



**UNIVERSIDAD RICARDO PALMA  
FACULTAD DE INGENIERÍA  
*ESCUELA PROFESIONAL DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA***



**“DEFINICIÓN, DISEÑO Y SIMULACIÓN DE ANTENA  
FRACTAL MONOPOLO DE SIERPINSKI”**

***TESIS PARA OPTAR EL TÍTULO PROFESIONAL DE  
INGENIERO ELECTRÓNICO***

**PRESENTADO POR**

**SÁENZ MEDINA JOSÍAS SALOMÓN**

**Lima, Noviembre del 2009**

# INDICE

TITULO	PÁGINA
CAPITULO I	13
1.1 Introducción	13
1.2 Objetivo	15
CAPITULO II      ANTENAS	16
2.1 Definición de Antenas	16
2.2 Historia de las Antenas	19
2.2.1 Radiodifusión	21
2.2.2 Comunicaciones	21
2.2.3 Microondas	21
2.2.4 Televisión	22
2.3 Métodos para el cálculo de Campos radiados	22
2.3.1 La transformada rápida de Fourier (FFT)	22
2.3.2 Teoría Geométrica de la Difracción (GTD)	23
2.3.3 Espectro Angular de Ondas Planas (PWS)	23
2.3.4 Método de los Momentos	23
2.4 Parámetros de Antenas	24
2.4.1 Densidad de potencia radiada	24
2.4.2 Intensidad de radiación	24
2.4.3 Diagramas de radiación	25
2.4.4 Directividad	26

2.4.5 Ganancia	27
2.4.6 Polarización	28
2.4.7 Impedancia	28
2.4.8 Ancho de banda	29
2.4.9 Coeficiente de Reflexión	30
2.4.10 VSWR – ROE (Relación de Ondas Estacionaria)	30
2.4.10.1 Relación entre BW y SWR	31
2.4.11 Resistencia de radiación	33
2.4.12 Resistencia de pérdidas	33
2.4.13 Rendimiento de una antena	34
2.4.14 Potencia radiada isotrópica efectiva	34
2.5 Tipos de Antenas	35
2.5.1 Omnidireccionales	35
2.5.1.1 Dipolo Vertical	35
2.5.1.2 Monopolo vertical de cuarto de onda	35
2.5.1.3 Colineales	35
2.5.1.4 Guía ondas ranuradas	36
2.5.2 Direccionales	36
2.5.2.1 Dipolo (horizontal)	36
2.5.2.2 Uda-Yagi: sucesión de dipolos	36
2.5.2.3 Microtira, Microstrip, Micropatch o 'Patch Antenna'	36
2.5.2.4 Helicoidal (modo axial)	37
2.5.2.5 Parabólica	37

CAPITULO III	FRACATALES	38
3.1	Antecedentes	38
3.2	Breve historia de los Fractales	40
3.3.	Definición de Fractal	44
3.4	Características de los Fractales	44
3.4.1	Infinito Detalle	44
3.4.2	Autosimilitud o Autosemejanza	45
3.4.3	Iterativo o Algorítmico	46
3.4.4	Dimensión no entera	46
3.4.5	No derivabilidad	47
3.5	Conceptos Importantes de la Teoría Fractal	47
3.5.1	Geometría Euclidiana y Geometría Fractal	47
3.5.2	Dimensión Topológica y Dimensión Fractal	48
3.5.3	Cálculo de la dimensión Fractal	53
CAPITULO IV	ANTENAS IMPRESAS	55
4.1	Antecedentes	55
4.2	Permitividad	57
4.3	Distribución de corriente en la antena impresa	57
4.4	Antenas Microstrip	59
4.5	Formas distintas de patch	60
4.6	Alimentación	60
4.7	Principios de funcionamiento	62
4.7.1	Modelo de línea de transmisión	64
4.7.2	Modelo de cavidad	68
4.8	Impedancia de Entrada	72

4.9 Aplicaciones de las antenas de patch	73
4.10 Inconvenientes de las antenas impresas	74
CAPITULO V	
ANTENA MONOPOLO FRACTAL	
TRIÁNGULO DE SIERPINSKI	75
5.1 Antecedentes	75
5.2 Distribución de Corrientes	76
5.3 Impedancia de entrada y pérdidas de retorno	78
5.4 Antena Bow-tie	80
5.5 Patrón de radiación de la FSG	82
CAPITULO VI	
DISEÑO, IMPLEMENTACIÓN Y SIMULACIÓN	
DE ANTENA MONOPOLO SIERPINSKI	85
6.1 Diseño de las Antenas Sierpinski	85
6.2 Materiales Utilizados	90
6.3 Desarrollo de pruebas	91
6.3.1 Medición de la permitividad del los sustratos utilizados	91
6.3.2 Primeras mediciones realizadas	93
6.4 Medición de Potencia Reflejada	95
6.4.1 Mediciones con las antenas 1, 2, 3 y 4 de 2 y 3	
Iteraciones	95
6.4.2 Mediciones con Antena 5 (12.6 cm) y Antena 6	
(15 cm)	108
6.4.3 Resumen de mediciones de antena 5 y antena 6	110
6.5 Transmisión y Recepción usando dos antenas fractales de	
Sierpinski	112
6.6 Medición del patrón de Radiación en forma experimental	114

6.7 Simulación y Análisis de Resultados	116
6.7.1 Simulaciones con SuperNec 2.9	117
6.7.2 Simulaciones con Microwave Office 2006	121
6.8 Análisis de la distribución de corrientes en la antena mediante software	126
6.9 Conclusiones	129
CAPITULO VII    CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	133
7.1 Conclusiones	133
7.2 Recomendaciones	136
BIBLIOGRAFIA	138
RESUMEN	141

## LISTA DE IMAGENES

Nº	TÍTULO	PÁGINA
2.1	Diagrama de bloques entre transmisor y receptor	18
2.2	Patrón de Radiación en 3D	25
2.3	Corte bidimensional	26
2.4	Diagrama en Coordenadas Cartesianas	26
2.5	Directividad	27
2.6	Polarización elíptica y circular.	28
2.7	Ancho de banda en función del VSWR	31
3.1	Fotografía de un helecho cuerno de ciervo. La repetición del mismo patrón de crecimiento se presenta a varias escalas.	39
3.2	Los diferentes pedazos de la coliflor tienen una estructura muy similar a la de la cabeza completa. Con el brócoli sucede lo mismo.	40
3.3	G. Peano y la curva de Peano	41
3.4	N. Koch y la curva de Koch conocida como el Copo de Nieve	41
3.5	W. Sierpinski y el triángulo de Sierpinski	42
3.6	G. Julia y el Conjunto de Julia	43
3.7	Mandelbrot y el Conjunto que lleva su nombre	43
3.8	Infinito Detalle del Conjunto de Mandelbrot	45
3.9	Ejemplo de Autosimilitud	45
3.10	Ilustración de la característica, dimensión no entera, curva de koch	46
3.11	Ilustración de la característica de no derivabilidad en la curva de Koch	47
4.1	Corte transversal de las líneas de cinta y microcinta	55
4.2	Configuración de una antena de microcinta.	60



4.3	Formas habituales	60
4.4	Otras formas menos habituales son las elípticas, triangulares o en forma de anillo.	60
4.5	Alimentación a través de línea del patch	61
4.6	Alimentación a través de cable coaxial	61
4.7	Alimentación por proximidad	62
4.8	Alimentación a través de ranura	62
4.9	Antena Microstrip	63
4.10	Líneas de campo eléctrico y magnético en una línea de microcinta	64
4.11	Efecto de los bordes en la radiación	64
4.12	Radiación entre ranuras	65
4.13	Circuito equivalente del patch	65
4.14	Circuito equivalente con dos ranuras	66
4.15	Corrientes magnéticas	66
4.16	Diagrama de radiación	67
4.17	Cavidad resonante	68
4.18	Condiciones de contorno	68
4.19	Campos Tangenciales	69
4.20	Circuito resonante	69
4.21	Distribución del campo E en el modo fundamental	70
4.22	Distribución del campo Ez en el modo fundamental	71
4.23	Corrientes magnéticas	71
4.24	Otros diagramas de radiación	72
4.25	Modelo de línea de Tx	72
5.1	Distribución de corriente sobre la antena Sierpinski Gasket	77

5.2	Antena Bow-tie	80
5.3	Coeficiente de reflexión de cinco antenas bow-tie escaladas de acuerdo al tamaño de las cinco subgasket de Sierpinski.	81
5.4	Patrón de radiación (componente $E_{\theta}$ ) de la monopolo Sierpinski, para las cuatro bandas superiores, en los puntos de mínimo VSWR.	83
6.1	Muestra cuatro iteraciones del Triangulo de Sierpinski. Cada una fue realizada con el programa CorelDraw Suite 12.	86
6.2	Antena Monopolo de Sierpinski de Dos Iteraciones, cada círculo circunscribe una versión escalada de toda la estructura. $L = 30\text{cm}$	87
6.3	Antena Monopolo de Sierpinski de Tres Iteraciones, cada círculo circunscribe una versión escalada de toda la estructura. $L = 30\text{cm}$	88
6.4	Antena Monopolo de Sierpinski de Cinco Iteraciones, cada círculo circunscribe una versión escalada de toda la estructura. $L = 30\text{cm}$	89
6.5	Esquema para medir la permitividad	92
6.6	Configuración para medir Potencia Reflejada	93
6.7	Gráfica de Potencia Reflejada con medición de frecuencia por Frecuencia	94
6.8	Gráfica de Potencia Reflejada con el Analizador	95
6.9	Configuración para medir Potencia Reflejada usando Tracking Generador	96
6.10	Imagen de la medición en el laboratorio.	96
6.11	Imagen de la medición en el laboratorio.	97
6.12	Captura de medición desde Analizador con la antena 5	111
6.13	Captura de medición desde Analizador con la antena 6	111
6.14	Montaje para medición de ancho de banda en condición real.	112

6.15	Patrón de radiación de transmisión	115
6.16	Patrón de radiación de recepción	116
6.17	Dibujo en Supermec de una antena de 4 iteraciones, altura 7.8cm	118
6.18	Patrón de Radiación en azimut a 1860 MHz	118
6.19	Patrón de Radiación en azimut a 1880 MHz	119
6.20	Patrón de Radiación en elevación a 1860 MHz	119
6.21	Patrón de Radiación en elevación a 1880 MHz	120
6.22	Patrón de radiación en 3D	120
6.23	Pantalla inicial del Microwave Office 2006	121
6.24	Monopolo Sierpinski de 2 Iteraciones	122
6.25	Frecuencia de Resonancia a 2GHz	122
6.26	Monopolo Sierpinski de 3 Iteraciones	123
6.27	Gráfica de la Pérdida de Retorno que evidencia el comportamiento multibanda con 2 frecuencias de resonancia	123
6.28	Monopolo Sierpinski de 4 Iteraciones	124
6.29	Gráfica de la Pérdida de Retorno que evidencia el comportamiento multibanda con 3 frecuencias de resonancia y resonancias parasitas	124
6.30	Monopolo Sierpinski de 5 Iteraciones	125
6.31	Gráfica de la Pérdida de Retorno que evidencia el comportamiento multibanda con 4 frecuencias de resonancia y resonancias parasitas	125
6.32	Distribución de corriente del Monopolo Sierpinski de 2 Iteraciones	127
6.33	Distribución de corriente del Monopolo Sierpinski de 3 Iteraciones	128
6.34	Distribución de corriente del Monopolo Sierpinski de 3 Iteraciones	128

## LISTA DE TABLAS

<b>Nº</b>	<b>TITULO</b>	<b>PÁGINA</b>
2.1	Denominación de las bandas de frecuencias por décadas	18
2.2	Denominación habitual de las bandas de frecuencias en microondas	19
2.3	Denominación de las bandas a frecuencias superiores	19
3.1	Dimensión Fractal de algunas estructuras.	54
5.1	Principales parámetros medidos en la monopolo Sierpinski.	79
6.1	Quinta Medición	94
6.2	Mediciones para elegir el conector chasis	98
6.3	Mediciones con antena 1 usando adaptador N-SMA	103
6.4	Mediciones con antena 2 usando adaptador N-SMA	103
6.5	Mediciones con antena 1 usando cable extremo N - extremo SMA	103
6.6	Mediciones con antena 2 usando cable extremo N - extremo SMA	104
6.7	Mediciones con antena 3 usando adaptador N-SMA	105
6.8	Mediciones con antena 3 usando cable extremo N - extremo SMA	106
6.9	Mediciones con antena 4 usando adaptador N-SMA	106
6.10	Mediciones con antena 4 usando cable extremo N - extremo SMA	106
6.11	Mediciones con los 8 modelos de antena	108
6.12	Mediciones con antena 5	109
6.13	Mediciones con antena 6	109
6.14	Resumen de mediciones de antena 5	110
6.15	Resumen de mediciones de antena 6	110
6.16	Comparación con los anchos de banda a -10dB y -3dB	113

# **CAPITULO I**

## **1.1 INTRODUCCION**

Desde que se consolidó el título fractal para las complejas estructuras matemáticas que afloran en el campo de los números complejos y cuyas figuras aparecen en varios ámbitos de la naturaleza, se ha venido estudiando su aporte en varias ramas de la ciencia.

Para darnos un enfoque general de los fractales es preciso estudiar el sustento teórico de Mandelbrot donde gracias a su obra “Geometría Fractal de la Naturaleza”<sup>(1)</sup> se plantean las características básicas de los cuerpos fractales y se resalta su continua aparición en la naturaleza.

Como se verá mas adelante las antenas son dispositivos capaces de transmitir o recibir ondas de radio. Las características de las antenas dependen de

la relación entre las dimensiones y la longitud de onda de la señal de radiofrecuencia transmitida o recibida. Las antenas cumplen un papel importante en las comunicaciones que usan el espectro de radiofrecuencia. En base al presente estudio se pretende sustentar el uso de estas antenas fractales en comunicaciones gracias a su forma tan peculiar.

La integración de una variedad de servicios en las comunicaciones ha orientado las técnicas de diseño y fabricación de antenas hacia otro tipo de antenas. Esta Tesis empezará haciendo un estudio de este nuevo grupo de antenas que se caracterizan por tener formas peculiares basadas en la geometría fractal.

Así como se necesitan nuevos prototipos de antenas, también se requiere que estas antenas sean cada vez más pequeñas y puedan incluir más servicios que las antenas convencionales. Este es otro motivo para el uso de antenas fractales. El fractal que se utiliza en esta tesis es un fractal geométrico, llamado el Triángulo de Sierpinski o Sierpinski Gasket. La configuración que se simuló experimentalmente fue el monopolo de Sierpinski.

En esta tesis se explora experimentalmente el comportamiento multibanda que le da una característica multifuncional al diseño de la antena. Se busca demostrar que gracias a la autosimilitud o autosimilaridad del fractal, la antena responda con un comportamiento multibanda.

La técnica microstrip servirá de base para el diseño y fabricación de la Antena Fractal Monopolo de Sierpinski. Esta técnica se caracteriza por estar

diseñada sobre un circuito impreso más un sustrato, el mismo que es utilizado para hacer placas impresas.

Investigaciones previas relacionadas a las antenas fractales resaltan los resultados obtenidos y cómo coinciden los resultados experimentales con las simulaciones realizadas. En cuanto a las pruebas realizadas en esta tesis, se busca resaltar que la antena es multibanda y además tiene un ancho de banda superior al 10% de la frecuencia de operación. Las pruebas realizadas son experimentales como también con softwares de simulación electromagnética.

## **1.2 OBJETIVO**

El objetivo de la tesis es diseñar y fabricar una antena multifrecuencia o multibanda llamada la Antena Fractal Monopolo de Sierpinski. Los parámetros que gobiernan la performance de la antena en términos de acoplamiento y ancho de banda se analizan experimentalmente y bajo simulación para lograr el objetivo.

## **CAPITULO II**

### **ANTENAS**

#### **2.1 Definición de Antenas**

Una antena es un dispositivo generalmente metálico capaz de radiar y recibir ondas de radio que adapta la entrada/salida del receptor/transmisor al medio. Una antena, bajo definición formal, es un dispositivo que sirve para transmitir y recibir ondas de radio. Convierte la onda guiada por la línea de transmisión (el cable o guía de onda) en ondas electromagnéticas que se pueden transmitir por el espacio libre.

La IEEE (Instituto de Ingenieros Electrónicos y Eléctricos) define una antena como “aquella parte de un sistema transmisor o receptor diseñada específicamente

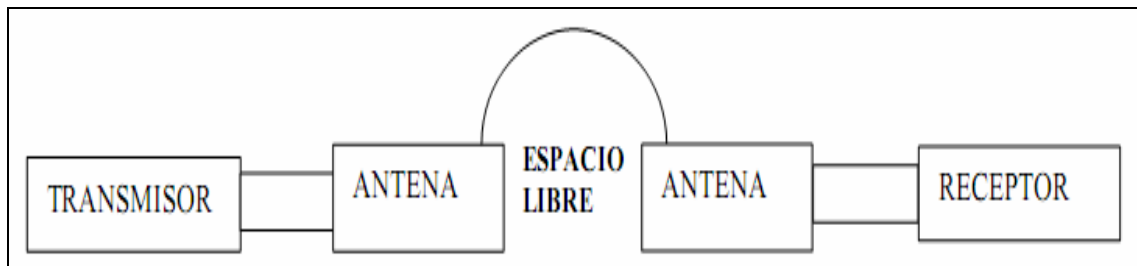


para radiar o recibir ondas electromagnéticas. Si bien sus formas son muy variadas, todas las antenas tienen en común el ser una región de transición entre una zona donde existe una onda electromagnética guiada y una onda en el espacio libre, a la que puede además asignar un carácter direccional. La representación de la onda guiada se realiza por voltajes y corrientes (hilos conductores y líneas de transmisión) o por campos (guías de ondas) en el espacio libre.”<sup>(2)</sup>

Las antenas deben de dotar a la onda radiada con un aspecto de dirección. Es decir, deben acentuar un solo aspecto de dirección y anular o mermar los demás. Esto es necesario ya que solo nos interesa radiar hacia una dirección determinada. Este caso se puede explicar con un ejemplo, hablando de las antenas que llevan los satélites, estas antenas acentúan mucho la dirección hacia la tierra y anulan la de sentido contrario, puesto que lo que se quiere es comunicarse con la tierra y no mandar señales hacia el espacio.

Las antenas también deben dotar a la onda radiada de una polarización. La polarización de una onda es la figura geométrica descrita, al transcurrir el tiempo, por el extremo del vector del campo eléctrico en un punto fijo del espacio en el plano perpendicular a la dirección de propagación.

“La misión de la antena será radiar la potencia que se le suministra con las características de direccionalidad adecuadas a la aplicación.”<sup>(2)</sup> Por ejemplo, en radiodifusión o comunicaciones móviles se querrá radiar sobre la zona de cobertura de forma omnidireccional, mientras que en radiocomunicaciones fijas interesará que las antenas sean direccionales.



**Figura 2.1** Diagrama de bloques entre transmisor y receptor <sup>I</sup>

Toda onda se caracteriza por su frecuencia ( $f$ ) y su longitud de onda ( $\lambda$ ), ambas relacionadas por la velocidad de propagación en el medio; en el vacío esta velocidad es una constante y es igual a  $c=3 \times 10^8$  m/s. El conjunto de todas las frecuencias, o espectro de frecuencias, se divide por décadas en bandas,<sup>(2)</sup> con la denominación presentada en la tabla 2.1. Cada aplicación tiene asignada por los organismos de normalización unas determinadas porciones de ese espectro.

BANDA	FRECUENCIA	LONG. DE ONDA	DENOMINACIÓN
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	1-100 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 2.1** Denominación de las bandas de frecuencias por décadas <sup>II</sup>

<sup>I</sup> Departamento de TCI, Líneas, Antenas y Propagación, Escuela de Especialidades Antonio Escaño, pag X-1

<sup>II</sup> CARDAMA Angel, Antenas, UPC Edicions, Barcelona, 2002, pag 16

En las frecuencias de microondas existe una subdivisión que data de los primeros tiempos del radar, recogida en la tabla 2.2, que es ampliamente utilizada en la actualidad, sobre todo en comunicaciones satelitales.

BANDA	FRECUENCIA	LONG. DE ONDA
L	1-2 GHz	30-15 cm
S	2-4 GHz	15-7,5 cm
C	4-8 GHz	7,5-3,75 cm
X	8-12,4 GHz	3,75-2,42 cm
Ku	12,4-18 GHz	2,42-1,66 cm
K	18-26,5 GHz	1,66-1,11 cm
Ka	26,5-40 GHz	11,1-7,5 mm
mm	40-300 GHz	7,5-1 mm

**Tabla 2.2** Denominación habitual de las bandas de frecuencias en microondas <sup>III</sup>

A frecuencias superiores nos encontramos con las ondas electromagnéticas correspondientes al infrarrojo, visible, ultravioleta y rayos X (tabla 2.3)

BANDA	FRECUENCIA	LONG. DE ONDA	DENOMINACION
	300-800 GHz	1- 0,4 mm	Región Submilimétrica
IR	800 GHz - 400THz	0,4 mm - 0,8 um	Infrarrojo
V	400-750 THz	0,8-0,4 micras	Visible
UV	750-10000THz	400-12 nanómetros	Ultravioleta
		120-0,6 amstrong	Rayos X

**Tabla 2.3** Denominación de las bandas a frecuencias superiores <sup>IV</sup>

## **2.2 Historia de las Antenas**

Un extracto de la historia de las antenas de acuerdo a la Universidad Politécnica de Valencia <sup>(3)</sup> se presenta en las siguientes líneas:

<sup>III</sup> CARDAMA Angel, Antenas, UPC Edicions, Barcelona, 2002, pag 16

<sup>IV</sup> CARDAMA Angel, Antenas, UPC Edicions, Barcelona, 2002, pag 16

“En 1842, Joseph Henry, inventor de la telegrafía de hilos, demostró que con un circuito de descarga podía magnetizar agujas situadas en el sótano, dos pisos más abajo. Utilizando un hilo vertical detectó rayos a una distancia de 12 Km. En 1875 Edison descubrió que las chispas de los interruptores eléctricos producían radiaciones, en 1885 patentó un sistema de comunicaciones utilizando antenas monopolo con carga capacitiva.”<sup>(3)</sup>

“En 1887 Hertz probó la validez de las teorías de Maxwell. Para su experimento Hertz utilizó un dipolo alimentado en su centro con las descargas de una bobina. Como antena receptora usó una espira cuadrada con un entrehierro en el que se producían descargas. Hertz consiguió sintonizar el sistema añadiendo esferas a los brazos del dipolo, equivalentes a carga capacitiva y bobinas serie y condensadores en paralelo a la espira receptora.”<sup>(3)</sup>

“El físico francés Edouard Branly construyó en 1891 el primer receptor de ondas electromagnéticas al que denominó cohesor. Consistía en un tubo lleno de hierro conectado a una pila y un galvanómetro. En 1894 una conferencia dada por Lodge, tuvo una gran difusión e influenció los futuros desarrollos de Marconi y Popoff. Ese año patentó una serie de importantes avances: los dipolos bicónicos, las cargas inductivas y la sintonía con circuitos resonantes.”<sup>(3)</sup>

“Las agrupaciones de antenas fueron propuestas en 1889 por Sydney George Brown y James Erskine-Murray, aunque los primeros experimentos no se

produjeron hasta 7 años después. Las antenas de microondas, como reflectores parabólicos, lentes bocinas y guías de onda ya se usaron antes de 1900.”<sup>(3)</sup>

“En 1898 Hertz demostró las propiedades ópticas de las ondas eléctricas, a la longitud de onda de 66cm, utilizando cilindros parabólicos. Lodge y Howard construyeron una lente en 1899. Righi utilizó cilindros parabólicos para longitudes de onda entre 2.6 y 21.4cm. Marconi consiguió establecer una comunicación entre dos antenas parabólicas en 1895. En la India Hose utilizó una lente como transmisora y bocina como antena receptora, con un dispositivo semiconductor como detector.”<sup>(3)</sup>

### **2.2.1 Radiodifusión**

“La radiodifusión se inicia con las emisiones regulares de Pittsburg, de la estación KDKA en 1920. En Europa la BBC emitió su primer programa experimental en noviembre de 1922. En España, la primera emisora fue Radio Barcelona, inaugurada el 24 de Octubre de 1924. En 1925 ya existían unos 600 emisores de ondas medias.”<sup>(3)</sup>

### **2.2.2 Comunicaciones**

“En 1923 Beverage construyó la antena bautizada con su nombre, de onda progresiva, consistente en un hilo paralelo a una tierra imperfecta con una carga terminal, para un sistema de comunicaciones entre Long Island y Escocia. En 1927 Francklin construyó una agrupación de tipo cortina.”<sup>(3)</sup>

### **2.2.3 Microondas**

“En los primeros decenios del siglo XX las frecuencias de trabajo, en las bandas de LF, MF y HF, hacían que las antenas tuvieran unas dimensiones mucho menores o comparables a la longitud de onda. En dichas bandas los circuitos se pueden considerar como de elementos concentrados. Las bandas de microondas no están claramente definidas, pero se entiende que empiezan a partir de UHF, hasta banda X. En dichas bandas las antenas son mucho mayores que la longitud de onda, y los circuitos son de elementos distribuidos, aunque en UHF pueden coexistir técnicas híbridas.”<sup>(3)</sup>

#### **2.2.4 Televisión**

“Los primeros experimentos de televisión se iniciaron en Gran Bretaña. En 1925 John Baird presentó un sistema de exploración mecánica de las imágenes. Las primeras transmisiones experimentales de TV electrónica se realizaron durante los Juegos Olímpicos de Berlín en 1936. Las emisiones regulares de la BBC comenzaron el mismo año. Se utilizaba la frecuencia de 45 MHz. La antena transmisora era una agrupación circular de dipolos.”<sup>(3)</sup>

A lo largo de los años, las antenas han sido de mucha importancia para los sistemas de comunicación y difusión, cada contribución ha ido aumentando conocimiento a la teoría de las antenas, proponiendo distintas antenas, cada una con propiedades y características singulares.

### **2.3 Métodos para el cálculo de Campos radiados**

La mayor parte de los avances están relacionados con el uso de los computadores para el cálculo. Los siguientes métodos <sup>(4)</sup> ayudan a resolver las ecuaciones resultantes del cálculo.

### **2.3.1 La transformada rápida de Fourier (FFT)**

“El campo radiado por una apertura se puede calcular como la transformada de Fourier de los campos en la apertura. El cálculo de dicha transformada no es siempre posible de una forma analítica. El tiempo empleado en el cálculo directo de la integral es excesivo. El algoritmo de la FFT (Transformada Rápida de Fourier) permite reducir de forma drástica dicho tiempo.”<sup>(4)</sup>

### **2.3.2 Teoría Geométrica de la Difracción (GTD)**

“Esta técnica denominada GTD permite analizar el efecto en los campos radiados debido a los bordes y vértices. Complementa al método de Kirchhoff.”<sup>(4)</sup>

### **2.3.3 Espectro Angular de Ondas Planas (PWS)**

“Se basa en la expansión modal de los campos en el dominio espectral. El uso del algoritmo de la FFT (Transformada Rápida de Fourier) permite reducir el tiempo de cálculo. Se puede utilizar en problemas de difracción.”<sup>(4)</sup>

### **2.3.4 Método de los Momentos**

“Es un método numérico que permite el análisis de antenas, mediante la discretización del problema, y la resolución del sistema de ecuaciones resultante. Varios programas (NEC) y (MININEC) utilizan dicho método para el cálculo de la radiación y difracción de antenas de hilo.”<sup>(4)</sup>

## **2.4 Parámetros de Antenas**

### **2.4.1 Densidad de potencia radiada**

La densidad de potencia radiada se define como la potencia por unidad de superficie en una determinada dirección. Las unidades son vatios por metro cuadrado. La onda electromagnética radiada se compone de un campo eléctrico  $E$  (V/m) y uno magnético  $H$  (A/m); ambos son magnitudes vectoriales y están ligados por las ecuaciones de Maxwell. A partir de los valores eficaces de los campos se obtiene la densidad de flujo por unidad de superficie mediante:

$$\vec{P}(\theta, \phi) = \text{Re} \left( \vec{E} \times \vec{H}^* \right) \frac{W}{m^2} \quad (2.1)$$

### **2.4.2 Intensidad de radiación**

La intensidad de radiación es la potencia radiada por unidad de ángulo sólido en una determinada dirección; sus unidades son vatios por estereorradián y a grandes distancias tiene la propiedad de ser independiente de la distancia a la que se encuentre la antena. La relación entre la intensidad de radiación y la densidad de potencia radiada es:

$$K(\theta, \phi) = P(\theta, \phi) r^2 \quad (2.2)$$

y la potencia total radiada también se puede calcular integrando la intensidad de radiación en todas las direcciones del espacio

$$P_r = \int \int_{4\pi} K(\theta, \phi) d\Omega \quad (2.3)$$

Al ser el diferencial de ángulo sólido en coordenadas esféricas:

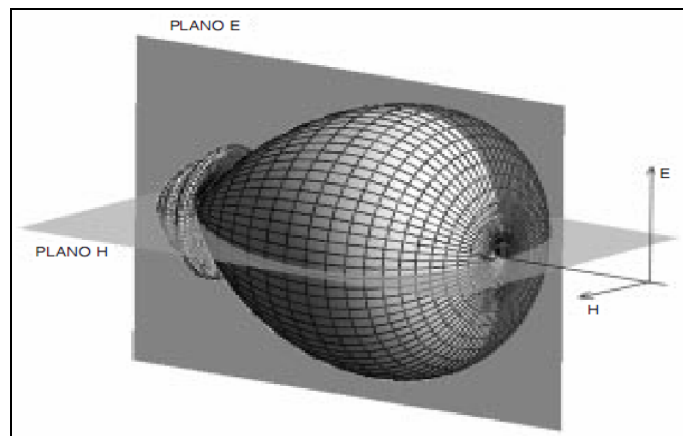


$$d\Omega = \frac{ds}{r^2} = \text{sen}\theta \, d\theta d\phi \quad (2.4)$$

### 2.4.3 Diagramas de radiación

El diagrama de radiación de una antena se define “como la representación gráfica de las características de radiación en función de la dirección angular.”<sup>(2)</sup> Se utilizará habitualmente un sistema de coordenadas esférico. Las tres variables de un sistema esférico son  $(r, \theta, \phi)$ .

La interpretación geométrica se puede ver de forma animada. Se puede representar el campo eléctrico, magnético o la densidad de potencia radiada. Dado que los campos son magnitudes vectoriales, es posible representar el módulo o la fase de sus componentes. Las formas de representación pueden ser tridimensionales o bidimensionales, en escalas lineal o logarítmica. La figura 2.2 muestra la representación tridimensional de los campos radiados por una antena.



**Figura 2.2** Patrón de Radiación direccional en 3D<sup>V</sup>

<sup>V</sup> CARDAMA Angel, Antenas, UPC Edicions, Barcelona, 2002, pag 20

Un corte bidimensional en coordenadas polares está representada en la figura 2.3. El mismo diagrama en coordenadas cartesianas se muestra en la figura 2.4

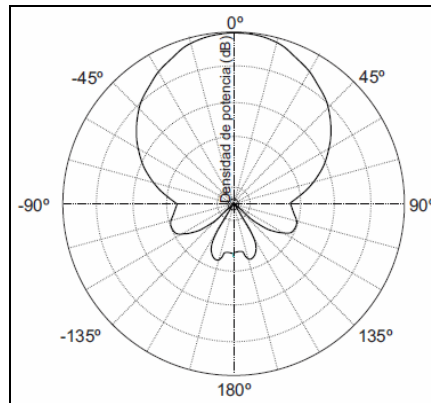


Figura 2.3 Corte Bidimensional <sup>VI</sup>

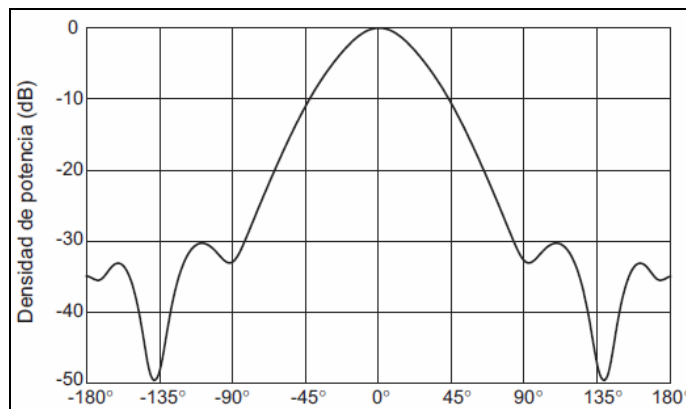


Figura 2.4 Diagrama en Coordenadas Cartesianas <sup>VII</sup>

#### 2.4.4 Directividad

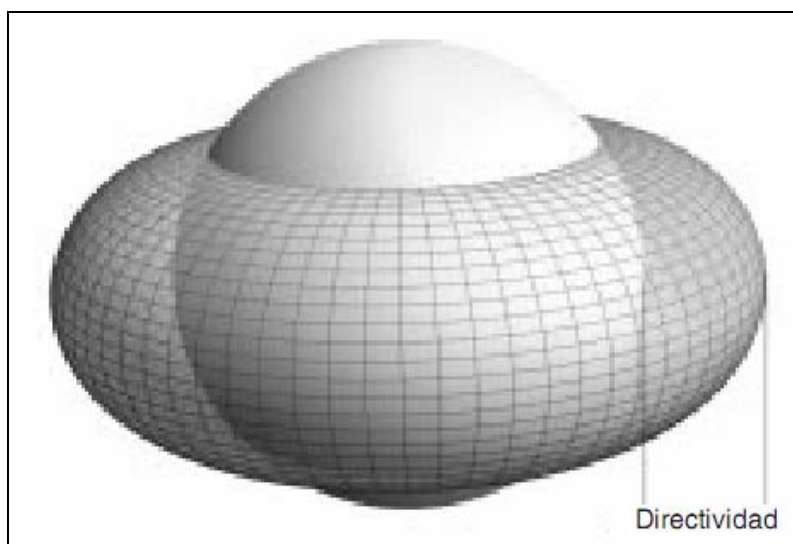
La Directividad de una antena se define “como la relación entre la densidad de potencia radiada en una dirección, a una distancia, y la densidad de potencia que radiaría a la misma distancia una antena isotrópica, a igualdad de potencia total radiada.” <sup>(2)</sup> (Figura 2.5)

<sup>VI</sup> CARDAMA Angel, Antenas, UPC Edicions, Barcelona, 2002, pag 21

<sup>VII</sup> CARDAMA Angel, Antenas, UPC Edicions, Barcelona, 2002, pag 21

Para antenas directivas, con un sólo lóbulo principal y lóbulos secundarios de nivel despreciable, se puede obtener una directividad aproximada considerando que se produce radiación uniforme en el ángulo sólido definido a partir de los anchos de haz a  $-3\text{dB}$  en los dos planos principales del diagrama de radiación.

$$D(\theta, \phi) = \frac{P(\theta, \phi)}{P_r / 4\pi r^2} \quad (2.5)$$



**Figura 2.5** Directividad <sup>VIII</sup>

#### **2.4.5 Ganancia**

La ganancia de una antena se define “como la relación entre la densidad de potencia radiada en una dirección y la densidad de potencia que radiaría una antena isotrópica, a igualdad de distancias y potencias entregadas a la antena.” <sup>(5)</sup> Es igual al producto de la Directividad por la eficiencia ( $\eta$ ).

---

<sup>VIII</sup> CARDAMA Angel, Antenas, UPC Edicions, Barcelona, 2002, pag 22

$$G(\theta, \phi) = \frac{P(\theta, \phi)}{W_e / 4\pi r^2} \quad (2.6)$$

$$G(\theta, \phi) = D(\theta, \phi) \times \eta \quad (2.7)$$

### 2.4.6 Polarización

La polarización de una onda es “la figura geométrica determinada por el extremo del vector que representa al campo eléctrico en función del tiempo, en una posición dada. Para ondas con variación sinusoidal dicha figura es en general una elipse.”<sup>(5)</sup> Hay una serie de casos particulares. (Figura 2.6)

Si la figura trazada es una recta, la onda se denomina linealmente polarizada, si es un círculo circularmente polarizado.

