



INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL

**ESCUELA SUPERIOR DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA
UNIDAD PROFESIONAL “ADOLFO LÓPEZ MATEOS”**

SECCIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO E INVESTIGACIÓN

**“Antenas de banda ancha semi-isotrópicas para
aplicaciones de Compatibilidad Electromagnética con
técnica fractal”**

TESIS

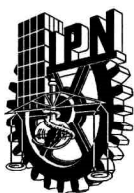
**QUE PARA OBTENER EL GRADO DE:
MAESTRO EN CIENCIAS EN INGENIERÍA ELÉCTRICA**

**PRESENTA:
RICARDO MORALES AGUAYO**

**ASESOR:
DR. ROBERTO LINARES Y MIRANDA**



MÉXICO, DICIEMBRE 2016



INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL
SECRETARÍA DE INVESTIGACIÓN Y POSGRADO

SIP-14

ACTA DE REVISIÓN DE TESIS

En la Ciudad de México siendo las 10:00 horas del día 07 del mes de Diciembre del 2016 se reunieron los miembros de la Comisión Revisora de Tesis designada por el Colegio de Profesores de Estudios de Posgrado e Investigación de E.S.I.M.E. para examinar la tesis de titulada:

“ANTENAS DE BANDA ANCHA SEMI-ISOTRÓPICAS PARA APLICACIONES DE COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNÉTICA CON TÉCNICA FRACTAL”

Presentada por el alumno:

MORALES

Apellido paterno

AGUAYO

Apellido materno

RICARDO

Nombre(s)

Con registro:

B	1	4	1	3	0	8
----------	----------	----------	----------	----------	----------	----------

aspirante de:

MAESTRO EN CIENCIAS EN INGENIERÍA ELÉCTRICA

Después de intercambiar opiniones los miembros de la Comisión manifestaron **SU APROBACIÓN DE LA TESIS**, en virtud de que satisface los requisitos señalados por las disposiciones reglamentarias vigentes.

LA COMISIÓN REVISORA

Director de tesis

DR. ROBERTO LINARES Y MIRANDA

Segundo Vocal

DR. RAÚL PEÑA RIVERO

Presidente

DR. DANIEL OLGUÍN SALINAS

Tercer Vocal

DR. MARCOS LEY KOO

Secretario

DR. JOSÉ ALFREDO TIRADO MÉNDEZ

EL PRESIDENTE DEL COLEGIO

DR. MIGUEL TOLEDO VELÁZQUEZ

SECCIÓN DE ESTUDIOS DE
POSGRADO E INVESTIGACIÓN



INSTITUTO POLITECNICO NACIONAL
SECRETARÍA DE INVESTIGACIÓN Y POSGRADO

CARTA DE CESIÓN DE DERECHOS

En la Ciudad de México, el día 7 del mes Diciembre del año 2016, la que suscribe Ing. Ricardo Morales Aguayo, alumno del Programa de Maestría en Ciencias en Ingeniería Eléctrica, con el número de registro B141308, adscrito a la Sección de Estudios de Posgrado e Investigación de la ESIME-Zacatenco del IPN, manifiesta que es el autor intelectual del presente trabajo de Tesis bajo la dirección del Dr. Roberto Linares y Miranda y cede los derechos de trabajo titulado Antenas de banda ancha semi-isotrópicas para aplicaciones de compatibilidad electromagnética con técnica fractal, al Instituto Politécnico Nacional para su difusión, con fines académicos y de investigación.

Los usuarios de la información no deben reproducir el contenido textual, graficas o datos del trabajo sin el permiso expreso del autor y/o directores de trabajo. Este puede ser obtenido escribiendo a las siguientes direcciones ing.rmoralesa@gmail.com, rlinaresy18@gmail.com. Si el permiso se otorga el usuario deberá dar el agradecimiento correspondiente y citar la fuente del mismo.



Ing. Ricardo Morales Aguayo.

Resumen.

Todo lo que funciona con energía eléctrica es capaz de captar o transmitir energía electromagnética. Cuando esta energía electromagnética causa perturbación se le conoce como una interferencia electromagnética (EMI). La convivencia de los dispositivos, aparatos o sistemas se asegura a través de la evaluación de la conformidad de compatibilidad electromagnética (EMC). Para evaluar las EMI radiadas o su inmunidad se requiere antenas dentro de sitios controlados electromagnéticamente que normalmente son sitio de área abierta o cámaras anecoicas. En esta evaluación las antenas desempeñan un papel muy importante y en las frecuencias VHF las dimensiones de las antenas limitan la lectura de campo electromagnético lejano, por lo que se requieren antenas más pequeñas. Las antenas típicas para las bandas de frecuencia de VHF y UHF que se aplican a la evaluación de la conformidad de EMC tienen dimensiones entre 0.5 a 1.2 m, por lo que en cámaras semi-anecoicas difícilmente se cubren las condiciones de campo lejano; al respecto, es importante contar con antenas eléctricamente pequeñas para cubrir la respuesta de frecuencia que se especifica en las normas de hasta 2 GHz.

En esta tesis, se reporta el diseño y construcción de antenas de banda ancha semi-isotrópicas con técnica fractal, para la aplicación de la evaluación de la conformidad de EMC de emisiones e inmunidad electromagnética radiada. En este trabajo de investigación se tomó como referencia una antena planar para la misma aplicación, que fue realizada en el mismo grupo de investigación, en el cual se tiene el presente desarrollo.

Las antenas que se reportan son de potencia (>100 W), tipo dipolo de latón con geometría elíptica y estructura fractal (triángulo de Sierpinski). Las antenas operan en un intervalo de frecuencia de 275 MHz a 3 GHz y con una ganancia de -0.36 a -2.09 dBi. Con respecto a la antena de referencia (dipolar de geometría elíptica planar), las antenas desarrolladas tienen una reducción en su tamaño del 46%, con banda ultra ancha y ganancia mejor que las comerciales.

Como parte del desarrollo de esta tesis, también se reporta el diseño de un balun de banda ultra ancha híbrido de interconexión de líneas de transmisión para el tipo de antena reportada.

Abstract

All the things that work with electrical energy are capable of transmit and receive electromagnetic energy. When this electromagnetic energy causes disturbance it is known as electromagnetic interference (EMI). The coexistence of devices, equipment and systems is ensured through the evaluation of the conformity of electromagnetic compatibility (EMC). In order to evaluate the radiated EMI or their immunity, antennas are required within electromagnetically controlled sites that are normally open-site or anechoic chambers. In this evaluation the antennas play a very important role and in the VHF frequencies the dimensions of the antennas limit the reading of far electromagnetic field, reason why smaller antennas are required. Typical antennas for the VHF and UHF frequency bands that apply to the EMC conformity assessment have dimensions between 0.5 and 1.2 m, so that in far-field conditions it is difficult to cover far-field conditions. Therefore, it is important to have electrically small antennas to cover the frequency response specified in standards up to 2 GHz.

In this thesis, the design and construction broadband antennas semi-istropic with fractal technique, for the application of the compliance evaluation of EMC of emissions and immunity electromagnetic radiated are described. The research takes as reference a planar antenna for the same application, which was developed in the same research team in which we have this development.

The antennas presented are of power (>100 W), dipole type of brass with elliptical geometry and fractal structure (Sierpinski Triangle). The antennas operated in a frequency range of 275 MHz to 3 GHz and with a gain of -0.36 to -2.09 dBi. With reference to dipole antenna (planar elliptical geometry) the antennas developed have a reduction in their size of 46%, with ultra- wide band and gain better than typical antennas for EMC application. Also, in this work the design of an ultra-wide band balun hybrid of interconnection of transmissions lines for type of antenna designed is described.

Dedicatoria

A mis padres, hermana y familia en general, así como a los profesores y amigos.

Agradecimientos.

Principalmente, quisiera agradecer a mis padres que siempre han estado conmigo para apoyarme incondicionalmente de moral y económicamente, ya que sin ellos y su constante preocupación no estaría en el lugar en el que hoy me encuentro, además de que han formado y llevado por el camino del bien al hombre que hoy en día redacto este documento. A mi madre que con amor y paciencia me ha visto avanzar por el camino de la vida y a mi padre que me ha enseñado el significado del trabajo y la perseverancia por alcanzar mis sueños.

Además, de agradecer a los profesores del Laboratorio de Compatibilidad Electromagnética ubicado en la Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica unidad Zacatenco perteneciente al Instituto Politécnico Nacional, por compartir su conocimiento de manera perfecta conmigo, haciendo una mención especial al Dr. Roberto Linares y Miranda por apoyarme en el desarrollo de esta tesis y al Dr. José Alfredo Tirado Méndez por ayudarme a encontrar mi verdadera pasión.

A mi familia en general por preocuparse siempre por mi formación académica, especialmente a mi hermana y mi sobrino que me ha enseñado que a pesar de quererme rendir a mitad del camino me hizo entender que alguien podría seguir mis pasos.

A mis compañeros y amigos, amigos de muchos años y personas que se conocen constantemente a lo largo de la formación académica, que realmente me hicieron sentir como en casa, con los cuales he compartido alegrías y tristezas, pero nunca han dejado de apoyarme.

Finalmente pero no menos importante al Conacyt por el apoyo proporcionado durante todo este tiempo y al IPN por permitirme encontrar mi verdadero objetivo y camino en la vida.

Con cariño para todos ustedes Ricardo Morales Aguayo.



**“Antenas Semi-isotropicas para
aplicaciones de compatibilidad
electromagnética con técnica fractal.”**

Índice.

Acta de revisión de tesis	I
Carta de cesión de derechos	II
Resumen	III
Abstract	IV
Dedicatoria	V
Agradecimientos	VI
Lista de Figuras	XI
Lista de tablas	XVI
Abreviaturas	XVII
 CAPITULO 1: BASES DE COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNÉTICA Y PARÁMETROS DE ANTENAS	 2
1.1 Planteamiento del problema	2
1.2 Objetivo General	2
1.3 Objetivos particulares	2
1.4 Alcances	3
1.5 Compatibilidad electromagnética (EMC).	3
1.6 Interferencias electromagnéticas (EMI).	4
1.7 Emisiones e inmunidad.	5
1.8 Pruebas de conformidad.	5
1.9 Normatividad	6
1.10 Parámetros de antenas para EMC.	7
1.10.1 Factor de antena para campo eléctrico (FA).	8
1.10.2 Patrón de radiación.	8
1.10.3 Ancho de banda	9
1.10.4 Ganancia.	9
1.10.5 Coeficiente de reflexión de una antena (Γ).	10
1.10.6 Relación de onda estacionaria de una antena (<i>ROE</i>).	11
1.10.7 Polarización.	11
1.11 Antenas para EMC.	12
1.11.1 Antena de aro y bucle magnético.	12
1.11.2 Antenas tipo monopolo.	13
1.11.3 Antenas tipo dipolo.	14
1.11.4 Antena biconica	15
1.11.5 Arreglo de antenas Log-Periódica.	16
1.11.6 Antena Híbrida (BiConiLog).	16
1.11.7 Antena espiral cónica logarítmica.	17
1.11.8 Antenas de corneta.	17
1.11.9 Antenas fractales.	18
1.12 Conclusiones.	19
Referencias	21

CAPITULO 2: FRACTALES Y SU APLICACIÓN EN TEORIA DE ANTENAS	23
Introducción.	23
2.1 Definición de fractal.	24
2.2 Características generales de los fractales.	25
2.3 Dimensión fractal.	25
2.4 Fractales clásicos.	26
2.4.1 Geometría de Conjunto de Cantor.	27
2.4.2 Curvas de Koch	28
2.4.3 Triangulo y carpeta de Sierpinski.	30
2.5 Fractales y su aplicación en antenas.	31
2.6 Estado del arte de antenas fractales.	32
2.6.1 Miniaturización de antenas aplicando técnicas fractales.	33
2.6.1.1 Antenas fractales tipo dipolo.	34
2.6.1.2 Antenas fractales de parche.	36
2.6.1.3 Reducción de acoplamiento mutuo en arreglos de antenas aplicando técnicas fractales.	38
2.6.2 Antenas fractales multibanda.	39
2.6.2.1 Antenas fractales tipo monopolo	39
2.6.2.2 Antenas fractales de microcinta con respuesta multibanda.	40
2.6.3 Antenas fractales de ultra ancho de banda (UWB)	42
2.7 Antenas fractales en el Instituto Politécnico Nacional	45
2.8 Conclusiones.	47
Referencias	48
 CAPITULO 3: DISEÑO Y SIMULACIÓN DE ANTENAS DIPOLO DE BRAZOS ELÍPTICOS	 53
Introducción	53
3.1 Antena dipolo de media longitud de onda.	55
3.2 Antena tipo dipolo de brazos elípticos.	55
3.3 Antena dipolo de brazos elípticos de referencia.	58
3.4 Simulación	60
3.5 Simulación de antenas complementarias	63
3.5.1 Antena dipolo de brazos elípticos a una frecuencia de 1 GHz.	63
3.5.2 Antena dipolo de brazos elípticos a 560 MHz.	66
3.5.3 Antena dipolo de brazos elípticos a 500 MHz.	69
3.6 Conclusiones.	72
Referencias	73
 CAPITULO 4: ANTENA TIPO DIPOLO DE BRAZOS ELÍPTICOS CON TÉCNICA FRACTAL	 75
Introducción	75
4.1 Antena dipolo de brazos elípticos a una frecuencia de 1 GHz con elemento generador como defecto.	76

4.2 Reducción de antena dipolo de brazos elípticos en latón.	80
4.3 Antena dipolo de brazos elípticos a una frecuencia de 560 MHz con defecto fractal.	84
4.4 Reducción de antena dipolo de brazos elípticos a una frecuencia de 500 MHz.	87
4.5 Balun de ultra ancho de banda.	91
4.6 Divisor de potencia resistivo.	94
4.7 Conclusiones.	96
Referencias	97
 CAPITULO 5: CONSTRUCCIÓN Y CARACTERIZACIÓN	 99
Introducción	99
5.1 Antena principal.	99
5.2 Medición del patrón de radiación y cálculo de la ganancia de la antena principal.	105
5.3 Generación del patrón semi-isotropico para la antena principal.	111
5.4 Conclusiones.	112
Referencias	113
CONCLUSIONES GENERALES	115
TRABAJO FUTURO	116
BIBLIOGRAFÍA	117

Lista de Figuras.

Fig. 1.1 Fuentes comunes de interferencia electromagnética (EMI).	4
Fig. 1.2 Principales formas en patrones de radiación.	9
Fig. 1.3 Tipos de polarización. Polarización lineal, polarización circular y polarización elíptica, respectivamente.	12
Fig. 1.4 Antenas de aro comerciales	13
Fig. 1.5 Antenas tipo monopolo comerciales	14
Fig. 1.6 Antenas tipo dipolo	15
Fig. 1.7 Antenas biconicas comerciales.	15
Fig. 1.8 Antena Log-periódica.	16
Fig. 1.9 Antena Híbrida (BiConiLog).	17
Fig. 1.10 Antena espiral cónica logarítmica.	17
Fig.1.11 Antenas de corneta a) para banda ancha b) para banda angosta.	18
Fig. 1.12 Antenas fractales.	19
Fig. 2.1 Algunos ejemplos de geometría fractal.	25
Fig. 2.2 Construcción clásica del conjunto de Cantor, tomando como referencia las partes fraccionarias.	27
Fig. 2.3 Geometrías de copos de nieve que poseen gran similitud con el copo de nieve de Koch.	28
Fig. 2.4 Construcción de la curva simple de Koch	29
Fig. 2.5 Copo de nieve de Koch.	29
Fig. 2.6 Pasos básicos para la construcción del triángulo de Sierpinski.	30
Fig. 2.7 Construcción básica de la carpeta de Sierpinski a pasos.	31
Fig. 2.8 Antenas fractales y sus líneas de alimentación (a) Dipolo de Sierpinski, (b) Antena de árbol aleatorio, (c) Dipolo de von Koch.	32
Fig. 2.9 Antenas fractales tipo dipolo comunes.	34
Fig. 2.10 Grafico comparativo entre antenas fractales tipo dipolo iteración fractal contra frecuencia de resonancia.	35
Fig. 2.11 Perdidas por retorno. Comparación entre una antena dipolo convencional y un dipolo de Koch.	36
Fig. 2.12 Antena de parche cuadrada a) convencional, b) primera iteración, c) segunda iteración, d) cuarta iteración del fractal de Mincowski.	37
Fig. 2.13 Antenas de parche circular a) convencional, b) primera iteración, c) segunda iteración, d) tercera iteración, e) cuarta iteración.	37
Fig. 2.14 Comparación de un arreglo lineal de antenas de cinco elementos a) antenas de aro cuadradas, b) antenas fractales.	38
Fig. 2.15 Grafica comparativa de los diferentes patrones de radiación de cada uno de los arreglos lineales de antenas.	39
Fig. 2.16 Monopolo de Sierpinski y pérdidas por retorno.	40
Fig. 2.17 Antena de microcinta con implementación de la carpeta se Sierpinski (a) con $n=0$, (b) con $n=1$ y (c) con $n=2$, donde n es el número de iteraciones.	41

Fig. 2.18 Antena de parche pentagonal (a) original, (b) pentágono de Durer y (c) pérdidas por retorno	42
Fig. 2.19 Antena tipo monopolo con defecto fractal de ultra ancho de banda (a) Diseño de la antena, (b) Perdidas por retorno de la antena sin defecto fractal (c) Perdidas por retorno de la antena con defecto fractal.	43
Fig. 2.20 Antena monopolo cuadrado de ultra ancho de banda.	44
Fig. 2.21 Antena fractal tipo monopolo. (a) Fractal de árbol pitagoreano, (b) Antenas fractales construidas para cada una de las iteraciones, (c) Pérdidas por retorno de las primeras iteraciones en la antena, (d) Pérdidas por retorno de las antenas finales.	45
Fig. 2.22 Antena fractal para sistemas de comunicaciones en la banda de 2.4 GHz	46
Fig. 2.23 Antena tipo monopolo de banda ultra ancha con defecto fractal A) Vista frontal B) Vista Posterior.	46
Fig. 3.1 Antena dipolo comercial.	54
Fig. 3.2 Dipolo de brazos elípticos.	56
Fig. 3.3 Coeficiente de reflexión para antenas tipo dipolo de brazos elípticos	57
Fig. 3.4 Antenas dipolo de brazos elípticos a) Ancho de banda en función de las dimensiones físicas de la antena b) Ganancia típica.	57
Fig. 3.5 Antena dipolo de brazos elípticos construida	58
Fig. 3.6 Coeficiente de reflexión respecto a la entrada (verde) Simulación, (rojo) Construcción	58
Fig. 3.7 Primera simulación en HFSS con dimensiones originales.	60
Fig. 3.8 Coeficiente de reflexión simulado para las medidas originales de la antena dipolo de brazos elípticos sin espesor.	61
Fig. 3.9 Patrón de radiación en 3D y 2D para la frecuencia de 360 MHz, con una ganancia máxima de 1.01 dBi	61
Fig. 3.10 Coeficiente de reflexión al hacer variar el grosor de los discos.	62
Fig. 3.11 Coeficiente de reflexión para la variable $grosor = 1.7\text{ mm}$	63
Fig. 3.12 Antena tipo dipolo de brazos elípticos a una frecuencia de 1 GHz ($2h=151\text{ mm}$; $W=75.5\text{ mm}$)	64
Fig. 3.13 Coeficiente de reflexión de la antena dipolo de brazos elípticos a una frecuencia de 1 GHz. La antena presenta un ancho de banda de 4.02 GHz	65
Fig. 3.14 Parámetro Z_{11} parte real de la impedancia del puerto de entrada para la antena dipolo de brazos elípticos a una frecuencia de 1 GHz.	65
Fig. 3.15 Patrón de radiación en función de la ganancia total de antena. a) Tercera dimensión b) Plano E.	65
Fig. 3.16 Antena dipolo de brazos elípticos para una frecuencia de diseño de 560 MHz.	67
Fig. 3.17 Coeficiente de reflexión para una antena dipolo de brazos elípticos con una frecuencia de diseño de 560 MHz	67
Fig. 3.18 Parámetro Z_{11} que representa la impedancia real en el puerto de entrada.	68

Fig. 3.19 Patrón de radiación para una frecuencia de 560 MHz. a) tercera dimensión b) Plano E	68
Fig. 3.20 Antena dipolo de brazos elípticos diseñada a una frecuencia de 500 MHz. Con relación W/h igual a 1.11.	70
Fig. 3.21 Coeficiente de reflexión para la antena de dipolo de brazos elípticos a una frecuencia de diseño de 500 MHz	70
Fig. 3.22 Parte real del parámetro Z_{11} impedancia de la antena dipolo de brazos elípticos a una frecuencia de diseño de 500 MHz	71
Fig. 3.23 Patrones de radiación de un antena dipolo de brazos elípticos para una frecuencia de diseño de 500 MHz. a) Tercera dimensión b) plano de E.	71
Fig. 4.1 Triangulo de Sierpinski.	75
Fig. 4.2 Dipolo de brazos elípticos a una frecuencia de 1 GHz con defecto triangular (generador del triángulo de Sierpinski)	76
Fig. 4.3 Estudio paramétrico del coeficiente de reflexión para antena dipolo de brazos elípticos con defecto triangular	77
Fig. 4.4 Coeficiente de reflexión de la antena dipolo de brazos elípticos a una frecuencia de 1 GHz haciendo variar la posición del vértice	78
Fig. 4.5 Antena dipolo de brazos elípticos a una frecuencia de diseño de 1 GHz con defecto triangular, generador del triángulo de Sierpinski	78
Fig. 4.6 Coeficiente de reflexión final para una antena dipolo de brazos elípticos a 1 GHz con defecto triangular correspondiente al elemento generador del triángulo de Sierpinski	79
Fig. 4.7 Parte real de la impedancia del puerto de entrada para la antena dipolo de brazos elípticos a 1 GHz con defecto triangular (Parámetro Z_{11}).	80
Fig. 4.8 Patrón de radiación a una frecuencia puntual de 1 GHz para una antena dipolo de brazos elípticos con defecto triangular en función de la ganancia A) Tercera dimensión B) Plano E	80
Fig. 4.9 Antena dipolo de brazos elípticos a una frecuencia de diseño de 421 MHz con defecto triangular correspondiente al elemento generador del triángulo de Sierpinski en un plana de latón con un espesor de 1.7 mm (calibre 16)	81
Fig. 4.10 Coeficiente de reflexión en el puerto de entrada para la antena dipolo de brazos elípticos a una frecuencia de 421 MHz	81
Fig. 4.11 Patrones de radiación a una frecuencia puntual de 421 MHz en función de la ganancia total de la antena A) Tercera dimensión B) Plano E	82
Fig. 4.12 Antenas dipolo de brazos elípticos a una frecuencia de 421 GHz con defecto fractal A) Primera iteración B) Segunda iteración C) Tercera iteración.	82
Fig. 4.13 Coeficiente de reflexión para una antena dipolo de brazos elípticos a una frecuencia de 421 MHz con defecto fractal	83
Fig. 4.14 Parte real de la impedancia del puerto de entrada de la antena. Parámetro Z_{11} de la antena dipolo de brazos elípticos a una frecuencia de 421 MHz	84
Fig. 4.15 Patrones de radiación para una frecuencia puntual de 421 MHz en función de la ganancia total de la antena dipolo de brazos elípticos con defecto fractal. A) Tercera dimensión B) Plano E	84

Fig. 4.16 Antena dipolo de brazos elípticos a una frecuencia de 560 MHz con defecto fractal A) Elemento generador B) Primera iteración C) Segunda iteración D) Tercera iteración E) Cuarta iteración F) Quinta iteración	86
Fig. 4.17 Coeficiente de reflexión para la antena dipolo de brazos elípticos a una frecuencia de 560 MHz	86
Fig. 4.18 Parte real de la Impedancia real vista desde el puerto de entrada para una antena dipolo de brazos elípticos a una frecuencia de diseño de 560 MHz (Parámetro Z_{11}).	87
Fig. 4.19 Patrón de radiación para una frecuencia puntual de 560 MHz en función de la ganancia total de la antena A) Tercera dimensión B) Plano E	87
Fig. 4.20 Evolución del defecto fractal para la antena dipolo de brazos elípticos para una frecuencia de diseño de 500 MHz. A) Elemento generador B) Primera iteración C) Segunda iteración D) Tercera iteración E) Cuarta iteración.	88
Fig. 4.21 Coeficiente de reflexión para una antena dipolo de brazos elípticos para una frecuencia de 500 MHz con defecto fractal	90
Fig. 4.22 Parte real de la Impedancia del puerto de entrada para la antena dipolo de brazos elípticos a una frecuencia de 500 MHz (Parámetro Z_{11}).	90
Fig. 4.23 Patrón de radiación a una frecuencia de 500 MHz en función de la ganancia total de la antena A) Tercera dimensión B) Plano E	91
Fig. 4.24 Balun de transición CPS a CPW para alimentación de antenas de ultra ancho de banda	91
Fig. 4.25 Balun de ultra ancho de banda con interconexión de planos de tierra con resistores de 100 Ω a) Vista superior b) Vista posterior	93
Fig. 4.26 Parámetros de dispersión para balun de ultra ancho de banda	93
Fig. 4.27 Balun de ultra ancho de banda construido	94
Fig. 4.28 Topología del divisor de potencia resistivo.	94
Fig. 4.29 Topología del divisor de potencia resistivo simulado.	95
Fig. 4.30 Parámetros de dispersión del divisor de potencia resistivo	95
Fig. 5.1 Coeficiente de reflexión de la antena 1 con balun medido y graficado en MATLAB	100
Fig. 5.2 Coeficiente de reflexión de la antena 2 con balun medido y graficado en MATLAB	101
Fig. 5.3 Coeficiente de reflexión del divisor de potencia resistivo medido y graficado en MATLAB	102
Fig. 5.4 Arreglo de dos antenas dipolo reducidas con técnica fractal con frecuencia de diseño de 850 MHz	103
Fig. 5.5 Coeficiente de reflexión (Parámetro S_{11}) medido y graficado en MATLAB del arreglo de antenas dipolo de brazos elíptico reducido con técnica fractal	104
Fig. 5.6 Coeficiente de reflexión (Parámetro S_{11}) medido en el VNA Agilent N5244A del arreglo de antenas dipolo de brazos elíptico reducido con técnica fractal.	105
Fig. 5.7 Configuración para medición del patrón de radiación de la antena dipolo de brazos elípticos con técnica fractal	106

Fig. 5.8 Medición del patrón de radiación de la antena dipolo de brazos elípticos con técnica fractal dentro de la cámara semi-anecoica del Laboratorio de Compatibilidad Electromagnética de la ESIME Zacatenco	106
Fig. 5.9 Patrones de radiación para la antena dipolo de brazos elípticos con técnica fractal No.1.	107
Fig. 5.10 Patrones de radiación para la antena dipolo de brazos elípticos con técnica fractal No.2	107
Fig. 5.11 Comparación de la antena dipolo de brazos elípticos con técnica fractal en comparación con la antena original	108
Fig. 5.12 Patrones de radiación para antena dipolo de brazos elípticos con técnica fractal, colocando antenas similares, una como transmisora y otra como receptora	109
Fig. 5.13 Patrones de radiación semi-isotropicos generados al medir patrones de radiación individualmente	111

Lista de tablas.

Tabla 1.1. Principales normas de emisiones e inmunidad para EMC.	7
Tabla 2.1. Diferencias fundamentales entre Geometría Euclidiana y Geometría Fractal	24
Tabla 2.2. Ventajas y desventajas de antenas fractales	33
Tabla 4.1. Dimensiones para cada una de las iteraciones de una antena dipolo de brazos elípticos a una frecuencia de 421 MHz. *La reducción mencionada en la Tabla 4.1 está dada por el área de cada disco de la antena original	83
Tabla 4.2. Parámetros de antena básicos arrojados por el simulador electromagnético para una antena dipolo de brazos elípticos a una frecuencia de 421 MHz	83
Tabla 4.3. Dimensiones para cada una de las iteraciones de una antena dipolo de brazos elípticos a una frecuencia de 560 MHz. *La reducción mencionada en la Tabla 4.3 está dada por el área de cada disco de la antena original	85
Tabla 4.4. Parámetros de antena básicos arrojados por el simulador electromagnético para una antena dipolo de brazos elípticos a una frecuencia de 560 MHz	85
Tabla 4.5. Dimensiones para cada una de las iteraciones de una antena dipolo de brazos elípticos a una frecuencia de 500 MHz. *La reducción mencionada en la Tabla 4.5 está dada por el área de cada disco de la antena original	89
Tabla 4.6. Parámetros de antena básicos arrojados por el simulador electromagnético para una antena dipolo de brazos elípticos a una frecuencia de 500 MHz.	89
Tabla 4.7. Cálculo de impedancias y dimensiones de los segmentos de línea que conforman el acoplador Chebyshev.	92
Tabla 5.1. Valores de ganancia máxima calculada para los valores máximos proporcionados por los patrones de radiación de la Fig. 93	110

Abreviaturas.

EMC (Electromagnetic Compatibility) Compatibilidad electromagnética.

EMI (Electromagnetic Interference) Interferencia electromagnética.

VHF (Very High Frequency) Muy Alta Frecuencia.

UHF (Ultra High Frequency) Ultra alta Frecuencia.

IEC Comisión Internacional de electrotecnia.

CISPR Comité internacional especial de perturbaciones radioeléctricas.

ANSI Instituto Nacional Estadounidense de Estándares.

CEN Comité Europeo de Normalización.

CENELEC Comité Europeo de Normalización Electrotecnia.

ETSI Instituto Europeo de Estándares de telecomunicaciones.

MHz MegaHertz.

GHz GigaHertz.

HFSS High Frequency Structural Simulator.

dBi Decibeles referenciados a una antena Isotrópica.

GPS (Global Positioning System) Sistema de Posicionamiento Global.

FR-4 (Glass-reinforced epoxy) Material típico para desarrollo de circuitos impresos.

CPW (Coplanar Waveguide) Guía de onda coplanar.

CPS (Coplanar stripline) Microcinta coplanar.



Capítulo 1| "Bases de Compatibilidad electromagnética y parámetros de antenas."

Capítulo 1 Bases de compatibilidad electromagnética y parámetros de antenas.

En este capítulo se aborda el planteamiento del problema, los objetivos, justificación, alcance y los conceptos básicos que se involucran en la compatibilidad electromagnética.

1.1 Planteamiento de problema.

Las pruebas de la evaluación de la conformidad de la compatibilidad electromagnética de emisiones e inmunidad radiada de forma ideal se realizan en sitios de área abierta, en donde no se puede tener este tipo se utilizan cámaras anecoicas y semi-anecoicas, de la cuales la normatividad fija como dimensión mínima una distancia de 1 a 3 metros para poder cumplir en algunos casos con el parámetro de campo lejano, sin embargo, hay equipos o sistemas que con las dimensiones de las antenas típicas para estas pruebas no se cumplen, por lo que es necesario tener antenas pequeñas y de banda ancha, por lo que este es el proceso de investigación de esta tesis. La norma IEC 61000-4-3 propone antenas para realizar las pruebas de emisiones que operan de ente 30-80 MHz hasta 1-2 GHz

1.2 Objetivo General.

Desarrollar antenas de banda ancha semi-isotrópicas para aplicación de compatibilidad electromagnética con técnica fractal, de tamaño eléctricamente pequeño para evaluación de la conformidad de la Compatibilidad Electromagnética de emisiones e inmunidad radiada de acuerdo a las Normas IEC 64000-4-3 y NMX-J-550/4-3.

1.3 Objetivos Particulares.

- Diseñar antenas dipolo de brazos elípticos para diferentes frecuencias de operación.
- Agregar técnica fractal en los brazos de las antenas dipolo de brazos elípticos.
- Reducir las dimensiones físicas de las antenas diseñadas.
- Diseñar, construir y caracterizar un balun de banda ultra ancha.

-Diseñar construir y caracterizar un divisor de potencia resistivo de banda ultra ancha.

1.4 Alcances.

Partiendo de una antena tipo dipolo de geometría elíptica y planar, reducir las dimensiones y obtener un ancho de banda de aproximadamente una década (300 MHz a 3 GHz), conforme a la norma IEC 61000-4-3, para la realización de pruebas de conformidad de emisión e inmunidad radiada se propone la utilización de antenas que tiene como frecuencia de operación mínima 30-80 MHz y una frecuencia máxima de 1-2 GHz y en muchos casos las pruebas se realizan haciendo cambios de antena dependiendo de la frecuencia en la que realizaran las pruebas, con el ancho de banda de la antena descrita en esta tesis se pretenderá utilizar una sola antena para realizar la mayor cantidad de pruebas.

1.5 Compatibilidad electromagnética (EMC).

Existen diversas definiciones de Compatibilidad Electromagnética y cada una de ellas caracterizadas por el área de aplicación. A continuación se menciona algunas de las más completas.

- La compatibilidad electromagnética es una condición indispensable para que todo dispositivo, aparato o sistema eléctrico o electrónico, funcione adecuadamente en un medio ambiente con contaminación electromagnética y también que este no genere disturbios electromagnéticos que perturben el buen funcionamiento de otros dispositivos o sistemas eléctricos o electrónicos [1].
- La compatibilidad electromagnética es la habilidad de un dispositivo, equipo o sistema para funcionar satisfactoriamente en el ambiente electromagnético sin introducir perturbaciones de niveles no permitidos a algún dispositivo equipo o sistema que opera en el mismo ambiente electromagnético [2].

Con base en las definiciones mencionadas, destaca el concepto de perturbación o disturbio, en el estudio de la EMC son conocidas como Interferencia electromagnéticas (EMI por sus siglas en ingles).

1.6 Interferencias electromagnéticas (EMI).

Las interferencias electromagnéticas (EMI) son aquellas perturbaciones que provocan degradación en la transmisión o recepción de la energía electromagnética en un ambiente electromagnético. Las EMI pueden ser conducidas o radiadas pero ambas pueden degradar el funcionamiento de un dispositivo o sistema. Cabe destacar que en nuestros días las EMI están presentes todos los días y a todas horas, un ejemplo claro se muestra en la Fig.1.1.

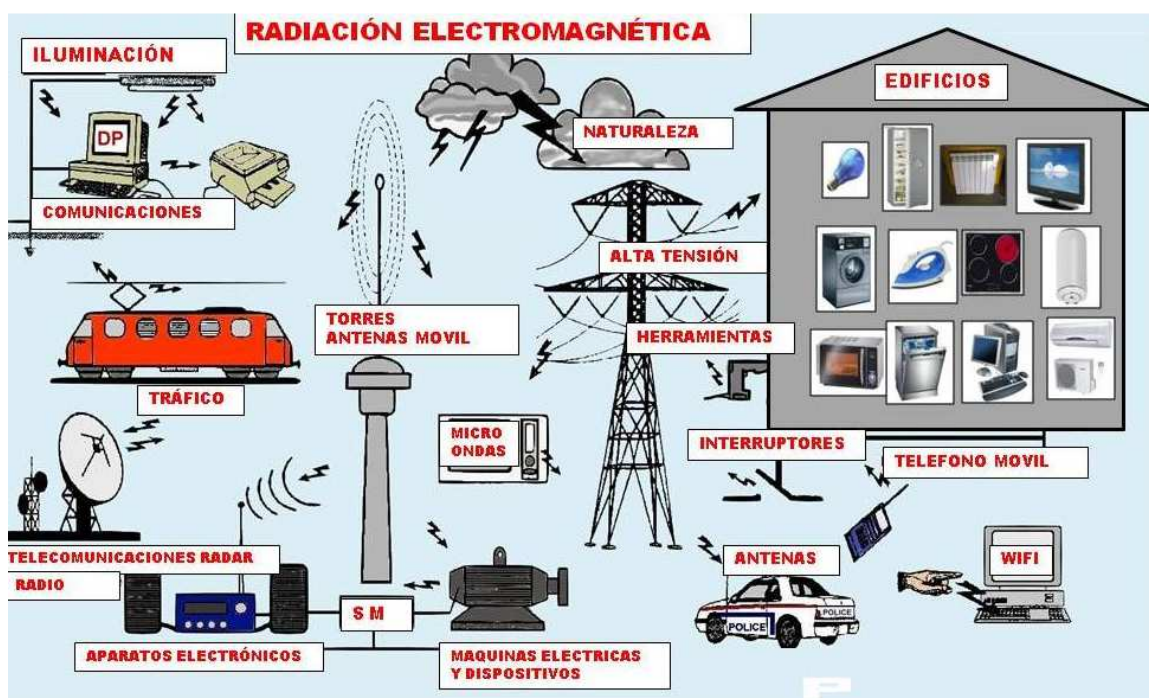


Fig. 1.1 Fuentes comunes de interferencia electromagnética (EMI) [1].

Dichas fuentes de interferencia pueden ser clasificadas de diferentes formas, dentro de las más comunes se encuentran las siguientes:

- Por el origen: Aquellas interferencias que pueden ser naturales o artificiales.
- Por el tipo de disturbio: De banda ancha o de banda angosta.
- Por la función de la fuente: Fuente intencional o fuente no intencional [1].

Para poder prevenir y asegurar el funcionamiento óptimo de dispositivos o sistemas es necesario realizar pruebas de emisiones e inmunidad las cuales existen en sus

variantes radiadas y conducidas. Pero antes de abordar las pruebas y por lo tanto normatividad es necesario definir emisiones e inmunidad.

1.7 Emisiones e inmunidad.

Las emisiones electromagnéticas están definidas como la energía electromagnética que emite un dispositivo eléctrico o electrónico durante el curso de su operación normal. Dichas emisiones pueden ser consideradas emisiones electromagnéticas intencionales o no intencionales [3].

Por otra parte la inmunidad está definida como la habilidad de un dispositivo, equipo o sistema para funcionar sin ninguna degradación en presencia de un disturbio electromagnético[4]. Cabe destacar que algunos autores consideran la susceptibilidad lo cual es exactamente lo contrario de inmunidad.

A continuación se mencionan los parámetros importantes para una prueba de conformidad de Compatibilidad Electromagnética:

- Emisiones radiadas.
- Inmunidad a las interferencias radiadas.
- Emisiones conducidas.
- Inmunidad a las interferencias conducidas [5].

En este documento se darán a conocer algunas normas de las pruebas de emisiones radiadas e inmunidad a las interferencias radiadas, ya que el proyecto presentado está enfocado a pruebas de radiación.

1.8 Pruebas de conformidad.

En la literatura se encuentran normas en las cuales se intenta validar las necesidades que exige la compatibilidad electromagnética, por lo general, cada región geográfica tiene sus propias normas, con la finalidad de que estas normas satisfagan las necesidades a las que se enfrenta cada región.

Existen pruebas que proporcionan una idea con respecto al comportamiento de los dispositivos que desempeñaran una función en un ambiente electromagnético

determinado. Al realizar el diseño de dichos dispositivos es necesario realizar pruebas que nos permitan conocer si el dispositivo abarcara las necesidades del diseñador. Este tipo de pruebas proporciona ventajas que al realizar las pruebas finales, entre estas ventajas se encuentran:

- Incremento de la probabilidad de aprobar las pruebas finales.
- Minimizar el número de pruebas de EMC en laboratorio.
- Eliminar respuestas inesperadas provocadas por interferencias electromagnéticas [6].

