



UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE SAN LUIS POTOSÍ
INSTITUTO DE INVESTIGACIÓN EN COMUNICACIÓN ÓPTICA
FACULTAD DE CIENCIAS

**“GEOMETRÍAS FRACTALES EN ANTENAS Y DISPOSITIVOS
OPTOELECTRÓNICOS”**

TESIS

Que para obtener el grado de
Maestría en Ciencias Aplicadas

PRESENTA:

Ing. Gustavo Vera Reveles

San Luis Potosí, S. L. P. , Enero 2006.



UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE SAN LUIS POTOSÍ
INSTITUTO DE INVESTIGACIÓN EN COMUNICACIÓN OPTICA
FACULTAD DE CIENCIAS

Titulo: "Geometrías fractales en antenas y dispositivos optoelectrónicos"

Nombre del Estudiante: Gustavo Vera Reveles.

Comité que acepta esta tesis:

Dr. Fco. Javier González Contreras _____

Dr. Raúl Balderas Navarro _____

Dr. Jesús Urías Hermosillo _____

San Luis Potosí, S. L. P. Enero 2006.

DEDICATORIA

A Dios por permitirme vivir y poder culminar esta etapa de mi vida.

A mi Papá Raymundo y mi Mamá Rosa Maria, por todo su amor, apoyo y atenciones que siempre han tenido conmigo. A mis Abuelitos Jesús y Petra, por su ánimo, fortaleza y consejos para mi persona. A mis Hermanos Lupita, Ray, Rox y Moy, por su forma de ser y por darme la confianza y ánimo cuando más lo necesito. A mis sobrinos Víctor, Vanessa y Ricky por ser la unión de la familia.

A Diana por todo el amor, comprensión, ternura y fortaleza que la caracterizan, como a toda su familia al Sr. Sergio, Sra. Carmen, Karlín, Rol y Liz por su amistad y sus constantes consejos.

A mis cuñados Efrén y Ricardo por su amistad.

A mis amigos del IICO: Compeán, Alfredo, Peter, Isaac, Fajardo, Almaguer, Rafael, Esaú, los 2 David, Souver, Mario, Oscar y Luis. A mis amigos del CIEP: Simón, Carlillos, Galaviz, Gilberto, Richard y Pakoman, por su amistad en este periodo de formación en la maestría.

A la Gurrú por recibirme cada día.

AGRADECIMIENTOS

Al Dr. Francisco Javier González Contreras, por haberme dado la oportunidad de trabajar en su proyecto de tesis, por sus asesorías, paciencia y ayuda constante, para la realización de este trabajo.

Al Dr. Raúl Balderas Navarro, por el apoyo brindado con equipo de laboratorio, consejos y asesorías.

Al CONACyT por haberme otorgado una beca para la realización de mis estudios, con numero de registro 182346.

A mis sinodales por revisar cada uno de mis avances de tesis y la revisión de este trabajo.

A todos los investigadores y trabajadores del IICO, quienes me brindaron parte de sus conocimientos y por brindarme su amistad. Al maestro Oscar Nuñez y Jacobo por los circuitos impresos.

Y a todas aquellas personas que hicieron que este trabajo fuese realizado.

Índice General

1. INTRODUCCION.....	1
1.1 Electromagnetismo Radiación y Antenas.....	2
1.1.1 Mecanismo de Radiación.....	4
1.1.2 Generación de las líneas de campo para un dipolo.....	5
1.1.3 Dipolo de media longitud de onda	6
1.1.4 Corriente circulante en un dipolo de media longitud de onda	9
1.2 Fractales.....	12
1.2.1 Propiedades de los fractales.....	13
1.2.3 Algunas aplicaciones.....	14
1.3 Uso de fractales en electromagnetismo.....	15
2. ANTENAS Y SUS PARÁMETROS BÁSICOS.....	17
2.1 Regiones de campo.....	18
2.2 La Frecuencia de Resonancia en las Antenas.....	20
2.2.1 Coeficiente de reflexión.....	21
2.2.2 Razón de onda estacionaria VSWR.....	22
2.2.3 Return loss.....	23
2.3 Factor de calidad en antenas fractales.....	24
3. ANTENAS FRACTALES.....	28