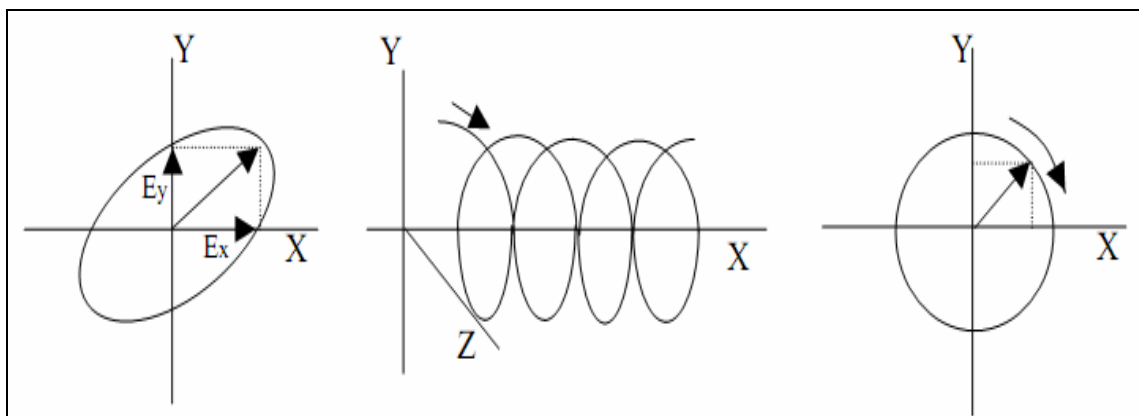


Figura 2.6 Polarización elíptica y circular.<sup>IX</sup>

### 2.4.7 Impedancia

La impedancia de una antena se define como la relación entre la tensión y la corriente en sus terminales de entrada. Dicha impedancia es en general compleja.

<sup>IX</sup> Departamento de TCI, Líneas, Antenas y Propagación, Escuela de Especialidades Antonio Escaño, pag X-9

La parte real se denomina resistencia de antena y la parte imaginaria, reactancia de antena.

$$Z_i = \frac{V_i}{I_i} = R_a + jX_a \quad (2.8)$$

#### **2.4.8 Ancho de banda**

Todas las antenas, debido a su geometría finita, están limitadas a operar satisfactoriamente en una banda o margen de frecuencias. Este intervalo de frecuencias, en el que un parámetro de antena determinada no sobrepasa unos límites prefijados, se conoce como el ancho de banda de la antena.

El ancho de banda (BW) se puede especificar como la relación entre el margen de frecuencias en que se cumplen las especificaciones y la frecuencia central. Dicha relación se suele expresar en forma de porcentaje.

$$BW = \frac{f_{\max} - f_{\min}}{f_o} \quad (2.9)$$

En antenas de banda ancha se suele especificar en la forma:

$$BW = \frac{f_{\max}}{f_{\min}} : 1 \quad (2.10)$$

Para su especificación los parámetros pueden dividirse en dos grupos, según se relacionen con el diagrama de radiación o con la potencia reflejada. El primero se hallará entre los puntos de media potencia a -3dB y el segundo se halla a -10dB del pico. En el primero de ellos tendremos la directividad, la pureza de polarización, el ancho de haz, el nivel de lóbulo principal a secundario y la dirección de máxima

radiación. En el segundo, la impedancia de la antena, el coeficiente de reflexión y la relación de onda estacionaria.

#### **2.4.9 Coeficiente de Reflexión ( $\rho$ )**

Es la relación entre la onda Reflejada y la onda Incidente. El coeficiente de reflexión de la antena respecto a la línea de transmisión o generador es:

$$\rho = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2.11)$$

El coeficiente de reflexión esta relacionado con la Pérdida de Retorno (**Return Loss**), una forma de medirlo es mediante la relación entre la potencia reflejada y la potencia transmitida.

$$R_L \text{ (dB)} = 20 \log_{10} \left| \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \right| = 20 \log_{10} |\rho| \quad (2.12)$$

Donde  $Z_0$  es la impedancia característica de la línea y  $Z_L$  es la impedancia hacia la carga a una frecuencia dada.

También se obtiene una definición a partir de la relación de voltajes y potencias:

$$R_L = 20 \log_{10} \frac{V_r}{V_i} = 10 \log_{10} \frac{P_r}{P_i} = P_r - P_i \text{ |}_{dB} \quad (2.13)$$

#### **2.4.10 VSWR – ROE (Relación de Ondas Estacionaria)**

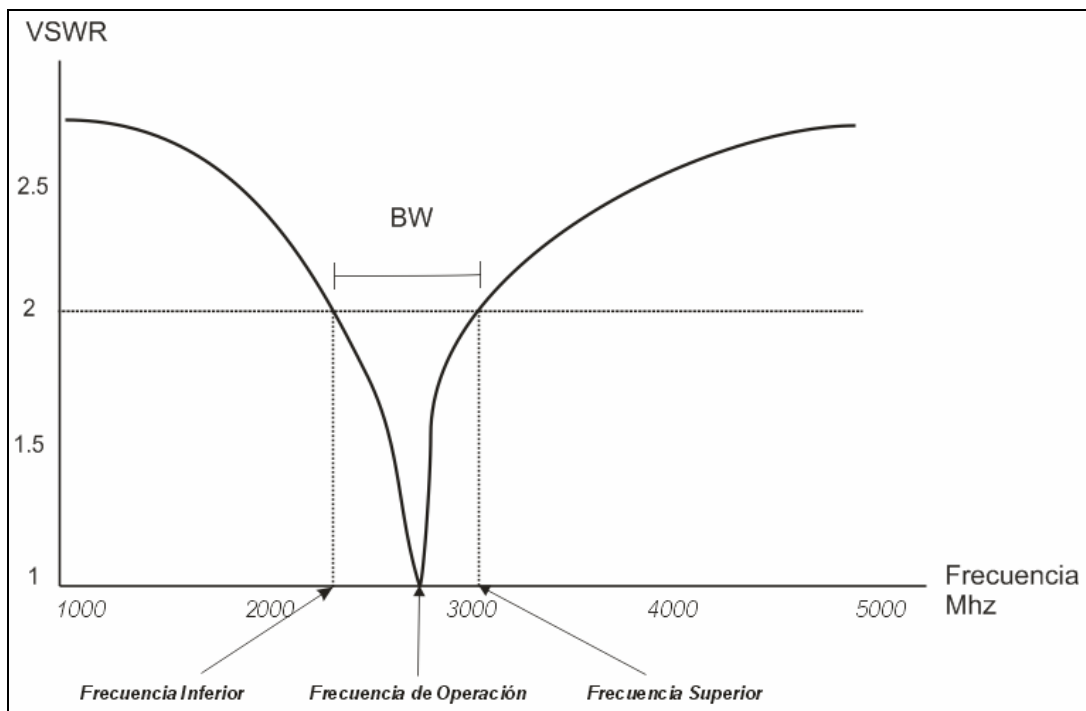
Se denomina relación de onda estacionaria, o simplemente ROE (VSWR en inglés), a la “relación que se establece entre las tensiones (o voltajes) del pico y del valle de la onda estacionaria. El valor de ROE se expresa como un número (siempre mayor o igual que uno), con respecto a la unidad (o sea al número

uno).<sup>(2)</sup> Se puede calcular a partir del coeficiente de reflexión y viene dado por la siguiente expresión:

$$S = \frac{1 + |\rho_v|}{1 - |\rho_v|} \quad (2.14)$$

### 2.4.10.1 Relación entre BW y VSWR

Como se sabe, el ancho de banda se refiere al rango de frecuencias en los que la antena radiará con efectividad. La relación entre la relación de onda estacionaria (ROE o VSWR en inglés) y el BW (ancho de banda) se muestran en la figura 2.7.



**Figura 2.7** Ancho de banda en función del VSWR

Para determinar el ancho de banda de la gráfica de VSWR tenemos que el ancho de banda se toma del rango de frecuencia entre los cuales el VSWR sea menor que 2. De la gráfica y de la ecuación 2.13 sabemos que:

$$S = \frac{1 + |\rho_v|}{1 - |\rho_v|} \leq 2 \quad (2.15)$$

Donde  $\rho_v$  es el coeficiente de reflexión de voltaje, tal que  $\rho_v = \sqrt{\rho}$ . Donde  $\rho$  es el coeficiente de reflexión de potencia. Conociendo esto y resolviendo la ecuación 2.15 obtenemos que el coeficiente de reflexión de potencia es:

$$\rho \leq \frac{1}{9} \quad (2.16)$$

Y luego tomando logaritmos:

$$10 \log (\rho) \leq -9.54 \text{ dB} \approx -10 \text{ dB} \quad (2.17)$$

De la ecuación 2.13 tenemos que:

$$\Delta P = P_r - P_i = 10 \log (\rho) \quad (2.18)$$

Y por tanto:

$$P_r - P_i \leq -9.54 \text{ dB} \quad (2.19)$$

Entonces de la ecuación 2.19 concluimos que para determinar el ancho de banda de un gráfico de potencia reflejada se debe medir entre los puntos donde la curva corta los 9.54 dB (se aproxima a 10) por encima del punto de mayor acople. De acuerdo a la figura 2.6 el ancho de banda se expresaría de la siguiente forma:

$$\text{VSWR \% BW} = 10 \text{ dB \% BW} = \frac{f_{hi} - f_{lo}}{f_r} \times 100\% \quad (2.20)$$



Donde:

$f_{hi} = f_{min}$  = Frecuencia inferior

$f_{lo} = f_{max}$  = Frecuencia superior

$f_r = f_o$  = Frecuencia de Operación

#### **2.4.11 Resistencia de radiación**

No toda la potencia suministrada a la antena se irradia. Parte de ella se convierte en calor y se disipa. La resistencia de radiación “es un poco irreal en el sentido de que no puede medirse directamente. La resistencia de radiación es una resistencia de la antena en CA (corriente alterna) y es igual a la relación entre la potencia radiada y el cuadrado de la corriente en su punto de alimentación.” <sup>(5)</sup>

Matemáticamente, la resistencia de radiación es:

$$R_r = \frac{P_r}{I^2} \quad (2.21)$$

#### **2.4.12 Resistencia de pérdidas**

Además de la potencia radiada, un sistema de antena disipa energía como consecuencia de:

- Efecto Joule en los conductores que la forman y tierra.
- Corrientes parásitas inducidas en elementos metálicos próximos.
- Pérdidas por varios dieléctricos situados en el campo de la antena (árboles, mástiles, etc).

Esta energía disipada puede representarse en términos de una resistencia concentrada de valor tal que insertada en serie con la antena consumiría la misma energía que se pierde por las causas enumeradas.

$$R_p = \frac{P_p}{I^2} \quad (2.22)$$

#### **2.4.13 Rendimiento de una antena**

El rendimiento de la antena es la relación que existe entre la potencia de radiación y la potencia suministrada a la antena:

$$\eta = \frac{P_r}{P_A} = \frac{I^2 R_r}{I^2 R_A} = \frac{R_r}{R_r + R_p} \quad (2.23)$$

De esta expresión se deduce que para aumentar el rendimiento de una antena es indispensable aumentar la resistencia de radiación y disminuir la de pérdidas.

#### **2.4.14 Potencia radiada isotrópica efectiva**

La potencia radiada isotrópica efectiva (PIRE, EIRP), se define como una potencia de transmisión equivalente y se expresa matemáticamente como:

$$\text{EIRP} = P_r D \text{ (watts)} \quad (2.24)$$

Donde  $P_r$  = Potencia total radiada. En watts.

$D$  = Ganancia directiva de la antena transmisora (sin unidades), o:

$$\text{EIRP (dB)} = 10 \log \frac{P_r}{0,001} + 10 \log D \quad (2.25)$$

La primera de las ecuaciones puede escribirse utilizando la potencia de entrada y la ganancia de potencia de la antena como:

$$EIRP = P_{in} \cdot D \quad (2.26)$$

EIRP o solo ERP (potencia radiada efectiva) es la potencia equivalente que tendría que radiar una antena isotrópica para alcanzar la misma densidad de potencia en la dirección seleccionada en un punto determinado.

## **2.5 Tipos de Antenas**

### **2.5.1 Omnidireccionales**

#### **2.5.1.1 Dipolo Vertical**

- Antena fundamental
- Dos conductores de cuarto de onda
- Ganancia baja: 2.2 dBi
- Angulo de radiación ancho

#### **2.5.1.2 Monopolo vertical de cuarto de onda**

- Básicamente igual al dipolo
- Se sustituye un conductor por un plano de tierra
- Ganancia baja: 0-2 dBi

#### **2.5.1.3 Colineales**

- Varios monopolos o dipolos verticales alimentados en fase.
- Ganancia moderada - elevada: 5 - 12 dBi
- Angulo de radiación medio

#### **2.5.1.4 Guía ondas ranuradas**

- Cavity (tubo) metálico rasurado
- Ganancia elevada: 12-15 dBi
- Angulo de radiación estrecho

### **2.5.2 Direccionales**

#### **2.5.2.1 Dipolo (horizontal)**

- Ganancia baja: 2.2dBi
- Directividad baja
- Amplio ángulo de radiación

#### **2.5.2.2 Uda-Yagi: sucesión de dipolos**

- Sucesión de dipolos dispuestos en paralelo.
- La señal se acopla de uno a otro, radiándose de nuevo cada vez.
- Ganancia elevada: 8-15 dBi
- Alta directividad
- Angulo de radiación medio

#### **2.5.2.3 Microtira, Microstrip, Micropatch o 'Patch Antenna'<sup>(6)</sup>**

- Panel o patch metálico radiante sobre un plano de tierra metálico.
- Normalmente planas, en encapsulado de PVC.
- Ganancia media-elevada: 5-20 dBi

- Directividad moderada
- Angulo de radiación medio

#### **2.5.2.4 Helicoidal (modo axial)** <sup>(6)</sup>

- Hilo conductor bobinado sobre un soporte rígido.
- Ganancia media-elevada: 6-18 dBi
- Directividad moderada
- Angulo de radiación medio

#### **2.5.2.5 Parabólica**

- Antena direccional que recoge las ondas que recolecta un reflector metálico de forma parabólica.
- Ganancia alta: 12-25 dBi
- Directividad alta
- Angulo de radiación bajo

## **CAPITULO III**

### **FRACTALES**

#### **3.1 Antecedentes**

A nuestro alrededor vemos que el mundo esta constituido por montañas, costas, mares, nubes, plantas, animales, etc.; sin duda alguna es el reino de la forma. Si quisiéramos describirlo, un vistazo rápido podría desalentar todo intento de realizar simplificaciones; más que el reflejo de la perfecta armonía de un mundo sencillo y ordenado, parece ser el dominio de la irregularidad y el caos.

“Cuerpos amorfos desde rocas hasta planetas, flujos turbulentos desde ríos a tornados, patrones asimétricos que sobrepasan con mucho el número de cuerpos regulares con los que el hombre se ha obsesionado desde el inicio de los tiempos. Azar y desorden en un Universo aparentemente estructurado. Sin embargo, en este

mar de caos, una observación más cuidadosa de la naturaleza muestra que aún dentro de su enorme complejidad existen ciertos patrones que la caracterizan.”<sup>(1)</sup>

“Una roca es similar a la montaña de la que forma parte; una rama tiene la misma estructura que la del tronco del que nace; como si la decisión hubiera sido repetir la misma forma a diferentes escalas dentro de un mismo objeto, asegurando la preservación de una copia del original a cualquier nivel de amplificación; como si se pensara en generar el máximo nivel de detalle con el mínimo costo de diseño.”<sup>(1)</sup>

“Un helecho cuerno de ciervo (Figura 3.1), un brócoli o una coliflor (Figura 3.2) son muestras vivas de este juego de la naturaleza en el que el mismo patrón de crecimiento se manifiesta a diferentes escalas, y aunque es verdad que la realidad pone límites a la imaginación, nada nos impide especular sobre las propiedades de helechos “imaginarios” que aún a nivel microscópico exhiban características geométricas semejantes a las de la planta completa.”<sup>(7)</sup> Estos son ejemplos de objetos que en sus detalles se repiten a sí mismos.



**Figura 3.1** Fotografía de un helecho cuerno de ciervo. La repetición del mismo patrón de crecimiento se presenta a varias escalas.<sup>X</sup>

<sup>X</sup> RAMIREZ Cayetano, *La naturaleza, fuente de inspiración para Artistas y Matemáticos*, Disponible en: <http://divulgamat.ehu.es/weborriak/Exposiciones/ArteMate/Cayetano/Lema2.asp>



**Figura 3.2** Los diferentes pedazos de la coliflor tienen una estructura muy similar a la de la cabeza completa. Con el brócoli sucede lo mismo. <sup>XI</sup>

### **3.2 Breve historia de los Fractales**

Benoit Mandelbrot <sup>(1)</sup> se puede considerar como el padre de los fractales por ser la primera persona en sostener la teoría de los fractales a raíz de su descubrimiento en el centro Thomas J. Watson de IBM. Mandelbrot rescató los avances e ideas de otros matemáticos como Koch, Julia o Sierpinski. Estos matemáticos habían concebido la idea de fractal e incluso habían llegado a definir sus propiedades, pero no podían llevar a cabo la realización gráfica de un fractal por carecer de los medios informáticos que ahora tenía Mandelbrot. Hace un siglo se podía soñar, pero no experimentar con los fractales. A continuación se presenta un resumen de los matemáticos más importantes de la historia fractal.

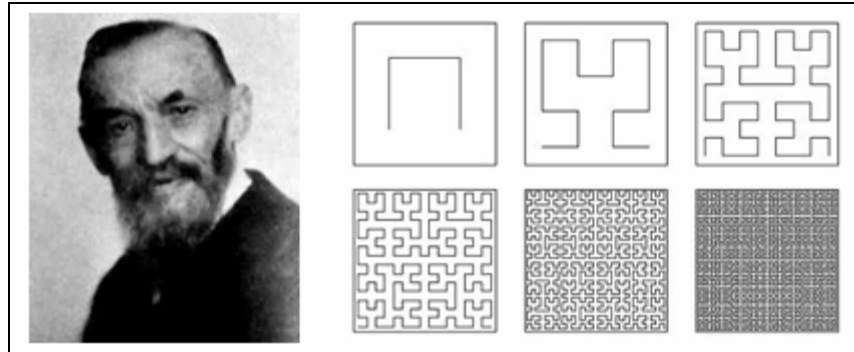
“Weierstrass (1815-1897) definió, por primera vez, una curva continua no diferenciable. Cantor (1845-1918) estableció una sucesión de segmentos conocida como "polvo de Cantor". Lyapunov (1857-1918) abrió el camino para el estudio de sistemas dinámicos.” <sup>(8)</sup>

---

<sup>XI</sup> RAMIREZ Cayetano, *La naturaleza, fuente de inspiración para Artistas y Matemáticos*, Disponible en: <http://divulgamat.ehu.es/weborriak/Exposiciones/ArteMate/Cayetano/Lema2.asp>

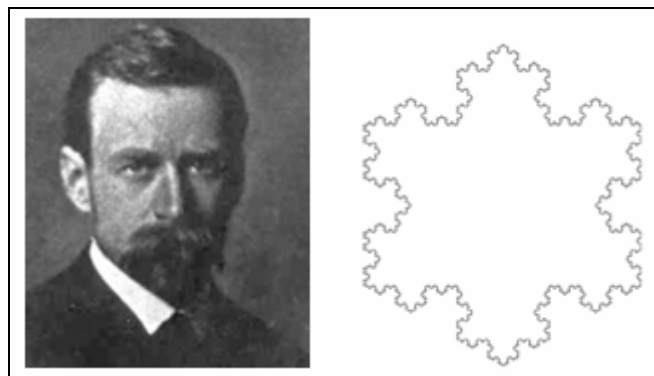


“Peano (1858-1932) diseñó una curva que, al desarrollarse, pasa por todos los puntos del plano.”<sup>(8)</sup> (Figura 3.3)



**Figura 3.3** G. Peano y la curva de Peano<sup>XII</sup>

“Koch (1815-1897): Su aportación más famosa se la conoce como Copo de nieve.”<sup>(8)</sup> (Figura 3.4)

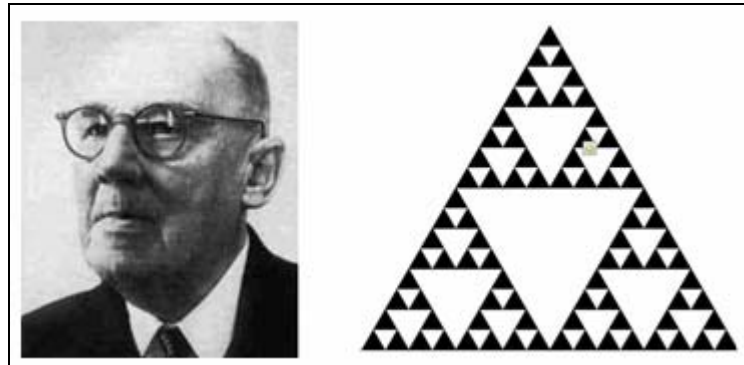


**Figura 3.4** N. Koch y la curva de Koch conocida como el Copo de Nieve<sup>XIII</sup>

“Sierpinski (1882-1969): Su "triángulo" es, probablemente, el fractal más conocido.”<sup>(8)</sup> (Figura 3.5)

<sup>XII</sup> Trabajos de Investigación Matemática, Fractales: La representación gráfica del caos, Disponible en : <http://centros5.pntic.mec.es/sierrami/dematesna/demates23/opciones/investigacion/fractales/fractales.htm>

<sup>XIII</sup> Trabajos de Investigación Matemática, Fractales: La representación gráfica del caos, Disponible en : <http://centros5.pntic.mec.es/sierrami/dematesna/demates23/opciones/investigacion/fractales/fractales.htm>



**Figura 3.5** W. Sierpinski y el triángulo de Sierpinski <sup>XIV</sup>

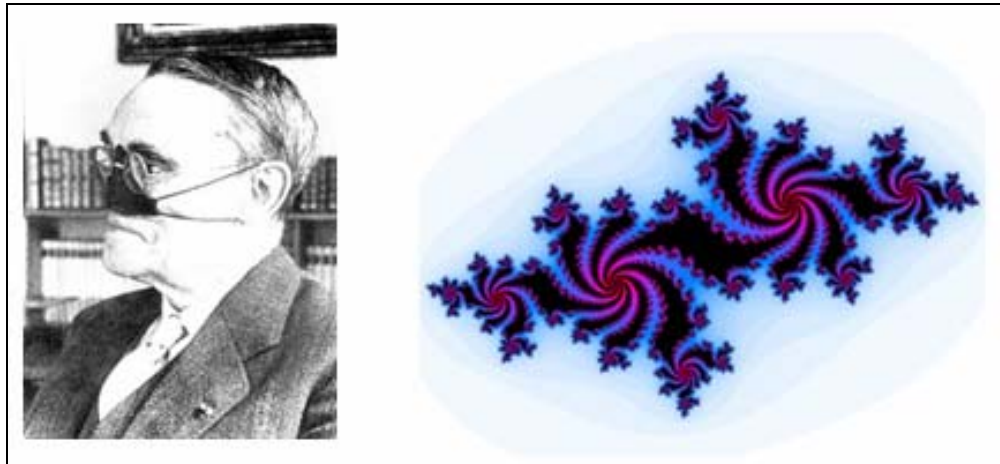
“La matemática fractal había sido, hasta los años 70, relegada a los pies de página o a los márgenes. Cuando algún matemático se encontraba con un monstruo lo consideraba una mera anécdota.” <sup>(8)</sup>

“En 1919 Hausdorff ideó un método, que ahora llevan su nombre, para medir las dimensiones y medidas de los fractales. Al año siguiente Besicovich, interesado por el trabajo de Hausdorff, en particular por la dimensión Hausdorff creó la teoría geométrica de la medida. Gastón Julia (1893-1978) fue uno de los grandes precursores de la matemática fractal. Nacido en 1893 fue herido en la cara durante la Primera Guerra Mundial.” <sup>(8)</sup>

“Durante su estancia en el hospital se interesó por las iteraciones de funciones complejas y finalmente publicó el artículo “informe sobre la iteración de las funciones racionales” de 199 páginas en la revista francesa *Journal de Mathématiques Pures et Appliquées*. Ello le mereció un galardón por parte de la Academia de Ciencias de Francia. En este artículo se mostraba el conjunto de Julia” <sup>(8)</sup> <sup>(9)</sup>. (Figura 3.6)

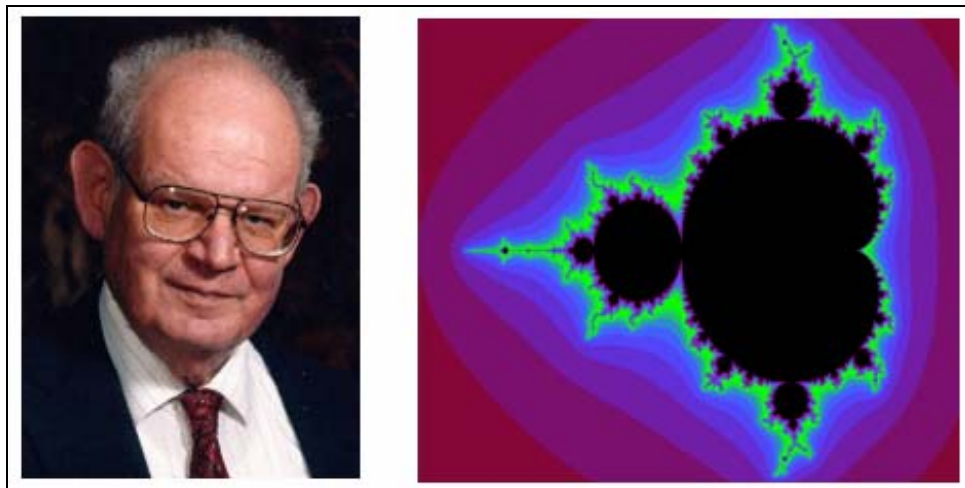
---

<sup>XIV</sup> YANGO, *Fractales, una nueva geometría*, Disponible en : [http://usuarios.lycos.es/sisar/fractales/Fractales%20una%20nueva%20geometria%20\(web\).pdf](http://usuarios.lycos.es/sisar/fractales/Fractales%20una%20nueva%20geometria%20(web).pdf)



**Figura 3.6** Julia y el Conjunto de Julia <sup>XV</sup>

Benoît Mandelbrot (1924), en los años 70 y posteriores, se interesó mucho por la posibilidad de que una regla o cierto tipo de orden determinaran el ruido que se proyectaba en las comunicaciones entre ordenadores. Mandelbrot empezó su colaboración más fructífera y duradera en IBM como IBM Fellow en el centro de investigación Watson.



**Figura 3.7** Mandelbrot y el Conjunto que lleva su nombre <sup>XVI</sup>

<sup>XV</sup> YANGO, *Fractales, una nueva geometría*, Disponible en : [http://usuarios.lycos.es/sisar/fractales/Fractales%20una%20nueva%20geometria%20\(web\).pdf](http://usuarios.lycos.es/sisar/fractales/Fractales%20una%20nueva%20geometria%20(web).pdf)

<sup>XVI</sup> YANGO, *Fractales, una nueva geometría*, Disponible en : [http://usuarios.lycos.es/sisar/fractales/Fractales%20una%20nueva%20geometria%20\(web\).pdf](http://usuarios.lycos.es/sisar/fractales/Fractales%20una%20nueva%20geometria%20(web).pdf)

Mandelbrot también fue profesor de matemáticas en la Universidad de Harvard donde dio el primer gran paso al publicar el libro sobre el cual reposan los fundamentos de la matemática fractal: *The Fractal Geometry of Nature* <sup>(1)</sup> (La geometría fractal de la naturaleza 1977, 1982, 1983). La figura 3.7 muestra una foto reciente de Mandelbrot y su conjunto.

### **3.3 Definición de Fractal**

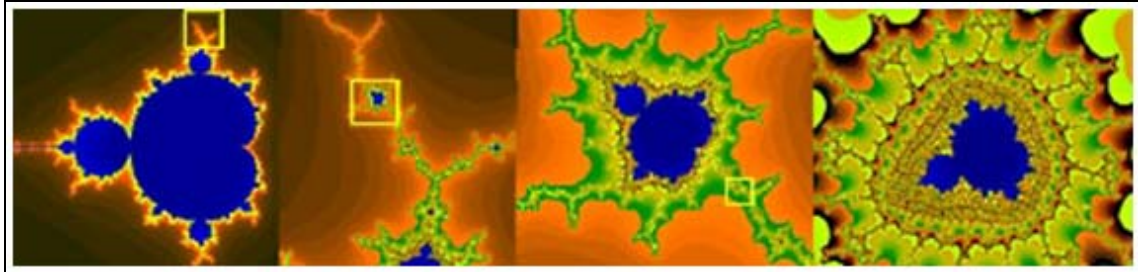
Mandelbrot llamó "fractales" (del latín fractus, roto, fracturado, interrumpido o irregular) a "estructuras que presentaban un tipo especial de complejidad geométrica tales como las costas de los continentes, ramas de los árboles o las superficies de las nubes. El término fractal expresa que puede ser caracterizado por una dimensionalidad no entera (fraccionaria)."<sup>(1)</sup> Con el desarrollo de la investigación en esta dirección, la lista de ejemplos fractales es muy amplia, incluyendo estructuras de agregados microscópicos hasta "clusters" de las galaxias. Mandelbrot explicó que precisamente esta irregularidad insospechable es lo que conforma a la naturaleza, y que por lo tanto es nuestra esencia misma: lo que nos constituye. La geometría fractal se dedica al estudio de las figuras con infinito detalle que se describe en algunos fenómenos naturales. Es la ciencia inherente de lo impredecible.

### **3.4 Características de los Fractales**

Los fractales cumplen en general con cinco características ampliadas por Feder <sup>(10)</sup>:

#### **3.4.1 Infinito Detalle**

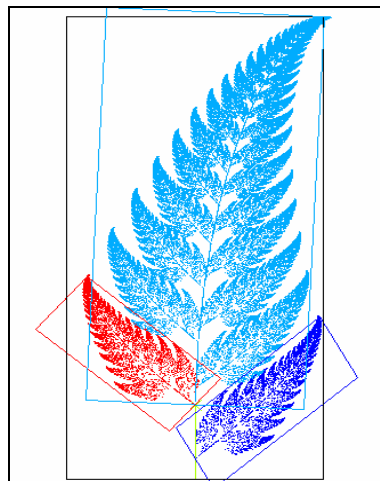
“Se basan en una geometría compleja y de infinito detalle; es decir, podemos aumentar miles de veces el lente de nuestra cámara, y seguiremos viendo tanto detalle aproximadamente como el que tenía la figura original. “<sup>(10)</sup>(Figura 3.8)



**Figura 3.8** Infinito Detalle del Conjunto de Mandelbrot <sup>XVII</sup>

### **3.4.2 Autosimilitud o Autosemejanza**

“La mayoría de los fractales cumplen con el principio de "similitud a si mismos" (autosimilitud). Un ejemplo de la naturaleza es un brócoli. Al mirar el brócoli, se observa que es una verdura con un tronco y con un grupo de "florcillas" en la parte superior.” <sup>(11)</sup> Entonces se dice que un fractal es autosemejante cuando está constituido por partes que son parecidas al fractal en su totalidad o a ciertas partes del mismo. (Figura 3.9)



**Figura 3.9** Ejemplo de Autosimilitud <sup>XVIII</sup>

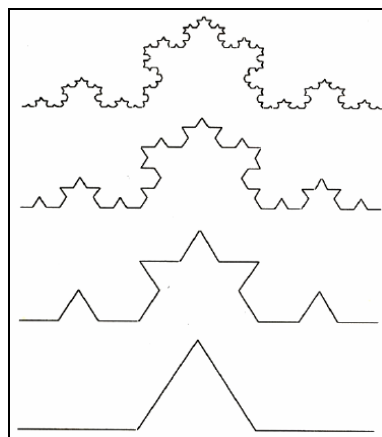
<sup>XVII</sup> LA COCTELERA, *Nada es imposible; todo puede suceder*, Disponible en : <http://licemar.lacoctelera.net/posts/category/curiosidades>

### **3.4.3 Iterativo o Algorítmico**

Se refiere a que la información que los genera es relativamente poca, y en particular se basan en un principio de retroalimentación de los resultados creando iteraciones que dependen de los parámetros de entrada. Normalmente se manejan números complejos. (Un número complejo es aquel que se compone de una parte real y de una parte imaginaria). La familia de conjuntos de Julia  $\{f_c\}$ , asociadas a la reiteración de funciones de la forma  $f_c(z) = z^2 + c$  presenta conjuntos de una variedad sorprendente. Dicha familia tendrá especial relevancia al quedar parametrizada en un mapa de fractales llamado conjunto de Mandelbrot. (Figura 3.7)

### **3.4.4 Dimensión no entera**

La curva de Koch que aparece en la figura 3.10 es un ejemplo de fractal con dimensión no entera:



**Figura 3.10** Ilustración de la característica, dimensión no entera, curva de Koch. <sup>XIX</sup>

---

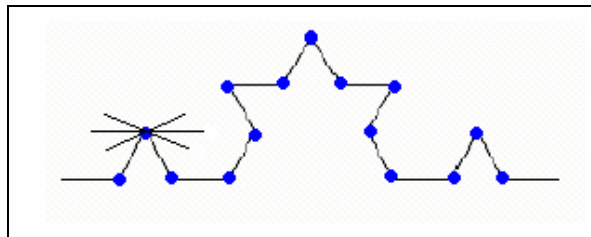
<sup>XVIII</sup> LA COCTELERA, *Nada es imposible; todo puede suceder*, Disponible en : <http://licemar.lacoctelera.net/posts/category/curiosidades>

<sup>XIX</sup> HODLMAYR, Werner. *Introduction to Fractal Technology and Presentation of a Fractal Antenna adaptable to any Transmitting Frequency*. The Fractent, pag 2, Disponible en: <http://www.antennex.com/Stones/st1204/meet.html>

“Los fractales se caracterizan por tener una dimensión fraccionaria diferente a las enteras 1, 2 y 3, por ejemplo la curva de Koch (dimensión 1.26) ocupa parte del plano con puntos de rugosidad pero no llega a ser homogénea, es decir no llega a tener una forma bidimensional.” <sup>(1)</sup>

### **3.4.5 No derivabilidad**

“Debido a su naturaleza fraccionaria y discontinua, las figuras u objetos fractales, no poseen derivada en ningún punto, a diferencia de la naturaleza suave y continua de las funciones del cálculo.” <sup>(1)</sup> En un fractal, a medida que se aumenta el número de iteraciones aparecen mas puntos de quiebre, es decir de no derivabilidad.



**Figura 3.11** Ilustración de la característica de no derivabilidad en la curva de Koch.

## **3.5 Conceptos Importantes de la Teoría Fractal**

### **3.5.1 Geometría Euclidiana y Geometría Fractal**

La geometría euclidiana ha simplificado las irregularidades. En concreto ha linealizado las leyes, ha hecho una aproximación de la ley real y ha regularizado las formas geométricas, es decir, suponer suaves o lisas líneas o superficies que en rigor no lo son.

Recientemente se ha descubierto que la naturaleza es caótica, sus leyes a veces se comportan de una manera determinista y caótica de manera que un ligero aumento de temperatura en un lugar de la Tierra puede tener consecuencias previsibles pero indeterminadas. La naturaleza es irregular.

Por ese motivo surgió lo que hoy conocemos como geometría fractal, una parte de la matemática que se encarga de encontrar un orden y una regla en ese caos natural. Hay muchos objetos ordinarios que, debido a su estructura o comportamiento, son considerados fractales naturales, aunque no los reconozcamos. Las nubes, las montañas, las costas, los árboles y los ríos son fractales naturales aunque finitos ergo no ideales; no así como los fractales matemáticos que gozan de infinitud y son ideales.