La necesidad de que ciertos dispositivos y sistemas funcionen en cualquier ambiente electromagnético, creó la necesidad de hacer normas que rijan las características en las cuales tales dispositivos puedan operar en armonía con los dispositivos de alrededor.

1.9 Normatividad

Existen diversas organizaciones que se encargan de crear y revisar periódicamente las normas, cada una de estas organizaciones tiene como objetivo principal la correcta operación de los dispositivos y sistemas dentro de un ambiente electromagnético aleatorio. Las principales organizaciones a nivel internacional son:

- Comisión Electrotécnica Internacional (IEC).
- Comité especial internacional de perturbaciones radioeléctricas (CISPR).
- Instituto Nacional Estadounidense de Estándares (ANSI).
- Comité Europeo de Normalización (CEN).
- Comité Europeo de normalización electrotécnica (CENELEC).
- Instituto Europeo de Estándares de telecomunicaciones (ETSI).
- Asociación de Nacional de Normalización y Certificación A.C. (ANCE).

A continuación en la Tabla 1.1 se muestran las normas utilizadas para la evaluación de la conformidad de la compatibilidad electromagnética para emisiones e inmunidad enfocándonos en pruebas exclusivamente radiadas [6].

Tabla 1.1. Principales normas de emisiones e inmunidad para EMC.

Norma	Descripción
CISPR 16-1-4	Sitios de prueba para calibración de antenas desde 30MHz a 1GHz
CISPR 16-2-3	Medición de perturbaciones radiadas
CISPR 16-2-4	Mediciones de inmunidad
CISPR 13,20,22,24	Pruebas de interferencias relacionada a equipo de tecnología de la información, multimedia y receptores de TV.
CISPR 21	Interferencias de radiocomunicaciones móviles
IEC-61000-4-3	Pruebas de inmunidad a campos radiados
IEC 61000-6-3 e IEC 61000-6-4	Límites de emisiones radiadas arriba de 1GHz y debajo de 30 MHz

Las emisiones de energía electromagnética radiada así como la inmunidad que presenta un equipo a este tipo de energía puede ser medido con ayuda de elementos transductores conocidos como antenas las cuales son capaces de transformar señales de tensión y corriente eléctrica en energía electromagnética radiada, es decir, campo eléctrico y campo magnético (onda electromagnética) y viceversa, es decir de energía radiada a energía conducida. Hay un gran variedad de antenas en el mercado cada una con características específicas que cumplen con diferentes aplicaciones, dichas características son conocidas como parámetros de antenas, para este documento se habla exclusivamente de parámetros de antena para compatibilidad electromagnética.

1.10 Parámetros de antenas para EMC.

Como se mencionó anteriormente los parámetros de antena son las características que posee cada antena. Todos los parámetros de antena son importantes pero algunos son de mayor utilidad al satisfacer las necesidades de cada aplicación.

A continuación se mencionaran los parámetros de mayor relevancia en la compatibilidad electromagnética.

1.10.1 Factor de antena para campo eléctrico (FA).

El factor de antena (FA) es un parámetro de antena el cual es difícilmente usado fuera de las aplicaciones de compatibilidad electromagnética, este parámetro permite relacionar el campo electromagnético incidente con la caída de tensión conectado a una carga [7]. En forma matemática puede ser expresado como:

$$FA = \frac{E}{V} \text{ [1/m]} \quad (1.1)$$

Donde:

E = Campo electrico incidente.

V = Caída de tension en una carga.

Las antenas con un factor de antena pequeño son más sensibles a los campos electromagnéticos incidentes, cabe destacar que el factor de antena tiende a aumentar conforme la frecuencia de operación aumenta [7].

1.10.2 Patrón de radiación.

El patrón de radiación está definido como la representación gráfica de la distribución geométrica de la potencia radiada, también es conocido como patrón de antena, típicamente es expresado en coordenadas esféricas y es independiente de la distancia.

Existen tres tipos fundamentales de patrones de radiación: isotrópico, omnidireccional y direccional. El patrón de radiación isotrópico es aquel en el que la energía es radiada de manera uniforme en todas direcciones, lamentablemente este patrón es solo teórico, ya que para generarlo se necesitaría un fuente puntual flotando en el aire. El patrón de radiación omnidireccional proporciona una radiación uniforme teniendo como referencia un plano. Geométricamente este patrón de radiación es representado con una forma toroidal como se muestra en la Fig. 1.2.

El patrón de radiación direccional normalmente es representado por una forma cónica en la que está contenida la mayor cantidad de la energía radiada, normalmente este patrón de radiación es utilizado con propósitos particulares, cuando es necesario hacer llegar energía a un punto en específico [8].

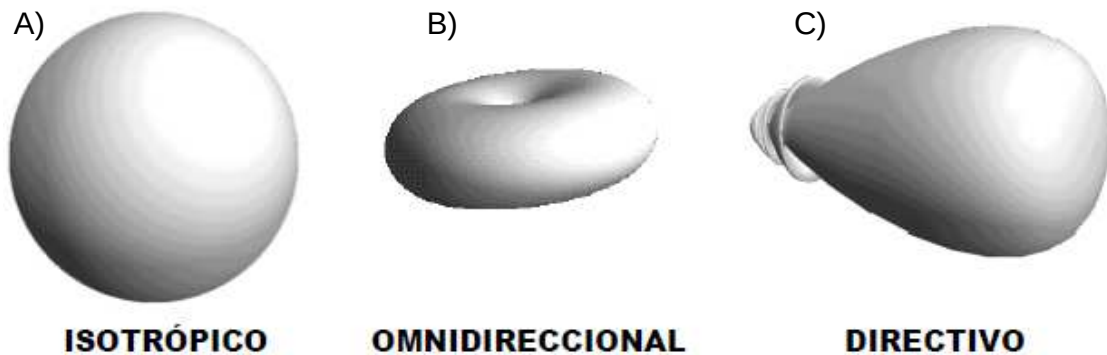


Fig. 1.2 Principales formas en patrones de radiación A) Isotrópico B) Omnidireccional C) Directivo [11].

1.10.3 Ancho de banda

El ancho de banda es uno de los parámetros más importantes para toda aplicación posible de antenas ya que nos indica el intervalo de frecuencia en el cual la antena opera de manera óptima considerando siempre la función en la cual será empleada, ya que el objetivo determinara cuanto ancho de banda es el requerido [7].

Existen criterios que determinan la frecuencia inicial y la frecuencia final del ancho de banda, el más utilizado es el criterio de los -10 dB que equivalen al 90% de la potencia total recibida [8], [9].

1.10.4 Ganancia.

La ganancia está definida como la habilidad de un dispositivo pasivo, en este caso antenas de concentrar la señal transmitida en una determinada dirección, o en el caso de una antena receptora, la habilidad de recibir la señal transmitida d una dirección específica. En las aplicaciones de EMC la ganancia incluye un factor de desacoplamiento debido a que en la realidad las antenas nunca están acopladas

por completo con la fuente, es decir que tienen impedancias diferentes lo cual provoca reflexiones [7], [9].

Además, puede ser considerada como un parámetro de comparación que describe la respuesta direccional de una antena contra la respuesta de una antena con patrón de radiación isotrópico [10].

1.10.5 Coeficiente de reflexión de una antena (Γ).

El coeficiente de reflexión de una antena está definido como la cantidad de voltaje reflejado desde la terminal de entrada de la antena con respecto al voltaje incidente en la misma terminal [11]. Matemáticamente, está definido como:

$$\Gamma = \frac{V_{REFL}}{V_{INC}} \quad (1.2)$$

Donde:

V_{REFL} = Voltaje reflejado en la entrada de la antena [V].

V_{INC} = Voltaje incidente en la entrada de la antena [V].

El coeficiente de reflexión de una antena puede ser calculado partiendo de la impedancia de la antena y la impedancia característica de la línea de transmisión a la cual está conectada, basándose en el teorema de la máxima transferencia de potencia [11].

$$\Gamma = \frac{Z_A - Z_0}{Z_A + Z_0} \quad (1.3)$$

Donde:

Z_A = Impedancia de la antena [Ω].

Z_0 = Impedancia característica de la línea de transmisión [Ω].

1.10.6 Relación de onda estacionaria de una antena (ROE).

La relación de onda estacionaria en una antena está definida como la relación entre en voltaje máximo y mínimo de la onda que se encuentra en la línea de transmisión que se encuentra entre la antena y el generador, considerando que el generador y la línea de transmisión están acoplados [11]. En resumen es un parámetro de desacoplamiento entre la fuente y la carga [10]. Matemáticamente, esta expresado en función de voltajes o del coeficiente de reflexión en una antena.

$$ROE = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (1.4)$$

Donde:

V_{max} = Voltaje maximo de la onda estacionaria [V].

V_{min} = Voltaje minimo de la onda estacionaria [V].

Γ = Coeficiente de reflexion de un antena.

1.10.7 Polarización.

La polarización de una antena está directamente relacionada con la polarización de una onda radiada, la polarización de la onda radiada está definida como la dirección y la forma en la que viaja el campo eléctrico en función del tiempo. Existen tres tipos fundamentales de polarización: polarización lineal, polarización elíptica y polarización circular, la cual es un caso particular de la polarización elíptica. Afortunadamente, las antenas para compatibilidad electromagnética son linealmente polarizadas, lo cual indica que el campo eléctrico es radiado únicamente en una sola dirección. En la Fig. 1.3 se muestran los diferentes tipos de polarización.

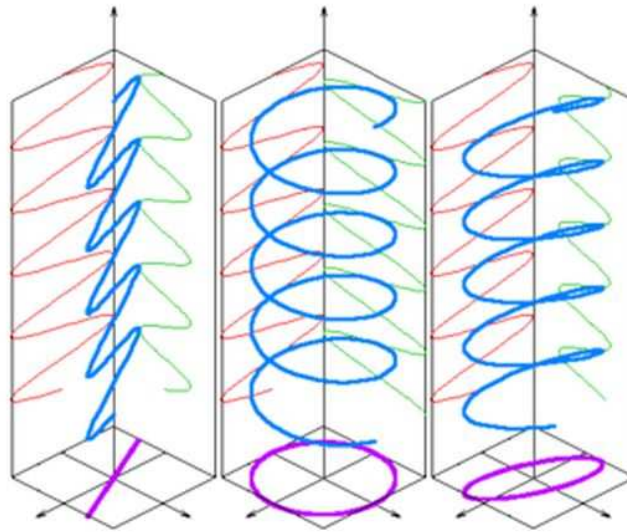


Fig. 1.3 Tipos de polarización. Polarización lineal, polarización circular y polarización elíptica, respectivamente.

1.11 Antenas para EMC.

En compatibilidad electromagnética, las antenas son dispositivos de primera necesidad ya que nos van a permitir realizar las mediciones de emisiones radiadas, pruebas de inmunidad radiada y calibrar los espacios confinados para realizar dichas pruebas, existe una gran diversidad de antenas para aplicaciones de EMC y éstas a su vez proporcionan ventajas y satisfacen las necesidades de la prueba o medición a realizar. A continuación se mencionarán las antenas comúnmente utilizadas para pruebas de EMC.

1.11.1 Antena de aro y bucle magnético.

Normalmente son utilizadas para un intervalo de frecuencia de 20 Hz a 30 MHz para mediciones de campo magnético, el diseño de estas antenas asegura que producen o reciben campo magnético. En la literatura se menciona que las antenas de aro pueden tener cualquier forma, no necesariamente circular, entre las antenas de aro convencionales se encuentran las de forma cuadrada, triangular y rómbica, además de la circular mencionado anteriormente. Éste tipo de antena tiene una ganancia proporcional al área encerrada por el aro, además de que son estables al realizar mediciones en un ambiente ruidoso, eléctricamente hablando. El patrón de

radiación de este tipo de antenas es muy semejante al de una antena dipolo convencional [7], [8].

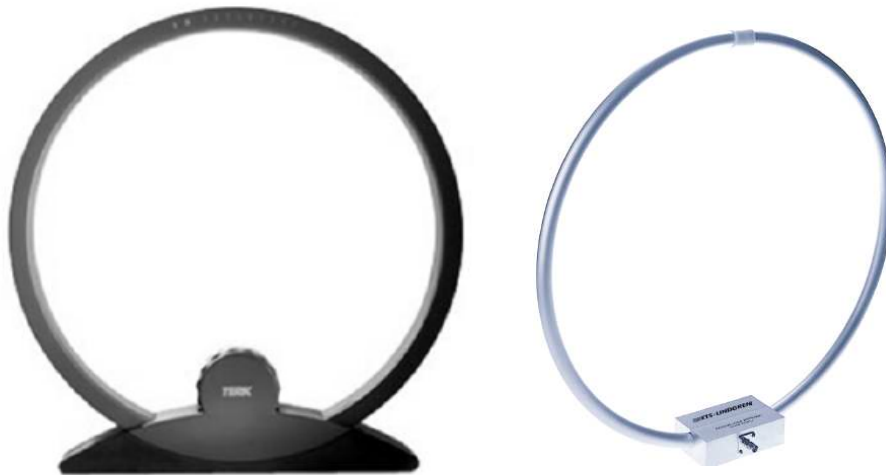


Fig. 1.4 Antenas de aro comerciales [9,10].

1.11.2 Antenas tipo monopolo.

La antena monopolo es un caso particular de una antena dipolo en la que uno de los brazos es sustituido por un plano de tierra, en la literatura también puede ser encontrada como antena de barra o tipo barra. Las antenas tipo monopolo operan en un intervalo de frecuencias que va de 30 Hz a 50 MHz utilizadas para el análisis de campo eléctrico. Su principal aplicación se encuentra en las pruebas de emisiones y de inmunidad para los dispositivos o sistemas de telecomunicaciones que operan alrededor de los 10 kHz. La utilización de las antenas tipo monopolo está directamente relacionada con las mediciones en baja frecuencia ya que al sustituir uno de los brazos por un plano de tierra, la longitud física total de la antenas de reducida a la mitad [7], [8], [12].



Fig. 1.5 Antenas tipo monopolo comerciales.

1.11.3 Antenas tipo dipolo.

Las antenas tipo dipolo las cuales son consideradas como el elemento radiador más básico debido a su composición, además de su origen partiendo desde el estudio de líneas de transmisión, trabajan en un intervalo de frecuencias que va de aproximadamente los 30 MHz hasta unos pocos GHz. Las antenas tipo dipolo tiene un patrón de radiación omnidireccional, además de que la polarización de las antenas está dada por la posición en la que se colocan los elementos radiadores. En el mercado hay dipolos que pueden ser sintonizados para operar en una frecuencia específica. Cabe destacar que existe una gran cantidad de variaciones de la antena tipo dipolo, cada uno con características específicas que pueden satisfacer las necesidades que otro tipo de antenas no puede. Por lo general este tipo de antenas es utilizado para determinar la frecuencia de análisis ya que utiliza un aditamento extra conocido como balun el cual es difícil de diseñar y caracterizar, además de que se debe ajustar la longitud del dipolo para que sea posible su operación en la frecuencia especificada por el estudio [7]. En la Fig. 1.6 se muestran algunas antenas tipo dipolo que se encuentran en el mercado.

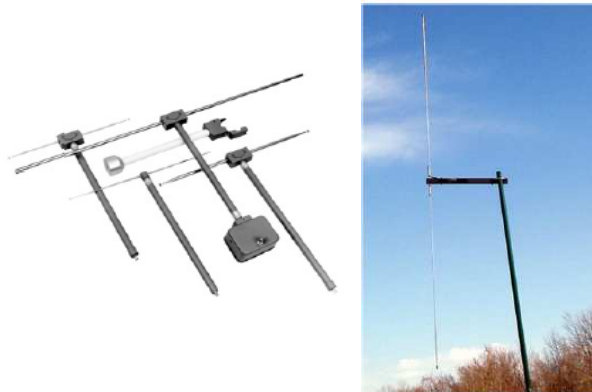


Fig. 1.6 Antenas tipo dipolo

1.11.4 Antena bicónica

La antena bicónica es una de las variaciones de la antena dipolo utilizada en aplicaciones de compatibilidad electromagnética debido a que tiene una distribución de corriente uniforme. Éste tipo de antena tiene una frecuencia de operación que va desde 20 MHz hasta 300 MHz por lo general tienen dimensiones muy grandes, además de que tiene impedancias de entrada grandes [7], [8].



Fig. 1.7 Antenas bicónicas comerciales.

1.11.5 Arreglo de antenas Log-Periódica.

A pesar de ser un arreglo de antenas tipo dipolo, algunos autores la consideran como una sola antena, ya que las dimensiones y el espacio que existe entre cada elemento de la antena, es decir, cada dipolo, incrementa logarítmicamente. Éste tipo de antenas tiene un intervalo de frecuencias de operación que va desde los 80 MHz hasta unos pocos GHz y con un ancho de haz pequeño, lo que la hace una antena muy directiva, además de que posee una ganancia típica de aproximadamente 5 dBi. Comúnmente es utilizada por los estándares de CISPR y ANSI para pruebas de emisiones [7], [8], [12].



Fig 1.8. Antena Log-periódica.

1.11.6 Antena Híbrida (BiConiLog).

Como su nombre lo indica esta antena está compuesta por una antena logarítmica y una antena bicónica. La idea principal de este tipo de antenas que se alcancen anchos de banda de operación muy grandes que típicamente van desde 20 MHz hasta varios GHz. Las antenas híbridas nos permiten compensar en tamaño ya que las antenas que operan a frecuencias relativamente bajas son de dimensiones muy grandes. La antena bicónica/logarítmica es utilizada en pruebas de emisión e inmunidad. En la Fig. 1.9 se muestra la antena bicónica/logarítmica [7].



Fig. 1.9 Antena Híbrida (BiConiLog).

1.11.7 Antena espiral cónica logarítmica.

La antena espiral cónica logarítmica es caracterizada principalmente por que proporciona una polarización de campo eléctrico circular, lo cual puede ser visto como una ventaja ya que evita que se mida la polarización horizontal y vertical por separado, además de minimizar la problemática causada por polarización cruzada. El intervalo de frecuencias típico para este tipo de antenas va de los 100 MHz hasta 1 GHz [7].



Fig. 1.10 Antena espiral cónica logarítmica.

1.12.8 Antenas de corneta.

Existen diferentes tipos de antenas de corneta entre las que se encuentran las antenas de banda ancha y banda angosta. Físicamente, las antenas de corneta son guías de onda terminadas en forma de campana con una apertura principal, la apertura puede tener diferentes formas, aunque la más común es de forma

cuadrada. Las antenas de corneta son capaces de cubrir intervalos de frecuencia que van desde los 200 MHz hasta los 40 GHz, utilizadas para la caracterización de dispositivos, que por lo general, son los que exigen un estudio en un ancho de banda bastante extenso. Además de ser antenas que tiene un ancho de banda extremadamente grande comparada con las antenas que se han estudiado hasta el momento, también son antenas que tienen ganancias altas de aproximadamente 10 dBi, la ganancia de las antenas de corneta está directamente relacionada con las dimensiones de la apertura. En la Fig. 1.11 se muestran las antenas de corneta de banda ancha y de banda angosta [7], [8].



Fig. 1.11 Antenas de corneta a) para banda ancha b) para banda angosta.

1.12.9 Antenas fractales.

Las antenas fractales son relativamente nuevas comparadas con las antenas mencionadas anteriormente, pero se han desarrollado diversas aplicaciones para aquellas antenas basándose en modificaciones de carácter fractal. Unas de las principales modificaciones al implementar técnicas fractales en antena se presentan modificaciones en algunos de los parámetros de antenas, la modificación más estudiada muestra que una misma antena pueda operar en diferentes intervalos de frecuencia con grandes anchos de banda, además de que en las antenas con técnicas fractales desarrolladas hasta la actualidad se presenta una generosa reducción en las dimensiones físicas de la antena. En resumen las antenas fractales hacen uso de las dimensiones fractales para diseñar y construir elementos radiadores. Las aplicaciones actuales de las antenas fractales se encuentra en

dispositivos móviles y como dispositivos de estudio para compatibilidad electromagnética, gracias a que son pequeñas y presentan grandes anchos de banda [7].

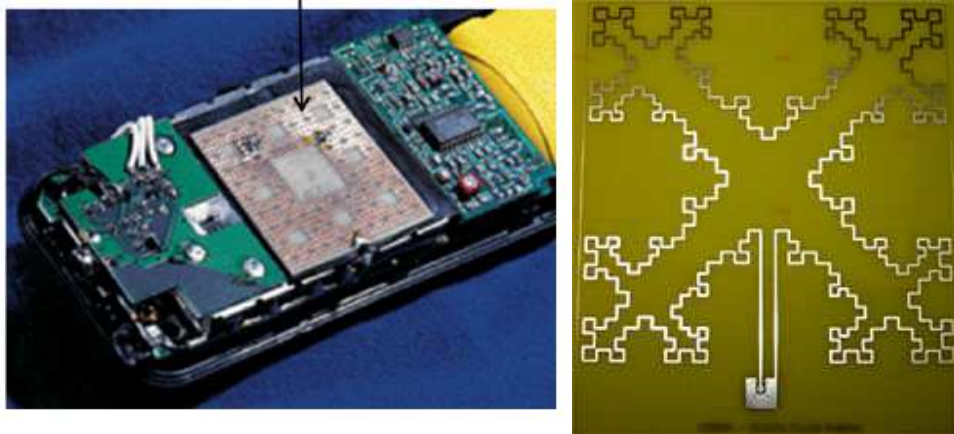


Fig. 1.12 Antenas fractales.

1.12 Conclusiones.

El objetivo de la compatibilidad electromagnética es [4] determinar si un sistema o dispositivo eléctrico o electrónico es capaz de convivir en un mismo ambiente electromagnético, determinando los niveles de emisiones y la susceptibilidad de dicho equipo funcionando de manera óptima y sin degradar el funcionamiento de los aparatos o sistemas que lo rodean. Con esta finalidad surgen diversos organismos que se encargan de regular dichas emisiones y como parte complementaria la inmunidad de dichos elementos que en la actualidad son de primera necesidad, por ejemplo, hornos de microondas, teléfonos celulares, automóviles, etc.

Los organismos mencionados durante el capítulo hacen uso de elementos transductores de señales de voltaje y corriente a energía electromagnética es decir ondas electromagnéticas y viceversa, conocidos como antenas. Entre la diversidad de antenas hay algunas que son de gran utilidad para determinar el intervalo de frecuencia en el que opera algún instrumento, el nivel de emisiones y que tantas interferencias puede soportar sin que se degrade su comportamiento.

En México, la compatibilidad electromagnética en un área en desarrollo, sin embargo, existen organismos que como ANCE A.C. que posee como objetivo la elaboración, difusión y aplicación de la normatividad.

A lo largo de esta tesis se hará uso de un simulador electromagnético denominado HFSS en su versión 15.0, que hace uso del método de diferencia finita con la finalidad de simular las estructuras desarrolladas y obtener una respuesta aproximada de las estructuras construidas.

Referencias

- [1] H. Jardon, Compatibilidad electromagnetica de los sistemas de radiocomunicacion, México: Alfaomega, 1996.
- [2] D. Morgan, A handbook for EMC testing and measurement, Reino Unido : The Institution of Engineering and Technology, 2007.
- [3] V. P. Kodali, Engineering Electromagnetic Compatibility, Estados Unidos : IEEE Press, 1996.
- [4] M. Montrose y E. Nakauchi, Testing for EMC Compliance. Approaches and Techniques, Estados Unidos: Willey-Interscience/IEEE Press, 2004.
- [5] P. Clayton, Introduction to electromagnetic Compatibility, Estados Unidos: Willey-Interscience, 2006.
- [6] H. W. Ott, Electromagnetic Compatibility Engineering, Estados Unidos : Willey-Interscience, 2009.
- [7] Z. Chen, Conformity 2004: The annual guiede, ETS Lindgren, 2004.
- [8] C. Wang y T. Keech, Antenna Models for Electromagnetic Compatibility, Estados Unidos : U.S. Departament of Commerce, 2012.
- [9] M. A. Muñoz, Desarrollo de antenas semi-isotropica para evaluar emisiones radiadas e inmunidad electromagnetica en el intervalo de frecuencias de 300 MHz a 3GHz, México: Instituto Politecnico Nacional, 2012.
- [10] A. A. Smith, Radio Frequency: Principles and Applications, Estados Unidos: IEEE Press, 1998.
- [11] M. D. Foegell, Antenna Pattern Measurement: Concept and Techniques, Estados Unidos : ETS Lindgren, 2002.
- [12] W. L. Stutzman y G. A. Thiele, Antenna Theory and Desing, Estados Unidos : John Wiley & Sons,Inc., 1998.



Capítulo 2| "Fractales y su aplicación en teoría de antenas."

Capítulo 2 Fractales y su aplicación en teoría de antenas.

Introducción.

En nuestro mundo algunas cosas pueden ser descritas por formas geométricas convencionales mientras que otras no, por ejemplo, montañas, nubes, galaxias, además de la mayoría de los fenómenos naturales, debido a que mantienen estructuras mucho más complejas que actualmente pueden ser modeladas por figuras de características repetitivas conocidas como fractales. Hasta hace no mucho, este tipo de estructuras no podían ser estudiadas de manera formal debido a que la geometría euclidiana no era capaz de describir ciertas estructuras. Fue hasta el siglo XIX, cuando el matemático francés Benoit B. Mandelbrot en la década de los setentas fundamenta las bases de la geometría fractal [1]. Una característica de esta teoría es la introducción del concepto de “dimensión fraccionaria”, esto quiere decir un punto en un eje tiene dimensión uno, mientras que un plano tiene dimensión dos, en el caso de los fractales, dependiendo de la estructura a la que se esté refiriendo posee una dimensión entre uno y dos.

Actualmente el uso de fractales en la vida diaria crece exponencialmente, sobre todo en la parte tecnológica, una de las primeras aplicaciones se encuentra en la manipulación y procesamiento digital de imágenes, al modificar el tamaño de fotografías digitalizadas pero a su vez no modificar la resolución o claridad con la que son presentadas. Otras aplicaciones están dadas en la geología, topología y astrología, ya que al tomar un trozo de tierra en un mapa por ejemplo, con cada una de sus imperfecciones se tiene perímetros que tienden a ser infinitos pero con un área limitada, cuyas características son representativas de los fractales, mismo fundamento para la descripción geométrica de galaxias [2].

Según el padre de la geometría fractal Mandelbrot, se considera un fractal al objeto o estructura que consta de fragmentos con orientación y tamaño variable pero de aspecto similar, que tiene como característica principal que pueden ser originadas partiendo de estructuras sumamente simples que darán lugar a estructuras demasiado complejas para su análisis, además de la auto semejanza definida como la simetría dentro de una escala que permite decir que los fractales son recurrentes.

Cabe destacar que los fractales poseen un área o superficie finita pero a su vez un perímetro infinito.

Tabla 2.1 Diferencias fundamentales entre Geometría Euclidiana y Geometría Fractal [2].

Geometría Euclidiana	Geometría Fractal
Tradicional (más de 2000 años)	Moderna (aproximadamente 30 años)
Dimensión entera	Dimensión fractal (fraccionaria)
Estudia objetos contruidos o diseñados por el hombre.	Apropiada para formas naturales
Descrita por formulas convencionales	Algoritmos recursivos (métodos numéricos iterados)

En este capítulo, se describe la definición y las características generales de un fractal, además de mencionar los dispositivos desarrollados en el área de la teoría de antenas.

2.1 Definición de fractal.

En general, todo lo que “nos” rodea tiene una forma específica, hasta hace no muchos años todo era descrito por formas de geometría Euclidiana, pero surgió la necesidad de modelar algunas formas que se ajustaran más a las geometrías encontradas de manera más común en la naturaleza, de esta idea nace el termino fractal. La palabra fractal tiene origen en el latín “fractus” que significa roto o fragmentado [1]. Existen diversas definiciones de fractal, entre las más aceptadas o utilizadas se encuentran las siguientes:

- Estructuras básicas generadas de forma irregular generados por formas con variaciones en la escala, lo que implica un grado de irregularidad y/o fragmentación en cualquier parte de figura [1].
- Objetos geométricos de estructura irregular que necesitan una geometría más apropiada para describir las formas de a naturaleza [2].

Lamentablemente, la teoría y geometría fractal es relativamente nueva, aun no existe la suficiente documentación para aceptarla como una definición formal.

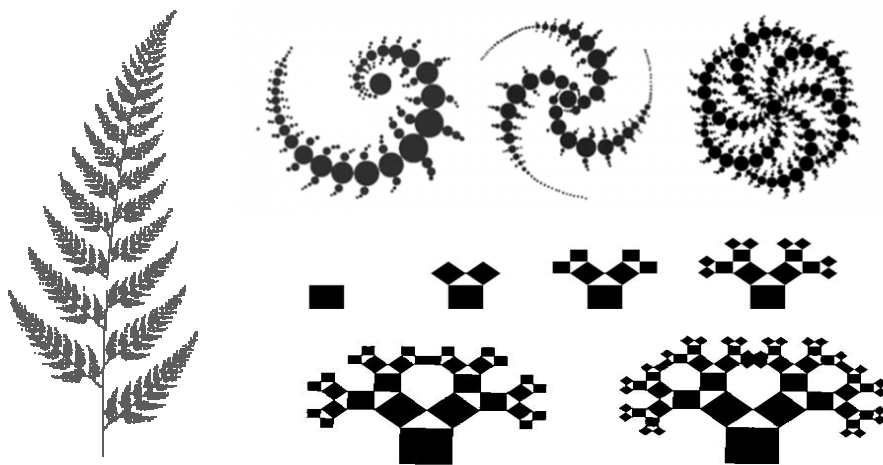


Fig. 2.1. Algunos ejemplos de geometría fractal [2].

2.2 Características generales de los fractales.

Es fácil confundir la combinación de figuras geométricas con diferentes escalas con un fractal, por tal motivo, a continuación se enlistan las características generales de los fractales.

- Los fractales poseen una estructura fina, detalla de manera arbitraria en pequeñas escalas.
- Los fractales son demasiado irregulares para ser descritos por las geometrías tradicionales.
- Algunos fractales tiene formas de media similitud, aproximadas o estadísticamente similares.
- Normalmente, las dimensión fractal es más grande que las dimensiones topológicas o dimensiones convencionales.
- Los fractales son generados por la recursividad de la figura generadora [3].

2.3 Dimensión fractal.

Existen diversas formas de asociar y comparar los fractales con otro tipo de figuras, pero la principal forma es basándose en la dimensión fractal. Como se mencionó anteriormente la geometría Euclidiana genera figuras de dimensión entera pero para

el caso de los fractales, los cuales surgieron con la necesidad de ajustar geometrías, de igual forma surge la necesidad de acoplar las matemáticas que los rigen. Los fractales pueden tener dimensiones entre 0, 1, 2 y 3 dependiendo del fractal a estudiar. Los ejemplos clásicos se basan en los fractales que se mencionaran posteriormente. Normalmente, la dimensión fractal se basa en la similitud y la variación en la escala de las estructuras que componen a un fractal [4]. Por lo tanto, la dimensión fractal, considera ambas características para realizar el cálculo de dicha cantidad.

$$D = \frac{\log a}{\log \left(\frac{1}{s}\right)} \quad (2.1)$$

Donde:

D = Dimension fraccionaria del fractal.

a = Numero de partes en las que puede ser dividida la figura

s = factor de reducción

En resumen, la cantidad denominada como dimensión fractal determinan numéricamente la forma en la que se refleja la variación de la escala con la propiedad de la similitud [3].

2.4 Fractales clásicos.

En la actualidad, hay fractales que han sido estudiados y con los cuales se han desarrollado aplicaciones de utilidad para diferentes ramas de la ciencia, incluso es posible generar un fractal diferente a los que ya existen. A continuación se mencionaran los fractales más comunes y que se encuentran en la literatura.

2.4.1 Geometría de Conjunto de Cantor.

Considerado como uno de los primeros fractales, debido a que el matemático alemán George Cantor lo describe de manera formal en 1883 [5]. Este conjunto es de gran importancia en la teoría de dinámica no lineal. A pesar de ser considerado como uno de los primeros fractales y de los más importantes, es el que menos se ha visto y el más alejado se encuentra distante de una interpretación inmediata natural [5] en comparación de la curva de Koch o copo de nieve. Además de ser considerado como la forma complementaria de la curva de Koch que será descrita más adelante, ya que la forma en la que se genera el conjunto de Cantor es extrayendo pequeños segmentos de línea del elemento generador que en este caso es una línea fina y recta [6].

El conjunto de Cantor es considerado como un conjunto infinito de puntos que se encuentran dentro de un conjunto cerrado que va de 0 a 1, expresado matemáticamente como $[0,1]$. La primera línea recta denominada como elemento generador además, para el caso particular del conjunto de Cantor es la unidad, la cual es dividida en tres y que con nombradas como $1/3$, $2/3$ y $3/3$. Posteriormente, tomando el segmento formado por el conjunto abierto $(1/3, 2/3)$ es removido de la línea original o generadora, es decir, que mantenemos los conjuntos cerrados que van de $[0, 1/3]$ y $[2/3, 1]$, este procedimiento es repetido de manera indefinida pero ahora cada una de las líneas restantes se convierten en la unidad y para cada una de éstas es extraído el conjunto abierto formado por $(1/3, 2/3)$ [5]. En la Fig. 2.2 se muestra la construcción del conjunto de Cantor, así como algunas iteraciones.

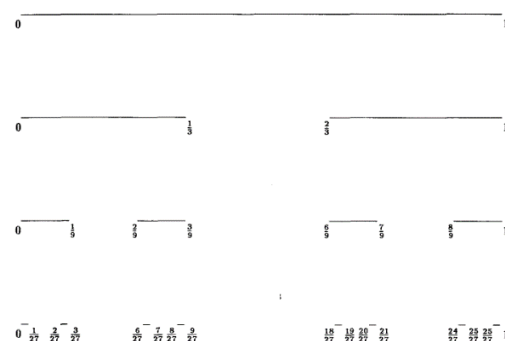


Fig. 2.2 Construcción clásica del conjunto de Cantor, tomando como referencia las partes fraccionarias.

2.4.2 Curvas de Koch

Las curvas de Koch o copo de nieve llevan este nombre gracias a que el matemático sueco Helge von Koch la describió en el año de 1904, además de que es uno de los ejemplos más utilizados para hacer referencia a la teoría fractal y utilizado por Mordelbrot en la obra de 1977. La construcción de la curva de Koch está basada de igual forma que el conjunto de Cantor por una línea recta de longitud uno, la cual es dividida en tres segmentos la parte central es remplazada por dos líneas de longitud $1/3$ obteniendo como resultado cuatro segmentos de línea con una longitud de $1/3$ cada una. Como siguiente paso es necesario realizar la repetición del primer paso para cada uno de los segmentos, manteniendo la característica de que para cada una de las iteraciones la longitud de la línea original sea incrementada en $4/3$ hasta que la longitud de la figura original tienda a un valor relativo igual a infinito. Existe una variación en la que se unen tres líneas de longitud uno, a la cual se le aplica la técnica descrita anteriormente con la cual se constituye el fractal conocido como el copo de nieve de Koch [6]. En comparación con otros fractales la curva de Koch no proporciona una aplicación matemática común pero es muy fácil encontrar tal geometría en la naturaleza. En la Fig. 2.3 se muestra el gran parecido que posee la curva de Koch con algunas superficies encontradas en copos de nieve analizados [5]. Actualmente, la curva de Koch es utilizada en antenas tipo dipolo y monopolo ya que nos permite extender la longitud de los elementos radiadores sin ocupar más espacio del establecido originalmente. En la Fig. 2.4 se muestra las variaciones producidas por cada iteración para formar la curva simple de Koch, mientras que en la Fig. 2.5 es posible apreciar el copo de nieve de Koch.



Fig. 2.3 Geometrías de copos de nieve que poseen gran similitud con el copo de nieve de Koch [6].

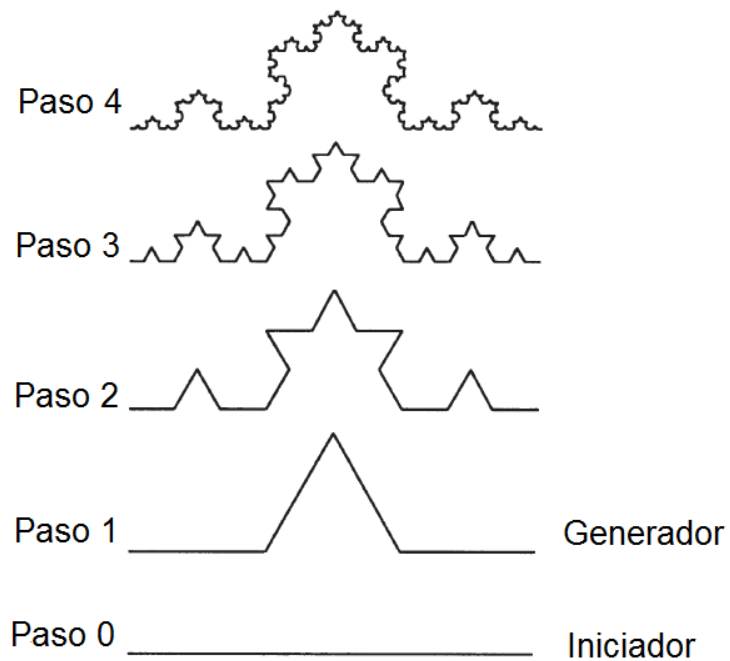


Fig. 2.4 Construcción de la curva simple de Koch [5].

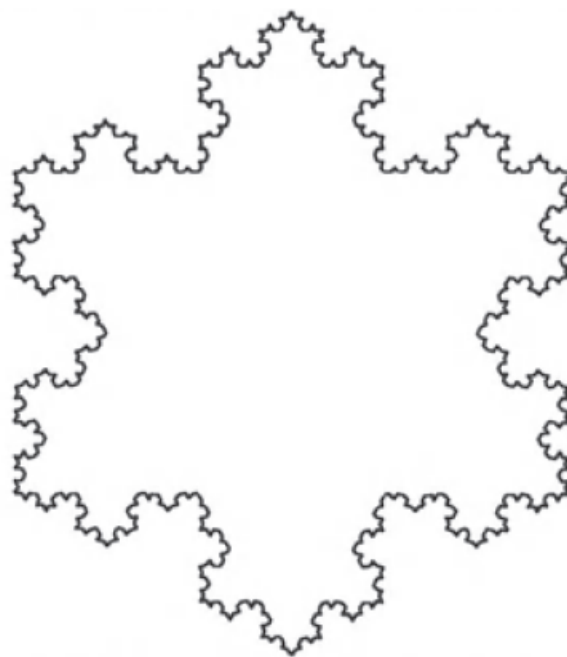


Fig. 2.5 Copo de nieve de Koch [5].

2.4.3 Triángulo y carpeta de Sierpinski.

El triángulo de Sierpinski o conjunto de uniones de Sierpinski, obtiene el nombre gracias a que el matemático polaco Waclaw Sierpinski en 1916 [5], aunque es uno de los fractales más estudiados es 40 años más reciente que el conjunto de Cantor.

