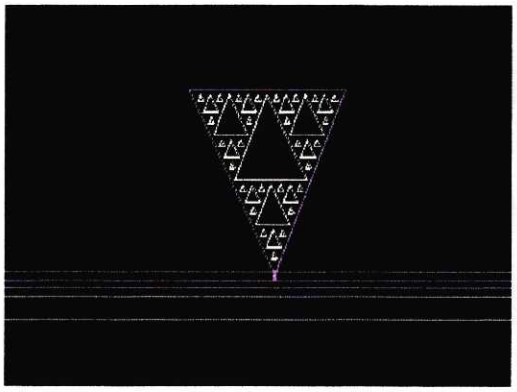


Figura 17: Imagen del 3D Outline View del Triangulo de Sierpinski
Fuente: (Elaborado por los Autores de ese Trabajo)

III.3.1.3 Puerto de alimentación de la Antena Gap Port

Otro de los objetos encontrados en la lista inicial de inserción, es el Gap Port, el cual se utilizo en para la creación del puerto de alimentación de las antenas que se elaboraron en el simulador.

Proporciona la excitación a la antena, mediante la diferencia de potencial producida entre el y la antena en el que fue colocado.

En la Figura 18 que se muestra a continuación, se encuentran todos los parámetros a fijar para construir el puerto que tiene forma cilíndrica. Entre los parámetros se encuentran: coordenadas espaciales, radio y longitud. Hay que tomar en cuenta las dimensiones del plano de tierra y de la estructura de la antena a la hora de fijar los valores para el puerto de alimentación.

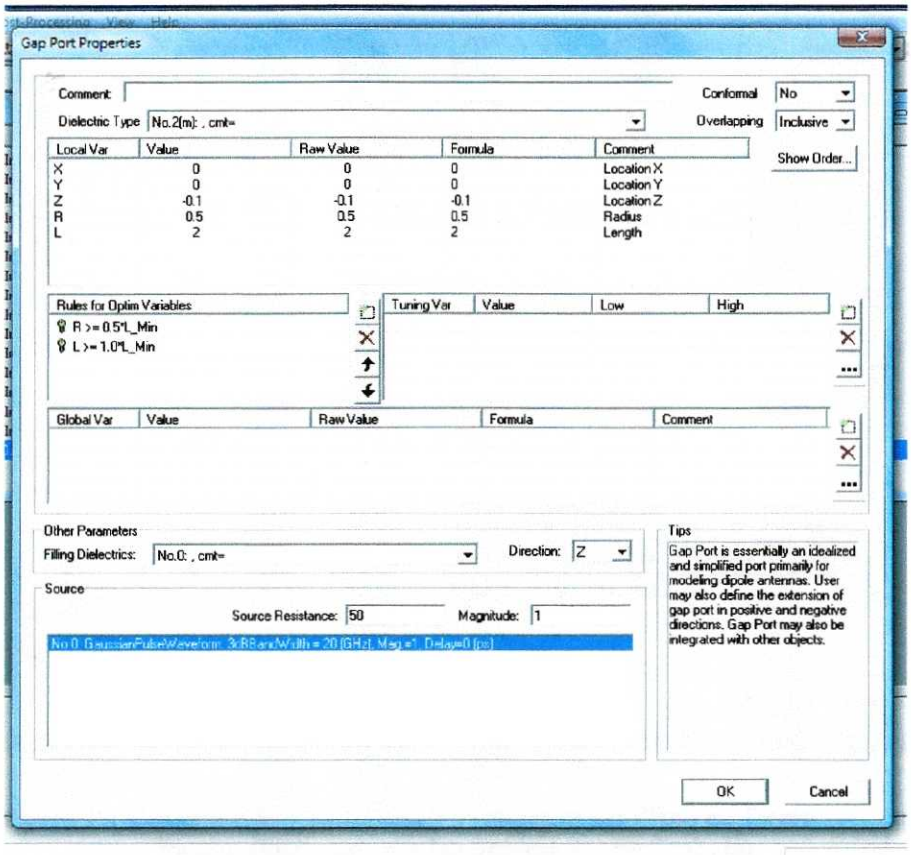


Figura 18: Establecimiento de los parámetros del Gap Port
Fuente: (Elaborado por los Autores de este Trabajo)

Para las antenas de tipo dipolo o monopolo, por lo general se utiliza este tipo de puerto.

El pulso de excitación utilizado fue un pulso gaussiano de 20 GHz de ancho de banda y de magnitud unitaria.

III.3.1.4 Plano de Tierra RectGroundPlane

Con esta opción se inserta un plano de tierra finito, el cual se utiliza para cada una de las estructuras simuladas. Dicho plano es la representación en el simulador de un plano de tierra real utilizado en el laboratorio a la hora de realizar las mediciones de las antenas. Las dimensiones del plano se fijan en la Figura 19 que se muestra a continuación.

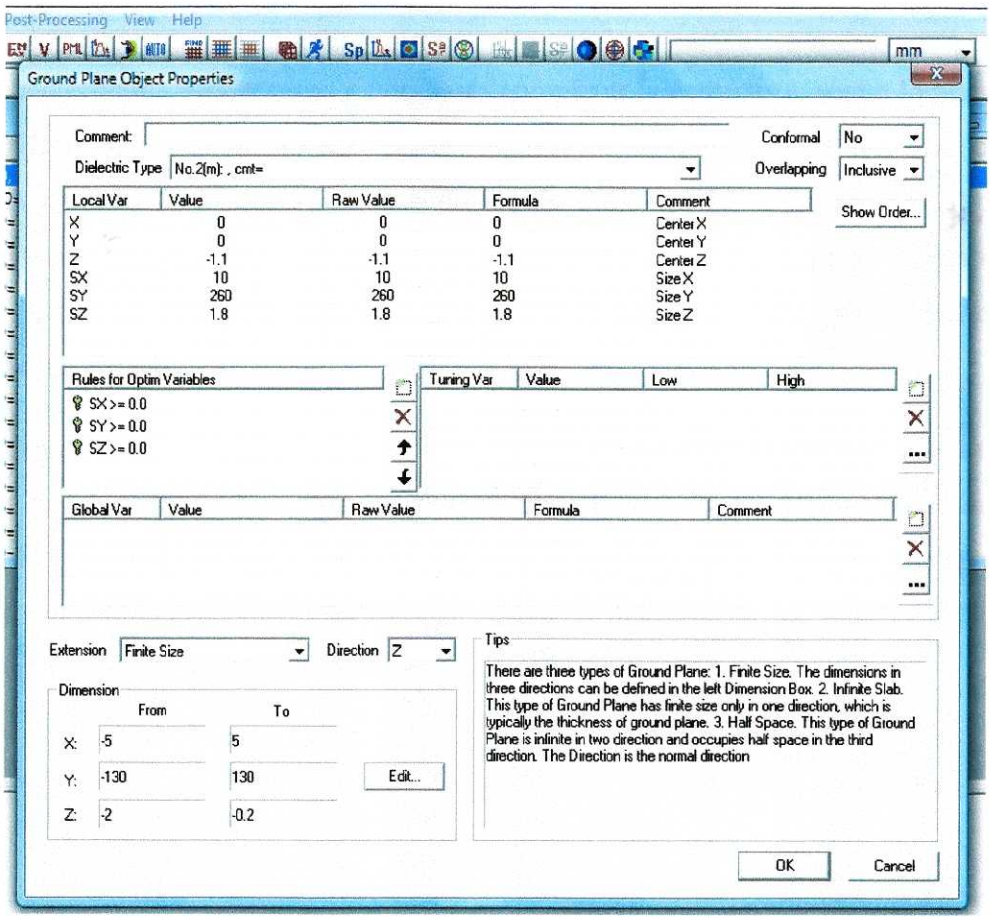


Figura 19: Construcción y ajuste de los parámetros del Plano de Tierra
Fuente: (Elaborado por los Autores de este Trabajo)

III.4 Simulación de las Antenas Fractales Básicas

Una vez conocidos todos los parámetros para construir las estructuras y/o modificarlas en el *fidelityworkshop,* se procedió a la realización en Autocad de las antenas fractales básicas partiendo de los modelos Sierpinski y Koch documentados en los anexos 1 y 2, ya dimensionados, para la posterior obtención de los vértices a ser utilizados en el modulo *fidelity* (Los vértices Obtenidos para cada caso en particular se muestran en la sección de Apéndices A, B. Una vez obtenidos los vértices, se abrió el modulo *fidelity*, de acuerdo a lo planteado en el punto III.3.1.1 sobre el tipo de substrato a utilizar, la manera de insertar los vértices, entre otros, primeramente se utilizo como substratos , espacio libre y conductor (cobre) inicialmente.

Luego se introdujeron los vértices uno a uno hasta completar la estructura, según lo planteado en el tópico III.3.1.2, comenzando por el vértice inferior izquierdo hasta terminar con el vértice inferior derecho y partiendo de que el puerto de alimentación o *gap port* es el origen del sistema de coordenadas. Se trabajo con el plano de tierra y el puerto de alimentación utilizados en la fase de familiarización con el simulador (ambos se mantuvieron durante el trabajo especial de grado).

Al tener la estructura armada, se procedió a la parte de simulación en sí, en donde se escogió en el recuadro de *simulation setup* como se muestra en la Figura 20, los parámetros a obtener, tales como el Patrón de Radiación y los Parámetros S. El resto de los parámetros que aparecen no se variaron por ser los más convenientes.

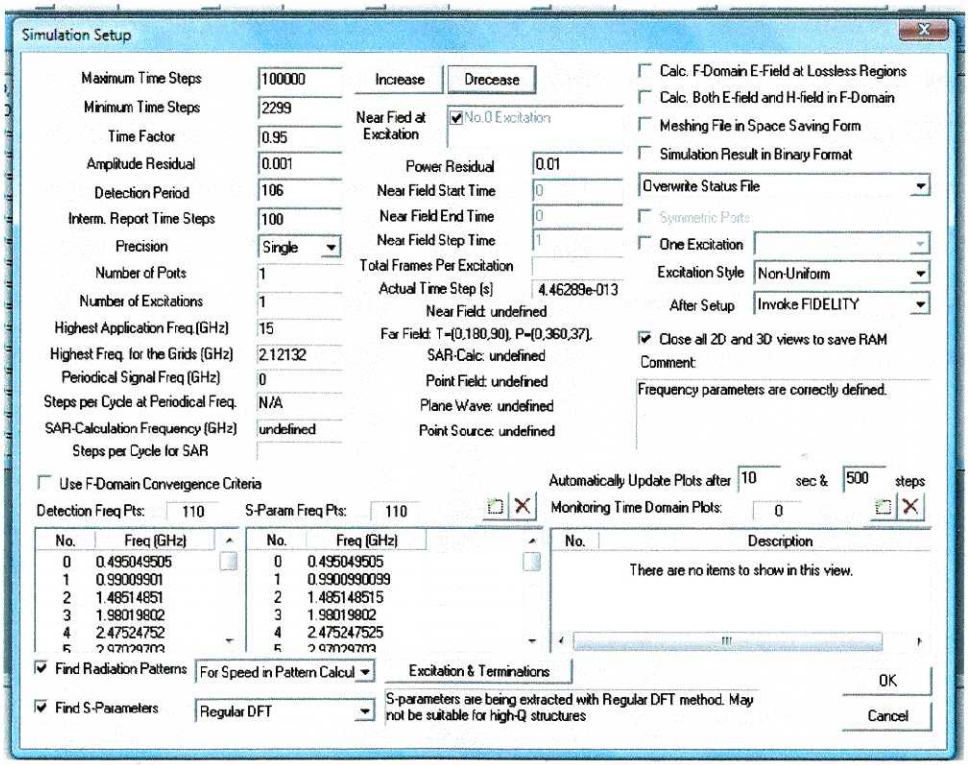


Figura 20: Vista del *Simulation Setup*
Fuente: (Elaborado por los Autores de este Trabajo)

La lista que aparece en la parte inferior derecha del *Simulation Setup*, corresponde a cada una de las frecuencias que aparecerán luego en los gráficos correspondientes al patrón de radiación, generados por el Software.

En la parte superior izquierda, se observa el número mínimo de iteraciones que debería realizar el Software para alcanzar la convergencia del método FDTD (2299). Es posible modificar este valor para obtener gráficos en donde las curvas sean más exactas y fáciles de analizar. La simulación se detendrá cuando se alcance la convergencia el método, todo dependiendo del número de iteraciones que se hayan introducido.

FDTD es el Método de las Diferencias Finitas en el Dominio del tiempo, el cual consiste en que las ecuaciones de Maxwell en su forma diferencial y parcial son modificadas en ecuaciones de diferencias y discretizadas, hallándose posteriormente el campo eléctrico en un instante de tiempo dado y el campo magnético en el siguiente instante de tiempo. Es un proceso iterativo.

Una vez ajustados los parámetros se selecciono *Ok* en la ventana de *Simulation Setup*. Aparece un mensaje de *Automeshing* que corresponde al mallado de la figura, que no es más que una especie de cuadricula, en donde a cada cuadro el simulador aplica el método FDTD. Luego empieza el proceso de simulación. En algunos casos se presentan inconvenientes en este paso, por lo que hay que recurrir al ajuste del dominio del tiempo en el simulador, en la parte de *Pre-Processing* (Pre-Procesado), *Optimize Meshing*, y aparece la ventana de *Layout and Boundaries* como aparece en la Figura 21. Otra manera, es *Parameters,* y luego aparece dicha opción.

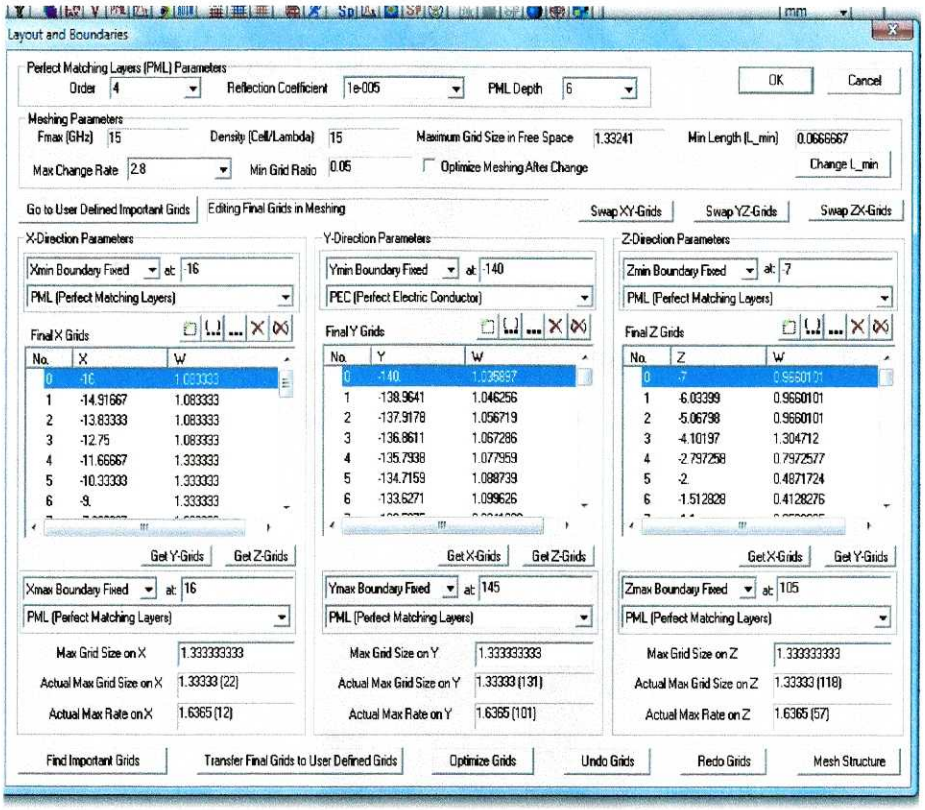


Figura 21: Layout and Boundaries. Optimización del Mesh

Fuente: (Elaborado por los Autores de este Trabajo)

Una vez aquí, se modifico tanto el límite del plano X (el de dirección de la antena), en la opción *Xmax Boundary Fixed* , como el de los otros dos planos, probando hasta conseguir un *mesh* adecuado, como el de la Figura 22 a continuación .

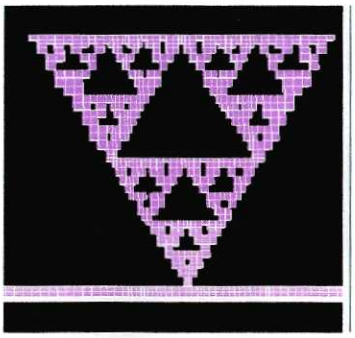


Figura 22: Triangulo de Sierpinski cuarta iteración con mesh
Fuente: (Elaborado por los Autores de este Trabajo)

Para obtener la vista de la Figura 22, basta con ir a la parte de *View 3D Meshed View*.

Al finalizar la simulación se obtiene los gráficos correspondientes al parámetro S_{11} y al patrón de radiación, de las antenas simuladas que se pueden visualizar en el Capítulo IV.

Las Antenas Básicas Simuladas, fueron:

Sierpinski Cuarta Iteración vista en la sección III.3.1.2, Sierpinski Tercera Iteración tal como la Figura 23, Koch Segunda Iteración en la Figura 24 y Koch Tercera Iteración se puede observar en la Figura 25.

Figura 23: Sierpinski Tercera Iteración
Fuente: (Realizado por los Autores de este Trabajo)

Figura 24: Koch Segunda Iteración
Fuente: (Elaborado por los Autores de este Trabajo)

Figura 25: Tercera Iteración
Fuente: (Elaborado por los autores de este trabajo)

La parte rosada con la que están bordeadas las estructuras corresponde al substrato conductor; en el caso del triangulo de Sierpinski adicional contiene en la parte interna unos triángulos bordeados de blanco en representación del medio vacío.

Como la construcción de las antenas se realizaría en placas de baquelita recubiertas por uno de sus lados con una capa de cobre, se realizo la simulación del fractal de Sierpinski y de Koch con un plano que hiciese las veces de la baquelita que está marcado de azul tal y como se muestra en la Figura 26.

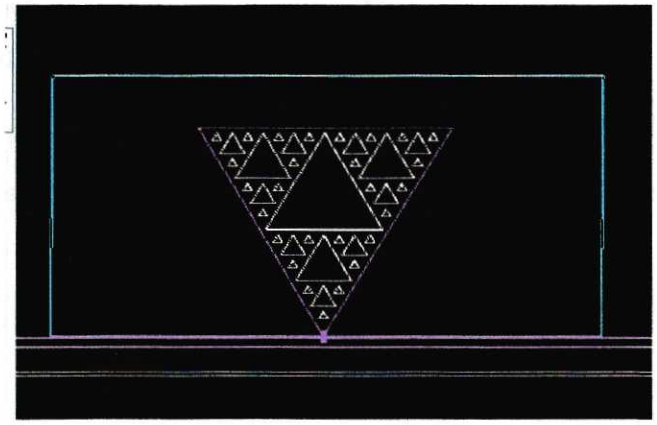


Figura 26: Ejemplo del Plano Representativo de la Baquelita en el Fractal Sierpinski
Fuente: (Elaborado por los Autores de este Trabajo)

Para colocar este plano, se tuvo que recurrir a insertar un nuevo substrato tal y como se muestra en la Sección III.3.1.1, y posteriormente a través de la opción *ThreeObjects* mencionada en la Sección III.3.1.2 seleccionar el substrato y luego introducir los vértices para armar dicha estructura.

III.5 Construcción de las Antenas Fractales Básicas

Una vez obtenidos los resultados de las simulaciones, se recurrió a la compra de los materiales necesarios para la construcción de las antenas en establecimientos dedicados a la venta de componentes electrónicos y afines. Entre los materiales a utilizar cabe destacar:

- Laminas de Baquelita de diferentes tamaños (3 mm de grosor). 1 mm aproximadamente corresponde a la placa de cobre que recubre uno de los lados.
- Papel Transfer.
- Cloruro Férrico

Se imprimió a full tinta desde Autocad la estructura de las antenas que se había hecho con anterioridad, para tenerlas a escala real. Luego se recorto cada una, y se hizo una fotocopia común del diseño utilizando el papel transfer y una fotocopiadora laser para lograr mayor adherencia de tinta al papel especial.

Para aprovechar al máximo el espacio de las baquelitas, fue necesario en algunos casos cortar la placa. Se utilizo para ello un dremel. Posteriormente, con una brocha especial metálica del

dremel se paso suavemente y en forma circular a la parte de cobre para eliminar las imperfecciones de la misma y las impurezas que pudiese tener.

Teniendo la placa ya lista y el recorte de la estructura de la antena en el papel transfer, se coloca dicho papel con el toner sobre el lado de la placa que contiene el cobre, fijándolo con una tira de cinta adhesiva para evitar que se mueva.