### **3.5.2 Dimensión Topológica y Dimensión Fractal**

Desde un punto de vista topológico sabemos que la circunferencia y un segmento rectilíneo son la misma curva y encierran el mismo tipo de superficie (pues es posible transformar una en la otra mediante una deformación continua, es decir, sin que sea preciso someter a ninguna de las dos a manipulaciones “no topológicas”).

Ahora bien, desde un punto de vista métrico no son la misma curva, ya que la circunferencia y el área que encierra, el círculo, son finitos, y, en cambio, el segmento, aunque es finito, no encierra con su borde un área finita.



Aparece aquí, entonces, una característica moderna de las matemáticas: intentar clasificar los objetos por lo que se conserva, por los invariantes, y analizar, por otra parte, qué ocurre con lo que no se conserva, cómo hay que analizarlo, qué hay que hacer con ello, cómo integrarlo en el mundo de los entes matemáticos.

Analicemos brevemente lo que significa la dimensión topológica, que es un término que introdujo Henri Poincaré para discernir sobre cuestiones de este tipo.

Primero se tratará el concepto de dimensión de acuerdo a la geometría euclidiana. La geometría tradicional o euclidiana distingue las siguientes dimensiones: -1, 0, 1, 2, 3.

- Dimensión -1

Realmente esta dimensión representa el vacío.

- Dimensión 0

Un punto no tiene dimensión alguna porque no tiene longitud, anchura o profundidad.

- Dimensión 1

Una línea (formada por infinitos puntos) es unidimensional ya que sólo tiene longitud. Si dividimos por la mitad la medida de la longitud de un objeto unidimensional, obtenemos dos objetos pequeños de idéntica apariencia al objeto original.

- Dimensión 2

Un plano es bidimensional porque tiene longitud y anchura. Si lo dividimos por su longitud y su anchura obtenemos 4 planos.

- Dimensión 3

Un cubo es tridimensional ya que tiene longitud, anchura y profundidad. Si dividimos exactamente por la longitud, la anchura y la profundidad obtenemos 8 cubos más pequeños.

El concepto de dimensión topológica la introdujo Poincaré al introducir este el siguiente enunciado:

- El conjunto vacío tiene dimensión -1
- Si los bordes de los entornos pequeños de todos los puntos del ente son espacios (n-1) dimensionales, decimos que el espacio que consideramos es n-dimensional.

Otra definición de la dimensión topológica de un “objeto geométrico la dio Devlin en 1988. Es la definición por el movimiento: En una curva solo se permite movimientos en una dirección, adelante o hacia atrás. En una superficie se puede ir hacia adelante, atrás, a la derecha, a la izquierda. En un volumen podemos movernos, además, hacia arriba, hacia abajo. La curva tiene una dimensión, la superficie tiene dos dimensiones y el volumen tiene tres dimensiones.”<sup>(10)</sup>

Una definición distinta de dimensión topológica es “la definición por semejanza, llamada también de autosemejanza, que sugirió Felix Hausdorff en 1919, readaptada posteriormente por Besicovich (dimensión de Hausdorff-Besicovich)” <sup>(1)</sup>

Si al obtener desde un ente H, N entes iguales, semejantes al original, con razón de semejanza r, entonces la dimensión topológica de H es el número real D que verifica:

$$N \cdot r^D = 1$$

O sea,  $\text{Ln } N + D \cdot \text{Ln } r = 0$ . Por tanto:

$$D = \frac{\text{Ln } N}{\text{Ln} \left( \frac{1}{r} \right)} \quad (3.1)$$

Esta definición se puede justificar desde la teoría de la medida:

1) La medida de la unión de N figuras que no se solapan  $A_1, A_2, \dots, A_N$ , es la suma algebraica de sus medidas:

$$m(\text{unión}) = \sum_{k=1}^N m(A_k) \quad (3.2)$$

2) Si una figura A es semejante a otra figura A', con razón de semejanza r, la medida de A es proporcional a la medida de A', siendo la constante de proporcionalidad una potencia de la razón de semejanza:

$$m(A) = \left( \frac{1}{r} \right)^D \cdot m(A') \quad (3.3)$$

Veamos como obtener la definición de Hausdorff-Besicovich mediante la medición de un segmento AB del que se obtienen N subsegmentos iguales, cuya razón de semejanza con AB es r, despreciando el resto del segmento.

La media total del segmento AB es la suma de la medida de todos los subsegmentos iguales:

$$m(AB) = \sum_{k=1}^N m(s_k) = N \cdot m(s_1) \quad (3.4)$$

Por otra parte:

$$m(AB) = \left(\frac{1}{r}\right)^D \cdot m(s_1) \quad (3.5)$$

El exponente D es, pues, lo que Hausdorff-Besicovich llama dimensión de autosemejanza.

Ejemplos elementales:

Un segmento: Dimensión de autosemejanza:  $D = 1$ .

Lo dividimos, por ejemplo, en dos partes iguales.  $N = 2$ ,  $r = \frac{1}{2}$ . Se tiene:

$$D = \frac{\ln N}{\ln\left(\frac{1}{r}\right)} = \frac{\ln 2}{\ln 2} = 1$$

Un cuadrado: Dimensión de autosemejanza:  $D = 2$ .

Lo dividimos, por ejemplo, en 4 cuadrados iguales.  $N = 4$ ,  $r = \frac{1}{2}$ . Se tiene:

$$D = \frac{\ln N}{\ln\left(\frac{1}{r}\right)} = \frac{\ln 4}{\ln 2} = 2$$

Un cubo: Dimensión de autosemejanza:  $D = 3$ .

Lo dividimos, por ejemplo, en 8 cubos iguales.  $N = 8$ ,  $r = \frac{1}{2}$ . Se tiene:

$$D = \frac{\ln N}{\ln\left(\frac{1}{r}\right)} = \frac{\ln 8}{\ln 2} = 3$$

“La dimensión topológica en el sentido de Poincaré o de Devlin coincide en general con la dimensión por semejanza de Hausdorff-Besicovich. Pero hay ciertos objetos geométricos en los que no ocurre así. A estos objetos geométricos los denominaremos, usando la terminología de Benoit Mandelbrot, Fractales.”<sup>(1)</sup> Se concluye entonces que la dimensión definida por Poincaré o Devlin es su Dimensión Topológica y que la dimensión por semejanza de Hausdorff-Besicovich es su Dimensión Fractal.

### **3.5.3 Cálculo de la dimensión Fractal**

Como se ha visto, una de las características de los objetos fractales es su dimensión fraccionaria  $D$  (a diferencia de la geometría euclidiana que define dimensiones enteras), la cual es mayor que su dimensión topológica  $D_t$  (para un punto,  $D_t$  es igual a cero; para una curva,  $D_t = 1$ ; y para una superficie,  $D_t = 2$ ) y menor que la dimensión del espacio en el cual el fractal está inmerso ( $D_t=2$ , en el caso de la curva triádica de Koch de la figura 3.11). Así,  $1 < D < 2$  para objetos fractales lineales,  $2 < D < 3$ , para objetos fractales definidos en el plano y  $2 < D < 3$ , para objetos fractales definidos en el espacio. La dimensión  $D$  es el parámetro que caracteriza cuan compacto es el objeto. Esta dimensión es definida como sigue: de la geometría euclidiana, para un segmento de recta de tamaño unitario, dividido en  $N$  partes iguales, donde cada parte es representada por  $r = 1/N$  o  $r_x N = 1$ , para una superficie unitaria  $r = 1/N^{1/2}$  o  $r^2 N = 1$  y para un volumen de tamaño unitario  $r = 1/N^{1/3}$  o  $r^3 N = 1$ . Así, generalizando para una dimensión cualquiera  $D$  (fraccionaria),  $r N^D = 1$ , pudiendo entonces definirse la dimensión fractal  $D$  como:

$$D = \frac{\ln N}{\ln\left(\frac{1}{r}\right)} \quad (3.6)$$

Por ejemplo, en el caso de la curva triádica de Koch (figura 3.11), el segmento unitario es dividido en tres ( $r=3$ ) y cada segmento tiene una longitud  $1/3$  ( $r=1/r'$ ). El segmento del medio es entonces transformado en dos más obteniéndose ahora  $N=4$  nuevos segmentos en la primera generación ( $n=1$ ). Cada uno de los cuatro segmentos es nuevamente dividido en tres, obteniéndose la segunda generación ( $n=2$ ). El fractal es obtenido cuando el proceso se repite indefinidamente. Así, en el estado  $n$ ,  $r = (1/3)^n$  y  $N(r)=4^n$ , que introducido en la ecuación (3.6), la dimensión fractal de esta curva puede ser calculada:

$$D = \log N / \log(1/r) = \log 4 / \log 3 = 1.2618\dots$$

La dimensión fractal de otras estructuras se muestra en la tabla 3.1.

Fractal	Dimensión
Curva de Koch	1,2618
Triángulo de Sierpinski	1,5850
Alfombra de Sierpinski	1,8930

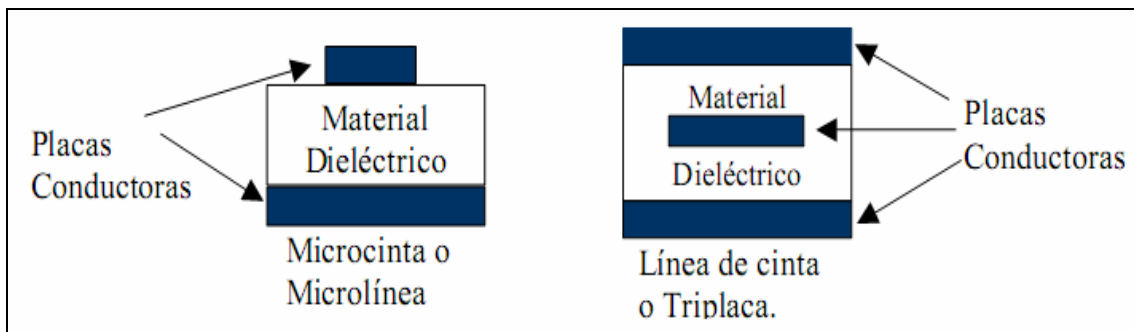
**Tabla 3.1** Dimensión Fractal de algunas estructuras.

## CAPITULO IV

### ANTENAS IMPRESAS

#### 4.1 Antecedentes

El origen de las antenas impresas se remonta al uso de las líneas de cinta y microcinta que son una versión modificada de las líneas de placas paralelas. Debido a su geometría, a veces se les llama líneas planas. Sus cortes transversales están representados en la figura 4.1.



**Figura 4.1** Corte transversal de las líneas de cinta y microcinta <sup>xx</sup>

<sup>xx</sup> Departamento de TCI, *Líneas, Antenas y Propagación*, Escuela de Especialidades Antonio Escaño, pag A-V-1

Como puede verse, la microcinta o microlínea se parece más a las placas paralelas que la línea de cinta o triplaca; más bien, ésta última podría considerarse como una variante semiplanar del cable coaxial, ya que tiene un conductor interno. De tal manera que aproximar la distribución de los campos por los de una onda TEM permite calcular con una buena aproximación sus parámetros operativos.

En general, estas líneas no se emplean como medios de transmisión para distancias convencionales, sino que son útiles en la fabricación de secciones que forman parte de circuitos integrados de estado sólido y que operan a altas frecuencias. De acuerdo con lo anterior, a la línea de cinta también se le llama línea impresa; y con el mismo razonamiento a la microcinta se le llama línea microimpresa, aunque en realidad ambas líneas son pequeñísimas.

Entre otros factores, gracias a estas estructuras planas ha sido posible el desarrollo de la microelectrónica. La microcinta (microstrip) es ahora la más empleada, debido a que es sencillo fabricarla y da buenos resultados de interconexión, tanto en circuitos pasivos como activos, con los dieléctricos modernos.

Vale la pena mencionar también que una variante de la microcinta también se utiliza actualmente para fabricar antenas de microcinta. Estas antenas son atractivas por su fácil construcción, bajo costo y adaptabilidad a la geometría del fuselaje de los aviones. Estas antenas son las que se pretende estudiar en esta tesis.



## **4.2 Permitividad**

La permitividad de un material es una constante física que describe cómo un campo eléctrico afecta y es afectado por un medio. “La permitividad es determinada por la habilidad de un material de polarizarse en respuesta a un campo eléctrico aplicado y, de esa forma, cancelar parcialmente el campo dentro del material. Está directamente relacionada con la susceptibilidad eléctrica. Por ejemplo, en un condensador una alta permitividad hace que la misma cantidad de carga eléctrica sea guardada con un campo eléctrico menor y, por ende, a un potencial menor, llevando a una mayor capacitancia del mismo.” <sup>(12)</sup>

Permitividad eléctrica del vacío: es la constante que aparece en las Leyes de Coulomb y el Teorema de Gauss cuyo valor es:

$$\epsilon_0 = 8,8542 \cdot 10^{-12} \text{C}^2/\text{Nm}^2 = 8,8542 \text{ pF/m}$$

Está relacionada con la permeabilidad magnética del vacío  $\mu_0$ , mediante la relación  $c^2 \cdot \epsilon_0 \cdot \mu_0 = 1$ , donde  $c=3 \times 10^8$  m/s es la velocidad de la luz en el vacío.

Permitividad de un dieléctrico (sustrato)  $\epsilon$ : Es el producto de la constante dieléctrica del sustrato,  $\epsilon_r$ , y la permitividad eléctrica del vacío ( $\epsilon_0$ ):

$$\epsilon = \epsilon_r \cdot \epsilon_0$$

## **4.3 Distribución de corriente en la antena impresa**

El cálculo de la distribución de corriente en una antena impresa es complicado dada la geometría de la antena. No obstante, se puede esbozar

una ecuación que dependa de posición de la cual obtener la distribución de corriente.

Como se sabe, para hallar la corriente en la antena, es necesario hallar la densidad de corriente  $\mathbf{J}$  en función de posición en condiciones estacionarias. Sin embargo hallar  $\mathbf{J}$  implica hallar el campo eléctrico  $\mathbf{E}$ , lo que además implica hallar el potencial vectorial magnético  $\mathbf{A}$  como lo explican las siguientes ecuaciones (Las letras en negrita indican magnitudes vectoriales):

El campo eléctrico se determina a partir del potencial eléctrico y el potencial vectorial magnético usando las relaciones correspondientes de Maxwell y considerando una variación armónica con el tiempo:

$$\vec{\mathbf{E}} = -\nabla V - j\omega\vec{\mathbf{A}} \quad (4.1)$$

Si se asume que todos los campos y corrientes varían con el tiempo como  $e^{j\omega t}$ . Además conociendo la condición de Lorente (ecuación 4.1):

$$V = -\frac{\nabla \cdot \vec{\mathbf{A}}}{j\omega\mu\epsilon} \quad (4.2)$$

La ecuación del campo eléctrico se convierte en:

$$\vec{\mathbf{E}} = -j\omega\vec{\mathbf{A}} + \frac{1}{j\omega\mu\epsilon} \nabla(\nabla \cdot \vec{\mathbf{A}}) \quad (4.3)$$

Y dado que  $\mathbf{A}$  depende de  $\mathbf{J}$  a través de:

$$\vec{\mathbf{A}}(\vec{\mathbf{r}}) = \frac{\mu}{4\pi} \int_{v'} \vec{\mathbf{J}}(\vec{\mathbf{r}}') \frac{e^{-jk|\vec{\mathbf{r}}-\vec{\mathbf{r}}'|}}{|\vec{\mathbf{r}}-\vec{\mathbf{r}}'|} d v' \quad (4.4)$$

Finalmente, luego de una serie de transformaciones el campo  $\mathbf{E}$  queda expresado en la ecuación 4.5 de la siguiente manera:

$$\begin{aligned}\vec{E} &= \frac{\mu}{4\pi} \frac{1}{j\omega\mu\epsilon} \int_{V'} \vec{J}(\vec{r}') \cdot [\omega^2 \mu\epsilon \vec{I} + \nabla\nabla] \frac{e^{-jk|\vec{r}-\vec{r}'|}}{|\vec{r}-\vec{r}'|} dV' \\ \vec{E} &= -\frac{j\eta}{4\pi\kappa} \int_{V'} \vec{J}(\vec{r}') \cdot (\kappa^2 \vec{I} + \nabla\nabla) \frac{e^{-jk|\vec{r}-\vec{r}'|}}{|\vec{r}-\vec{r}'|} dV'\end{aligned}\tag{4.5}$$

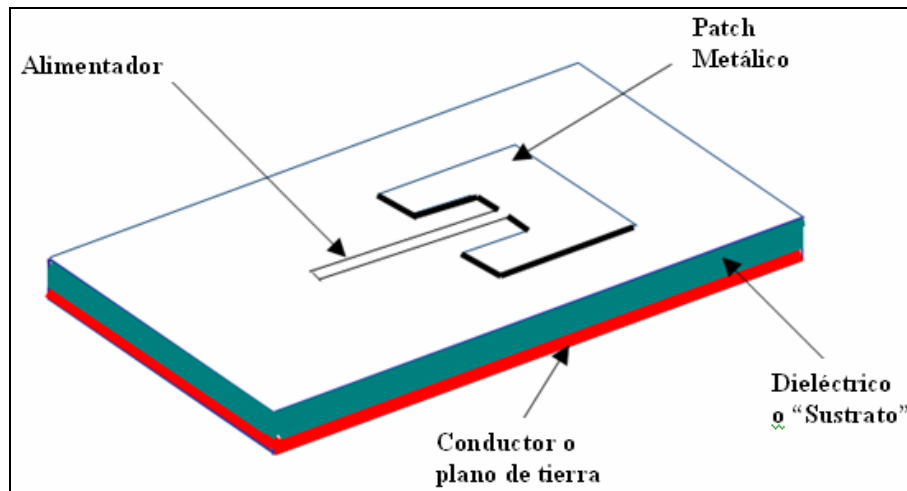
Como se observa, resolver esta ecuación integral en forma analítica resulta bastante difícil, para ello se recurre a métodos o algoritmos computacionales que permiten resolver o aún aproximar la solución, el más popular de ellos se conoce como el método de momentos. Recién a partir de ahí es posible hallar la densidad de corriente  $\mathbf{J}$ .

#### **4.4 Antenas Microstrip**

Las antenas impresas, “de tipo patch también denominadas antenas microstrip (microcinta) se diseñan a partir de líneas de transmisión o resonadores sobre sustrato dieléctrico. Las dimensiones se eligen de forma que la estructura disipe la potencia en forma de radiación.” <sup>(13)</sup> Los primeros diseños datan de la década de los 50, y se empiezan a utilizar en sistemas a partir de los años 70.

La estructura consiste en un patch metálico (dimensiones comparables a  $\lambda$ ), sobre un sustrato dieléctrico sin pérdidas. El grosor oscila entre  $0.003\lambda$  y  $0.05\lambda$ . La constante dieléctrica ( $\epsilon_r$ ) puede tomar valores típicos de 2 a 12. En la parte inferior

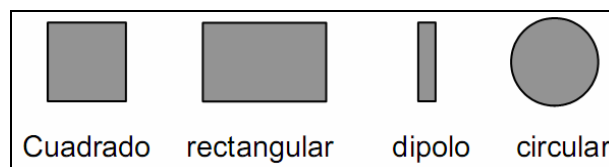
de la estructura se tiene un plano conductor perfecto. En la figura 4.2 vemos la configuración de una de estas antenas.



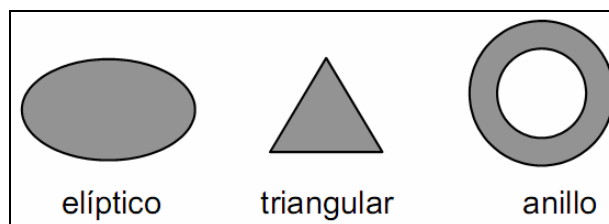
**Figura 4.2** Configuración de una antena de microcinta <sup>XXI</sup>

#### 4.5 Formas distintas de patch

Se pueden encontrar radiadores de las “formas más diversas, aunque las geometrías más habituales son las circulares y rectangulares” <sup>(14)</sup>.



**Figura 4.3** Formas habituales



**Figura 4.4** Otras formas menos habituales son las elípticas, triangulares o en forma de anillo. <sup>XXII</sup>

#### 4.6 Alimentación

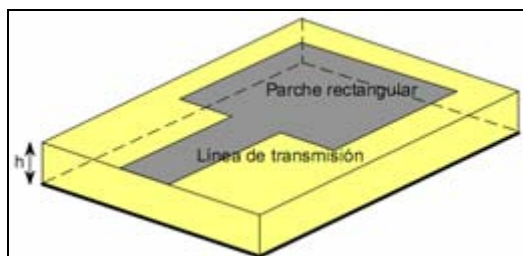
<sup>XXI</sup> Departamento de TCI, *Líneas, Antenas y Propagación*, Escuela de Especialidades Antonio Escaño, pag A-V-2

<sup>XXII</sup> Universidad Blas Pascal, *Estudio exploratorio de carácter bibliográfico sobre los conceptos fundamentales y comunes a los métodos de análisis de Tecnología Microstrip*, Disponible en: [http://mi.ubp.edu.ar/archivosmiubp/MaterialDeEstudio/13/RC-I/212/1.CONCEPTOS\\_BASICOS\\_DE\\_MICROSTRIP.pdf](http://mi.ubp.edu.ar/archivosmiubp/MaterialDeEstudio/13/RC-I/212/1.CONCEPTOS_BASICOS_DE_MICROSTRIP.pdf)

Los siguientes tipos de alimentación se extrajeron de un estudio de Antenas Microstrip de la Universidad Politécnica de Valencia:

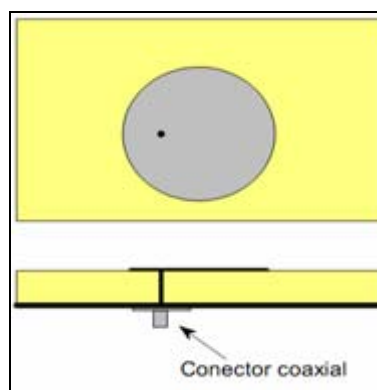
“Las antenas se pueden alimentar a través de líneas impresas, o bien a través de ranuras, sondas coaxiales, o bien por acoplamiento a las cavidades.”<sup>(13)</sup>

a) “Una de las formas más habituales es la alimentación a través de una línea de transmisión en el mismo plano del parche.”<sup>(13)</sup> Figura 4.5.



**Figura 4.5** Alimentación a través de línea del parche<sup>XXIII</sup>

b) “La alimentación a través de un conector coaxial también es bastante frecuente, sobre todo en antenas poco directivas.”<sup>(13)</sup> Figura 4.6.



**Figura 4.6** Alimentación a través de cable coaxial<sup>XXIV</sup>

<sup>XXIII</sup> FERRANDO Miguel, VALERO Alejandro, *Antenas*, Departamento de Comunicaciones, Universidad Politécnica de Valencia, pag 7, Disponible en: [http://www.upv.es/antenas/Documentos\\_PDF/Notas\\_clase/Antenas\\_microstrip.pdf](http://www.upv.es/antenas/Documentos_PDF/Notas_clase/Antenas_microstrip.pdf)

<sup>XXIV</sup> FERRANDO Miguel, VALERO Alejandro, *Antenas*, Departamento de Comunicaciones, Universidad Politécnica de Valencia, pag 7, Disponible en: [http://www.upv.es/antenas/Documentos\\_PDF/Notas\\_clase/Antenas\\_microstrip.pdf](http://www.upv.es/antenas/Documentos_PDF/Notas_clase/Antenas_microstrip.pdf)

c) "Otras formas de alimentación son el acoplamiento por proximidad en una estructura multicapa." <sup>(13)</sup> Figura 4.7.

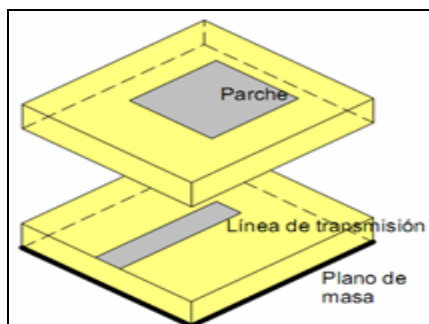


Figura 4.7 Alimentación por proximidad <sup>XXV</sup>

d) Y finalmente el acoplamiento a través de una ranura. Figura 4.8.

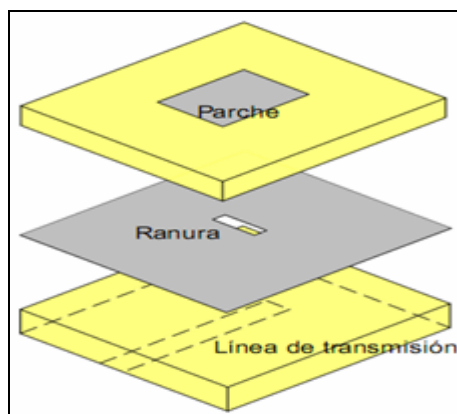


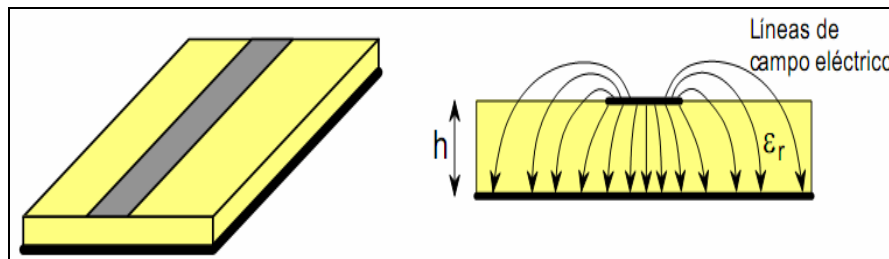
Figura 4.8 Alimentación a través de ranura <sup>XXVI</sup>

#### 4.7 Principios de funcionamiento

Las antenas microstrip se pueden analizar de muy diversas formas, "desde los modelos más simples, basados en líneas de transmisión o cavidades hasta los más complejos, utilizando métodos numéricos o espectrales."<sup>(13)</sup> La línea de transmisión microstrip consiste en un conductor separado por un dieléctrico sobre un plano de masa. (Figura 4.9)

<sup>XXV</sup> FERRANDO Miguel, VALERO Alejandro, *Antenas*, Departamento de Comunicaciones, Universidad Politécnica de Valencia, pag 7, Disponible en: [http://www.upv.es/antenas/Documentos\\_PDF/Notas\\_clase/Antenas\\_microstrip.pdf](http://www.upv.es/antenas/Documentos_PDF/Notas_clase/Antenas_microstrip.pdf)

<sup>XXVI</sup> FERRANDO Miguel, VALERO Alejandro, *Antenas*, Departamento de Comunicaciones, Universidad Politécnica de Valencia, pag 8, Disponible en: [http://www.upv.es/antenas/Documentos\\_PDF/Notas\\_clase/Antenas\\_microstrip.pdf](http://www.upv.es/antenas/Documentos_PDF/Notas_clase/Antenas_microstrip.pdf)

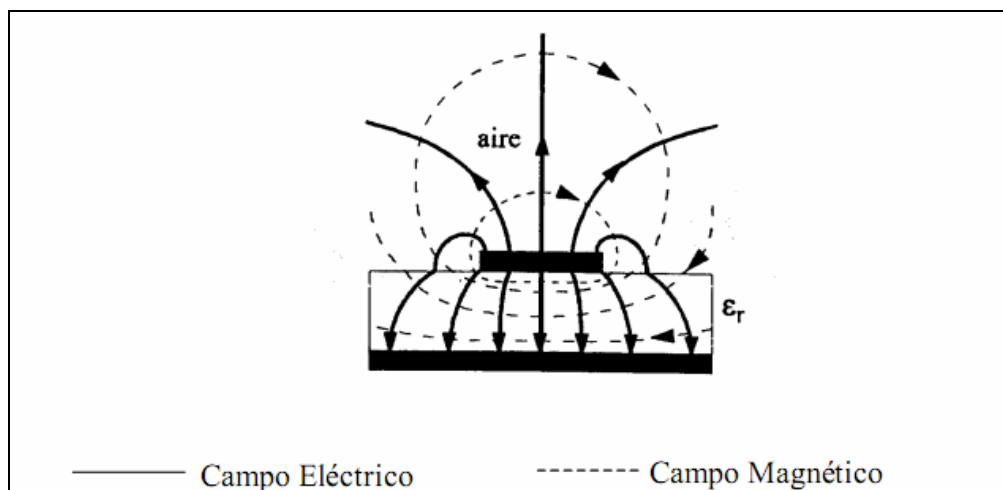


**Figura 4.9** Antena Microstrip <sup>xxvii</sup>

El modo fundamental es quasi-TEM, estando la mayor parte del campo confinado en el dieléctrico. El dieléctrico es eléctricamente delgado ( $0.003\lambda < h < 0.05\lambda$ ), para evitar fugas y ondas superficiales. La separación típica entre las dos placas es del orden de 1mm a 2mm. La constante del dieléctrico debe comprenderse entre  $2 < \epsilon_r < 12$ , para que las líneas de campo estén confinadas en torno a la línea microstrip. Por lo general el sustrato tiene adherida una lámina de cobre. Pero la elección del dieléctrico depende finalmente del grado que se desee de fugas por radiación, pues en algunos casos esto puede aprovecharse, por ejemplo para la construcción de filtros por acoplamiento entre circuitos adyacentes o en el diseño de antenas de microcinta.

En términos generales, se ha encontrado que, “manteniendo fijas las dimensiones de la línea, su impedancia característica disminuye conforme se usa un dieléctrico con mayor  $\epsilon_r$ . En cuanto a los niveles de atenuación, estos son del orden de 0.01 dB/cm.” <sup>(5)</sup> En la figura 4.10 se muestra la distribución de sus líneas de campo eléctrico y magnético.

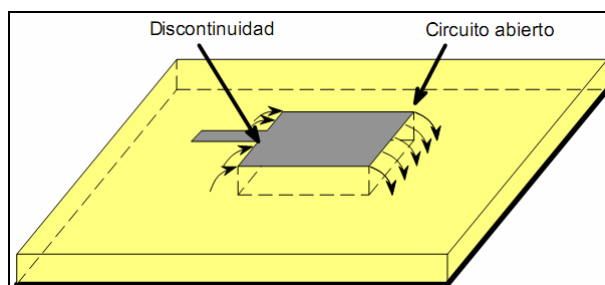
<sup>xxvii</sup> FERRANDO Miguel, VALERO Alejandro, *Antenas*, Departamento de Comunicaciones, Universidad Politécnica de Valencia, pag 8, Disponible en: [http://www.upv.es/antenas/Documentos\\_PDF/Notas\\_clase/Antenas\\_microstrip.pdf](http://www.upv.es/antenas/Documentos_PDF/Notas_clase/Antenas_microstrip.pdf)



**Figura 4.10** Líneas de campo eléctrico y magnético en una línea de microcinta <sup>XXVIII</sup>

#### 4.7.1 Modelo de línea de transmisión

La radiación aparece en las “discontinuidades y circuitos abiertos de la estructura, especialmente si su tamaño es comparable a la longitud de onda.”<sup>(13)</sup> No obstante el efecto de bordes se manifiesta en el contorno de la estructura y depende del grosor y la permitividad del dieléctrico. Figura 4.11.



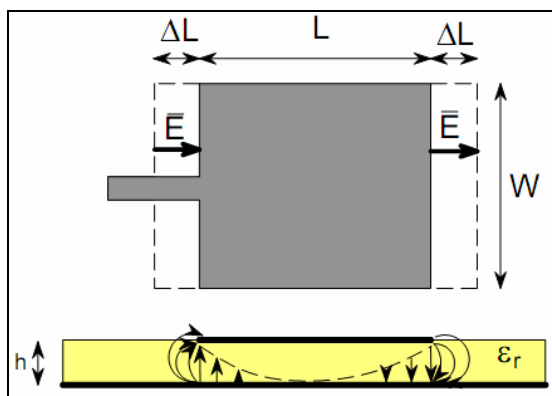
**Figura 4.11** Efecto de los bordes en la radiación <sup>XXIX</sup>

El patch equivale a dos ranuras de dimensiones  $W \times \Delta L$ . “La longitud  $L$  se elige para que haya una inversión de fase y la radiación de ambas ranuras se sume en fase.” <sup>(13)</sup>  $L = \lambda g/2$ . Figura 4.12.

<sup>XXVIII</sup> Departamento de TCI, *Líneas, Antenas y Propagación*, Escuela de Especialidades Antonio Escaño, pag A-V-4

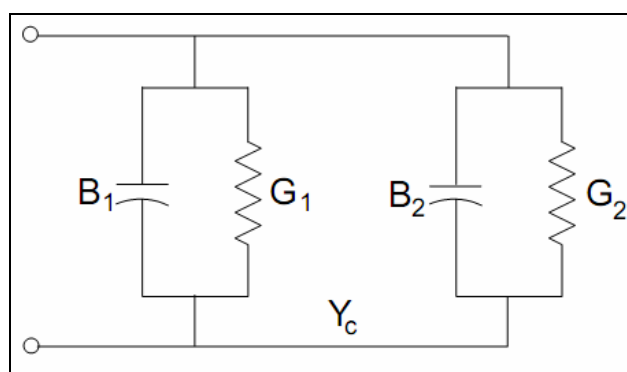
<sup>XXIX</sup> FERRANDO Miguel, VALERO Alejandro, *Antenas*, Departamento de Comunicaciones, Universidad Politécnica de Valencia, pag 9 Disponible en: [http://www.upv.es/antenas/Documentos\\_PDF/Notas\\_clase/Antenas\\_microstrip.pdf](http://www.upv.es/antenas/Documentos_PDF/Notas_clase/Antenas_microstrip.pdf)





**Figura 4.12** Radiación entre ranuras <sup>xxx</sup>

La radiación de los flancos laterales del patch se cancela entre sí. El circuito equivalente es una “línea de transmisión de longitud  $L$ , con dos impedancias que simulan las pérdidas de radiación y la capacidad de la discontinuidad y el circuito abierto.”<sup>(13)</sup> Figura 4.13.

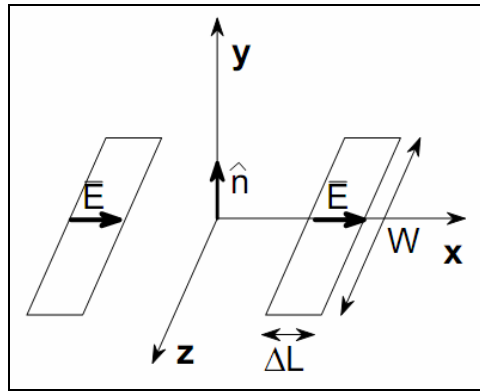


**Figura 4.13** Circuito equivalente del patch <sup>xxxI</sup>

Desde el punto de vista de la antena el equivalente son dos ranuras con distribución de campos uniformes. Figura 4.14

<sup>xxx</sup> FERRANDO Miguel, VALERO Alejandro, *Antenas*, Departamento de Comunicaciones, Universidad Politécnica de Valencia, pag 9, Disponible en: [http://www.upv.es/antenas/Documentos\\_PDF/Notas\\_clase/Antenas\\_microstrip.pdf](http://www.upv.es/antenas/Documentos_PDF/Notas_clase/Antenas_microstrip.pdf)

<sup>xxxI</sup> FERRANDO Miguel, VALERO Alejandro, *Antenas*, Departamento de Comunicaciones, Universidad Politécnica de Valencia, pag 10, Disponible en: [http://www.upv.es/antenas/Documentos\\_PDF/Notas\\_clase/Antenas\\_microstrip.pdf](http://www.upv.es/antenas/Documentos_PDF/Notas_clase/Antenas_microstrip.pdf)

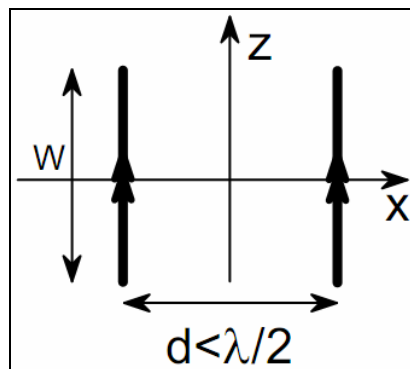


**Figura 4.14** Circuito equivalente con dos ranuras <sup>xxxii</sup>

Los campos radiados se pueden calcular a partir de las corrientes magnéticas equivalentes a los campos en la apertura:

$$\vec{M} = -2\hat{n} \times \vec{E} \quad (4.6)$$

El vector de radiación se puede calcular a partir de dos corrientes magnéticas separadas una distancia d. Figura 4.15.