El triángulo de Sierpinski se obtiene gracias a la repetitiva extracción de triángulos equiláteros invertidos de un triángulo equilátero inicial o generador formado por segmentos de línea que representan la unidad [3]. La construcción básica se deriva de una superficie formada por tres segmentos de longitud uno que forman un triángulo equilátero, al cual con ayuda de los puntos medios de cada segmento se extrae un triángulo equilátero invertido dando paso a la formación de tres triángulos que ahora serán la unidad y a la cual se le aplicara la técnica mencionada anteriormente [5]. En la Fig. 2.6 se muestra la construcción básica del triángulo de Sierpinski.

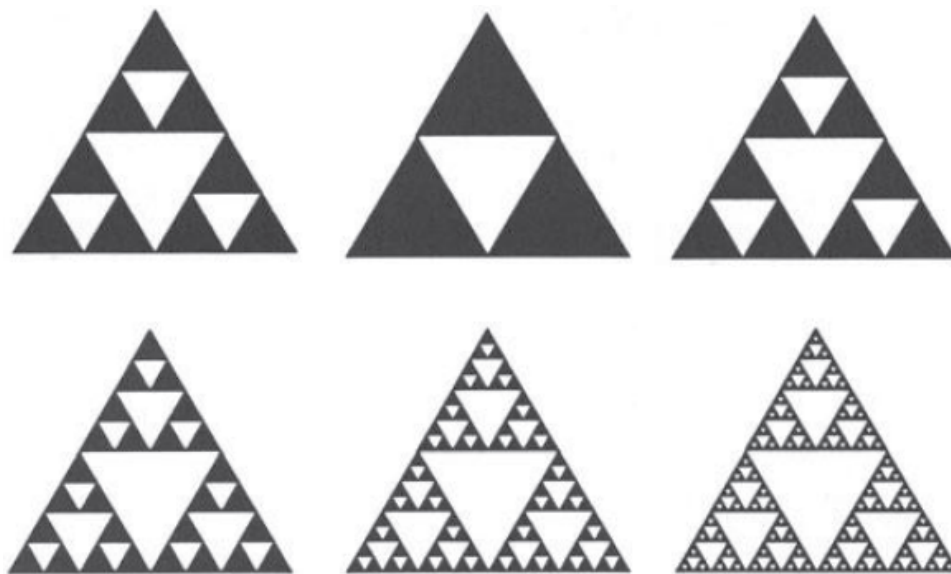


Fig. 2.6 Pasos básicos para la construcción del triángulo de Sierpinski [5].

A pesar de que los fractales son figuras de compleja construcción y caracterización matemática, Sierpinski tiene otro fractal que lleva su nombre, el cual a comparación del triángulo de Sierpinski, parte de un cuadrado generador, denominado carpeta

de Sierpinski. La construcción básica de la carpeta de Sierpinski parte de la división de un cuadrado que representa la unidad en nueve cuadros iguales, como siguiente paso es necesario realizar la extracción del cuadrado central, lo cual entrega como resultado ocho cuadros de dimensiones iguales que para la siguiente iteración serán considerados como la unidad, que posteriormente se dividirán en nueve cuadros iguales y se extraerá el cuadrado central de cada uno de ellos, repitiendo el procedimiento relativamente hasta infinito [5]. En la Fig. 2.7 se muestra la construcción básica a pasos de la carpeta de Sierpinski.

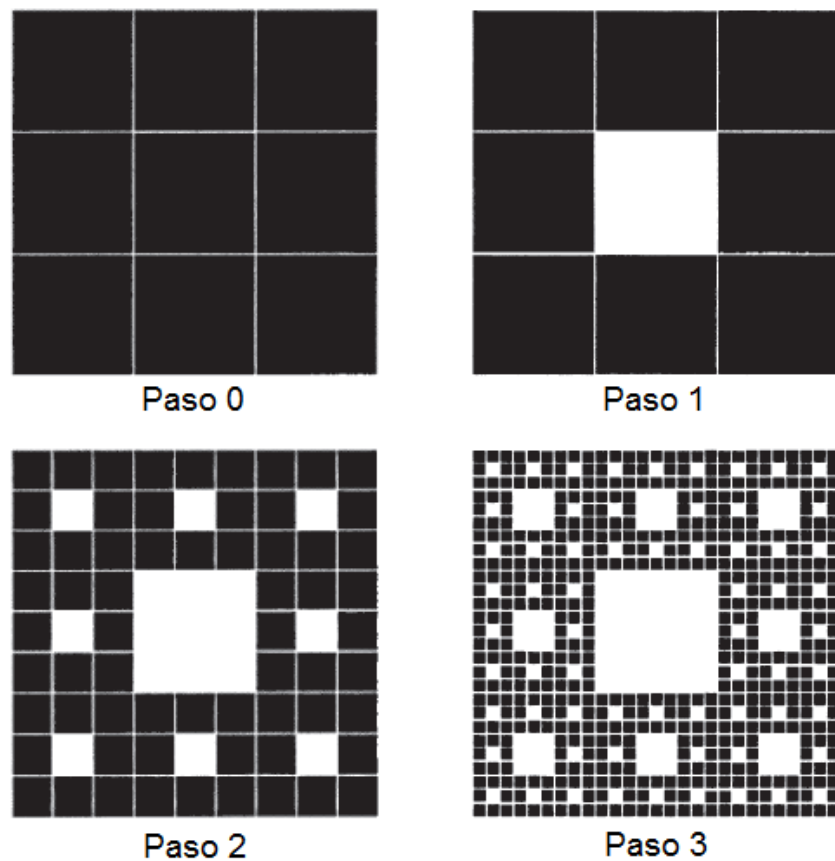


Fig. 2.7 Construcción básica de la carpeta de Sierpinski a pasos [5].

2.5 Fractales y su aplicación en antenas.

Existe una gran diversidad de aplicaciones para los fractales, pero la que es de utilidad para este documento se basa en la aplicación de ciertas geometría en antenas, por lo general, las antenas en las que se han utilizado geometrías fractales

poseen las características de que son pequeñas, de gran ancho de banda o incluso con diferentes intervalos de operación, principalmente para aplicaciones de comunicaciones, telefonía celular o aplicaciones de compatibilidad electromagnética [3].

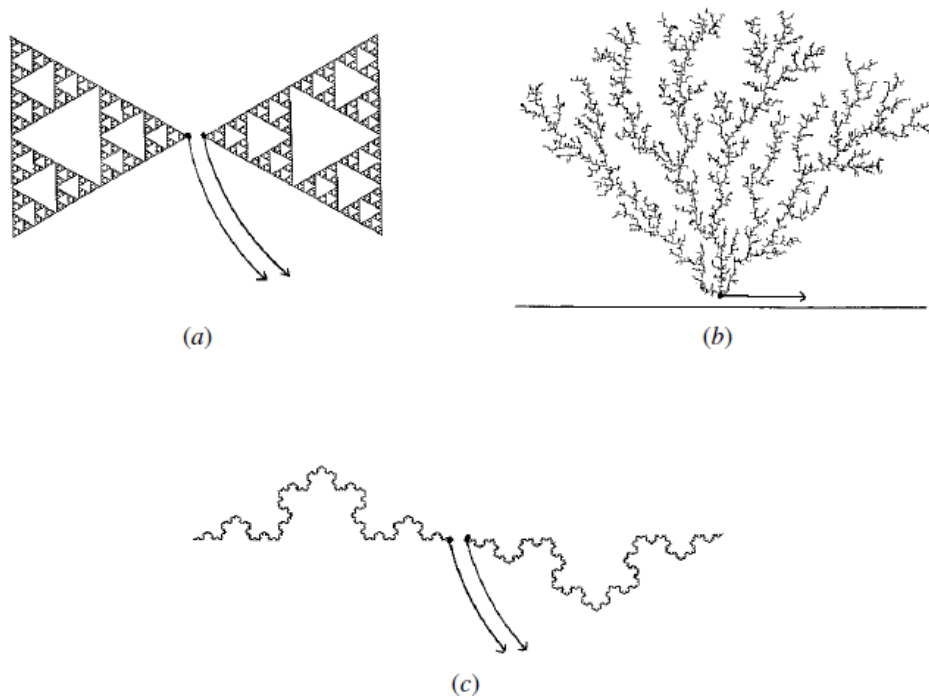


Fig. 2.8 Antenas fractales y sus líneas de alimentación (a) Dipolo de Sierpinski, (b) Antena de árbol aleatorio, (c) Dipolo de von Koch.

A continuación, se mencionaran algunas de las antenas fractales que se muestran en la literatura principalmente con antenas de pequeñas dimensiones y algunas otras con grandes anchos de banda con la finalidad de comparar el trabajo realizado para este documento.

2.6 Estado del arte de antenas fractales.

En la actualidad, se han encontrado diversas aplicaciones para geometría fractal, a pesar de la complejidad que implica su construcción. Algunas de las aplicaciones más comunes son encontradas en arquitectura y recientemente en la implementación de antenas para telecomunicaciones [7]. Las características fractales son aprovechadas para implementación de antenas que pueden obtener anchos de banda que van del 10% al 40% de la frecuencia central, patrones de

radiación estables y gran número de bandas aprovechables, dependiendo del número de iteraciones que se realicen. Al aplicar una técnica fractal, es posible aumentar el perímetro de los conductores que forman una antena, sin realizar cambios en el área determinada para su construcción [8].

En resumen, es posible decir que las antenas fractales tienen las siguientes características:

- Un gran ancho de banda y comportamiento multibanda determinado por las dimensiones más pequeñas y más grandes presentadas en la geometría.
- Al utilizar la geometría fractal como técnica de reducción, la ganancia no se ve afectada de forma considerable.
- Poseen un patrón de radiación estable para un intervalo de frecuencias amplio [9].

Como en todo tipo de técnica, existen ventajas y desventajas en el desarrollo de antenas fractales:

Tabla 2.2. Ventajas y desventajas de antenas fractales [10].

Ventajas de antenas fractales	Desventajas de antenas fractales
➤ Miniaturización. ➤ Mejor acoplamiento con la impedancia de entrada ➤ Ancho de banda grande o comportamiento multibanda. ➤ Independiente de la frecuencia en la que se opera. ➤ Reducción de acoplamiento mutuo entre arreglo de antenas fractales.	➤ Pérdida de ganancia. ➤ Construcción compleja. ➤ Limitaciones numéricas. ➤ Los beneficios comienzan a disminuir después de las primeras iteraciones.

2.6.1 Miniaturización de antenas aplicando técnicas fractales.

Como se ha mencionado en las secciones anteriores se ha demostrado que las técnicas fractales aplicadas para antena permiten mejorar las propiedades de dicha antena. Una de las mejoras presentadas al realizar la aplicación de una técnica fractal es el diseño de antenas de menores dimensiones con respecto a las antenas

convencionales un ejemplo claro es la antena de microcinta fractal en forma de corona cuadrada que presenta una reducción total de 12% con respecto a una antena de microcinta cuadrada, pero lamentablemente, en función de las iteraciones realizadas se muestra un decremento en el ancho de banda [11]. Con lo cual se demuestra que al aplicar una técnica de reducción de antenas al mejorar algún parámetro, de manera proporcional se presente el decremento de algún otro parámetro.

El procedimiento en el cual se basan las técnicas de reducción se mencionan en [12] donde se lista el procedimiento para la reducción de antenas de alambre tipo aro. En donde al ir aumentando las iteraciones del fractal se observa un decremento en la frecuencia de resonancia.

2.6.1.1 Antenas fractales tipo dipolo.

En la bibliografía, se encuentra reportados diferentes tipos de antenas alambre fractales tipo dipolo, entre los casos más estudiados se encuentra el dipolo de Koch, el dipolo con un cuasi-fractal de árbol y la antena dipolo con un cuasi-fractal de árbol en tercera dimensión, cada uno características diferentes. Cabe destacar que en función del número de iteraciones realizadas se muestra un decremento en la frecuencia de operación, lo cual permite realizar un proceso de miniaturización. En la Fig 2.9 se muestra la modificación geométrica de los fractales mencionados en función del número de iteraciones, mientras que en el gráfico de la Fig. 2.10 se relaciona el número de iteraciones con la frecuencia de resonancia [12].

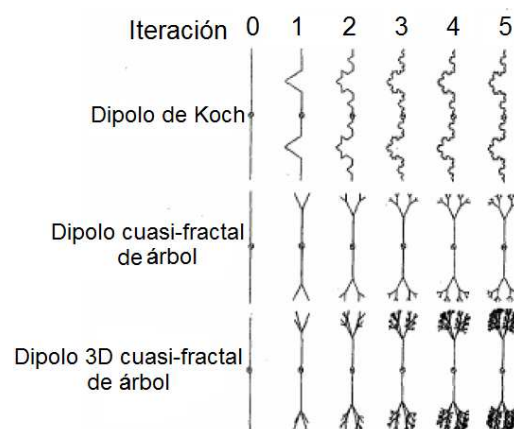


Fig. 2.9 Antenas fractales tipo dipolo comunes. [12]

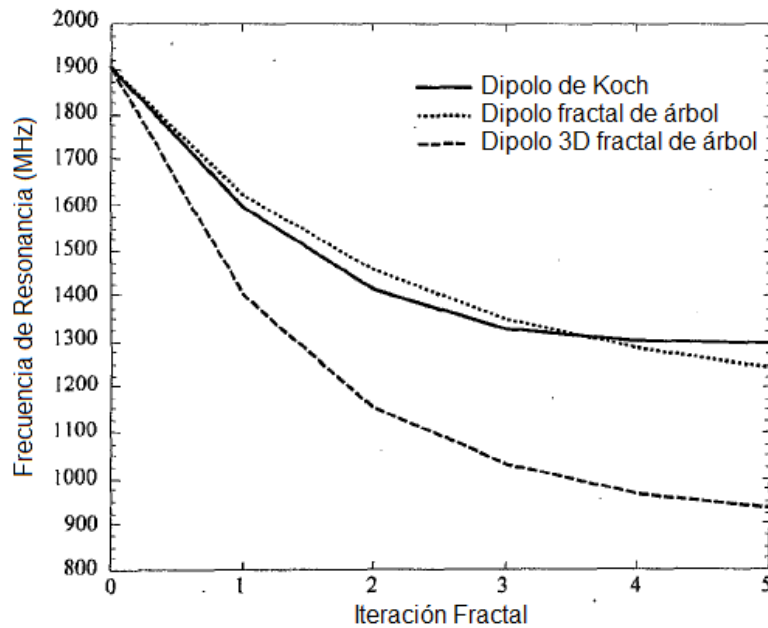


Fig. 2.10 Gráfico comparativo entre antenas fractales tipo dipolo iteración fractal contra frecuencia de resonancia [12].

La miniaturización de las antenas tipo dipolo está basada en que al realizar el cambio de una geometría lineal a una fractal, se incrementa el perímetro de cada uno de los brazos que conforman el dipolo sin afectar las dimensiones iniciales. Al incrementar la longitud de los brazos del dipolo, la frecuencia de operación disminuye, ya que las antenas dipolo determinan su frecuencia de operación en función de la longitud de onda.

A continuación en [13], se comparan dos antenas tipo dipolo una con diseñada a media longitud de onda, mientras que la segunda con geometría fractal con una reducción del 32% con respecto a la antena dipolo convencional, ambas antenas fueron diseñadas a una frecuencia central de 450 MHz, ambas antenas son construidas de manera planar en un material que tiene una permitividad relativa igual a 1.6. La antena tipo dipolo convencional muestra una ganancia de 2.2 dBi mientras que el dipolo de Koch presenta una disminución en ganancia de 0.2 dBi, presentando una ganancia total de 2.0 dBi. En la Fig. 2.11 se muestra la comparación entre ambas antenas en simulación.

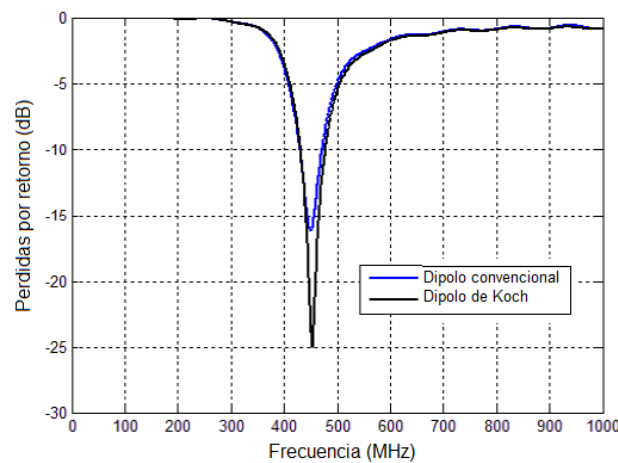


Fig. 2.11 Perdidas por retorno. Comparación entre una antena dipolo convencional y un dipolo de Koch [13].

2.6.1.2 Antenas fractales de parche.

Las técnicas fractales son más comunes en antenas de parche debido a la simplicidad en su construcción. Para este tipo de antenas es utilizado el mismo principio ya mencionado, en el cual al incluir la técnica fractal se incrementa la longitud eléctrica del elemento radiador [12], [14]. En [12] se muestra el diseño y construcción de antenas de parche una cuadrada y otra a la cual se le aplica la técnica fractal de Koch, ambas son diseñadas a una frecuencia de 5 GHz. La antena con técnica fractal muestra una reducción del 38% con respecto a una antena de parche cuadrada convencional. En comparación con la antena anterior, se aplica a una antena de parche cuadrada la técnica de Mincowski que es una variación de la técnica de Koch a tres de los cuatro lados que componen el elemento radiador, presentando una reducción máxima del 62.73% para una frecuencia de resonancia de 2.99 GHz, las antenas mencionadas en [15] fueron construidas en sustrato con permitividad relativa de 2.62 y un espesor de 1.8 mm con alimentación coaxial.

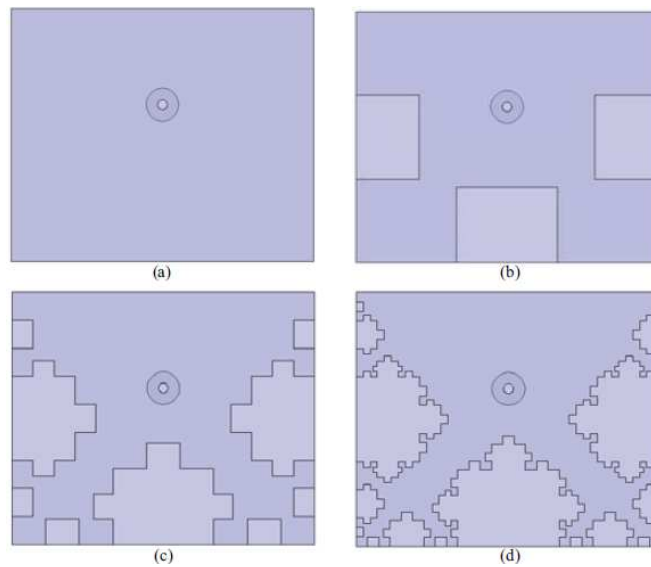


Fig. 2.12 Antena de parche cuadrada a) convencional, b) primera iteración, c) segunda iteración, d) cuarta iteración del fractal de Mincowski [15].

En [16] se muestra una antena de parche circular a la cual se le aplica la técnica fractal de sucesión de triángulos, la cual gracias a dichas características permite observar un comportamiento multibanda para aplicaciones que se encuentran dentro del intervalo de 0.85 a 4 GHz, con una reducción en sus dimensiones físicas del 50%. La antena mencionada anteriormente fue simulada y construida en el sustrato con permitividad relativa de 4.3 y un grosor de 1.53 mm con alimentación coaxial.

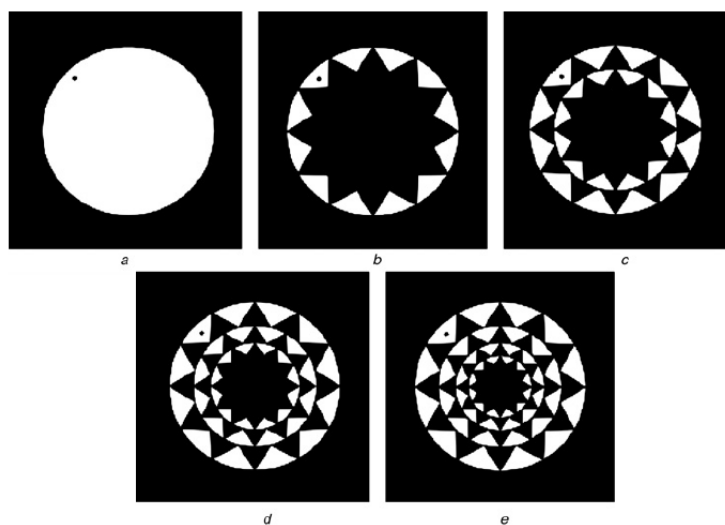
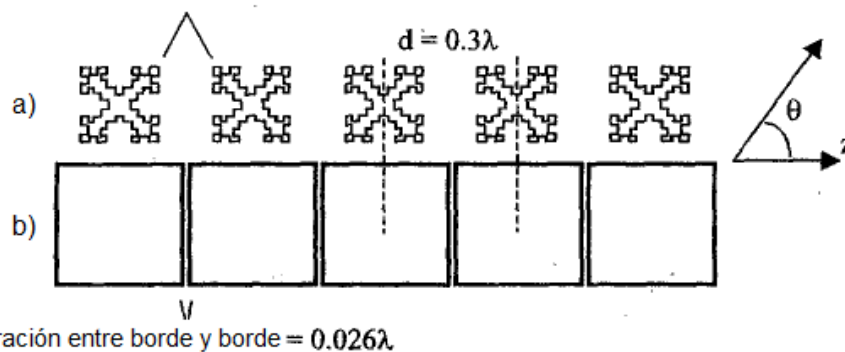


Fig. 2.13. Antenas de parche circular a) convencional, b) primera iteración, c) segunda iteración, d) tercera iteración, e) cuarta iteración [16].

2.6.1.3 Reducción de acoplamiento mutuo en arreglos de antenas aplicando técnicas fractales.

Otra forma de realizar la miniaturización de antenas consiste en reducir el espacio que separan antenas individuales dentro de un arreglo de antenas. Los arreglos de antenas son comúnmente utilizados para mejorar algún parámetro de antenas, generalmente ganancia. Normalmente, si no se cumplen con cierta distancia entre cada uno de los elementos que conforman un arreglo lineal de antenas, en vez de favorecer las características deseadas, puede degradar algunos otros, por ejemplo el patrón de radiación [12]. En [12] se muestra un claro ejemplo, la comparación de dos arreglos de antenas con 5 elementos cada uno, el primer arreglo es de antenas de aro cuadrados mientras que al segundo se le aplica una técnica fractal como se muestra en la Fig. 2.14.

Separación entre borde y borde = 0.13λ



Separación entre borde y borde = 0.026λ

Fig. 2.14 Comparación de un arreglo lineal de antenas de cinco elementos a) antenas de aro cuadradas, b) antenas fractales [12].

En la Fig. 2.15 se muestra una gráfica comparativa realizada haciendo uso del método de momento para campo lejano en la cual se compara el patrón de radiación de ambos arreglos con un patrón de radiación ideal, considerando un factor que ignora el acoplamiento mutuo entre antenas.

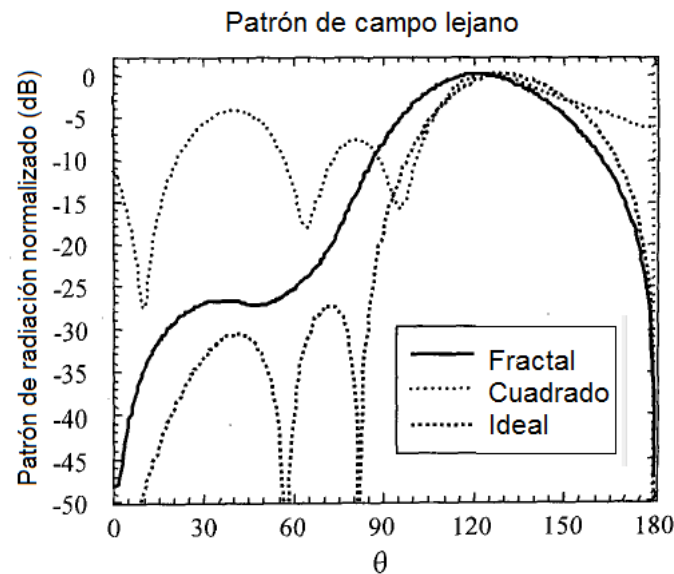


Fig. 2.15 Gráfica comparativa de los diferentes patrones de radiación de cada uno de los arreglos lineales de antenas [12].

2.6.2 Antenas fractales multibanda.

El diseño de antenas está basado principalmente en las necesidades que tenga el diseñador o en las aplicaciones en las que sea necesario un tipo de antena en particular. En la actualidad se busca que una sola antena satisfaga el mayor número de aplicaciones. Existen antenas denominadas como multibanda las cuales operan en diferentes intervalos de frecuencia. Diversos estudios han comprobado que las técnicas fractales pueden generar este tipo de comportamientos en antenas convencionales, por ejemplo, monopolos, dipolos o antenas de parche. A continuación se mencionarán algunas de las antenas documentadas.

2.6.2.1 Antenas fractales tipo monopolo.

Uno de los casos multibanda más estudiados es la antena monopolo. Entre las técnicas fractales más aplicadas para respuesta multibanda está el triángulo de Sierpinski. Las frecuencias de resonancia correspondientes al monopolo de Sierpinski están dadas en función de la distancia que hay entre el vértice conectado al conector y el plano de tierra y la base del triángulo equilátero principal, además de la escala entre cada una de las iteraciones. La escala para cada una de las iteraciones en los artículos citados en este documento es igual a 2. En [17] y [18]

los monopolos reportados muestran cinco iteraciones del fractal, presentando cuatro y tres bandas de operación respectivamente. La primer antena fue construida en un sustrato de permitividad relativa de 2.1 y con un espesor de 1.5 mm y una altura de 88.9 mm. La antena construida muestra cuatro resonancias de las cuales tres fueron de interés debido al ancho de banda que presentaba, la primer banda en 1.65 GHz con un ancho de banda de 200 MHz, la segunda banda de operación en 3.7 GHz con un ancho de banda de 800 MHz y la ultiman banda en 8.5 con un ancho de banda de 1 GHz. En la Fig. 2.16 se muestra en diseño de la antena en la que se muestran los círculos que generan las bandas de operación por auto similitud de la primera iteración en triángulo de Sierpinski, además del grafico correspondiente a las pérdidas por retorno de dicha antena.

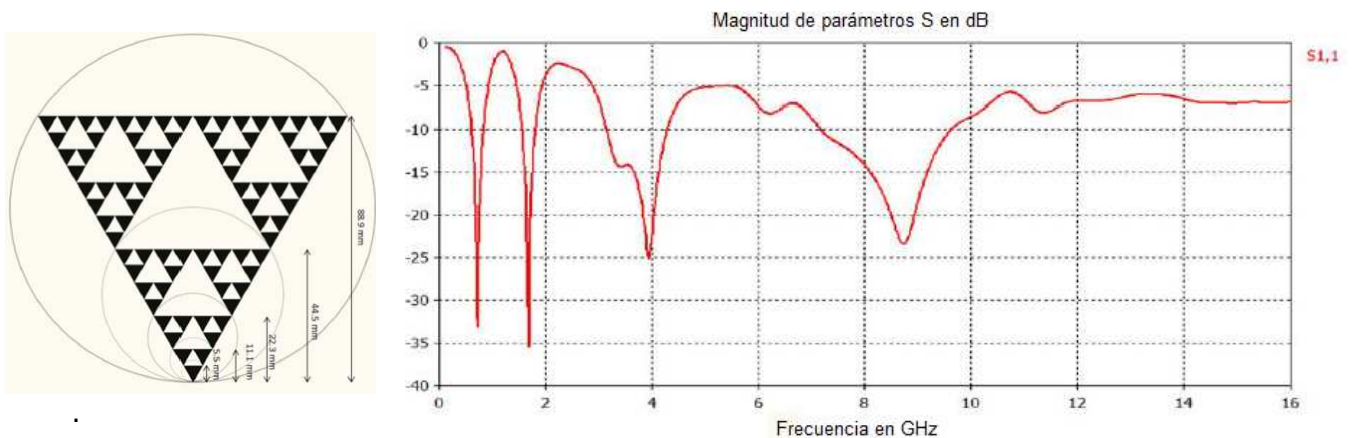


Fig 2.16 Monopolo de Sierpinski y pérdidas por retorno [17].

Existen otro tipo de técnicas fractales aplicadas a antenas monopolo, por ejemplo el fractal tipo árbol [19], cuadrado anidado [20] o la curva de Koch. [21].

2.6.2.2 Antenas fractales de microcinta con respuesta multibanda.

Como se mencionó en las secciones anteriores, las antenas de microcinta son muy utilizadas para agregar técnicas fractales, debido a la simplicidad en su implementación, bajo costo y que pueden ser transportadas con facilidad. Las técnicas fractales pueden ser aplicadas en el elemento radiador o en el plano de tierra. Las antenas de microcinta con respuesta multibanda son utilizadas debido a que pueden reducir la complejidad de los sistemas móviles, permitiendo la

operación de diferentes estándares de comunicaciones móviles con una sola antena [22]. Una de las técnicas más recurridas para la antenas de microcinta es la carpeta de Sierpinski, la cual posee cinco bandas de operación para las frecuencias de 2.59, 3.48, 3.99, 5.2, 7.93 GHz. Dicha antena es diseñada partiendo desde una antena de microcinta cuadrada construida en material FR-4 que posee una constante dieléctrica igual con 4.5 y con un espesor de 1.6 mm, diseñada para una frecuencia de operación de 1.8 GHz y con alimentación por microcinta [22], para después iniciar el proceso iterativo de construcción esto para el caso fractal como se muestra en la Fig. 2.17.

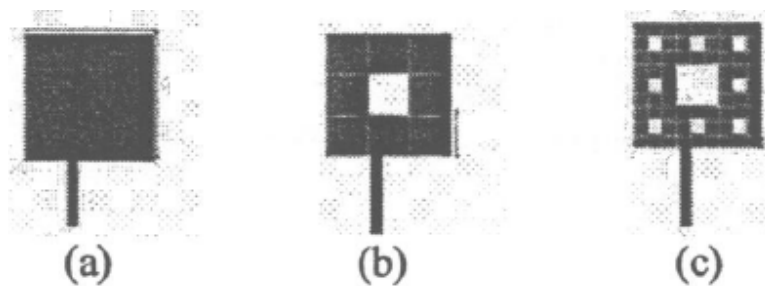


Fig. 2.17 Antena de microcinta con implementación de la carpeta de Sierpinski (a) con $n=0$, (b) con $n=1$ y (c) con $n=2$, donde n es el número de iteraciones [22].

Una antena similar es mostrada en [23], que se analizan las diferentes iteraciones aplicadas, comparando las frecuencias de resonancia con cada una de las iteraciones, teniendo como ventaja que no se hace uso de mayor cantidad de material, es decir, que se aprovecha el área de la antena original.

En [24] se muestra el diseño de una antena de microcinta en la que se implementa un fractal denominado pentágono con una frecuencia de operación inicial de 1.8 GHz, dicha antena es implementada en un sustrato multicapa. Al aplicar la técnica fractal en la antena se muestra una segunda resonancia a una frecuencia de 2.45 GHz, además de una reducción en las dimensiones físicas de 25.56 %. En la Fig

2.18 se muestra la forma de la antena y la gráfica correspondiente a las pérdidas por retorno.

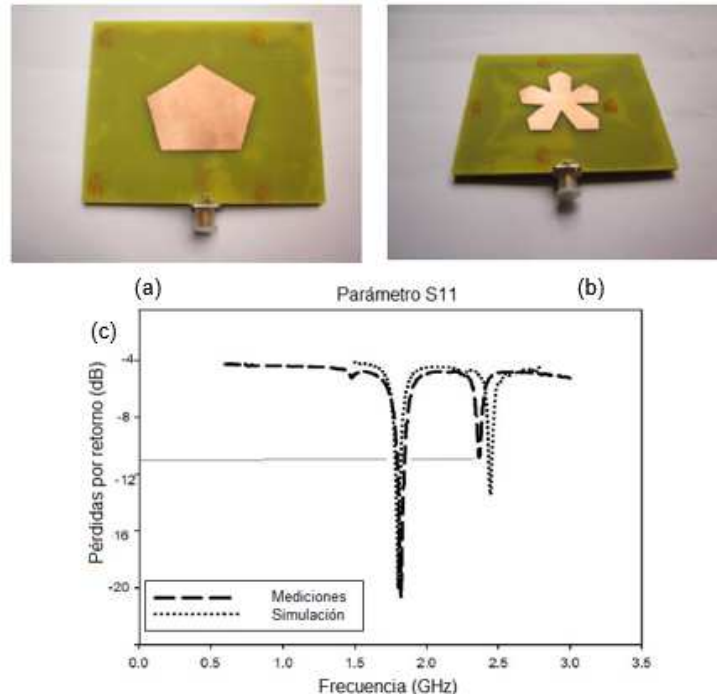


Fig. 2.18 Antena de parche pentagonal (a) original, (b) pentágono de Durer y (c) pérdidas por retorno [24].

2.6.3 Antenas fractales de ultra ancho de banda (UWB)

Una vez más el punto de partida, son las necesidades o aplicaciones de los dispositivos de comunicaciones actuales y como se ha mencionado con anterioridad, dichos sistemas de comunicaciones necesitan hacer uso de antenas de tamaño pequeño y con grandes anchos de banda o en algunos otros casos antenas de respuesta multibanda. A lo largo de este trabajo se ha demostrado que las técnicas fractales aplicadas en la teoría de antenas puede proporcionar cualquiera de las características mencionadas, en esta ocasión se reportaran antenas a las que se ha aplicado técnica fractal para mejorar el ancho de banda en comparación con antenas que no contienen técnicas fractales.

El objetivo principal de aplicar técnicas fractales a las antenas es la modificación de uno o varios parámetros de antena, en este caso se pueden realizar la combinación de varios fractales con la finalidad de aumentar en ancho de banda o en otras palabras mejorar el acoplamiento con la impedancia de entrada de la antena en

cuestión.[25]. En [25] se reporta una antena tipo monopolo eliptico al cual se le agregan ranuras de carácter fractal, una variación cuadrada del fractal típico Sierpinski, en el cual se muestra una mejora en el acoplamiento y a su vez un incremento en el ancho de banda, teniendo un intervalo de operación que va desde 1.8 hasta 11.5 GHz considerando el criterio de la relación de onda estacionaria menor que dos, además de que posee un patrón de radiación omnidireccional. Dicha antena es construida en material FR-4 con una permitividad relativa de 4.4 y con grosor de 1.6 mm. En la Fig. 2.19 se muestra la forma física de la antena y los gráficos correspondientes a las pérdidas por retorno sin y con la técnica fractal.

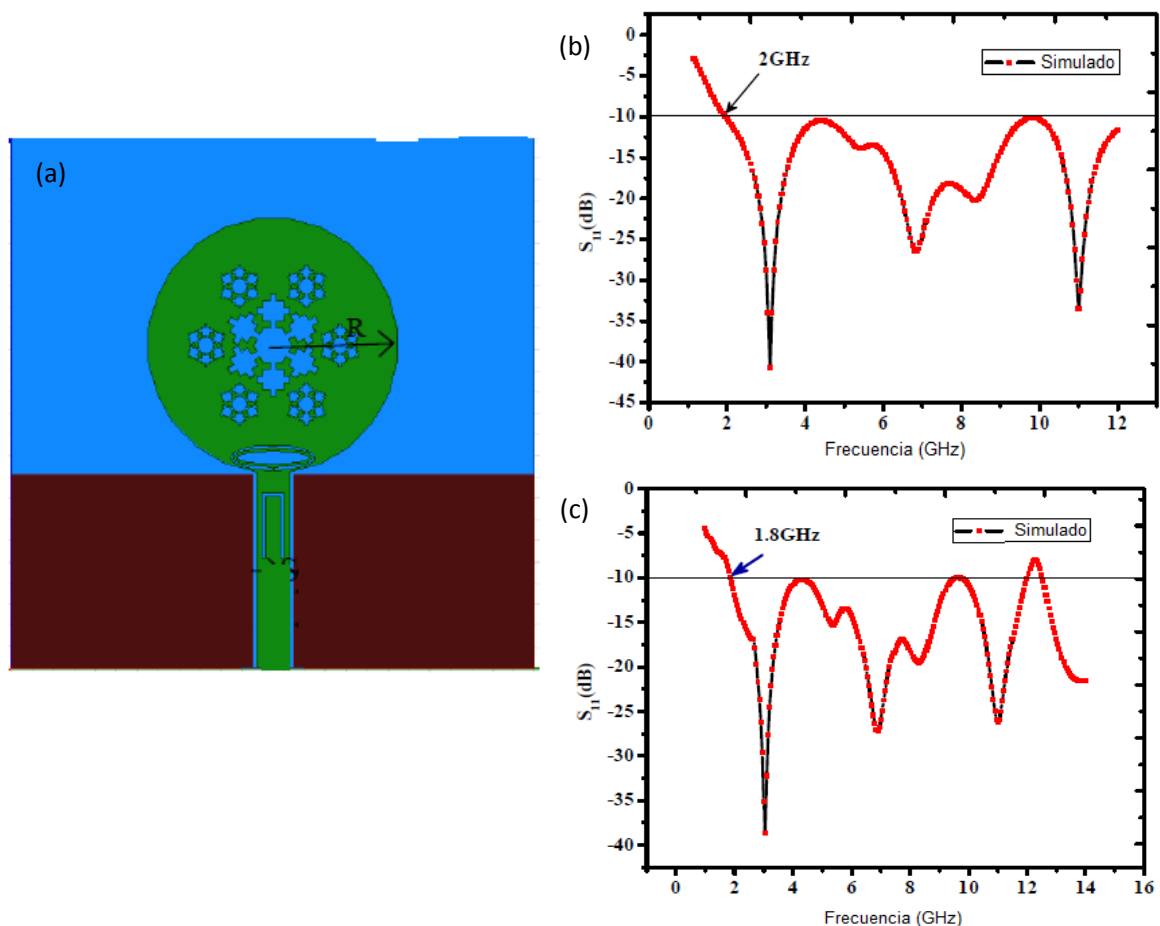


Fig. 2.19 Antena tipo monopolo con defecto fractal de ultra ancho de banda (a) Diseño de la antena, (b) Perdidas por retorno de la antena sin defecto fractal (c) Perdidas por retorno de la antena con defecto fractal [25].

En [26] se muestra una antena tipo monopolo pero ahora de forma cuadrada, a la cual se aplicó una técnica fractal basada en agregar un defecto elíptico y a su vez dentro de la geometría elíptica una geometría cuadrada y así sucesivamente hasta tener cinco iteraciones. La antena fue construida en material FR-4 con una permitividad relativa de 4.3 y un espesor de 1.53 mm. Las pruebas experimentales reportan un ancho de banda que va de 3.53 a 12.29 GHz, considerando las pérdidas por retorno de -10 dB, con aplicaciones en GPS y sistemas de radar. La ganancia de esta antena está por debajo de los 5 dBi. En la Fig. 2.20 se muestra la geometría de la antena.



Fig. 2.20 Antena monopolo cuadrado de ultra ancho de banda [26].