Con una plancha muy caliente, hay que planchar aproximadamente un minuto la placa para que el toner del papel se transfiera al cobre, luego hay que colocarlo en un envase con agua (no menos de 10 minutos) para humedecer el papel como en la Figura 27 y evitar con esto que el toner se despegue y el papel se encoja al enfriarse.

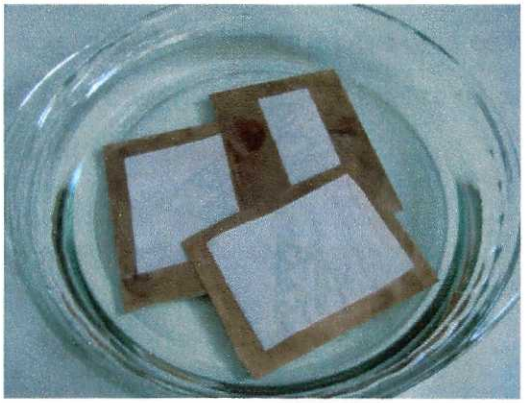


Figura 27: Placa Sumergida en agua con el papel transfer y el toner adheridos
Fuente: (Elaborada por los Autores de este Trabajo)

Después que el papel este bien remojado, hay que frotar con cuidado con los dedos debajo del agua para ir desprendiendo el papel. En ese momento deben verse las fibras del papel transfer adheridas al toner en la placa.

El paso final, sumergir la placa preferiblemente en posición vertical en Cloruro Férrico vertido en un envase plástico (no pueden utilizarse instrumentos metálicos, ya que se alteraría el proceso de grabación). A través de reacciones químicas el cloruro actúa eliminando todo el cobre que no está cubierto con el toner adherido con papel transfer tal como se muestra en la Figura 28.

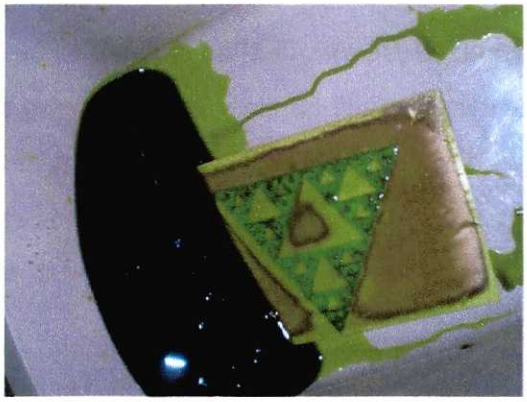


Figura 28: Placa Sumergida en Cloruro Férrico
(Fuente: (Elaborado por los Autores de este Trabajo)

Una vez que queda solamente la parte cubierta con la forma deseada, se saca la placa del cloruro férrico y se mete en agua para limpiarla y pasar una esponja metálica o una esponja normal suavemente para quitar el toner y solo dejar el cobre tal como se muestra en la Figura 29, al retirar la tinta la antena está terminada.

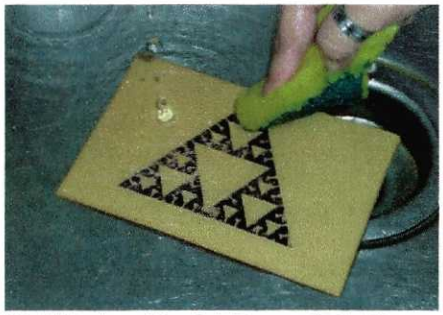


Figura 29: Eliminación del Toner de la Placa ya con la Estructura Grabada
Fuente: (Elaborado por los Autores de este Trabajo)

Cabe acotar que estos pasos se siguieron para la realización de todas las antenas utilizadas en el trabajo especial de grado.

III.6 Pruebas Experimentales de las Antenas Fractales Básicas

Una vez elaboradas las antenas fractales básicas, se procedió a realizar con ellas las pruebas experimentales.

III.6.1 Equipos Utilizados

El osciloscopio como el que se muestra en la Figura 30, es un instrumento que recibe la onda reflejada e incidente que proviene del Puente de Reflectometria (*Reflectometer Bridge)*, que es otro equipo a utilizar en las mediciones, y que se describirá posteriormente. Las ondas son recibidas a través de las entradas A y B respectivamente. El osciloscopio recibe como entrada el *sweep out* proveniente del generador de onda sinusoidal con controles de barrido y la entrada del modulado.

Figura 30: Osciloscopio
Fuente: (Elaborado por los Autores de este Trabajo)

El Puente de Reflectometria o *Reflectometer Bridge* (Hewlett-Packard, modelo 11666 A. Rango: 0.04 GHz - 18 GHz), se muestra en la Figura 31, es un instrumento que traslada la onda reflejada y la onda incidente al osciloscopio, para obtener posteriormente el coeficiente de reflexión. Dos de las salidas van conectadas mediante cables directamente al osciloscopio. Otra salida va conectada al plano de tierra, y otra al modulador.

Figura 31*: Reflectometer Bridge*
Fuente: (Elaborado por los Autores de este Trabajo)

El modulador como el que se muestra en la siguiente Figura 32 (Hewlett-Packard, modelo 11665B. Rango: 0.015 GHz - 18 GHz), se encarga de demodular y modular las señales que van al osciloscopio, y la señal que sale del generador de onda sinusoidal con controles de barrido. La entrada del modulador es la proporcionada por la salida RF variable del oscilador, que no es más que una onda sinusoidal.

La salida va directamente al puente de reflectometria. La otra salida del modulador va conectada a la entrada *modulator drive* del osciloscopio, con la finalidad de detectar la envolvente proveniente del *reflectometer bridge*.

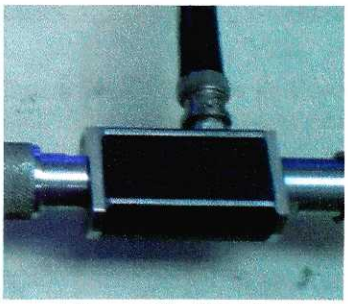


Figura 32: Modulador
Fuente: (Elaborado por los Autores de este Trabajo)

El generador de onda sinusoidal con controles de barrido de la Figura 33 (modelo 8620A de Hewlett-Packard) o *sweep oscillator* es el encargado de proporcionar el rango de frecuencias que se desea aplicar a la antena que se esté probando en un momento determinado. El rango de frecuencia de los generadores utilizados para hacer las pruebas en el laboratorio fueron de 10 Mhz a 1300 MHz, 1,8 GHz a 4,2 GHz y 5,9 GHz a 9 GHz.

Figura 33: Generador de Onda Sinusoidal
Fuente: (Elaborado por los Autores de este Trabajo)

El Analizador de espectro de la Figura 34, es instrumento que se utiliza para medir las componentes espectrales de las señales sin importar su naturaleza. En el eje vertical se encuentra la escala logarítmica en dB que representa las componentes espectrales, y en la horizontal la frecuencia.

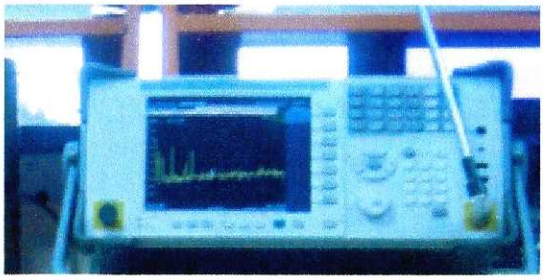


Figura 34: Analizador de Espectro
Fuente: (Elaborado por los Autores de este Trabajo)

Antes de realizar cualquier montaje, se procedió a la calibración de los equipos con un corto como el que se muestra en la Figura 35, para ajustar la referencia y poder realizar la medición.

Figura 35: Corto para la Calibración de los Equipos
Fuente: (Realizado por los Autores de este Trabajo)

En la Figura 36 se puede observar el montaje completo realizado con los equipos mencionados anteriormente, y el plano de tierra utilizado. La colocación de las antenas en dicho plano, se hizo directamente sobre él a través de soldadura, ya que el mismo contiene el puerto de alimentación. Dicho paso se llevo a cabo con sumo cuidado y minuciosidad, debido a que no

se contaban con suficientes puertos de alimentación para cada una de las antenas en cuestión, además el puerto está siendo utilizado para otros experimentos en el laboratorio.

Se trabajo con dos planos de tierra uno de pequeño de dimensiones 50x50 cm como el de la Figura 36 y otro de 1,20x1,20 m como se muestra en la Figura 37, con la finalidad de ver como afectaban dichas estructuras en la respuesta de las antenas.

Figura 36: Montaje con plano de tierra grande
Fuente: (Elaborado por los Autores de este Trabajo)

Figura 37: Montaje con Plano de Tierra Pequeño
Fuente: (Elaborado por los Autores de este Trabajo)

III.6.2 Mediciones y Cálculos

Después de realizado el montaje tanto para el caso de Sierpinski como para Koch, se efectuó la medición de las antenas, obteniendo las frecuencias de resonancia con ayuda del generador de onda (ajustando la escala del mismo dependiendo de la banda en la que se esté trabajando) y con el osciloscopio. Para verificar estos resultados se utilizo también el analizador de espectro. Para las frecuencias con un pico máximo de resonancia se busco la mínima frecuencia y la máxima, para poder calcular el ancho de banda basándose en la ecuación 1.3

del Capítulo II. Los datos obtenidos fueron colocados en tablas que se muestran en el Capítulo IV.

III.7 Diseño, Construcción y Prueba de las Antenas Diseñadas

Una vez, analizado el comportamiento, propiedades, de las antenas fractales básicas de Sierpinski y Koch, se procedió al diseño en Autocad de las nuevas antenas, más grandes que las anteriores, y con un mayor recorrido externo haciendo aberturas en cada uno de los vértices en el caso de Sierpinski. Se fue incrementando el tamaño del triangulo externo y por consiguiente los mas internos. La variación partió de 4,5 cm de lado (triangulo inicial estudiado) hasta 10 cm de lado, pasando por puntos intermedios que se mencionaran más adelante en la parte de resultados. También se vario en el numero de iteraciones combinando, por ejemplo, para el caso de dos iteraciones, los triángulos involucrados en estas todos con abertura, para el caso de tres iteraciones, los triángulos involucrados con aberturas, para el caso de 4 iteraciones, los triángulos hasta la tercera iteración abiertos y los de la cuarta cerrados, los triángulos de la tercera iteración y algunos de la cuarta con abertura, y así sucesivamente. Para el caso de Koch, solo se realizaron variaciones en cuanto al tamaño de la tercera iteración.

Luego, siguiendo los pasos de la sección III.4 se procedió a la construcción de dichas antenas.

Una vez construidas, se procedió a la fase de prueba, según lo indicado en la sección III.5.1, utilizando el plano de tierra más grande y el generador de onda comprendido entre 10 MHz y 1300 Mhz., ya que se estaban buscando resonancias en la banda de TV UHF.

Con los valores de resonancia medidos en las antenas diseñadas, y las frecuencias mínimas y máximas obtenidas para cada caso, se calculo la longitud de onda correspondiente a dicha antena a través de la ecuación 1.1, vista en el Capítulo II, con la finalidad de tener una idea de las longitudes de onda que eran capaces de manejar.

III.8 Simulación de la Antena Fractal Diseñada para la Recepción de TV

Según los resultados obtenidos por la prueba de cada una de las antenas diseñadas, se hicieron los análisis respectivos, y se tomo el modelo que más se adaptaba a los requerimientos planteados en los objetivos de este trabajo especial de grado para realizar su simulación.

Para la simulación de la antena fractal diseñada, se obtuvieron los vértices en Autocad que se pueden observar en el Apéndice C. Se introdujeron dichos vértices para la elaboración del modelo de la antena en el IE3D Fidelity, se ajustaron los parámetros necesarios mencionados anteriormente y luego se realizo la simulación.

IV RESULTADOS

En este Capítulo se presentan todos los resultados obtenidos durante la elaboración del Trabajo Especial de Grado.

IV.1 Simulación de antena basado en el Modelo de la Curva de Koch

Se simuló la antena de Koch, de tercera iteración, documentada en el anexo 1, con la finalidad de analizar y comparar el comportamiento de dicha antena, los resultados obtenidos se presentan a continuación.

En cuanto al parámetro S_{11} expresados en dB versus frecuencia de la Figura 38, los valores obtenidos por debajo de los - 10 dB, corresponden a aquellos donde la antena se encuentra en resonancia; los picos de máxima resonancia observados en la Figura 38, se expresan en la siguiente Tabla 3.

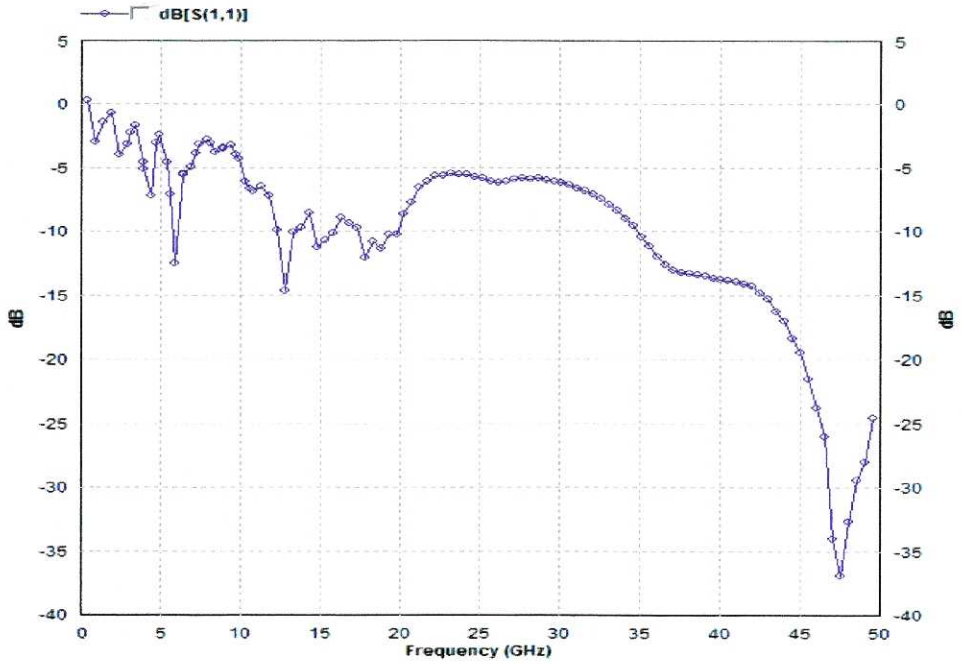


Figura 38: Parámetro S_{11} en dB Vs Frecuencia, para la Simulación de Antena de Koch Tercera Iteración
Fuente: (Realizado por los Autores de este Trabajo)

Frecuencia de Resonancia (GHz)	S_{11} (dB)
6	-13
12,8	-14
14,9	-11
16	-12
47,5	-37

Tabla 3: Picos máximos de resonancia para la simulación de Koch Tercera Iteración
Fuente: (Elaborado por los autores de este trabajo)

Al realizar la comparación de dichos valores con los presentados en el anexo 1, la frecuencia de resonancia de dicha antena es de 745,3 MHz; no se pudo corroborar la veracidad de dicho valor, por inconvenientes presentados con las frecuencias manejadas por el simulador inferiores a 1 GHz, dicha limitación se corroboro con la simulación de la antena de Koch de segunda iteración que se observa en el Apéndice E, documentada de igual forma en el anexo 1, con una frecuencia de 835,2 MHz, no siendo posible la visualización de dicho valor, ni de valores cercanos por tal limitación. Esto se debe al método numérico utilizado por el simulador, al dividir el espacio y la estructura de la antena en segmentos asociados a las longitudes de onda; al ser estas frecuencias más pequeñas a 1GHz, las longitudes de ondas asociadas serán mayores y el número de segmentos está limitado, y restringe las dimensiones espaciales sobre las que realiza el computo. Al bajar la frecuencia la zona de campo cercano es mayor, superando el numero de segmentos disponibles espacialmente.

La Figura 39 arrojada por el simulador, es otra forma de leer la respuesta en frecuencia de la antena , pero en función del VSWR como se muestra en la Figura 38, ahora los valores considerados serán los puntos que se encuentren en el intervalo entre $1<VSWR<2$, al considerar las transformaciones de las ecuaciones (1.12) y (1.14), que dan como resultado los mismo valores expresados anteriormente en la Tabla 3.

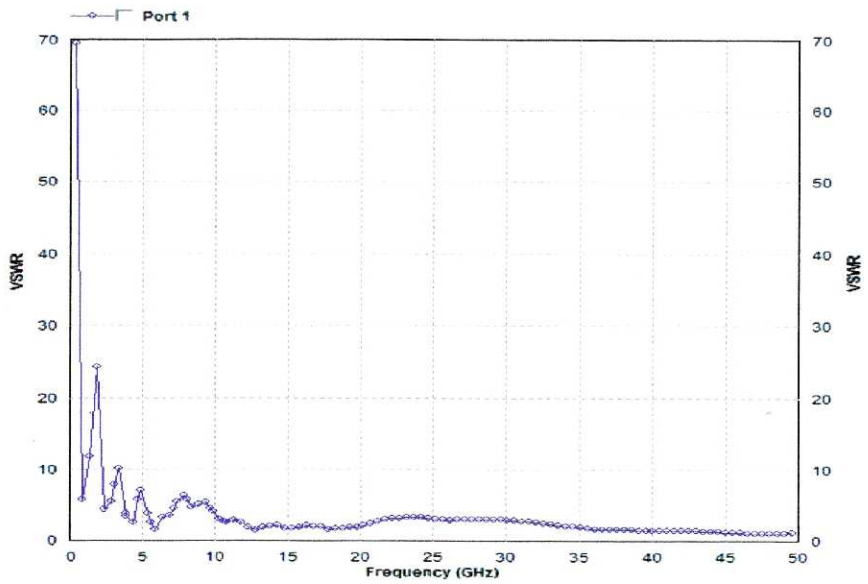


Figura 39: VSWR Vs Frecuencia, para la Simulación de la Antena de Koch Tercera Iteración
Fuente: (Realizado por los Autores de este Trabajo)

Se presentaron inconvenientes con el software, al querer calcular el patrón de radiación de las antenas, esto por efecto de lo pesado de los cálculos que se realizan para el procesamiento del mismo; no arrojo resultados.

IV.2 Simulación de antena basada en el Modelo del Triangulo de Sierpinski

Se simulo una antena basada en el modelo de Triangulo de Sierpinski con cuatro iteraciones, documentada en el anexo 2. A continuación se muestran las gráficas correspondientes a la simulación en *IE3D Fidelity*.

Con respecto al parámetro S_{11} expresado en dB versus frecuencia de la siguiente Figura 40, los valores obtenidos por debajo de los - 10 dB, son los valores donde la antena se encuentra en resonancia, solo se tomaran aquellos valores comparables con el rango comprendido entre los 0 GHz y 10 GHz, con el objeto de poder compararlos con el anexo 2 documentado. Los picos de frecuencia máxima observados en este rango para esta antena se pueden observar en la siguiente Tabla 4.

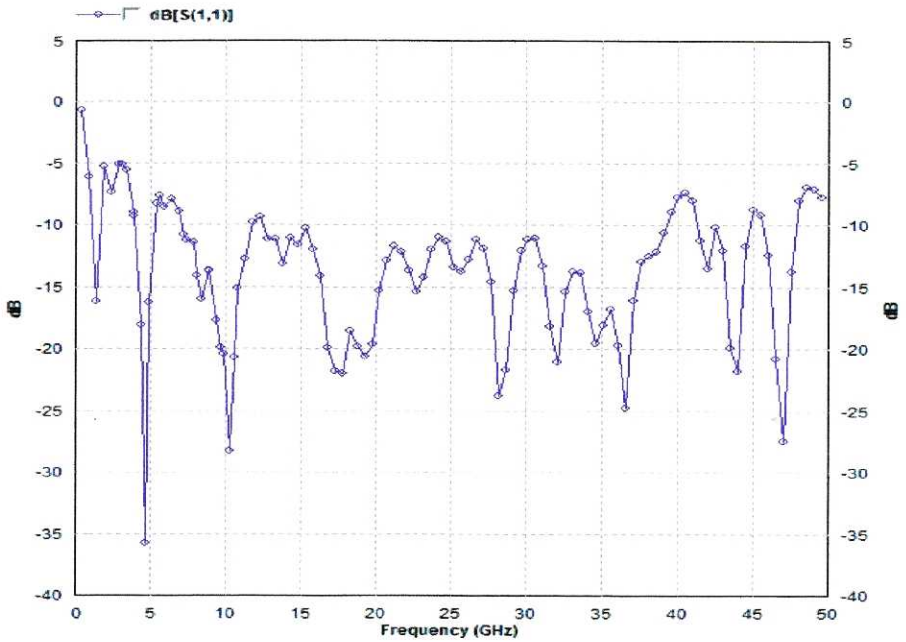


Figura 40: Parámetro S_{11} Vs Frecuencia, Para la Simulación de Sierpinski Cuarta Iteración
Fuente: (Elaborado por los Autores de este Trabajo)

Frecuencia de Resonancia (GHz)	dB
2	-17
4,9	-36
10,5	-27

Tabla 4: Picos de Frecuencia de Resonancia Máxima, Simulación de Triangulo de Sierpinski cuarta Iteración
Fuente: (Elaborado por los Autores de este Trabajo)

Al comparar los valores obtenidos de la simulación recopilados en la Tabla 4, con los valores de frecuencia expresados en el anexo 2, los valores donde resuena dicha antena son: 1,52 GHz, 3,23 GHz, 5,49GHz y 9GHz; se puede apreciar, que si bien no son exactamente iguales, se aproximan; además no se pudo observar una de las frecuencias citadas en el anexo 2, por

aproximaciones del método utilizado por el simulador que se encuentra por debajo, asociado al acoplamiento de la impedancias.