**Figura 4.15** Corrientes magnéticas <sup>xxxiii</sup>

$$\vec{L} = 2E(W\Delta L) \frac{\sin\left(k_z \frac{W}{2}\right)}{k_z \frac{W}{2}} \left( e^{jk_x \frac{d}{2}} - e^{-jk_x \frac{d}{2}} \right) \hat{z} \quad (4.7)$$

<sup>xxxii</sup> FERRANDO Miguel, VALERO Alejandro, *Antenas*, Departamento de Comunicaciones, Universidad Politécnica de Valencia, pag 10, Disponible en: [http://www.upv.es/antenas/Documentos\\_PDF/Notas\\_clase/Antenas\\_microstrip.pdf](http://www.upv.es/antenas/Documentos_PDF/Notas_clase/Antenas_microstrip.pdf)

<sup>xxxiii</sup> FERRANDO Miguel, VALERO Alejandro, *Antenas*, Departamento de Comunicaciones, Universidad Politécnica de Valencia, pag 10, Disponible en: [http://www.upv.es/antenas/Documentos\\_PDF/Notas\\_clase/Antenas\\_microstrip.pdf](http://www.upv.es/antenas/Documentos_PDF/Notas_clase/Antenas_microstrip.pdf)

$$\vec{L} = 2E(W\Delta L) \frac{\sin\left(k_z \frac{W}{2}\right)}{k_z \frac{W}{2}} 2\cos\left(k_x \frac{d}{2}\right) \hat{z} \quad (4.8)$$

El potencial vector magnético es:

$$\vec{F} = \frac{\epsilon e^{-jkr}}{4\pi r} \vec{L} \quad (4.9)$$

El problema es el dual de una agrupación de dos dipolos paralelos al eje z, en este caso la polarización será horizontal.

$$H_\theta = -j\omega F_\phi \quad E_\phi = -j\omega\eta F_\theta \quad (4.10 - 4.11)$$

Los campos radiados tienen polarización lineal. “El plano E es el plano XY, y su diagrama es el debido a la agrupación de dos antenas separadas una distancia inferior a media longitud de onda. El plano H es el ortogonal al anterior, YZ, y el diagrama es el debido a la corriente magnética uniforme de longitud W.”<sup>(13)</sup> (Figura 4.16)

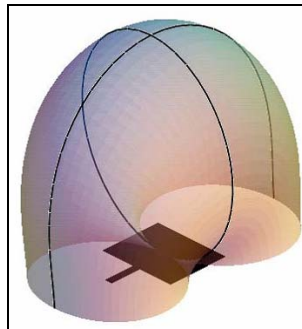


Figura 4.16 Diagrama de radiación<sup>XXXIV</sup>

El modelo de línea de transmisión permite analizar las antenas de forma rectangular. Para estudiar otras estructuras o bien los modos superiores de funcionamiento, es necesario un modelo más completo, como es el de cavidad.

<sup>XXXIV</sup> FERRANDO Miguel, VALERO Alejandro, *Antenas*, Departamento de Comunicaciones, Universidad Politécnica de Valencia, pag 11, Disponible en: [http://www.upv.es/antenas/Documentos\\_PDF/Notas\\_clase/Antenas\\_microstrip.pdf](http://www.upv.es/antenas/Documentos_PDF/Notas_clase/Antenas_microstrip.pdf)

#### 4.7.2 Modelo de cavidad

Las antenas microstrip se comportan como una cavidad resonante. Figura 4.17.

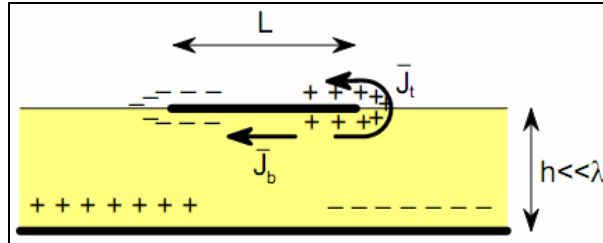


Figura 4.17 Cavidad resonante<sup>xxxv</sup>

En el interior de la cavidad se producen ondas estacionarias entre las paredes eléctricas y magnéticas. “Para analizar los campos en el interior de la cavidad hay que resolver la ecuación de onda, sujeta a las condiciones de contorno de los campos tangenciales.”<sup>(13)</sup> Figura 4.18.

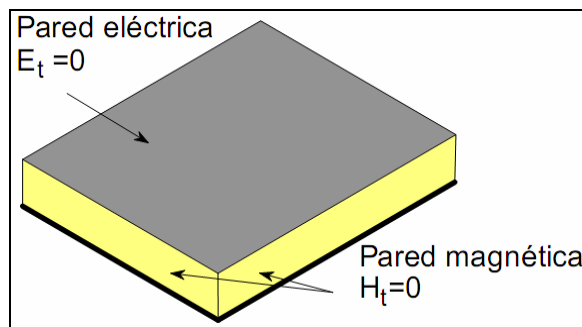


Figura 4.18 Condiciones de contorno<sup>xxxvi</sup>

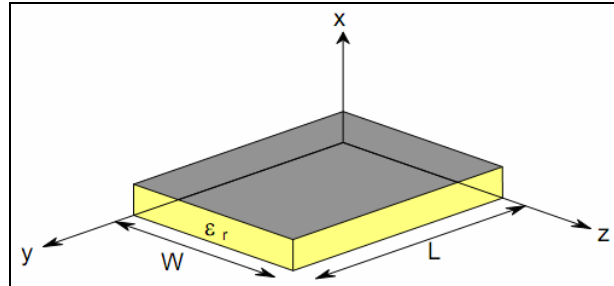
El patch admite varias distribuciones de campo (modos) de acuerdo con las soluciones de la ecuación de onda homogénea:

$$\nabla^2 A_x + k^2 A_x = 0 \quad (4.12)$$

<sup>xxxv</sup> FERRANDO Miguel, VALERO Alejandro, *Antenas*, Departamento de Comunicaciones, Universidad Politécnica de Valencia, pag 12, Disponible en: [http://www.upv.es/antenas/Documentos\\_PDF/Notas\\_clase/Antenas\\_microstrip.pdf](http://www.upv.es/antenas/Documentos_PDF/Notas_clase/Antenas_microstrip.pdf)

<sup>xxxvi</sup> FERRANDO Miguel, VALERO Alejandro, *Antenas*, Departamento de Comunicaciones, Universidad Politécnica de Valencia, pag 12, Disponible en: [http://www.upv.es/antenas/Documentos\\_PDF/Notas\\_clase/Antenas\\_microstrip.pdf](http://www.upv.es/antenas/Documentos_PDF/Notas_clase/Antenas_microstrip.pdf)

Junto con las condiciones de contorno para los campos tangenciales en las paredes eléctricas y magnéticas. Figura 4.19.



**Figura 4.19** Campos Tangenciales <sup>XXXVII</sup>

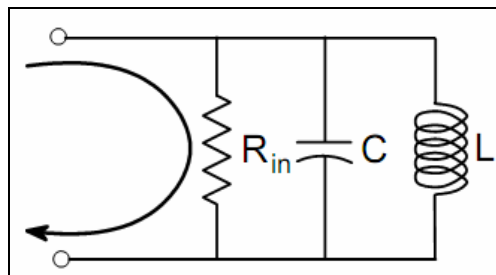
La solución de la ecuación diferencial es:

$$A_x = A_{0np} \cos\left(\frac{n\pi}{L} y'\right) \cos\left(\frac{p\pi}{W} z'\right) \quad (4.13)$$

La frecuencia de resonancia depende del modo:

$$(f_r)_{0np} = \frac{1}{2\pi \sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{n\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{W}\right)^2} \quad (4.14)$$

El comportamiento de la antena es similar a un circuito resonante con pérdidas. Figura 4.20.



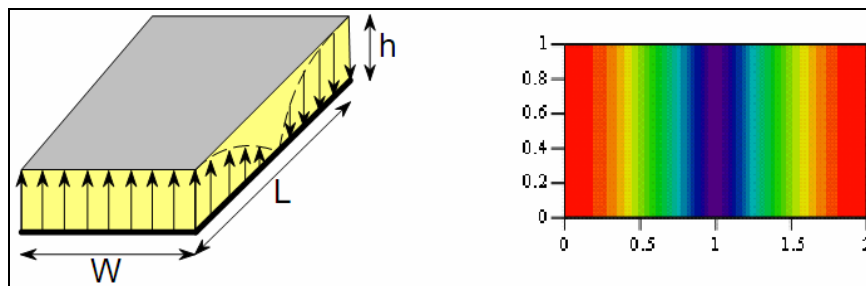
**Figura 4.20** Circuito resonante <sup>XXXVIII</sup>

<sup>XXXVII</sup> FERRANDO Miguel, VALERO Alejandro, *Antenas*, Departamento de Comunicaciones, Universidad Politécnica de Valencia, pag 13, Disponible en: [http://www.upv.es/antenas/Documentos\\_PDF/Notas\\_clase/Antenas\\_microstrip.pdf](http://www.upv.es/antenas/Documentos_PDF/Notas_clase/Antenas_microstrip.pdf)  
<sup>XXXVIII</sup> FERRANDO Miguel, VALERO Alejandro, *Antenas*, Departamento de Comunicaciones, Universidad Politécnica de Valencia, pag 13, Disponible en: [http://www.upv.es/antenas/Documentos\\_PDF/Notas\\_clase/Antenas\\_microstrip.pdf](http://www.upv.es/antenas/Documentos_PDF/Notas_clase/Antenas_microstrip.pdf)

A la frecuencia de resonancia la potencia se consume en la resistencia de radiación. “El modo dominante coincide con la frecuencia de resonancia más baja, que aparece cuando la longitud L equivale a media longitud de onda en el dieléctrico.”<sup>(13)</sup> La frecuencia de resonancia del modo 010 es:

$$(f_r)_{010} = \frac{c_0}{2L\sqrt{\epsilon_r}} \quad (4.15)$$

La distribución del campo eléctrico en el modo fundamental tiene una variación en la dirección Y, es constante en la dirección Z. Figura 4.21



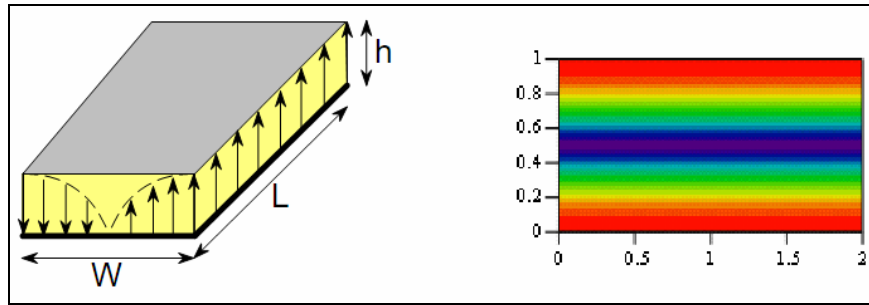
**Figura 4.21** Distribución del campo E en el modo fundamental<sup>XXXIX</sup>

Si las dimensiones de W son superiores a media longitud de onda, el modo 001 tiene la frecuencia de resonancia:

$$(f_r)_{001} = \frac{c_0}{2W\sqrt{\epsilon_r}} \quad (4.16)$$

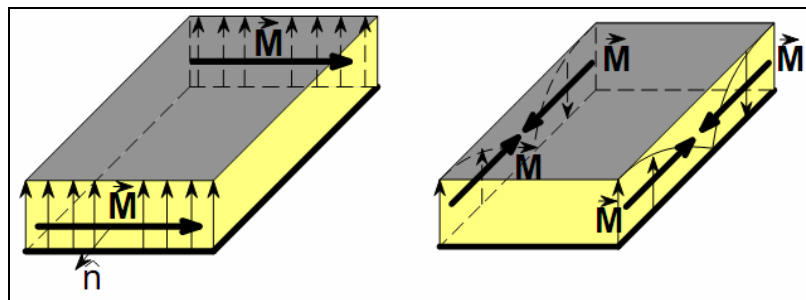
La distribución del campo Ez (Figura 4.22) es:

<sup>XXXIX</sup> FERRANDO Miguel, VALERO Alejandro, *Antenas*, Departamento de Comunicaciones, Universidad Politécnica de Valencia, pag 14, Disponible en: [http://www.upv.es/antenas/Documentos\\_PDF/Notas\\_clase/Antenas\\_microstrip.pdf](http://www.upv.es/antenas/Documentos_PDF/Notas_clase/Antenas_microstrip.pdf)



**Figura 4.22** Distribución del campo  $E_z$  en el modo fundamental <sup>XL</sup>

Para calcular el diagrama de radiación “es necesario considerar las corrientes magnéticas equivalentes en el contorno de la cavidad.” <sup>(13)</sup> Las paredes de la cavidad que contribuyen a la radiación son aquellas en las que las corrientes magnéticas no se cancelan entre sí. Figura 4.23.

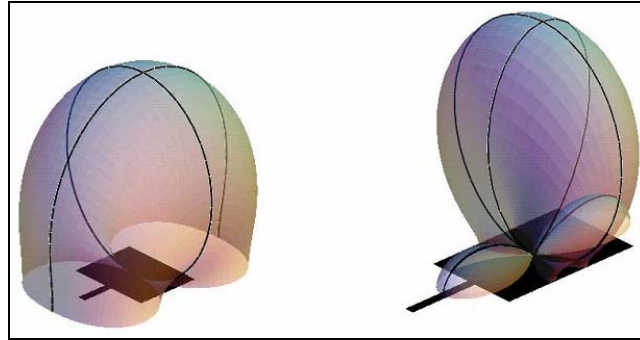


**Figura 4.23** Corrientes magnéticas <sup>XLI</sup>

Los diagramas de radiación del modo dominante (TM<sub>010</sub>) y del primer modo de orden superior (TM<sub>020</sub>) se muestran en la figura 4.24

<sup>XL</sup> FERRANDO Miguel, VALERO Alejandro, *Antenas*, Departamento de Comunicaciones, Universidad Politécnica de Valencia, pag 14, Disponible en: [http://www.upv.es/antenas/Documentos\\_PDF/Notas\\_clase/Antenas\\_microstrip.pdf](http://www.upv.es/antenas/Documentos_PDF/Notas_clase/Antenas_microstrip.pdf)

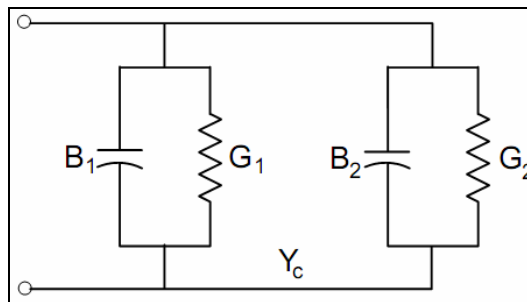
<sup>XLI</sup> FERRANDO Miguel, VALERO Alejandro, *Antenas*, Departamento de Comunicaciones, Universidad Politécnica de Valencia, pag 14, Disponible en: [http://www.upv.es/antenas/Documentos\\_PDF/Notas\\_clase/Antenas\\_microstrip.pdf](http://www.upv.es/antenas/Documentos_PDF/Notas_clase/Antenas_microstrip.pdf)



**Figura 4.24** Otros diagramas de radiación <sup>XLII</sup>

#### 4.8 Impedancia de Entrada

Utilizando el modelo de línea de transmisión en la antena rectangular, el circuito equivalente se muestra en la figura 4.25.



**Figura 4.25** Modelo de línea de Tx <sup>XLIII</sup>

A la frecuencia de resonancia:

$$R_{in} = \frac{1}{G_1} \quad (4.17)$$

La conductancia de radiación se puede calcular a partir de la potencia total radiada, integrando el diagrama de radiación.

<sup>XLII</sup> FERRANDO Miguel, VALERO Alejandro, *Antenas*, Departamento de Comunicaciones, Universidad Politécnica de Valencia, pag 15, Disponible en: [http://www.upv.es/antenas/Documentos\\_PDF/Notas\\_clase/Antenas\\_microstrip.pdf](http://www.upv.es/antenas/Documentos_PDF/Notas_clase/Antenas_microstrip.pdf)

<sup>XLIII</sup> FERRANDO Miguel, VALERO Alejandro, *Antenas*, Departamento de Comunicaciones, Universidad Politécnica de Valencia, pag 17, Disponible en: [http://www.upv.es/antenas/Documentos\\_PDF/Notas\\_clase/Antenas\\_microstrip.pdf](http://www.upv.es/antenas/Documentos_PDF/Notas_clase/Antenas_microstrip.pdf)



“Para conseguir una buena adaptación es necesario que coincidan la impedancia característica de la línea de transmisión y la impedancia de entrada de la antena.” <sup>(14)</sup> Esto se puede conseguir teniendo en cuenta que la distribución de tensiones en la antena es proporcional al campo eléctrico vertical  $V \propto E_z$

En el modo fundamental el campo tiene una variación cosenoidal:

$$E_z = E(y=0) \cos\left(\frac{\pi}{L} y\right) \quad (4.18)$$

Realizando un balance de potencias:

$$W_{rad} = \frac{V^2(y=0)}{R_{in}} = \frac{V^2(y=y_0)}{R_{in}(y=y_0)} \quad (4.19)$$

Se llega a la conclusión de que la impedancia de entrada depende del punto de alimentación:

$$R_{in}(y=y_0) = R_{in}(y=0) \cos^2\left(\frac{\pi}{L} y_0\right) \quad (4.20)$$

#### **4.9 Aplicaciones de las antenas de patch**

“Las antenas de patch se pueden utilizar en forma de agrupaciones, con alimentación serie o paralelo. En general sus características de radiación son regulares. Sus ventajas más importantes son su reducido peso y dimensiones, y la facilidad de integrarlas con circuitos de microondas.” <sup>(14)</sup> Las principales aplicaciones son:

- Antenas embarcadas en misiles<sup>(16)</sup>
- Altímetros radar en aviones<sup>(15)</sup>

- Antenas de exploración radar en satélites
- Sistemas GPS<sup>(15)</sup>
- Telefonía móvil
- Comunicaciones móviles por satélite<sup>(16)</sup>
- Emisores y receptores ópticos en la banda de THz.<sup>(17)</sup>

#### **4.10 Inconvenientes de las antenas impresas**

La mayoría de las antenas microstrip tienen las siguientes características:

- Baja eficiencia
- Baja potencia
- Alto Q
- Pobre pureza de polarización
- Banda estrecha
- Radiación espúrea de las Líneas

**CAPITULO V**  
**ANTENA MONOPOLO FRACTAL TRIÁNGULO**  
**DE SIERPINSKI**

**5.1 Antenas Fractales**

Los fractales se han estudiado por cerca de cien años y las antenas se han usado por mucho tiempo también. Las antenas fractales son nuevas en la escena. Nathan Cohen <sup>(18)</sup>, un radio astrónomo de la Universidad de Boston, fue el pionero de las antenas fractales, él experimentó con antenas fractales tipo cable (curvas de Koch) y con arreglos fractales planos. Cohen fundó el Fractal Antenna Systems <sup>(15)</sup> en el 2000, y ahora trabaja con Amphenol en el diseño de antenas para Celulares Motorola. Existe también una empresa española, se trata de Fractus S.A. <sup>(16)</sup> que realizó investigaciones, registró patentes y está poniendo en el mercado algunas antenas fractales. Se han realizado muchos avances a nivel de ancho de banda y antenas multibanda. Una antena fractal Sierpinski como la de este capítulo <sup>(19)</sup> tiene

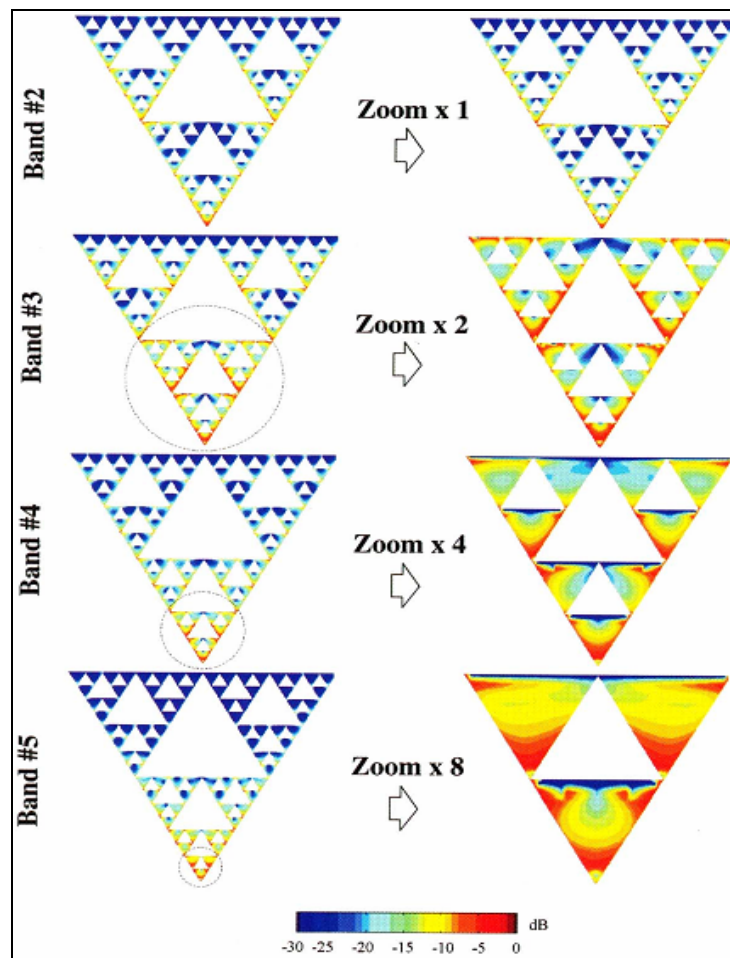
parámetros que se repiten periódicamente con exactitud arbitraria dependiendo de la iteración. Puente <sup>(14,15,16)</sup> y su equipo llevo a cabo pruebas con fractales como antenas multibanda <sup>(19)</sup>, de alta directividad <sup>(20)</sup> al mismo tiempo que demostraba el potencial de los fractales como antenas pequeñas<sup>(21)</sup>.

En este quinto capítulo se hace un resumen desarrollado por Puente y su equipo de investigación <sup>(19)</sup> en la Universidad Politécnica de Cataluña. Se trata del análisis de la quinta iteración del triángulo de Sierpinski, de 8.9cm de altura, impreso sobre una placa de material dieléctrico. La antena fue montada ortogonal a un plano de tierra de 80cm x 80cm y alimentada a través de un cable coaxial. En el capítulo subsiguiente se presentarán los resultados obtenidos en el laboratorio con el prototipo de antena Sierpinski Gasket que he adaptado y cuya segunda frecuencia de resonancia se espera encontrar alrededor de 1.8 GHz.

La antena Fractal Sierpinski Gasket (FSG) o triángulo de Sierpinski es una de las formas fractales más clásicas y por lo tanto más conocida. El fractal fue propuesto por el matemático Waclaw Sierpinski (1882 -1969). La antena Sierpinski Gasket es un buen candidato para explorar las propiedades multibanda que se le atribuyen a las antenas fractales, pues este fractal cuenta con las siguientes ventajas: en primer lugar su desempeño puede ser comparado con la ya conocida antena Bow-tie (corbatín). En segundo lugar dada su forma triangular, resulta muy conveniente alimentarla por cualquiera de sus vértices.

## **5.2 Distribución de Corrientes**

Por la propiedad de autosimilitud que caracteriza los elementos fractales, se espera “que las ondas electromagnéticas viajen desde los vértices (particularmente el vértice de alimentación), a los extremos llegando a ser radiada por los triángulos más pequeños a diferentes longitudes de onda.”<sup>(22)</sup> Análogamente debido a la distribución de corriente superficial de la antenna, existirán zonas que no irradian eficientemente (ver Fig. 5.1 distribución de corriente sobre la antenna Sierpinski)



**Figura 5.1** Distribución de corriente sobre la antenna Sierpinski Gasket<sup>XLIV</sup>

De la figura 5.1 se observa que “la escala superior no contribuye mucho al proceso de radiación, esto trae como consecuencia que la frecuencia de resonancia

<sup>XLIV</sup> HODLMAYR, Werner. *Introduction to Fractal Technology and Presentation of a Fractal Antenna adaptable to any Transmitting Frequency*. The Fractent, pag 4, Disponible en: <http://www.antennex.com/Stones/st1204/meet.html>

debida al triángulo exterior no esté espaciada un factor de dos respecto a la frecuencia siguiente, como sucede con las demás frecuencias de resonancia.”<sup>(19)</sup> De esta manera se observa que solamente un rango finito de escalas podrán intervenir en el comportamiento de la antena, con esto se obtiene un buen desempeño de la misma a diferentes longitudes de onda, que corresponden a los diferentes tamaños, logrando de esta forma un desempeño multibanda.

### **5.3 Impedancia de entrada y pérdidas de retorno**

Como se ha mencionado previamente, este capítulo resume un estudio realizado por un grupo de investigación de la UPC (Universidad Politécnica de Cataluña) liderado por Carles Puente<sup>(19)</sup>. En tal estudio se desarrolló una antena fractal que consistía en una estructura triangular de cobre de cinco iteraciones, impresa sobre un sustrato cuya constante dieléctrica es 2.5 ( $\epsilon_r = 2.5^{XLV}$ ) La estructura fue montada sobre un plano de tierra de aluminio de 80x80 cm<sup>2</sup> y fue alimentada por medio de un cable coaxial de 50Ω.”<sup>(19)</sup> La antena impresa tenía una altura de 8.89cm. y se analizó su comportamiento en un rango de 0.05 Ghz a 16 Ghz.

Los resultados de la tabla siguiente han sido registrados en el estudio realizado por un grupo de investigación de la UPC (Universidad Politécnica de Cataluña) liderado por Carles Puente<sup>(19)</sup>. Es importante recalcar que Puente no precisa los procedimientos seguidos en el estudio para obtener la tabla 5.1. Sin embargo es seguro que haya utilizado un analizador de espectros con tracking y un

---

<sup>XLV</sup> PUENTE Carlos, ROMEU Jordi, *On The Behavior of the Sierpinski Multiband Fractal Antenna*. El estudio sólo especifica que el modelo del sustrato es Cuclad 250 caracterizado por tener una permitividad de 2.5.

span de 16 GHz como requisito mínimo. Además se estima que haya usado una disposición de equipos similar a los de las figuras 6.8 y 6.10.

n (n° de la banda)	$f_n$ (GHz)	Bwidth(%)	$L_r$ (dB)	$f_{nH}/f_n$ ( $\delta$ )	$h_n / \lambda_n$
1	0.52	7.15	10	3.50	0.153
2	1.74	9.04	14	2.02	0.258
3	3.51	20.5	24	1.98	0.261
4	6.95	22	19	2.00	0.257
5	13.89	25	20	-----	0.257

**Tabla 5.1** Principales parámetros medidos en la monopolo Sierpinski. <sup>XLVI</sup>

Las cinco bandas de frecuencias ( $f_n$ ) presentadas en la tabla, corresponden a los picos más bajos en la pérdida de retorno, en la segunda columna se indican las frecuencias de resonancia, en la tercera columna se muestra el ancho de banda relativo a cada banda para un VSWR<2, en la cuarta columna se presentan las pérdidas de retorno, en la quinta columna la relación de frecuencias en las bandas adyacentes y en la sexta columna la relación entre la altura ( $h_n$ ) y la longitud de onda ( $\lambda_n$ ) correspondiente.

Es interesante notar que las bandas están “log-periódicamente espaciadas por un factor  $\delta \approx 2$ , “<sup>(19)</sup> el cual corresponde al factor de escala entre los tamaños de los triángulos en la forma fractal.

El número de bandas está directamente asociado con el número de iteraciones. De estos resultados se deriva la siguiente expresión, que permite

<sup>XLVI</sup> PUENTE Carlos, ROMEU Jordi, *On The Behavior of the Sierpinski Multiband Fractal Antenna*. UPC, pag 2, Disponible en: <https://upcommons.upc.edu/e-prints/bitstream/2117/1698/4/Pous.pdf>

relacionar la frecuencia de resonancia con el número de iteraciones y la altura de la antena. Ecuación 5.1:

$$f_n = \frac{0.26 * c}{h} * \delta^n \quad (5.1)$$

Donde:

$c$  es la velocidad de la luz en el vacío ( $3 \times 10^8 \text{ m/s}$ ).

$h$  es la altura del triángulo más grande.

$\delta$  es el factor log-periódico ( $\delta \approx 2$ ).

La ligera desviación de las bandas de frecuencia respecto al valor teórico predicho (exactamente un espaciado de dos), se origina por el espesor del dieléctrico y a su alta permitividad.

#### 5.4 Antena Bow-tie

Como se observa en la figura 5.2, la antena Bow-tie tiene una forma triangular similar a FSG (Fractal Sierpinski Gasket), pero a diferencia de esta última no tiene una característica multibanda.

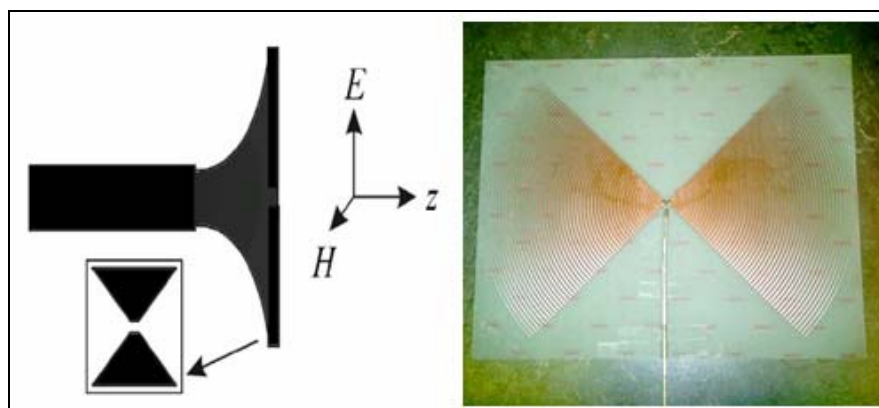
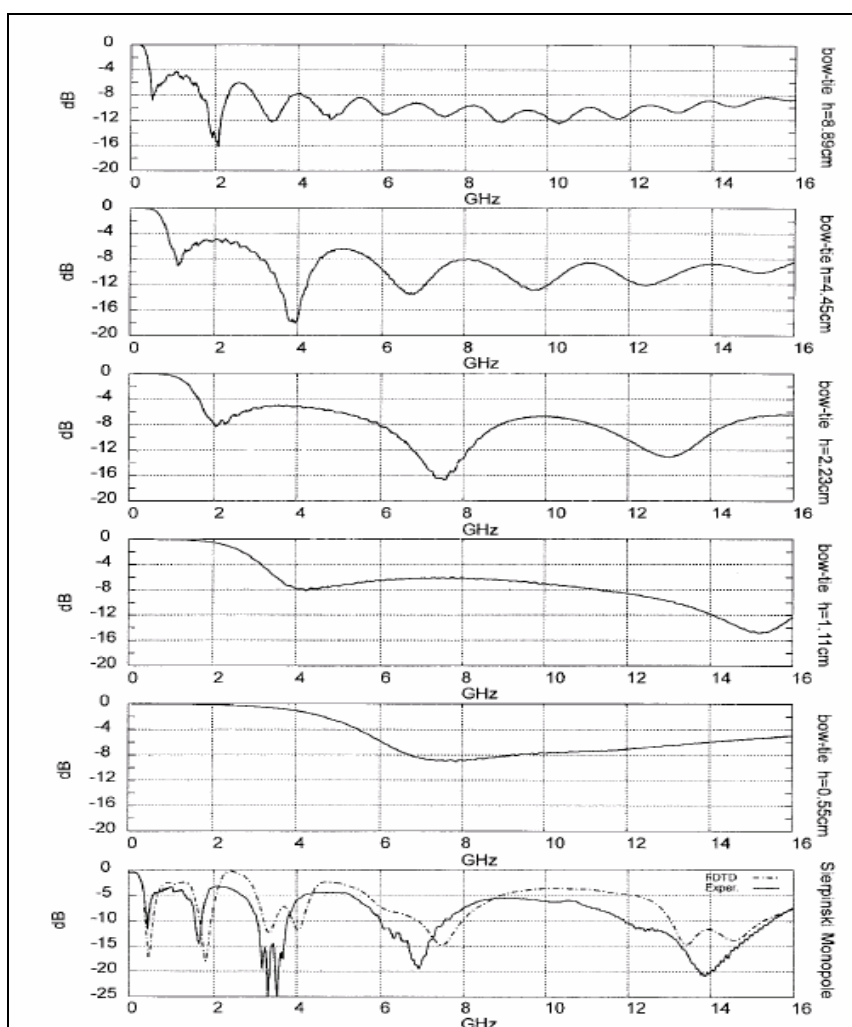


Figura 5.2 Antena Bow-tie <sup>XLVII</sup>

<sup>XLVII</sup> Optical Sciences Center, Investigation of the optical Bow-tie antenna via FDTD simulations, University of Arizona, Disponible en: [www.optics.arizona.edu/ODSCsponsors/02-07-31Semi-AnnualReport/U%20-%20Ikkonen.pdf](http://www.optics.arizona.edu/ODSCsponsors/02-07-31Semi-AnnualReport/U%20-%20Ikkonen.pdf)



En la figura 5.3 se presenta “la respuesta en frecuencia de cinco antenas Bow-tie, referidas a  $50\Omega$ , cuyas alturas corresponden a las cinco iteraciones de FSG.”<sup>(19)</sup> Adicionalmente se presenta la respuesta de la FSG para establecer una comparación entre ambas antenas.



**Figura 5.3** Coeficiente de reflexión de entrada de cinco antenas bow-tie escaladas de acuerdo al tamaño de las cinco subgasket de la monopolo Sierpinski.<sup>XLVIII</sup>

La respuesta en frecuencia de Bow-tie de altura  $h=8.89\text{cm}$ , presenta su resonancia alrededor de  $2\text{GHz}$ , la segunda Bow-tie de altura  $h=4.45\text{cm}$ , exhibe su

<sup>XLVIII</sup> PUENTE Carlos, ROMEU Jordi, *On The Behavior of the Sierpinski Multiband Fractal Antenna*. UPC, pag 3, Disponible en: <https://upcommons.upc.edu/e-prints/bitstream/2117/1698/4/Pous.pdf>

frecuencia de resonancia alrededor de 3.9 Ghz, la tercera antena que corresponde a una  $h=2.23$ , presenta una resonancia aproximadamente en 7.5 Ghz. Para las dos alturas inferiores, la frecuencia de resonancia no es tan evidente esto demuestra que el desempeño de la antena Bow-tie disminuye al aumentar la frecuencia.

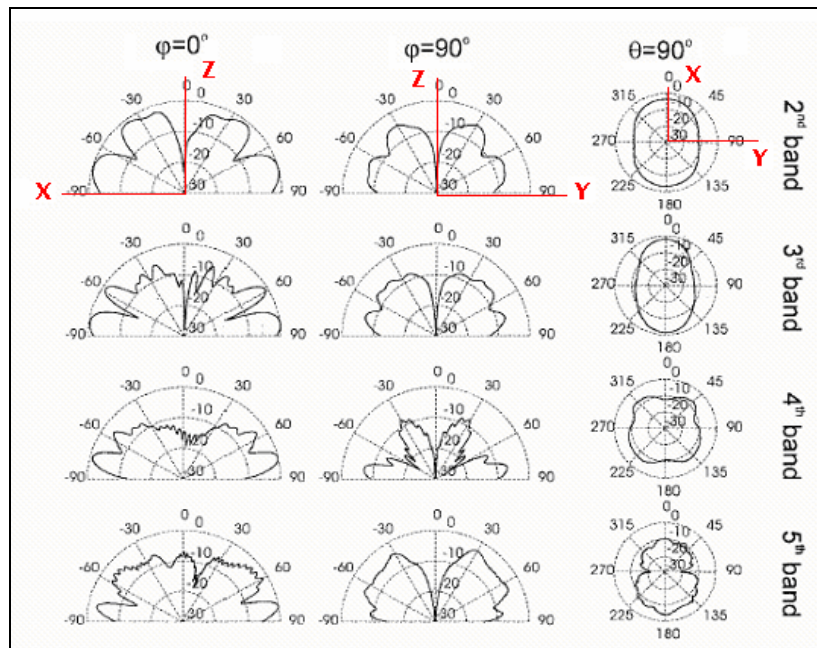
Comparando la respuesta de la antena Bow-tie con la FSG, se observa que para las primeras bandas guardan cierta similitud y las frecuencias de resonancia están aproximadamente en el mismo orden. Es interesante notar que aunque ambas antenas (bow-tie y Sierpinski Gasket), trabajan similarmente a bajas frecuencias, el comportamiento de la Sierpinski varía para las altas frecuencias, en efecto, el desempeño de la antena fractal tiene un comportamiento multifrecuencial log-periódico, mientras que la euclidiana, guarda un comportamiento periódico, armónico.