Cabe destacar que ambas antenas son alimentadas por el método de guía de onda coplanar, en ambos casos el plano de tierra es parte complementaria de los elementos radiadores.

Uno de los casos más interesantes, nos muestra una antena tipo monopolo en la que toda la estructura del radiador es un fractal de árbol pitagoreano. Dicha antena opera en un intervalo de frecuencias que va de los 2.6 a 11.12 GHz, basándose en una relación de onda estacionaria menor de 2, lo más sorprendente de esta antena son sus dimensiones ya que pudo ser fabricada en un cuadrado de 25 x 25 mm. El fractal utilizado, conocido como árbol pitagoreano exhibe una respuesta ideal para realizar la miniaturización de dicha antena además de que no degrada el ancho de banda expuesto en la antena original, además de mantener la eficiencia reportada

en el artículo. La antena diseñada fue construida en un sustrato FR-4 con permitividad relativa de 4.4 y un espesor de un milímetro. La alimentación de la antena fue realizada con la técnica de microcinta con una impedancia característica de 50Ω [27]. En la Fig. 2.21 se observa el fractal de árbol pitagoreano, así como las primeras iteraciones, la antena implementada en el sustrato mencionado con anterioridad y la respuesta grafica de las pérdidas por retorno.

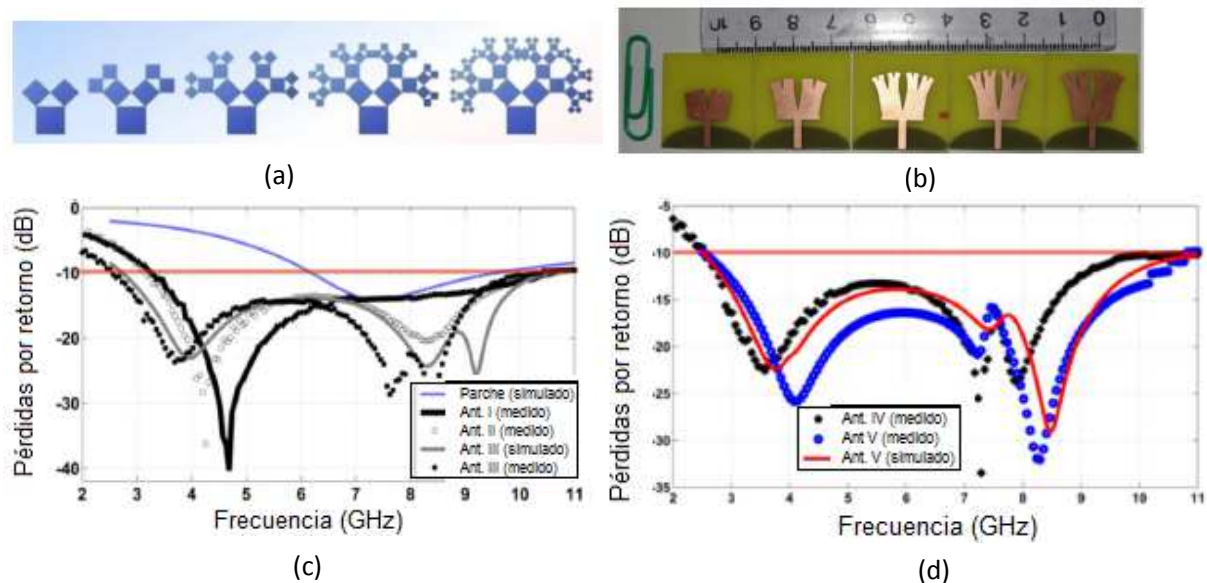


Fig. 2.21 Antena fractal tipo monopolo. (a) Fractal de árbol pitagoreano, (b) Antenas fractales construidas para cada una de las iteraciones, (c) Pérdidas por retorno de las primeras iteraciones en la antena, (d) Pérdidas por retorno de las antenas finales [27].

2.7 Antenas fractales en el Instituto Politécnico Nacional.

En el instituto Politécnico nacional se han reportado trabajos de tesis en los que se hace uso de técnicas fractales. Una con el objetivo de reducir la longitud física de una antena [28] y otra para el desarrollo de una antena para aplicaciones de banda ultra ancha (UWB) [29].

En [28] se reporta una antena para sistemas de comunicaciones en la banda de 2.4 GHz, en la cual se compara el comportamiento de una antena fractal basada en la curva de Koch en su tercera iteración y un antena dipolo convencional de media longitud de onda, ambas en dos variantes, antenas de alambre y antena planares. Para las antenas de alambre se muestra una reducción en las dimensiones físicas de 26.9 %, mientras que para el caso de la antenas planares se muestra una

reducción hasta de 41.7%, tomando como punto de partida, media longitud de onda para la frecuencia de diseño. En la Fig. 2.22 se muestra la antena fractal planar construida desde su vista frontal.



Fig. 2.22 Antena fractal para sistemas de comunicaciones en la banda de 2.4 GHz [28].

En [29] se diseñó una que cumple con la definición de una antena de banda ultra ancha con un patrón de radiación omnidireccional, dicha antena fue construida agregando un defecto fractal, haciendo uso de una variante del triángulo de Sierpinski de tercera iteración. La antena tiene como base una antena tipo monopolo de forma elíptica construida en un sustrato con permitividad relativa de 2.2 y un espesor de 1.27 mm. La antena final mostrada en la Fig. 2.23 cuenta con un ancho de banda de que va desde 760 MHz hasta 9.19 GHz, además de contar con factor de reducción de 38% comparada con una antena monopolo volumétrica convencional.

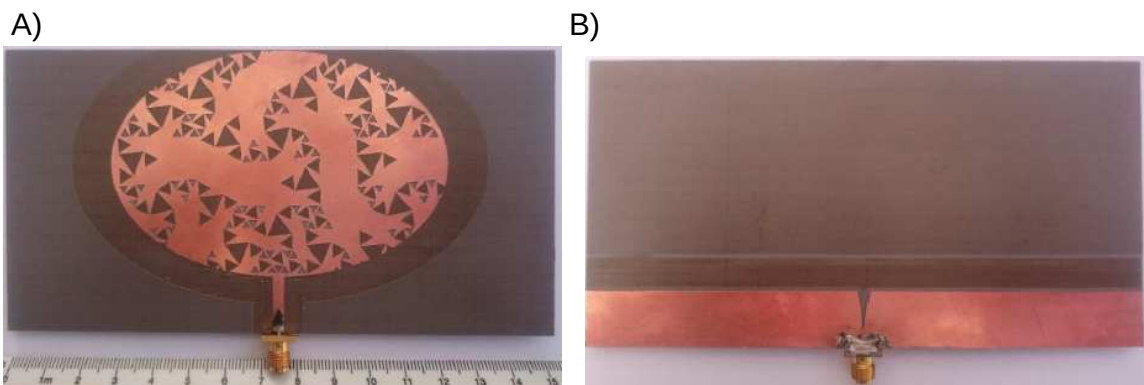


Fig. 2.23 Antena tipo monopolo de banda ultra ancha con defecto fractal A) Vista frontal B) Vista Posterior [29].

2.8 Conclusiones.

La definición de fractal, así como dimensión fractal o fraccionaria son relativamente una teoría nueva, en comparación con la teoría de geometría Euclidiana, pero se han descubierto diversas aplicaciones en el mundo de la ciencia y la tecnología, en el caso particular de este documento, se han estudiado los fractales desde el punto de vista del electromagnetismo y la teoría de antenas. Una de las hipótesis de Mandelbrot era que cualquier persona sería capaz de generar un fractal específico con ayuda de métodos programados iterativos, lo cual ha provocado que en la literatura se reporten antenas, que por el hecho de tener figuras auto semejantes sean definidas como fractales aunque no cumplan con las características generales de los fractales, incluso algunos autores los denominan cuasi-fractales que no necesariamente tienen que cumplir con todas las características mencionadas durante este capítulo.

Como conclusión, se puede decir que las técnicas fractales aplicadas en antenas que se han estudiado durante un largo periodo de tiempo nos proporcionan tres respuestas fundamentales como son, reducir dimensiones, generar una respuesta multibanda y mejorar el ancho de banda en antenas para aplicaciones de ultra ancho de banda, pero como es sabido al mejorar algún parámetro de antena, algunos de los parámetros restantes se ven modificados o degradados, lo cual en el caso de las técnicas fractales, se ve afectada la ganancia o la eficiencia de la antena en cuestión, pero cabe destacar que dichos parámetros no se ven afectados de manera considerable, con ayuda de la bibliografía, podemos decir que la ganancia de las antenas a las que se han aplicado técnicas fractales muestran una disminución de aproximadamente un dB, lo cual nos permite hacer un compromiso al necesitar aplicar cualquiera de las técnicas mencionadas durante el capítulo.

Referencias

- [1] B. B. Mandelbrot, The fractal geometry of nature, Estados Unidos : W. H. Freeman and Comapany, 1983.
- [2] P. Queralto, La dimensión fraccionaria: cálculo de fractal de la ciudad de Barcelona, Universitat Politècnica de Catalunya, 2010.
- [3] K. Falconer, Fractal Geometry: Mathematical Foundations and Applications, Inglaterra : Jhon Wiley & Sons Inc., 2003.
- [4] M. A. Vyzantidou, A. A. y Z. S., «The application of fractal geometry to the design of grid of retuculated shell structures,» *Computer-Aided Design*, vol. 39, nº 1, pp. 51-59, 2007.
- [5] H.-O. Peitgeng, H. Jürgens y D. Saupe, Frectals for the Classroom, Part One, Introduction to Fractals ans Chaos, Estados Unidos: Springer Science + Business Media. LLC, 1992.
- [6] F. C. Moon, Chaotic and Fractal Dynamics: An Introduction for Applied Scientist and Engineers, Estados Unidos: John Wiley & Sons Inc., 1992.
- [7] J. D. Polanco, Antenas fractales en sistemas celulares, Centro de investigaciones y Desarrollo, Facultad de Ingeniría , 2002.
- [8] D. H. Werner y R. Mitra, Frontiers in Electromagnetics, Nueva York : Wiley-IEEE Press, 2000.
- [9] [En línea]. Available: http://www.radiocomunicaciones.net/pdf/antenas_fractales.pdf. [Último acceso: 29 Marzo 2016].
- [10] N. Poprzên y M. Gacanovic, «Fractal Antennas: Design, Characteristics and Application,» *IEEE procedings*, 2011.

- [11] P. Dehkhoda y A. Tarakoli, «A Crown Square Microstrip Fractal Antenna,» *Antennas and Propagation Society Symposium*, vol. 3, pp. 2396-2399, 2004.
- [12] J. P. Gianvittorio y Y. Rahmat-Sammi, «Fractal Antennas: A novel Antenna Miniaturization Technique and Applications,» *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 44, nº 1, pp. 20-36, 2002.
- [13] P. Patel, K. Dwibedi, R. Poenkhazali, Z. Thiripurasundari y C. Alex, «Miniaturized Dipole Antenna using Koch Fractal Technique for Wearable Application,» *2013 International Conference on Communications and Signal Processing (ICCSP)*, pp. 734-737, 2013.
- [14] R. Kumar, P. Malath y J. P. Shinde, «Design of Miniaturized Fractal Antenna,» *European Microwave Conference*, pp. 474-477, 2007.
- [15] L.-N. Chen, J. Yong-Chang, X. Huan-Huan y Z. Fu-Shun, «Minkowski fractal patch antenna for size and radar-cross section reduction,» *2011 International Conference IEEE (CIE)*, vol. 2, pp. 1406-1409, 2011.
- [16] Y. B. Thakare y Rajkumar, «Design of fractal patch antenna for size and radar cross-section reduction,» *IET Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 4, nº 2, pp. 175-181, 2010.
- [17] M. Khorramian, B. Zakeri y A. Ebrahimzadeh, «Design and Analysis of a multiband Sierpinski Type Monopole Fractal Antenna,» *Telecommunications Forum (TELEFOR)*, pp. 675-677, 2013.
- [18] C. Puente, J. Romeu, R. Pous y F. García y Benitez, «Fractal Multiband Antenna based on the Sierpinski Gasket,» *Electronics Letters*, vol. 32, nº 1, pp. 1-2, 2002.
- [19] C. Puente, J. Claret, F. Sagués y J. Romeu, «Multiband properties of a fractal tree antenna generated by electrochemical deposition,» *Electronics Letters*, vol. 32, nº 25, pp. 2298-2299, 1996.

- [20] W. L. Na, L. Shu, C. R. Nan, H. G. Long y Z. W. Bin, «Multiband Printed Monopole Antenna with Square-Nested Fractal,» *6th International ICST Conference on Communications and Networking in China (CHINACOM)*, pp. 929-932, 2011.
- [21] A. Ismahayati, P. J. Soh, R. Hadibah y G. A. E. Vandenbosch, «Design and Analysis of a Multiband Koch Fractal Monopole Antenna,» *IEEE International RF and Microwave Conference (RFM)*, pp. 58-62, 2011.
- [22] M. K. A. Rahim, N. Abdullah y A. Abdul Aziz, «Microstrip Sierpinski Carpet Antenna Design,» *Asia-Pacific Conference on Applied electromagnetics*, 2005.
- [23] S. R. Annop, K. K. Ajayan, M. R. Baiju y V. Krishnakumar, «Multiband Behavioural Analysis of a Higher Order Fractal Patch Antenna,» *International Congress on Ultra Modern Telecommunications and Control Systems and Workshop (ICUMT)*, pp. 823-827, 2010.
- [24] J. Abraham, K. K. Aju John y T. Mathew, «Microstrip Antenna based on durer Pentagon Fractal Patch for Multiband Wireless Applications,» *International Conference on Information, Communications and Embedded Systems (ICICES)* , pp. 1-5, 2014.
- [25] M. Sahoo y S. Salm, «Design & Development of UWB Notch antenna with fractal geometry,» *International Conference on Circuit, Power and Computing Technologies (ICCPCT)*, pp. 1-5, 2015.
- [26] R. Kumar y P. Malathi, «Design of Dual Wide Band CPW-Fed Fractal Antenna,» *ELECTRO International Conference on Emerging Trends in Electronic and Photonic Devices & Systems* , pp. 289-292, 2009.
- [27] J. Pourahmadazar, C. Ghobadi y J. Nourinia, «Novel Modified Pythagorean Tree Fractal Monopole Antennas for UWB Applications,» *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* , vol. 10, pp. 484-487, 2011.

- [28] R. V. ,. Romero, Antena Fractal para Sitemas de Comunicaciones en la banda de 2.4 GHz, México, D.F.: Instituto Politécnico Nacional, Tesis , 2013.
- [29] H. R. Leyva, Diseño y Construcción de una Antena Fractal Multibanda para Aplicaciones de Sensor Electromanético, México, D.F.: Instituto Politécnico Nacional, Tesis, 2016.



Capítulo 3| "Diseño y simulación de antenas dipolo de brazos elípticos."

Capítulo 3 Diseño y simulación de antenas dipolo de brazos elípticos.

Introducción.

A lo largo del capítulo 1 y 2 se enlista una gran variedad de antenas que pueden ser utilizadas para el área de la compatibilidad electromagnética, dichas antenas pueden ser las clásicas o convencionales, por ejemplo, dipolos y monopolos o en algunos otros casos se toman la idea principal de las antenas mencionadas para agregar defectos, cargas o modificaciones físicas que provoquen el cambio de uno o varios parámetros de antena a tal grado que la antena cumpla con las demandas de la aplicación en cuestión.

Como se mencionó anteriormente la antena dipolo es el elemento radiador más básico ya que su origen se explica a través de la teoría de líneas de transmisión, a lo largo del tiempo se ha logrado caracterizar de manera eficiente y completa dicha antena, por ejemplo, el patrón de radiación de una antena dipolo es de tipo omnidireccional con un ganancia aproximada de 1 dBi. Además, existe una gran cantidad de variaciones de la misma antena, por ejemplo, un dipolo doblado, dipolo de un cuarto o un medio de longitud de onda, pero gracias al avance tecnológico y a la demanda de que presenta cada uno de los dispositivos de comunicaciones se busca que las antenas presente un ancho de banda considerable o en su defecto que posean una respuesta multi-banda. Lo que ha provocado que los brazos de una antena dipolo de alambre cilíndrico convencional sean sustituidos por brazos en forma de figuras geométricas e incluso planares o planarizadas, obteniendo una respuesta de banda ancha o ultra banda ancha.

Las antenas dipolo desempeñan un papel importante en las pruebas de emisión e inmunidad radiada en el área de EMC, ya que gracias a que su frecuencia de operación está determinada por las dimensiones físicas de los brazos, en algunos casos estas antenas son construidas de forma que se pueda modificar fácilmente la longitud de los brazos y así determinar la frecuencia de operación de dispositivos de los cuales se desconoce dicha frecuencia de operación, en el caso de este trabajo se pretende que el ancho de banda de la antena abarque un intervalo demasiado grande de frecuencia. Lamentablemente, la antena dipolo esta basada

en una línea de transmisión balanceada es decir, la antena no cuenta con un plano de referencia, por lo cual debe utilizar dispositivos que nos permita realizar un transformación de una línea balanceada a una desbalanceada, dicho dispositivo es conocido como balun (balun proveniente de la unión de las palabras derivadas del inglés *balanced-unbalanced*). Lo cual limita las aplicaciones de dichas antenas, ya que su respuesta y ancho de banda depende directamente de lo que esté conectado en el puerto de entrada o salida, según sea la aplicación. En la Fig. 3.1 se muestra una antena tipo dipolo comercial.



Fig. 3.1 Antena dipolo comercial.

Como requisitos de diseño para este tipo de antenas es necesario acoplar la impedancia del dispositivo de medición con el de la antena, por tal motivo se requiere una impedancia cercana a 50Ω en todo el intervalo de operación, es decir el ancho de banda que se pretende que vaya de una frecuencia de 300 MHz hasta 3 GHz, es decir un ancho de banda de una década, además de un tamaño pequeño que permita cumplir con las distancias que propone la normatividad entre el dispositivo bajo prueba y la antena de referencia en todas las direcciones donde se muestre una posible emisión, por lo cual se requiere un patrón de radiación semi-isotrópico, y que sea capaz de manejar potencias superiores a los 100 W, una vez establecidos los criterios de diseño, es necesario realizar las simulaciones pertinentes.

3.1 Antena dipolo de media longitud de onda.

Con la finalidad de explicar de manera correcta el dipolo de brazos elípticos es necesario explicar de manera breve el dipolo de media longitud de onda, ya que dicha antena es objetivo de este trabajo.

Una de las antenas más básicas y utilizadas es el dipolo de media longitud de onda, debido a que la longitud física de la antena es igual media longitud de onda para la frecuencia de operación ($l = \lambda/2$), lo cual implica un diseño simple y fácil construcción [1].

Donde:

$l = \text{longitud física de la antena [m]}$

$\lambda = \text{longitud de onda para la frecuencia de operacion [m]}$

3.2 Antena tipo dipolo de brazos elípticos.

A pesar de que la antena dipolo es el caso más estudiado dentro de la teoría de antenas, se ha desencadenado una serie de estudios, con la finalidad de demostrar cómo se modifican los parámetros de antena al realizar modificaciones en la composición física original. Los nuevos sistemas de comunicaciones requieren antenas capaces de operar en un intervalo de frecuencias más grande del orden de los GHz y con anchos de banda extremadamente grandes. En la actualidad, los dipolos que cumplen con dichas características son planares o planarizados y con forma circular, elíptica, cuadrada, pentagonal y hasta hexagonal. [2] En el caso de [2] se diseña una antena dipolo de brazos circulares, en dicho artículo se demuestra como a primer frecuencia de resonancia está determinado por el diámetro del disco que aproximadamente es igual a un cuarto de longitud de onda de la frecuencia de operación. Además de que se concluye que al variar el diámetro y el grosor de los discos, así como la separación entre ellos se muestra modificaciones considerables con respecto a la antena original.

Existen otros artículos, por ejemplo [3] y [4] en el que se describen las propiedades obtenidas al modificar la geometría circular por una geometría elíptica, en el cual ahora son considerados dos tipos de diámetro, mayor y menor, en este caso el radio menor determina la frecuencia de operación, mientras que el radio mayor determina el ancho de banda.

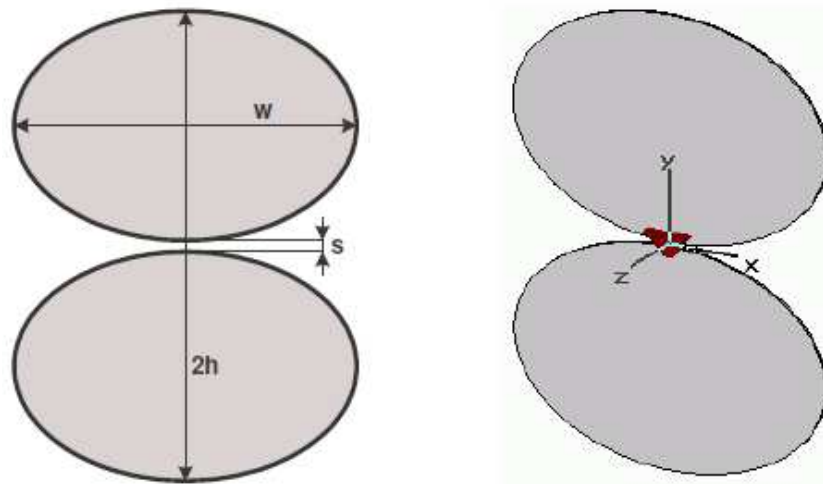


Fig. 3.2 Dipolo de brazos elípticos [4].

En la Fig. 3.2 se muestra la geometría de la antena de brazos elípticos, donde W es la longitud del eje mayor de la elipse, S es la separación que existe entre los discos y $2h$ es la longitud total del dipolo o dos veces el eje menor de la elipse, dicha dimensión es la que determina la frecuencia de operación y es aproximadamente igual a $\lambda/2$ para la frecuencia de diseño. La relación W/h determina el ancho de banda existente en este tipo de antenas. De acuerdo con [4] para $W/h > 1$ proporciona un acoplamiento adecuado en un intervalo grande de frecuencias. En la Fig. 3.3 se muestra el gráfico correspondiente al coeficiente de reflexión visto desde la entrada haciendo variar las dimensiones físicas de la antena.

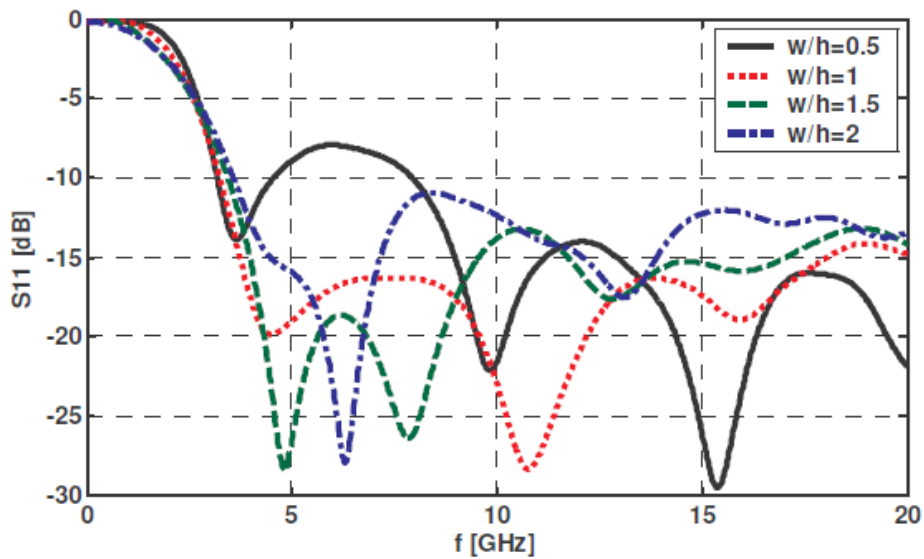


Fig. 3.3 Coeficiente de reflexión para antenas tipo dipolo de brazos elípticos [4].

En [5] se muestra un arreglo de antenas tipo dipolo de brazos elípticos que opera de los 300 MHz hasta los 3 GHz. El arreglo fue realizado con la finalidad de obtener un patrón de radiación de tipo semi-isotrópico. En la Fig. 3.4 proporcionada por [5] se muestra el ancho de banda teórico de las antenas tipo dipolo de brazos elípticos en función de sus dimensiones físicas, además de la ganancia aproximada que presenta una antena de este tipo.

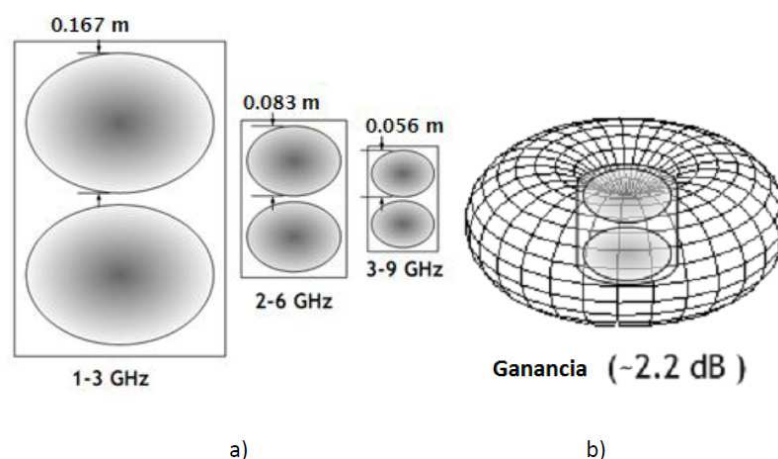


Fig. 3.4 Antenas dipolo de brazos elípticos a) Ancho de banda en función de las dimensiones físicas de la antena b) Ganancia típica. [5]

3.3 Antena dipolo de brazos elípticos de referencia.

El diseño de la antena inicial está basada en la antena reportada en [5] la cual tiene un intervalo de operación que va de los 300 MHz a los 3 GHz, dicha antena fue construida en un sustrato con constante dieléctrica $\epsilon_r = 4.4$ (FR-4) con un espesor de 1.6 mm. En la Fig. 3.5 y Fig. 3.6 se muestra la antena construida y el coeficiente de reflexión, respectivamente.

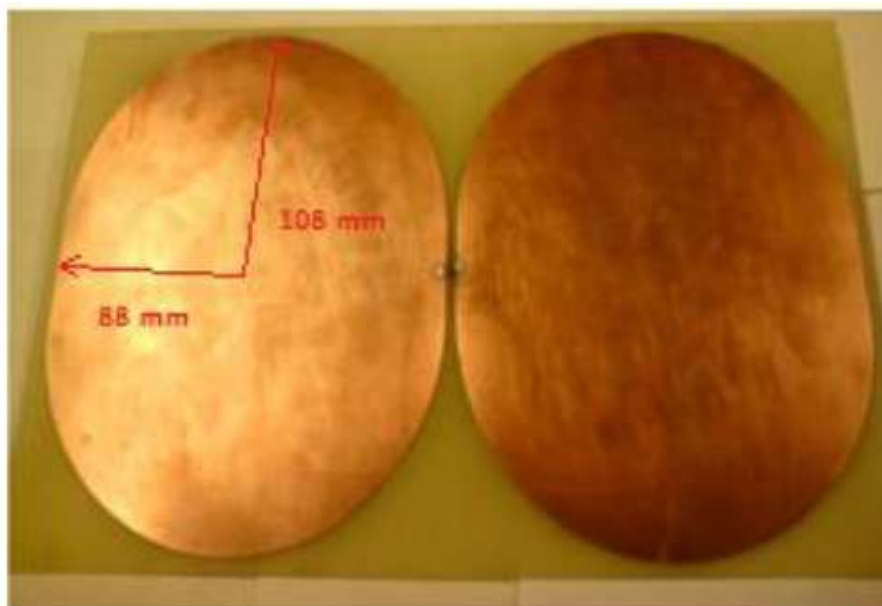


Fig. 3.5 Antena dipolo de brazos elípticos construida [5].

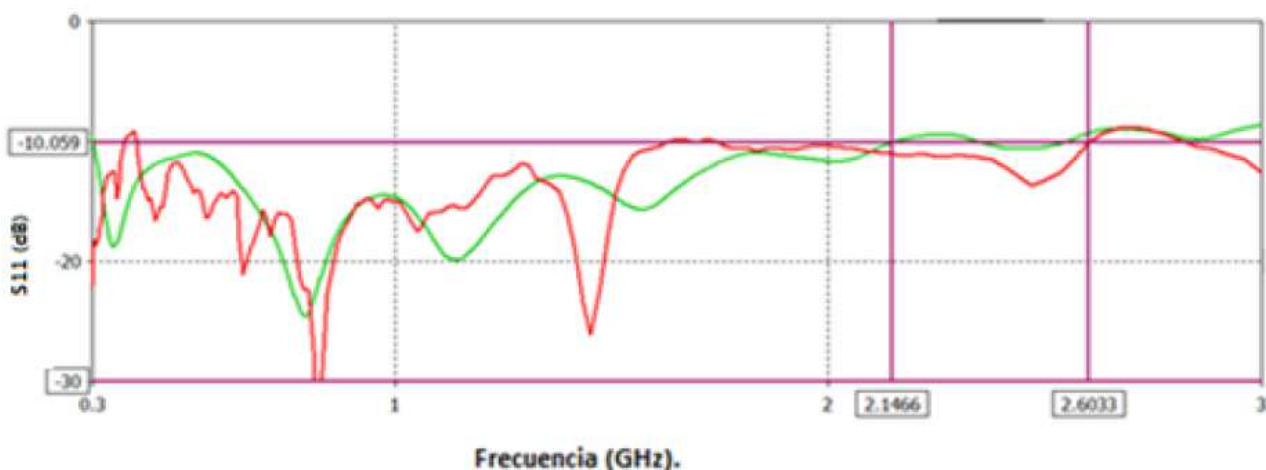


Fig.3.6 Coeficiente de reflexión respecto a la entrada (verde) Simulación, (rojo) Medida [5].

De acuerdo con [5], la antena está diseñada en función de un dipolo de media longitud de onda, por lo cual si el semieje menor de cada uno de los discos es de 88 mm, el eje menor de cada uno de los discos es igual a 176 mm, lo cual nos proporciona una longitud total de la antena de 352 mm más una separación entre los discos de 4 mm, dando como longitud total 356 mm. Haciendo uso de la ecuación (3.1).

$$\lambda = \frac{c}{f} [mm] \quad (3.1)$$

Donde:

$$\lambda = \text{longitud de onda} [mm]$$

$$c = \text{velocidad de la luz } (3 \times 10^{11}) [mm/s]$$

$$f = \text{frecuencia} [Hz]$$

Sustituyendo

$$\text{Si } \lambda/2 = 356 mm \rightarrow \lambda = 712 mm$$

$$f = \frac{3 \times 10^{11} \text{ mm/s}}{712 \text{ mm}} = 421.34 \text{ MHz} \quad (3.2)$$

Para obtener el eje mayor óptimo se realiza un barrido paramétrico en el que se hacía variar la variable que controlaba el semieje mayor de cada disco hasta obtener el ancho de banda adecuado para cumplir con las necesidades del proyecto (300 MHz a 3 GHz).

Para el diseño de dicha antena fueron tomadas las medidas proporcionadas por [5] para simular una antena en placas de latón con un espesor de 1.7 mm

3.4 Simulación

Con ayuda de la Fig. 3.5, se tomaron las dimensiones de la antena desarrollada en [5] para dar paso a simular dicha estructura en el software de simulación electromagnética HFSS (High Frequency Structural Simulation) en su versión 15.0.

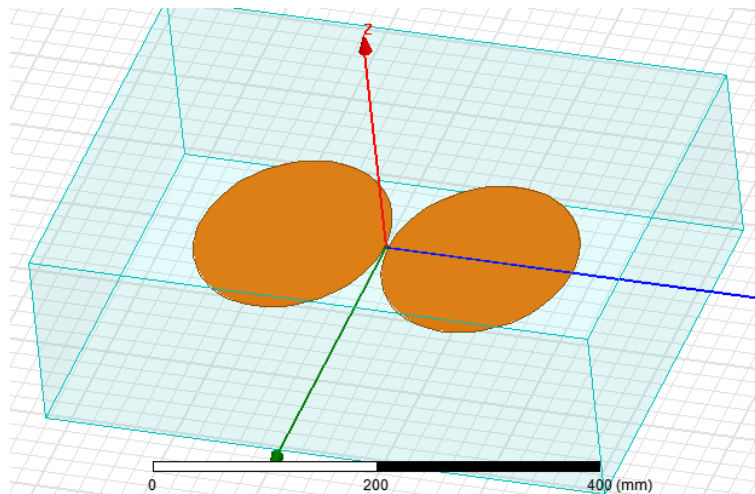


Fig. 3.7 Primera simulación en HFSS con dimensiones originales.

En la Fig. 3.7 se muestra la primera simulación en HFSS v.15.0. La primera antena dipolo de brazos elípticos es simulada en una película (sin espesor) de material conductor perfecto y con las dimensiones proporcionadas por la tesis de referencia. La Fig. 3.8 muestra el coeficiente de reflexión correspondiente a la primera simulación, mientras que, en Fig. 3.9 se grafica el patrón de radiación de la primera antena simulada.

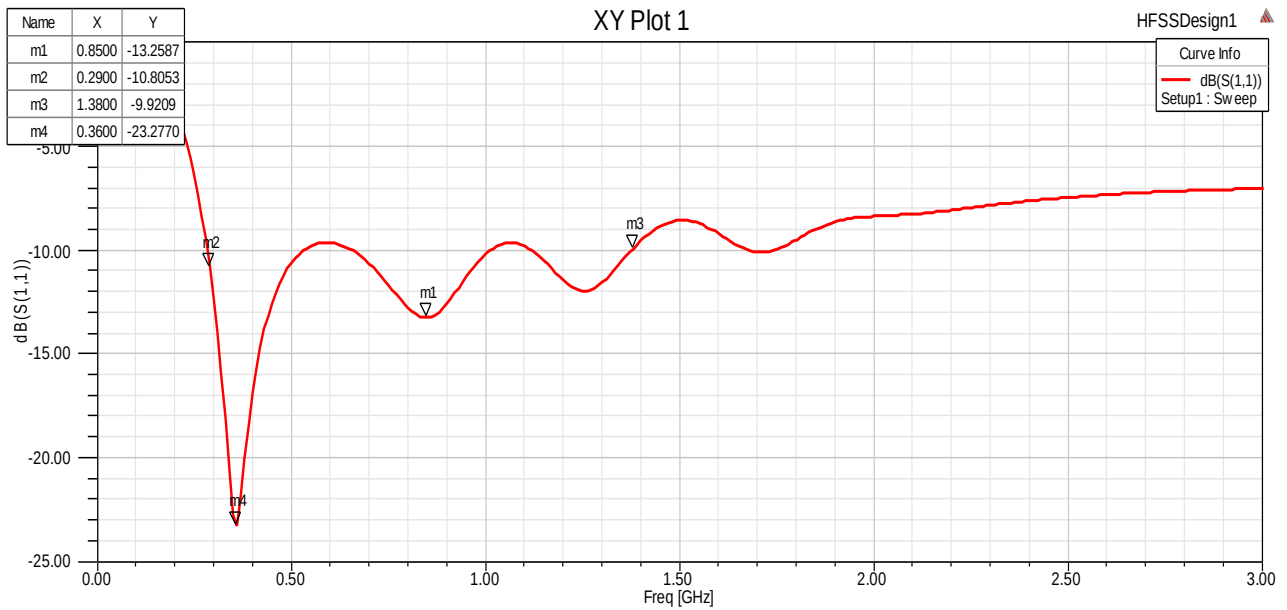


Fig. 3.8 Coeficiente de reflexión simulado para las medidas originales de la antena dipolo de brazos elípticos sin espesor.

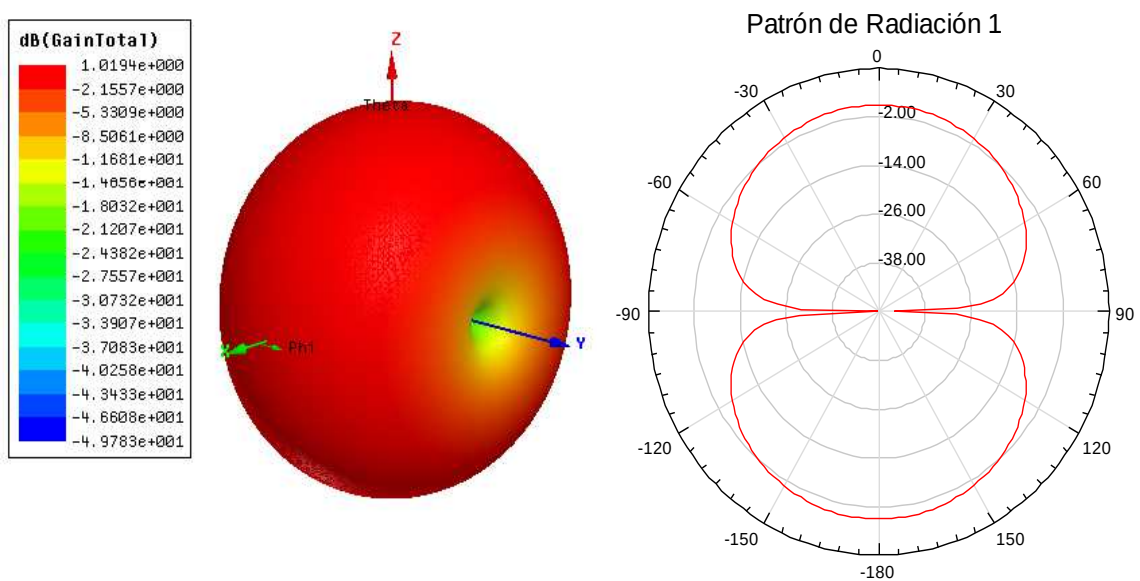


Fig. 3.9 Patrón de radiación en 3D y 2D para la frecuencia de 360 MHz, con una ganancia máxima de 1.01 dBi.

Para fines prácticos se colocó una variable que permitiera cambiar el grosor de cada uno de los discos con la finalidad de observar el comportamiento en la respuesta a realizar los cambios sugeridos, teniendo como resultado el grafico de la Fig. 3.10.