El resultado arrojado por el simulador en la Figura 41, representa de igual forma la respuesta en frecuencia de la antena, como en la Figura 40, pero está expresado en función del VSWR, tomando en consideración aquellos valores que se encuentran comprendidos en el intervalo de 1<VSWR<2, al transformar estos valores por medio de las ecuaciones (1.10) y (1.12) se obtendrán los mismos valores expresados en la Tabla 4 anteriormente.

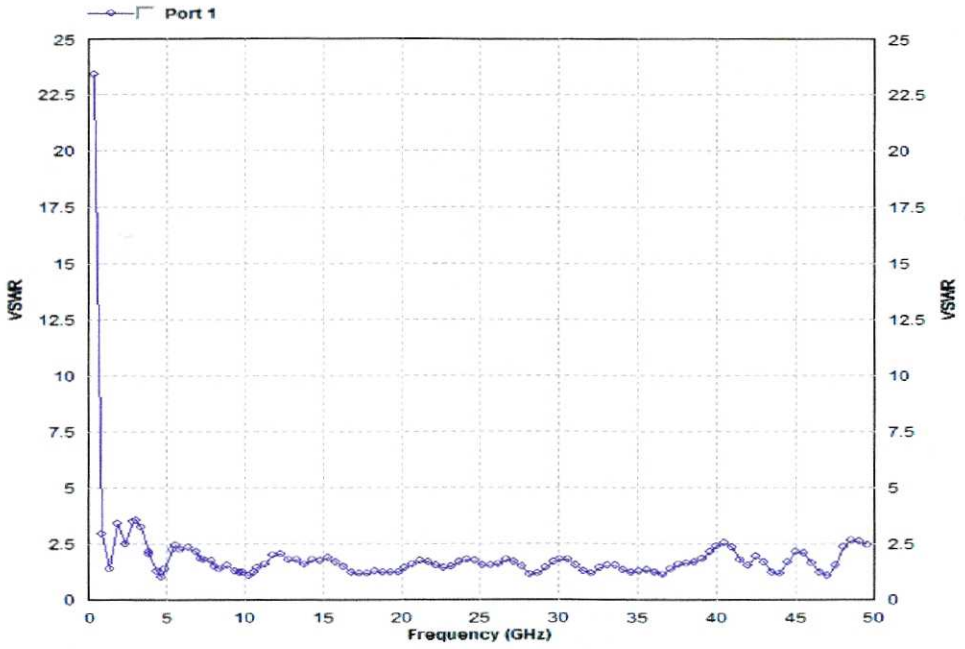


Figura 41: VSWR Vs Frecuencia, Para la Simulación de Sierpinski Cuarta Iteración
Fuente: (Elaborado por los Autores de este Trabajo)

El patrón de radiación en dos dimensiones, que resulto para esta antena, se puede observar en la Figura 42, los lóbulos que presentan mayor ganancia, se encuentran por el orden de los 3db y representan las frecuencias más pequeñas, al ir disminuyendo la ganancia la frecuencia va aumentando. La antena está situada de forma perpendicular al plano por lo tanto cubre 180° grados y se puede ver, como la ganancia se va haciendo cero a medida que se acerca al plano.

El patrón de radiación posee algunos rizos que se pueden observar en algunas frecuencias, esto se debe a la no uniformidad del patrón, ya que posee algunos lóbulos que se presentan de forma contraria al principal. Pero estos son más pequeños que el principal, por lo que no afecta de manera considerable la intensidad recibida de forma homogénea en todas las direcciones.

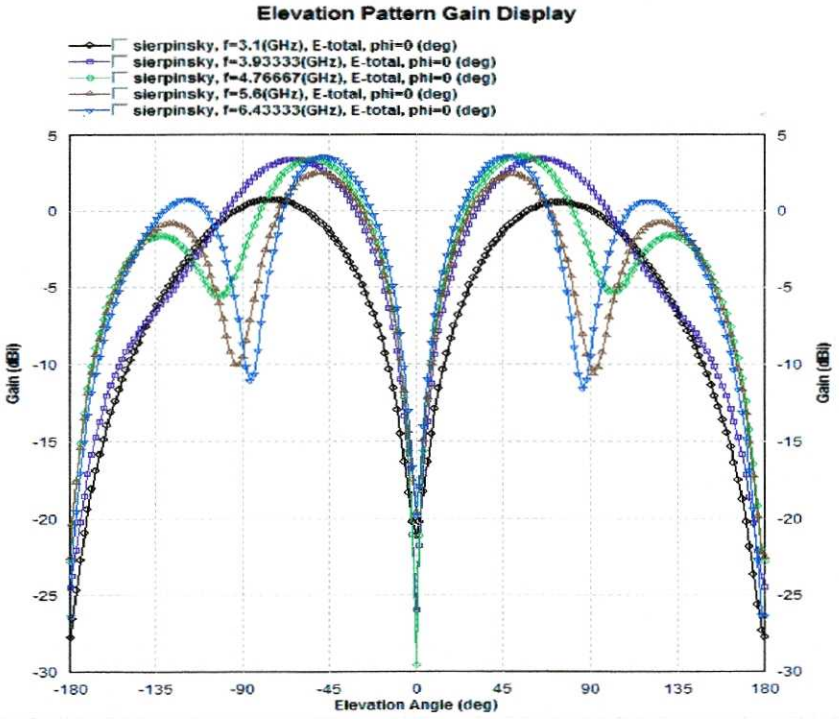


Figura 42: Patrón de Radiación. Simulación de antena de Sierpinski de Cuatro Iteraciones
Fuente: (Elaborado por los Autores de este Trabajo)

IV.3 Prueba de Antenas Utilizando Modelo de la Curva de Koch

Se elaboraron 4 antenas, de modelos diferentes de Koch, mostrados en la siguiente Tabla 5.

Los resultados obtenidos, al realizar las mediciones correspondientes, se pueden observar en la siguiente Tabla 6.

Nº	Modelo de Koch	Frecuencia más Cercana de Resonancia
1	2 da Iteración	798 MHz
2	3 era Iteración	671,25 MHz
3	3 era Iteración combinada doble	900 MHz
4	3 era Iteración combinada sin continuidad en uno de los extremos	1,04 GHz

Tabla 6: Mediciones de las Antenas Construidas basadas en el Modelo de Koch

Fuente: (Elaborado por los Autores de este Trabajo)

Los valores expresados en la Tabla 6, muestra una frecuencia donde dichas antenas casi logran resonar acercándose a los – 10 dB, pero sin llegar a este valor, por lo tanto no se pudo determinar una frecuencia máxima ni mínima, para calcular su ancho de banda.

Haciendo una comparación con el anexo 1, donde se presentan los resultados de estudios anteriores con los modelos 1 y 2 de Koch con los resultados expresados en la Tabla 6, se observa:

- Caso Modelo 1 de la Tabla 5, 2da Iteración de Koch, dicha antena resuena a una frecuencia de 835,2 MHz, dato que se puede corroborar en el anexo 1, tomando como referencia este valor y el que se obtuvo más cercano al punto de resonancia es de 798 MHz, resultado que se puede visualizar en la Tabla 6, se aprecio una diferencia de 37,2 MHz, que representa un error porcentual del 4,45%, con respecto a los resultados del diseño de la antena documentada.

- Caso modelo 2 de la Tabla 5, 3era Iteración de Koch, la frecuencia de resonancia teórica para este modelo documentado en el anexo 1 es de 745,3 MHz; el valor de frecuencia obtenido más cercano al valor de resonancia en la práctica es 671,25 MHz de la Tabla 6, una diferencia

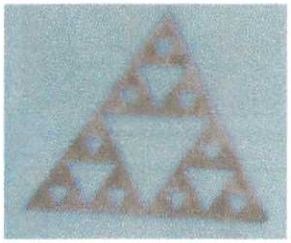
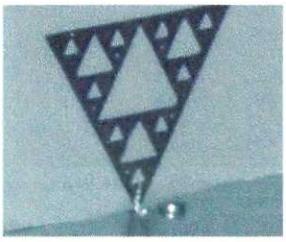
entre el valor teórico y el practico es de 74,05 MHz, que representa un error porcentual de 9,93%.

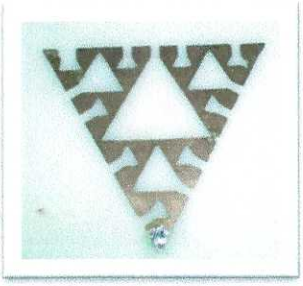
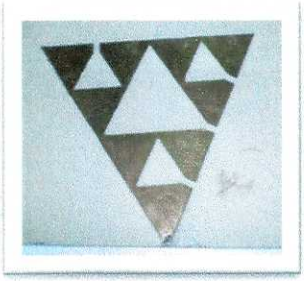
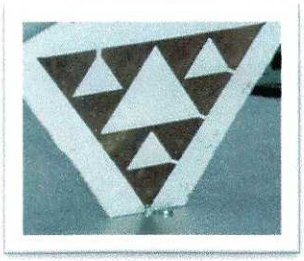
Al analizar ambos casos se observa que los errores porcentuales obtenidos se encuentran dentro de un rango aceptable.

Los errores arrojados y el hecho de que la antena no haya resonado, se pueden atribuir a errores en el punto de acoplamiento, entre el conector y la antena, es decir a la diferencia de impedancia en el punto de conexión, ya que no se diseño el acople adecuado, y al proceso de construcción de la misma.

IV.4 Prueba de Antenas utilizando modelo del Triangulo de Sierpinski

Se construyeron, dos antenas basadas en el modelo de Sierpinski y ocho antenas con variaciones de este, se pueden apreciar sus características en la siguiente Tabla 7.

Nº	**Modelo De Triangulo de Sierpinski**	**Medidas**	**Antena (Foto)**
1	3 ^{era} Iteración	Lado inicial = 4,5 cm Recorrido total externo = 14,99 cm	
2	4 ^{era} Iteración	Lado inicial = 4,5cm Recorrido total externo = 14,99 cm	

Nº	Modelo De Triangulo de Sierpinski	Medidas	Antena (Foto)
3	3 ^{era} Iteración con todos los triángulos que la conforman con abertura.	Lado inicial = 4,5 cm Abertura = 2mm Recorrido total externo= 44,37 cm	
4	2 ^{da} Iteración con 1 ^{era} y 2 ^{da} iteración con abertura.	Lado inicial = 6,5 cm Abertura = 2mm Recorrido Total Externo= 38,161cm	
5	2 ^{da} Iteración con 1 ^{era} y 2 ^{da} iteración con abertura.	Lado inicial = 9,5 cm Abertura = 2mm Recorrido total externo= 64,2788 cm	
6	4ta Iteración de Sierpinski con 1, 2da y 3^{era} iteración con abertura y 4ta sin abertura.	Lado inicial = 9,5 cm Abertura = 2 mm Recorrido total externo = 87,437 cm	

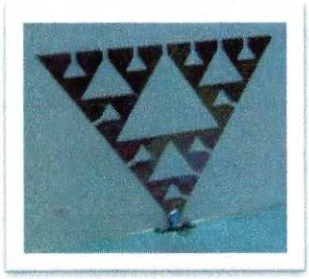
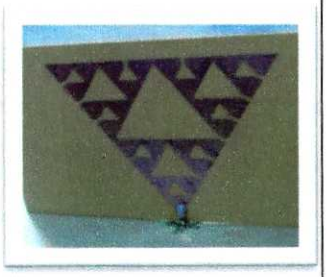
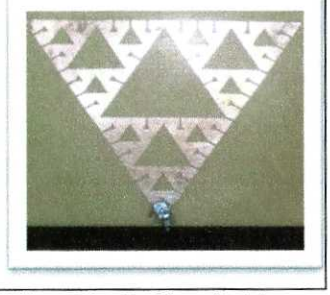
Nº	Modelo De Triangulo de Sierpinski	Medidas	Antena (Foto)
7	3^{era} Iteración de Sierpinski con 1^{era}, 2da y 3^{era} iteración con abertura.	Lado inicial = 9,5 cm Abertura = 2 mm Recorrido total externo= 87,4367 cm	
8	3^{era} Iteración de Sierpinski con 1^{era}, 2da y 3^{era} iteración con abertura.	Lado = 10 cm Abertura = 2 mm Recorrido total externo = 92,49 cm	
9	4ta Iteración de Sierpinski con 1^{era}, 2da, 3^{era} y algunas de la 4ta iteración con abertura.	Lado inicial = 9,5 cm Abertura = 1 mm Recorrido total externo= 116,769 cm	
10	4ta Iteración de Sierpinski con todas las iteraciones con abertura.	Lado = 9,5 cm Abertura = 1 mm Recorrido total externo= 124,679 cm	

Tabla 7: Antenas Construidas Para Prueba Basadas en el Modelo de Triangulo de Sierpinski.
Fuente: (Elaborado por los autores de este trabajo)

Los resultados obtenidos, al realizar las mediciones fueron los recopilados en la siguiente Tabla 8.

Nº	Modelo De Triangulo de Sierpinski	Frecuencia de Resonancia	Frecuencia Mínima (Fmín)	Frecuencia Máxima (Fmáx)	Ancho de Banda (BW)
1	3 ^{era} Iteración	3,71 GHz (Ver Apéndice F)	3,4 GHz	4,05GHz	0,65 GHz
2	4 ^{era} Iteración	8,5 GHz 4,0275 GHz 3,48 GHz (Ver Apéndice G y H)	3,25 GHz	4 GHz	0,75 GHz
3	3 ^{era} Iteración con todos los triángulos que la conforman con abertura.	2,29 GHz	2,2 GHz	2,5 GHz	0,3 GHz
4	2 ^{da} Iteración con 1 ^{era} y 2 ^{da} iteración con abertura.	1,2 GHz	1,134 GHz	1,27 GHz	0,136 GHz
5	2 ^{da} Iteración con 1 ^{era} y 2 ^{da} iteración con abertura.	840 MHz $S_{11=}$- 5dB: 380 MHz (Ver Apéndice J y K)	820 MHz	895 MHz	0,75 MHz
6	4ta Iteración de Sierpinski con 1, 2da y 3^{era} iteración con abertura y 4ta sin abertura.	801 MHz Con alimentación asimétrica $S_{11=}$- 4,8dB: 668 MHz (Ver Apéndice L)	790 MHz	825 MHz	35MHz
7	3^{era} Iteración de Sierpinski con 1^{era}, 2da y 3^{era} con abertura.	800 MHz Con alimentación asimétrica $S_{11=}$- 5dB: 630 MHz (Ver Apéndice M)	798 MHz	816 MHz	18 MHz
8	3^{era} Iteración de Sierpinski con 1^{era}, 2da y 3^{era} iteración con abertura.	780 MHz (Ver Apéndice M y O)	790 MHz	810 MHz	20 MHz

N°	Modelo De Triangulo de Sierpinski	Frecuencia de Resonancia	Frecuencia Mínima (Fmín)	Frecuencia Máxima (Fmáx)	Ancho de Banda (BW)
9	4ta Iteración de Sierpinski con 1era, 2da, 3era y algunas de la 4ta iteración con abertura.	790 MHz S_{11}=-5 dB: 350 MHz (Ver Apéndice P y Q)	770 MHz	830 MHz	60 MHz
10	4ta Iteración de Sierpinski con todas las iteraciones con abertura.	S_{11}=-16dB: 770MHz Analizador de espectro: 776,25MHz S_{11}=- 5 dB: 350 MHz	735 MHz	800 MHz	65 MHz

Tabla 8: Mediciones de las Antenas Construidas basadas en el Modelo de Triangulo de Sierpinski
Fuente: (Elaborado por los autores de este trabajo)

Con el modelo de Sierpinski, se realizaron más variaciones que para el caso del modelo de Koch ya que basado en este modelo se obtuvo resultados más cercanos a lo que se desea para la recepción de TV, para la banda UHF, ya que la frecuencia de resonancia máxima se pudo modificar más que utilizando en modelo de la curva de Koch.

Al analizar los resultados obtenidos en la Tabla 8, se puede decir:

- *Caso de la antena 1 y 2 de la Tabla 7:* La antena 2 está basada en la misma estructura de la antena 1, y le fue añadido una iteración adicional; con esto se observo que las frecuencia se mantuvo y que el ancho de banda de la antena 2 aumento en 0,10 MHz con respecto al ancho de banda de la antena 1.

- *Caso de la antena 1 y 3 de la Tabla 7:* La antena 3 se basa en la modificación del recorrido externo de la estructura de la antena 1, añadiendo aberturas en las iteraciones; con esto se logro disminuir la frecuencia de operación, es decir la frecuencia mínima bajo en 1,2 GHz, la frecuencia máxima en 1,55 GHz y la de resonancia en 1,42 GHz.

- *Caso de la antena 4 y 5 en la Tabla 7:* El modelo 5, tiene las mismas características que la antena 4, a diferencia de aumentar el tamaño de los lados en 3 cm más que el modelo 4, esto dio como resultado, que disminuyera considerablemente las frecuencias de operación y aumentara su ancho de banda, al aumentar su lado se aumento de manera considerable el recorrido total externo en 26,1172 cm más que el modelo 4.

- *Caso de la antena 7 y 8 de la Tabla 7:* La antena 8, posee 0,5 cm más de la lado que la antena 7 , esto aumento su recorrido en 5,0533 cm, para la antena 8 la frecuencia mínima de la banda disminuyo en 10 MHz, y su ancho de banda aumentó en 2MHz, la diferencia obtenida no mostro gran variación, ya que el recorrido total externo no aumento de manera considerable, aunque sigue manteniendo un efecto positivo al disminuir las frecuencias de operación y aumentar su ancho de banda.

- *Caso de la antena 6,9 y 10 de la Tabla 7:* En todos estos modelos poseen la misma estructura, igual medida de sus lados, e igual número de iteraciones, la primera, segunda y tercera iteración poseen aberturas, lo que las diferencia es la abertura de los triángulos que conforman la cuarta iteración; la antena 6 no posee ninguna abertura en la cuarta iteración, por lo que su recorrido total externo es menor que el de las otras dos antenas, su ancho de banda, también resulto ser menor. Para la entena 9, algunos de los triángulos de la cuarta iteración poseen abertura mas no todos, con esto se logro aumentar el recorrido total externo, con una diferencia de 29,3326 cm con respecto a la antena 6 y 7,9097 cm menor que el de la antena 10, resulto que para esta antena 9 el ancho de banda aumento en 25 MHz con respecto a la que tiene mayor diferencia en el recorrido y una diferencia de 5MHz, para el caso donde la diferencia de recorrido era menor. Es decir que a mayor recorrido total externo, el ancho de banda se modifica, y aumentara a medida que este sea mayor. El mayor recorrido total externo que se obtuvo para la antena, resulto un ancho de banda mayor para dicha antena.

Así como afecto el ancho de banda, a medida que el recorrido iba aumentando también disminuyen las frecuencias de la banda de operación de las antenas.

Punto de alimentación:

Se realizo el estudio del punto de alimentación para las antenas 6 y 7 de la Tabla 7, resulto que al colocar la alimentación en una esquina donde la simetría de la antena no se cumple, es decir

las aberturas realizadas no están distribuidas de igual forma para ambos lados de la alimentación, ocurrió una compensación en los sentidos de las corrientes que circulan por ella y las antenas no llegaron a resonar, los resultados obtenidos con esta alimentación asimétrica el máximo pico de frecuencia se presento a – 4,8 dB a una frecuencia de 668MHz para la antena 6 y en -5dB a una frecuencia de 630 MHz, sin llegar al punto de resonancia en ninguno de los dos casos.