### **5.5 Patrón de radiación de la FSG**

Un comportamiento verdaderamente multifrecuencial de la antena fractal Sierpinski Gasket (FSG) no puede ser expuesto únicamente a partir del comportamiento de la impedancia de entrada, el patrón de radiación para las diferentes bandas también aporta información.

El patrón de radiación para el experimento con la monopolo Sierpinski se muestra en la figura 5.4, medido en los puntos de frecuencia de mínimo VSWR. “La primera banda no se tiene en cuenta para este análisis debido al efecto de truncamiento en el proceso de iteración, no tiene un factor de espaciamiento de 2 con respecto a la segunda, adicionalmente de la gráfica de distribución de corriente

(figura 5.1) se observa que el triángulo más grande el cual esta relacionado con la primera banda, no contribuye mucho al proceso de radiación.” (19)



**Figura 5.4** Patrón de radiación (componente  $E_{\theta}$ ) de la monopolo Sierpinski, para las cuatro bandas superiores, en los puntos de mínimo VSWR.<sup>XLIX</sup>

En la figura 5.4, se observa que las principales características de la antena FSG son similares a través de las bandas, una estructura de dos lóbulos es común en todas las gráficas. El patrón también muestra un mínimo a lo largo de la dirección Z, columnas 1 y 2 de la figura ( $\varphi$  constante y  $\theta$  variable). En la tercera columna se observa que para  $\theta = 90^\circ$  y  $\varphi$  variable, la antena exhibe un patrón de radiación direccional en la segunda banda de frecuencia.

A pesar de todas las similitudes, el patrón de radiación exhibe algunas diferencias a través de las bandas, principalmente los lóbulos más cercanos al eje

<sup>XLIX</sup> PUENTE Carlos, ROMEU Jordi, *On The Behavior of the Sierpinski Multiband Fractal Antenna*. UPC, pag 5, Disponible en: <https://upcommons.upc.edu/e-prints/bitstream/2117/1698/4/Pous.pdf>

central, los cuales, tienden a presentar un alto rizado a medida que incrementa la frecuencia.

Este rizado se puede explicar por el efecto del plano tierra, el cual no es escalable en su tamaño relativo a la longitud de onda, de esta manera es mucho mas grande para las altas frecuencias, produciendo un patrón de interferencia con rápidas variaciones.

Los alcances del estudio realizado por Puente y Romeu de la Universidad Politécnica de Calaluña sirvieron de fundamento para esta tesis. Por ello se buscó encontrar los mismos resultados en una antena Sierpinski Gasket de menos iteraciones que oscile a una frecuencia de resonancia distinto. Esto se verá en el siguiente capítulo.

## **CAPITULO VI**

### **DISEÑO, IMPLEMENTACIÓN Y SIMULACIÓN DE LA**

### **ANTENA MONOPOLO SIERPINSKI**

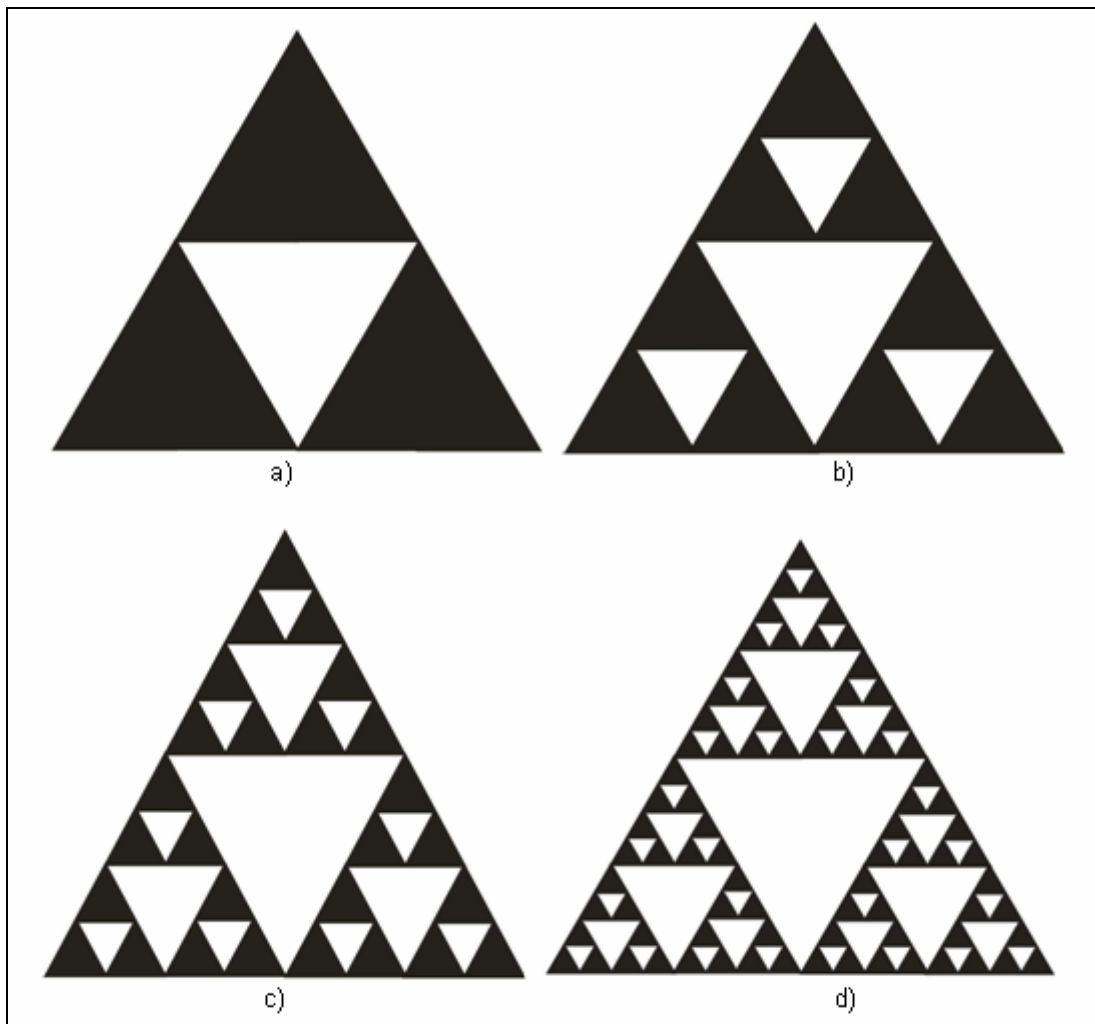
Para la implementación se realizaron diversas pruebas las cuales han permitido depurar las mediciones que conducen a las conclusiones finales de este capítulo. Las mediciones o pruebas realizadas son tres: la primera es la medición de la potencia reflejada o parámetro  $S_{11}$ , la segunda es la medición del patrón de radiación y la tercera es simulación de la distribución de corriente. Se incluye también pruebas de transmisión y recepción con dos antenas fractales. Las simulaciones fueron realizadas con Super nec<sup>(23)</sup> y Microwave Office<sup>(24)</sup>.

#### **6.1 Diseño de las Antenas Sierpinski**

Para el diseño de las antenas, lo primero que se realizó fue dibujar cada una de las antenas tomando como unidad base al triángulo equilátero. Se diseñaron 10

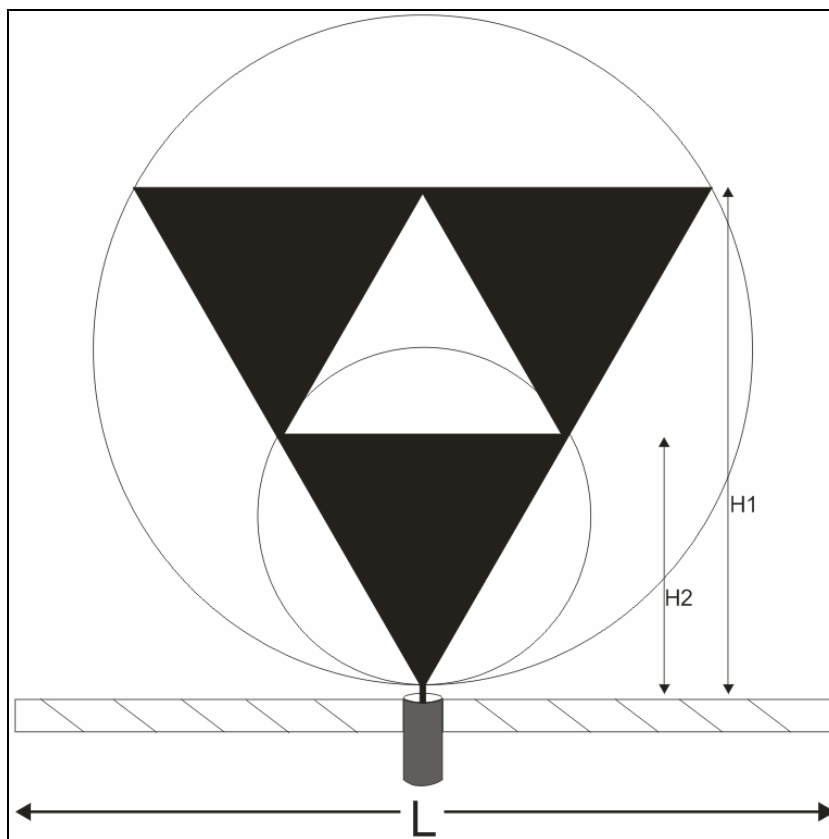
antenas. Cada antena se caracteriza por el número de iteraciones y el tamaño, que en este caso se define por la altura  $H$ . Para esta tesis se diseñaron antenas de cuatro tamaños distintos, de 7.8cm, 9.6cm, 12.6cm y 15cm.

Podemos observar gráficamente que cada objeto es autosimilar cuando está formado por copias de él mismo a una escala más reducida. Un ejemplo clásico de geometría fractal autosimilar se observa en las siguientes plantillas del triángulo de Sierpinski. Figura 6.1.



**Figura 6.1.** Muestra cuatro iteraciones del Triángulo de Sierpinski. Cada una fue realizada con el programa CorelDraw Suite 12. a) Antena Triángulo de Sierpinski de Dos Iteraciones. b) Antena Triángulo de Sierpinski de Tres Iteraciones. c) Antena Triángulo de Sierpinski de Cuatro Iteraciones. d) Antena Triángulo de Sierpinski de Cinco Iteraciones

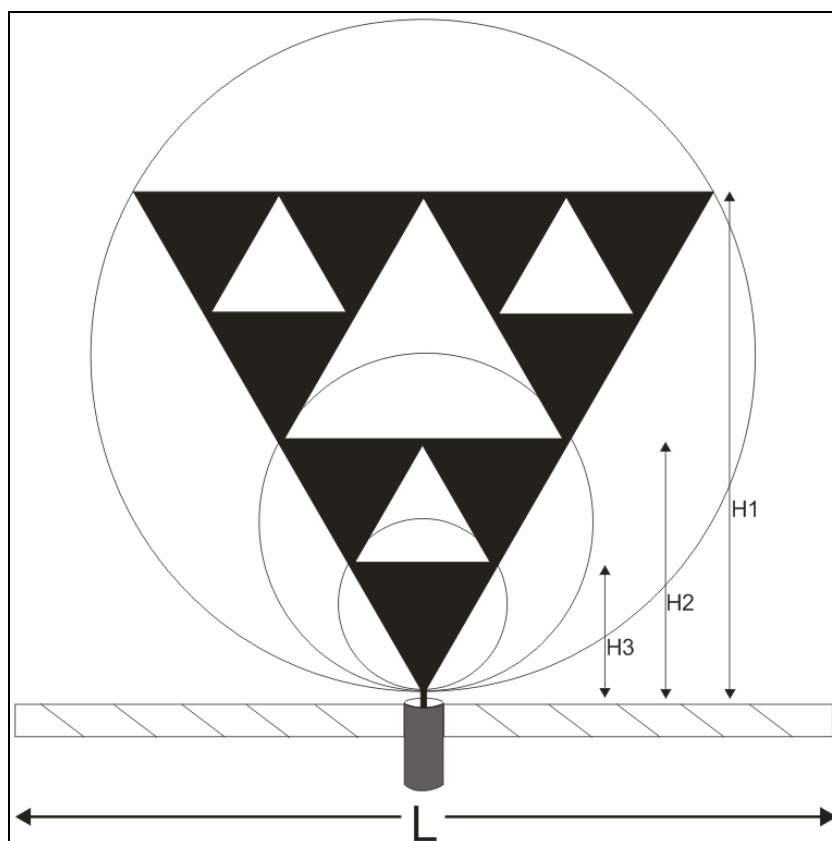
En la figura 6.2 se muestra el proceso de iteración y construcción de la antena de Sierpinski truncada a dos iteraciones, es fácil notar que la forma general se reproduce dentro del mismo objeto con dimensiones más pequeñas.



**Figura 6.2** Antena Monopolo de Sierpinski de Dos Iteraciones, cada círculo circunscribe una versión escalada de toda la estructura.  $L = 30\text{cm}$

Esta plantilla sirvió para diseñar la placa impresa de las antenas de 2 iteraciones. Para estas antenas, se utilizaron cuatro modelos, el primer y tercer modelos tienen  $H_1=7.8\text{cm}$  y  $H_2=3.9\text{cm}$ , y el segundo y cuarto modelos tienen  $H_1=9.6\text{cm}$  y  $H_2=4.8\text{cm}$ . Se obtienen 2 modelos de cada uno ya que se utilizaron Baquelita o Fenólica (FR2) y Fibra de Vidrio con Epoxi (FR4) para el impreso. Las denominaciones que se dieron a las antenas son: 1° modelo: 1-2IT, 2° modelo: 2-2IT, 3° modelo: 3-2IT, 4° modelo: 4-2IT.

En la figura 6.3 se muestra el proceso de iteración y construcción de la antena de Sierpinski truncada a tres iteraciones, una vez más se puede notar que la forma general se reproduce dentro del mismo objeto con dimensiones más pequeñas.

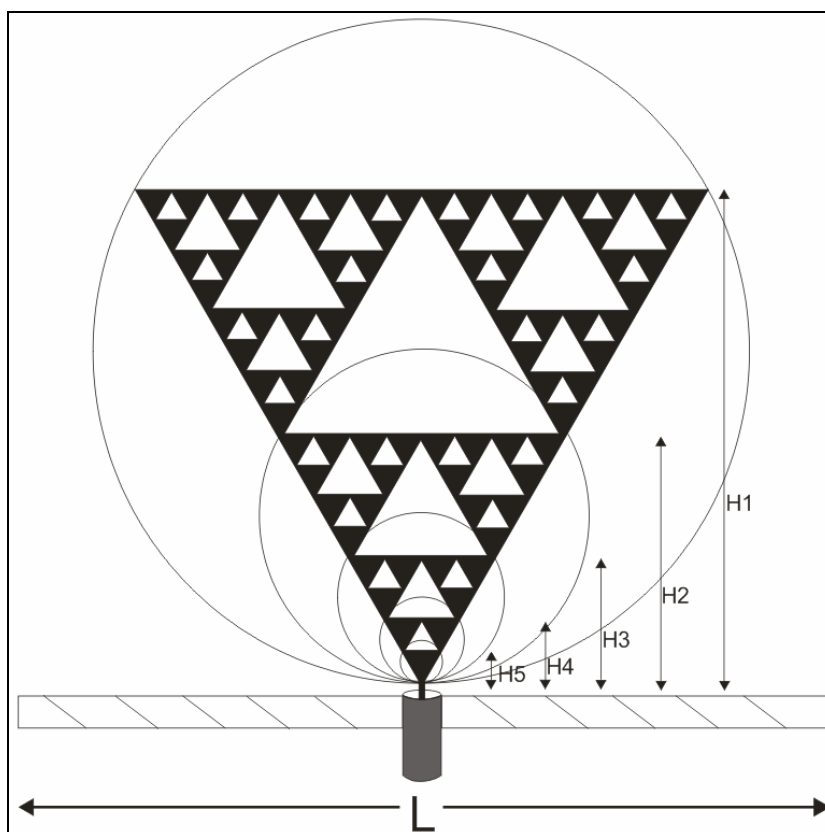


**Figura 6.3** Antena Monopolo de Sierpinski de Tres Iteraciones, cada círculo circunscribe una versión escalada de toda la estructura.  $L = 30\text{cm}$ .

Esta plantilla sirvió para diseñar la placa impresa de las antenas de 3 iteraciones. Para estas antenas, se utilizaron cuatro modelos, el primer y tercer modelos tienen  $H_1=7.8\text{cm}$ ,  $H_2=3.9\text{cm}$  y  $H_3=1.95\text{cm}$  y el segundo y cuarto modelos tienen  $H_1=9.6\text{cm}$ ,  $H_2=4.8\text{cm}$  y  $H_3=2.4\text{cm}$ . Se obtienen 2 modelos de cada uno ya que se utilizaron Baquelita (FR2) y Fibra de Vidrio con Epoxi (FR4) para el impreso. Las denominaciones para estas antenas son: 1° modelo: 1-3IT, 2° modelo: 2-3IT, 3° modelo: 3-3IT, 4° modelo: 4-3IT



En la figura 6.4 se muestra el proceso de iteración y construcción de la antena Sierpinski truncada a cinco iteraciones, también se puede notar que la forma general se reproduce dentro del mismo objeto con dimensiones más pequeñas y en distintas posiciones.



**Figura 6.4** Antena Monopolo de Sierpinski de Cinco Iteraciones, cada círculo circunscribe una versión escalada de toda la estructura.  $L = 30\text{cm}$ .

Esta plantilla sirvió para diseñar la placa impresa de las antenas de 5 iteraciones. Para estas antenas, se utilizaron sólo dos modelos. El primero tiene  $H_1=12.6\text{cm}$ ,  $H_2=6.3\text{cm}$ ,  $H_3=3.15\text{cm}$ ,  $H_4=1.5\text{cm}$  y  $H_5=0.78\text{cm}$ . El segundo modelo tiene  $H_1=15\text{cm}$ ,  $H_2=7.5\text{cm}$ ,  $H_3=3.8\text{cm}$ ,  $H_4=1.9\text{cm}$  y  $H_5=0.95\text{cm}$ . Se obtienen dos modelos, ambos con Baquelita (FR2). Las denominaciones de las antenas son: 5° modelo: 5-5IT y 6° modelo: 6-5IT.

Todas las antenas se simularon utilizando un plano de tierra donde se conectaba el conector SMA tipo chasis de 50 Ohmios. Este plano tiene un área de 770cm<sup>2</sup> (30cm x 25.6cm).

## **6.2 Materiales Utilizados**

Para estas mediciones se utilizaron distintos materiales, desde placas de baquelita o fenólica (FR2), de fibra de vidrio con epoxi (FR4), conectores F, BNC, SMA, N, cables RG6, RG59, RG58. Para las antenas, primero se usaron antenas de baquelita (resina fenólica o FR2) para las antenas 1 y 2, y para las antenas 3 y 4 se utilizó fibra de vidrio con resina epóxica (FR4). Las antenas monopolo utilizan un plano conductor para tierra de 770cm<sup>2</sup> (30cm x 25.6cm); en las primeras pruebas el plano fue de FR4 (placa 1) y para las siguientes pruebas se utilizó el FR2 (placas 2 y 3). También se utilizó un Generador de Señales SMT06 5 KHz – 6 GHz, Analizador de Espectros IFR 2399C 5KHz – 3GHz, Acoplador Direccional y Multímetro.

A continuación algunos de los materiales utilizados:

- Conector N, conector N para chasis.
- Conector F, conector F para chasis
- Conector SMA y conector SMA para chasis
- Conector BNC, y BNC tipo chasis
- Cable coaxial RG 58 con conector N macho
- Cable coaxial RG58 con conectores N macho y SMA macho
- Cable coaxial RG 59 con conector F

- Acoplador Direccional
- Generador de Señales SMT06 5 KHz – 6 GHz.
- Analizador de Espectros IFR 2399C 5KHz – 3GHz
- Antena 2 Iteraciones -1° modelo (1-2IT) – FR2 (baquelita) – H = 0.078m
- Antena 2 Iteraciones – 2° modelo (2-2IT) – FR2 (baquelita) – H = 0.096m
- Antena 3 Iteraciones – 1° modelo (1-3IT) – FR2 (baquelita) – H = 0.078m
- Antena 3 Iteraciones – 2° modelo (2-3IT) – FR2 (baquelita) – H = 0.096m
- Antena 2 Iteraciones – 3° modelo (3-2IT) – FR4 (fibra de vidrio) –H = 0.078m
- Antena 3 Iteraciones – 3° modelo (3-3IT) – FR4 (fibra de vidrio) –H = 0.078m
- Antena 2 Iteraciones – 4° modelo (4-2IT) – FR4 (fibra de vidrio) –H = 0.096m
- Antena 3 Iteraciones – 4° modelo (4-3IT) – FR4 (fibra de vidrio) –H = 0.096m
- Antena 5 Iteraciones – 5° modelo (5-5IT) – FR2 (baquelita) – H = 0.126m
- Antena 5 Iteraciones – 6° modelo (6-5IT) – FR2 (baquelita) – H = 0.150m
- Placa 1 (FR4 - fibra de vidrio)
- Placa 2 (FR2 - baquelita)
- Placa 3 (FR2 - baquelita)
- Conector N hembra – SMA macho
- Conector N hembra – BNC macho
- Conector N macho – F hembra
- Conector N hembra – F macho
- Kit de antenas Yagui y dipolo

### **6.3 Desarrollo de pruebas**

#### **6.3.1 Medición de la permitividad de los sustratos utilizados**

En las pruebas que siguen a continuación se utilizaron dos tipos de sustratos, los cuales son la fibra de Vidrio con Epoxi (FR4) y Fenólica o Baquelita (FR2). Las letras “FR” en la designación del material indican resistencia a las llamas (*Flame Resistance* en inglés).

Se sabe por teoría que la capacitancia de un condensador de placas paralelas se define como:

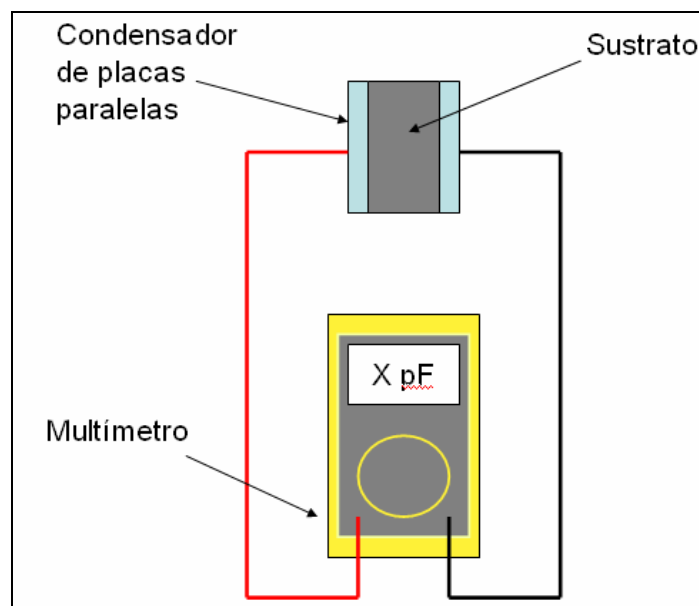
$$C = \epsilon A/d \quad (6.1)$$

Donde A: Area de la placa

d: distancia entre placas (grosor del sustrato)

$\epsilon$ : permitividad del sustrato o dieléctrico entre las placas

Es decir la capacitancia es inversamente proporcional a la separación de las placas y directamente proporcional al área de las placas. Entonces se adaptó el sistema de la figura siguiente para medir la permitividad:



**Figura 6.5** Esquema para medir la permitividad

Las mediciones arrojaron los siguientes resultados:

$\epsilon_{FR4} = 41.60 \text{ pF/m}$  , entonces  $\epsilon_{r FR4} = 4.7$

$\epsilon_{FR2} = 52.21 \text{ pF/m}$  , entonces  $\epsilon_{r FR2} = 5.9$

### 6.3.2 Primeras mediciones realizadas

Al inicio de las pruebas se utilizó el Generador de Señales SMT06 de 5KHz a 6GHz. Y se realizaron medidas de la potencia reflejada y de la potencia incidente, variando la configuración en el acoplador direccional de tal manera que la salida acoplada siempre va al IN del Analizador de Espectros. El inconveniente de estas mediciones es su lentitud y tienen que ser frecuencia por frecuencia haciendo un barrido de todas las frecuencias que queramos medir, para luego plotearlas en un grafico de Potencia vs. Frecuencia. Para medir la Potencia Reflejada se utiliza el acoplador direccional en forma invertida. La salida como entrada y viceversa. La figura 6.6 muestra la configuración para esta medición.

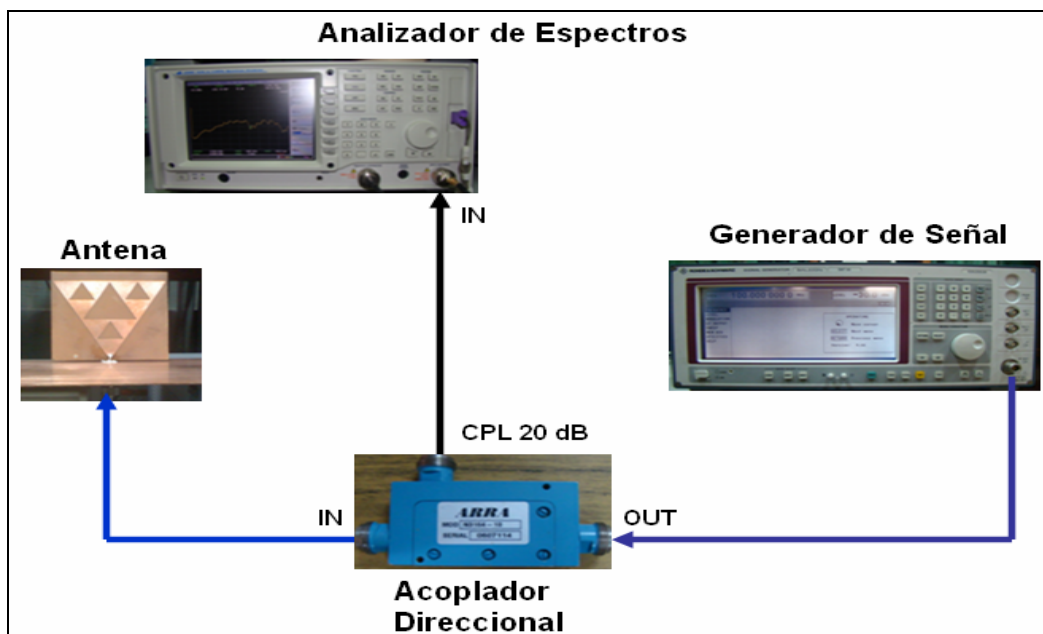


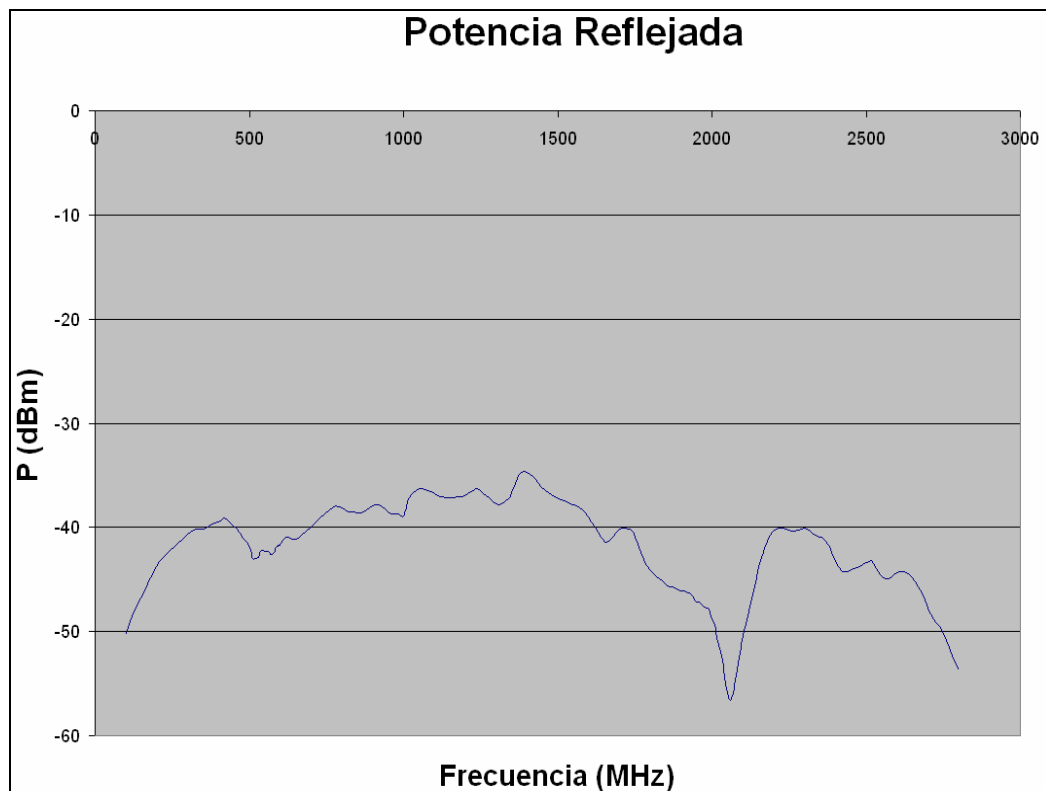
Figura 6.6 Configuración para medir Potencia Reflejada

A continuación se muestra la tabla 6.1 con el detalle de la quinta medición en la que se utilizó el Generador de Señales, en la figura 6.7 se muestra una gráfica

hecha con Excell de la Potencia Reflejada midiendo frecuencia por frecuencia. En la figura 6.8 se tiene la misma medición pero obtenida con el Tracking Generator del Analizador de Espectros. El Tracking Generator fue de gran ayuda ya que agilizó las mediciones. De esta forma se comprobó que se obtiene el mismo resultado, usando el tracking como el Generador de Señal.

<b>Medición 5.</b>	
Fecha	20/01/2009
Se utilizó	Cable RG58 (50 Ohms)
	Conector N para el acoplador y extremos del cable coaxial
	Placa 1
	Sin conector en la placa 1
	Antena de 2 IT-1
	Pot(gen) = -20dBm
Frec. Res.	2.045 GHz (-57.01) y 530 MHz

**Tabla 6.1** Quinta Medición



**Figura 6.7** Gráfica de Potencia Reflejada con medición de frecuencia por frecuencia

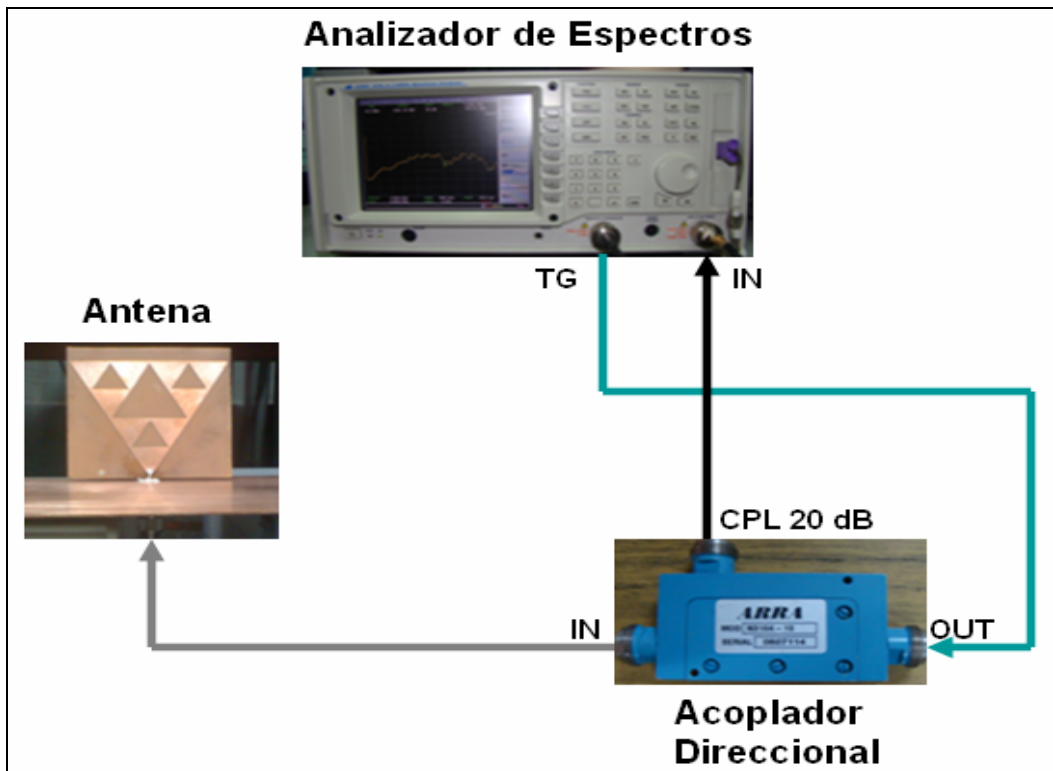


Figura 6.8 Gráfica de Potencia Reflejada con el Analizador

## 6.4 Medición de Potencia Reflejada

### 6.4.1 Mediciones con las antenas 1, 2, 3 y 4 de 2 y 3 Iteraciones

Para la medición de la frecuencia de Resonancia y otros parámetros de estas antenas, se configuraron los equipos para obtener una gráfica de Potencia Reflejada o Parámetro Scattering  $S_{11}$ . Dada la facilidad y rapidez, a partir de allí se utilizó el Tracking Generator del analizador de espectros para las mediciones. Cabe recalcar una vez más que para medir la Potencia reflejada hay que conectar el acoplador direccional intercambiando su salida por su entrada y viceversa de acuerdo al sentido de las flechas. Esta configuración se observa en la siguiente configuración de la figura 6.9:



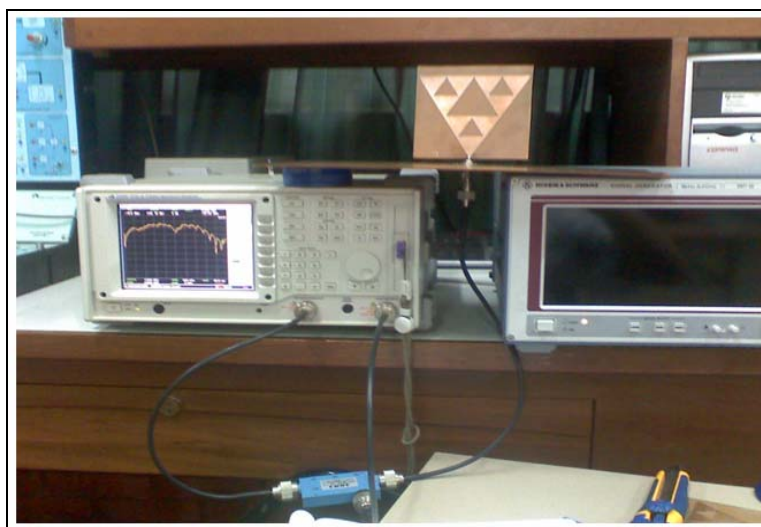
**Figura 6.9** Configuración para medir Potencia Reflejada usando Tracking Generator

A continuación se muestran las figuras 6.10 y 6.11 con imágenes de las mediciones utilizando el Tracking Generator del Analizador. A partir de aquí en todas las mediciones se utilizó el TG (Tracking Generator) debido a la facilidad y rapidez para las mediciones.