3.1	Trabajo realizado a la fecha.....	29
3.2	Aportación de este trabajo de tesis.....	31
3.3	Características principales.....	32
3.3.1	Principales ventajas.....	33
3.3.2	Principales desventajas.....	33
3.4	Geometrías fractales.....	34
3.4.1	Dipolo de Koch.....	34
3.4.1.1	Generación del Fractal.....	35
3.4.2	Árbol fractal.....	36
3.4.2.1	Generación del Fractal.....	36
3.4.3	Antenas en Árbol Tridimensionales.....	37
3.4.3.1	Generación del Fractal.....	38
3.4.4	Antenas triangulares.....	39
3.4.5	Triangulo de Sierpinski.....	40
3.4.5.1	Generación del Fractal.....	41
3.5	Sistema de funciones iteradas IFS.....	42
3.5.1	IFS y dimensión en la curva de koch.....	42
3.5.2	IFS y dimensión en el árbol fractal.....	45
3.6	Dimensión del Triangulo de Sierpinski.....	47

4. FEMLAB Y SUPERNEC.....	49
4.1 Uso de Femlab 3.1i en la simulación de antenas.....	50
4.2 Uso de Super nec en la simulación de antenas.....	58
4.3 Comparación de Femlab & Super nec.....	60
5. RESULTADOS DE SIMULACIONES.....	61
5.1 Dipolo, Koch 1 y 2 iteraciones a 60°.....	63
5.2 Efecto al variar los ángulos del D. de koch en la 1ª iteración.....	68
5.3 Dipolo, Árbol Fractal 1 y 2 iteraciones a 60°.....	71
5.4 Efecto al variar los ángulos del Árbol Fractal en la 1ª iteración.....	74
5.5 Árbol Fractal 1 Iteración , en 3D con 60°.....	77
5.6 Triangulo de Sierpinski en su 1ª Iteración de 18 cms.....	81
6. RESULTADOS EXPERIMENTALES.....	85
6.1 Fabricación.....	85
6.2 Mediciones	86
6.3 Montaje.....	88
6.4 Resultados experimentales.....	89
7. ANTENAS RECONFIGURABLES	94
7.1 Antenas fractales reconfigurables	96
8. CONCLUSIONES.....	99
9. REFERENCIAS.....	102

CAPITULO 1

INTRODUCCIÓN

Hoy en día las telecomunicaciones inalámbricas se han visto en la necesidad de miniaturizar los sistemas de comunicación portátil, debido a esto existe la necesidad de miniaturizar el diseño de las antenas.

La mayoría de los sistemas de comunicación portátil usan un monopolo simple con un circuito de acoplamiento. Sin embargo si el monopolo es muy corto comparado con la longitud de onda, la Resistencia de radiación se vería decrementada, es decir se vería decrementada la máxima transferencia de energía del equipo a la antena. Por lo que buscando una solución a la miniaturización del tamaño de estas antenas y guardando la eficacia de radiación, son utilizadas las geometrías fractales.

Los contornos de la forma de las geometrías fractales, pueden generar una capacitancia o inductancia que pueden ayudar a mejorar el desempeño del circuito.

Este trabajo de tesis estudió mediante simulación los principales parámetros de antenas fractales, lo cual fue de gran utilidad para comparar su desempeño, a medida que se incrementa el número de iteraciones.

Se estudió el comportamiento de la curva de koch al cambiar el ángulo que la genera, lo cual nos facilita y permite comprender mejor el funcionamiento de las mismas antenas, beneficiando de tal manera que una vez observados los

resultados de la simulación, se tiene una base sólida para el diseño y medición de antenas, para ser implementadas.

1.1 Electromagnetismo, radiación y antenas.

Los fenómenos de radiación de una antena y de propagación de ondas son fenómenos electromagnéticos, y como tales se rigen por las ecuaciones de Maxwell que relacionan campos eléctricos y magnéticos con las fuentes (corrientes y cargas).

Para variaciones temporales de las fuentes de la forma $e^{j\omega t}$, y expresando las magnitudes de corrientes y campos como fasores, las ecuaciones de Maxwell se reducen a las expresiones 1.1 a 1.4 (Ley de Faraday, ley de Ampere generalizada, ley de Gauss y ecuación de continuidad del flujo magnético):

$$\nabla \times \bar{E} = -j\omega \bar{B} \quad (1.1)$$

$$\nabla \times \bar{H} = j\omega \bar{D} + \bar{J} \quad (1.2)$$

$$\nabla \cdot \bar{D} = \rho \quad (1.3)$$

$$\nabla \cdot \bar{B} = 0 \quad (1.4)$$

Las expresiones anteriores, junto con la ecuación de continuidad (1.5), que expresa el principio de conservación de la carga, constituyen la base matemática para la resolución de los problemas electromagnéticos de la radiación y la propagación de ondas. Realmente, dichas ecuaciones se pueden reducir a tan sólo tres, porque las expresiones de la divergencia (1.3 y 1.4) no son independientes de las restantes.