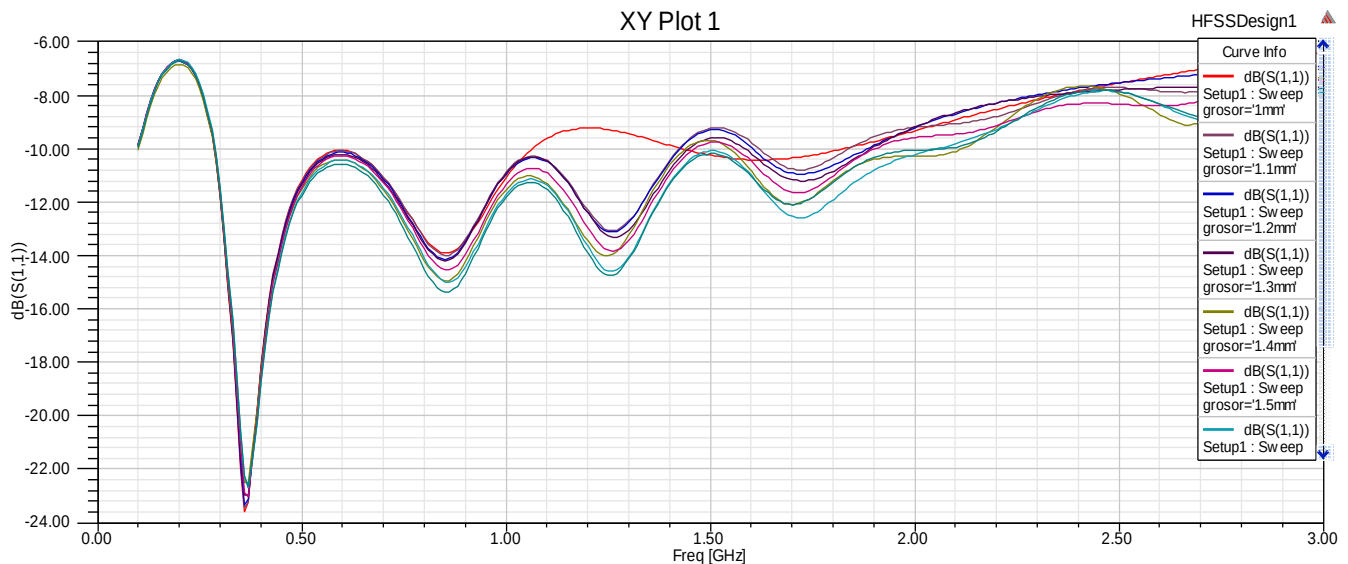


Fig. 3.10 Coeficiente de reflexión al hacer variar el grosor de los discos.

Dicha variable fue denominada “grosor” y se hizo variar desde 0.1 mm hasta 1.7 mm con un paso de 0.1 mm. Como resultado, se obtenía una reflexión menor en los puntos en los que el grafico de la Fig. 3.10 no se acopla por completo en todo el intervalo de frecuencia de interés, cabe destacar que se toma como referencia los -10 dB ya que indican que el 10 % de la potencia incidente de la antena es reflejada y el 90 % restante es radiada. El valor de 1.7 mm fue tomado gracias a que ese material era con el que se disponía para realizar las pruebas pertinentes. Con los resultados de las simulaciones se demuestra que para el valor de 1.7 mm de la variable grosor se muestra un nivel más bajo de reflexión y por lo tanto un menor desacoplamiento en todo el intervalo de frecuencias que va desde 288 MHz hasta 2.07 GHz comprobando la teoría de Wheeler en la cual se menciona que el ancho de banda puede aumentar o decrementar al modificar el grosor del conductor con el que se construye la antena a estudiar [6-8]. En la Fig. 3.11 se muestra la mejor respuesta correspondiente al barrido paramétrico anterior.

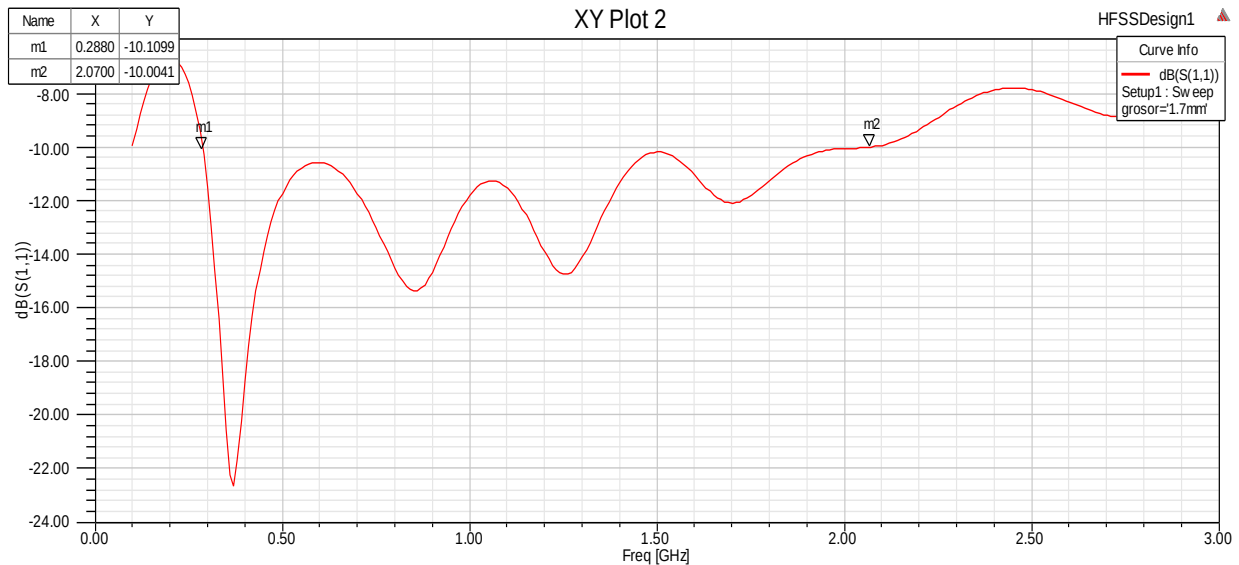


Fig. 3.11 Coeficiente de reflexión para la variable *grosor* = 1.7 mm

Con el objetivo de demostrar el efecto que provoca una geometría fractal en los elementos radiadores se diseñaron y simularon diversas variantes de la antena mostrada anteriormente, en las que se toman diversas frecuencias de operación, con la finalidad de demostrar que la técnica funciona para cualquier antena.

3.5 Simulación de antenas complementarias.

Para complementar la información del capitulado anterior, se diseñaron antenas de brazos elípticos en un sustrato con permitividad relativa aproximada de 4.4 (FR-4) gracias que es un material fácil de conseguir y relativamente barato en comparación con los materiales comúnmente utilizados en la construcción de antenas planares. Es importante mencionar que el sustrato utilizado cuenta con un espesor de 1.6 mm.

3.5.1 Antena dipolo de brazos elípticos a una frecuencia de 1 GHz.

La primera antena complementaria fue realizada a una frecuencia de 1 GHz elegida al azar, haciendo uso de la ecuación (3.1) se obtiene la longitud de onda correspondiente a la frecuencia de diseño. Realizando las sustituciones correspondientes se obtiene la relación (3.3) y (3.4).

$$\lambda = \frac{3 \times 10^{11} [\text{mm/s}]}{1 \times 10^9 [\text{Hz}]} = 300 [\text{mm}] \quad (3.3)$$

$$\lambda/2 = 150 [\text{mm}]; \quad \lambda/4 = 75 [\text{mm}] \quad (3.4)$$

La ecuación (3.4) muestra el valor para media longitud de onda que nos otorga la longitud total de la antena y un cuanto de longitud de onda nos proporciona las dimensiones o el eje menor de cada uno de los discos que conformaran la antena. Basado en la Fig.34, la relación de la antena W/h igual a 1.28, lo cual satisface el gráfico de la Fig. 35, en la cual se muestra que el mayor ancho de banda de la antena dipolo de brazos elípticos esta dado para una relación W/h que va de 1 a 1.5, la separación entre cada uno de los discos es de 1 mm, como se mencionó anteriormente la separación entre discos afecta de manera considerable el ancho de banda de la antena, la separación para la presente antena fue elegida a partir de un barrido paramétrico para el cual existe la menor reflexión, de forma que la construcción fuese sencilla. En la Fig. 3.12 se muestra la simulación de la antena diseñada y en la Fig. 3.13, Fig. 3.14 y la Fig. 3.15 se muestra el resultado del coeficiente de reflexión, la parte real de la impedancia y el patrón de radiación, respectivamente. En el caso de la impedancia, se grafica solo la parte real de Z_{11} ya que la parte imaginaria del parámetro Z_{11} es muy cercana a cero y por lo tanto es despreciable.

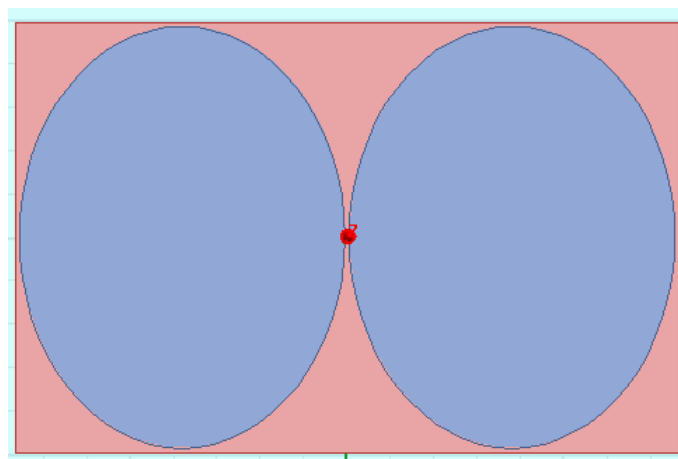


Fig. 3.12 Antena tipo dipolo de brazos elípticos a un frecuencia de 1 GHz ($2h=151$ mm; $W=75.5$ mm).

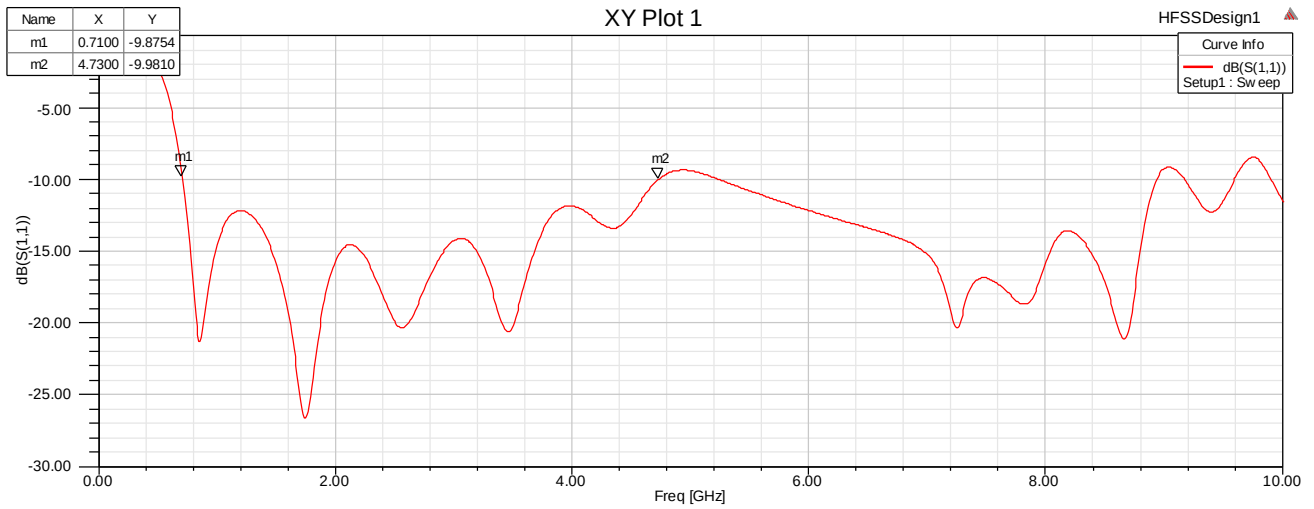


Fig. 3.13 Coeficiente de reflexión de la antena dipolo de brazos elípticos a una frecuencia de 1 GHz. La antena presenta un ancho de banda de 4.02 GHz.

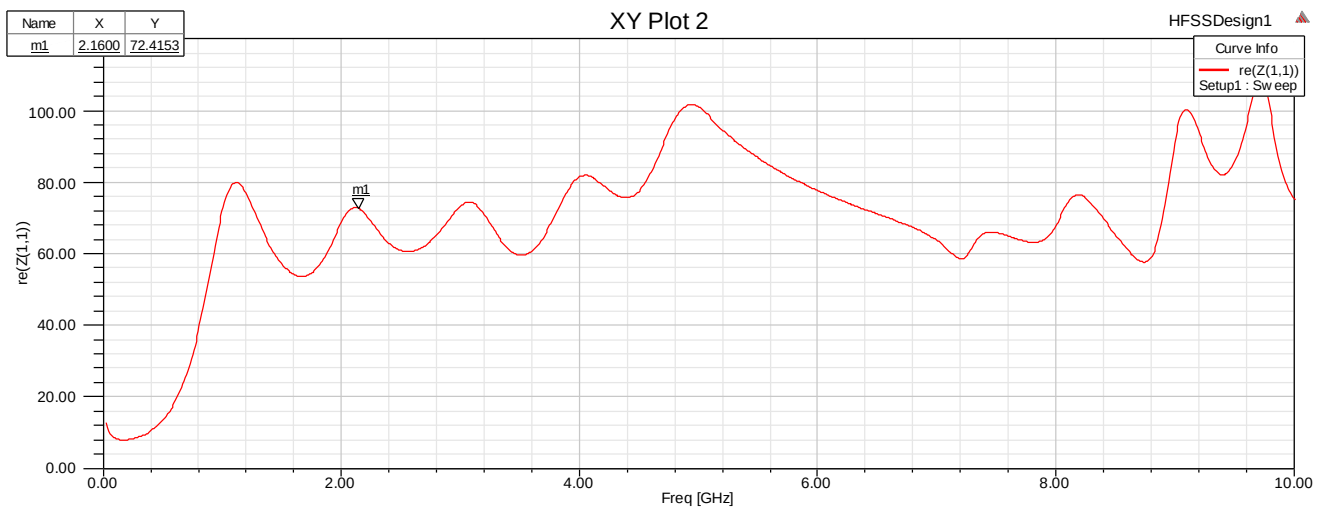


Fig. 3.14 Parámetro Z_{11} parte real de la impedancia del puerto de entrada para la antena dipolo de brazos elípticos a una frecuencia de 1 GHz.

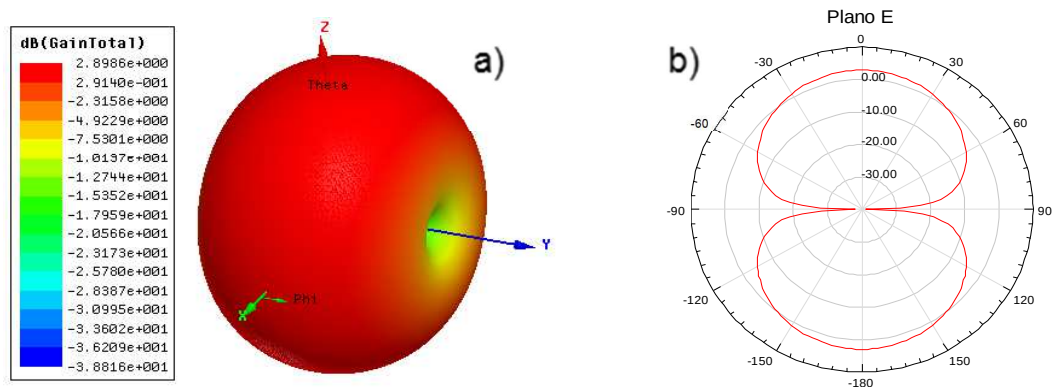


Fig. 3.15 Patrón de radiación en función de la ganancia total de antena. a) Tercera dimensión b) Plano E.

En la Fig. 3.13 se muestra el coeficiente de reflexión de la antenna simulada y en la cual está determinado el ancho de banda para una reflexión de -10 dB, para asegurar que solo el 10 % de la potencia es reflejado hacia la fuente, en función de las dimensiones. En la Fig. 3.15 se muestran los patrones de radiación en función de la ganancia total para la frecuencia puntual de diseño, es decir la ganancia numérica para este ejemplo es de 2.89 dBi.

3.5.2 Antena dipolo de brazos elípticos a 560 MHz.

En la segunda antenna se diseñó a una frecuencia central de 560 MHz con la finalidad de que con ayuda del concepto de ancho de banda la antenna opere desde una frecuencia aproximada de 300 MHz hasta los 3 GHz que exige la aplicación en compatibilidad electromagnética (EMC). El material utilizado para la simulación de esta antenna fue FR-4 mencionado con anterioridad con una permitividad relativa a aproximada de 4.4 con un sustrato de 1.6 mm de espesor. Aplicando la ecuación (6) es posible obtener las relaciones (3.5) y (3.6).

$$\lambda = \frac{3 \times 10^{11} [mm/s]}{560 \times 10^6 [Hz]} = 535.71 [mm] \quad (3.5)$$

$$\lambda/2 = 267 [mm]; \quad \lambda/4 = 133.92 [mm] \quad (3.6)$$

Como en el caso anterior, el medio y el cuarto de la longitud de onda proporcionan la longitud total del dipolo y el largo de cada uno de los discos, respectivamente. Con ayuda del software electromagnético, se simuló un barrido paramétrico con un variable que modificara la separación entre cada uno de los discos, obteniendo como mejor resultado una separación de 1.7mm, con un mayor ancho de banda entre todos los casos.

En la Fig. 3.16 se observa la antenna tipo dipolo de brazos elípticos para una frecuencia de diseño de 560 MHz.

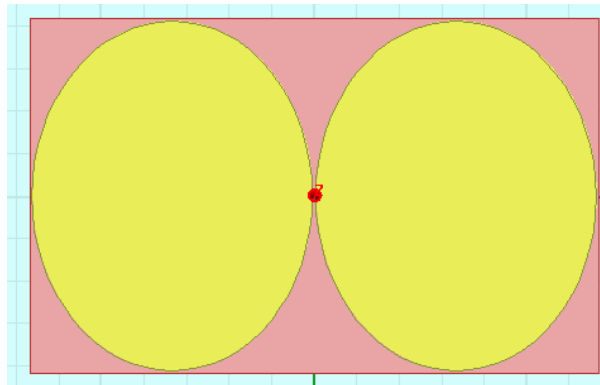


Fig. 3.16 Antena dipolo de brazos elípticos para una frecuencia de diseño de 560 MHz.

La antena de la Fig. 48 tiene una dimensión de $2h$, es decir, de 265.5mm, por lo tanto, h es igual a 132.65 mm. Dichas dimensiones correspondientes a la longitud física total del dipolo y el eje menor de cada elipse. Mientras que W es igual a 165mm, obteniendo la relación de las dimensiones (W/h) para la antena analizada es igual a 1.24, que como en el caso anterior esta entre 1 y 1.5. En las siguientes Figuras se muestran los parámetros de antena básicos obtenidos con el simulador.

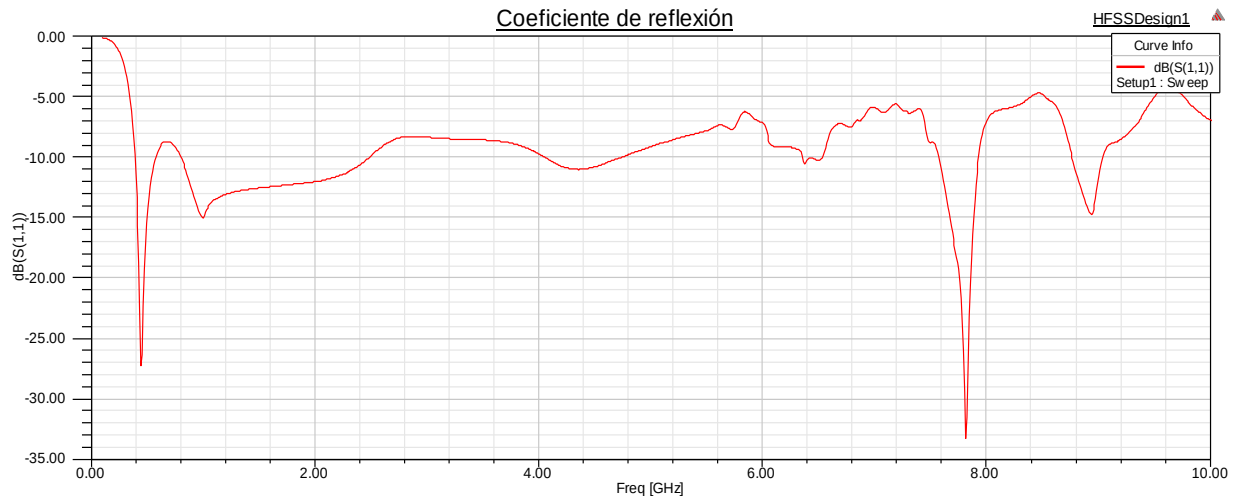
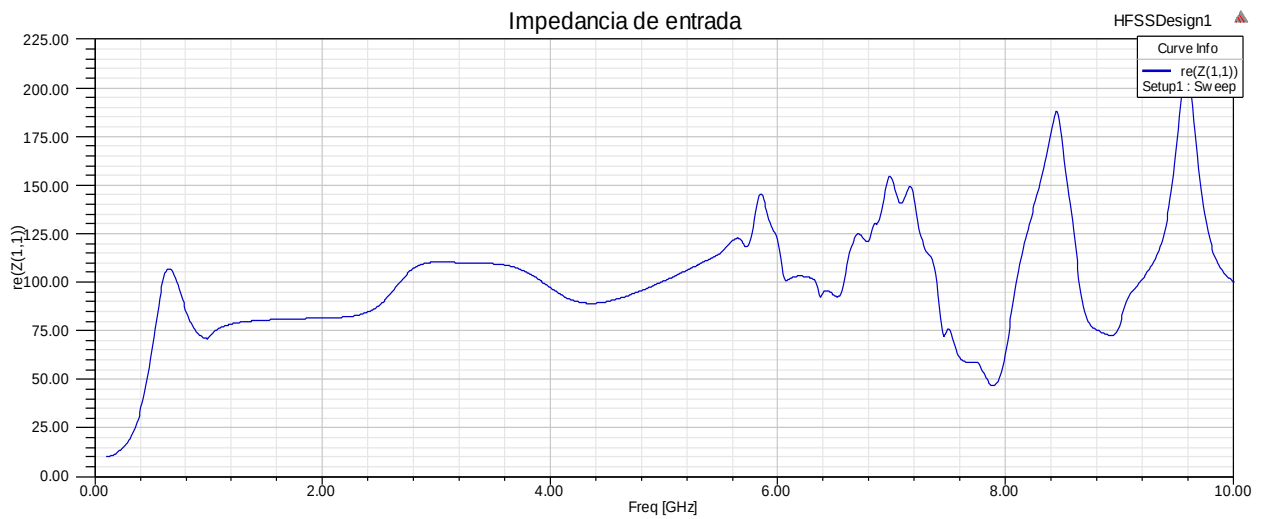
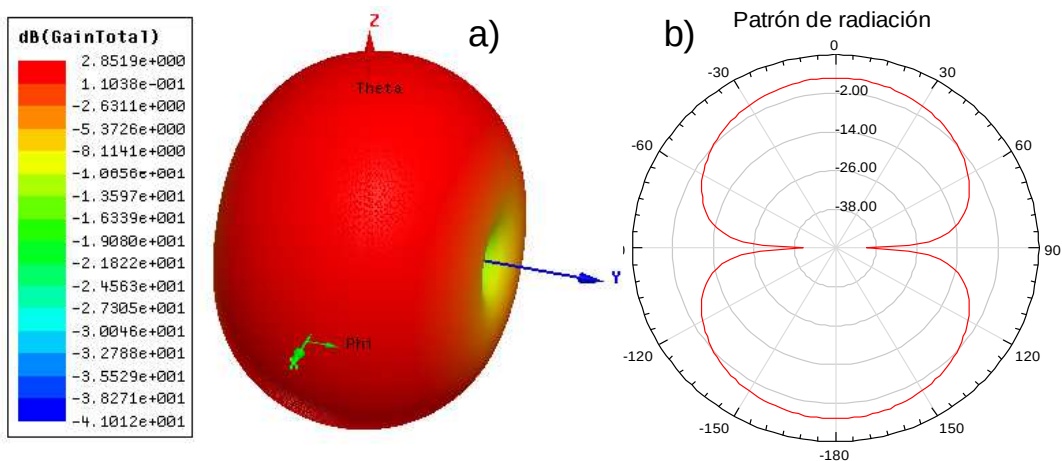


Fig. 3.17 Coeficiente de reflexión para una antena dipolo de brazos elípticos con una frecuencia de diseño de 560 MHz.



En la Fig. 3.17 es posible observar que no se tienen pérdidas por retorno, por debajo de los -10 dB, pero es posible aumentar el acoplamiento con técnicas o defecto agregados a los elementos radiadores y en la Fig. 3.18 se grafica la parte real del parámetro Z_{11} considerando que la parte imaginaria del mismo es muy cercano a cero. Mientras que en la Fig. 3.19 se grafican los patrones de radiación en segunda y tercera dimensión en función de la ganancia total de 2.85 dBi para la frecuencia puntual de diseño.



3.5.3 Antena dipolo de brazos elípticos a 500 MHz.

Con la finalidad, de que la antena opere a frecuencias aún más bajas que en los casos anteriores se diseñó una antena tomando como frecuencia de diseño los 500 MHz, la elección de esta frecuencia estuvo limitada por la construcción, ya que se sabe que, si se diseña a una frecuencia más baja es posible que las dimensiones de los brazos o discos del dipolo sean demasiado grandes y no sea posible construirlos por el método litográfico, ya que es al que se tiene alcance. El procedimiento de diseño es el mismo para los tres casos, que se basa en el cálculo realizado con la ecuación (6) y obteniendo como resultado la relación (3.7) y (3.8).

$$\lambda = \frac{3 \times 10^{11} [\text{mm/s}]}{500 \times 10^6 [\text{Hz}]} = 600 [\text{mm}] \quad (3.7)$$

$$\lambda/2 = 300 [\text{mm}]; \quad \lambda/4 = 150 [\text{mm}] \quad (3.8)$$

De nueva cuenta, la relación (13) nos proporciona la longitud física de la antena y el eje menor de cada disco. El material utilizado es el mismo que en los casos anteriores, FR-4 con una permitividad relativa aproximada de 4.4 con un espesor del sustrato igual a 1.6 mm. En la Fig. 3.20 se muestra el modelo de la antena simulada, cabe destacar que para obtener el semieje mayor de cada disco y la separación entre cada uno de estos se agregaron variables a la simulación que nos permitiera la libre modificación de los parámetros mencionados, tomando como la mejor respuesta, la que nos proporcionara un mejor acoplamiento a lo largo del intervalo de frecuencias de interés y por lo tanto el ancho de banda. La separación óptima simulada entre los discos es igual a 2 mm.

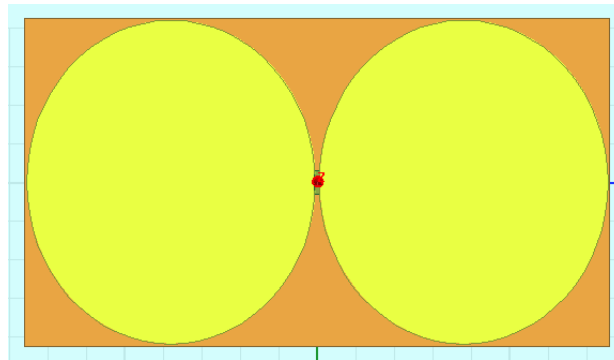


Fig. 3.20 Antena dipolo de brazos elípticos diseñada a una frecuencia de 500 MHz. Con relación W/h igual a 1.11.

A continuación se muestran los parámetros de antena básicos entregados por el simulador. En la Fig. 3.21 y Fig. 3.22 es posible apreciar el coeficiente de reflexión y la parte real de la impedancia de la antena vista desde el puerto de entrada.

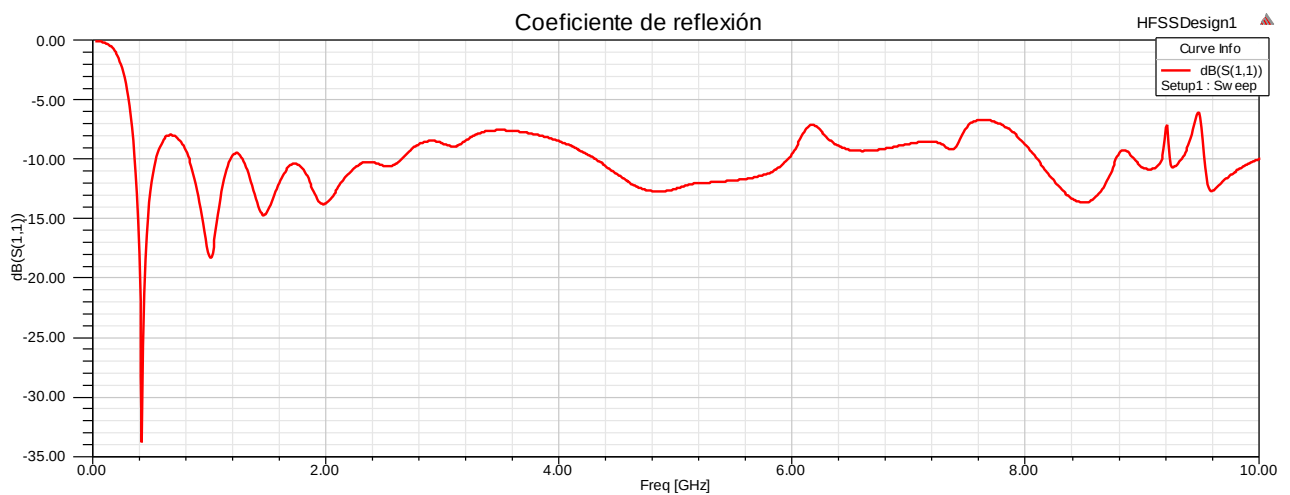


Fig. 3.21 Coeficiente de reflexión para la antena de dipolo de brazos elípticos a una frecuencia de diseño de 500 MHz.

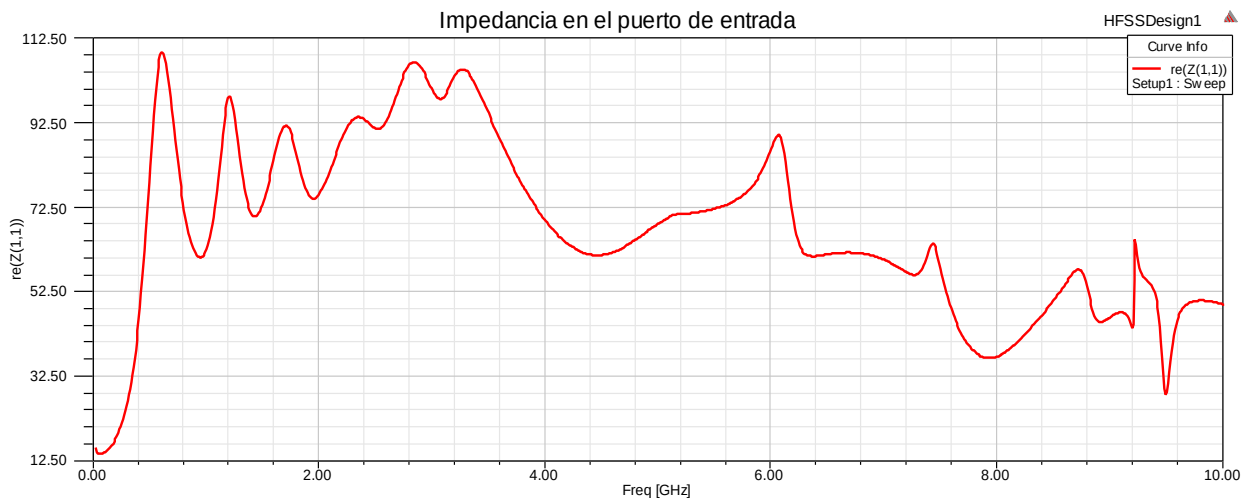


Fig. 3.22 Parte real del parámetro Z_{11} impedancia de la antena dipolo de brazos elípticos a una frecuencia de diseño de 500 MHz.

Por ultimo en la Fig. 3.23 se muestra el patrón de radiación para un frecuencia puntual de 500 MHz en su presentación en tercera dimensión y en el plano E.

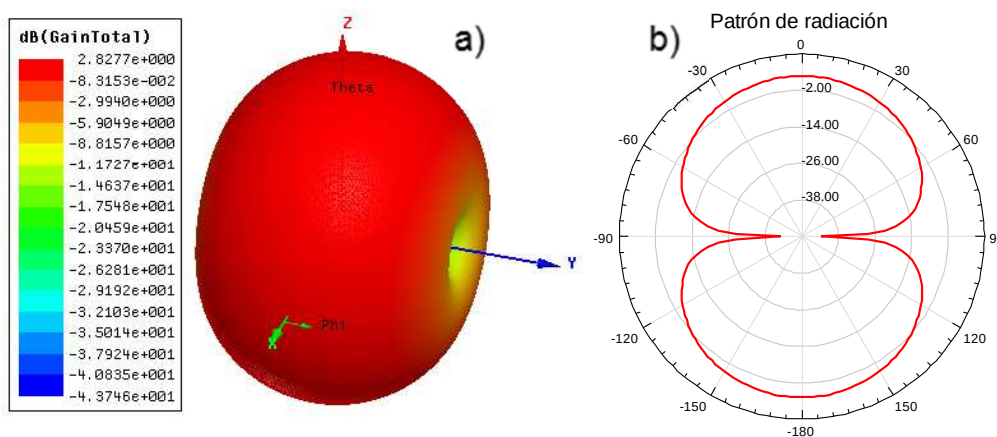


Fig.3.23 Patrones de radiación de un antena dipolo de brazos elípticos para una frecuencia de diseño de 500 MHz. a) Tercera dimensión b) plano de E.

3.6 Conclusiones.

Para cerrar este capítulo, una primera aproximación de diseño puede obtenerse con la mitad de la longitud de onda para la frecuencia de operación de la antena, aunque cabe resaltar que la antena dipolo de media longitud de onda es uno de los elementos radiadores más estudiados y en la bibliografía y con ayuda de una gran variedad de simuladores electromagnéticos es posible comprobar que es más exacto diseñar una antena basados en 0.4 veces la longitud de onda, ya que al simular a una longitud de 0.5 veces la longitud de onda se muestra un ligero corrimiento hacia frecuencias bajas, lo cual podría considerarse como una reducción adicional, alterando los resultados mostrados en esta tesis.

En el caso particular de la antena dipolo de brazos elípticos, es considerada una antena UWB (Ultra-wideband) o ultra ancho de banda gracias al efecto que provoca el aumento en las dimensiones de cada uno de los brazos, además de un ligero aumento en la ganancia, en comparación con una antena dipolo de alambre convencional. La ganancia para este tipo de antena ronda entre 2 y 3 dBi. Uno de los parámetros importantes para este tipo de antenas es la impedancia vista desde el puerto de entrada ya que es la que nos va permitir un dispositivo acoplador que nos permita realizar las mediciones correspondientes y que complica un poco la implementación de las antenas diseñadas, ya que como se menciona con anterioridad, la respuesta de las antenas dipolo depende directamente de lo que se conecte en la entrada, además de que la impedancia de estas antena presenta cambios abruptos en función de la frecuencia lo cual complica el acoplamiento con los puertos de entrada de los dispositivos de medición (50Ω).

Referencias

- [1] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, Estados Unidos : John Wiley & Sons Inc., 1997.
- [2] K. C. S. A. A. O. A. O. Z. Alamedine, «A new modified circular disc dipole antenna for Ultra-Wideband systems,» de *International Wireless Communications and Mobile Computing Conference IEEE*, 2008.
- [3] H. G. Schantz, «Planar elliptical element Ultra-wideband dipole antennas,» de *Antennas and Propagation Society International Symposium IEEE*, 2002.
- [4] P. M. M. Cerny, «Optimized Ultra-wideband Dipole Antenna,» de *Applied Electromagnetics and Communications* , 2005.
- [5] M. A. Muñoz Sancén, *Desarrollo de antenas semi-isotropicas para evaluar emisiones e inmunidad electromagnetica en el intervalo de frecuencias de 300 MHz a 3 GHz*, Tesis, Instituto Politecnico Nacional, México , 2012.



Capítulo 4| "Antena tipo dipolo de brazos elípticos con técnica fractal."

Capítulo 4. Antena tipo dipolo de brazos elípticos con técnica fractal.

Introducción.

A través de los capítulos anteriores se mencionaron las ventajas que agregan los defectos fractales o, como tal, las modificaciones de una estructura física convencional de una antena por geometría fractal en los elementos radiadores. Teniendo como resultado tres efectos principales, como lo son la miniaturización de antenas [1], el incremento en el ancho de banda [2] o una respuesta multibanda [3].

En el presente capítulo se analizan los tres efectos de manera general, dando mayor importancia al incremento de ancho de banda y la miniaturización, aunque es preciso mencionar que la característica multibanda está implícita ya cada una de las bandas de frecuencia adicionales poseen un ancho de banda tal que se suma al ancho de banda de la antena original.

En todos los casos que se mencionaran a continuación se añade un defecto fractal conocido como triángulo de Sierpinski, el cual con ayuda del simulador electromagnético y algunas variables se logra modificar la posición y las dimensiones de los elementos principales del fractal. El triángulo de Sierpinski (Fig. 4.1) fue elegido gracias a que es una de las geometrías más sencillas dentro de la teoría fractal, además de que la implementación del defecto en las antenas construidas por el método litográfico y en el caso de la antena dipolo de brazos elípticos en latón (construcción por CNC) se simplifica de manera considerable.

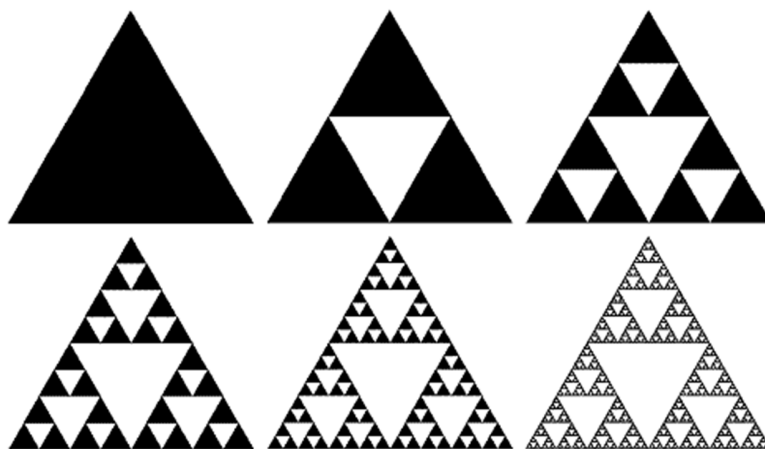


Fig. 4.1 Triángulo de Sierpinski.

4.1 Antena dipolo de brazos elípticos a una frecuencia de 1 GHz con elemento generador como defecto.

En la sección 3.5.1 se muestra una antena dipolo de brazos elípticos diseñada a una frecuencia de 1 GHz en la cual las dimensiones dadas proporcionan un coeficiente de reflexión con el mayor ancho de banda posible (Fig. 44), con el objetivo de analizar el efecto que provoca el defecto, se añaden variables que permitan modificar las dimensiones y la posición del defecto, en este caso el triángulo generador correspondiente al fractal triangular de Sierpinski.

En la Fig. 4.2 se muestra el primer defecto, correspondiente el triángulo generador del triángulo de Sierpinski, es necesario destacar que el vértice opuesto a la base del polígono está centrado en función del puerto de entrada, con la finalidad de que la distribución de corriente sea uniforme sobre toda el área de cada disco o brazo de la antena dipolo.