**Figura 6.10** Imagen de medición en el laboratorio.





**Figura 6.11** Imagen de medición en el laboratorio

Se realizaron más de 70 pruebas de laboratorio tan solo para medir la potencia reflejada y así obtener la frecuencia de resonancia, todas las cuales han ayudado a confirmar algunas propiedades que la teoría adelantaba. Cada antena que se utilizó tenía un tamaño particular que respondía a la frecuencia de resonancia que se quería obtener con ese tamaño.

En las primeras veinticinco pruebas se utilizaron distintos conectores chasis para determinar qué conector utilizar. Los primeros conectores fueron de 75 Ohmios, es decir conectores F, BNC y luego con conectores de 50 Ohmios tipo N y SMA. En las primeras mediciones se utilizaron distintos conectores en la placa, como se observa en la tabla 6.2:

Medicion	Placa	Antena	Conector en Placa	Uso de Generador	Uso de TG	Cables	Observacion	FR1 (MHz)	FR2 (MHz)	FR3 (MHz)	Pot (FR2) (dBm)
6	2	1-2IT	F	-	TG	RG58	Conector N para el acoplador y extremos del cable coaxial	564	1914	-	-34.93
7	2	1-2IT	BNC	-	TG	RG58	Conector N para el acoplador y extremos del cable coaxial	588	1920	-	-47.22
8	2	2-2IT	BNC	-	TG	RG58	Conector N para el acoplador y extremos del cable coaxial	510	1614	-	-38.7
9	2	1-3IT	BNC	-	TG	RG58	Conector N para el acoplador y extremos del cable coaxial	558	1734	1908	-41.81
10	2	2-3IT	BNC	-	TG	RG58	Conector N para el acoplador y extremos del cable coaxial	462	1572/1590	1944	-54.48
11	2	2-2IT	F	-	TG	RG58	Conector N para el acoplador y extremos del cable coaxial	456	1506	-	-34.04
12	2	1-3IT	F	-	TG	RG58	Conector N para el acoplador y extremos del cable coaxial	558	1926	-	-41.13
13	2	2-3IT	F	-	TG	RG58	Conector N para el acoplador y extremos del cable coaxial	450	1536	-	-35.76
14	2	1-2IT	N	-	TG	RG58	Conector N para el acoplador y extremos del cable coaxial	576	1926	2184	-34.41
15	2	2-2IT	N	-	TG	RG58	Conector N para el acoplador y extremos del cable coaxial	468	1656	-	-38.92
16	2	1-3IT	N	-	TG	RG58	Conector N para el acoplador y extremos del cable coaxial	528	1938	-	-48.04
17	2	2-3IT	N	-	TG	RG58	Conector N para el acoplador y extremos del cable coaxial	528	1668/1698	-	-55.66
18	3	1-2IT	SMA	-	TG	RG58	Conector N para el acoplador y extremos del cable coaxial	570	1872/1980	-	-43.98
19	3	2-2IT	SMA	-	TG	RG58	Conector N para el acoplador y extremos del cable coaxial	522	1626	-	-55.44
20	3	1-3IT	SMA	-	TG	RG58	Conector N para el acoplador y extremos del cable coaxial	564	1866/1944	-	-57.9
21	3	2-3IT	SMA	-	TG	RG58	Conector N para el acoplador y extremos del cable coaxial	462	1614	-	-51.75
22	3	1-2IT	SMA	-	TG	RG58	Conector N para el acoplador y extremos del cable y un cable con conector SMA (50 Ohms)	570	1866	-	58.64
23	3	2-2IT	SMA	-	TG	RG58	Conector N para el acoplador y extremos del cable y un cable con conector SMA (50 Ohms)	420	1728/1488	-	34.78
24	3	1-3IT	SMA	-	TG	RG58	Conector N para el acoplador y extremos del cable y un cable con conector SMA (50 Ohms)	576	1860	-	-41.85
25	3	2-3IT	SMA	-	TG	RG58	Conector N para el acoplador y extremos del cable y un cable con conector SMA (50 Ohms)	-	1704/1464	-	-35.11

**Tabla 6.2** Mediciones para elegir el conector chasis

Se observó que los conectores SMA arrojan mejores resultados de acoplamiento. Para comprobarlo, se tiene que el promedio de potencia para cada conector es:

- Conector F : -36.46 dBm

- Conector BNC : -45.55 dBm
- Conector N : -44.25 dBm
- Conector SMA: -47.43 dBm

Por tanto se utilizó en adelante el conector SMA. A partir de la medición 26, todas las mediciones se realizaron con conector SMA, pero se comenzó a variar el material del plano de tierra y las características de las antenas de prueba. Para ello se utilizaron las siguientes antenas:

- Antena 1 – Modelo 1-2IT – material baquelita o FR2
- Antena 1 – Modelo 1-3IT – material baquelita o FR2
- Antena 2 – Modelo 2-2IT – material baquelita o FR2
- Antena 2 – Modelo 2-3IT – material baquelita o FR2
- Antena 3 – Modelo 3-2IT – material fibra de vidrio o FR4
- Antena 3 – Modelo 3-3IT – material fibra de vidrio o FR4
- Antena 4 – Modelo 4-2IT – material fibra de vidrio o FR4
- Antena 4 – Modelo 4-3IT – material fibra de vidrio o FR4

Fueron tres las placas de impreso que se utilizaron para los planos de tierra. La placa 1 fue de FR4 (epoxi), las placas 2 y 3 fueron de FR2 (baquelita).

Algunas características de la fibra de vidrio con epoxi (FR4) utilizada son

- Grosor del cobre: 35um
- Grosor del sustrato: 1.45mm
- Constante dieléctrica ( $\epsilon_r$ )  $\approx$  4.70
- Recubrimiento de resina epóxica anti-llamas
- 5 veces más resistente que FR2

Algunas características de la baquelita (FR2) utilizada son:

- Grosor del cobre: 35  $\mu\text{m}$
- Grosor del sustrato: 1.35mm
- Constante dieléctrica ( $\epsilon_r$ )  $\approx$  5.90
- Recubrimiento de resina fenólica
- También conocido como Fenólica.

La teoría indica que para la construcción de una antena fractal se tiene que utilizar la ecuación 6.1 dada en el capítulo anterior:

$$f_n = \frac{0.26 * c}{h} * \delta^n \quad (6.1)$$

Donde:

c : velocidad de la luz en el vacío

h : Altura del triángulo superior

$\delta$  : Factor de escala.

n : Número natural relacionado con el número de iteraciones.

$f_n$  : Frecuencia de resonancia.

Esta fórmula fue obtenida por los ingenieros de la Universidad Politécnica de Cataluña (UPC) <sup>(19)</sup>, utilizando una antena de diferentes características de la que he utilizado en este presente proyecto. Por tal motivo se desarrollaron diversas mediciones en las cuales se pretendió hallar la constante K, similar al 0.26 de la ecuación 6.1 y que depende entre otras cosas de las características del sustrato.

Para hallar la constante K como también las frecuencias de resonancia es necesario entender que estos valores variarán de acuerdo a las propiedades de la antena reflectora o de la permitividad del sustrato. La altura H también influye en la frecuencia de resonancia.

Los prototipos básicos diseñados para este proyecto de tesis fueron impresos sobre dos sustratos de permitividad distinta. Tales sustratos son la fibra de Vidrio Epoxi (FR4) y Fenólica o Baquelita (FR2). Las letras “FR” en la designación del material indican resistencia a las llamas (*Flame Resistance* en inglés).

Se realizó un experimento para medir la constante de dieléctrica (constante de permitividad) ya que a nivel comercial no se encontraron catálogos del fabricante con sus características físicas. Las constantes de permitividad son las siguientes: para la FR4 es de 4.7 y para la baquelita es de 5.9. A nivel comercial tampoco se encontró sustratos (Epoxi y Fenólica) cuyas constante dieléctricas coincidan con la de los sustratos utilizados por el equipo de Puente <sup>(19)</sup> de la UPC.

Hay que precisar que cada frecuencia de resonancia está asociada con un número “n” de iteración, así: n=0, primera frecuencia, n=1 segunda, n=3 cuarta resonancia y así sucesivamente. Antes de seleccionar la frecuencia se deben tener en cuenta varios aspectos, uno de ellos es el hecho de que la primera banda no es la más apropiada, pues debido al efecto de truncamiento de la iteración no guarda un factor de espaciamiento de dos con respecto a la segunda banda de frecuencia.

En los siguientes cuadros se observan los detalles de las mediciones agrupados por Antena y por el conector o adaptador utilizado en la placa, tomando en cuenta que para la antena monopolo de Sierpinski se utiliza un plano de tierra, en el cual se coloca un conector SMA tipo chasis. El cable utilizado para conectar la antena al analizador es un cable RG58 (50 Ohms)

En la primera columna se especifica el tamaño de la antena, para esto el tamaño 1 siempre identifica a las antenas 1 y 3, y el tamaño 2 identifica a las antenas 2 y 4 (tamaño 1 = altura  $H=0.078\text{m}$  y tamaño 2 = altura  $H=0.096\text{m}$ ). Frec1, Frec2 y Frec2' hace referencia a las frecuencias sobre las cuales se produce mejor acople. La Frec1 es la primera frecuencia de resonancia cuando "n" = 0. Se tomará en análisis la Frec2 (frecuencia de resonancia 2) porque es la que posee mejor acople.

La segunda columna identifica la medición, la tercera es del conector chasis en la placa, la cuarta es de la observación referente a la conexión entre el conector chasis de la placa y el acoplador direccional. La quinta, sexta y séptima son los valores de las frecuencias de resonancia. La octava, novena y décima son los valores de la constante K para cada frecuencia y la columna once es la potencia reflejada medida para la segunda frecuencia de resonancia (Frec2).

Los siguientes cuatro cuadros son los resúmenes de las mediciones utilizando las antenas de baquelita. Obteniéndose las siguientes tablas:

Antena 1 usando solo adaptador N-SMA											
Antena	Medicion	Conector en Placa	Observación	Frec1 (MHz)	Frec2 (MHz)	Frec2 (MHz)	K (Frec1)	K (Frec2)	K (Frec3)	Pot (Frec2) (dBm)	
Antena tamaño 1 - H=0.078m	1-3IT	36	SMA	Conector N para el acoplador y extremos del cable y un adaptador N-SMA para la placa	-	1908	1902	-	0.2480	0.2473	-47.78
	1-2IT	37	SMA	Conector N para el acoplador y extremos del cable y un adaptador N-SMA para la placa	-	1854	1862.4	-	0.2410	0.2421	-45.68
	1-2IT	39	SMA	Conector N para el acoplador y extremos del cable y un cable N con adaptador N-SMA para la placa	-	1938		-	0.2519	0.0000	-40.19
	1-3IT	41	SMA	Conector N para el acoplador y extremos del cable y un cable N con adaptador N-SMA para la placa	552	1882.2	1884	0.0718	0.2447	0.2449	-48.87
								0.0718	0.2464	0.2448	-44.19

**Tabla 6.3** Mediciones con antena 1 usando adaptador N-SMA

Antena 2 usando solo adaptador N-SMA											
Antena	Medicion	Conector en Placa	Observación	Frec1 (MHz)	Frec2 (MHz)	Frec2 (MHz)	K (Frec1)	K (Frec2)	K (Frec3)	Pot (Frec2) (dBm)	
Antena tamaño 2 - H=0.096m	2-3IT	34	SMA	Conector N para el acoplador y extremos del cable y un adaptador N-SMA para la placa	-	1608	1612	-	0.2573	0.2579	-53.46
	2-2IT	35	SMA	Conector N para el acoplador y extremos del cable y un adaptador N-SMA para la placa	-	1650	1558	-	0.2640	0.2493	-49.74
	2-2IT	43	SMA	Conector N para el acoplador y extremos del cable y un cable N con adaptador N-SMA para la placa	480	1645.2	1644	0.0768	0.2632	0.2630	-47.7
	2-3IT	45	SMA	Conector N para el acoplador y extremos del cable y un cable N con adaptador N-SMA para la placa	474	1625.4	1626	0.0758	0.2601	0.2602	-52.47
								0.0763	0.2611	0.2576	-50.25

**Tabla 6.4** Mediciones con antena 2 usando adaptador N-SMA

Antena 1 usando cable extremo N - extremo SMA											
Antena	Medicion	Conector en Placa	Observación	Frec1 (MHz)	Frec2 (MHz)	Frec2 (MHz)	K (Frec1)	K (Frec2)	K (Frec3)	Pot (Frec2) (dBm)	
Antena tamaño 1 - H=0.078m	1-2IT	18	SMA	Conector N para el acoplador y extremos del cable coaxial	570	1872	1980	0.0741	0.2434	0.2574	-43.98
	1-2IT	22	SMA	Conector N para el acoplador y extremos del cable y un cable con conector SMA (50 Ohms)	570	1866	0	0.0741	0.2426	0.0000	-58.64
	1-2IT	30	SMA	Conector N para el acoplador y extremos del cable y un cable extremo N y otro extremo SMA para la placa	-	1938	1926	-	0.2519	0.2504	-51.8
	1-3IT	20	SMA	Conector N para el acoplador y extremos del cable coaxial	564	1866	1944	0.0733	0.2426	0.2527	-57.9
	1-3IT	24	SMA	Conector N para el acoplador y extremos del cable y un cable con conector SMA (50 Ohms)	576	1860	0	0.0749	0.2418	0.0000	-41.65
	1-3IT	31	SMA	Conector N para el acoplador y extremos del cable y un cable extremo N y otro extremo SMA para la placa	540	1938	1946	0.0702	0.2519	0.2530	-47.1
	1-2IT	38	SMA	Conector N para el acoplador y extremos del cable y un cable con extremo N y otro extremo SMA para la placa	552	1900.2	1896	0.0718	0.2470	0.2465	-55.93
	1-3IT	40	SMA	Conector N para el acoplador y extremos del cable y un cable con extremo N y otro extremo SMA para la placa	570	1881	1878	0.0741	0.2445	0.2441	-47.77
							0.0732	0.2457	0.2507	-47.08	

**Tabla 6.5** Mediciones con antena 1 usando cable extremo N - extremo SMA

Antena 2 usando cable extremo N - extremo SMA											
Antena	Medicion	Conector en Placa	Observación	Frec1 (MHz)	Frec2 (MHz)	Frec2 (MHz)	K (Frec1)	K (Frec2)	K (Frec3)	Pot (Frec2) (dBm)	
Antena tamaño 2 - H=0.096m	2-2IT	19	SMA	Conector N para el acoplador y extremos del cable coaxial	522	1626	0	0.0835	0.2602	0.0000	-55.44
	2-2IT	23	SMA	Conector N para el acoplador y extremos del cable y un cable con conector SMA (50 Ohms)	420	1728	1488	0.0672	0.2765	0.2381	-34.78
	2-2IT	32	SMA	Conector N para el acoplador y extremos del cable y un cable extremo N y otro extremo SMA para la placa	-	1566	1560	-	0.2506	0.2496	-48.12
	2-3IT	21	SMA	Conector N para el acoplador y extremos del cable coaxial	462	1614	0	0.0739	0.2582	0.0000	-51.75
	2-3IT	25	SMA	Conector N para el acoplador y extremos del cable y un cable con conector SMA (50 Ohms)	425	1704	1464	0.0680	0.2726	0.2342	-35.11
	2-3IT	33	SMA	Conector N para el acoplador y extremos del cable y un cable extremo N y otro extremo SMA para la placa	-	1548	1548	-	0.2477	0.2477	-47.65
	2-2IT	42	SMA	Conector N para el acoplador y extremos del cable y un cable con extremo N y otro extremo SMA para la placa	546	1585.2	1590	0.0874	0.2536	0.2544	-51.74
	2-3IT	44	SMA	Conector N para el acoplador y extremos del cable y un cable con extremo N y otro extremo SMA para la placa	420	1554.6	1560	0.0672	0.2487	0.2496	-43.4
								0.0745	0.2585	0.2456	-40.36

**Tabla 6.6** Mediciones con antena 2 usando cable extremo N - extremo SMA

- Las mediciones se realizaron sobre antenas de material Baquelita o fenólica (también conocido como FR2)

- Se utilizaron dos tamaños, definidos por la altura  $H_1 = 0.078\text{m}$  y  $H_2 = 0.096\text{m}$ .

- Se prefirió estos tamaños ya que se buscaba una resonancia entre la banda de 1.5 GHz a 2 GHz.

- En la tabla 6.3 se utilizó una antena de  $H_1 = 0.078\text{m}$  junto con un adaptador N-SMA para la placa con los cual se obtuvo un  $K = 0.2447$  a una frecuencia de resonancia de 1882 MHz. (Se obtuvo un  $K = 0.2464$  de promedio de las mediciones)

- En la tabla 6.4 se tiene una antena de  $H_2 = 0.096\text{m}$  y se obtiene  $K = 0.2573$  a una frecuencia de 1608 MHz. Se utilizó un adaptador N-SMA para la placa. (Se obtuvo un  $K = 0.2611$  de promedio de las mediciones)

- En la tabla 6.5 se tiene una antena de  $H_1 = 0.078\text{m}$  y se obtiene  $K = 0.2426$  a una frecuencia de 1866 MHz. Se utilizó un cable extremo N y extremo SMA para la placa. (Se obtuvo un  $K = 0.2457$  de promedio de las mediciones)



- En la tabla 6.6 se tiene una antena de  $H_2 = 0.096\text{m}$  y se obtiene  $K = 0.2602$  a una frecuencia de 1626 MHz. Se utilizó un cable extremo N y extremo SMA para la placa. (Se obtuvo un  $K = 0.2585$  de promedio de las mediciones)

- Comparando estas mediciones, se rescata que cuando se utilizó un adaptador N-SMA se obtuvo un promedio de potencia de -44.19dBm y -50.25dBm y promediando estos valores se tiene -46.24dBm. Cuando se utilizó el cable de extremo N y extremo SMA, se tienen los promedios: -40.36dBm y -47.08dBm y promediándolos obtenemos -42.53dBm. Como se observa se obtiene mejor acople cuando se utiliza el cable con adaptador N-SMA en un extremo y en el otro extremo N.

Los siguientes cuatro cuadros son los resúmenes de las mediciones utilizando las antenas de fibra de vidrio con epoxi o FR4, obteniéndose los siguientes resultados:

Antena 3 usando solo adaptador N-SMA											
Antena	Medicion	Conector en Placa	Observación	Frec1 (MHz)	Frec2 (MHz)	Frec2 (MHz)	K (Frec1)	K (Frec2)	K (Frec3)	Pot (Frec2) (dBm)	
Antena tamaño 3 $H=0.078\text{m}$	3-2IT	47	SMA	Conector N para el acoplador y extremos del cable y un cable N con adaptador N-SMA para la placa	492	1986	-	0.0640	0.2582	-	-39.17
	3-3IT	49	SMA	Conector N para el acoplador y extremos del cable y un cable N con adaptador N-SMA para la placa	588	1905.6	1908	0.0764	0.2477	0.2480	-61.48
	3-2IT	58	SMA	Conector N para el acoplador y extremos del cable y un cable N con adaptador N-SMA para la placa	576	2004	2007.6	0.0749	0.2605	0.2610	-47.11
	3-3IT	59	SMA	Conector N para el acoplador y extremos del cable y un cable N con adaptador N-SMA para la placa	576	1947	1938	0.0749	0.2531	0.2519	-50.8
							0.1451	0.2549	0.2480	-44.27	

**Tabla 6.7** Mediciones con antena 3 usando adaptador N-SMA

Antena 3 usando cable extremo N - extremo SMA											
Antena	Medicion	Conector en Placa	Observación	Frec1 (MHz)	Frec2 (MHz)	Frec2 (MHz)	K (Frec1)	K (Frec2)	K (Frec3)	Pot (Frec2) (dBm)	
Antena tamaño 3 H=0.078m	3-2IT	46	SMA	Conector N para el acoplador y extremos del cable y un cable con extremo N y otro extremo SMA para la placa	558	1982.4	1980	0.07254	0.257712	0.2574	-54.76
	3-3IT	48	SMA	Conector N para el acoplador y extremos del cable y un cable con extremo N y otro extremo SMA para la placa	588	1890.8	1893.6	0.07644	0.245804	0.246168	-50.58
	3-2IT	54	SMA	Conector N para el acoplador y extremos del cable y un cable con extremo N y otro extremo SMA para la placa	522	1991.4	1980	0.06786	0.258882	0.2574	-57.47
	3-3IT	55	SMA	Conector N para el acoplador y extremos del cable y un cable con extremo N y otro extremo SMA para la placa	534	1911.6	1902	0.06942	0.248508	0.24726	-60.16
								0.071565	0.2527265	0.252057	-54.30

**Tabla 6.8** Mediciones con antena 3 usando cable extremo N - extremo SMA

Antena 4 usando solo adaptador N-SMA											
Antena	Medicion	Conector en Placa	Observación	Frec1 (MHz)	Frec2 (MHz)	Frec2 (MHz)	K (Frec1)	K (Frec2)	K (Frec3)	Pot (Frec2) (dBm)	
Antena tamaño 4 H = 0.096m	4-2IT	51	SMA	Conector N para el acoplador y extremos del cable y un cable N con adaptador N-SMA para la placa	-	1608.6	1614	-	0.2574	0.2582	-50.6
	4-3IT	53	SMA	Conector N para el acoplador y extremos del cable y un cable N con adaptador N-SMA para la placa	468	1608	1608	0.0749	0.2573	0.2573	-50.71
	4-2IT	60	SMA	Conector N para el acoplador y extremos del cable y un cable N con adaptador N-SMA para la placa	498	1621.8	1620	0.0797	0.2595	0.2592	-56.36
	4-3IT	61	SMA	Conector N para el acoplador y extremos del cable y un cable N con adaptador N-SMA para la placa	468	1602	1609.2	0.0749	0.2563	0.2575	-55.36
								0.0765	0.2576	0.2580	-52.51

**Tabla 6.9** Mediciones con antena 4 usando adaptador N-SMA

Antena 4 usando cable extremo N - extremo SMA											
Antena	Medicion	Conector en Placa	Observación	Frec1 (MHz)	Frec2 (MHz)	Frec2 (MHz)	K (Frec1)	K (Frec2)	K (Frec3)	Pot (Frec2) (dBm)	
Antena tamaño 4 H= 0.096m	4-2IT	50	SMA	Conector N para el acoplador y extremos del cable y un cable con extremo N y otro extremo SMA para la placa	-	1551.8	1554	-	0.2483	0.2486	-41.6
	4-3IT	52	SMA	Conector N para el acoplador y extremos del cable y un cable con extremo N y otro extremo SMA para la placa	-	1542	1542	-	0.2467	0.2467	-51.94
	4-2IT	56	SMA	Conector N para el acoplador y extremos del cable y un cable con extremo N y otro extremo SMA para la placa	414	1546.2	1542	0.0662	0.2474	0.2467	-73.64
	4-3IT	57	SMA	Conector N para el acoplador y extremos del cable y un cable con extremo N y otro extremo SMA para la placa	414	1547	1542	0.0662	0.2475	0.2467	-56.47
								0.0662	0.2475	0.2472	-47.11

**Tabla 6.10** Mediciones con antena 4 usando cable extremo N - extremo SMA

- Las mediciones se realizaron sobre antenas de material fibra de vidrio con resina epóxica (también conocido como FR4)
- Se utilizaron dos tamaños, definidos por la altura  $H_1 = 0.078m$  y  $H_2 = 0.096m$ .

- En la tabla 6.7 se utilizó una antena de  $H_1 = 0.078\text{m}$  y se obtiene  $K = 0.2477$  que corresponde a la frecuencia de resonancia de 1905 MHz. Se utilizó un adaptador N-SMA para la placa. (Se obtuvo un  $K = 0.2549$  como promedio de las mediciones)

- En la tabla 6.8 se tiene una antena de  $H_1 = 0.078\text{m}$  y se obtiene  $K = 0.2485$  que corresponde a la frecuencia de 1912 MHz. Se utilizó un cable extremo N y extremo SMA para la placa. (Se obtuvo un  $K = 0.2527$  como promedio de las mediciones)

- En la tabla 6.9 se tiene una antena de  $H_2 = 0.096\text{m}$  y se obtiene  $K = 0.2592$  a una frecuencia de 1622 MHz. Se utilizó un adaptador N-SMA para la placa. (Se obtuvo un  $K = 0.2576$  de promedio de las mediciones)

- En la tabla 6.10 se tiene una antena de  $H_2 = 0.096\text{m}$  y se obtiene  $K = 0.2474$  a una frecuencia de 1546 MHz. Se utilizó un cable extremo N y extremo SMA para la placa. (Se obtuvo un  $K = 0.2475$  de promedio de las mediciones)

- Analizando estas mediciones, se rescata que cuando se utilizó un adaptador N-SMA se obtuvo un promedio de potencia de  $-44.27\text{dBm}$  y  $-52.51\text{dBm}$  y promediando estos valores se tiene  $-46.67\text{dBm}$ . Cuando se utilizó el cable de extremo N y extremo SMA, se tienen los promedios:  $-54.30\text{dBm}$  y  $-47.11\text{dBm}$  y promediándolos obtenemos  $-49.36\text{dBm}$ . Lo cual también confirma que es mejor utilizar el cable extremo N y extremo adaptador N-SMA por que permite mejor acople y menos pérdida.

A continuación se muestra la tabla 6.11 que resume las mediciones realizadas. También se midió el ancho de banda de acuerdo a la ecuación 2.18 y 2.19.

Antena	H <sub>1</sub> (cm)	H <sub>2</sub> (cm)	H <sub>3</sub> (cm)	Frec1 (MHz)	Frec2 (MHz)	BW (MHz) Frec2	BW (%)	λ <sub>1</sub> (cm)	λ <sub>2</sub> (cm)	Pot (Frec2) (dBm)	K (Frec2)
1-2IT	7.8	3.9	-	570	1866	348	18.65	52.63	16.08	-58.64	0.2426
1-3IT	7.8	3.9	2	564	1866	294	15.76	53.19	16.08	-57.9	0.2426
2-2IT	9.6	4.9	-	522	1626	252	15.50	57.47	18.45	-55.44	0.2602
2-3IT	9.6	4.9	2.4	462	1608	222	13.81	64.94	18.66	-53.46	0.2573
3-2IT	7.8	3.9	-	522	1991	282	14.16	57.47	15.07	-57.47	0.2588
3-3IT	7.8	3.9	2	534	1912	288	15.06	56.18	15.69	-60.16	0.2486
4-2IT	9.6	4.9	-	414	1546	252	16.30	72.46	19.4	-73.64	0.2474
4-3IT	9.6	4.9	2.4	414	1547	254	16.41	72.46	19.39	-56.47	0.2475

**Tabla 6.11** Mediciones con los 8 modelos de antena

Luego de promediar los datos de ancho de banda se obtiene un promedio alrededor de 15.7%. El ancho de banda se obtuvo directamente de las gráficas de potencia reflejada. En las antenas de Baquelita o FR2 (antenas 1 y 2) se observa que el ancho de banda (BW) disminuye a medida que crece la antena y la iteración. En cambio para las antenas de FR4 se observa que el BW crece a medida que aumenta el tamaño y la iteración.

#### **6.4.2 Mediciones con Antena 5 (12.6cm) y Antena 6 (15cm)**

Como se indicó previamente se diseñaron dos nuevas antenas, la antena 5 y la antena 6, de 12.6cm y 15.0cm respectivamente. Las pruebas con estas antenas sirvieron para observar el comportamiento multibanda de las antenas. Se aumentó el tamaño de las antenas para obtener resonancias a menores frecuencias y de esta manera poder observarlas en el analizador. Las tablas 6.12 y 6.13 muestran los resultados:

Antena 5 - H = 12,6 cm										
Antena	Medicion	Conector en Placa	Observación	Frec1 (MHz)	Frec2 (MHz)	K (Frec1)	K (Frec2)	Pot (Frec1) (dBm)	Pot (Frec2) (dBm)	
Antena tamaño 5 H=12,6 cm	5-5IT	62	SMA	Conector N para el acoplador y extremos del cable y un cable extremo N y otro extremo SMA	1156.2	2184.6	0.2409	0.2276	-58.68	-39.49
	5-5IT	63	SMA	Conector N para el acoplador y extremos del cable y un cable largo de extremo N y otro extremo SMA	1140.0	2160.0	0.2375	0.2250	-53.52	-53.18
	5-5IT	64	SMA	Conector N para el acoplador y extremos del cable y un adaptador tipo N-SMA	1158.0	2129.4	0.2413	0.2218	-39.63	-44.55
	5-5IT	67	SMA	Conector N para el acoplador y extremos del cable y un cable extremo N extremo SMA para la placa	1152.0	2154.0	0.2400	0.2244	-70.52	-63.64
	5-5IT	68	SMA	Conector N para el acoplador y extremos del cable y un cable largo de extremo N y otro extremo SMA	1182.0	1872.0	0.2463	0.1950	-44.83	-44.27
	5-5IT	69	SMA	Conector N para el acoplador y extremos del cable y un adaptador tipo N-SMA	1176.0	2121.0	0.2450	0.2209	-46.65	-40.28
				1160.7	2103.5	0.2418	0.2191	-45.50	-43.25	

**Tabla 6.12** Mediciones con antena 5

Antena 6 - H = 15 cm										
Antena	Medicion	Conector en Placa	Observación	Frec1 (MHz)	Frec2 (MHz)	K (Frec1)	K (Frec2)	Pot (Frec1) (dBm)	Pot (Frec2) (dBm)	
Antena tamaño 6 H=15 cm	6-5IT	65	SMA	Conector N para el acoplador y extremos del cable y un adaptador tipo N-SMA	1001.2	1909.2	0.2503	0.2387	-47.95	-36.24
	6-5IT	66	SMA	Conector N para el acoplador y extremos del cable y un cable extremo N extremo SMA para la placa	989.4	1850.4	0.2474	0.2313	-58.58	-39.66
	6-5IT	70	SMA	Conector N para el acoplador y extremos del cable y un cable extremo N extremo SMA para la placa	990.0	1859.4	0.2475	0.2324	-56.34	-39.02
	6-5IT	71	SMA	Conector N para el acoplador y extremos del cable y un cable largo de extremo N y otro extremo SMA	1008.0	1800.0	0.2520	0.2250	-55.57	-38.87
	6-5IT	72	SMA	Conector N para el acoplador y extremos del cable y un adaptador tipo N-SMA	1020.6	1897.8	0.2552	0.2372	-46.10	-36.59
				1001.8	1863.4	0.2505	0.2329	-50.26	-37.85	

**Tabla 6.13** Mediciones con antena 6

A continuación el resumen de estas mediciones:

- Se observa que con estas antenas se cumple que la antena oscila en más de una frecuencia, es decir, se comporta como una antena multibanda. En el laboratorio se cuenta con un analizador de espectros de 5KHz a 3GHz, lo que implica que el máximo SPAN de trabajo es hasta 3 GHz, es por eso que se utilizaron dos antenas de mayor tamaño para reducir las frecuencias de operación.

- En la tabla 6.12 se tienen los resultados de la primera antena, la antena 5 de 12.6cm. De aquí se desprende que tiene una primera frecuencia de operación de 1152 MHz y una segunda de 2154 MHz.

- En la tabla 6.13 se tienen los resultados de la segunda antena, la antena 6 de 15.0cm. De aquí se obtuvo una primera frecuencia de operación de 990 MHz y una segunda frecuencia de operación de 1859 MHz.

### 6.4.3 Resumen de mediciones de antena 5 y antena 6

- Para la antena 5 (12.6cm)

n (n° de banda)	fn (MHz)	hn(cm)	$\lambda_n$ (cm)	$f_{n+1}/f_n$ ( $\delta$ )	$h_n/\lambda_n$	K
1	360	12.6	83.33	3.200	0.1512	0.512
2	1152	6.3	26.04	1.870	0.2419	0.2419
3	2154	3.15	13.93	-	0.261	0.2262

**Tabla 6.14** Resumen de mediciones de antena 5

- Para la antena 6 (15.0cm)

n (n° de banda)	fn (MHz)	hn(cm)	$\lambda_n$ (cm)	$f_{n+1}/f_n$ ( $\delta$ )	$h_n/\lambda_n$	K
1	300	15	100.00	3.300	0.15	0.1500
2	990	7.5	30.30	1.878	0.2475	0.2475
3	1859	3.75	16.14	-	0.2323	0.2324

**Tabla 6.15** Resumen de mediciones de antena 6

- Tomando como dato las relaciones entre las dos frecuencias de resonancia, para la antena 5 se obtiene 1.87 y para la antena 6 se obtiene 1.88. Si se promedia ambos resultados se obtiene 1.88. Se puede observar un buen comportamiento multibanda, si bien es cierto, las bandas no están espaciadas por un factor de espaciamiento de dos ( $\delta=2$ ) ya que se obtiene un  $\delta=1.88 \approx 2$ .

A continuación se muestran la figura 6.12 y 6.13 obtenidas directamente del Analizador de Espectros con el Tracking Generator.