$$\nabla \cdot \bar{J} + j\omega\rho = 0 \quad (1.5)$$

La relación entre los vectores de intensidad de campo eléctrico (\mathbf{E}) y magnético (\mathbf{H}) con los vectores de inducción eléctrica (\mathbf{D}) y magnética (\mathbf{B}) está definida por los parámetros constitutivos del medio, permitividad eléctrica ϵ y permeabilidad magnética μ . Estas relaciones nos van a permitir trabajar únicamente con los vectores de intensidad de campo eléctrico \mathbf{E} y magnético \mathbf{H} .

$$\bar{D} = \epsilon \bar{E} \quad (1.6)$$

$$\bar{B} = \mu \bar{H} \quad (1.7)$$

Cuando el medio posee una conductividad ($\sigma \neq 0$) se genera una corriente de conducción en cada punto (1.7), que se sumará a la corriente de desplazamiento de la Ley de Ampere:

$$\bar{J}_C = \sigma \bar{E} \quad (1.8)$$

Sin embargo, la ley de Ampere queda de la misma forma si se define una permitividad equivalente o efectiva de valor complejo (1.8):

$$\epsilon_{eq} = \epsilon' - j\epsilon'' = \epsilon \left(1 - j \frac{\sigma}{\omega\epsilon} \right) \quad (1.9)$$

La resolución de los problemas de radiación electromagnética normalmente se hace mediante la resolución numérica de sistemas de ecuaciones lineales que surgen de la aplicación de las condiciones de contorno de la antena. En las condiciones de contorno aparecen los campos eléctrico y magnético, y sus

correspondientes fuentes, que como se ha dicho se relacionan a través de las ecuaciones de Maxwell anteriores. [1]

Femlab ayudado de las condiciones de frontera de nuestro modelo a trabajar, cuenta con las diferentes ecuaciones de Maxwell, las cuales son resueltas por el software, dándonos resultados numéricos, los cuales son extraídos según el parámetro que se quiera conocer, con el fin de visualizar el parámetro impreso en una grafica.

1.1.1 Mecanismo de Radiación.

La antena es un elemento de transición entre la zona de onda guiada y la zona de espacio libre, con ciertas características de direccionalidad (filtrado espacial).

Sin importar el tipo de antena, todas tienen el mismo principio, de que la radiación se produce por una carga acelerada o desacelerada. Donde la ecuación básica de radiación viene dada por:

$$\frac{dI}{dt} L = Q \frac{dv}{dt} \quad (1.10)$$

Donde

I = corriente cambiante con el tiempo, $A s^{-1}$.

L = longitud del elemento de corriente, m.

Q = carga, C.

v = cambio del tiempo de la velocidad, que es igual a la aceleración de la carga, $m s^{-2}$.

Para dejar claro como se lleva a cabo el fenómeno de radiación en una antena, supongamos que tenemos una línea de transmisión de dos alambres conectada a un generador de radiofrecuencia o transmisor. A lo largo de la parte uniforme de la

línea, la energía se guía como una onda plana de modo electromagnético transversal (TEM) con poca pérdida. Se supone que el espacio entre los alambres es una pequeña fracción de una longitud de onda. Más adelante, la línea de transmisión se ensancha en una transición gradual. Cuando la separación es del orden de una longitud de onda o mayor, la onda tiende a ser irradiada en tal forma que la línea ensanchada actúa como una antena que envía una onda al espacio libre. Las corrientes en la línea de transmisión fluyen hacia fuera de la antena y ahí terminan, pero los campos asociados con ellas continúan saliendo como lo muestra la figura 1.1 en donde también vemos a la antena como parte del circuito.