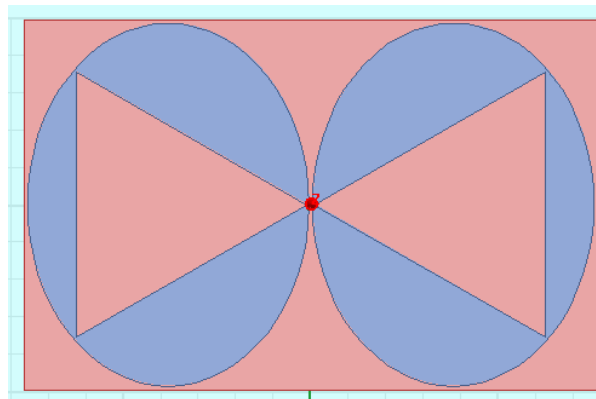


Fig. 4.2 Dipolo de brazos elípticos a una frecuencia de 1 GHz con defecto triangular (generador del triángulo de Sierpinski).

Tomando como punto de partida las dimensiones de los discos se crearon dos variables una denominada triángulo que nos permitía variar la posición del defecto triangular a lo largo del eje menor de cada elipse, para ambos brazos y otra variable llamada vértice, la cual nos permitía modificar libremente la ubicación del vértice que apunta hacia el puerto de entrada de la antena. El software electromagnético HFSS v.15 permite realizar el análisis de una estructura que se modifica en función de una variable, a este proceso se le denomina barrido paramétrico.

En la Fig. 4.3 se muestra un gráfico de los parámetros de reflexión en el puerto de entrada para cada uno de los valores de la variable triangulo que tiene como valor inicial 12 mm y como valor final 42 mm con un paso de 5 mm entre cada estudio. El mayor ancho de banda fue obtenido para los valores que están entre 27 mm y 32 mm.

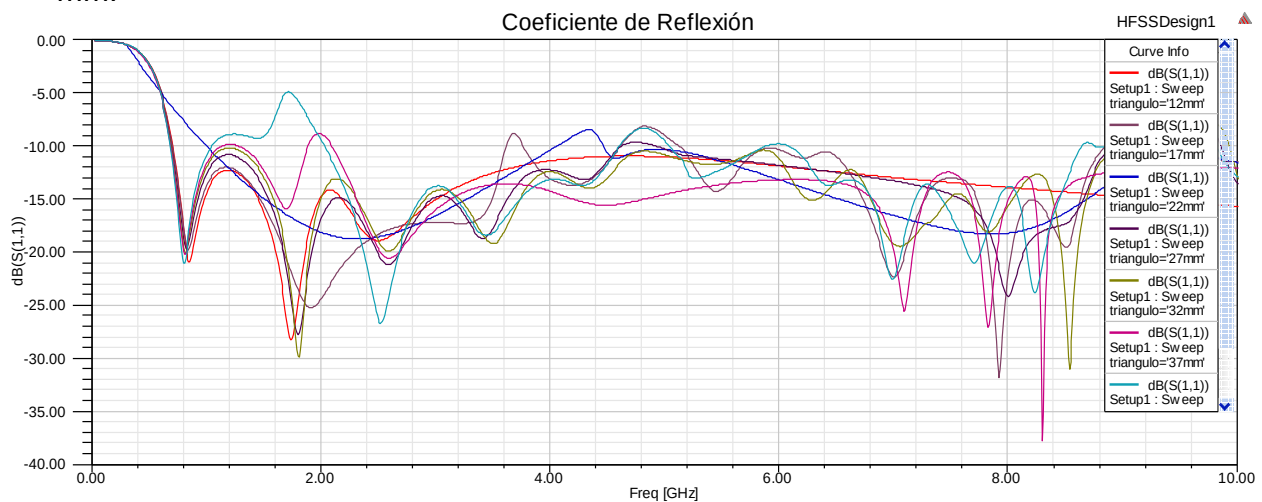


Fig. 4.3 Estudio paramétrico del coeficiente de reflexión para antena dipolo de brazos elípticos con defecto triangular.

Tomando un punto medio entre las dos mejores respuestas de la Fig. 4.3, teniendo una separación de 30 mm desde el borde del disco donde se conectara al puerto de entrada. Como siguiente paso se hace variar la posición del vértice que apunta hacia el puerto de entrada, obteniendo como resultado la Fig. 4.4.

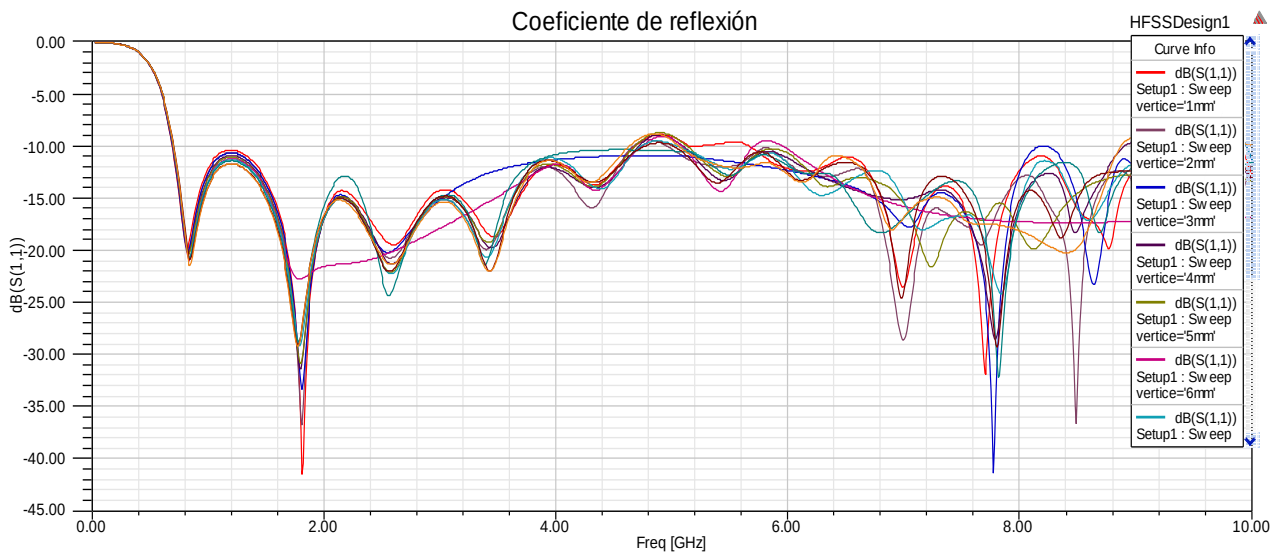


Fig. 4.4 Coeficiente de reflexión de la antena dipolo de brazos elípticos a una frecuencia de 1 GHz haciendo variar la posición del vértice.

El mayor ancho de banda se obtiene teniendo una separación de 7 mm entre el vértice del defecto triangular y el puerto de entrada obtenido como resultado la antena de la Fig. 4.5.

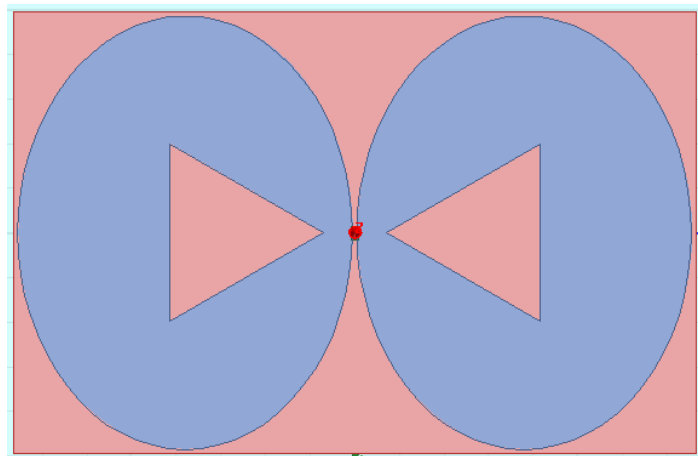


Fig. 4.5 Antena dipolo de brazos elípticos a una frecuencia de diseño de 1 GHz con defecto triangular, generador del triángulo de Sierpinski.

En función del procedimiento anterior, se muestra el incremento en el ancho de banda considerablemente grande en comparación con la antena original, el cual se atribuye directamente al defecto triangular correspondiente al elemento generador del triángulo de Sierpinski. Más adelante se demuestra el efecto que tienen las

siguientes iteraciones en las diversas antenas diseñadas en el capítulo anterior. Algo destacable, entre los diversos estudios paramétricos se obtiene cuando la altura del triángulo generador es aproximadamente igual a 0.1 longitudes de onda. En el caso de la antena de la Fig. 4.5 la altura del triángulo generador es igual a 34 mm que corresponde a 0.11 longitudes de onda. A continuación se muestran los parámetros principales de antena arrojados por el simulador.

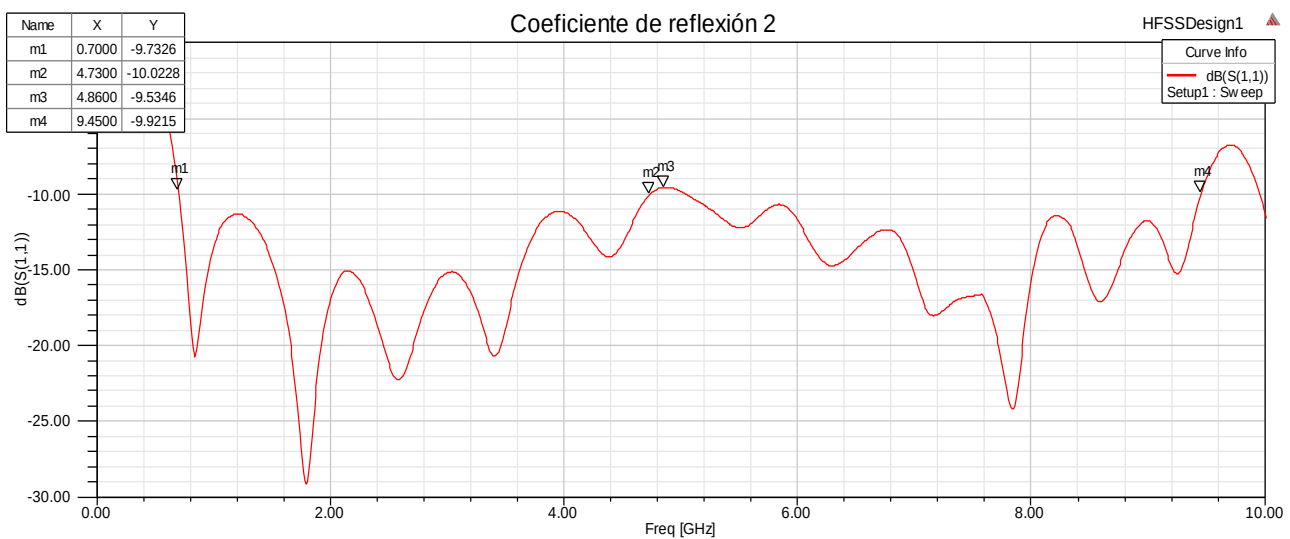


Fig. 4.6 Coeficiente de reflexión final para una antena dipolo de brazos elípticos a 1 GHz con defecto triangular correspondiente al elemento generador del triángulo de Sierpinski.

En la Fig. 4.6 se muestra el coeficiente de reflexión para la antena de la Fig. 4.5 con un ancho de banda de aproximadamente 4 GHz pero en comparación con la antena del capítulo anterior se muestra un máximo en la frecuencia de 4.88 GHz con un acoplamiento de -9.57 dB muy cercano al valor de -10 dB que para la aplicación de compatibilidad electromagnética no es de suma importancia, por tal motivo el ancho de banda de esta antena puede ser tomado desde los 700 MHz hasta los 9.45 GHz teniendo un ancho de banda de 8.77 GHz superando por mucho al ancho de banda de las antenas comerciales con dimensiones similares. En la Fig. 4.7 se muestra la parte real del parámetro Z_{11} .

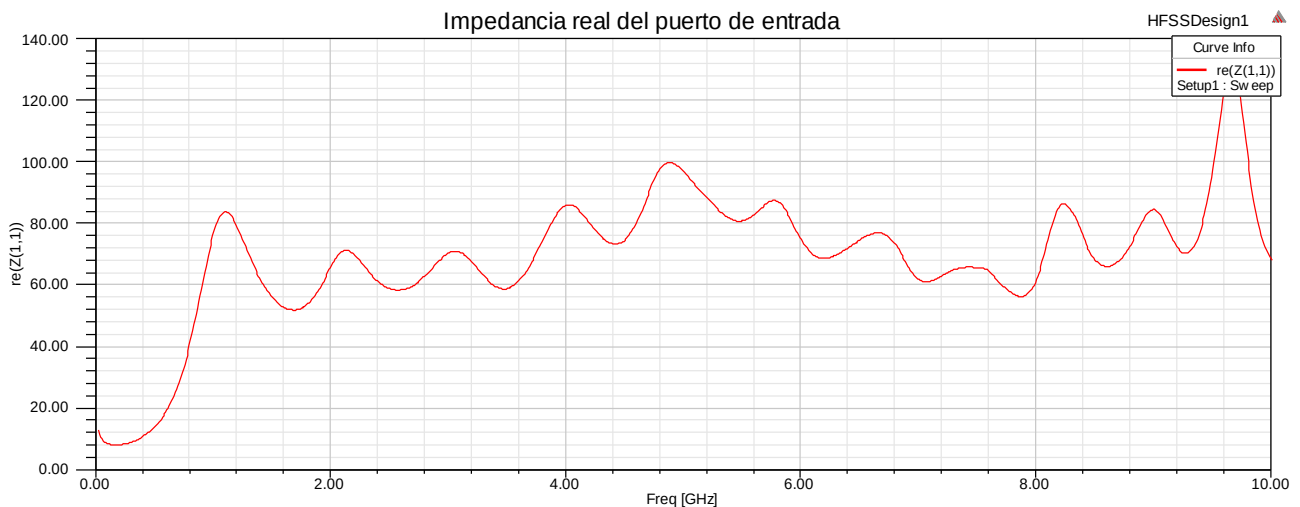


Fig. 4.7 Parte real de la impedancia del puerto de entrada para la antena dipolo de brazos elípticos a 1 GHz con defecto triangular (Parámetro Z_{11}).

A continuación en la Fig. 4.8, se muestra el patrón de radiación de la antena para la frecuencia de diseño (1 GHz), en su representación en tercera dimensión, así como en un plano, graficados en función de la ganancia total, que para este caso es igual a 2.95 dBi.

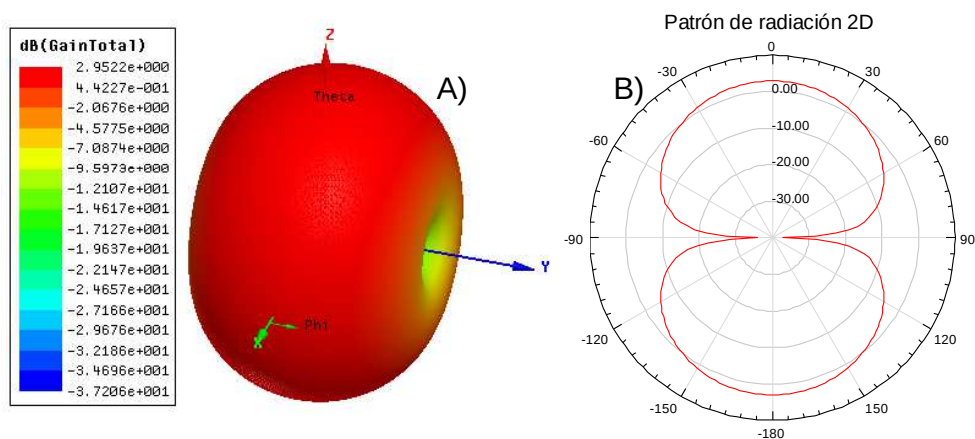


Fig. 4.8 Patrón de radiación a una frecuencia puntual de 1 GHz para una antena dipolo de brazos elípticos con defecto triangular en función de la ganancia A) Tercera dimensión B) Plano E.

4.2 Reducción de antena dipolo de brazos elípticos en latón.

Esta sección está dedicada a la antena de la sección 3.4 mencionada en [4] con las dimensiones mencionadas en la Fig. 3.5, pero en este caso se agrega el defecto

triangular, generador del fractal triangular de Sierpinski, además de analizar el ancho de banda y la ganancia para cada una de la iteraciones en la antenna.

Siguiendo el procedimiento anterior se agrega el primer defecto triangular, es decir, el elemento generador de fractal triangular de Sierpinski, obteniendo como mejor resultado la Fig. 4.9 y Fig. 4.10. En la Fig. 4.11 se muestra el patrón de radiación en función de la ganancia total de la antenna igual a 2.08 dBi.

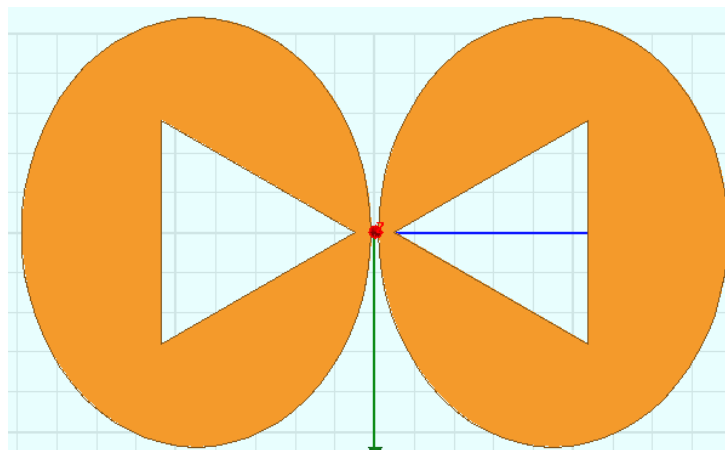


Fig. 4.9 Antena dipolo de brazos elípticos a una frecuencia de diseño de 421 MHz con defecto triangular correspondiente al elemento generador del triángulo de Sierpinski en un plana de latón con un espesor de 1.7 mm (calibre 16).

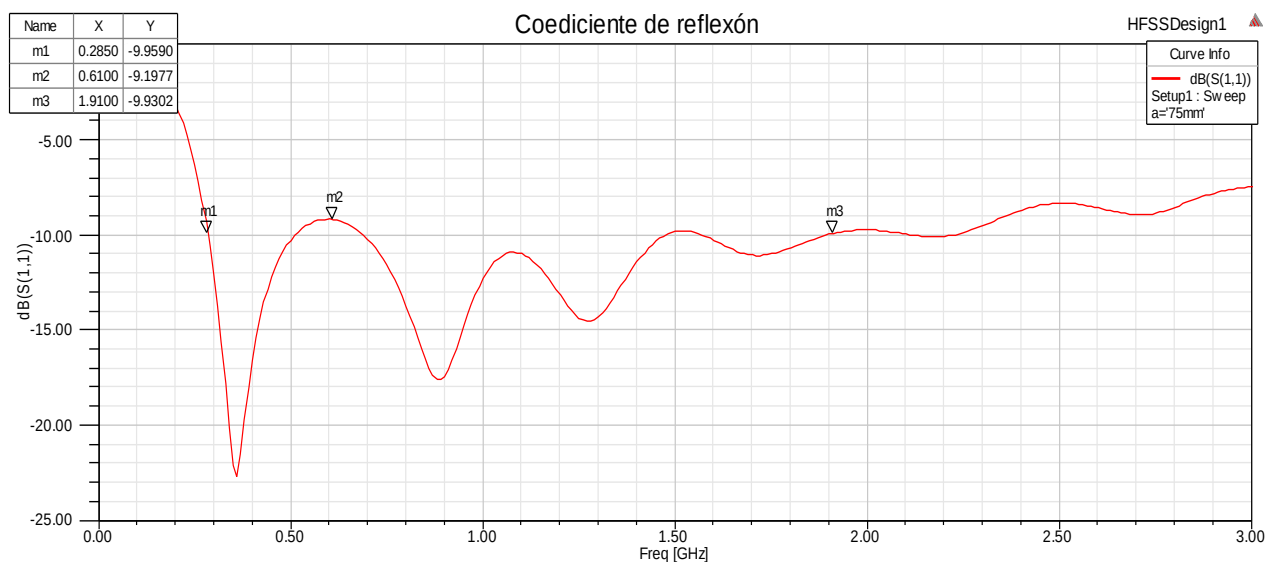


Fig. 4.10 Coeficiente de reflexión en el puerto de entrada para la antena dipolo de brazos elípticos a una frecuencia de 421 MHz.

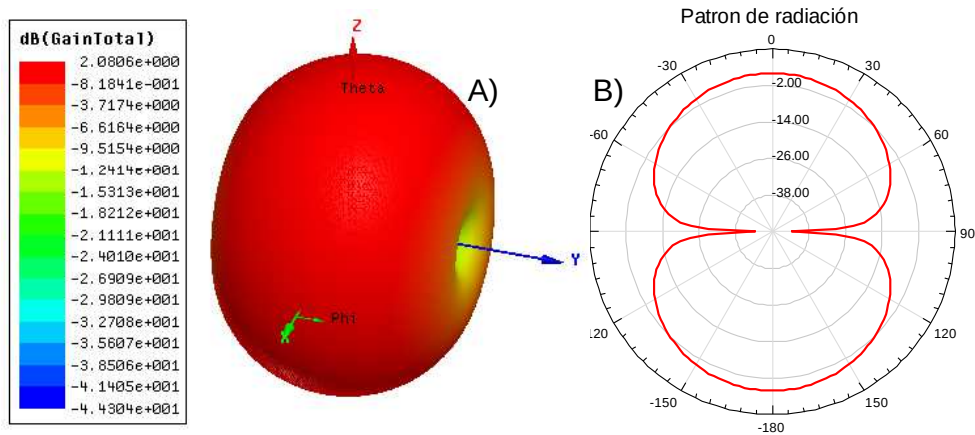


Fig. 4.11 Patrones de radiación a una frecuencia puntual de 421 MHz en función de la ganancia total de la antena A) Tercera dimensión B) Plano E.

Como siguiente paso se agregan los triángulos equiláteros invertidos como lo sugiere el fractal triangular de Sierpinski, teniendo como resultado la Fig. 4.12.

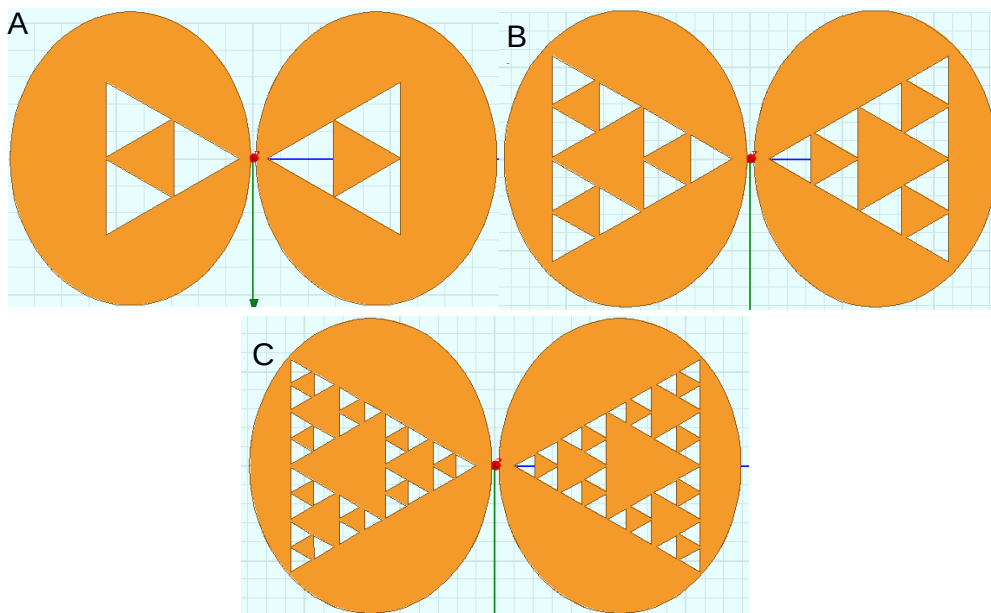


Fig. 4.12 Antenas dipolo de brazos elípticos a una frecuencia de 421 GHz con defecto fractal A) Primera iteración B) Segunda iteración C) Tercera iteración.

Los parámetros de antena proporcionados por cada una de las antenas esta resumido en la Tabla 4.1 y Tabla 4.2.

Tabla 4.1. Dimensiones para cada una de las iteraciones de una antena dipolo de brazos elípticos a una frecuencia de 421 MHz. *La reducción mencionada en la Tabla 4.1 está dada por el área de cada disco de la antena original.

Iteración	Semieje Menor[mm]	h[mm]	Semieje Mayor [mm]	W[mm]	Reducción* [%]
0	88	176	108	216	0
1	88	176	108	216	0
2	68.44	136.88	84	168	39.51
3	63.55	127.1	78	156	47.84

Tabla 4.2. Parámetros de antena básicos arrojados por el simulador electromagnético para una antena dipolo de brazos elípticos a una frecuencia de 421 MHz.

Iteración	Frecuencia Minima [GHz]	Frecuencia Maxima [GHz]	Ancho de banda [GHz]	Desacoplamientos (Frecuencia[GHz]; Máxima acoplamiento [dB])	Ganancia total [dBi]
0	0.29	2.27	1.98	0.616;-9.29	2.08
1	0.29	2.32	2.03	Ninguno	2.00
2	0.38	2.92	2.34	2.6;-9.87	1.11
3	0.40	2.94	2.54	2.65;-9.82	1.79

En la Fig. 4.13, Fig. 4.14 y Fig. 4.15 se muestra el grafico del coeficiente de reflexión, la impedancia de la antena y los patrones de radiación de la antena final (Fig. 67 C)).

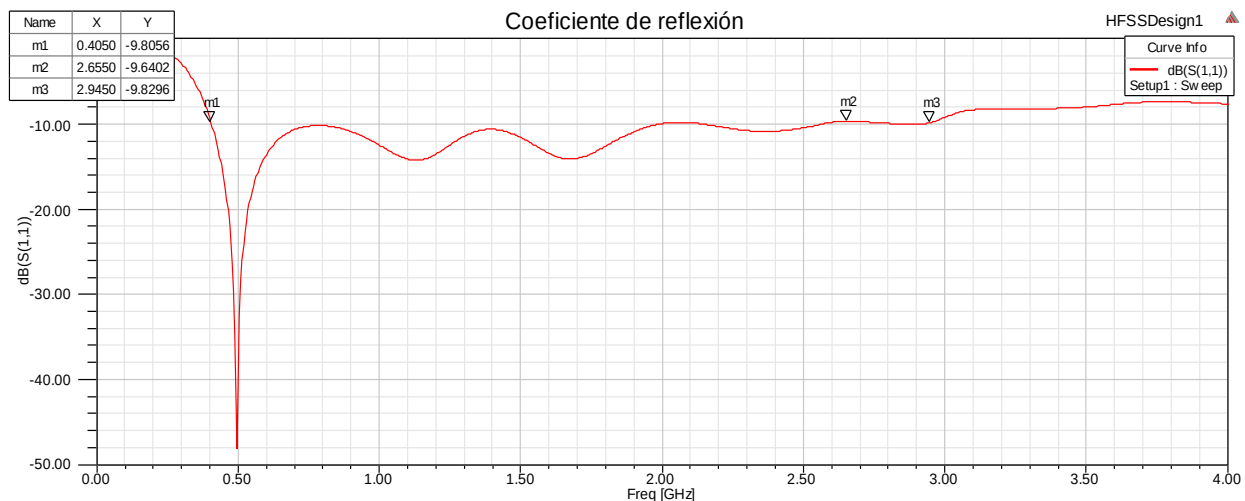


Fig. 4.13 Coeficiente de reflexión para una antena dipolo de brazos elípticos a una frecuencia de 421 MHz con defecto fractal.

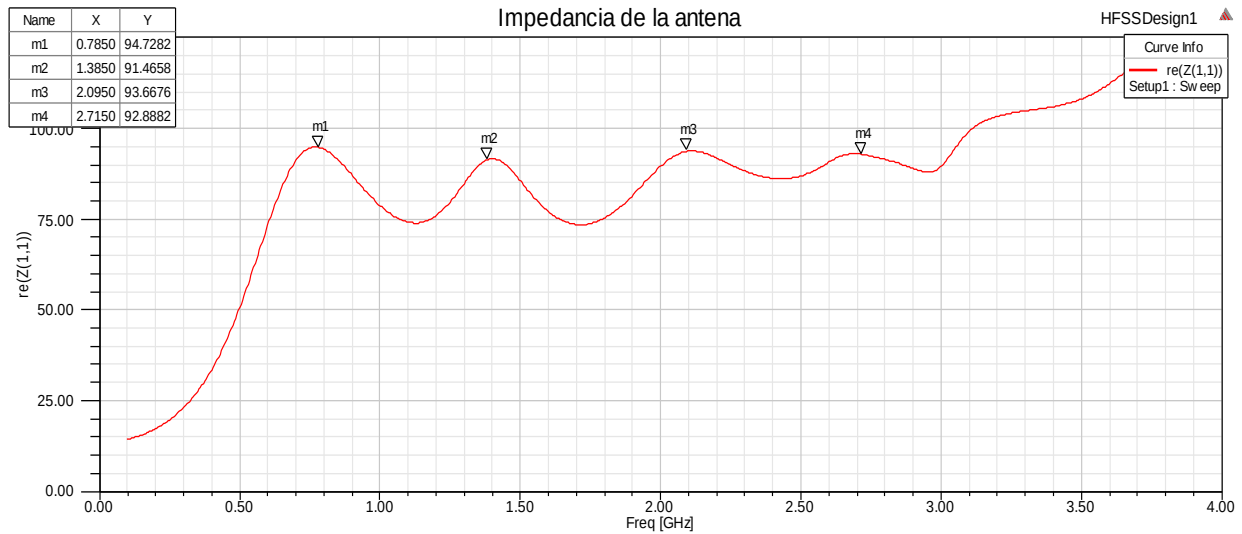


Fig. 4.14 Parte real de la impedancia del puerto de entrada de la antena. Parámetro Z_{11} de la antena dipolo de brazos elípticos a una frecuencia de 421 MHz.

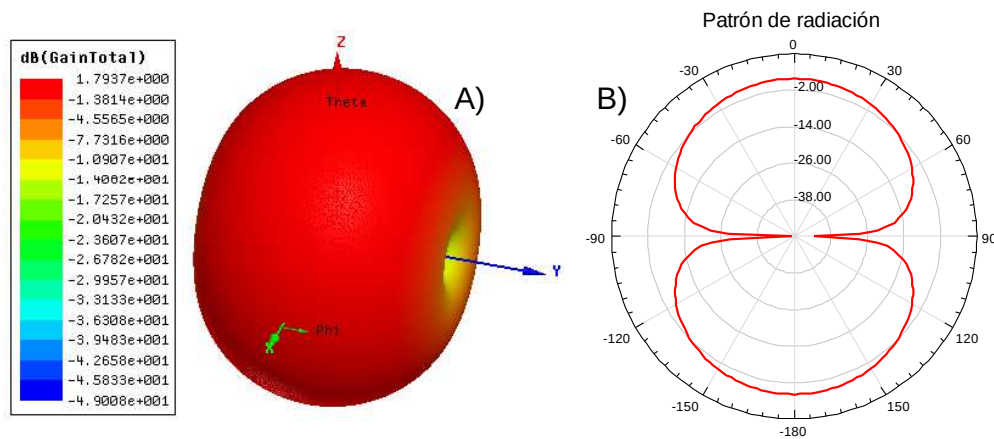


Fig. 4.15 Patrones de radiación para una frecuencia puntual de 421 MHz en función de la ganancia total de la antena dipolo de brazos elípticos con defecto fractal. A) Tercera dimensión B) Plano E

4.3 Antena dipolo de brazos elípticos a una frecuencia de 560 MHz con defecto fractal.

Tomando como punto de partida la antena diseñada en el capítulo 3 a lo largo de la sección 3.5.2, que se trata de una antena dipolo de brazos elípticos a una frecuencia de diseño de 560 MHz, se demostrara cual es el efecto producido por el

fractal al introducir cada una de las iteraciones correspondientes al fractal triangular de Sierpinski.

Siguiendo el procedimiento narrado a lo largo de las dos últimas secciones del presente capítulo, se obtiene los resultados correspondientes a la Tabla 4.3 y Tabla 4.4.

Tabla 4.3. Dimensiones para cada una de las iteraciones de una antena dipolo de brazos elípticos a una frecuencia de 560 MHz. *La reducción mencionada en la Tabla 6 está dada por el área de cada disco de la antena original.

Iteración	Semieje Menor[mm]	h[mm]	Semieje Mayor [mm]	W[mm]	Reducción* [%]
0	64	128	82.5	165	3.03
1	63	126	82.5	165	4.89
2	61	122	82.5	165	7.57
3	61	122	82.5	165	7.57
4	61	122	82.5	165	7.57
5	61	122	82.5	165	7.57

Tabla 4.4. Parámetros de antena básicos arrojados por el simulador electromagnético para una antena dipolo de brazos elípticos a una frecuencia de 560 MHz.

Iteración	Frecuencia Mínima [GHz]	Frecuencia Maxima [GHz]	Ancho de banda [GHz]	Desacoplamientos (Frecuencia[GHz]; Máxima acoplamiento [dB])	Ganancia total [dBi]
0	0.41	3.01	2.6	0.73; -8.63	2.94
1	0.405	2.23	1.82	0.70; -8.86	2.77
2	0.42	2.3	1.88	0.72; -9.32	2.75
3	0.42	2.3	1.88	0.71; -9.46	2.73
4	0.42	2.33	1.91	0.71; -9.50	2.73
5	0.42	2.33	1.91	Ninguno	2.73

Como se muestra en la Tabla 4.3 y Tabla 4.4 no se muestra un cambio considerable en las dimensiones o en los parámetros de antena básicos proporcionados por el simulador. Con base a los datos de las tablas anteriores podemos decir que los cambios considerables se obtienen en las primeras iteraciones del defecto fractal, además es destacable en la Tabla 4.4, en la iteración 5 ya no se muestra ningún desacoplamiento, este método puede ser aplicado en casos no tan extremos de desacoplamiento con la finalidad de mejorar el desempeño de un elemento radiador

planar. En la Fig. 4.16 se muestra la evolución del defecto fractal en la antena dipolo de brazos elípticos a una frecuencia de diseño de 560 MHz.

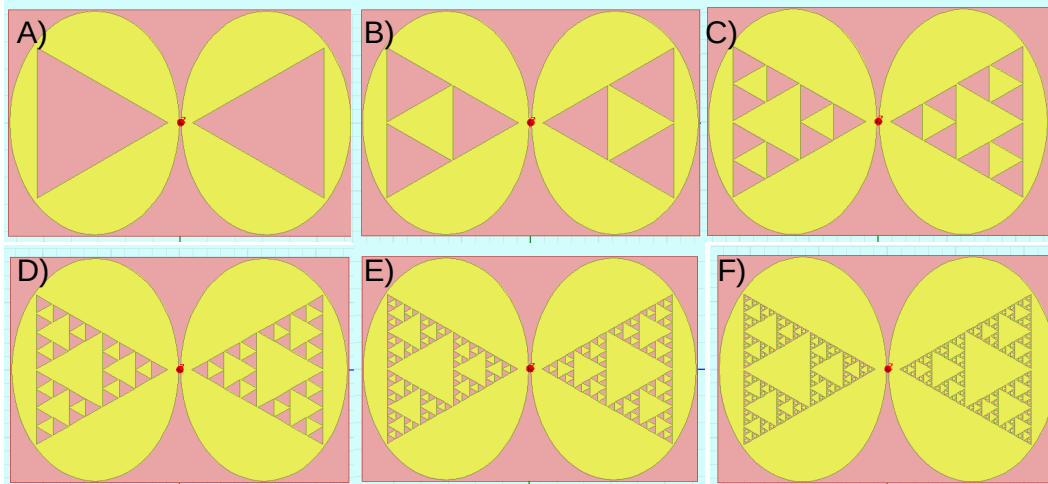


Fig. 4.16 Antena dipolo de brazos elípticos a una frecuencia de 560 MHz con defecto fractal

A) Elemento generador B) Primera iteración C) Segunda iteración D) Tercera iteración E) Cuarta iteración F) Quinta iteración.

Es necesario mencionar que el estudio se realizó desde los 100 MHz hasta los 10 GHz teniendo como resultado el gráfico de la Fig. 4.17 donde se muestra un acoplamiento aceptable para todo el intervalo de frecuencias del análisis, con un acoplamiento menor, pero para la aplicación de compatibilidad electromagnética (EMC) no es de suma relevancia, además de que es apreciable el efecto multibanda, mostrando una cantidad grande de resonancias.

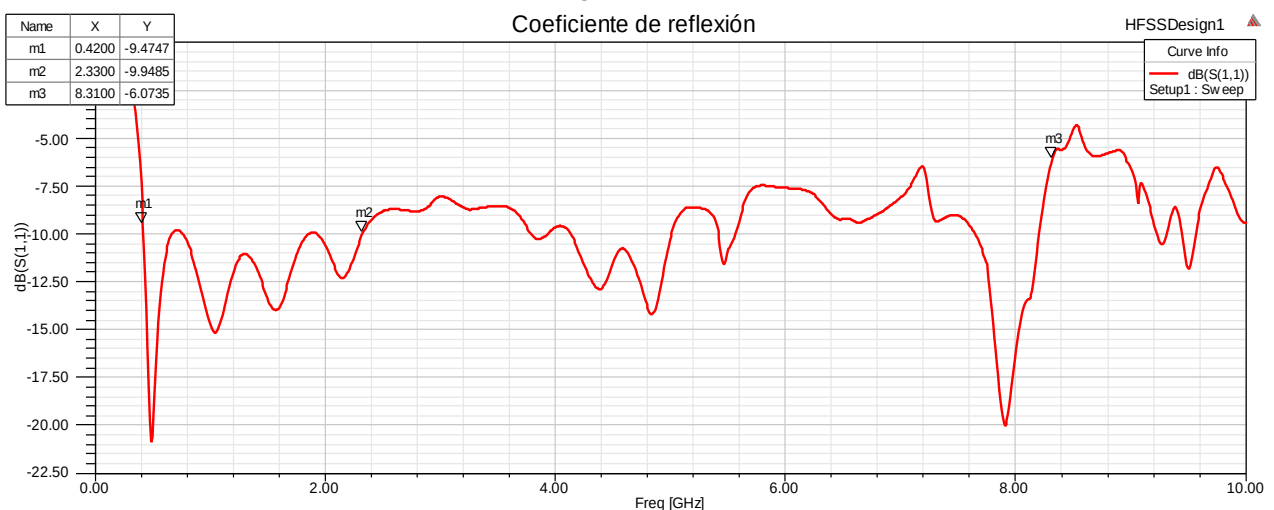


Fig. 4.17 Coeficiente de reflexión para la antena dipolo de brazos elípticos a una frecuencia de 560 MHz.

En la Fig. 4.18 y Fig. 4.19 se muestra la parte real del parámetro Z_{11} considerando que la parte imaginaria del mismo parámetro es muy cercano a cero y el patrón de radiación de la antenna igual a 2.75 dBi.