Figura 6.12 Captura de medición desde Analizador con la antena 5

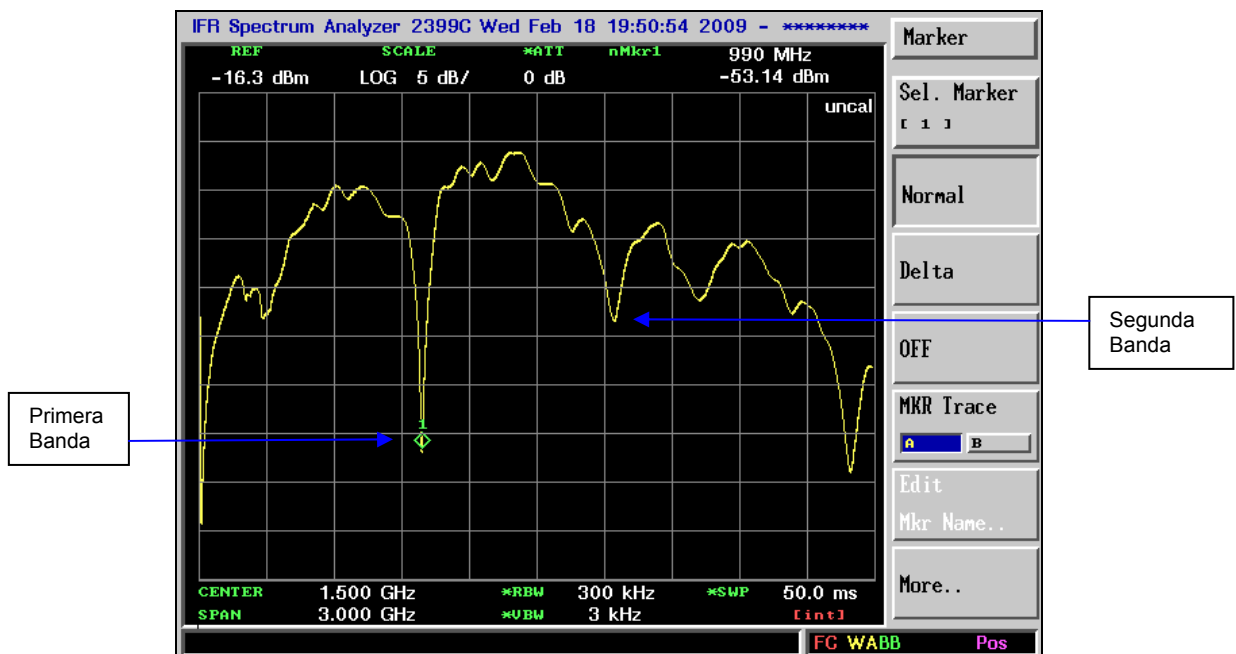
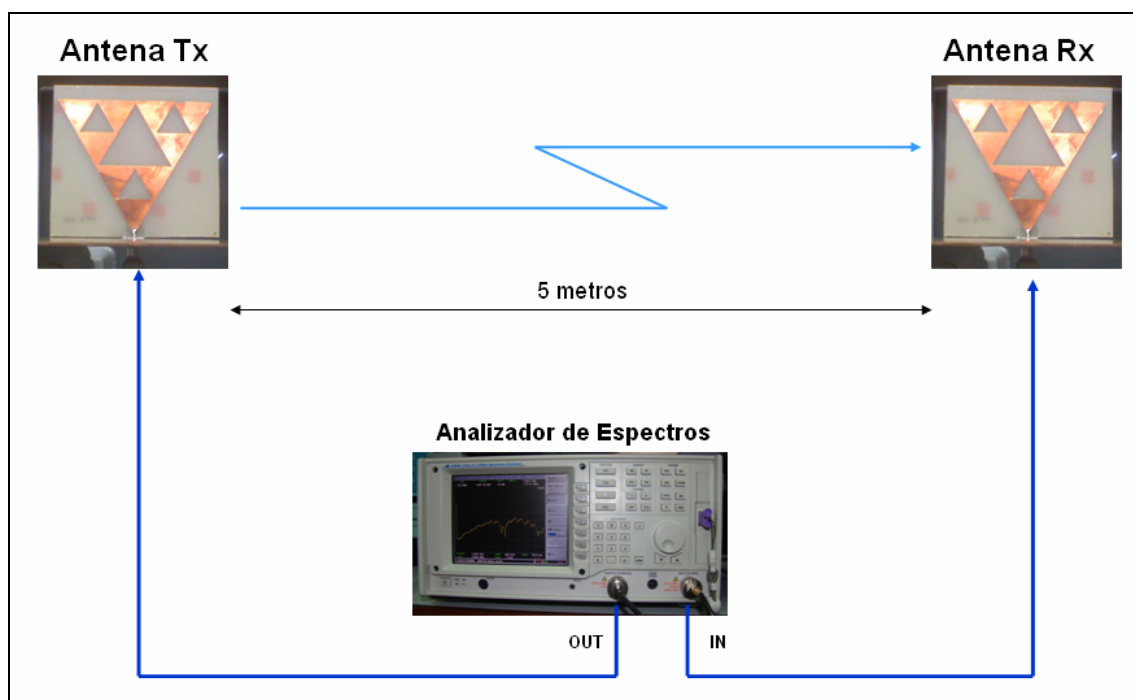


Figura 6.13 Captura de medición desde Analizador con la antena 6

## 6.5 Transmisión y Recepción usando dos antenas fractales de Sierpinski

Para medir el ancho de banda, que es uno de los parámetros característicos de la antena, se utilizó el montaje que se encuentra en la figura 6.14:



**Figura 6.14** Montaje para medición de ancho de banda en condición real.

Antes de utilizar este montaje, se utilizaron dos analizadores de espectros, uno como generador (transmisor) – usando el Tracking Generator – y otro como receptor, pero ese montaje era inestable debido a las diferentes características técnicas de los analizadores. Al usar un solo analizador como TX y RX – usando la opción de Tracking se trabajó con mayor estabilidad lo cual mejoraba el desempeño de las antenas.

Se prepararon 4 pares de antenas, cada par diferente a la otra. Se prepararon copias para las antenas siguientes: 1-3IT, 2-3IT, 3-3IT, 4-3IT, una para que sea Tx y otra Rx.



Anteriormente en la tabla 6.11 se incluyeron datos del ancho de banda obtenido de las mediciones de Potencia Reflejada, es decir a -10 dB de la frecuencia de resonancia. Este método se basa en la condición de que la Razón de Onda Estacionaria (ROE o SWR) sea menor que 2:1. Sin embargo en esta prueba también se ha considerado el ancho de banda (BW) a -3 dB, es decir en los puntos de media potencia. A continuación la tabla 6.16 con los resultados de este experimento:

Antena	Frec Op (MHz)	Usando gráfica de Potencia Reflejada		Usando gráfica de Respuesta en Frecuencia
		BW -10dB (MHz) o SWR =2	BW -3dB (MHz)	BW - 3dB (MHz)
Antenas 1-3IT	1866	294	39	30
Antenas 2-3IT	1608	222	31	25
Antenas 3-3IT	1912	288	26	28
Antenas 4-3IT	1547	254	23	27

**Tabla 6.16** Comparación con los anchos de banda a -10dB y -3dB

La diferencia en estos valores es que uno representa el ancho de banda a 10 dB en una gráfica de potencia reflejada, cuando se quiere trabajar sobre el umbral de  $SWR \leq 2$ , lo cual nos arroja un ancho de banda promediado en 265.0 Mhz (alrededor de 15% de la frecuencia de operación). En cambio cuando se trabaja sobre la respuesta en frecuencia a -3dB de la frecuencia de resonancia el ancho de banda disminuye a un promedio de 27.5 MHz. Sin embargo en la gráfica de potencia reflejada a -3 dB de la frecuencia de resonancia se obtiene un ancho de banda similar al que se obtiene de la respuesta en frecuencia con un promedio de 29.75 MHz.

Además de estos resultados se pudo detectar que dentro del laboratorio la atenuación es grande, aproximadamente de 40 dB, a pesar de estar bastante cerca (5 metros). No se realizaron pruebas en espacio libre debido a la dificultad en la movilidad de los equipos. Como tampoco contamos con una cámara anecoica para evitar la interferencia de las ondas reflejadas o de señales exteriores en el ambiente se trabajó tratando de adecuar el laboratorio a un escenario para este experimento.

## **6.6 Medición del patrón de Radiación en forma experimental**

A continuación la secuencia de comandos en Matlab con las mediciones del patrón de radiación en Azimut cuando  $\theta = 90^\circ$  y  $\varphi$  variable:

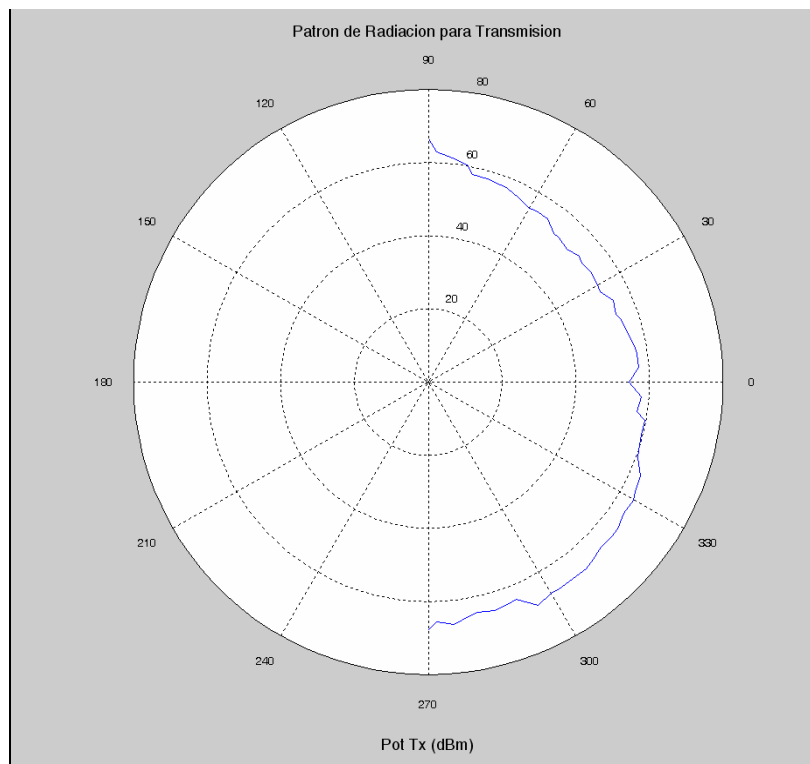
```
>> phi=[-90 -88 -84 -80 -78 -74 -70 -68 -64 -60 -58 -54 -50 -48 -44 -40 -38 -34 -30 -  
28 -24 -20 -18 -14 -10 -8 -4 0 4 8 10 14 18 20 24 28 30 34 38 40 44 48 50 54 58 60  
64 68 70 74 78 80 84 88 90];  
  
>> phi=phi*pi/180;  
  
>> Pr=[-67.55 -65.68 -66.63 -64.88 -64.41 -65.05 -64.35 -64.01 -67.99 -66.66 -66.77  
-66.6 -66.55 -66.13 -65.05 -65.24 -65.16 -64.1 -64.41 -63.65 -63.13 -60.46 -60.16  
-59.46 -59.63 -57.21 -57.90 -54.6 -57.19 -57.1 -56.88 -55.62 -54.97 -54.17 -54.93  
-52.76 -53.01 -53.36 -52.77 -53.41 -52.18 -52.93 -52.97 -55.1 -55.27 -54.74 -55.88  
-57.07 -57.41 -57.77 -58.13 -60.16 -61.61 -63.07 -66.52];  
  
>> Pt=[-60.16 -59.24 -62.02 -63.77 -63.01 -69 -67.74 -72.7 -71.15 -68.14 -61.17  
-62.14 -60.24 -59.21 -59.01 -57.2 -57.77 -57.13 -58.02 -59.77 -58.02 -60.1 -66.14  
-61.24 -60.13 -57.16 -58.52 -56.91 -55.37 -54.6 -54.71 -55.33 -54.21 -53.36 -53.31  
-53.21 -52.91 -53.24 -53.16 -53.24 -57.64 -58.1 -58.38 -58.6 -59.21 -60.21 -59.1  
-59.27 -59 -60 -54.55 -56.04 -56.34 -56.93 -58.77];  
  
>> Pr2=Pr/10;
```

```

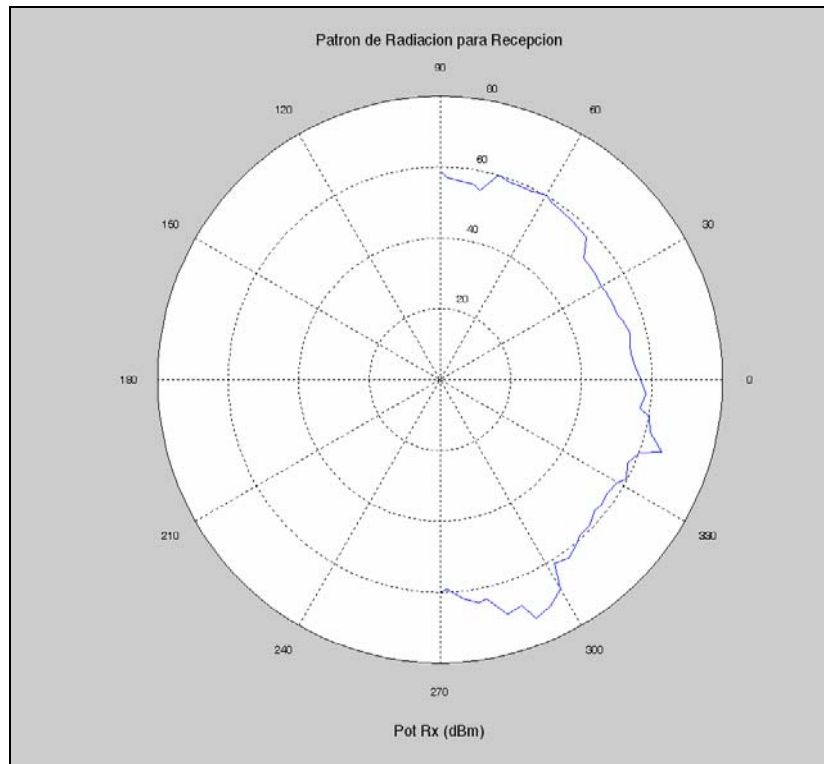
>> Pt2=Pt/10;
>> for k=1:55,
Pr2(k)=10^Pr2(k);
Pt2(k)=10^Pt2(k);
End
>> Pr1=abs(Pr);
>> Pt1=abs(Pt);
>> polar(phi,Pr1)
>> polar(phi,Pt1)
>> polar(phi,Pr2)
>> polar(phi,Pt2)

```

A continuación los plots del patrón de radiaciones de radiación en transmisión (Figura 6.15) y el de recepción (Figura 6.16)



**Figura 6.15** Patrón de radiación de transmisión



**Figura 6.16** Patrón de radiación de recepción

Las imágenes del patrón en recepción y transmisión muestran que se cumple que la antena tiene un comportamiento direccional cuando  $\theta = 90^\circ$  y  $\phi$  variable, lo cual ya se comprobará con las simulaciones en Super nec. Esta prueba experimental confirma la simulación. Pese a que el laboratorio no se encuentra acondicionado con cámara anecoica <sup>(25)</sup> para realizar este tipo de mediciones, se obtuvo un patrón de comportamiento direccional.

## **6.7 Simulación y Análisis de Resultados**

En el presente proyecto se utilizaron dos programas de simulación electromagnética, los cuales son el Microwave Office 2006 y el Super nec 2.9.

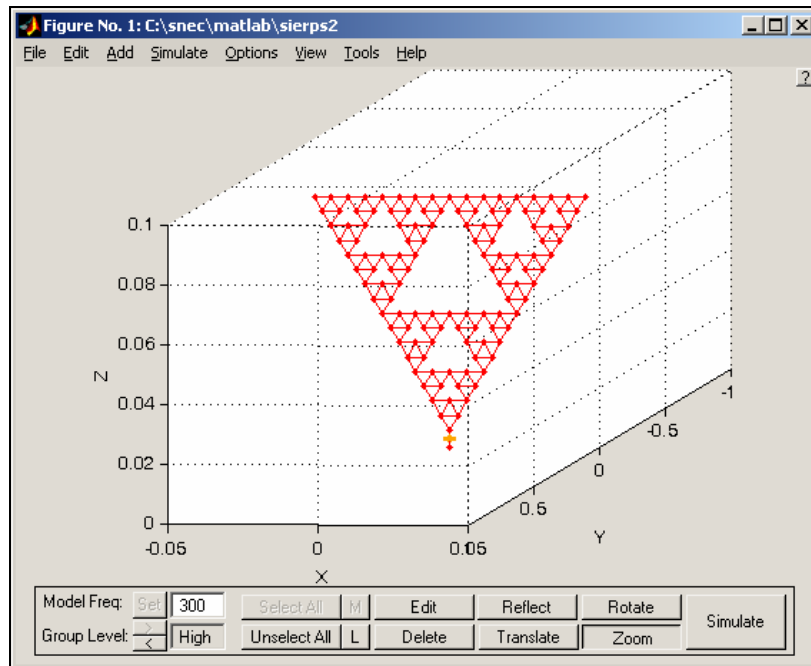
Microwave Office es una poderosa herramienta de diseño y análisis para proyectos en alta frecuencia. Se basa en el Método de los Momentos. SuperNec 2.9 es un simulador soportado a partir de Matlab 6.5 y basado también en el Método de los Momentos. El Método de los Momentos es un método numérico que permite el análisis de antenas, mediante la discretización del problema, y la resolución de las incógnitas de la matriz del sistema de ecuaciones resultante. Existen varios programas que utilizan el Método de los momentos para el cálculo de la radiación y difracción de antenas pero la mayoría son muy costosos. Entre los cuales tenemos Zeland IE3D, Ansoft Designer, FEKO, Sonnet Suite. Otro método numérico es el FDTD (Finite Difference Time Domain) pero los programas (CST Microwave Studio, Fidelity o Quickwave) que incluyen dicho método son onerosos.

### **6.7.1 Simulaciones con SuperNec 2.9**<sup>(23)</sup>

SuperNec es un simulador de antenas, que permite plotear antenas y obtener la simulación de sus patrones de radiación cercanos y lejanos, ganancia, eficiencia, distribución de corrientes. Es un programa basado en el Método de los Momentos. A continuación algunas simulaciones usando el SuperNec:

- Analizando la antena de 4IT,  $H=7.8\text{cm}$

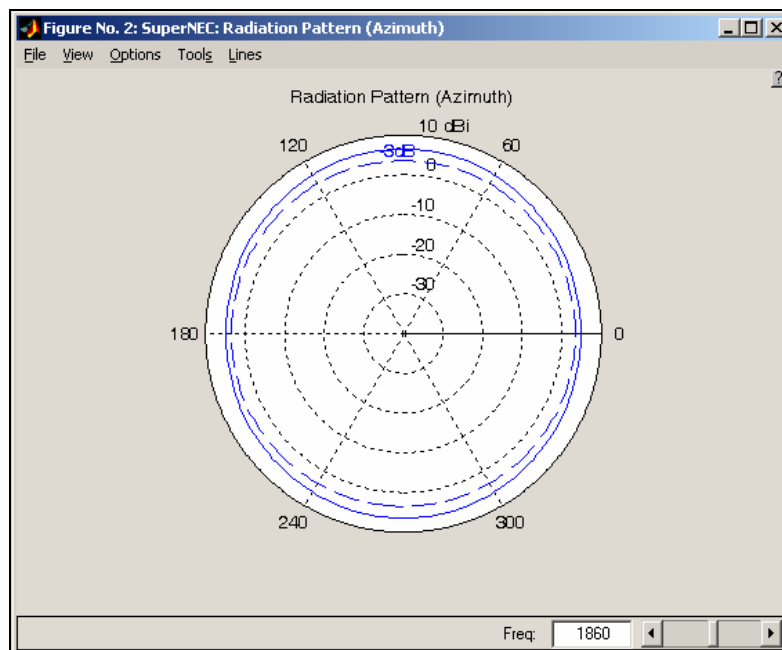
Primero se dibuja la antena como se observa en la figura 6.17:



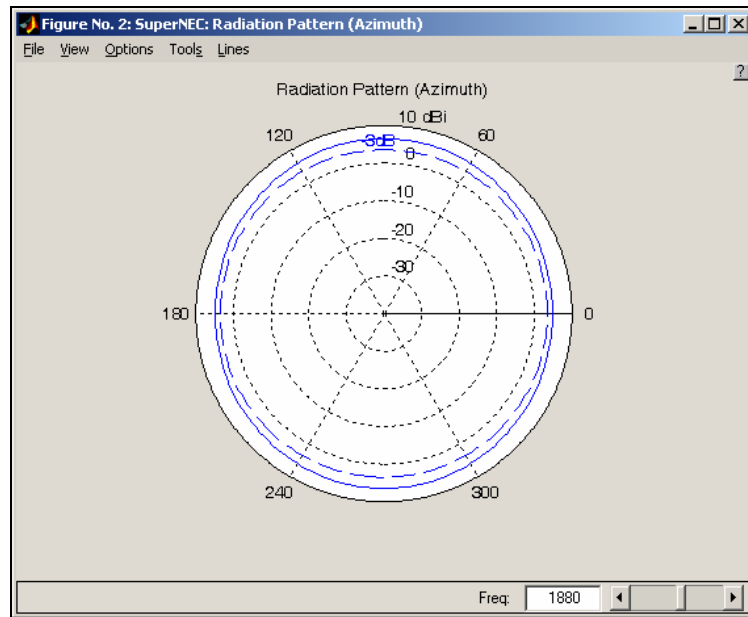
**Figura 6.17** Dibujo en Superneec de una antena de 4 iteraciones, altura 7.8cm

Se obtuvieron los siguientes patrones:

- La figura 6.18 y 6.19 muestran los patrones cuando  $\theta=90^\circ$  y  $\phi$  variable :



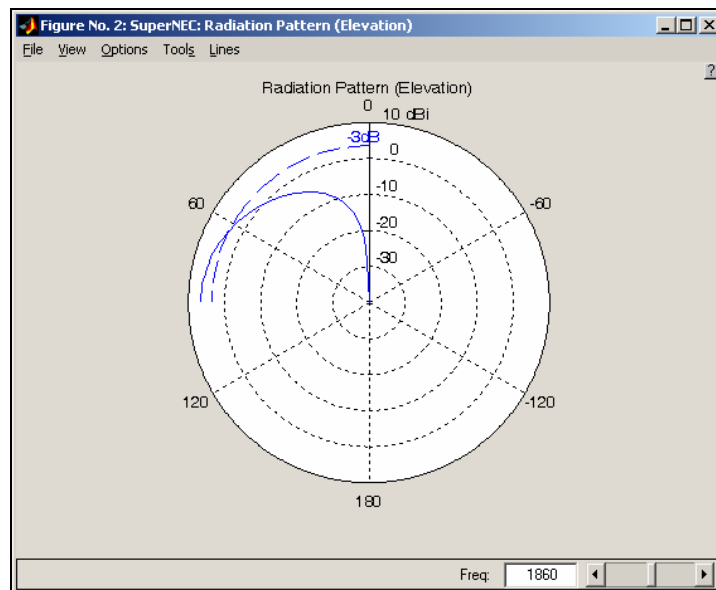
**Figura 6.18** Patrón de Radiación en azimut a 1860 MHz



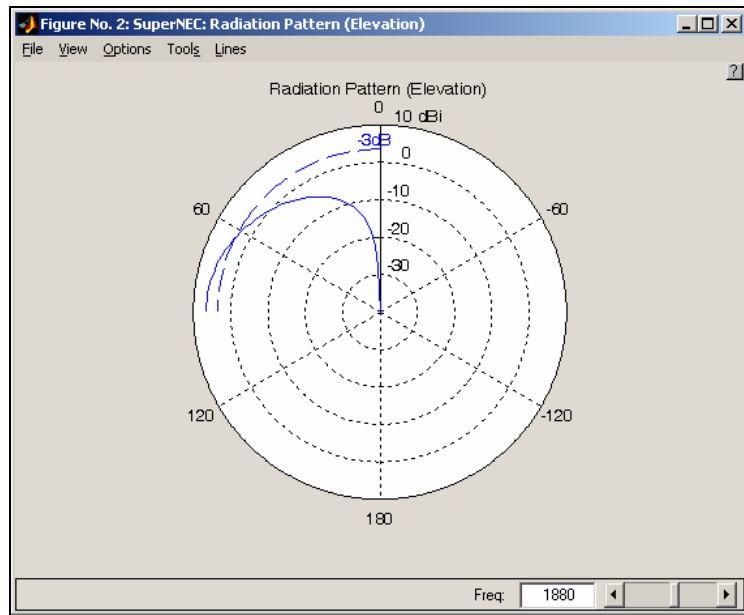
**Figura 6.19** Patrón de Radiación en azimut a 1880 MHz

Se tomo el patrón en 1880 MHz que fue la frecuencia de operación que se obtuvo en las mediciones experimentales. Se observa un patrón direccional cuando  $\theta = 90^\circ$  y  $\phi$  variable

- La figura 6.20 y 6.21 muestran los patrones cuando  $\phi = 360^\circ$  y  $\theta$  variable:



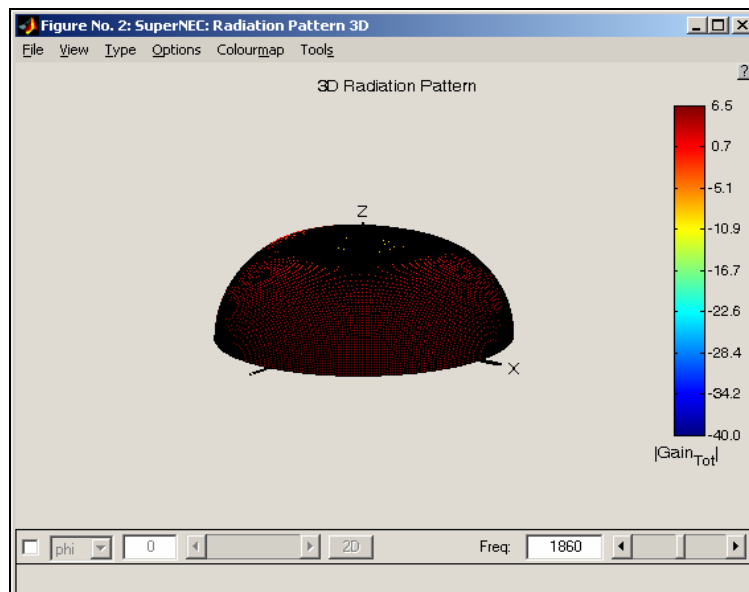
**Figura 6.20** Patrón de Radiación en elevación a 1860 MHz



**Figura 6.21** Patrón de Radiación en elevación a 1880 MHz

Se observa que ambos trazos cruzan la línea punteada de -3dB en 60°. Se asemeja al perfil transversal del toroide. Este es un patrón direccional, y concentra casi la mitad de potencia en 60° lo cual indica que posee un comportamiento direccional.

- Patrón en 3D (Figura 6.22)



**Figura 6.22** Patrón de radiación en 3D



Este patrón tiene la forma de un toroide. Clara muestra de que es un patrón direccional a esa frecuencia de resonancia. Patrón similar al de un dipolo.

### 6.7.2 Simulaciones con Microwave Office 2006 <sup>(24)</sup>

Microwave Office permite dibujar la antena paso por paso, adicionar las condiciones que se utilizaron en las mediciones y después simularlas para obtener resultados diversos como patrones de radiación y parámetros como los S (Scattering) ( $S_{11}$  = Pérdida de Retorno o Coeficiente de Reflexión)

Básicamente el inicio del programa se muestra como en la figura 6.23, en este caso la imagen ya cuenta con la Antena Sierpinski de 2 iteraciones.

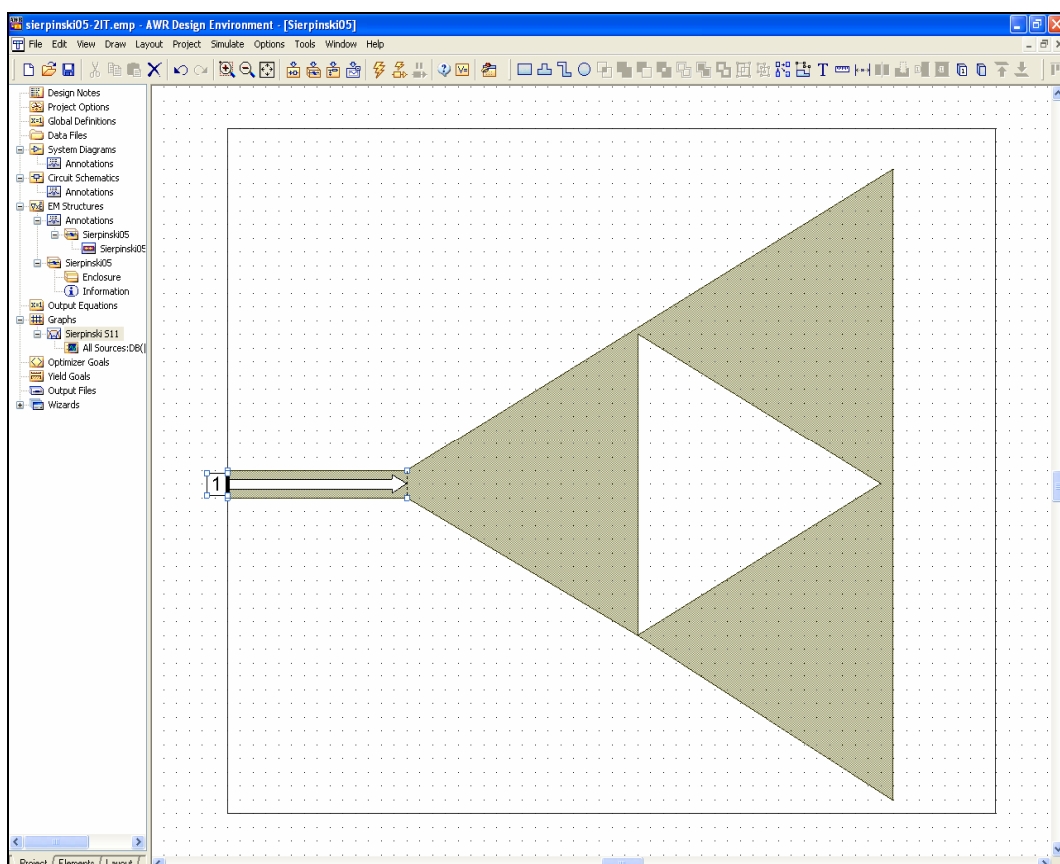
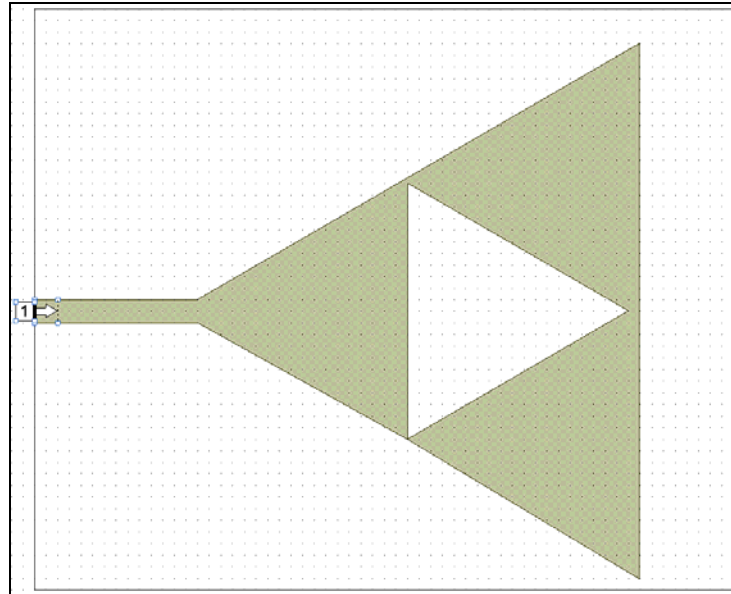
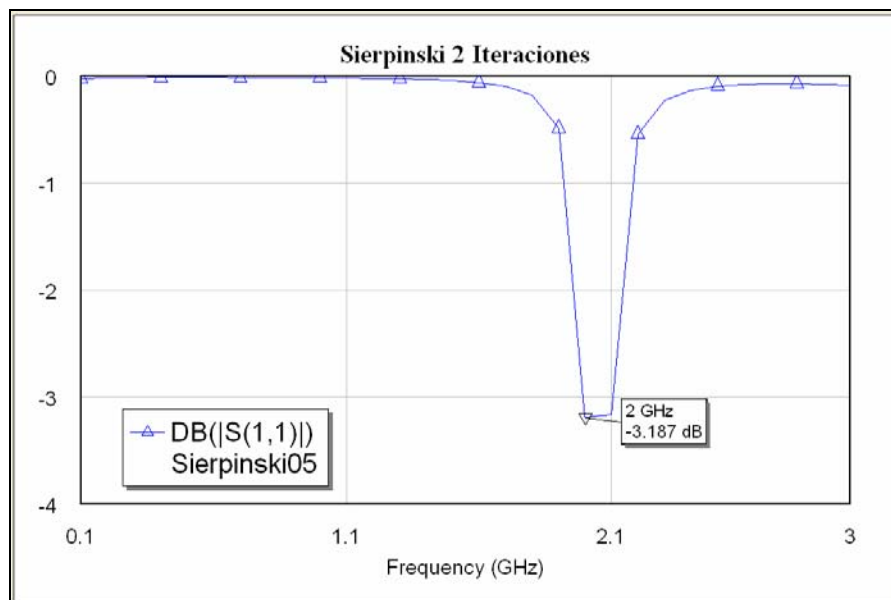


Figura 6.23 Pantalla inicial del Microwave Office 2006

- Antena 2-IT (2 Iteraciones)  $h = 7.8\text{cm}$ . La antena se muestra en la figura 6.24 y la gráfica de Pérdida de Retorno se observa en la figura 6.25.



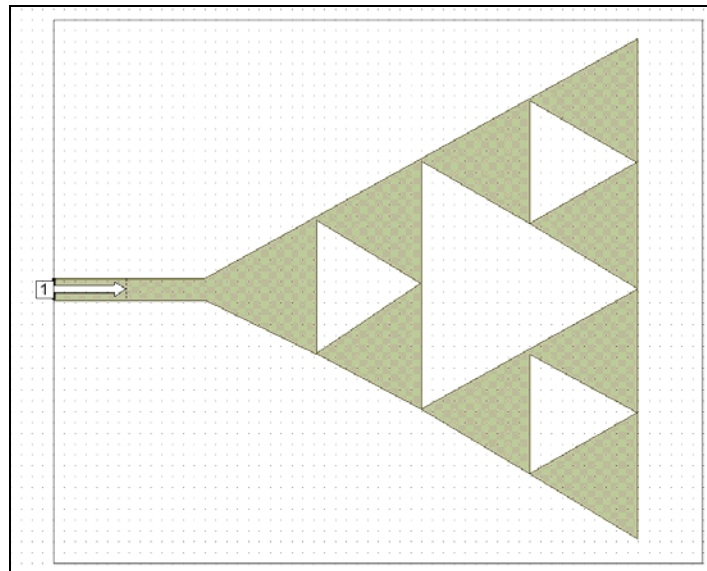
**Figura 6.24** Monopolo Sierpinski de 2 Iteraciones



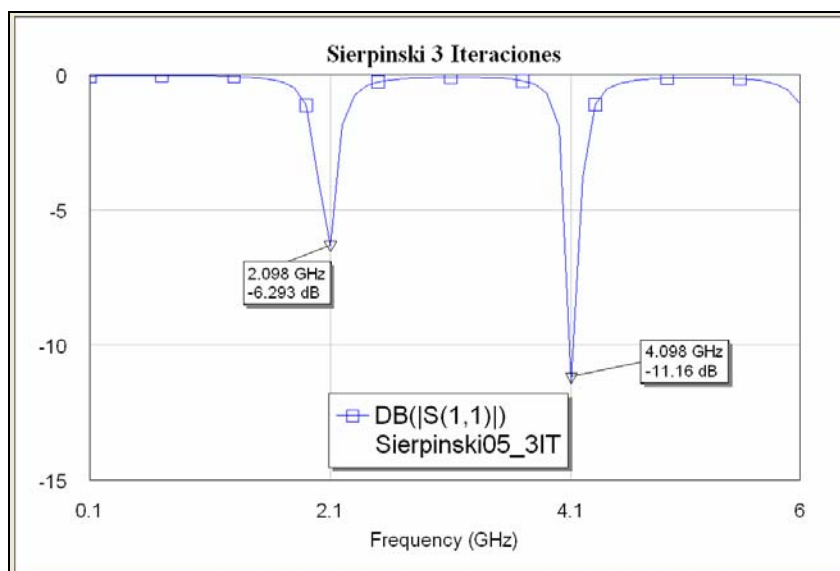
**Figura 6.25** Frecuencia de Resonancia a 2GHz

En la figura 6.25 se observa que hay resonancia en los 2 GHz, lo cual concuerda con la teoría para una altura  $h = 7.8\text{cm}$ .

- Antena 3-IT (3 Iteraciones)  $h = 7.8\text{cm}$ . La antena se muestra en la figura 6.26 y la gráfica de Pérdida de Retorno en la figura 6.27.