Se alimentaron ambas antenas, conservando la simetría con respecto al vértice de alimentación, y resulto que presentaban mejor respuesta, y que ambas resonaban, la antena 6, presento un pico máximo de resonancia a un nivel de – 17 dB, a los 801 MHz y la antena 7 a un nivel de -17,5 dB a una frecuencia de 800 MHz.

Por esta razón, todas las demás antenas se alimentaron conservando la simetría con respecto al vértice de alimentación para mejorar su respuesta.

IV.5 Antena Para la Recepción de TV UHF

Luego de haber estudiado con detenimiento el comportamiento de todas las antenas construidas, se concluyo que la antena que se amolda más a esta aplicación se basa en el modelo de Sierpinski cuarta iteración.

Para las primeras pruebas con este modelo se observó una frecuencia de resonancia por el orden de GHz, nada cercana a lo que deseamos, pero al incrementar su recorrido externo, es decir la longitud de toda el borde más externo del fractal, esta iba disminuyendo progresivamente.

Para disminuir la frecuencia de resonancia hasta donde se desea, se necesito incrementar el recorrido externo de las corrientes, una de las formas tentativas para lograr esto es incrementar las medidas de las antenas, pero es menos optima, ya que lo que se desea es un dispositivo con dimensiones lo más pequeñas posible; para solucionarlo se construyo una antena basada en el modelo del Triangulo de Sierpinski de 4 iteraciones, el numero de iteraciones se debió a que gracias al estudio de los otros modelos se observo que a mayor numero de iteraciones el ancho de banda tiende a ser mayor y al abrir dichas iteraciones garantiza un mayor recorrido externo dando como resultado una banda de operación menor por el orden de los MHz.

En teoría la frecuencia de resonancia para la banda UHF de recepción de TV, debe estar comprendida entre los 514 MHz – 806 MHz, el pico máximo de frecuencia de resonancia debe encontrarse alrededor de los 660 MHz, con un ancho de banda ancho de 292 MHz.

Se obtuvo un modelo de antena para la recepción de TV UHF, que más se amolda a estos requerimientos; este modelo de antena referenciado como el modelo 10 de la Tabla 7, tiene un ancho de banda de 65 MHz, con una banda de operación comprendida entre los 735MHz y 800 MHz, con un pico máximo de frecuencia de resonancia en -16dB de 770 MHz en el osciloscopio como se puede observar en la Figura 43, corroborando este resultado la frecuencia observada en el analizador de espectro, el pico máximo de resonancia resulto de 776,25 MHz como se observa en la Figura 44, con una diferencia entre estos de 6,25 MHz, lo que indica que dichos valores tienden a ser cercanos. La banda de frecuencia obtenida se encuentra dentro de la banda UHF deseada; se visualiza un punto cercano a los 5dB, alrededor de los 350 MHz, donde la antena no llego a resonar, pero que puede mejorarse hasta llevarlo al nivel de resonancia y así aumentar el ancho de banda y la mínima frecuencia alrededor de los 350 MHz.

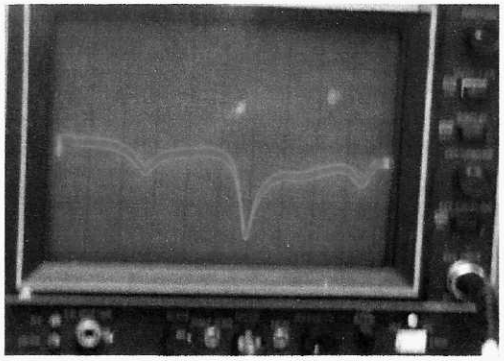


Figura 43: Respuesta en Frecuencia Vs dB en el Osciloscopio de la antena de TV UHF escogida
Fuente: (Elaborado por los Autores de este Trabajo)

Figura 44: Respuesta en Frecuencia Vs dB en el Analizador de Espectro de la antena de TV UHF escogida
Fuente: (Elaborado por los autores de este trabajo)

Este modelo de antena puede manejar longitudes de onda desde 37,5 cm hasta 40,81 cm, a mayores longitudes de onda es capaz de recibir frecuencias menores y a menores longitudes de onda frecuencias mayores. Para el caso de una antena común de TV, por ejemplo un dipolo $\lambda/2$, la longitud del dipolo como tal seria mayor que el de toda la antena fractal.

Los resultados de la simulación para este modelo se presentan a continuación, en la Figura 45, los valores que se encuentran por debajo de los -10 dB, la antena se encuentra en estado de resonancia, los valores de máxima resonancia se encuentran en 4,98 GHz, 11 GHz, 23 GHz, 38 GHz y 41,5 GHz, los valores obtenidos en la práctica mencionados anteriormente no se pueden corroborar por la limitaciones antes mencionadas en este mismo capítulo (IV.2). Sin embargo se muestra el comportamiento de la antena a frecuencias más altas.

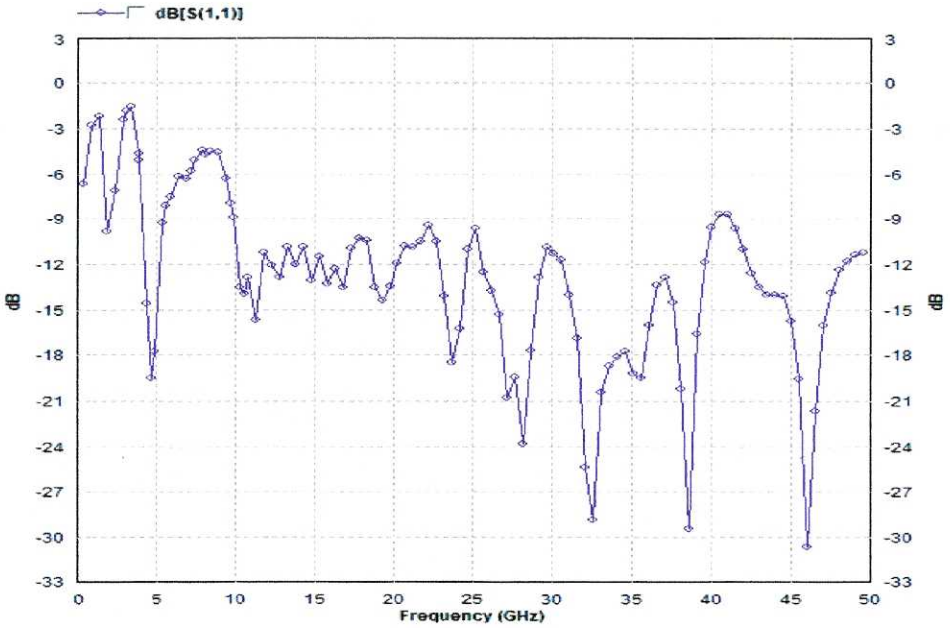


Figura 45: Parámetro S11 Vs Frecuencia, Para la Simulación de la antena escogida para Recepción de TV UHF
Fuente: (Elaborado por los Autores de este Trabajo)

En la Figura 46, es otra manera de ver la respuesta en frecuencia de la antena, pero en función del VSWR, cuyo valores que se encuentran en 1<VSWR<2, se tomaran en consideración y que transformándolos por medio de las ecuaciones (1.10) y (1.12), dan como resultado los mismos puntos máximos de resonancia, mencionados anteriormente.

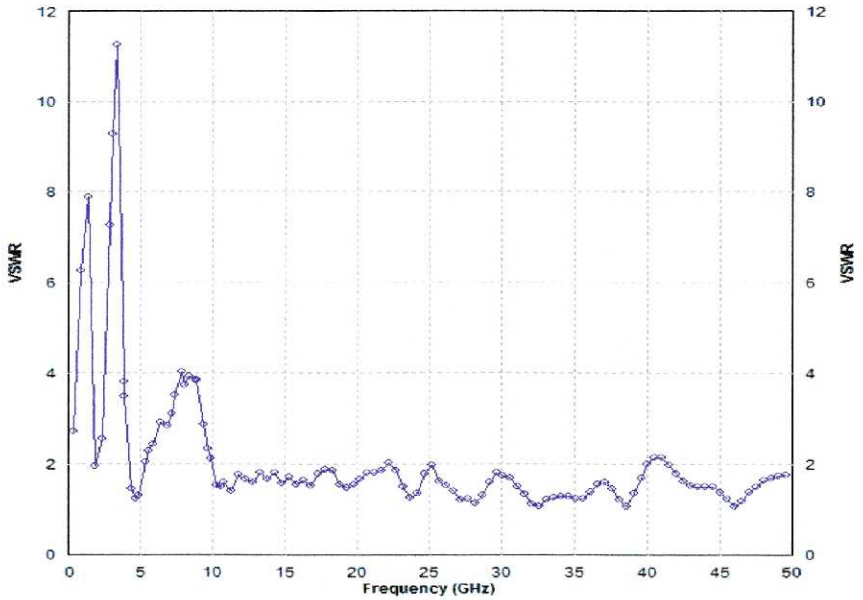


Figura 46: VSWR Vs Frecuencia, Para la Simulación de la antena escogida para Recepción de TV UHF
Fuente: (Elaborado por los Autores de este Trabajo)

El patrón de radiación, resultante de esta simulación, se observa en la Figura 47 y en la Figura 48, se muestra que la máxima ganancia de la antena esta por el orden de los 3dB a una frecuencia de 7,266 GHz y que se hace cero cada vez que se va acercando mas al plano.

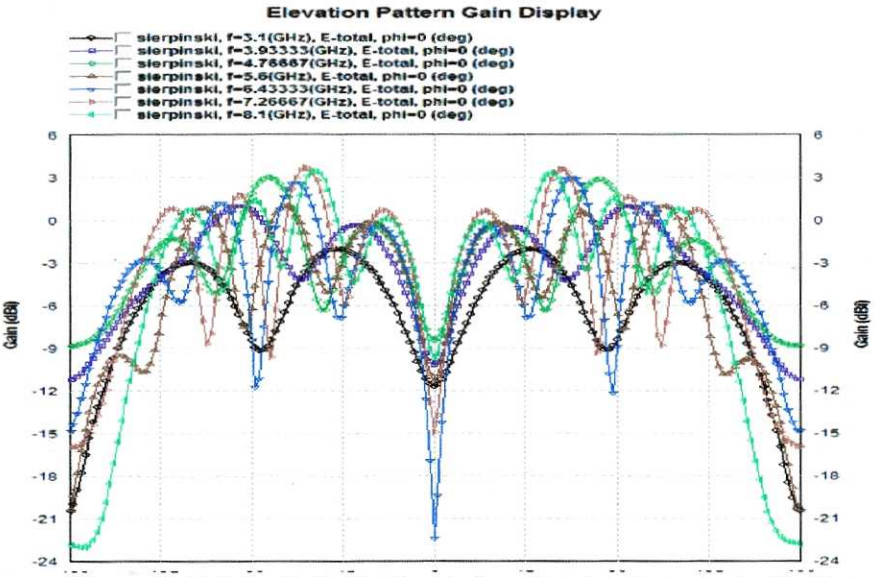


Figura 47: Patrón de Radiación en Coordenadas Cartesianas, Para la Simulación de la antena escogida para Recepción de TV UHF
Fuente: (Elaborado por los autores de este trabajo)

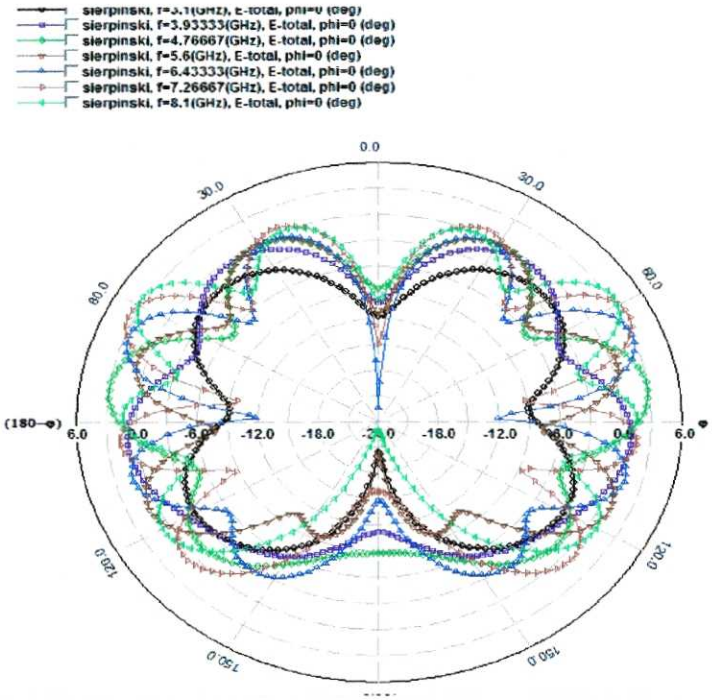


Figura 48: Patrón de Radiación en Coordenadas Polares, Para la Simulación de la antena escogida para Recepción de TV UHF
Fuente: (Elaborado por los Autores de este Trabajo)

V CONCLUSIONES

Se construyeron antenas fractales para la recepción de TV, en la banda UHF, donde por razones de tamaño, ancho de banda y frecuencia de operación, se escogió el modelo que más se amolda a los requerimientos; la antena está basada en el modelo de Sierpinski, con cuatro iteraciones, con aberturas en cada una de ellas.

Al simular las antenas construidas con el programa *Zeland Fidelity* , se puede concluir que dicho software presenta limitaciones al trabajar a frecuencias inferiores a 1 GHz, esto se le atribuye al método utilizado por el simulador al dividir el espacio en segmentos de manera finita, asociados a las longitudes de onda, que no puede alcanzar tales valores.

Las antenas estudiadas basadas en los modelos de Koch y de Sierpinski, se observo que para las primeras, la respuesta de las antenas no se comportan de forma adecuada para la recepción de TV; el modelo que más se amolda está basado en el modelo de Sierpinski.

Al profundizar el estudio en las antenas basadas en el modelo de Sierpinski se observo de forma general:

El número de iteraciones de este modelo, influye en gran parte en el ancho de banda de las antenas, es decir, a un mayor número de iteraciones se obtendrá un mayor ancho de banda.

El recorrido total externo de las antenas modifica su frecuencia de operación, si el recorrido total externo de la antena logrado es mayor, la frecuencia disminuirá, con respecto a la de una longitud de recorrido total externo menor.

El punto de alimentación de dichas antenas, no tiene ninguna relevancia en el caso de modelos de Sierpinski, sin ninguna alteración, ya que mantendrá su simetría y no ocasiona ninguna compensación de corrientes en la estructura. Sin embargo al implementar modificaciones a dicho modelo, como lo fue el añadir aberturas en las iteraciones, es importante considerar el punto de alimentación, de tal forma que se garantice una simetría con respecto a las abertura realizadas al modelo, de no lograrse, existirán compensaciones de corrientes en la estructura, hasta el punto de llegar a anularse y no darán una respuesta adecuada.

VI RECOMENDACIONES

Para mejorar el ancho de banda y la banda de frecuencia de operación, en las antenas fractales construidas, se propone implementar un sistema de acoplamiento de impedancias entre la antena y el conector, este se podría basar en microlíneas de transmisión, y así lograr una mejor respuesta de la antena.

Al construir las antenas se puede considerar otros métodos más automatizados, de mayor precisión, como circuitos impresos, para que las imperfecciones en construcción sean menores y no influyan en el comportamiento de las mismas.

A la hora de alimentar las antenas, se recomienda tomar en consideración los posibles puntos de alimentación de la misma, ya que debido a esto las respuestas de las mismas podrían cambiar considerablemente.

Se sugiere, la elaboración de otros trabajos complementarios, donde basados en los resultados obtenidos en este trabajo, se explore con nuevas antenas, que posean mayor longitud de sus lados, con lo que se podrían incluir un mayor número de iteraciones, logrando mejorar el ancho de banda y la banda de frecuencia de las antenas.

Se recomienda realizar estudios posteriores basados en el modelo de Hilbert, se piensa que con este modelo se puede lograr un mayor recorrido total externo embebido en un espacio menor, que para los casos estudiados de Sierpinski y Koch.

VII BIBLIOGRAFÍA

(2007). Retrieved 11 28, 2007, from Wikipedia: http://es.wikipedia.org/wiki/AutoCAD

Best R., S. (2002). On the Radiation Pattern Characteristics of the Sierpinski and Modified Parany Gasket Antennas. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* , 39-42.

Best R., S. (2002). On the Resonant Properties of the Koch Fractal. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* , 74-76.

C.T.P. Song, M. I.-S. (2004). Shorted Fractal Sierpinski Monopole Antenna. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* .

Cardama Aznar, e. a. (2004). *Antenas.* Barcelona: Alfaomega. Ediciones UPC.

Curva de Koch y vacío cuántico. (30 de junio de 2006). Recuperado el 14 de Diciembre de 2007, de http://labellateoria.blogspot.com/2006/06/curva-de-koch-y-vaco-cuntico.html

Dios O., F., & Dios Otin, F. (2000). *Campos Electromagneticos.* Barcelona: Alfaomega, ediciones UPC.

Gianvittorio, J. P., & Rahmat-Samil, Y. (2002). Fractal Antennas: A Novel Antenna Miniturization Technique, and Aplication. *IEEE Antenna's Propagation Magazine* , 20-36.

Luque, B., & Agea, A. (s.f.). Recuperado el 2 de Diciembre de 2007, de http://www.dmae.upm.es/cursofractales/index.htm

Martínez, J. L. (2007). *Naturaleza de los fractales.* Recuperado el 11 de 12 de 2007, de http://www.fractovia.org/art/es/what_es1.shtml

Mocencahua, D., & Jaime, T. (26 de 9 de 2002). Recuperado el 12 de 8 de 2007, de http://www.acredit.ece.buap.mx

Werner, D., & Ganguly, S. (2003). An Overview of Fractal Antenna Engineering Research. *IEEE Antenna's and Propagation Magazine* , 38-54.