[2]

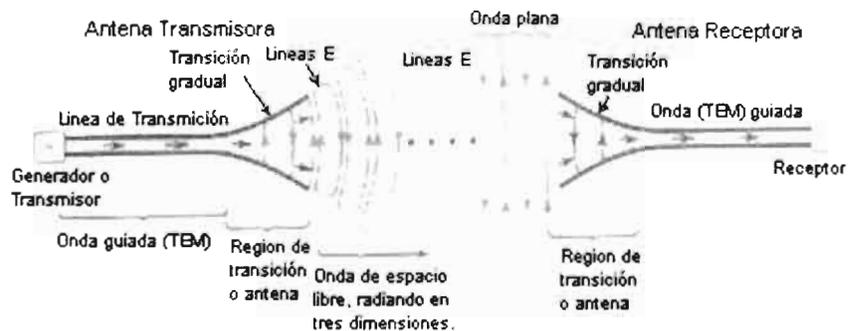


Fig. 1.1 Muestra una antena transmisora y receptora

1.1.2 Generación de las líneas de campo para un dipolo:

- Durante el primer cuarto de periodo la corriente acumula carga positiva en el semibrazo superior y negativa en el inferior, cerrándose el circuito a través de las corrientes de desplazamiento que siguen las líneas de campo.

- En el siguiente cuarto de periodo la corriente se invierte generando corrientes de desplazamiento (líneas de campo) de sentido contrario que empujan a las anteriores hacia fuera.
- Finalizado el primer semiperiodo la carga es nula sobre todo el dipolo y las líneas de campo se cierran sobre sí mismas. [3]

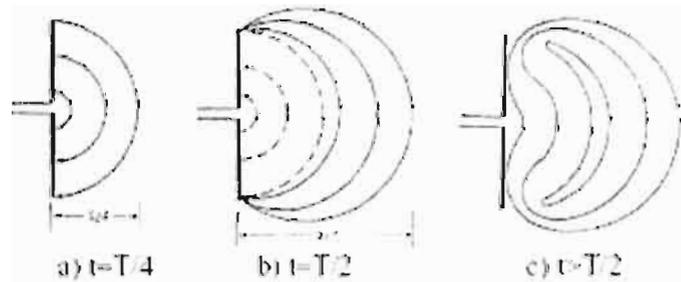


Fig. 1.2 Muestra el mecanismo de radiación de una antena tipo dipolo

1.1.3 Dipolo de media longitud de onda

Para conseguir una comprensión física, una derivación aproximada para la impedancia de la entrada de una antena lineal es presentada aquí. El teorema de Poynting en una superficie cerrada S que rodea una antena está dada por:

$$\frac{1}{2} \oint_S \mathbf{E} \times \mathbf{H}^* \cdot d\mathbf{S} = 2j\omega(W_m - W_e) + P \quad (1.11)$$

donde $W_m - W_e$ son el tiempo promediado neto que la energía reactiva es guardada dentro del volumen limitado por S , y P es el flujo de poder total a través de S . Para una antena cilíndrica delgada de longitud $2l$ y radio a la corriente de la antena es asumida a:

$$I = I_m \sin \beta(l - |z|) \quad (1.12)$$

Se asume también que la corriente es simétricamente distribuida alrededor del eje del cilindro, llevando a una distribución de corriente de:

$$J_z = \frac{I}{2\pi a} \quad (1.13)$$

El vector potencial esta dado por:

$$A_z = \frac{\mu_0 I_0}{4\pi} \int_{-l}^l \sin \beta(\text{abs}(z') - l) \frac{e^{-j\beta R}}{R} dz' \quad (1.14)$$

Con el propósito de evaluar el vector potencial la corriente se asume que se concentra al centro. El campo eléctrico esta dado por:

$$E_z = -j \frac{\eta I_0}{4\pi} \left[2 \frac{e^{-j\beta r}}{r} \cos \beta l - \frac{e^{-j\beta R_1}}{R_1} - \frac{e^{-j\beta R_2}}{R_2} \right] \quad (1.15)$$

Donde:

$$r = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2} \quad R_1 = \sqrt{x^2 + y^2 + (z-l)^2} \quad (1.16)$$

$$R_2 = \sqrt{x^2 + y^2 + (z+l)^2}$$

La superficie inmediata que rodea la antena, J_z puede ser remplazada por $H \phi$:

$$-\frac{1}{2} \int_{-l}^l E_z(a, z) J_z^* a d\phi dz = -\frac{1}{2} \int_{-l}^l E_z(a, z) I_z^* d\phi dz = 2j\omega(W_e - W_m) + P_r \quad (1.17)$$

Para las terminales de la entrada, esto lleva a:

$$\frac{1}{2} I_0 I_0^* Z_{in} \sin^2 \beta l = 2j\omega(W_m - W_e) + P_r \quad (1.18)$$