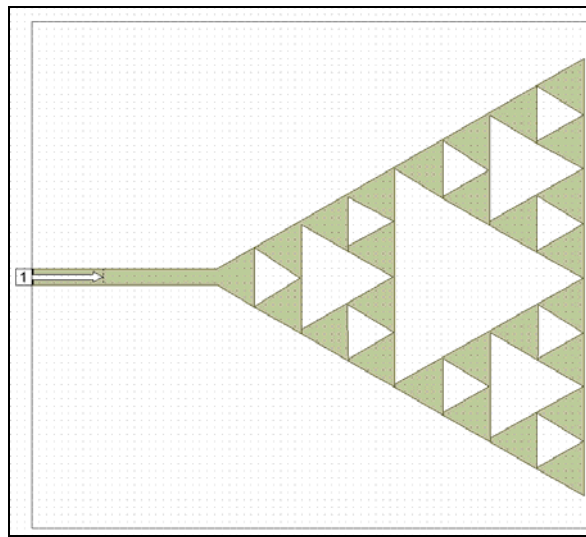
**Figura 6.26** Monopolo Sierpinski de 3 Iteraciones



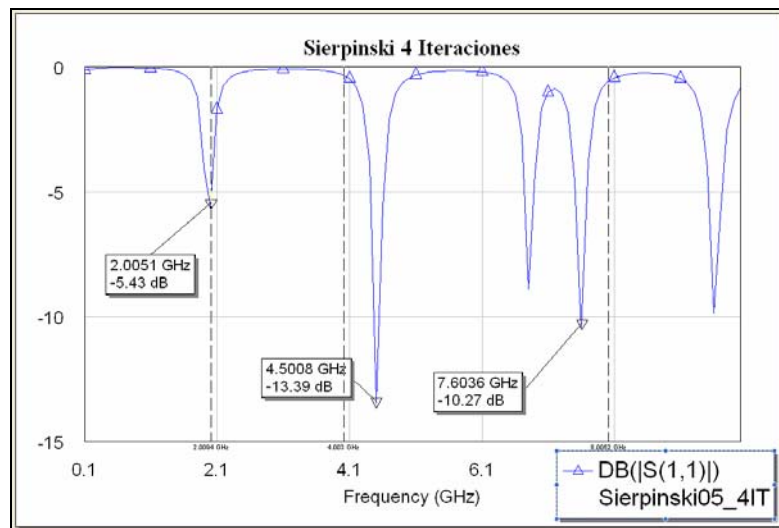
**Figura 6.27** Gráfica de la Pérdida de Retorno que evidencia el comportamiento multibanda con 2 frecuencias de resonancia

De la figura 6.27 se observa que hay dos frecuencias de resonancia en los 2 GHz y en los 4 GHz, esto también se respalda por la teoría, ya que para una antena de 3 iteraciones se esperaría una resonancia en 2 GHz y 4 GHz.

- Antena 4-IT (4 Iteraciones)  $h = 7.8\text{cm}$ . La antena se muestra en la figura 6.28 y la gráfica de Pérdida de Retorno se observa en la figura 6.27.



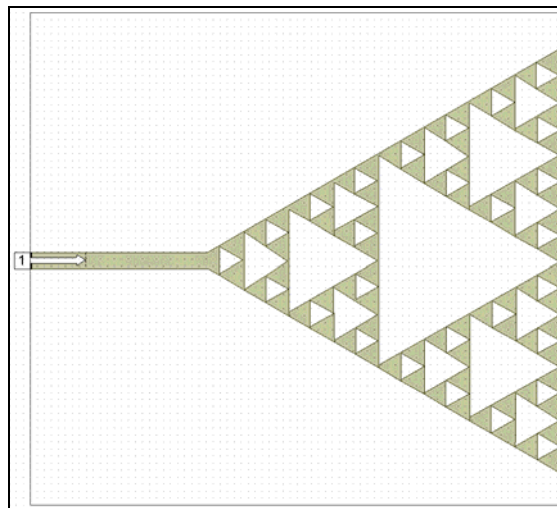
**Figura 6.28** Monopolo Sierpinski de 4 Iteraciones



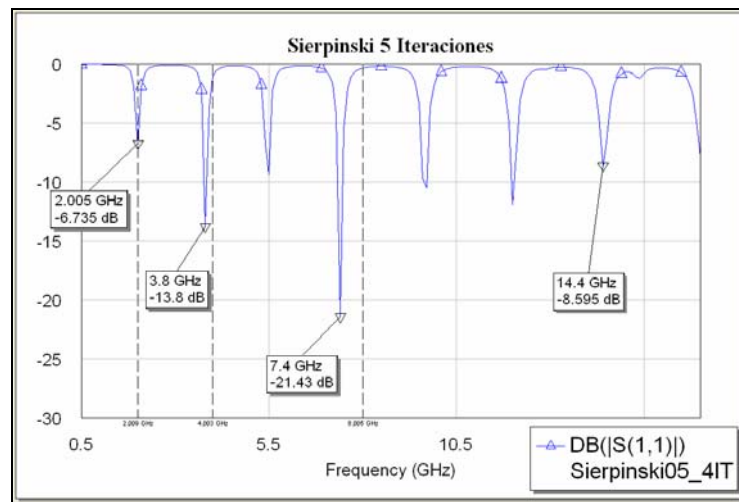
**Figura 6.29** Gráfica de Pérdida de Retorno que evidencia el comportamiento multibanda con 3 frecuencias de resonancia y resonancias parásitas

De la figura 6.28 se observa que hay 3 frecuencias de resonancia en los 2 GHz en los 4.5 GHz y en los 7.6 GHz. Se observa que las frecuencias no tienen un comportamiento estrictamente logarítmico, es decir, de 2 GHz, a 4 GHz y después a 8GHz, esto puede deberse a la topología de la antena y a la alimentación que tiene.

- Antena 5-IT (5 Iteraciones)  $h = 7.8\text{cm}$ . La antena se muestra en la figura 6.30 y la gráfica de Pérdida de Retorno se observa en la figura 6.31.



**Figura 6.30** Monopolo Sierpinski de 5 Iteraciones



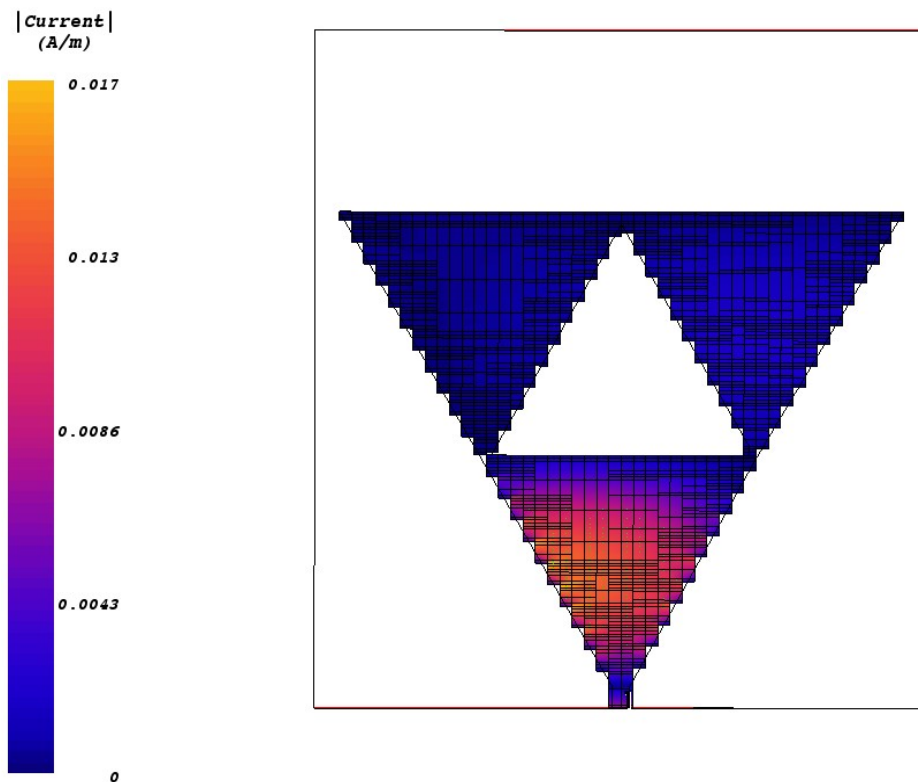
**Figura 6.31** Gráfica de Pérdida de Retorno que evidencia el comportamiento multibanda con 4 frecuencias de resonancia y resonancias parasitas

De la figura 6.31 se observa que hay 4 frecuencias de resonancia en los 2 GHz, en los 3.8 GHz, 7.4 GHz, 14.4 GHz. Se observa que las frecuencias no se comportan logarítmicamente, es decir, de 2 GHz, a 4 GHz, 8GHz y de ahí a 16 GHz. Este comportamiento se puede deber a la topología de la antena, el tipo de alimentación. También se observan otros puntos de resonancia pero se ignoran debido a que su origen se puede deber a las corrientes parásitas.

### **6.8 Análisis de la distribución de corrientes en la antena mediante software**

En las siguientes figuras se observa la distribución de corriente de las dos primeras antenas utilizadas, es decir del Monopolo Sierpinski de 2 Iteraciones y el Monopolo Sierpinski de 3 Iteraciones.

La antena ha sido simulada en su frecuencia de resonancia. De acuerdo a la tabla 6.11 la antena 1-2IT tiene una segunda resonancia (resonancia principal) a 1866 MHz. Se observa que cuando la antena se simula a esta frecuencia de resonancia se logra una mejor distribución de corriente. Esta distribución de corriente corresponde justamente a la altura del triángulo (3.9 cm) que resuena a esa frecuencia. De tal manera que el triángulo más grande (7.8 cm) correspondería a la frecuencia de resonancia de 570 MHz de acuerdo a la tabla 6.11.



**Figura 6.32** Distribución de corriente del Monopolo Sierpinski de 2 Iteraciones

La antena 1-3IT ha sido simulada en su frecuencia de resonancia. Como la antena tiene una tercera iteración, entonces su frecuencia de resonancia debe ser el doble de la frecuencia de resonancia de la antena 1-2IT, en este caso  $2 \times 1866 = 3732$  MHz. Se observa que cuando la antena se simula a esta frecuencia de resonancia se logra una mejor distribución de corriente. Esta distribución de corriente corresponde justamente a la altura del triángulo (1.95 cm) que resuena a esa frecuencia. Las figuras 6.33 y 6.34 muestran la distribución de corriente con distintos parámetros de simulación.

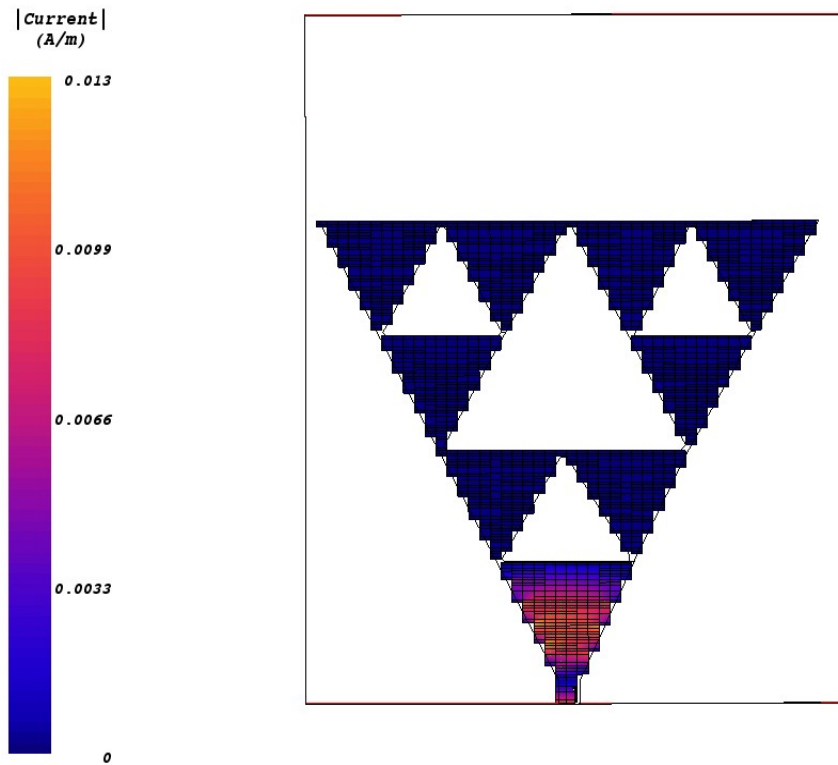


Figura 6.33 Distribución de corriente del Monopolo Sierpinski de 3 Iteraciones

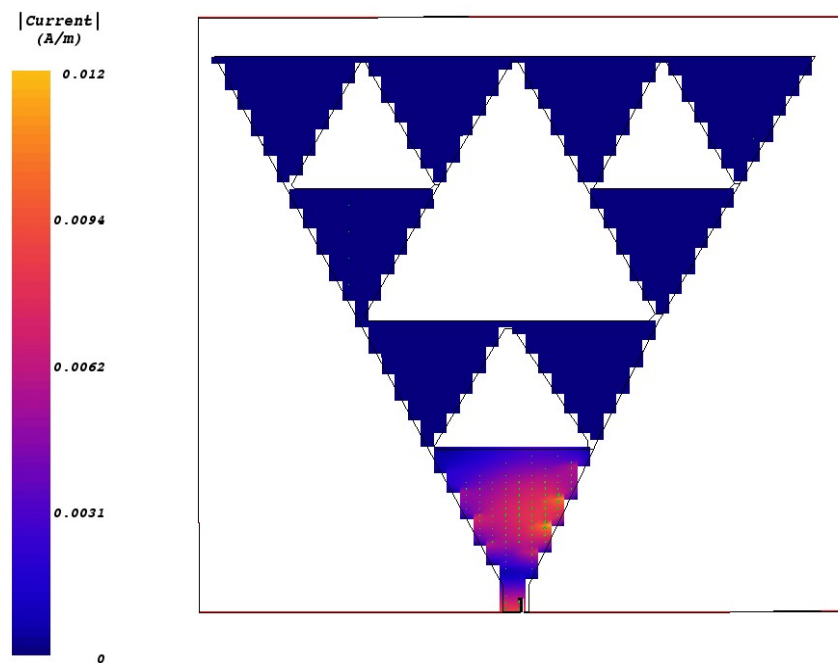


Figura 6.34 Distribución de corriente del Monopolo Sierpinski de 3 Iteraciones



## **6.9 Conclusiones**

Si el material de la antena es FR2 (Baquelita o fenólica) se obtiene un  $K = 0.2426$  cuando es de  $H = 0.078\text{m}$  y se obtiene un  $K = 0.2602$  cuando es de  $H = 0.096\text{m}$ . Si se promedian ambos valores de  $K$  resulta que  $K = 0.2514$ .

Si el material de la antena es FR4 (Fibra de Vidrio con epoxi) se necesita un  $K = 0.2485$  cuando es de  $H = 0.078\text{m}$  y se obtiene un  $K = 0.2474$  cuando es de  $H = 0.096\text{m}$ . Promediando ambos valores de  $K$  se obtiene un  $K$  en  $0.2480$  cuando se usa FR4 (fibra de vidrio con epoxi).

Se observa que se obtienen valores de  $K$  ( $0.2480$  y  $0.2514$ ) muy cercanos para las mediciones. Esto puede llevar a la conclusión que el valor de  $K$  es aproximadamente constante en la fórmula, y que las propiedades físicas de la antena sólo tienen incidencia en la frecuencia de resonancia. Para generalizar se promedia el valor de  $K$  en  $0.2497$ .

Por tal motivo cuando la antena es de baquelita, la frecuencia de resonancia es de  $1866\text{ MHz}$  cuando la antena es de  $H_1=0.078\text{m}$ ; cuando la altura es de  $H_2=0.096\text{m}$  la frecuencia de resonancia es de  $1626\text{ MHz}$ . Cuando se cambia a fibra de vidrio con epoxi, la frecuencia de resonancia es de  $1912$  cuando  $H_1 = 0.078\text{m}$  y  $1546\text{ MHz}$  cuando  $H_2= 0.096\text{m}$ . Estas frecuencias de resonancia pertenecen a mediciones cuando hay mayor acople, es decir que la potencia reflejada es mínima.

Con respecto a las antenas 5 y 6 se obtuvo un comportamiento multibanda, aunque no se obtuvo un espaciamiento con factor de  $\delta \approx 2$ , sino con factor de  $\delta=1.88 \approx 2$ . Este comportamiento se debe a varias condiciones del experimento, sobre todo por el material de la antena, que en este caso es baquelita de constante dieléctrica 5.9, también puede deberse a la soldadura, que puede mover la frecuencia de operación y por la falta de acoplamiento.

Se observa un promedio del ancho de banda alrededor de 15.7%. En las antenas de Baquelita o FR2 (antenas 1 y 2) se observa que el ancho de banda disminuye a medida que crece la antena y la iteración. En cambio para las antenas de FR4 se observa que el BW crece a medida que aumenta el tamaño y la iteración.

Las antenas 5 y 6 ayudaron a comprobar que las antenas fractales Sierpinski tienen comportamiento multibanda, lo cual se comprueba también en las simulaciones. Usando las condiciones que ofrece el laboratorio, se pudo analizar la antena a mayores frecuencias, pero sólo dentro del Span de 3 GHz.

De las simulaciones obtenemos que en el caso de la antena con 3 iteraciones, se tiene que el factor de espaciamiento entre frecuencias es de 2 (2GHz \*2 = 4GHz).

Para la antena de 4 iteraciones el factor es de 1.97 (que se obtiene del promedio de la relación entre las frecuencias resonantes adyacentes: 2.25 y 1.69). En este caso el promedio es  $1.97 \approx 2$ , donde 2 es el factor de espaciamiento teórico.

Para la antena de 5 iteraciones el factor es de 1.931 (que se obtiene del promedio de las 3 relaciones entre las frecuencias resonantes adyacentes: 1.9, 1.947, 1.946). En este caso  $1.931 \approx 2$  que es el factor de espaciamiento teórico.

Entonces concluimos que las antenas se aproximan a tener un comportamiento con frecuencias de resonancia espaciadas por un factor de 2 como sugiere la teoría, a esto se le llama un comportamiento multifrecuencia o multibanda, dependiendo del número de iteraciones. Gracias a los softwares de simulación se puede comprobar que las antenas tienen un comportamiento multibanda y patrón de radiación direccional. Como las frecuencias están espaciadas por un factor cercano a 2, se dice que tienen un comportamiento logperiódico.

Se realizaron pruebas de transmisión y recepción con dos antenas fractales, estas pruebas permitieron hallar el ancho de banda a 10 dB en una gráfica de potencia reflejada cuando se quiere trabajar sobre el umbral de  $SWR \leq 2$ , lo cual arroja un ancho de banda promediado en 265.0 Mhz (alrededor de 15.7% de la frecuencia de operación). En cambio cuando se trabaja sobre la respuesta en frecuencia a -3dB de la frecuencia de resonancia el ancho de banda disminuye a un promedio de 27.5 MHz. Un valor aproximado se obtiene en la gráfica de potencia reflejada a -3 dB de la frecuencia de resonancia hallándose un promedio de 29.75 MHz. Las condiciones del laboratorio presentaron una atenuación en la transmisión de aproximadamente 40dB, esta condición mejoraría si se contara con una cámara anecoica para evitar interferencias por onda reflejada.

Anteriormente en la tabla 6.11 se incluyeron datos del ancho de banda obtenido de las mediciones de Potencia Reflejada, es decir a -10 dB de la frecuencia de resonancia. El método a -10 dB se basa en la condición de que la Razón de Onda Estacionaria (ROE o SWR) sea menor que 2:1. Cuando la gráfica es de respuesta en frecuencia se ha considerado el ancho de banda (BW) a -3 dB, o entre los puntos de media potencia.

Se verifica que los datos obtenidos para el BW a -3 dB a partir de la gráfica de respuesta en frecuencia y de potencia reflejada se acercan bastante. También se concluye que las antenas de baquelita tienen mejor ancho de banda que las de Epoxi, aunque estas últimas tienen mejores características mecánicas. Asimismo las antenas de 7.8 cm (1-3IT y 3-3IT) tienen mejor comportamiento en BW que las de 9.6 cm (2-3IT y 4-3IT)

Además se pudo detectar que dentro del laboratorio la atenuación es grande, aproximadamente de 40 dB debido a las interferencias por reflexión en las paredes. Se podría evitar adecuando una cámara anecoica para estas pruebas o utilizando el aire libre, aunque allí se está a merced de otras interferencias.

Se observa que para cada frecuencia de resonancia se presenta la mejor distribución de corriente en el triángulo más pequeño (que está más cerca al punto de alimentación) para las antenas Monopolo Sierpinski de 2 Iteraciones y 3 Iteraciones (1-2IT y 1-3IT).

## **CAPITULO VII**

### **CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES**

#### **7.1 Conclusiones**

La antena monopolo fractal de Sierpinski ha demostrado experimentalmente y mediante simulación en su forma monopolo microstrip que posee un comportamiento que le permite tener varias frecuencias de resonancia, o lo que es lo mismo, tener un comportamiento multibanda o multifrecuencia.

También se ha encontrado que la antena monopolo fractal de Sierpinski trabaja a un buen ancho de banda alrededor de 15% de la frecuencia central cuando se considera un SWR 2:1. Este ancho de banda se puede mejorar con otros arreglos de antenas.

Se verifica la fórmula de la ecuación 5.1 pero con un K distinto. Si el material de la antena es FR2 o Baquelita se obtiene un  $K=0.2426$  cuando es de  $H=0.078\text{m}$ , y de  $K = 0.2602$  cuando es de  $H = 0.096\text{m}$ . Promediando ambos valores de K se sintetiza el K cuando se usa FR2 (baquelita), tal que  $K = 0.2514$ . Si el material de la antena es Fibra de Vidrio con epoxi (FR4) se necesita un  $K = 0.2485$  cuando es de  $H= 0.078\text{m}$  y de  $K = 0.2474$  cuando es de  $H = 0.096\text{m}$ . Promediando ambos valores de K se sintetiza el K cuando se usa FR4 (fibra de vidrio con epoxi) tal que  $K = 0.2480$ .

Se observa que se obtienen valores de K ( $0.2514$  y  $0.2480$ ) muy cercanos para las mediciones. Este resultado lleva a la conclusión que el valor de K es aproximadamente constante en la fórmula, y que las propiedades físicas de la antena sólo tienen incidencia en la frecuencia de resonancia. Promediando ambos valores se obtiene un  $K = 0.2497$ .

En base a las conclusiones del Capítulo 6 la variación de las frecuencias de resonancia cuando se cambia el material de la antena de Baquelita a FR4 lleva a la conclusión que el material de la antena tiene incidencia en el cálculo de la frecuencia de resonancia.

Si bien es cierto que no se obtuvo un espaciamiento con factor de  $\delta \approx 2$ , sino con factor de  $\delta = 1.88 \approx 2$ , las antenas 5 y 6 de cinco iteraciones mostraron un comportamiento multibanda. Como las frecuencias están espaciadas por un factor cercano a 2, se dice que tienen un comportamiento log-periódico. El error en el factor de espaciamiento es de 6% y puede ser provocado por varias condiciones del

experimento, sobre todo por el material de la antena, que en este caso es baquelita, por la soldadura y por la falta de acoplamiento.

Las simulaciones sirvieron de complemento al análisis experimental ya que de las simulaciones obtenemos que en las antenas de 3 iteraciones, 4 iteraciones y 5 iteraciones aparece el comportamiento multibanda. La antena de 2 iteraciones posee dos frecuencias de resonancia pero la primera resonancia se debe a la altura mayor de la antena.

Se comprobó experimentalmente y mediante simulación que las antenas diseñadas tienen un patrón de radiación direccional tanto en recepción como en transmisión.

Se observa que para cada frecuencia de resonancia se presenta la mejor distribución de corriente en el triángulo más pequeño para las antenas Monopolo Sierpinski de 2 iteraciones y 3 iteraciones (1-2IT y 1-3IT).

De todas las antenas diseñadas, la antena 6 posee frecuencias de operación de 990 MHz y 1860 MHz, las cuales están cercanas a las bandas de móviles, sobre todo porque su factor de espaciamiento se aproxima a 2. Por tanto esta antena puede desempeñarse en los Sistemas Móviles Celulares (GSM900, GSM1800, UMTS, PCS) ya sea en estaciones Base (BTS) o receptores que requieran varias bandas para distintos servicios.

## **7.2 Recomendaciones**

Las antenas fractales tienen muchos beneficios en comparación con las convencionales, y pueden aprovechar el apogeo de las comunicaciones wireless y el desarrollo incesante de una variedad de aplicaciones inalámbricas para incrementar notablemente la demanda de antenas multibanda.

Las antenas fractales pueden encontrar aplicación en el campo de sistemas inalámbricos comerciales como militares<sup>(18)</sup>. Estas aplicaciones pueden ser: celulares como ya se propuso, trunking, beepers, pequeñas terminales satelitales, vehículos aéreos tipo UAV, radares de apertura sintética, indicadores de blancos en movimiento, algunas aplicaciones también requieren antenas embebidas en la estructura exterior de vehículos.

Se recomienda modificar las dimensiones de la antena, las técnicas de alimentación coaxial, o cambiando a una antena microstrip solamente. Probar con el fractal Sierpinski Carpet <sup>(26)</sup>, o con el fractal denominado Curva de Koch <sup>(26)</sup>. Cada una de estas antenas puede ser objeto de otra investigación o Tesis.

También se deberían hacer arreglos de antenas fractales Sierpinkki para que operen varias bandas o modos localizados de tal manera que reduzcan el número de elementos, de esta manera se reduce la complejidad mecánica y puede llegar a ser una solución en aplicaciones satelitales.



En cuanto a los programas de simulación, se hace indispensable el uso de softwares de simulación dada la complejidad de las antenas. Estos simuladores se basan en distintos métodos numéricos. A la hora de ejecutarlos puede haber algunos inconvenientes ya que todos los programas tipo CAD (Microwave Office por ejemplo) tienen un “mesh” o grilla, que conforme se vaya reduciendo, la simulación va tomando mucho más tiempo y consumo de PC. Se recomienda usar una PC potente o adecuada y liberarla de otros programas cuando se ejecuten las simulaciones.

Además en la fabricación puede haber problemas ya que si se quiere frecuencias de resonancia grandes, se tiene que reducir el tamaño y esto puede causar problemas durante la fabricación de la antena. Por tanto se aconseja tomar las precauciones necesarias cuando se diseñe la antena.

## **BIBLIOGRAFIA**

Las fuentes de información se basan en el libro de Fractales de Mandelbrot y en los ensayos sobre de Carles Puente de la UPC de Barcelona que son de gran ayuda en mi análisis, además de otros papers que también encaminan esta Tesis.

- 1) MANDELBROT Benoit, *The Fractal Geometry of Nature*, Segunda Edición, San Francisco, California. W.H. Freeman and Company, 1983.
- 2) CARDAMA Angel, JOFRE Lluís, RIUS Juan, ROMEU Jordi, BLANCH Sebastián, *Antenas*, UPC Edicions, Barcelona, 2002
- 3) *Historia de las Antenas*, Universidad Politécnica de Valencia, [Fecha de consulta: 20 Diciembre 2007]  
[www.upv.es/antenas/Documentos\\_PDF/Notas\\_clase/Historia\\_antenas.pdf](http://www.upv.es/antenas/Documentos_PDF/Notas_clase/Historia_antenas.pdf)
- 4) *Avances Recientes*, Universidad Politécnica de Valencia, [Fecha de consulta: 3 Enero 2008], [http://www.upv.es/antenas/Tema\\_1/avances\\_recientes.htm](http://www.upv.es/antenas/Tema_1/avances_recientes.htm)
- 5) DEPARTAMENTO DE TCI, *Líneas, Antenas y Propagación*, Escuela de Especialidades Antonio Escaño
- 6) AREA DE TEORIA DE LA SEÑAL Y COMUNICACIONES, *Intensificación de Comunicaciones*, Universidad de Oviedo, Oviedo, 2005, [Fecha de consulta: 03 Abril 2007] Disponible en:  
[http://www.epsig.uniovi.es/academica/Planes%20de%20Estudio/Optativas/Telecomunicacion/Intensificacion\\_COMUNICACIONES.pdf](http://www.epsig.uniovi.es/academica/Planes%20de%20Estudio/Optativas/Telecomunicacion/Intensificacion_COMUNICACIONES.pdf)
- 7) RAMIREZ Cayetano, *La naturaleza, fuente de inspiración para Artistas y Matemáticos*, [Fecha de consulta: 18 Diciembre 2007] Disponible en:  
<http://divulgamat.ehu.es/weborriak/Exposiciones/ArteMate/Cayetano/Lema2.asp>
- 8) Trabajos de Investigación Matemática, *Fractales: La representación gráfica del caos*, [Fecha de consulta: 19 Diciembre 2007], Disponible en:  
<http://centros5.pntic.mec.es/sierrami/dematesna/demates23/opciones/investigacion/fractales/fractales.htm>
- 9) YANGO, *Fractales, una nueva geometría*, 2005 [Fecha de consulta: 03 Abril 2007] Disponible en:  
[http://usuarios.lycos.es/sisar/fractales/Fractales%20una%20nueva%20geometria%20\(web\).pdf](http://usuarios.lycos.es/sisar/fractales/Fractales%20una%20nueva%20geometria%20(web).pdf)
- 10) FEDER, J. *Fractals*, Plenum publishers, New York, 1988.

- 11) LA COCTELERA, *Nada es imposible; todo puede suceder*, [Fecha de consulta: 19 Diciembre 2007] Disponible en :  
<http://licemar.lacoctelera.net/posts/category/curiosidades>
  
- 12) WIKIPEDIA, *Permitividad*, [Fecha de consulta: 14 Junio 2008], Disponible en:  
[http://es.wikipedia.org/wiki/Absorci%C3%B3n\\_\(electricidad\)](http://es.wikipedia.org/wiki/Absorci%C3%B3n_(electricidad))
  
- 13) FERRANDO Miguel, VALERO Alejandro, *Antenas*, Departamento de Comunicaciones, Universidad Politécnica de Valencia, Valencia, 2002 [Fecha de consulta: 02 Abril 2007] Disponible en:  
[http://www.upv.es/antenas/Documentos\\_PDF/Notas\\_clase/Antenas\\_microstrip.pdf](http://www.upv.es/antenas/Documentos_PDF/Notas_clase/Antenas_microstrip.pdf)
  
- 14) *Estudio exploratorio de carácter bibliográfico sobre los conceptos fundamentales y comunes a los métodos de análisis de Tecnología Microstrip*, Universidad Blas Pascal, Buenos Aires, 2003 [Fecha de consulta: 15 Febrero 2007] Disponible en:  
[http://mi.ubp.edu.ar/archivosmiubp/MaterialDeEstudio/13/RC-II/212/1.CONCEPTOS\\_BASICOS\\_DE\\_MICROSTRIP.pdf](http://mi.ubp.edu.ar/archivosmiubp/MaterialDeEstudio/13/RC-II/212/1.CONCEPTOS_BASICOS_DE_MICROSTRIP.pdf)
  
- 15) FRACTAL ANTENNA SYSTEMS, [Fecha de consulta: 17 Julio 2007], Disponible en: <http://www.fractenna.com>
  
- 16) FRACTUS S.A., [Fecha de consulta: 17 Julio 2007], Disponible en: <http://www.fractenna.com>
  
- 17) GAUBERT Cédric, CHUSSEAU Laurent, *THz Fractal Antennas for Electrical and Optical Semiconductor Emitters and Receptors*, Wiley, Hoboken, New Jersey 2004 [Fecha de consulta: 20 Agosto 2007 ] Disponible en:  
<http://www.opto.univ-montp2.fr/~chusseau/publications/intro/Publis/PLMCN3/notes.pdf>
  
- 18) COHEN, Nathan. *Fractals' New Era In Military Antenna Design*. [Fecha de consulta: 15 Julio 2007] Disponible en: <http://www.rfdesign.com>
  
- 19) PUENTE Carlos, ROMEU Jordi, POUS Rafael, Cardama Angel. *On The Behavior of the Sierpinski Multiband Fractal Antenna*. UPC, Barcelona-1998 [Fecha de consulta: 28 Noviembre 2007] Disponible en:  
<https://upcommons.upc.edu/e-prints/bitstream/2117/1698/4/Pous.pdf>
  
- 20) PUENTE Carlos, ANGUERA Jaume, BORJA Carmen, MONTERO Raquel, SOLER Jordi. *Antena Microstrip Miniatura y de alta directividad basada en el Fractal de Sierpinski*. Fractus S.A., Barcelona. 2004 [Fecha de consulta: 14 Enero 2007]. Disponible en:  
[http://w3.iec.csic.es/ursi/articulos\\_modernos/articulos\\_villaviciosaodon\\_2001/articulos/280.pdf](http://w3.iec.csic.es/ursi/articulos_modernos/articulos_villaviciosaodon_2001/articulos/280.pdf)
  
- 21) PUENTE Carlos, ANGUERA Jaume, BORJA Carmen, MONTERO Raquel, SOLER Jordi, *Antena Microstrip Triplebanda basada en el Triángulo Fractal*

- de *Sierpinski*, Fractus S.A., Barcelona, 2004 [Fecha de consulta: 14 Enero 2007]. Disponible en: <http://rodolfoxp.googlepages.com/antenasfractales.pdf>
- 22) HODLMAYR, Werner. *Introduction to Fractal Technology and Presentation of a Fractal Antenna adaptable to any Transmitting Frequency*. The Fractent. Enero del 2004 [Fecha de consulta: 21 Julio 2007] Disponible en: <http://www.antennex.com/Stones/st1204/meet.html>
- 23) SUPERNEC, [Fecha de consulta: 17 Julio 2007], Disponible en: <http://www.supernec.com>
- 24) MICROWAVE OFFICE, [Fecha de consulta: 17 Julio 2007], Disponible en: <http://web.awrcorp.com/Usa/Products/Microwave-Office>
- 25) GIANVITORIO, John, RAHMAT-SAIMII, Yahya, *Fractal Antenas: A Novel Antenna Miniaturization Technique, and Applications*, Universidad de California, California, 2002, [Fecha de Consulta: 18 Diciembre 2007] Disponible en: [http://www.ee.ucla.edu/~johng/research/fractals/fractal\\_antenna\\_APMAG.pdf](http://www.ee.ucla.edu/~johng/research/fractals/fractal_antenna_APMAG.pdf)
- 26) FELBER, Philip. *Fractal Antennas*, Illinois Institute of Technology, Illinois, 2000, [Fecha de consulta: 15 Enero 2007], Disponible en: <http://www.ece.iit.edu/~pfelber/fractalantennas.pdf>

## **RESUMEN**

El Capítulo II comienza con la descripción de las características de las antenas. Es de resaltar algunos parámetros de las antenas que servirán de análisis, como el patrón de radiación y el VSWR que se basa en la Potencia Reflejada. Se incluyen además algunos tipos de antenas convencionales.

El Capítulo III hace referencia a la teoría Fractal desde una reseña histórica, empezando por el aporte de matemáticos y científicos hasta la definición de topología y dimensión fractal. Se demuestra que los fractales tienen dimensión fraccionaria y tienen propiedades como la autosimilitud o autosemejanza.

El Capítulo IV inicia la teoría de las Antenas Impresas y el método de alimentación que pueden tener, asimismo se incluye teoría electromagnética de los campos alrededor de la antena.

El Capítulo V resume los avances de la investigación que realizó un equipo de la Universidad Politécnica de Cataluña liderado por Carles Puente y se centra en la teoría de la Antena Monopolo Fractal Triángulo de Sierpinski y que incluye algunos resultados en cuanto a Patrón de Radiación, distribución de corrientes y pérdida de retorno.

El Capítulo VI presenta el diseño de la varias Antenas Monopolo Fractal Triángulo de Sierpinski e incluye algunas mediciones experimentales como también

con Softwares importantes. Se refuerza el concepto de que la propiedad fractal de autosemejanza o autosimilaridad se refleja en un comportamiento multibanda.

Se diseñaron varias antenas, una de ellas, la antena 6, encuentra aplicación en la banda de 900 MHz y 1800 MHz para comunicaciones móviles.

El Capítulo VII incluye las conclusiones generales de la Tesis. Se incluye además las recomendaciones. Se incluyen algunas ideas sugeridas para la mejora de este proyecto.

La dependencia de frecuencia de las antenas implica que la antena tiene que mantener un tamaño mínimo relativo a la longitud de onda para operar con eficiencia. Esto es, dada una frecuencia en particular, la antena no puede ser construida arbitrariamente pequeña; usualmente tiene que mantener un tamaño mínimo, típicamente en el orden de un cuarto de longitud de onda. Este inconveniente se derriba ya que las antenas fractales se comportan añadiendo más bandas o frecuencias de operación.

Se ha demostrado que la Antena Fractal Monopolo de Sierpinski tiene comportamiento multibanda gracias a una propiedad de los fractales que es su autosemejanza o autosimilitud. Esta antena significa un aporte importante al sistema de comunicaciones de hoy en día.

Como se sabe, cuando se habla de comunicaciones móviles siempre se busca incluir además de telefonía (GSM 900, 1800, UMTS) una serie de servicios

que van desde wireless LAN 2.4 GHz, GPS 1.575 GHz, radio e hiperLAN2 5.25GHz en un solo equipo ya sea un celular, laptops y PDAs lo que implica el uso de distintas bandas que se obtienen gracias a la antena fractal.