VIII APENDICE A

Vértices Calculados para la Simulación de Koch 3 ^{era} Iteración

Koch Tres Iteraciones					
Y- 0,5	Z- 0	Y- 2,425	Z- 38,889	Y- 11,972	Z- 23,333
Y- 0,5	Z- 2,222	Y- 0,5	Z- 40	Y- 11,047	Z- 23,867
Y- 2,425	Z- 8,333	Y- 0,5	Z- 41,111	Y- 11,047	Z- 27,244
Y- 0,5	Z- 4,444	Y- 2,425	Z- 43,333	Y- 1,5972	Z- 28,932
Y- 0,5	Z- 6,667	Y- 0,5	Z- 44,444	Y- 14,896	Z- 28,399
Y- 2,425	Z- 7,778	Y- 0,5	Z- 46,667	Y- 14,896	Z- 39,466
Y- 4,349	Z- 6,667	Y- 2,425	Z- 47,778	Y- 15,821	Z- 30
Y- 4,349	Z- 8,889	Y- 4,349	Z- 46,667	Y- 14,896	Z- 30,534
Y- 6,274	Z- 10	Y- 4,349	Z- 48,889	Y- 14,896	Z- 31,601
Y- 4,349	Z- 11,111	Y- 6,274	Z- 30	Y- 13,972	Z- 31,068
Y- 4,349	Z- 13,333	Y- 6,274	Z- 30	Y- 11,047	Z- 32,756
Y- 0,2425	Z- 12,222	Y- 4,349	Z- 31,111	Y- 11,047	Z- 36,155
Y- 0,5	Z- 13,333	Y- 4,349	Z- 31,111	Y- 11,972	Z- 36,667
Y- 0,5	Z- 15,556	Y- 4,349	Z- 31,111	Y- 11,047	Z- 372
Y- 2,425	Z- 16,667	Y- 4,349	Z- 33,333	Y- 11,047	Z- 38,268
Y- 0,5	Z- 17,778	Y- 2,425	Z- 32,222	Y- 1,0123	Z- 37,734
Y- 0,5	Z- 20	Y- 0,5	Z- 33,333	Y- 0,198	Z- 38,268
Y- 2,425	Z- 21,111	Y- 0,5	Z- 35,556	Y- 0,198	Z- 372
Y- 4,349	Z- 20	Y- 2,425	Z- 36,667	Y- 6,274	Z- 33,512
Y- 4,349	Z- 22,222	Y- 0,5	Z- 37,778	Y- 3,349	Z- 372
Y- 6,274	Z- 23,333	Y- 0,5	Z- 40	Y- 3,349	Z- 38,268
Y- 0,8198	Z- 22,222	Y- -0,5	Z- 0	Y- 2,425	Z- 37,734
Y- 0,198	Z- 20	Y- -0,5	Z- 2,2	Y- -0,5	Z- 39,422
Y- 10,123	Z- 21,111	Y- 0,425	Z- 3,333	Y- -0,5	Z- 42,2
Y- 12,047	Z- 20	Y- -0,5	Z- 3,867	Y- 0,425	Z- 43,333
Y- 12,047	Z- 22,222	Y- -0,5	Z- 7,244	Y- -0,5	Z- 43,867
Y- 13,972	Z- 23,333	Y- 2,425	Z- 8,932	Y- -0,5	Z- 47,244
Y- 12,047	Z- 24,444	Y- 3,349	Z- 8,399	Y- 2,425	Z- 48,932
Y- 12,047	Z- 26,667	Y- 3,349	Z- 9,466	Y- 3,349	Z- 48,399
Y- 13,972	Z- 27,778	Y- 4,274	Z- 10	Y- 3,349	Z- 49,466
Y- 15,896	Z- 26,667	Y- 3,349	Z- 10,534	Y- 4,274	Z- 50
Y- 15,896	Z- 28,889	Y- 3,349	Z- 11,601	Y- 3,349	Z- 50,534
Y- 17,821	Z- 30	Y- 2,425	Z- 11,068	Y- 3,349	Z- 51,601
Y- 15,896	Z- 31,111	Y- -0,5	Z- 12,756	Y- 2,425	Z- 51,068
Y- 15,896	Z- 33,333	Y- -0,5	Z- 16,155	Y- -0,5	Z- 37,756
Y- 13,972	Z- 32,222	Y- 0,425	Z- 16,667	Y- -0,5	Z- 36,155
Y- 12,047	Z- 33,333	Y- -0,5	Z- 172	Y- 0,425	Z- 36,667
Y- 12,047	Z- 35,556	Y- -0,5	Z- 22,577	Y- -0,5	Z- 372
Y- 13,972	Z- 36,667	Y- 2,425	Z- 22,226	Y- -0,5	Z- 60
Y- 14,047	Z- 37,778	Y- 3,349	Z- 21,732		
Y- 12,047	Z- 40	Y- 3,349	Z- 22,8		
Y- 10,123	Z- 38,889	Y- 6,274	Z- 24,488		
Y- 8,198	Z- 40	Y- 9,198	Z- 22,8		
Y- 8,198	Z- 37,778	Y- 9,198	Z- 21,732		
Y- 6,274	Z- 36,667	Y- 10,123	Z- 22,266		
Y- 4,349	Z- 37,778	Y- 11,047	Z- 21,732		
Y- 4,349	Z- 40	Y- 11,047	Z- 22,8		

APENDICE B

Vértices Calculados para la Simulación del Triangulo de Sierpinski 4 ta Iteración

VERTICES SIERPINSKI CUARTA ITERACION							
Triangulo Inicial Sierpinski		Primera Iteración Sierpinski		Segunda Iteración Sierpinski			
Y	Z	Y	Z	Y	Z	Y	Z
0	0	0	39	0	19,5	11,259	39
22,095	40	10,681	20,5	5,052	10,75	6,207	30,25
-22,095	40	-10,681	20,5	-5,052	10,75	16,311	30,25
Segunda Iteración Sierpinski		Tercera Iteración Sierpinski					
Y	Z	Y	Z	Y	Z	Y	Z
-11,259	39	0	9,75	5,629	19,5	-5,629	19,5
-6,207	30,25	2,237	5,875	7,867	15,625	-7,867	15,625
-16,311	30,25	-2,237	5,875	3,392	15,625	-3,392	15,625
Tercera Iteración Sierpinski							
Y	Z	Y	Z	Y	Z	Y	Z
11,259	19,25	-5,629	39	16,888	39	-16,888	39
13,496	25,375	-7,867	35,125	19,126	35,125	-19,126	35,125
9,021	25,375	-3,392	35,125	14,651	35,125	-14,651	35,125
Y	Z	Y	Z	Y	Z		
-11,258	19,25	-5,629	39	5,629	39		
-13,496	25,375	7,867	35,125	7,867	35,125		
-9,021	25,375	3,392	35,125	3,392	35,125		
Cuarta Iteración Sierpinski							
Y	Z	Y	Z	Y	Z	Y	Z
0	4,875	5,629	14,625	-16,888	34,125	11,259	24,375
0,81	3,417	4,798	13,187	-17,718	32,687	10,429	22,937
-0,83	3,417	6,458	13,187	-16,058	32,687	12,088	22,937
Y	Z	Y	Z	Y	Z	Y	Z
2,815	9,75	2,815	19,5	-19,703	39	8,444	29,25
3,643	8,312	1,985	18,062	-20,533	37,562	7,614	27,812
1,985	8,312	3,643	18,062	-18,873	37,562	9,274	27,812
Y	Z	Y	Z	Y	Z	Y	Z
-2,815	9,75	8,444	19,5	-14,074	39	14,074	29,25
-1,985	8,312	7,614	18,062	-14,904	37,562	13,243	27,812
-3,643	8,312	9,274	18,062	-13,244	37,562	14,903	27,812
Y	Z	Y	Z	Y	Z	Y	Z
-5,629	14,625	-11,259	24,375	-5,629	34,125	5,629	34,125
-6,458	13,187	-12,089	22,937	-6,458	32,687	4,798	32,687
-4,799	13,187	-10,429	22,937	-4,799	32,687	6,459	32,687
Y	Z	Y	Z	Y	Z	Y	Z
-8,444	19,5	-14,074	29,25	-8,444	39	2,815	39
-9,274	18,062	-14,903	27,812	-9,274	37,562	1,985	37,562
-7,614	18,062	-13,244	27,812	-7,614	37,562	3,645	37,562
Y	Z	Y	Z	Y	Z	Y	Z
-2,815	19,5	-8,444	29,25	-2,815	39	8,444	39
-3,643	18,062	-9,274	27,812	-3,643	37,562	7,614	37,562
-1,985	18,062	-7,614	27,812	-1,985	37,562	9,274	37,562
Y	Z	Y	Z	Y	Z		
16,888	34,125	14,074	39	19,703	39		
16,058	32,687	13,244	37,562	18,873	37,562		
17,718	32,687	14,904	37,562	20,533	37,562		

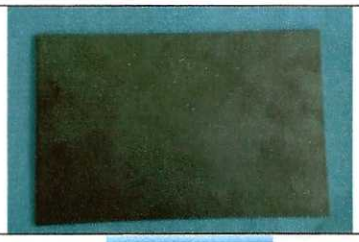
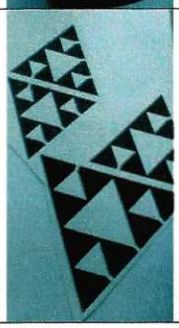
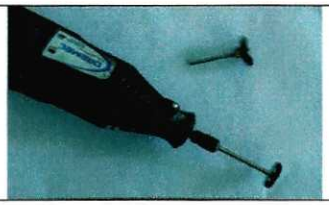
APENDICE C

Vértices Calculados para la Simulación de la Antena Propuesta para la Recepción de TV

Vértices Calculados para la Simulación de la Antena Propuesta para la Recepción de TV				
[0,0] [9.016,15.618] [6.534,17.051] [4.051,17.051] [5.792,20.068] [7.934,17.917] [9.516,16.484]	[14.809,25.652] [12.327,27.085] [9.843,27.085] [11.585,30.102] [12.827,27.951] [15.309,26.518] [17.705,30.669]	[15.223,32.102] [6.947,32.102] [11.585,40.136] [15.723,32.969] [19.205,31.535] [20.601,35.686] [18.119,37.119]	[15.636,37.119] [17.387,40.136] [18.619,37.985] [21.101,36.552] [26.394,45.72] [23.912,47.153] [21.429,47.153]	[23.17,50.17] [24.412,48.019] [26.894,46.586] [29.29,50.737] [26.808,52.17] [18.532,52.17] [23.17,60.204]
[27.308,53.036] [29.79,51.603] [32.187,55.754] [29.704,57.187] [27.221,57.187] [29.963,60.204] [30.205,59.053]	[32.687,56.62] [37.979,65.788] [35.497,67.221] [33.014,67.221] [34.755,70.238] [35.997,68.087] [38.479,66.654]	[47.495,82.272] [41.049,82.272] [41.048,79.405] [42.29,77.255] [38.806,77.255] [40.048,79.405] [40.048,82.272]	[35.255,82.272] [35.255,79.405] [39.393,72.238] [30.117,72.238] [34.255,79.405] [34.255,82.272] [29.462,82.272]	[29.462,79.405] [30.704,77.254] [27.22,77.255] [28.462,79.405] [28.462,82.272] [23.669,82.272] [23.669,79.406]
[33.601,62.204] [12.738,62.204] [22.669,79.405] [22.669,82.272] [17.876,82.272] [17.876,79.406] [19.118,77.255]	[15.634,77.255] [16.876,79.405] [16.876,82.272] [12.093,82.272] [12.093,79.406] [16.222,72.238] [6.945,72.238]	[11.093,79.405] [11.093,82.272] [6.29,82.272] [6.29,79.405] [7.532,77.254] [4.048,77.255] [5.29,79.405]	[5.29,82.272] [5.296,82.272] [5.296,79.405] [-4.054,77.255] [-7.539,77.255] [-6.296,79.405] [-6.296,82.272]	[-11.089,82.272] [-11.089,79.406] [-6.95,72.238] [-16.227,72.238] [-12.089,79.405] [-12.089,82.272] [-16.882,82.272]
[-16.882,79.405] [-15.64,77.254] [-19.124,77.254] [-17.882,79.405] [-17.882,82.272] [-28.468,82.272] [-28.468,79.406]	[-27.226,77.255] [-30.709,77.255] [-29.468,79.405] [-29.468,82.272] [-47.502,82.272] [-44.277,76.688] [-41.795,78.121]	[-40.554,80.272] [-38.812,77.254] [-41.295,77.255] [-43.777,75.822] [-41.381,71.671] [-38.889,73.104] [-34.761,80.272]	[-30.122,72.238] [-38.399,72.238] [-40.881,70.805] [-38.484,66.654] [-35.002,68.087] [-34.76,70.238] [-33.018,67.221]	[-35.582,67.221] [-37.984,65.788] [-35.587,61.637] [-33.105,63.07] [-23.175,80.272] [-12.743,62.204] [-32.605,62.204]
[-35.087,60.771] [-32.691,56.62] [-30.209,58.053] [-28.967,60.204] [-27.225,57.187] [-29.709,57.187] [-32.191,55.754]	[-29.794,51.603] [-27.312,53.036] [-23.174,60.204] [-18.535,52.17] [-26.812,52.17] [-29.294,50.737] [-26.897,46.586]	[-24.415,48.019] [-23.174,50.17] [-21.432,47.153] [-23.915,47.153] [-26.397,45.72] [-24.001,41.569] [-21.569,43.002]	[-14.157,55.754] [-16.639,57.187] [-19.123,57.187] [-17.381,60.204] [-16.139,58.053] [-13.657,56.62] [-8.365,65.788]	[-10.847,67.221] [-13.33,67.221] [-11.589,70.238] [-10.347,68.087] [-7.865,67.173] [-3.+003,80.272] [7.86,66.654]
[10.342,68.087] [11.583,70.238] [13.325,67.221] [10.842,67.221] [8.36,65.788] [13.653,56.62] [16.135,58.053]	[17.377,68.204] [19.119,57.187] [16.635,57.187] [14.153,55.754] [22.016,42.136] [6.292,42.136] [6.292,39.27]	[7.533,37.119] [4.05,37.119] [5.292,39.27] [5.292,42.136] [-5.294,42.136] [-5.294,39.27] [-4.052,37.119]	[-7.536,37.119] [-6.294,39.27] [-6.294,42.136] [-21.019,42.136] [-23.501,40.703] [-21.104,36.552] [-18.622,37.985]	[-6.949,32.102] [-15.225,32.102] [-17.707,30.669] [-15.311,26.518] [-12.829,27.951] [-11.587,30.102] [-9.845,27.085]
[12.329,27.085] [14.811,25.652] [12.414,21.501] [9.932,22.934] [1.+003,40.136] [10.43,22.068] [9.432,22.068]	[-11.914,20.635] [-9.517,16.484] [-7.035,17.917] [-5.794,20.068] [-4.052,17.051] [-6.535,17.051] [-9.017,15.618]	[-6.621,11.467] [-4.139,12.9] [-1.+003,20.068] [4.638,12.034] [-3.639,12.034] [-6.121,10.601] [-3.724,6.45]	[-3.724,6.45] [-1.242,7.883] [0,10.034] [1.742,7.017] [-0.742,7.017] [-3.224,5.584]	

APÉNDICE D

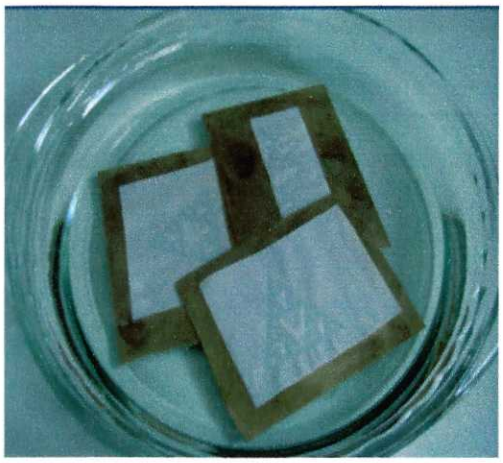
Paso a Paso para la Construcción de Antenas Fractales

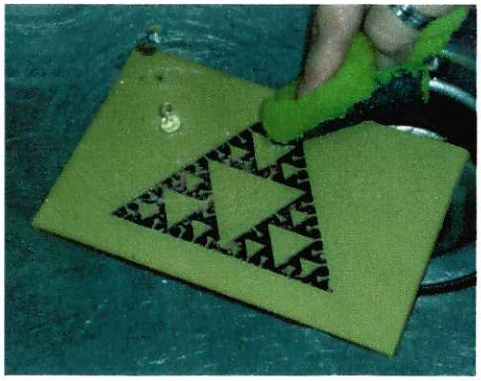
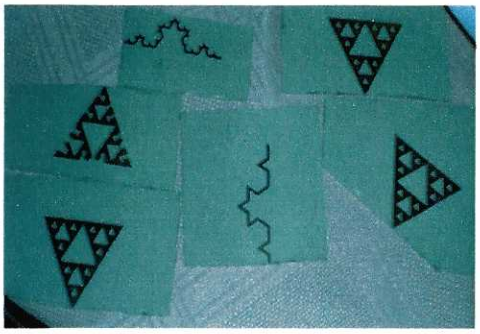
MATERIALES IMPORTANTES	
Baquelita con recubierta de cobre en una de sus caras	
Cloruro Férrico	
Papel Transfer	
OTROS MATERIALES	
Dremel	

Primeramente se toma la baquelita y se corta en pedazos tomando en cuenta el tamaño de los diseños de la antena. Esto se lleva a cabo cuidadosamente con un dremel. Posteriormente cada trozo de baquelita es limpiado y finamente lijado para eliminar las impurezas que la misma

pueda contener. Luego teniendo los diseños, los mismos deben ser impresos en el papel transfer utilizando una fotocopiadora o una impresora laser.

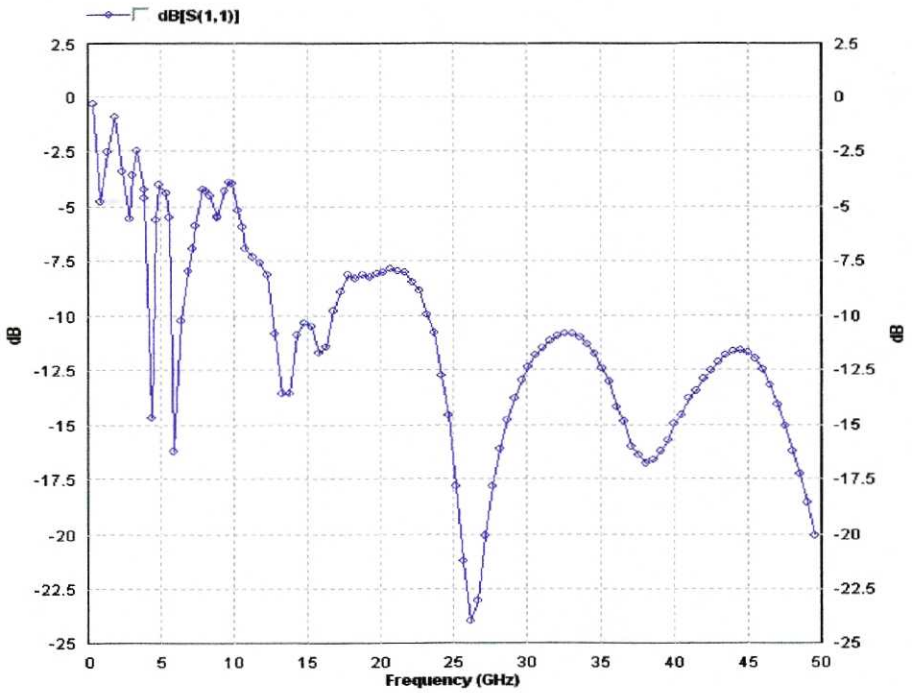
El proceso de construcción se puede dividir en tres etapas: inicial, etapa de grabado y final.

ETAPA INICIAL	
Se plancha en la baquelita el papel transfer de manera tal que la parte del papel que contiene el toner quede justo sobre el cobre y se adhiera a este a través del calor. Este proceso puede tardar alrededor de un minuto.	
Después del planchado se sumerge enseguida la baquelita en un recipiente con agua a temperatura ambiente, para que el papel transfer se despegue y solo quede la parte con el toner adherida al cobre. Se saca la baquelita del agua, y se frota suavemente con los dedos el papel para que este se despegue por completo. Se pasa luego un cepillo o esponja para mejores resultados, teniendo cuidado que no se vaya a despegar el toner.	

ETAPA DE GRABADO	
Una vez que se ha limpiado la baquelita, se sumerge la misma con el toner adherido, en un recipiente que contenga cloruro férrico; dicho recipiente se va moviendo poco a poco para que vayan saliendo los residuos de cobre y quede exclusivamente la parte que tiene el toner.	
ETAPA FINAL	
Después de haberse desprendido el cobre por completo, se saca la baquelita del cloruro férrico y se coloca bajo el agua, y con una esponja metálica fina se va frotando para quitar el toner y que quede solo la figura marcada en cobre.	
Como resultado final se tiene la antena construida.	