La impedancia de entrada es entonces:

$$Z_{in} = -\frac{1}{I_0 I_0^* \sin^2 \beta l} \int_{-l}^l E_z I_0^* \sin \beta (abs(z) - l) dz \quad (1.19)$$

Sustituyendo para E_z , y simplificando para el alambre de radio 0, se puede aproximar la parte real de la impedancia de la entrada a ser:

$$R_{0m} = \frac{\eta}{4\pi} \int_{-l}^l \left[2 \cos \beta l \frac{\sin \beta z}{z} - \frac{\sin \beta(l-z)}{l-z} - \frac{\sin \beta(l+z)}{l+z} \right] \sin \beta (abs(z) - l) dz \quad (1.20)$$

La componente reactiva puede ser obtenida como:

$$X_{0m} = \frac{\eta}{2\pi} \int_{-l}^l \left[\cos \beta l \frac{\cos \beta r}{r} - \frac{\cos \beta R_1}{R_1} \right] \sin \beta (abs(z) - l) dz \quad (1.21)$$

Esto muestra que escogiendo la longitud de la antena propiamente, sus reactancias se pueden hacer ceros. Cuando el radio de la antena es cercano a cero, puede obtenerse la longitud resonante de la antena como [3]:

$$2l = \frac{\lambda}{2} \quad (1.22)$$

Por otra parte la parte imaginaria (reactancia) asociada con la impedancia de entrada de un dipolo esta en función de esta longitud (para $l = \lambda/2$, esto es igual a $j42.5$). La impedancia de entrada total para $l = \lambda/2$ es igual a, para disminuir la parte imaginaria de la impedancia de entrada a cero, la antena es acoplada o reducida hasta que la reactancia desaparece. Dependiendo del radio de la tira, la longitud del dipolo para la 1ª resonancia es $l = 0.47\lambda$ a 0.48λ , para una tira delgada la longitud se encierra a 0.48λ . [4]

Conforme la anchura de los brazos es incrementada, su longitud debe ser reducida para lograr la resonancia. [5]

Por lo tanto la resonancia, de la longitud de onda **para un dipolo** es obtenida teóricamente por:

$$\lambda_r = 2 \cdot L \quad (1.23)$$

Donde L es la longitud efectiva del dipolo la cual, en el espacio libre es igual a su longitud física [8]. La frecuencia de resonancia puede ser obtenida de la longitud de onda resonante dividiendo la velocidad de la luz por la longitud de onda, por lo que para encontrar la frecuencia de resonancia de un dipolo recto clásico tenemos la siguiente Ecuación.

$$f_r = c / \lambda \quad (1.24)$$

En donde f es la frecuencia, c es la velocidad de la luz en el vacío y λ es la longitud de onda.

1.1.4 Corriente circulante en un dipolo de media longitud de onda

La máxima corriente para un dipolo de media longitud de onda ocurre en el centro de la antena así por ejemplo para un dipolo de 9 cms, la máxima corriente esta en el centro y la mínima corriente se encuentra en los extremos del dipolo. [4]

$$I(z) = I_0 \text{sen} k_0 \left(\frac{L}{2} - \text{abs}(z) \right) \quad (1.25)$$

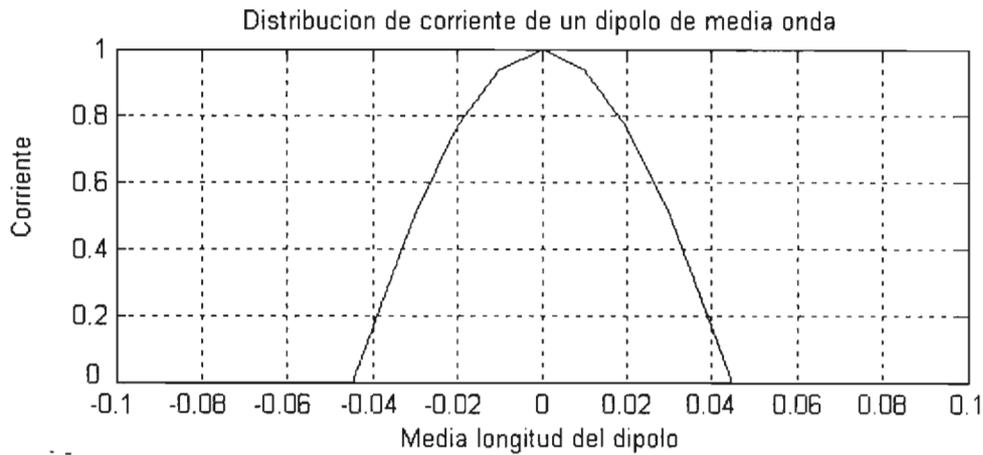


Fig. 1.3 Muestra la máxima corriente en el centro de la antena y la mínima intensidad en sus extremos.