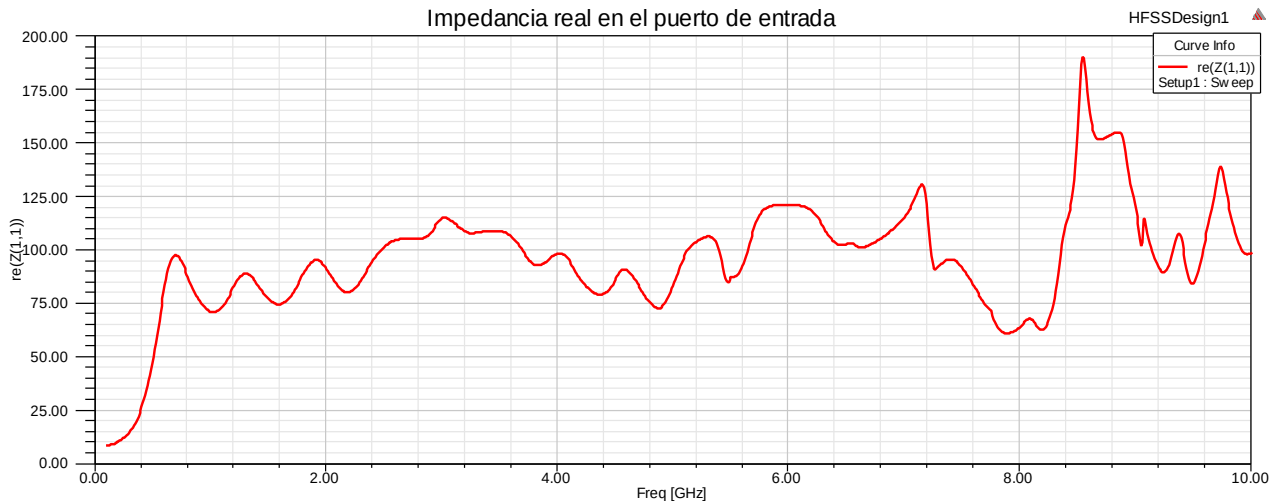


Fig. 4.18 Parte real de la impedancia real vista desde el puerto de entrada para una antenna dipolo de brazos elípticos a una frecuencia de diseño de 560 MHz (Parámetro Z_{11}).

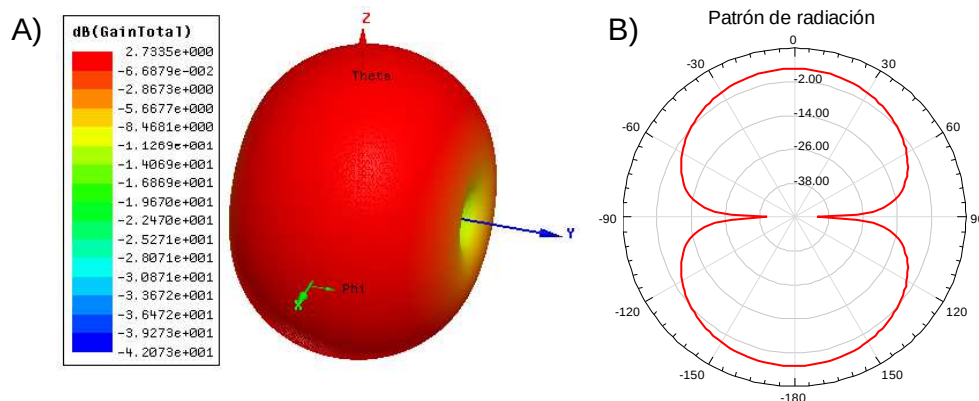


Fig. 4.19 Patrón de radiación para una frecuencia puntual de 560 MHz en función de la ganancia total de la antenna A) Tercera dimensión B) Plano E.

4.4 Reducción de antenna dipolo de brazos elípticos a una frecuencia de 500 MHz.

Finalmente y realizando un pequeño resumen de lo que va del capítulo en la sección 4.2 se analizaron los efectos provocados por el defecto triangular correspondiente al elemento generador del triángulo de Sierpinski. Durante la sección 4.3 las simulaciones se enfocan en la reducción de las dimensiones de la antenna base correspondiente a la referencia bibliográfica [4]. En la sección 4.4 el análisis para

cada una de las iteraciones y del principal efecto que tienen las geometrías fractales para los elementos radiadores. Por último en la presente sección se analizará la reducción de las dos dimensiones más importantes para una antena dipolo de brazos elípticos, el semieje mayor y el semieje menor, que determinan el ancho de banda y la frecuencia de operación.

Es importante destacar que la metodología que se siguió, fue la misma de las secciones anteriores, tomando la antena de la sección 3.5.3 se agregó el primer defecto triangular que consiste en un triángulo equilátero de dimensiones tales que abarcaran por completo el disco correspondiente a un brazo de la antena dipolo, agregando variables que modificarán la posición del triángulo mencionado, así como la separación entre el vértice y el puerto de entrada de la antena. Una vez teniendo el triángulo que proporcionara el mayor ancho de banda y un correcto acoplamiento se agregaron los triángulos equiláteros invertidos correspondientes a las siguientes iteraciones del fractal triangular de Sierpinski. Nuevamente se agregaron variables que permitieron la fácil modificación del semieje menor y el semieje mayor hasta obtener la mejor respuesta (máximo ancho de banda), hasta la cuarta iteración, demostrando que después de la tercera iteración no se muestran cambios considerables como se mostró en la sección 4.4. En la Fig. 4.20 se muestra la evolución del defecto fractal que se agrega a la antena dipolo de brazos elípticos para una frecuencia de diseño de 500 MHz.

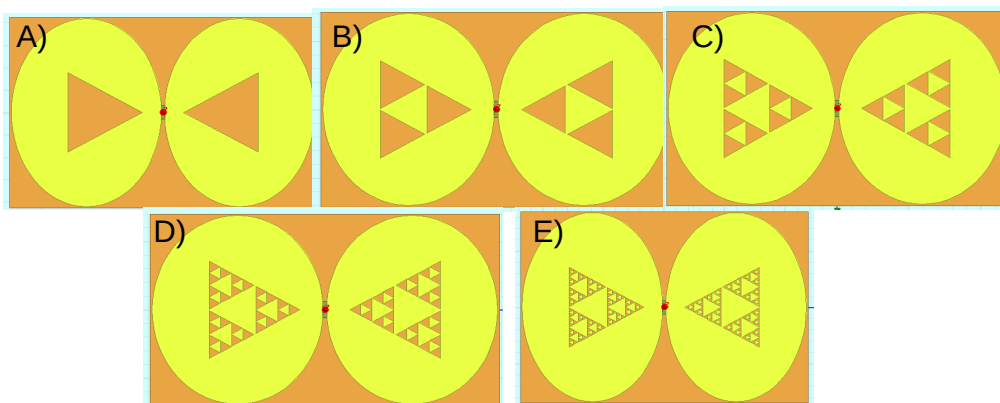


Fig. 4.20 Evolución del defecto fractal para la antena dipolo de brazos elípticos para una frecuencia de diseño de 500 MHz. A) Elemento generador B) Primera iteración C) Segunda iteración D) Tercera iteración E) Cuarta iteración.

Es necesario mencionar que durante el análisis de las iteraciones correspondientes al defecto fractal del triángulo de Sierpinski se notaba un desacoplamiento, que fue imposible quitar ya que era demasiado grande, por tal motivo se tomó la decisión de modificar las dimensiones del semieje mayor que, como fue mencionado en los capítulos anteriores, permite modificar el ancho de banda de la antena en cuestión, y se obtiene un reducción del 22.66% para cada uno de los discos con respecto a los discos de la antena original. En la Tabla 4.5 y Tabla 4.6 se muestran las dimensiones y los parámetros de antena básicos proporcionados por el simulador para cada una de las modificaciones implementadas en la antena respectivamente.

Tabla 4.5. Dimensiones para cada una de las iteraciones de una antena dipolo de brazos elípticos a una frecuencia de 500 MHz. *La reducción mencionada en la Tabla 8 está dada por el área de cada disco de la antena original.

Iteración	Semieje Menor[mm]	h[mm]	Semieje Mayor [mm]	W[mm]	Reducción* [%]
0	62	124	84	168	17.33
1	58	116	70	140	35.55
2	58	116	69	138	36.47
3	58	116	69	138	36.47
4	58	116	84	168	22.66

Tabla 4.6. Parámetros de antena básicos arrojados por el simulador electromagnético para una antena dipolo de brazos elípticos a una frecuencia de 500 MHz.

Iteración	Frecuencia Mínima [GHz]	Frecuencia Maxima [GHz]	Ancho de banda [GHz]	Desacoplamientos (Frecuencia[GHz]; Máxima acoplamiento [dB])	Ganancia total [dBi]
0	0.42	2.48	2.06	0.73; -9.11	2.61
1	0.45	3.22	2.77	0.79; -8.57	2.36
2	0.46	3.22	2.76	0.79; -8.36	2.36
3	0.46	2.77	2.31	0.80; -8.36	2.35
4	0.45	2.73	2.28	Ninguno	2.49

Como se observa en la Tabla 4.5, en la sección de la iteración 4 se da un aumento en en las dimensiones correspondientes al semieje mayor con la finalidad de lograr el acoplamiento total en todo el intervalo de frecuencias de interés. A continuación

se muestran los gráficos de los parámetros de antenna proporcionados por el simulador electromagnético para la antenna final.

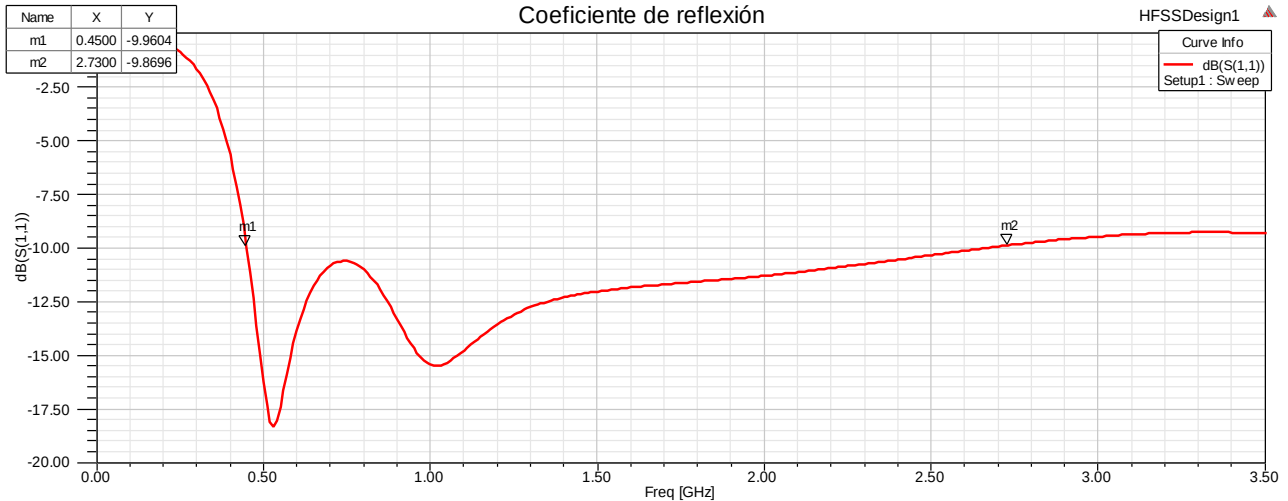


Fig. 4.21 Coeficiente de reflexión para una antenna dipolo de brazos elípticos para una frecuencia de 500 MHz con defecto fractal.

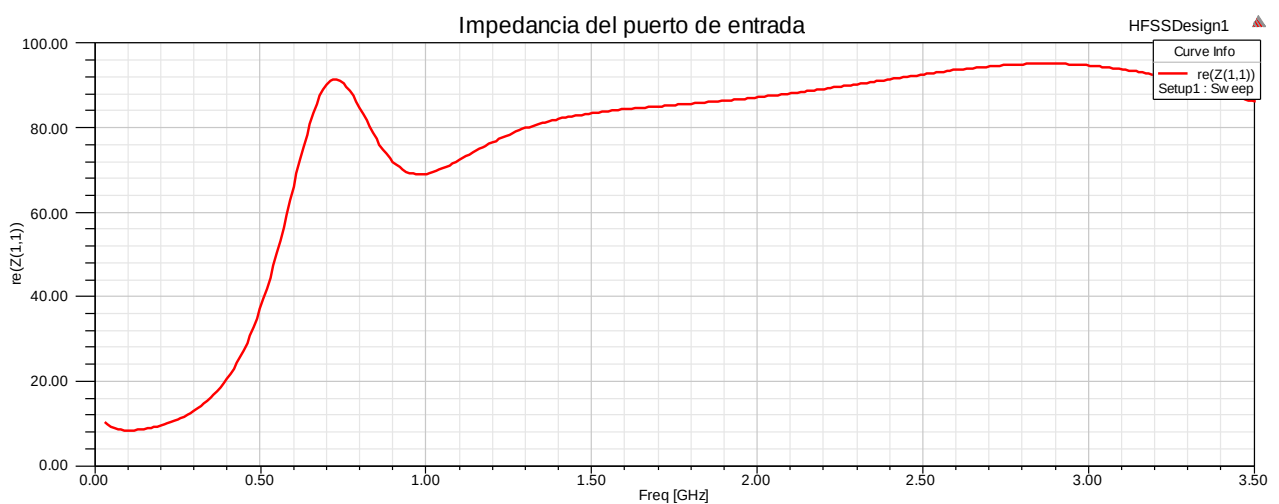


Fig. 4.22 Parte real de la impedancia del puerto de entrada para la antenna dipolo de brazos elípticos a una frecuencia de 500 MHz (Parámetro Z_{11}).

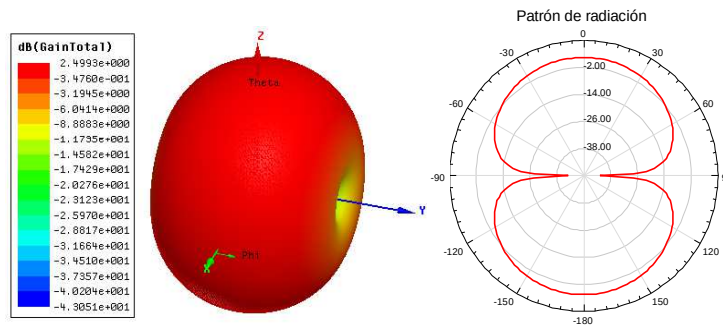


Fig. 4.23 Patrón de radiación a una frecuencia de 500 MHz en función de la ganancia total de la antena A) Tercera dimensión B) Plano E.

4.5 Balun de banda ultra ancha.

El balun es un dispositivo que permite realizar el acoplamiento entre una terminal o línea de transmisión desbalanceada a una terminal o dispositivo balanceado y de manera inversa. El nombre balun está compuesto por sus siglas en inglés balanced-unbalanced. Normalmente, para aplicaciones de ultra ancho de banda se hace uso de líneas de transmisión de tipo coplanario debido a la poca variación de la impedancia en función de la frecuencia. En resumen el diseño y desarrollo de este balun está basado en tres etapas, una línea de transmisión balanceada (CPS), el balun que consiste en un stub (segmento de línea) de longitud $\lambda_g/4$ en el plano de tierra que une a dos líneas de transmisión cuya función es realizar la interconexión entre la primer etapa y la tercera que consiste en un acoplador de impedancia Chebyshev en línea de transmisión CPW (línea de transmisión desbalanceada), clasificado como un acoplador de banda ancha [5], [6]. En la Fig. 79 se muestra el modelo del balun propuesto en [5] y [6].

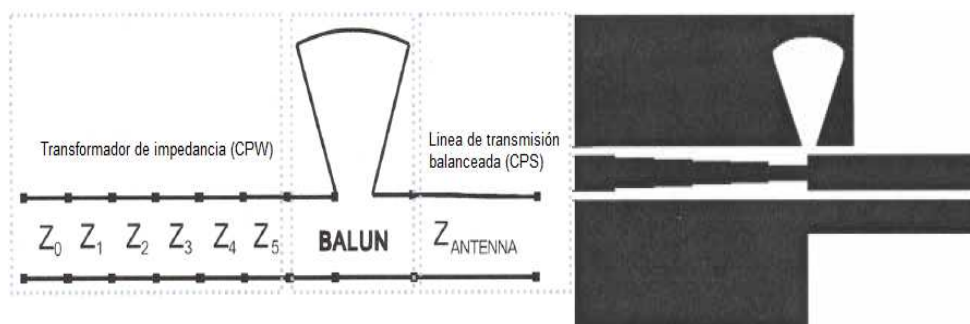


Fig. 4.24 Balun de transición CPS a CPW para alimentación de antenas de ultra ancho de banda [5] [6].

A continuación en la Tabla 4.7 se muestran los valores de impedancia y las dimensiones que poseen los segmentos de línea que conforma el acoplador Chebyshev.

Tabla 4.7. Cálculo de impedancias y dimensiones de los segmentos de línea que conforman el acoplador Chebyshev.

	CPW					CPS
Parámetro	Z_0	Z_1	Z_2	Z_3	Z_4	Z_{ANT}
Impedancia [Ω]	50	56.005	64.89	77.045	89.27	Aproximadamente 100
$W[mm]$	2.89	2.44	1.70	1.07	0.47	3
$G[mm]$	0.3	0.52	0.895	1.21	1.375	0.5
$L[mm]$	12.46	12.43	12.30	12.18	12.13	38.5

Donde:

$Z_n[\Omega] = \text{Impedancia del segmento de línea de transmisión.}$

$W[mm] = \text{Ancho de la línea de transmisión.}$

$G[mm] = \text{Ancho de ranura.}$

$L[mm] = \text{Longitud del segmento de línea de transmisión.}$

Con la finalidad de obtener un mayor ancho de banda para esta topología en [6] se propone interconectar los planos de tierra con alambres que proporcione una impedancia grande, para fines prácticos se colocó una resistencia de montaje superficial de $100\ \Omega$ obtenido como resultado la Fig. 4.25 que entrega la respuesta de la Fig. 4.26.

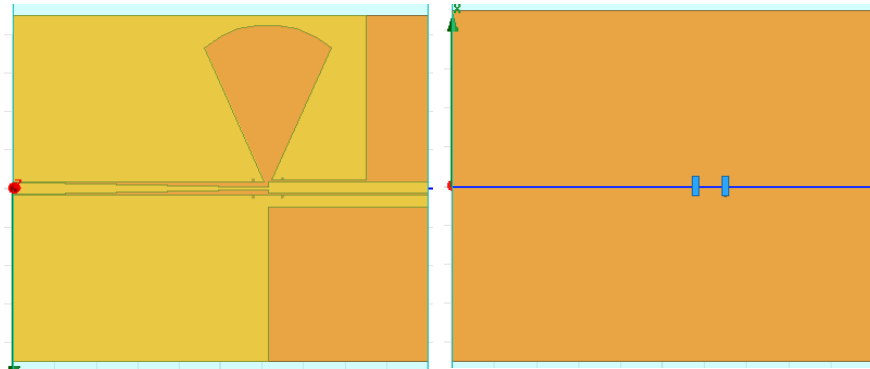


Fig. 4.25 Balun de ultra ancho de banda con interconexión de planos de tierra con resistores de $100\ \Omega$ a) Vista superior b) Vista posterior.

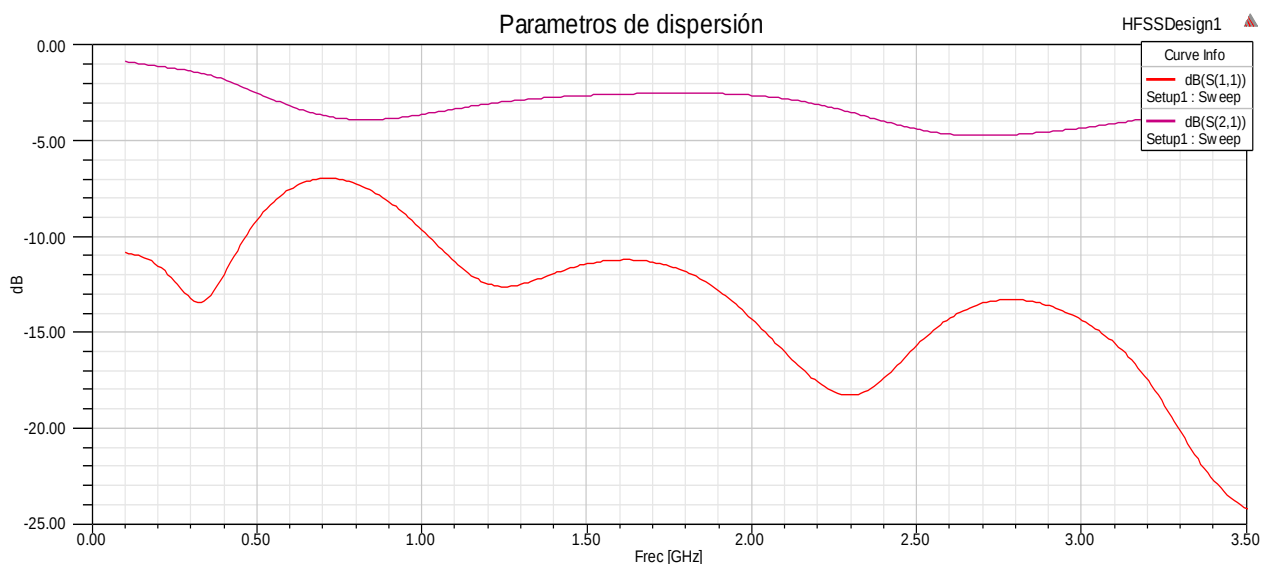


Fig. 4.26 Parámetros de dispersión para balun de ultra ancho de banda.

Por cuestiones prácticas y con la finalidad de evitar la construcción de un balun de ultra banda ancha con configuración back to back el balun fue medido con la antena conectada, que se reportó en el capítulo 5. En la Fig. 4.27 se muestra el dispositivo físicamente armado, la construcción de este dispositivo fue llevado a cabo por el método litográfico.

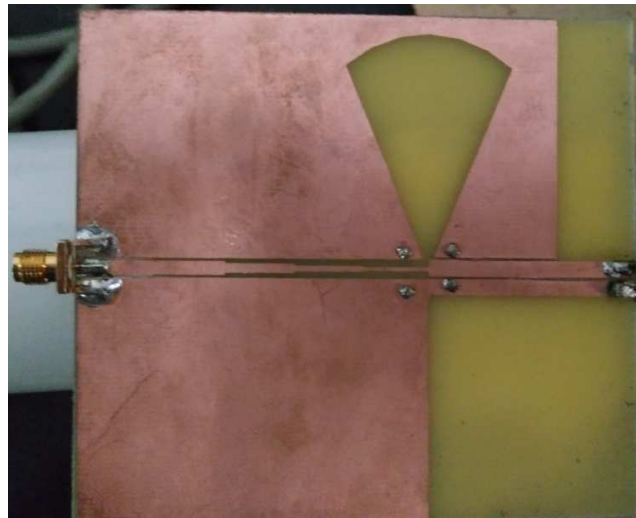


Fig. 4.27 Balun de ultra ancho de banda construido

4.6 Divisor de potencia resistivo.

El divisor resistivo de potencia hace uso de componentes físicos con pérdidas (resistores) en vez de aprovechar las inductancias y capacitancias de las líneas de transmisión. La configuración más común de este tipo de dispositivos es para dividir en partes iguales la potencia del puerto de entrada en los puertos de salida. Una de las ventajas más grande de este tipo de divisor de potencia es el amplio ancho de banda que va de DC hasta GHz a diferencia de otro tipo de divisores que proporciona aproximadamente un ancho de banda fraccional de 100% [7].

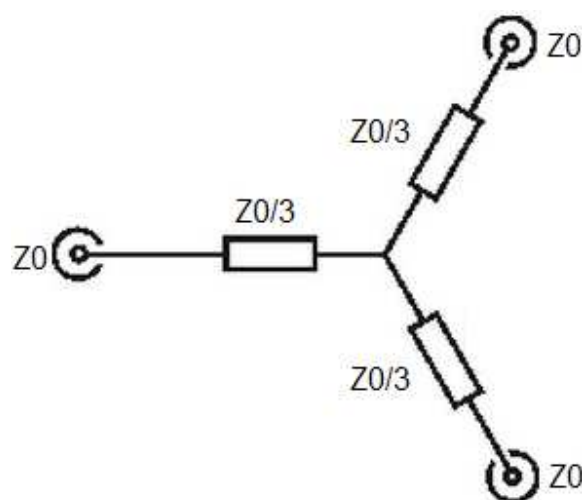


Fig. 4.28 Topología del divisor de potencia resistivo [7].

Con ayuda del simulador electromagnético se simuló el divisor de potencia tipo resistivo obteniendo la Fig. 4.29 y Fig. 4.30.

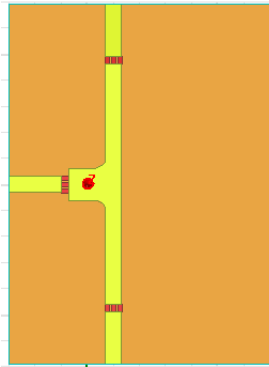


Fig. 4.29 Topología del divisor de potencia resistivo simulado.

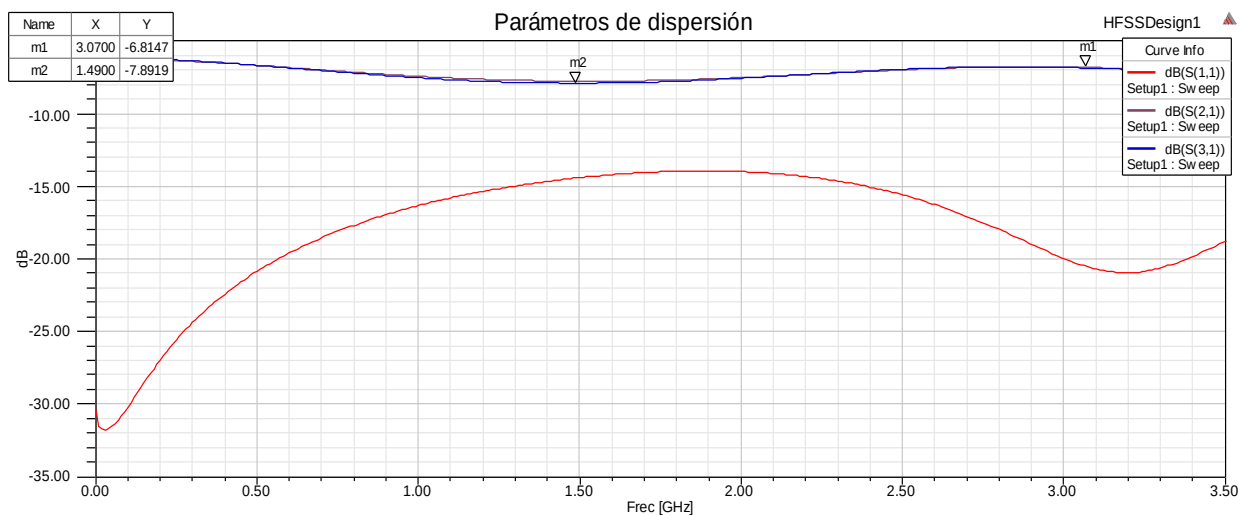


Fig. 4.30 Parámetros de dispersión del divisor de potencia resistivo.

Lamentablemente, los resistores de $50\ \Omega$ no son comercializados en México y es caro importarlos, por tal motivo se utilizaron resistores de $100\ \Omega$ lo que, obviamente aumenta la cantidad de resistores colocados en paralelo de 3 a 6 en cada brazo.

4.7 Conclusiones.

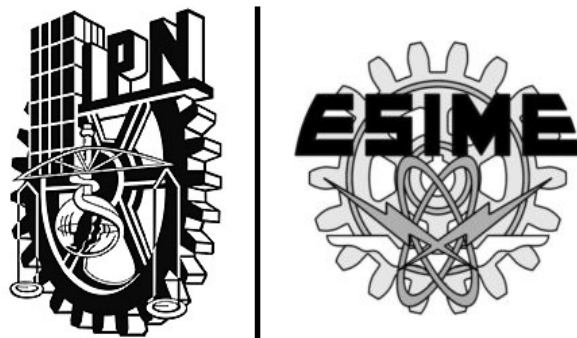
A través de las secciones del capítulo cuatro se analizó para diversos ejemplos los efectos que tiene los defectos fractales dentro de elementos radiadores, en específico para las antenas dipolo de brazos elípticos, que ya por si sola es una antena de ultra ancho de banda (UWB) gracias a las propiedades descritas durante el capítulo 3, es decir, dimensiones física, principalmente, radio menor y radio mayor, en caso de que la antena sea plana rizada el grosor del material utilizado.

Como se mencionó al inicio del presente capítulo, las antenas fractales o con defectos fractales tiene tres cambios primordiales, la generación de efectos multi-banda, generar un ensanchamiento en el ancho de banda con respecto al original y la miniaturización de antenas, es decir la reducción de las dimensiones físicas de una antena.

Cualquier modificación en las dimensiones de la antena provoca el cambio de los diversos parámetros de antena, puede que beneficien o afecten el comportamiento del elemento radiador, a lo largo del capítulo dos se muestran antenas a las cuales se les ha aplicado una técnica fractal, algo destacable es la disminución de la ganancia aproximadamente en 1 dB en comparación con la antena original, en el caso de las antenas analizadas a lo largo del capítulo es de aproximadamente 0.3 dB en caso de la miniaturización, para el caso del ensanchamiento del ancho de banda no se ve afectado este parámetro de manera considerable.

Referencias

- [1] J. P. R.-S. Y. Gianvittorio, «Fractal Element Antenna: A Compilation of Configuration with Novel Characteritcs,» de *Antennnas and Propagation Society International Symposium*, 1988.
- [2] O. K. R. K. Tuhina, «On the design of Elliptical Shape Fractal Antenna for UWB Applications,» de *IEEE Applied Electromagnetics Conference (AEMC)*, 2013.
- [3] Y. C.-P. J. Yuan-hai, «Research of Fractal Technology in the Design of Multi-frequency Antenna,» de *Microwave Conference Proceedings (CJMW)*, China-Japan, 2011.
- [4] S. M. Muñoz, Desarrollo de antena semi-isotropicas para evaluar emisiones radiadas e inmunidad electromagnetica en el intervalod e frecuencias de 300MHz a 3 GHz, México: Instituto Politecnico Nacional, Tesis, 2012.
- [5] A. W. R. W. V. G. Vasylenko, «A Very Compact CPW-toCPS Balun for UWB Antenna Feeding,» *IEEE 25 th Convention of Electrical and Electronics Engeeners Isreal*, 2008.
- [6] J. J. K. A.-H. Thaysen, «A Wideband Balun-How Does it Work?,» *Applied Microwave & Wireless*, vol. 12, nº 10, pp. 40-50, 200.
- [7] D. Pozar, Microwave Engineering, Estados Unidos : John Wiley & Sons Inc., 1998.



Capítulo 5| "Construcción y caracterización."

Capítulo 5. Construcción y caracterización.

Introducción.

Durante el presente capítulo se describe el proceso de construcción, medición y por lo tanto la caracterización de los dispositivos desarrollados durante el presente documento. Principalmente de las antenas diseñadas en el capítulo cuatro, en el cual se muestra la reducción de dimensiones y el incremento del ancho de banda de las antenas diseñadas en el capítulo 3.

5.1 Antena principal.

El primer prototipo construido y terminado es el que se diseña a lo largo de la sección 3.1, al cual se le agrega el defecto fractal en la sección 4.3 con una reducción aproximada de 47.84% en función del área de cada disco, con ayuda del software de simulación electromagnética HFSS en su versión 15.0 y el software Diptrace se logró obtener el diseño en un formato .dxf, adecuado para poder construir cada uno de los discos de la antena correspondiente en un CNC, dicha herramienta se encarga de devastar la forma elíptica principal de cada disco y posteriormente de agregar los triángulos correspondientes al defecto fractal.

Como siguiente paso y con ayuda de un segmento de tubo de PVC de 2 pulgadas de diámetro y 5 cm de largo se logró sostener ambos discos y dar estabilidad mecánica al prototipo, además de mantener la separación entre cada uno de los discos de 4 mm, como el diseño lo demanda, con ayuda del grafico mostrado en la Fig. 4.7 se obtuvo la impedancia promedio de la antena aproximadamente de 93Ω , afortunadamente existe un cable coaxial (RG-62 o RG-62/U) con dicha impedancia característica de 93Ω , aunque cabe destacar que conseguir este tipo de cable es complicado. El segmento de cable coaxial con una longitud de 8 cm mencionado anteriormente nos permite alargar el puerto de alimentación manteniendo la impedancia arrojada por el simulador electromagnético, además de que la estructura del cable permita soldar cada uno de los brazos al conductor central y el mallado del cable respectivamente, lo cual permitió una fácil unión al balun diseñado y construido, el cual acopla la impedancia de la antena a 50Ω .

Lamentablemente la respuesta de este tipo de antenas depende directamente del dispositivo que se le conecta a la entrada, por lo que se espera como resultado una respuesta del coeficiente de reflexión o parámetro S_{11} similar a la respuesta del balun por sí solo. La medición de cada una de las antenas fue llevada a cabo en el analizador de vectorial de redes de la marca Rohde & Schwarz, modelo zvb-4 que opera en un intervalo de frecuencia que va de 300 KHz hasta 4 GHz. Dicho dispositivo de medición se encuentra en la Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica Unidad Zacatenco (ESIME Zacatenco), en el Laboratorio de Compatibilidad Electromagnética. En las Fig. 5.1 y Fig. 5.2 se muestra el acoplamiento medido y graficado en MATLAB en su versión 2012 en comparación con la pantalla del dispositivo de medición.

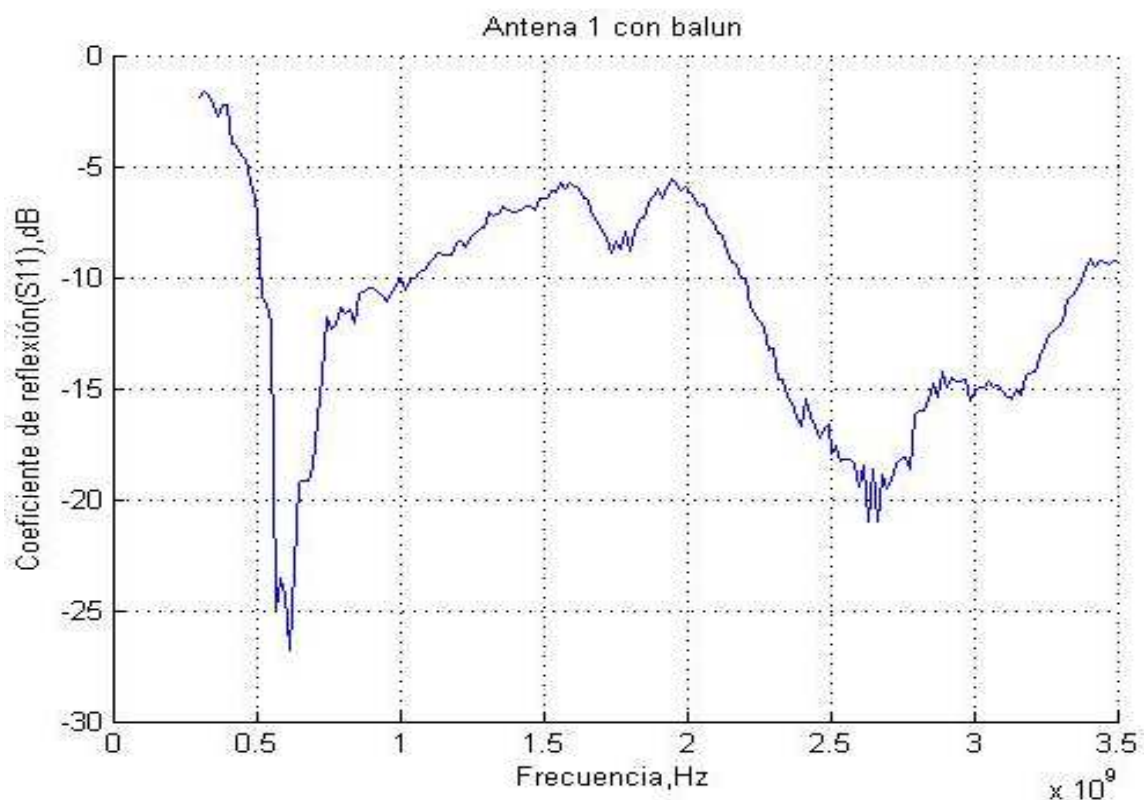


Fig. 5.1 Coeficiente de reflexión de la antena 1 con balun medido y graficado en MATLAB.



Fig. 5.2 Coeficiente de reflexión de la antena 2 con balun medido y graficado en MATLAB.

Como se muestra en la Fig. anteriores se muestra el coeficiente de reflexión de las antenas que formaran parte del arreglo que se formara con el objetivo de crear el patrón de radiación semi-isotrópico. Como se mencionó anteriormente, para las antenas de EMC no es necesario un acoplamiento de -10 dB pero si por debajo de -6 dB para poder considerar un acoplamiento adecuado.

Para poder formar el arreglo de antenas es necesario utilizar un divisor de potencia resistivo el cual fue diseñado en el capítulo anterior, con la finalidad de que la misma cantidad de potencia llegue a cada una de las antenas. De igual forma que con las antenas se realizó la medición del parámetro de reflexión del divisor de potencia colocando una carga de 50Ω en cada una de las salidas, con la finalidad de medir el acoplamiento que existe entre la entrada y ambas salidas. En la Fig. 5.3 se muestra la medición realizada.

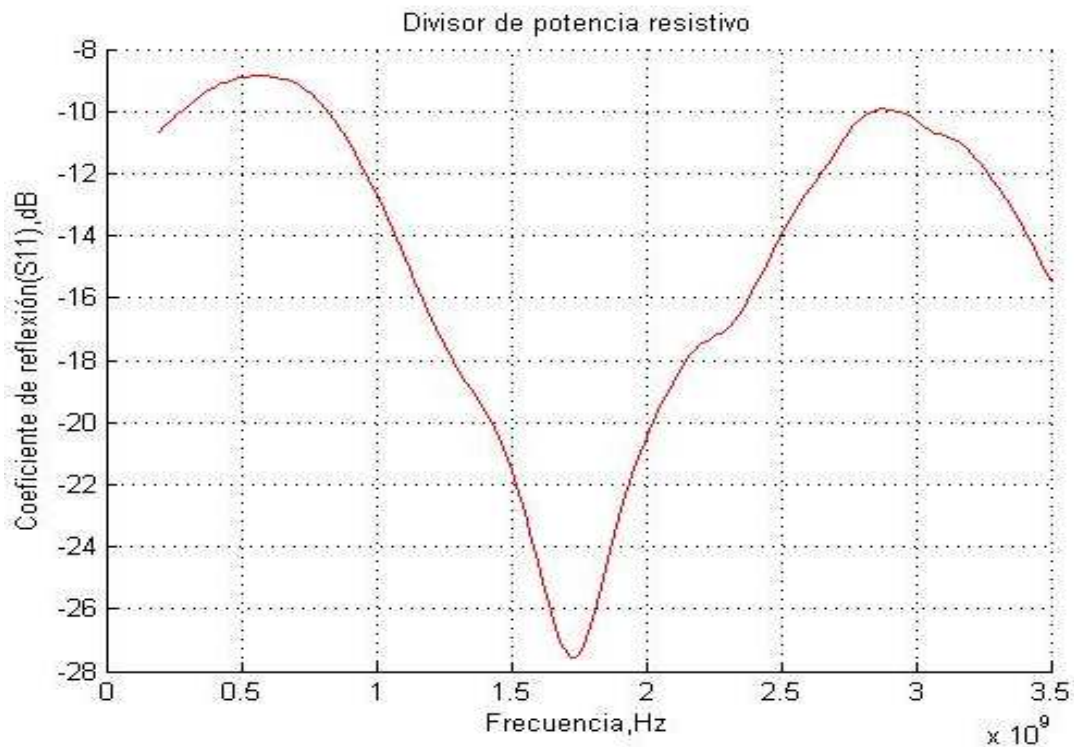


Fig. 5.3 Coeficiente de reflexión del divisor de potencia resistivo medido y graficado en MATLAB.