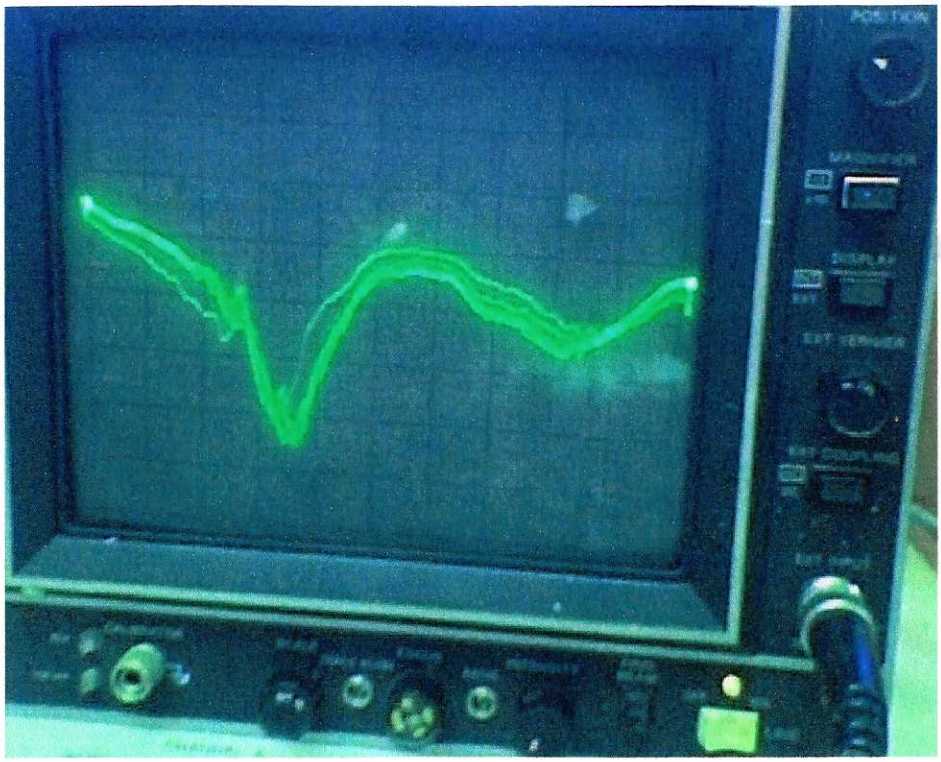
APÉNDICE E

Resultado de la Simulación de Koch 2 ^{da} Iteración, de la Tabla 5. S_{11} (dB) Vs Frecuencia



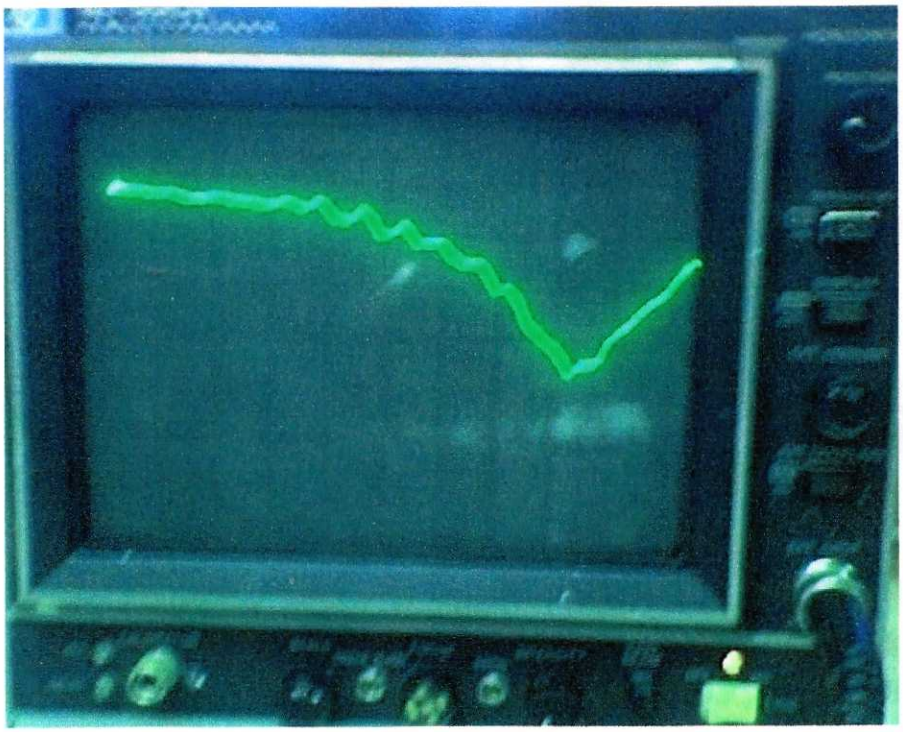
APÉNDICE F

Respuesta en Frecuencia en el Osciloscopio de la Antena Modelo 1 de la Tabla 8



APENDICE G

Respuesta en Frecuencia del Osciloscopio para la Antena Modelo 2 de la Tabla 8

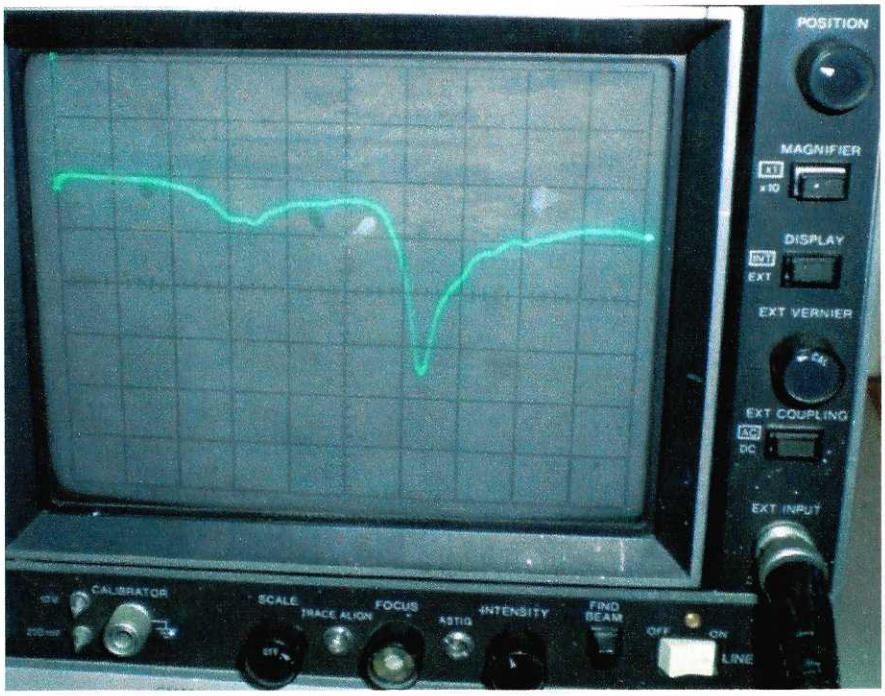


APENDICE H

Respuesta en Frecuencia del Analizador de Espectro de la Antena Modelo 2 en la Tabla 8

APENDICE J

Respuesta en Frecuencia del Osciloscopio para la Antena Modelo 5 de la Tabla 8

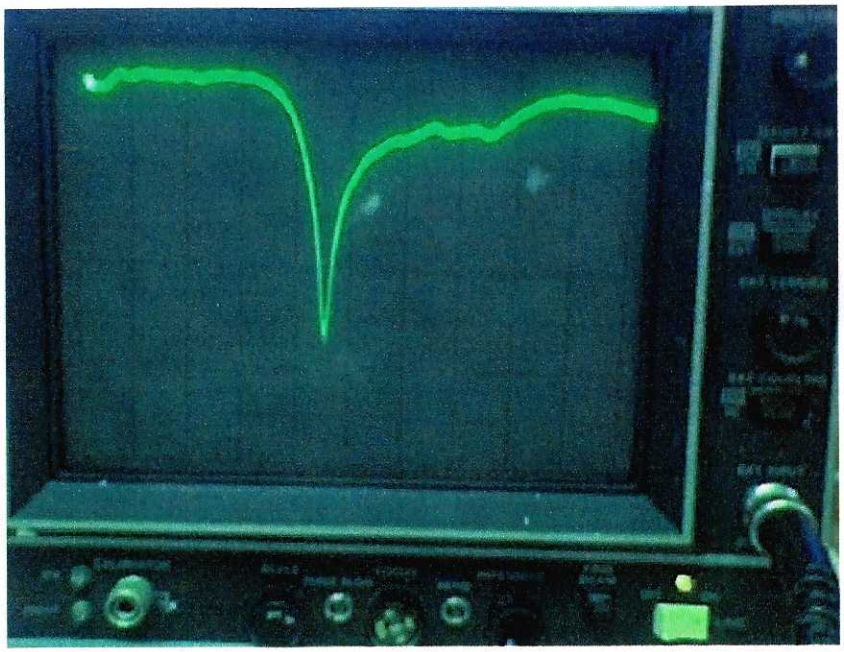


APENDICE K

Respuesta en Frecuencia del Analizador de Espectro para la Antena Modelo 5 de la Tabla 8

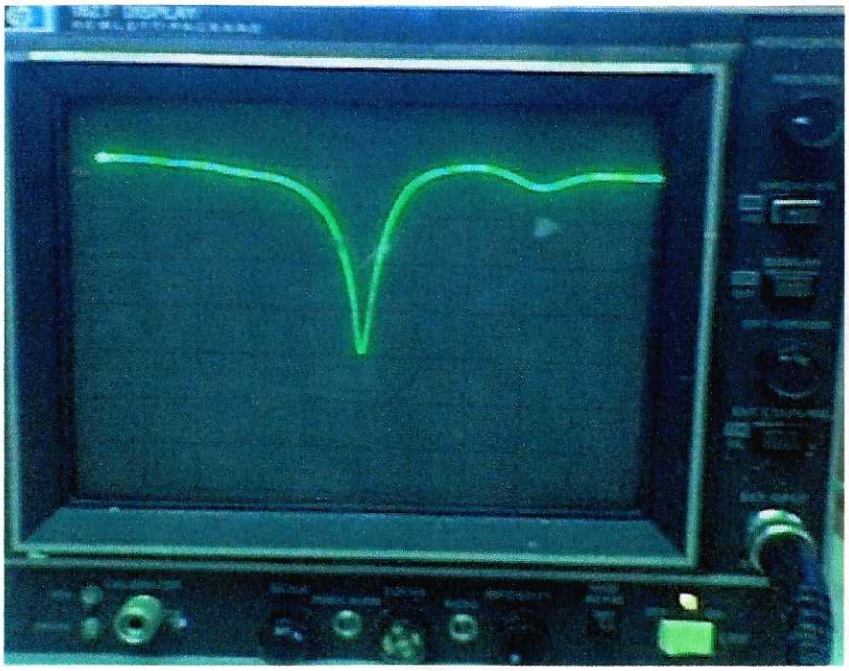
APENDICE L

Respuesta en Frecuencia del Osciloscopio para la Antena Modelo 6 de la Tabla 8



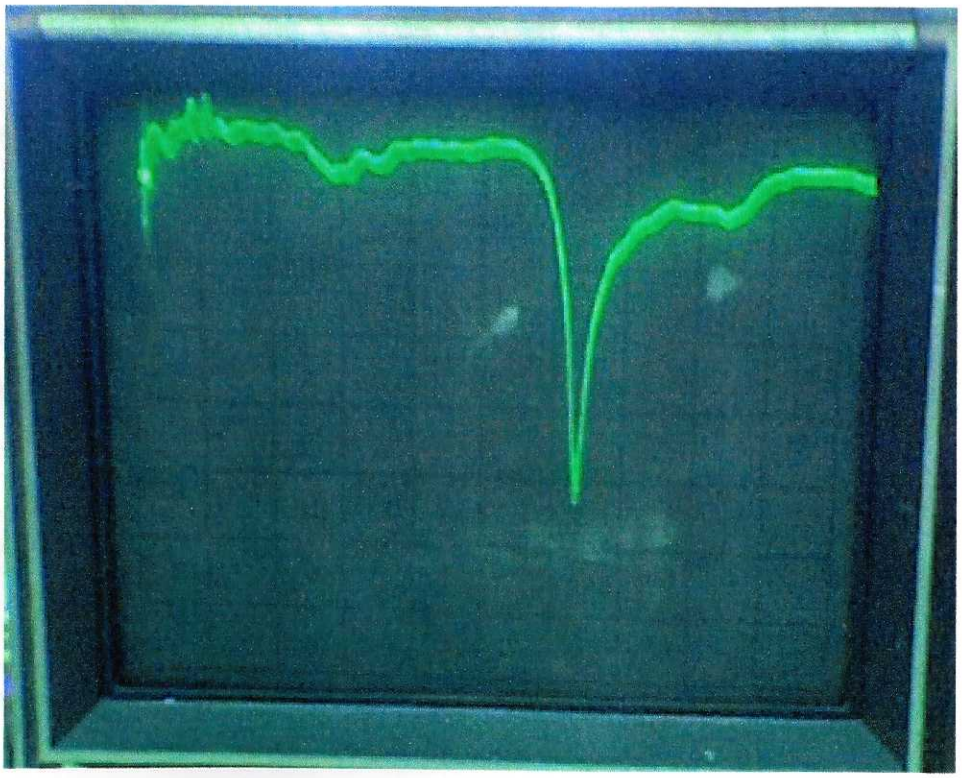
APENDICE M

Respuesta en Frecuencia del Osciloscopio para la Antena Modelo 7 de la Tabla 8



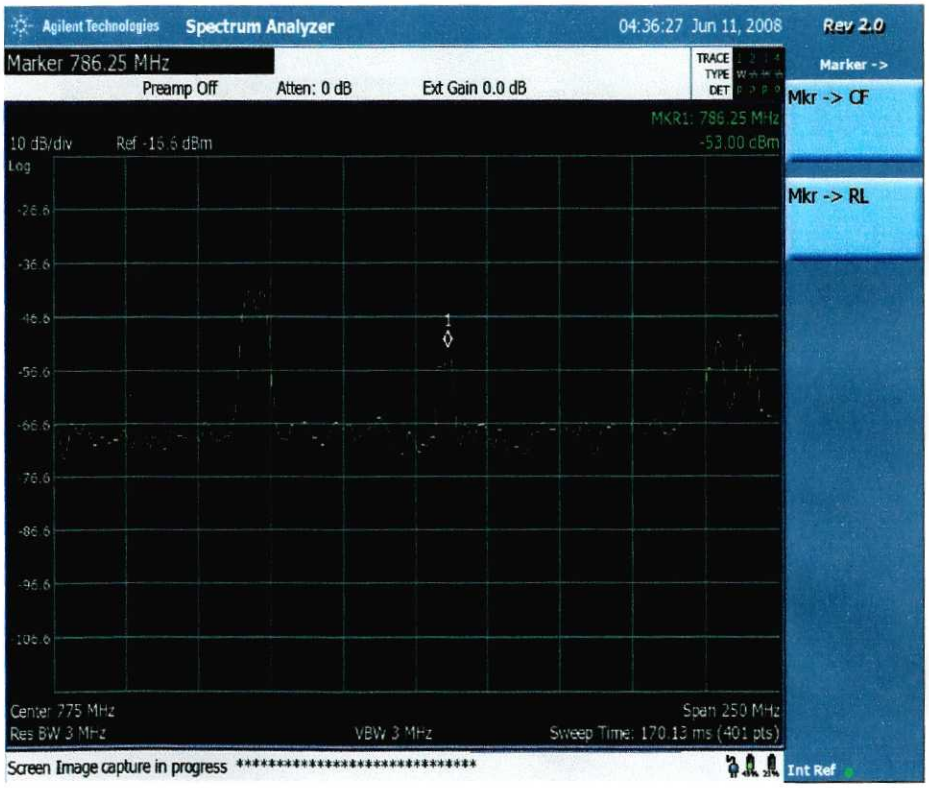
APENDICE N

Respuesta en Frecuencia del Osciloscopio para la Antena Modelo 8 de la Tabla 8



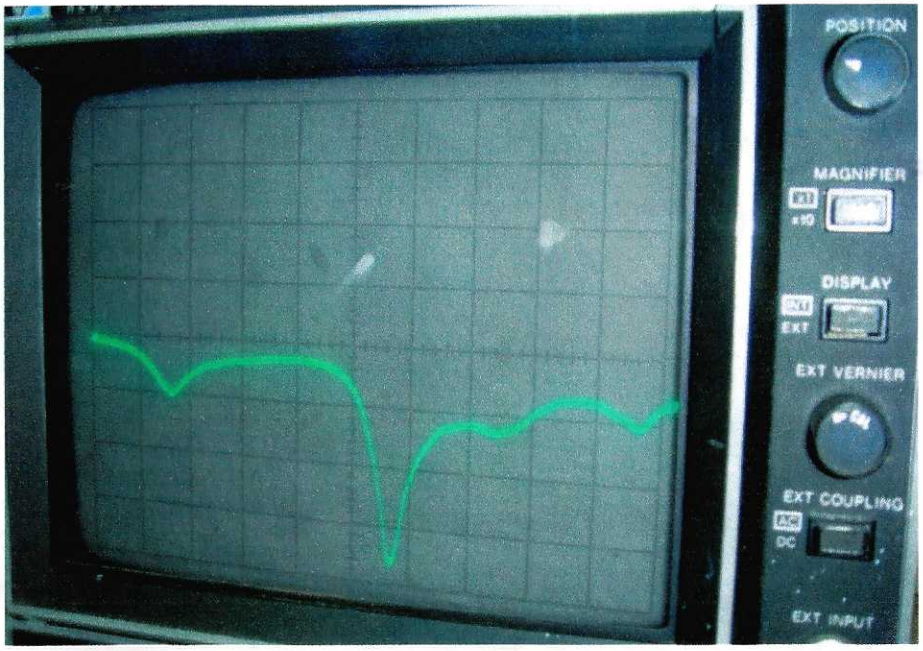
APENDICE O

Respuesta en Frecuencia del Analizador de Espectro para la Antena Modelo 8 de la Tabla 8



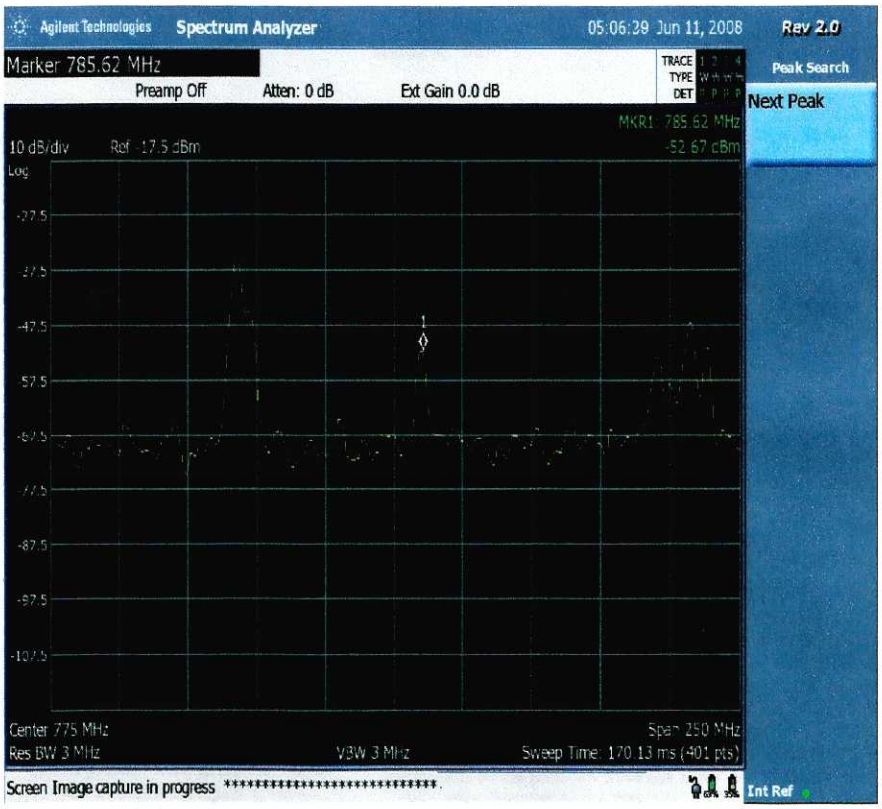
APENDICE P

Respuesta en Frecuencia del Osciloscopio para la Antena Modelo 9 de la Tabla 8



APENDICE Q

Respuesta en Frecuencia del Analizador de Espectro para la Antena Modelo 9 de la Tabla 8



ANEXO 1

Propiedades de Resonancia del Fractal de Koch y Otras Antenas Monopolos

74 IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS, VOL. 1, 2002

On the Resonant Properties of the Koch Fractal and Other Wire Monopole Antennas

Steven R. Best

Abstract—The Koch fractal monopole antenna has been shown to exhibit a lower resonant frequency than a simple Euclidean monopole having the same overall height. The performance properties of the Koch fractal monopole have primarily been attributed to its fractal geometry. Here, the performance properties of the Koch fractal monopole, normal mode helix, and two meander line configurations are considered. While the resonant frequency of these antennas is a function of both the antenna's geometry and total wire length, it is demonstrated that when these antennas are made to be resonant at the same frequency, they essentially exhibit the same performance characteristics independent of the differences in their geometry and total wire length. It is demonstrated that the electromagnetic behavior of the Koch fractal monopole is not uniquely defined by its geometry alone.

Index Terms—Fractals, fractal antennas, monopoles.

I. Introduction

THE PERFORMANCE properties of the Koch fractal monopole antenna have been previously considered [1]. It has been demonstrated that with increasing fractal iteration (increasing total wire length), the Koch fractal is resonant at a lower frequency than a simple Euclidean monopole of the same height. The electromagnetic (EM) behavior of this fractal shaped antenna has primarily been attributed to its fractal geometry or the space filling properties of its fractal shape. In the previous study of the Koch fractal monopole, it was concluded that fractal shapes offer improved performance over common small antennas and that the behavior of the Koch fractal monopole is peculiar to its geometric shape.

The EM behavior of a wire monopole antenna is established by several of its physical characteristics. These include the monopole's overall height, total wire length, geometry, and wire diameter. For any wire monopole geometry, it is inherently obvious that for a fixed overall height and wire diameter, increasing the total wire length will lower the antenna's resonant frequency. It is also obvious that for a fixed total wire length and height, changing the antenna geometry will change the antenna's resonant frequency.

It is demonstrated here that when the geometry and total wire length of different monopole configurations are adjusted such that each monopole exhibits the same resonant frequency, their resonant performance properties will essentially be the same independent of any differences in geometry or total wire length. As a result, it is evident that the EM behavior of the Koch fractal monopole is not uniquely a function of its fractal geometry.