Finalmente, haciendo uso de segmentos de tubo de PVC y una “T” del mismo material, se unió la estructura correspondiente al arreglo de los dos dipolos con 90 grados de diferencia entre los dos elementos, cabe destacar que la distancia que debe existir entre los centros de los dipolos debe de ser el correspondiente a $\lambda/4$ de la frecuencia de diseño de los elementos radiadores para antenas dipolo idénticas [1] que para la antenna reportada hasta ahora es de aproximadamente 17 cm. Es necesario mencionar que cada uno de los balunes y el divisor de potencia resistivo fue adaptado con conectores SMA tipo hembra. En la Fig. 5.4 se muestra el arreglo de antenas dipolo de brazos elípticos reducidas con técnica fractal.

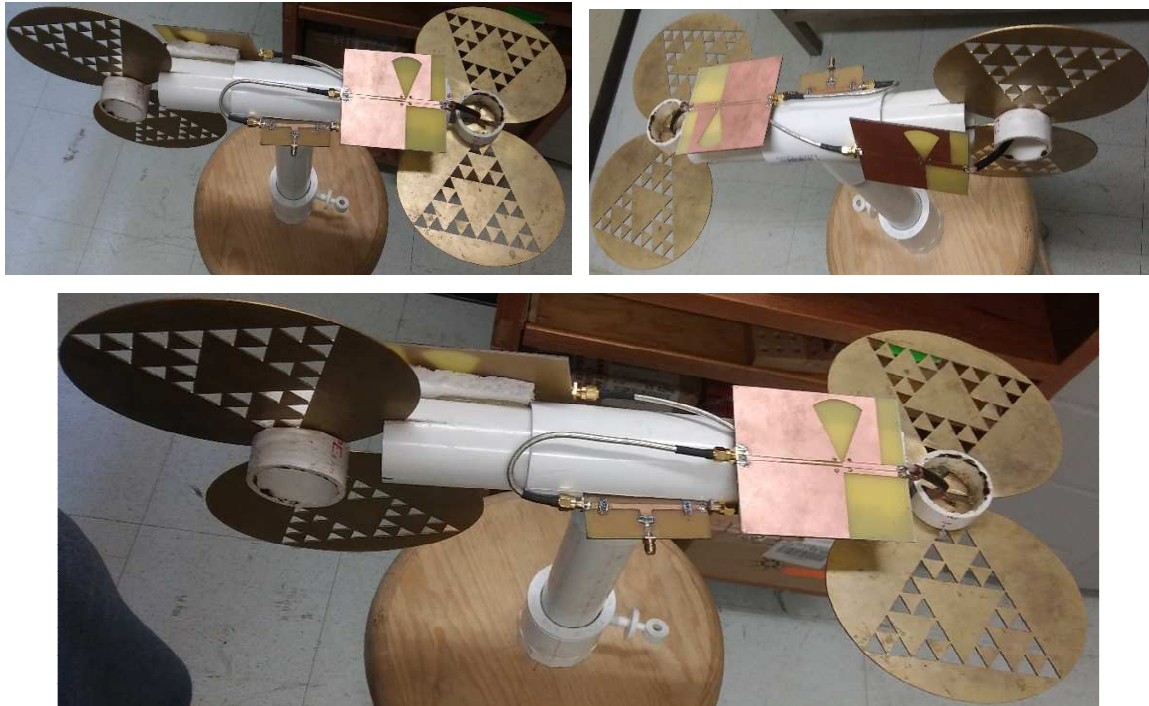


Fig. 5.4 Arreglo de dos antenas dipolo reducidas con técnica fractal con frecuencia de diseño de 850 MHz.

Con ayuda de los Analizadores vectoriales de redes se midió el coeficiente de reflexión del arreglo de antenas, con la finalidad de observar el acoplamiento total de la antena en el intervalo de operación. Con el VNA, Rohde & Schwarz zvb-4 que opera de 300 kHz a 4 GHz se midió en todo el intervalo de operación del dispositivo, obtenido como resultado la Fig. 5.5.

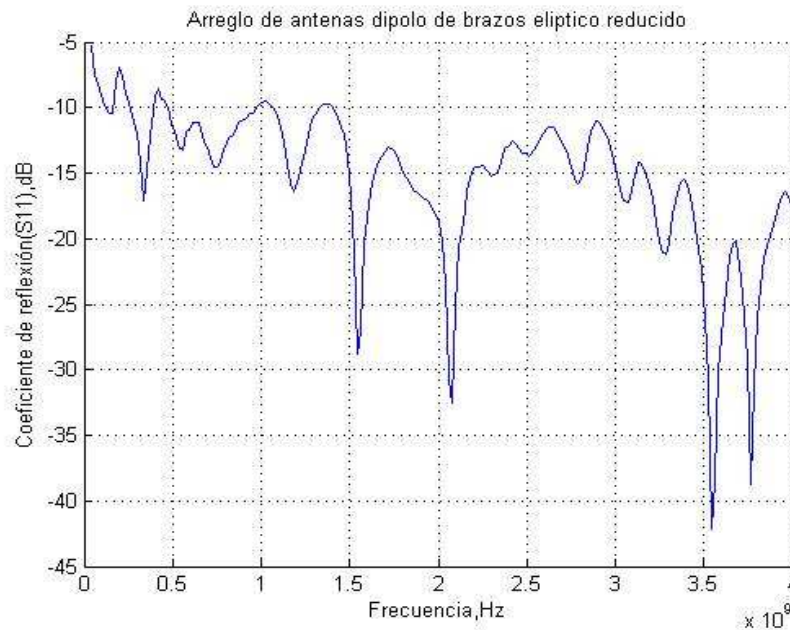


Fig. 5.5 Coeficiente de reflexión (Parámetro S_{11}) medido y graficado en MATLAB del arreglo de antenas dipolo de brazos elíptico reducido con técnica fractal.

Con la finalidad de comparar la respuesta entre dispositivos de medición y ya que en la Fig. 5.5 se muestra un acoplamiento para frecuencias mayores, se realizó una medición adicional en el Analizador Vectorial de Redes Agilent N5244A que tiene como frecuencia máxima de operación 43.5 GHz obteniendo como resultado la Fig. 5.6



Fig. 5.6 Coeficiente de reflexión (Parámetro S_{11}) medido en el VNA Agilent N5244A del arreglo de antenas dipolo de brazos elíptico reducido con técnica fractal.

Observando las Fig. 5.6 se muestra que el arreglo de dos antenas tipo dipolo de brazos elípticos reducidos con técnica fractal muestran un intervalo de operación que va de los 251 MHz hasta 6.65 GHz, teniendo como resultado un ancho de banda de 6.39 GHz en el que se obtiene un acoplamiento de impedancias adecuado.

5.2 Medición del patrón de radiación y cálculo de la ganancia de la antenna principal.

La obtención del patrón de radiación de la antena se realizó en la cámara semi-anecoica. La medición correspondiente llevo a cabo siguiendo el diagrama de la Fig. 5.7 y Fig. 5.8.

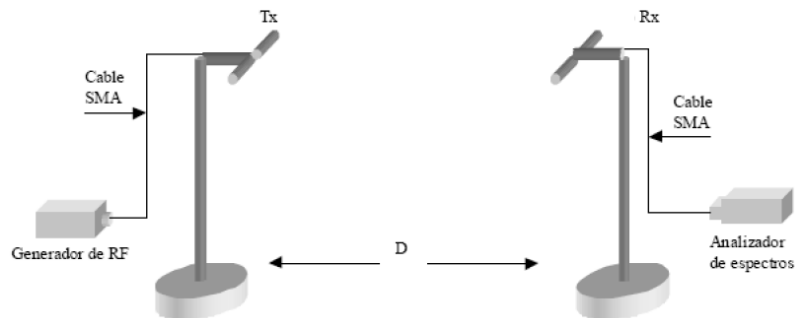


Fig. 5.7 Configuración para medición del patrón de radiación de la antenna dipolo de brazos elípticos con técnica fractal. [1]



Fig. 5.8 Medición del patrón de radiación de la antenna dipolo de brazos elípticos con técnica fractal dentro de la cámara semi-anecoica del Laboratorio de Compatibilidad Electromagnética de la ESIME Zacatenco.

Siguiendo la configuración de la Fig. 5.7 la antenna dipolo de brazos elípticos se colocó sobre la mesa giratoria y como receptora, con finalidad de analizar la potencia recibida cada vez que se gira la mesa. Mientras que como antenna transmisora se colocó una antenna LogPeriodica de la marca HyperLOG 4040 con la finalidad de aprovechar el patrón de radiación direccional que proporciona, dicha antenna posee un intervalo de frecuencia de operación que va de 400 MHz hasta 6 GHz, es necesario que entre las dos antenas haya una separación de 2 metros.

Como primera medición, se analizó el patrón de radiación de cada una de las antenas para diferentes frecuencias, obtenido como resultado la Fig. 5.9 y Fig. 5.10.

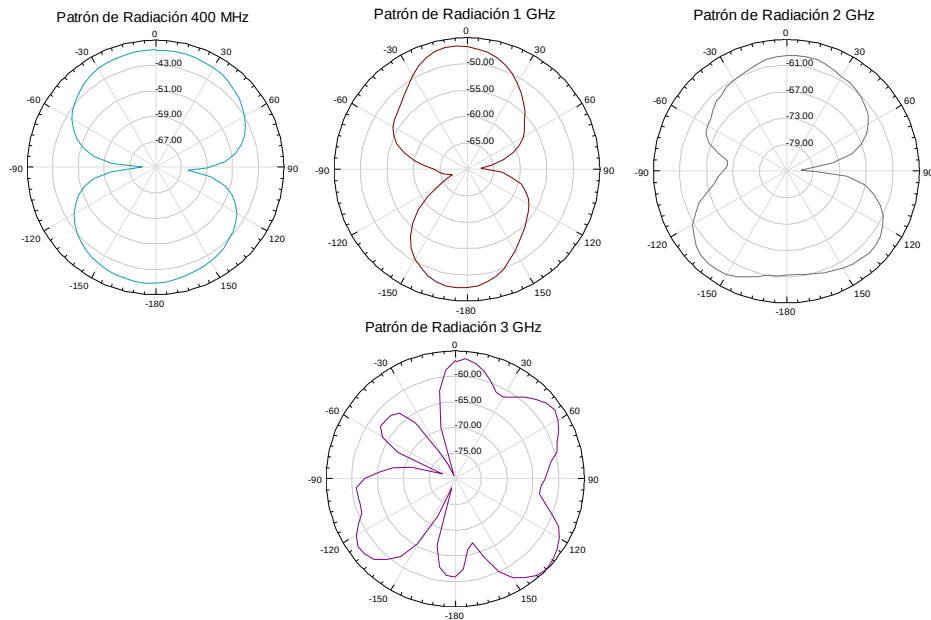


Fig. 5.9 Patrones de radiación para la antena dipolo de brazos elípticos con técnica fractal No.1.

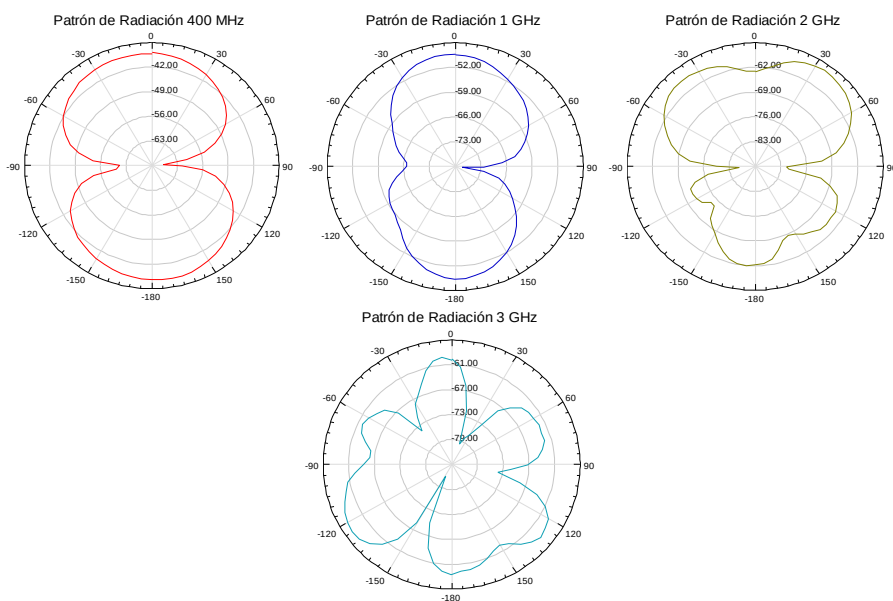


Fig. 5.10 Patrones de radiación para la antena dipolo de brazos elípticos con técnica fractal No.2.

En la Fig. 5.11 se muestra la antena con técnica fractal comparada con la antena original, en la que se muestra de manera contundente la reducción total.



Fig. 5.11 Comparación de la antena dipolo de brazos elípticos con técnica fractal en comparación con la antena original.

Como siguiente paso ambas antenas se colocaron dentro de la cámara semi-anecoica una como transmisora y otra como receptora con la finalidad de obtenerla ganancia de las antenas que en teoría son iguales y por lo tanto, teóricamente deberían de tener la misma ganancia ambas antenas, obtenido como resultado los patrones de radiación mostrados en la Fig. 5.12.

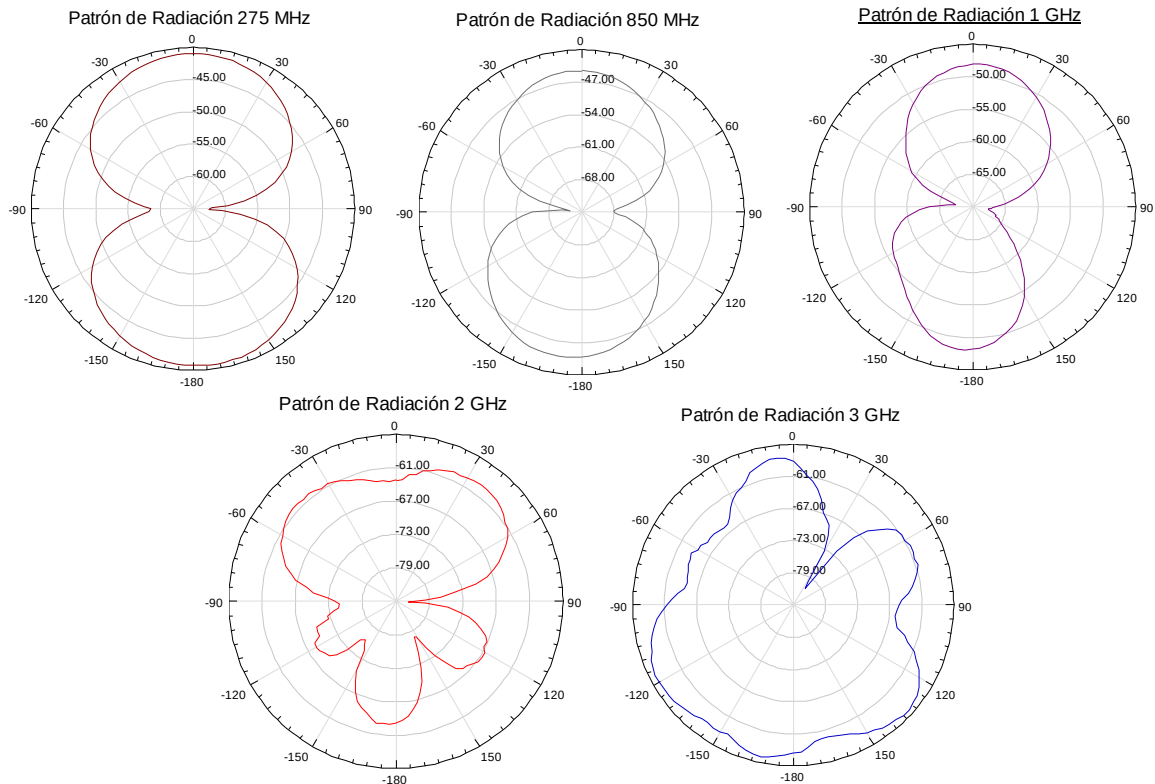


Fig. 5.12 Patrones de radiación para antena dipolo de brazos elípticos con técnica fractal, colocando antenas similares, una como transmisora y otra como receptora.

Considerando el calor máximo para cada uno de los patrones de radiación de la Fig. 5.12 y haciendo uso de la ecuación de Friss (5.1), comúnmente utilizada para calcular la ganancia de una antena, en este caso se utilizó la ecuación, tomando en cuenta que la antena transmisora y receptora son similares y que teóricamente cuentan con la misma ganancia.

$$P_{recibida}[dBm] = P_{transmitida}[dBm] - A_t[dBm] + 2G[dBi] - P_{loss}[dBm] \quad (5.1)$$

Donde:

$P_{recibida}[dBm]$ = Potencia medida en el analizador de espectros.

$P_{transmitida}[dBm]$ = Potencia transmitida por el genrador de RF.

$A_t[dBm]$ = Atenaicion de los cables que interconectan el equipo de medicion.

$$G[\text{dBi}] = \text{Ganancia de la antena receptora.}$$

$$P_{\text{loss}}[\text{dBm}] = \text{Pérdidas por el espacio libre} = 20 \log \left(\frac{4\pi \times d}{\lambda} \right).$$

$$d[\text{m}] = \text{distancia entre la antena receptora y la antena transmisora.}$$

$$\lambda[\text{m}] = \text{longitud de onda para la frecuencia de analisis.}$$

Haciendo uso de la ecuación (5.1) se obtuvieron los valores de la Tabla 5.1 donde obtiene la ganancia de ambas antenas, para una distancia entre antenas de 1.5 m.

Tabla 5.1. Valores de ganancia máxima calculada para los valores máximos proporcionados por lo patrones de radiación de la Fig. 93.

Frecuencia de operación [GHz]	Longitud de onda [m]	Perdidas por espacio libre [dBm]	Atenuación en los cables de interconexión [dBm]	Potencia máxima recibida [dBm]	Potencia transmitida [dBm]	Ganancia máxima [dBi]
0.85	0.3529	-34.55	-8.38	-43.66	0	-0.365
1	0.3	-35.96	-9.12	-48.03	0	-1.476
2	0.15	-41.98	-13.76	-59.10	0	-1.97
3	0.1	-45.50	-16.11	-55.79	10	-2.09

En comparación con la tabla 3.2 proporcionada en el Capítulo 4 del presente documento se reporta una ganancia para la antena igual a 1.79 dBi, este dato es considerando el resultado que arroja el software electromagnético y de manera ideal, mientras que en la realidad es necesario considerar un margen de error dado por las variaciones en la contracción con respecto al diseño de forma simulada. Se considera un dato aceptable si el valor real se encuentra +/- 3 dB el valor medido con respecto al valor entregado por el simulador electromagnético. Además de que es necesario considerar que para una antena de este tipo es decir, una antena de ultra ancho de banda, las ganancias son relativamente bajas y muy cercanas a la unidad y en su defecto pueden producir atenuaciones al realizar las mediciones pertinentes.

5.3 Generación del patrón semi-isotópico para la antenna principal.

Con la finalidad de complementar el trabajo realizado en [1], que tiene como objetivo la generación de un patrón de radiación semi-isotópico es decir que se tenga un campo eléctrico uniforme en todas direcciones. Como se mencionó en los capítulos anteriores esto se logra colocando dos antenas dipolo de forma ortogonal es decir uno de los dipolos es girado 90 grados, logrando un patrón de radiación lo más parecido a un patrón de radiación isotrópico ideal. Haciendo uso de los patrones de radiación mostrados en la Fig. 5.4 y realizando las mediciones pertinentes para obtener el patrón de radiación de una antena receptora ortogonalmente con respecto a la transmisora. Obteniendo como resultado los patrones de radiación de la Fig. 5.13.

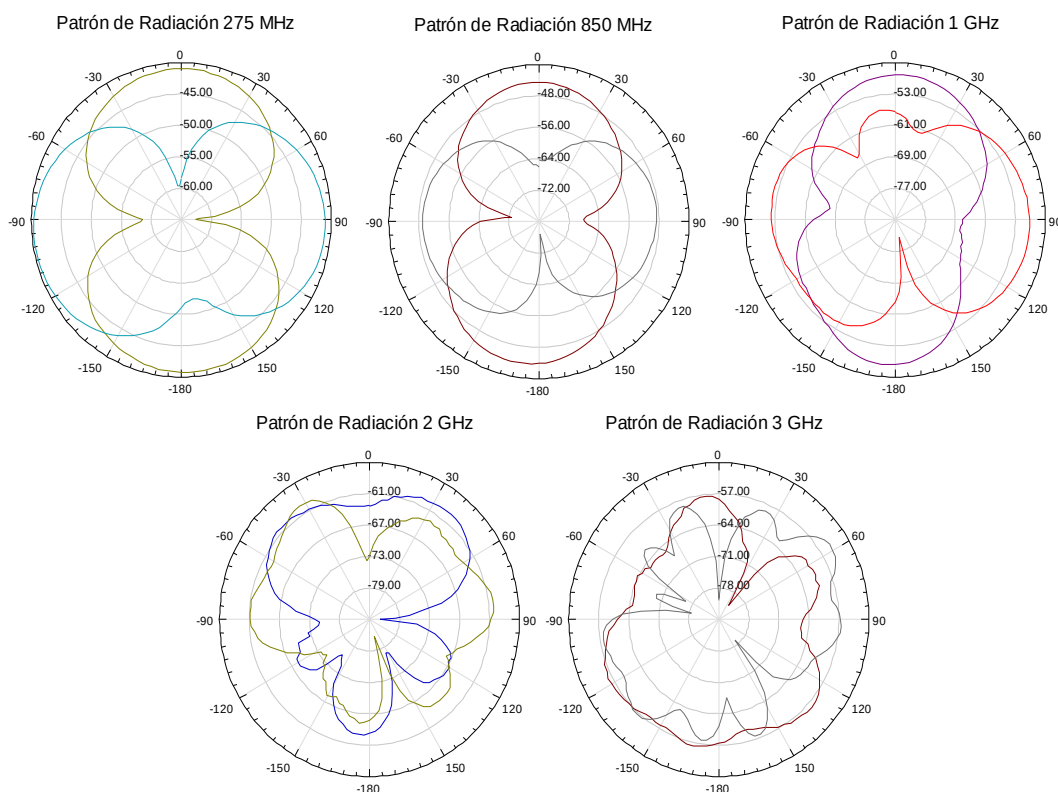


Fig. 5.13 Patrones de radiación semi-isotópicos generados al medir patrones de radiación individualmente.

Para lograr físicamente la generación de un patrón de radiación semi-isotrópico como los mostrados en la Fig. 5.13, generados de manera individual, las antenas

dipolo de brazos elípticos con técnica fractal deben de ser colocados con una separación de $\lambda/2$ para la frecuencia de máximo acoplamiento [1-4] y ortogonalmente una antena con respecto a la otra, lo cual provocaría un problema para una antena de ultra ancho de banda debido a que al realizar la medición a frecuencias diferentes y mantener el comportamiento de patrón de radiación semi-isotrópico tendría que modificarse la distancia entre antenas para cada medición. Aunque para el caso de la antena reportada en el presente documento, al colocar el defecto fractal en cada uno de los brazos del dipolo de brazos elípticos, se generan resonancias es decir, capacitancias e inductancia parasitas que al ser colocadas ortogonalmente y en una distancia diferente a la mencionada anteriormente, puede provocar que una o ambas antenas sufran desacoplamientos al momento de realizar las mediciones y en consecuencia una medición errónea e incluso la generación de un patrón de radiación modificado o con variaciones que afecten el correcto funcionamiento de la antena.

5.4 Conclusiones.

Por lo general, las antenas desbalanceadas basan su respuesta en lo que se conecte a la entrada, es decir, en el caso de la antena reportada en el presente documento, en la cual se mide el coeficiente de reflexión o el parámetro S_{11} en que se mide el nivel de acoplamiento o la cantidad de energía reflejada, con un acoplamiento de -10 dB se asegura que el 10% de la energía es reflejada hacia la fuente, en algunos casos es considerado aceptable un nivel de reflexión de -6 dB en caso de las antenas para aplicaciones de Compatibilidad electromagnética o Concluyendo que la antena reportada puede cumplir con el objetivo principal de esta tesis que es generar una antena de ultra ancho de banda, de tamaño pequeño generando un patrón de radiación semi-isotrópico para tener una distribución de campo eléctrico uniforme. Para pruebas de conformidad de emisiones e inmunidad radiada, cumpliendo con las normas analizadas durante el primer capítulo.

Referencias

- [1] S. Muñoz, Desarrollo de Antenas Semi-Isotrópicas para evaluar emisiones radiadas e inmunidad electromagnética en el intervalo de frecuencias 300 MHz a 3 GHz, México,D.F.: Instituto Politecnico Nacional, Tesis, 2012.
- [2] A.-T. Diet, «Design and Measurements of a Quasi-isotropic UWB Planar Antenna,» *Recent patents on Electrical Engineering* , pp. 176-183, 2011.
- [3] V. A. A. M. Carrillo, «Determinacion del Patrón de Radiación de un Arreglo Dipolar Lineal Implementando en el MEXART,» Instituto de Geofísica UNAM, México, D.F., 2008.
- [4] A. Balanis, Antenna Theory: Analysis and Design, New Jersey: John Wiley & Sons Inc., 2005.



“Conclusiones generales y trabajo futuro”

Conclusiones Generales

El trabajo que se presenta cumple con los objetivos propuestos. Las antenas desarrolladas son de tamaño pequeño, con respecto a la antena de referencia (Capítulo 3) ya que se redujo el área de cada disco en un 46%, lo que muestra que las estructuras fractales son adecuadas para reducir las dimensiones físicas de las antenas. Las antenas operan en un intervalo de frecuencia de una década (300 MHz-3 GHz), con ganancia de -0.36 a -2.09 dBi. Estas ganancias son aceptables para las pruebas radiadas de conformidad de la compatibilidad electromagnética y en este caso se tiene una gran mejora en comparación con las antenas que se encuentran en el mercado actualmente, ya que presentan ganancias promedio de -18 dBi para una frecuencia de operación de 100 MHz, y que además poseen dimensiones físicas que van de 3 a 10 veces más grandes.

Las antenas de esta tesis se construyeron de latón, sus dimensiones son 258 mm de largo, 156 mm de ancho y un espesor de 1.7 mm, soportan potencias mayores a los 100 W. El estudio de potencia no se llevó a cabo, ya que se probó con un balun de menor potencia el cual se diseñó y construyó de tipo híbrido para interconexión de líneas de transmisión que opera de manera eficiente en el intervalo de frecuencia de operación de la antena, presentando ventajas en comparación con las antenas que se encuentran en el mercado de características similares, ya que hacen uso de diferentes tipos de balun en cada intervalo de frecuencia de operación.

El uso de la técnica fractal con triángulos de Sierpinski, es una estructura simple que permite construir hasta cierto número de iteraciones, la cual fue adecuada para aplicarse en el latón ya que se requiere de una máquina CNC especial.

La aplicación fundamental de la antena es para pruebas de inmunidad radiada en el laboratorio de Compatibilidad Electromagnética correspondiente a la Sección de estudios de posgrado e investigación del Instituto Politécnico Nacional, debido a que cuenta con una cámara semi-anecoica, con dimensiones de 7 metros de largo, 3 metros de ancho y 4 metros de altura. Para las pruebas de emisiones también puede utilizarse esta antena ya que de acuerdo a la norma (IEC 61000-4-3) las cámaras

semi-anecoicas deben tener dimensiones de 9 metros de largo, 4 metros de ancho y 6 metros de alto.

Con la antena desarrollada se cumplen las condiciones de campo lejano para las pruebas radiadas de conformidad electromagnética en los tipos de cámaras semi-anecoicas, anteriormente mencionadas.

La aportación de la presente tesis son las dimensiones pequeñas de la antena que tiene un intervalo de frecuencia de operación ultra ancho, lo cual se logró con la técnica fractal propuesta, una de las más simples.

Trabajo futuro

Desarrollo de baluns de potencias mayores a 100 W de banda ultra ancha, este punto es importante porque no son comerciales y la mayoría de ellos son sintonizados.

El diseño de un dispositivo que permita variar la distancia entre las antenas con la finalidad de obtener un patrón semi-isotrópico en todo el intervalo de frecuencias de operación, además de agregar fragmentos de material absorbente entre las antenas que conformaran el arreglo, de igual forma para evitar posibles interferencias entre las antenas ortogonalmente posicionadas.

Bibliografía

- [1] H. Jardon, Compatibilidad electromagnetica de los sistemas de radiocomunicacion, México: Alfaomega, 1996.
- [2] D. Morgan, A handbook for EMC testing and measurement, Reino Unido : The Institution of Engineering and Technology, 2007.
- [3] V. P. Kodali, Engineering Electromagnetic Compatibility, Estados Unidos : IEEE Press, 1996.
- [4] M. Montrose y E. Nakauchi, Testing for EMC Compliance. Approaches and Techniques, Estados Unidos: Willey-Interscience/IEEE Press, 2004.
- [5] P. Clayton, Introduction to electromagnetic Compatibility, Estados Unidos: Willey-Interscience, 2006.
- [6] H. W. Ott, Electromagnetic Compatibility Engineering, Estados Unidos : Willey-Interscience, 2009.
- [7] Z. Chen, Conformity 2004: The annual guiede, ETS Lindgren, 2004.
- [8] C. Wang y T. Keech, Antenna Models for Electromagnetic Compatibility, Estados Unidos : U.S. Departament of Commerce, 2012.
- [9] M. A. Muñoz, Desarrollo de antenas semi-isotropica para evaluar emisiones radiadas e inmunidad electromagnetica en el intervalo de frecuencias de 300 MHz a 3GHz, México: Instituto Politecnico Nacional, 2012.
- [10] A. A. Smith, Radio Frequency: Principles and Applications, Estados Unidos: IEEE Press, 1998.
- [11] M. D. Foegell, Antenna Pattern Measurement: Concept and Techniques, Estados Unidos : ETS Lindgren, 2002.
- [12] W. L. Stutzman y G. A. Thiele, Antenna Theory and Desing, Estados Unidos : John Wiley & Sons, Inc., 1998.
- [13] B. B. Mandelbrot, The fractal geometry of nature, Estados Unidos : W. H. Freeman and Comapany, 1983.
- [14] P. Queralto, La dimensión fraccionaria: cálculo de fractal de la ciudad de Barcelona, Universitat Politècnica de Catalunya, 2010.

- [15] K. Falconer, Fractal Geometry: Mathematical Foundations and Applications, Inglaterra : Jhon Wiley & Sons Inc., 2003.
- [16] M. A. Vyzantidou, A. A. y Z. S., «The application of fractal geometry to the design of grid of reticulated shell structures,» Computer-Aided Design, vol. 39, nº 1, pp. 51-59, 2007.
- [17] H.-O. Peitgeng, H. Jürgens y D. Saupe, Frectals for the Classroom, Part One, Introduction to Fractals ans Chaos, Estados Unidos: Springer Science + Business Media. LLC, 1992.
- [18] F. C. Moon, Chaotic and Fractal Dynamics: An Introduction for Applied Scientist and Engineers, Estados Unidos: John Wiley & Sons Inc., 1992.
- [19] J. D. Polanco, Antenas fractales en sistemas celulares, Centro de investigaciones y Desarrollo, Facultad de Ingeniría , 2002.
- [20] D. H. Werner y R. Mitra, Frontiers in Electromagnetics, Nueva York : Wiley-IEEE Press, 2000.
- [21] N. Poprzên y M. Gacanovic, «Fractal Antennas: Design, Characteristics and Application,» IEEE proceedings, 2011.
- [22] P. Dehkhoda y A. Tarakoli, «A Crown Square Microstrip Fractal Antenna,» Antennas ans Propagation Society Symposium, vol. 3, pp. 2396-2399, 2004.
- [23] J. P. Gianvittorio y Y. Rahmat-Sammi, «Fractal Antennas: A novel Antenna Miniaturization Technique and Applications,» IEEE Antennas and Propagation Magazine , vol. 44, nº 1, pp. 20-36, 2002.
- [24] P. Patel, K. Dwibedi, R. Poenkhazhali, Z. Thiripurasundari y C. Alex, «Miniaturized Dipole Antenna using Koch Fractal Technique for Wearable Application,» 2013 International Conference on Communications ans Signal Processing (ICCSP), pp. 734-737, 2013.
- [25] R. Kumar, P. Malath y J. P. Shinde, «Design of Miniaturized Fractal Antenna,» European Microwave Conference , pp. 474-477, 2007.
- [26] L.-N. Chen, J. Yong-Chang, X. Huan-Huan y Z. Fu-Shun, «Minkowski fractal patch antenna for size and radar-cross section reduction,» 2011 Intenational Conference IEEE (CIE), vol. 2, pp. 1406-1409, 2011.

- [27] Y. B. Thakare y Rajkumar, «Design of fractal patch antenna for size and radar cross-section reduction,» IET Microwaves, Antennas and Propagation, vol. 4, nº 2, pp. 175-181, 2010.
- [28] M. Khorramian, B. Zakeri y A. Ebrahimzadeh, «Design and Analysis of a multiband Sierpinski Type Monopole Fractal Antenna,» Telecommunications Forum (TELEFOR), pp. 675-677, 2013.
- [29] C. Puente, J. Romeu, R. Pous y F. García y Benitez, «Fractal Multiband Antenna based on the Sierpinski Gasket,» Electronics Letters , vol. 32, nº 1, pp. 1-2, 2002.
- [30] C. Puente, J. Claret, F. Sagués y J. Romeu, «Multiband properties of a fractal tree antenna generated by electrochemical deposition,» Electronics Letters , vol. 32, nº 25, pp. 2298-2299, 1996.
- [31] W. L. Na, L. Shu, C. R. Nan, H. G. Long y Z. W. Bin, «Multiband Printed Monopole Antenna with Square-Nested Fractal,» 6th International ICST Conference on Communications and Networking in China (CHINACOM), pp. 929-932, 2011.
- [32] A. Ismahayati, P. J. Soh, R. Hadibah y G. A. E. Vandebosch, «Design and Analysis of a Multiband Koch Fractal Monopole Antenna,» IEEE International RF and Microwave Conference (RFM), pp. 58-62, 2011.
- [33] M. K. A. Rahim, N. Abdullah y A. Abdul Aziz, «Microstrip Sierpinski Carpet Antenna Design,» Asia-Pacific Conference on Applied electromagnetics, 2005.
- [34] S. R. Annop, K. K. Ajayan, M. R. Baiju y V. Krishnakumar, «Multiband Behavioural Analysis of a Higher Order Fractal Patch Antenna,» International Congress on Ultra Modern Telecommunications and Control Systems and Workshop (ICUMT), pp. 823-827, 2010.
- [35] J. Abraham, K. K. Aju John y T. Mathew, «Microstrip Antenna based on durer Pentagon Fractal Patch for Multiband Wireless Applications,» International Conference on Information, Communications and Embedded Systems (ICICES) , pp. 1-5, 2014.
- [36] M. Sahoo y S. Salm, «Design & Development of UWB Notch antenna with fractal geometry,» International Conference on Circuit, Power and Computing Technologies (ICCPCT), pp. 1-5, 2015.

- [37] R. Kumar y P. Malathi, «Design of Dual Wide Band CPW-Fed Fractal Antenna,» ELECTRO International Conference on Emerging Trends in Electronic and Photonic Devices & Systems , pp. 289-292, 2009.
- [38] J. Pourahmadazar, C. Ghobadi y J. Nourinia, «Novel Modified Pythagorean Tree Fractal Monopole Antennas for UWB Applications,» IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters , vol. 10, pp. 484-487, 2011.
- [39] C. A. Balanis, Antenna Theory: Analysis and Design, Estados Unidos : John Wiley & Sons Inc., 1997.
- [40] K. C. S. A. A. O. A. O. Z. Alamedine, «A new modified circular disc dipole antenna for Ultra-Wideband systems,» de International Wireless Communications and Mobile Computing Conference IEEE, 2008.
- [41] H. G. Schantz, «Planar elliptical element Ultra-wideband dipole antennas,» de Antennas and Propagation Society International Symposium IEEE, 2002.
- [42] P. M. M. Cerny, «Optimized Ultra-wideband Dipole Antenna,» de Applied Electromagnetics and Communications , 2005.
- [43] M. A. Muñoz Sancén, Desarrollo de antenas semi-isotrópicas para evaluar emisiones e inmunidad electromagnética en el intervalo de frecuencias de 300 MHz a 3 GHz, Tesis, Instituto Politécnico Nacional, México , 2012.
- [44] J. P. R.-S. Y. Gianvittorio, «Fractal Element Antenna: A Compilation of Configuration with Novel Characteristics,» de Antennas and Propagation Society International Symposium, 1988.
- [45] O. K. R. K. Tuhina, «On the design of Elliptical Shape Fractal Antenna for UWB Applications,» de IEEE Applied Electromagnetics Conference (AEMC), 2013.
- [46] Y. C.-P. J. Yuan-hai, «Research of Fractal Technology in the Design of Multi-frequency Antenna,» de Microwave Conference Proceedings (CJMW), China-Japan, 2011.
- [47] A. W. R. W. V. G. Vasylchenko, «A Very Compact CPW-to-CPS Balun for UWB Antenna Feeding,» IEEE 25 th Convention of Electrical and Electronics Engineers Israel, 2008.
- [48] J. J. K. A.-H. Thaysen, «A Wideband Balun-How Does it Work?,» Applied Microwave & Wireless, vol. 12, nº 10, pp. 40-50, 200.

-
- [49] D. Pozar, Microwave Engineering, Estados Unidos : John Wiley & Sons Inc., 1998.
- [50] A.-T. Diet, «Design and Measurements of a Quasi-isotropic UWB Planar Antenna,» Recent patents on Electrical Engineering , pp. 176-183, 2011.
- [51] V. A. A. M. Carrillo, «Determinacion del Patrón de Radiación de un Arreglo Dipolar Lineal Implementando en el MEXART,» Instituto de Geofísica UNAM, México, D.F., 2008.
- [52] A. Balanis, Antenna Theory: Analysis and Design, New Jersey: John Wiley & Sons Inc., 2005.