Manuscript received March 12, 2002.
The author is at Tyngsboro, MA 01879 USA (e-mail: srbest@ieee.org).
Digital Object Identifier 10.1109/LAWP.2002.802530

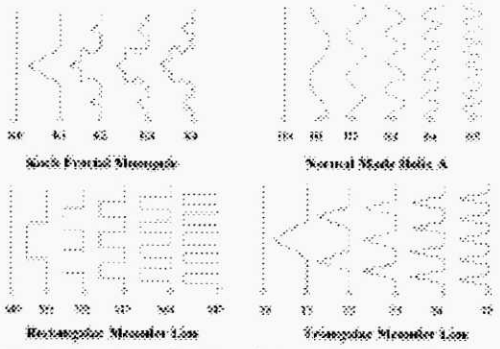


Fig. 1. Geometry configurations of the various monopole antenna configurations.

II. Antenna Performance Comparison

The four antenna geometries considered here are the self-similar Koch fractal monopole, the normal-mode helix, the rectangular meander-line monopole, and the triangular meander-line monopole, as illustrated in Fig. 1. For each antenna configuration, several basic antenna iterations are considered and are designated H0 through H4 for the Koch fractal, M0 through M3 for the rectangular meander line, T0 through T3 for the triangular meander line, and H0 through H3 for the normal mode helix. All of the antennas have the same overall height of 6 cm and wire diameter of 0.1 mm.

These antennas were modeled using the NEC 4 engine associated with EZNEC Pro [2]. The primary resonant frequency of each antenna was determined as a function of increasing antenna iteration. The relative total wire length and performance properties of each antenna at its resonant frequency are summarized in Table I. Note that at successive antenna iterations, each antenna configuration has the same total wire length. The 2:1 standing wave ratio (SWR) bandwidth information presented is referred to the resonant radiation resistance rather than an impedance of 50 Ω to provide a better indication of the structural bandwidth properties of the antenna.

From the resonant performance data presented in Table I, it is evident that all of the antenna geometries exhibit similar behavior. With increasing total wire length, the antenna's resonant frequency, resonant radiation resistance, and resonant bandwidth decrease. It is also evident that for the same total wire length, some geometries are significantly more effective at lowering resonant frequency than others. It is interesting to note that the Koch fractal monopole is the least effective

1536-1225/02$17.00 © 2002 IEEE

TABLE I
RESONANT PERFORMANCE CHARACTERISTICS OF THE VARIOUS ANTENNA CONFIGURATIONS

Antenna	Total Wire Length (cm)	Resonant Frequency (MHz)	Radiation Resistance (Ohms)	2:1 SWR Bandwidth (%)	Antenna	Total Wire Length (cm)	Resonant Frequency (MHz)	Radiation Resistance (Ohms)	2:1 SWR Bandwidth (%)
K0	6	1201	25.8	8.35	T0	6	1201	25.8	8.35
K1	8	981.4	23.2	4.39	T1	8	981.5	23.2	4.39
K2	10.67	835.2	17.1	3.84	T2	10.67	810.2	16.6	3.85
K3	14.22	746.3	11.7	1.35	T3	14.22	646.4	11.9	2.68
K4	18.96	691.1	11.6	2.04	T4	18.96	776	8.4	1.86
					T5	25.28	486.6	6.1	1.29
M0	6	1201	35.8	8.35	H0	6	1201	35.8	8.35
M1	8	989.7	22.7	5.55	H1	8	972.72	22.4	5.92
M2	10.67	860.8	14.7	3.73	H2	10.67	786.4	13.9	3.62
M3	14.22	566.2	11.1	2.8	H3	14.22	638.65	10.7	2.56
M4	18.96	344	7.7	1.67	H4	18.96	313.2	7.3	1.47
M5	25.28	346.2	5.1	1.09	H5	25.28	413.6	4.9	0.87

TABLE II
RESONANT PERFORMANCE CHARACTERISTICS OF THE MODIFIED ANTENNA CONFIGURATIONS

Antenna	Total Wire Length (cm)	Resonant Frequency (MHz)	Radiation Resistance (Ohms)	2:1 SWR Bandwidth (%)
K3	14.22	746.3	11.7	1.35
M3M	14.22	746.3	14	1.35
T3M	14.22	746.3	14	1.35
H3M	14.22	746.3	14.4	1.35

geometry in terms of lowering resonant frequency as a function of total wire length.

To further compare the resonant performance properties of these antennas, the total wire length of M3, T3, and H3 monopole configurations were modified such that their resonant frequency matched that of the K3 Koch fractal monopole configuration. These modified configurations were designated M3M, T3M and H3M. The relative total wire length and resonant performance properties of these modified antenna configurations are presented in Table II. From the resonant performance data presented in Table II, it is evident that the resonant properties of these antennas are essentially the same, independent of the differences in geometry and total wire length.

Further evidence that the resonant properties of these wire monopole antennas are independent of the differences in geometry and total wire length is provided by examining these properties over a wide range of resonant frequencies. The resonant radiation resistance and 2 : 1 SWR bandwidth of each antenna configuration are plotted as a function of resonant frequency in Figs. 2 and 3, respectively. It is immediately evident, that for any specific resonant frequency, the behavior of each of these antenna configurations is essentially identical and not uniquely a function of antenna geometry or total wire length. Antenna geometry alone, fractal or otherwise, does not uniquely determine the EM behavior of the antenna.

The radiation resistance Rr of these monopole antennas at any resonant frequency is a function of the reduction in resonant frequency relative to that of the straight Euclidean monopole of the same height and can be approximated as follows:

$$Rr \approx \left(\frac{Fr}{Fn}\right)^2 Rn \qquad (1)$$

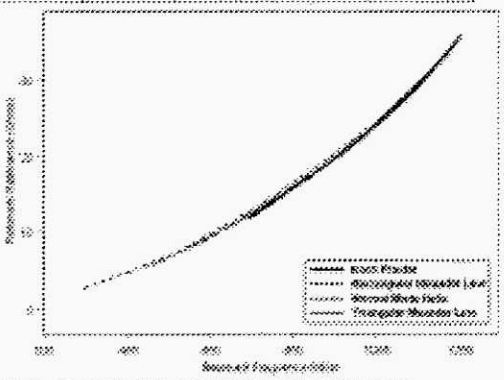


Fig. 2. Resonant resistance as a function of resonant frequency.

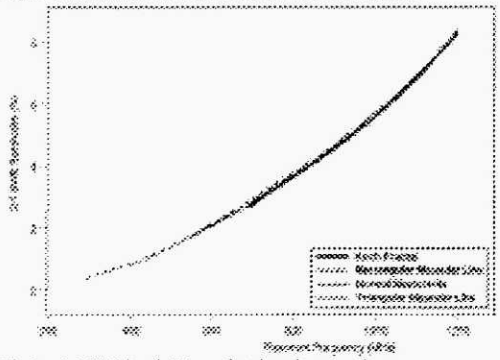


Fig. 3. 2 : 1 SWR bandwidth as a function of resonant frequency.

where Fr is the monopole's resonant frequency, and Fn and Rn are the Euclidean monopole's resonant frequency and resonant radiation resistance, respectively. Assuming that the straight Euclidean monopole has a resonant radiation resistance of approximately 36 Ω and it is self resonant when its height h is approximately 0.24 λ_0, (1) can be rewritten as follows:

$$Rr \approx \left(\frac{\lambda_0}{\lambda r}\right)^2 Rn \qquad (2)$$

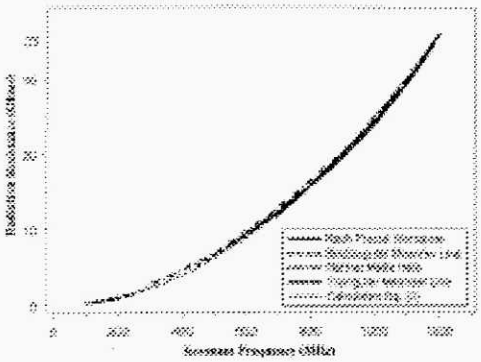


Fig. 4. Resonant resistance comparison with calculated values using (3).

$$Rr \approx 160\pi^2 \left(\frac{h}{\lambda r}\right)^2. \tag{3}$$

The radiation resistance of the four monopole configurations computed using NEC is compared to the radiation resistance calculated using (3) in Fig. 4. Equation (3) provides a reasonable approximation of the radiation resistance properties of these antennas as a function of their height and resonant wavelength. An expression for the 2:1 SWR bandwidth of these antennas can be derived in a similar manner and is given as follows:

$$\Delta f(\%) \approx 100 \left(\frac{h}{\lambda r}\right)^2. \tag{4}$$

Equations (3) and (4) are intended to be useful as first-order approximations of the radiation resistance and lossless bandwidth of simple, thin wire (radius $a/\lambda \ll 1$), monopole antenna configurations similar to the meander line and normal mode helix monopoles depicted in Fig. 1. These approximations are not valid for more complex configurations such as folded monopoles or top loaded monopoles. Additionally, it is important to note that (4), being an approximation of the lossless 2:1 SWR bandwidth of these monopoles, will not accurately predict the practical bandwidth of these antennas which is significantly a function of the loss in the antenna structure and, therefore, a function of the wire diameter. Equation (3) is significant, however, in that it illustrates that the resonant bandwidth and Q properties of these antennas are primarily a function of their height relative to the resonant wavelength.

III. Measured Data

To validate the relative resonant behavior of the Koch fractal, the meander line antenna and the normal-mode helix antennas, as predicted by EZNEC, each antenna was constructed and the relative resonant frequency and resonant resistance were measured. Due to practical limitations in the wire diameter, the K4 Koch fractal monopole was not fabricated. The Koch fractal monopoles and the rectangular meander line antennas were milled out of thin brass sheet. The triangular meander line antenna was not fabricated. Each antenna had a sheet thickness of 0.508 mm × 0.254 mm. The normal mode helix antennas were fabricated using cylindrical wire with a diameter of approximately 0.7 mm. Each antenna had a height of 6 cm. The antennas were mounted on a 120 cm × 120 cm ground plane. A summary of the measured resonant frequency and resonant resistance for each of these antennas is presented in Table III. The measured data presented in Table III validates the relative behavior of these antennas as predicted by the NEC analysis. The difference in actual resonant frequency between the measured and computed results is attributed to the difference in wire diameter.

TABLE III
Measured Resonant Performance Characteristics of the Several Antenna Configurations

Antenna Iteration	Resonant Frequency (MHz)	Resonant Resistance (Ohms)
K0	1190	35
K1	786	25.5
K2	466	13.8
K3	318	37
M1	969.5	24.7
M2	837.5	23.2
M3	751.2	15.7
M4	596.1	16.6
M5	507.2	8.2
H1	986	23.5
H2	828.5	20.2
H3	669.8	11
H4	584.5	26
H5	525.5	8

IV. Discussion

The resonant performance properties of several monopole antenna configurations were presented. As expected, it was demonstrated that increasing the total wire length in a monopole antenna of fixed height lowers its resonant frequency independent of antenna geometry. When the total wire length in any of the antenna configurations is adjusted such that antennas of differing geometry are resonant at the same frequency, the antennas essentially exhibit identical EM behavior. As a function of resonant frequency, the resonant resistance and bandwidth properties of a monopole of fixed height are similar independent of differences in antenna geometry and total wire length. Differing antenna geometries, fractal or otherwise, do not, in a manner different than other geometries, uniquely determine the EM behavior of the antenna.

References

[1] C. Puente-Baliarda, J. Romeu, and A. Cardama, "The Koch monopole: A small fractal antenna," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 48, pp. 1773–1781, Nov. 2000.

[2] R. Lee-Miller, EZNEC Pro Modeling Software. WIRE... [Online]. Available: www.eznec.com

ANEXO 2

Antena Fractal de Sierpinski

2004 IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, VOL. 52, NO. 10, OCTOBER 2004

Shorted Fractal Sierpinski Monopole Antenna

C. T. P. Song, *Member, IEEE*, Peter S. Hall, *Fellow, IEEE*, and H. Ghafouri-Shiraz, *Senior Member, IEEE*

Abstract—This paper describes novel configurations of shorted fractal Sierpinski gasket antenna. The antenna uses half the structure of a conventional Sierpinski gasket antenna and is folded over to be parallel to the ground plane, to form an element similar to that of the inverted L antenna. A quasi log periodic resonance behavior is obtained with a shorting pin placed at the far end of the antenna. Several configurations are shown and a design using two shorting pins which improves the bandwidth at the fundamental band is also demonstrated.

Index Terms—Fractal shaped antenna, inverted L antenna, multiband antenna.

I. Introduction

In recent years, the use of fractal geometries for antenna design has been extensively reported [1]–[15]. Fractal geometries, which are characterized by a series of built-in self-similarities, in which an object, the motif, is being repeated on an ever-diminishing scale, gives the potential for realizing multiband or even broadband antenna behavior. Some of these properties are also applied in designing space filling small antenna [8]. One fractal structure that has aroused particular interest is the Sierpinski gasket which, was first reported by Puente *et al.* [4]. The Sierpinski gasket consists of a series of scaled triangles forming a linear fractal structure, as shown in Fig. 1(a). In the progression of its fractal iteration, the repetitive structural properties translate to a log-periodic allocation of frequency bands as given by (1), where ζ is the scale factor ratio. The Parany monopole antenna as shown in Fig. 1(b), also provides similar electrical properties as the Sierpinski gasket monopole antenna. This antenna was also first reported by Puente [5]. Since these developments, there has been a growing interest in various forms of fractal Sierpinski gasket antennas

$$\zeta = \frac{h_n}{h_{n+1}} = 0.5. \qquad (1)$$

It is recognized that perturbation of this geometry is necessary to enhance the performance of these antenna [9]–[14]. One of the major issues is the truncation of these monopole antennas. This results in reflected current, causing the fundamental band to deviate from its log-periodic behavior. Recent researches has also led to planar low-profile fractal Sierpinski

Manuscript received February 17, 2003; revised November 24, 2003. This work was supported by the British Telecom Advanced Communications Technology Centre.

C. T. P. Song was with the School of Electrical and Electronic Engineering, University of Birmingham, Birmingham B15 2TT, U.K. He is currently with Senio, U.K. (e-mail: psong@ieee.org).

P. S. Hall and H. Ghafouri-Shiraz are with the School of Electronic, Electrical and Computer Engineering, University of Birmingham, Birmingham B15 2TT, U.K.

Digital Object Identifier 10.1109/TAP.2004.834469

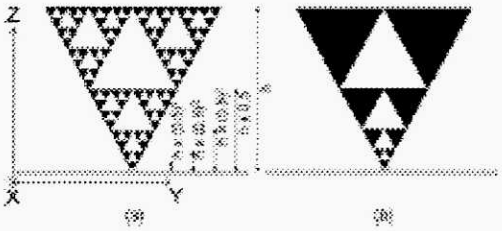


Fig. 1. (a) Fractal Sierpinski gasket monopole and (b) the Parany monopole antenna.

patch antennas. However, reflections of currents in the different operating bands cause phase cancellation, causing pattern variations in each band. This is especially true in the second operating band where a null is observed. To correct this defect, shorting pins have been included [15].

The evolution of wire monopole antennas to inverted L and planar inverted F antennas has been a significant importance of the progress in antenna technology. Many different forms of reduce-sized antennas and low profile antennas are all results of this evolution [16], [17]. One of the recent advances combining fractal Sierpinski antenna and the inverted L configuration was first reported in [18]. A shorting pin was used to reduce the size of the Sierpinski monopole, and to remove truncated current. In this paper, we will first present in Section II detailed results of the antenna configuration reported in [18], [19]. We will then describe in Section III two planar antenna configurations using the same concept and also verifying band allocation capability with the Parany monopole antenna. Finally in Section IV, we will propose a new design using dual shorting pins to enhance the bandwidth of the antenna at the lower operating band. This concept will enable design of multiband antenna which covers operation of most cellular bands and also configuring for the 802.11a bands.

II. Vertical Shorted Sierpinski Gasket Antenna

A. Antenna Design

The design of the shorted Sierpinski gasket antenna is similar to that of the inverted L antenna [16], and the shorted loop monopole [20]. The prototype Sierpinski gasket is constructed through a four iteration process. This results to four operating bands from the four-scaled version of the final gasket structure. The four small triangles in the top row resulted from the fourth iteration were however not removed. Using only half of the Sierpinski gasket as shown in Fig. 2, it is then possible to fold the antenna in a similar way to the inverted L antenna, where the symmetry plane is now parallel with the ground plane.

0018-926X/04$20.00 © 2004 IEEE

An approximated equation to estimate the resonance frequency of the fractal Sierpinski gasket has been given in [5], [7]. In this case, due to the contribution of the feed monopole, an additional term h_{m} is included. Note that c is the speed of light, n is an integer number and ζ is the scale factor ratio as described in (1). The resonance frequency of the bands can be estimated using (2) as shown below. Comparison with experimental results will be introduced in the next section

$$f \approx c\left\{0.425^{x}\left(4.25h\zeta^{Y}\right) + h_{m}\frac{1}{0.5^{0.2Y}}\right\}^{-1} \qquad (2)$$

$$\text{where} \quad \begin{cases} x = 0, & \text{for } n = 0 \\ x = 1, & \text{for } n \geq 1 \\ Y = x(n-1). \end{cases}$$

The antenna prototype shown in Fig. 2 has a height h of 40 mm, and ζ of 0.5. It is printed on FR4 substrate with a thickness of 0.5 mm. The ground plane size is 15 × 15 cm and the height of the feed h_{m} is 0.5 mm.

B. Results and Discussion

The return loss (S_{11}) of the antennas was measured with an HP8720C network analyzer. When fed vertically, the halved Sierpinski gasket still maintains log periodic VSWR resonance behavior. However, radiation pattern shows unbalanced main lobes. This is attributed to the unbalanced nature of the antenna structure, causing pattern degradation in comparison to the conventional Sierpinski gasket monopole antenna [4], [5], [7]. The measured input impedance curve varies more sharply when compared to the unperturbed structure, due to a higher Q, as the antenna now has less area for radiation. In the folded, "inverted L" configuration where the symmetry plane is 0.5 mm above the ground plane, the antenna impedance increases resulting to poor matching characteristic. It is found that the matching improves when the feed monopole height (h_{m}) is increased to 5 mm, except for the first resonance band. At the upper frequency band, contribution from the feed monopole becomes more significant. These input return loss performances are shown in Fig. 3(a)–(c). The measured resonances are at 1.77, 3.43, 6.73, and 12.2 GHz, giving a frequency ratio of 0.51, 0.51, and 0.55. The slight increase in the third ratio is due to the height of the feed. Using (2), the estimated frequencies for the antenna shown in Fig. 2 are at 1.67, 3.65, 7.17 and 12.93 GHz, giving an error in comparison to experimental results of 5.65, 6.41, 6.53, and 5.98%, respectively.

The poor matching characteristics of the first band and the deviation from log periodic behavior of the Sierpinski gasket antenna can be attributed to the truncation effect. Since currents of the first band are not sufficiently attenuated by radiation, a reflection from the edge of the antenna occurs, forming a standing wave which perturbs the log periodic performance. To remove this edge current, a shorting pin is placed at the far end of the antenna, as shown in Fig. 2. The result is an antenna that is very similar in operation to a shorted loop monopole [20]. From the input return loss observation, it is clear that the matching characteristic of the first band has improved. This is shown as dash

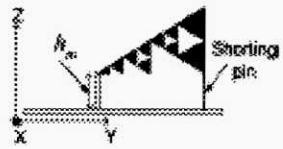


Fig. 2. Folded shorted "inverted L" Sierpinski gasket.

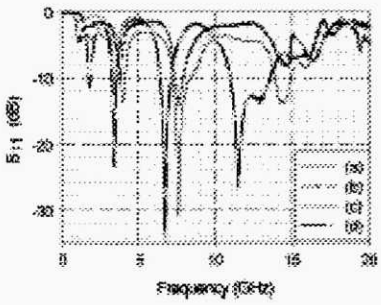


Fig. 3. Measured S_{11} comparison (a) vertically fed Sierpinski gasket shown in Fig. 1(a), (b) vertically fed halved Sierpinski gasket, (c) folded "inverted L" Sierpinski gasket shown in Fig. 2 with h_{m} = 0 mm and shorting pin, (d) shorted folded "inverted L" Sierpinski gasket shown in Fig. 2 with h_{m} = 5 mm.

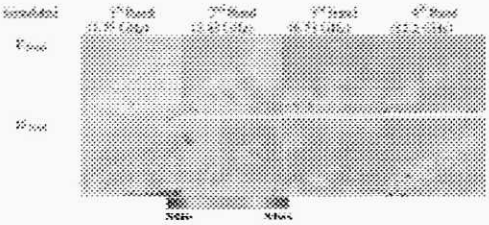


Fig. 4. Simulated field distribution of the four operating bands.

lines in Fig. 3(d). The resonance frequency has also shifted up from 1.05 to 1.77 GHz and the frequency ratio between the first and second band was brought near to about 0.5. Although this seems to indicate log periodic action of the Sierpinski gasket, it is however due to the shorted loop mode. From the input return loss plot, it can also be deduced that the resonance frequency of the third and fourth band are not affected by the shorting pin. These bands can thus be considered due to the Sierpinski gasket.

A full wave electromagnetic simulation software (HP-HFSS) was use to predict the performance of the antenna rather adequately. The simulated field distribution is shown in Fig. 4. For the first band, high E-field strength can be seen on the entire antenna structure and the H-field shows high current density that congregates around the shorting pin. This indicates that at the first resonance, current flows in the closed loop, from the feed to the ground via the shorting pin. In comparison to higher bands, the H-field intensity of the shorting pins are much less, hence its

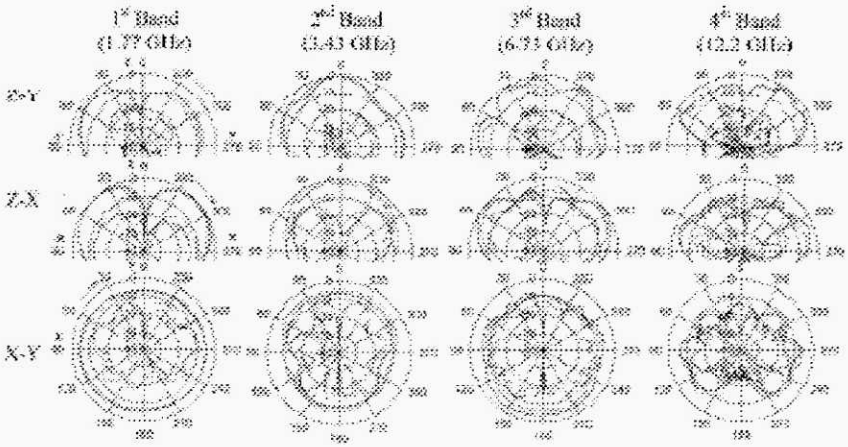


Fig. 5. Measured (black lines) and simulated (red lines) radiation plots of the vertically mounted folded shorted Sierpinski gasket antenna shown in Fig. 2 (——E_θ, - - -E_ϕ).

contribution at that frequency is minimal. As the operating frequency increases, the size of the antenna's "hot" zone also reduces. This further verifies that these resonances are attributed to the fractal Sierpinski gasket modes.

The measured and simulated radiation patterns of the four bands are shown in Fig. 5. A good agreement between the theoretical and experimental results is achieved. The first band demonstrates a monopolar-liked pattern, while the expected nulls along the Z axis of the second and third band were not present along the $Z-Y$ plane. The $X-Y$ plane also demonstrates asymmetrical omni-directional patterns. This is attributed to the asymmetrical nature of the antenna structure, and field contributions from horizontal and vertical planes in each band. At the fourth band, the $Z-X$ and $Z-Y$ planes show better monopolar patterns. The generated patterns of the first two resonances are clearly shorted loop modes [20], however with higher cross-polar power for the second resonance in the $Z-X$ plane. Although the third and fourth bands are the Sierpinski modes, a slight null is observed for the fourth band and this is due to the greater contribution of the feed monopole.

III. Planar Shorted Antenna Configuration

A. Planar Shorted Sierpinski Gasket Antenna

Using the design concepts demonstrated above, the shorted antenna may also be designed in a planar configuration as shown in Fig. 6. The gasket height, h_m is maintained at 40 mm and the antenna is printed on similar FR4 substrate. In this case, the antenna height h_m is raised to 14 mm, so as to improve the matching by reducing the interaction of the ground plane with the antenna. The measured input return loss comparison with simulation, and (d) of Fig. 3, are shown in Fig. 7. Resonances were obtained at 1.52, 3.23, 5.49, and 9 GHz, giving frequency ratios of 0.47, 0.58, and 0.61, respectively. A lower resonance frequency is observed compared to the vertically mounted

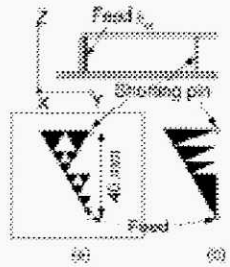


Fig. 6. (a) Configuration of the planar shorted Sierpinski gasket antenna and (b) configuration of the planar shorted Pacsy antenna.

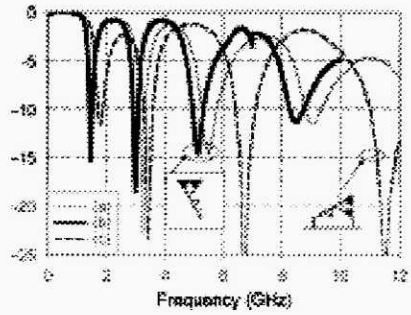


Fig. 7. S_{11} characteristics of the planar shorted Sierpinski gasket antenna: (a) measured, (b) simulated, and (c) vertical type configuration.

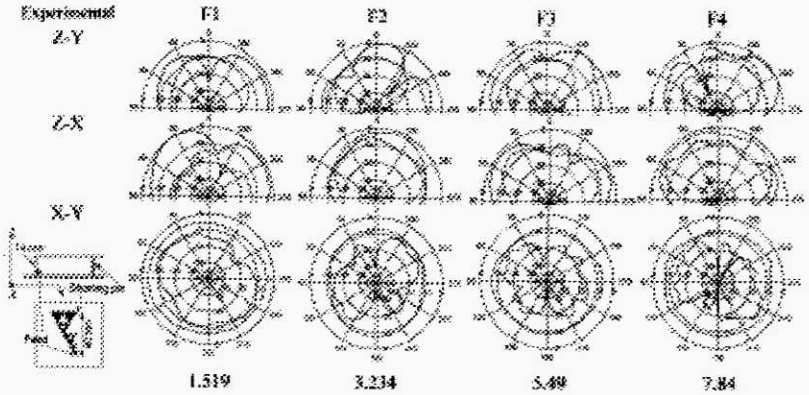


Fig. 8. Measured radiation pattern of the planar shorted Sierpinski gasket antenna shown in Fig. 6(a) (——E_ϕ, - - - E_θ).

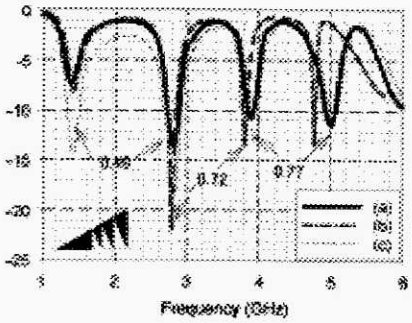


Fig. 9. Measured and simulated S_{11} characteristics of shorted Parany antenna shown in Fig. 6(b) (a) measured planar Parany, (b) simulated planar Parany, and (c) measured vertical Parany.

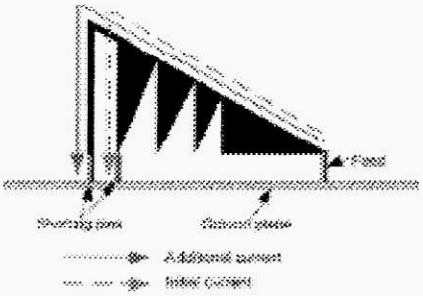


Fig. 10. Parany monopole antenna with dual shorting pins.

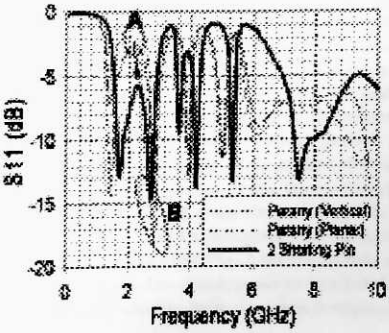


Fig. 11. Improved performance using two shorting pins.

configuration of Fig. 2. This is due to the contribution from the longer feed, hence resulting in a longer current path. The full wave simulation was able to predict quite accurately the generated resonance. The simulated E and H field distribution also shows resonance due to the discontinuity of the Sierpinski gasket, similar to that in Fig. 4. Due to the change from vertical to planar configuration, radiation patterns are also expected to vary as shown in Fig. 8.

B. Planar Shorted Band Allocated Parany Antenna

It is well understood that the allocation of operating bands can be achieved by changing the scale factor ratio of the Sierpinski gasket and Parany monopole antenna [5], [9], [13], [14]. This technique can also be applied to the shorted antenna configuration. The perturbed fourth iterated Parany monopole antenna shown in Fig. 6(b) with $h_1 = 40$ mm and $h_{m1} = 10$ mm is printed on a similar FR4 material in the previous section. The scale factor ratio, ζ of 0.8 was used. The simulated and measured results of the planar fed shorted Parany monopole antenna

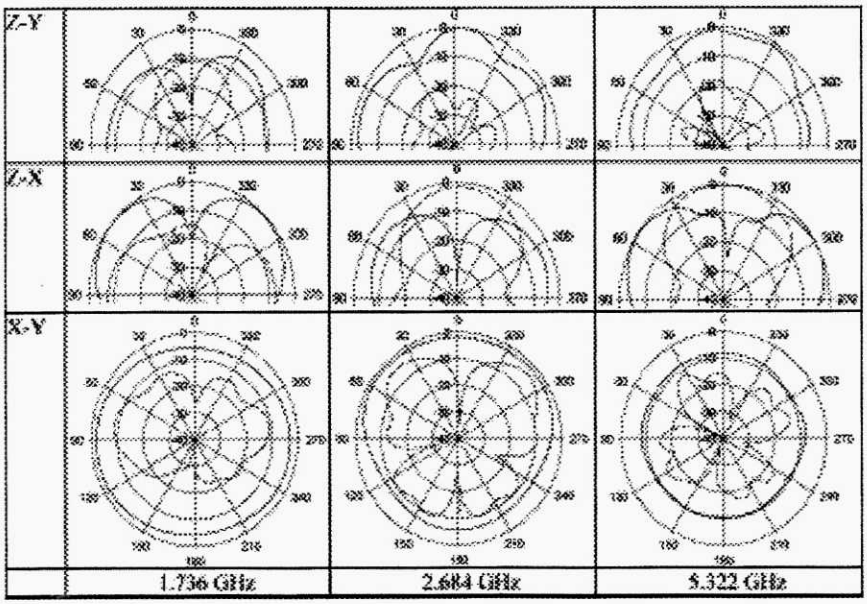


Fig. 12. Measured radiation pattern for the antenna shown in Fig. 10.

are shown in Fig. 9(a) and (b) respectively. The results of a vertically fed configuration is also shown in Fig. 9(c) for comparison. From the input return loss results, it is clear that the vertical type configurations provide a better impedance match than the planar type. The resonances were obtained at approximately 1.39, 2.82, 3.90, and 5.04 GHz, where frequency ratios between the bands are 0.49, 0.72, and 0.77. Despite the prescribed frequency ratio of 0.8, the first two resonances are similar to that of the shorted Sierpinski gasket shown in Fig. 2. This again implies a shorted loop mode. Frequency allocation can also be observed on the upper resonances where their ratios are around 0.75. Nevertheless, these resonances are very much perturbed by the presence of the feed monopole.

IV. Bandwidth Improved Performance

As noted above, the truncated currents of the monopole configuration has caused deviation of the fundamental band performance from its expected log periodic behavior. Another design proposed which attempts to attenuate the residual current sufficiently was to include an additional frame [12], hence maintaining the log-periodic behavior of the antenna. To apply this to the antenna above, two shorting pins are placed at the edge of the antenna. This generates an additional mode, formed by the external frame and shorting pin. Fig. 10 shows the initial mode represented by the dash line (- - -) while the additional current mode is shown as hard line (——). The antenna of Fig. 10 has a height h of 40 mm, and ξ of 0.8. It is printed on FR4 substrate with a thickness of 0.5 mm. The ground plane size is 15 × 15 cm and the height h_{feed} of the feed is 5 mm.

Fig. 11 shows the input return loss of the dual shorting pin antenna in comparison to the vertical and planar type shorted Parany antenna described in the previous sections. It can be seen that the first and second bands are merged together (see marker A of Fig. 11), which produce significant impedance bandwidth improvement. Using S_{11} at −8 dB reference point, the antenna is matched from about 1.52 GHz to 2.85 GHz, giving about 30% bandwidth. By varying the spacing between the frame and the edge of the Parany antenna, the two current paths can be tuned to provide this broadband effect. Comparing the S_{11} performance with other antennas result shown in Fig. 11, the second band of all antennas (see marker B) remained similar at about 2.6 GHz, indicating that it is independent of the additional shorting pin. The measured radiation pattern of the first (1.736 GHz) and second resonance (2.684 GHz) are shown in Fig. 12. The next band of interest at 5.3 GHz was also measured. Comparing these results with those obtained in Fig. 5 for the antenna shown in Fig. 2, a good degree of consistency can be concluded for these antennas operating with the shorted vertical configuration.

V. Conclusion

In this paper, we have described the design of a novel multiband antenna using a halved fractal Sierpinski gasket geometry and a shorting pin. As with the unperturbed Sierpinski gasket,

the halved structure is also sensitive to scaling ratio, which enables frequency allocation and tuning. This has been successfully implemented on a halved size Pursey antenna with a scale factor ratio of 0.7. The design can also be realized with a planar configuration with good matching, provided that the antenna is sufficiently far from the ground plane. The addition of a shorting pin with a frame has also been described which gives improved bandwidth at the lower band, and covers the DCS, PHS, PCS, DECT, IMTS, Bluetooth, 802.11b, and 802.11a bands.

ACKNOWLEDGMENT

The authors would like to thank British Telecom Advanced Communications Technology Centre for funding this study.

REFERENCES

[1] D. H. Werner and R. Mittra, *Frontiers in Electromagnetics*. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2000.

[2] J. P. Gianvittorio and Y. Rahmat-Samii, "Fractal antennas: a novel antenna miniaturization technique, and applications," *IEEE Antennas Propagat. Mag.*, vol. 44, pp. 20–36, Feb. 2002.

[3] D. H. Werner and S. Ganguly, "An overview of fractal antenna engineering research," *IEEE Antennas Propagat. Mag.*, vol. 45, pp. 38–57, Feb. 2003.

[4] C. Puente, J. Romeu, R. Pous, X. Garcia, and F. Benitez, "Fractal multiband antenna based on the Sierpinski gasket," *IEE Electron. Lett.*, vol. 32, no. 1, pp. 1–2, Jan. 1996.

[5] C. Puente, "Fractal Antennas," Ph.D. dissertation, Dept. of Signal Theory and Communications, Universitat Politècnica de Catunya, June 1997.

[6] N. Cohen, "Fractal antenna applications in wireless telecommunications," in *Proc. Professional Program Electronics Industry Forum*, 1997, pp. 43–49.

[7] C. Puente, C. Borau, R. Pous, and A. Cardama, "On the behavior of the Sierpinski multiband fractal antenna," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 46, pp. 517–524, Apr. 1998.

[8] C. Puente, J. Romeu, R. Pous, J. Ramis, and A. Hijazo, "Small but long Koch fractal monopole," *Electron. Lett.*, vol. 34, pp. 9029–9030, 1998.

[9] C. Puente, J. Romeu, R. Bartolome, and R. Pous, "Perturbation of the Sierpinski antenna to allocate operating bands," *Electron. Lett.*, vol. 32, pp. 2186–2188, 1996.

[10] C. Puente, M. Navarro, J. Romeu, and R. Pous, "Variation on the fractal Sierpinski antenna flare angle," in *Proc. IEEE Int. Symp. Ant. and Propag.*, Atlanta, GA, June 1998, pp. 2340–2343.

[11] J. Soler, J. Romeu, and C. Puente, "Mini-P Sierpinski fractal multiband antenna," in *Proc. APS2000*, Davos, Apr. 2000.

[12] J. Soler and J. Romeu, "Dual band Sierpinski fractal monopole antenna," in *Proc. IEEE Int. Symp. APS 2000*, Salt Lake City, UT, pp. 1712–1715.

[13] C. T. P. Song, P. S. Hall, H. Ghafouri-Shiraz, and I. Henning, "Fractal antenna research at University of Birmingham," in *Proc. 11th IEE ICAP*, Manchester, U.K., 2001, pp. 724–727.

[14] C. T. P. Song and P. S. Hall, "Advances in discrete self-similar fractal multiband antennas," presented at the Proc. 24th ESTEC Antenna Workshop on Innovative Periodic Antennas: Photonic Bandgap, Fractal and Frequency Selective Structures, 30 May–1 June 2001, pp. 35–40.

[15] C. Borja and J. Romeu, "Multiband Sierpinski fractal patch antenna," in *Proc. IEEE-APS Int. Symp. 2000*, Salt Lake City, UT, pp. 1708–1711.

[16] K. Fujimoto, A. Henderson, K. Hirasawa, and J. R. James, *Small Antennas*. New York: Research Studies Press, Wiley, 1993.

[17] K. Hirasawa and M. Haneishi, *Analysis, Design and Measurement of Small and Low-Profile Antennas*. Norwood, MA: Artech House, 1992.

[18] C. T. P. Song, P. S. Hall, and H. Ghafouri-Shiraz, "Shorted Sierpinski gasket monopole antenna," *IEE Electron. Lett.*, vol. 37, no. 16, pp. 1000–1001, 2001.

[19] C. T. P. Song, P. S. Hall, H. Ghafouri-Shiraz, and I. Henning, "Shorted Sierpinski gasket monopole antenna," in *Proc. IEEE AP-S Int. Symp.*, vol. 3, Boston, MA, 2001, pp. 138–141.

[20] B. Lee, P. S. Hall, and P. Gardner, "Dual band folded monopole/loop antenna for terrestrial communication systems," *IEE Electron. Lett.*, vol. 36, no. 24, pp. 1980–1981, Nov. 2000.

C. T. P. Song (S'98–M'01) was born in Singapore. He received the B.Eng. degree (First Class Honours) in electronic and integrated circuit design, and the Ph.D. degree both from The University of Birmingham, Birmingham, U.K., in 1997 and 2001, respectively.

He was with the Hong Kong Applied Science and Technology Research Institute, Kowloon, as the Manager of RF antenna systems where he leads the Antenna Technology Group in a variety of antenna designs, including ultrawide-band antennas, multiband multipolarized antennas, array antennas, and phased arrays. He is also engaged in microwave circuit design for the Wireless and Photonics Technology Group. He is currently with Sensis, U.K. assuming responsibility in various handset antenna developments. During his research, he has focused on the development novel antennas for future mobile systems, including fractal antennas, and different chip carrier packaging techniques for small antennas. He was also involved in designing commercial mobile satellite communication and low power radio transceiver mobile antennas. He has published numerous learned papers and has several U.S. patents in the filing process. He also has an invited paper on his fractal antenna research at the ESTEC Antenna Workshop 2001.

Dr. Song received the Gordon Tucker Bursary Prize by the Faculty of Engineering, The University of Birmingham, in 1997, for outstanding project achievement, where he developed and published his research on a general purpose analogue CMOS fuzzy logic inference processor. He was awarded a full scholarship by the British Telecom to pursue his Ph.D. study in antenna design for the passive pinscell radio on fiber systems, from 1998 to 2001. He is also listed in *Marquis Who's Who in the World* and the *International Who's Who of Professionals*.

Peter S. Hall (M'88–SM'93–FM'01) received the Ph.D. degree in antenna measurements from Sheffield University, Sheffield, U.K. in 1975.

He spent three years with Marconi Space and Defence Systems, Stanmore, U.K., working on a European Communications satellite project. He then joined The Royal Military College of Science, Swindon, U.K., as a Senior Research Scientist, progressing to Reader in Electromagnetics. In 1984, he joined The University of Birmingham, where he is currently Professor of Communications Engineering.

He has published four books, over 190 learned papers and received various patents. He has researched extensively in the areas of microwave antennas and associated components and antenna measurements. He is currently on the editorial board of the *International Journal of RF and Microwave Computer Aided Engineering* and *Microwave and Optical Technology Letters*. He is on the Executive Board of the *EC Antenna Network of Excellence*.

Prof. Hall is a Fellow of the Institute of Electrical Engineers (IEE), London, U.K., and a past IEEE Distinguished Lecturer. His publications have received six IEE premium awards, including the 1990 IEE Rayleigh Book Award for the *Handbook of Microstrip Antennas*, IEE Electromagnetic Wave Series 28 (London, U.K.: Peregrinus, 1989). He is a past Chairman of the IEE Antennas and Propagation Professional Group and past Coordinator for Premium Awards for IEE Proceedings on Microwave, Antennas and Propagation and is currently a Member of the Executive Group of the IEE Professional Network in Antennas and Propagation. He is a member of the IEEE AP-S Fellow Evaluation Committee. He chaired the organizing committee of the 1987 IEE International Conference on Antennas and Propagation and has been associated with the organization of many other international conferences. He was Honorary Editor of *Proc. Natl. Elect. Eng. Part H* from 1981 to 1985.