Es por eso que decimos que la frecuencia de resonancia existe en $\lambda/2$, por que justo en el centro del dipolo existe máxima radiación y máxima corriente, por lo tanto una mínima reactancia.

Michael Faraday, realizando experimentos, descubrió que un campo magnético puede producir una corriente eléctrica, esta corriente recibe el nombre de corriente inducida y al fenómeno se le conoce como inducción electromagnética, situación que se suscita al tener una antena en recepción.

La ecuación 1.13 nos determina la densidad de corriente inducida sobre la superficie de una antena y esta dada por:

$$J_s = \hat{n} \times H \quad (1.26)$$

Donde \hat{n} es el vector unitario normal a la superficie de la antena y H representa el campo magnético total incidente [4].

En la figura 1.2 se muestra la densidad de corriente inducida sobre una antena arborescente de 18 cm que tiene básicamente el mismo principio de distribución de corriente dipolo, en esta geometría se muestra que la mayor concentración de corriente, se encuentra en el centro de la antena y la mínima en sus extremos.

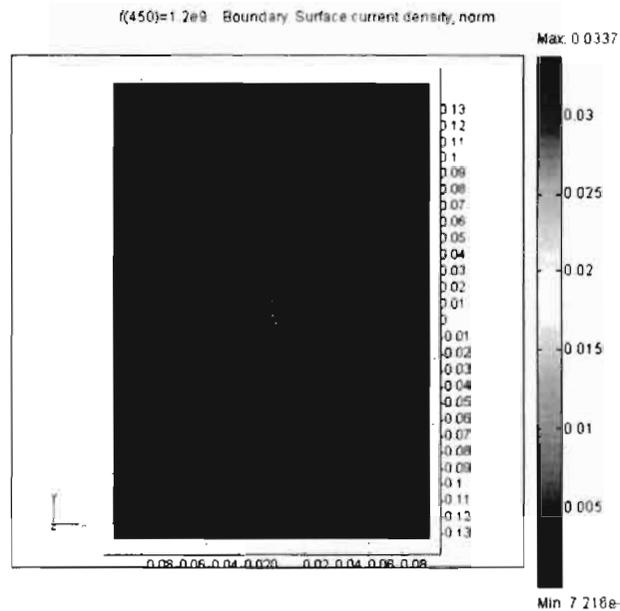


Fig. 1.4 Muestra la corriente inducida sobre una antena arborescente

Los patrones de radiación para un dipolo de cierta longitud de onda son presentados en la Fig. 1.5, la cual muestra el comportamiento para un dipolo de $\lambda/2$ y para otro de $3\lambda/2$, en lo que se ve que un lóbulo principal para el de media onda y para el de 3 y media long. de onda se aprecian aparte del lóbulo principal, lóbulos secundarios.

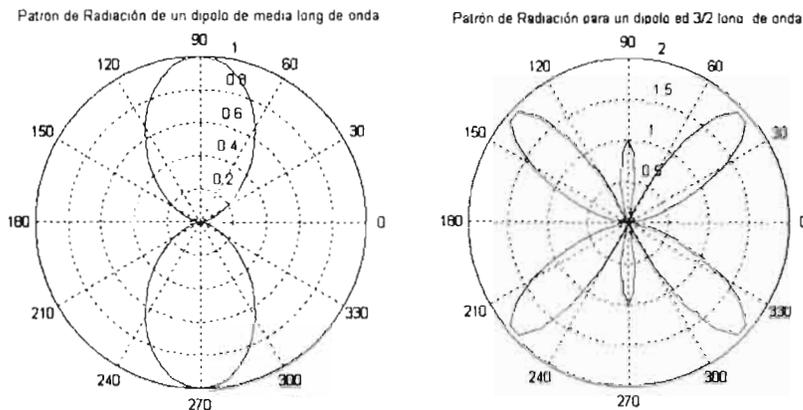


Fig. 1.5 Muestra el patrón de radiación en 2D de un dipolo $\frac{\lambda}{2}$ y $\frac{3\lambda}{2}$

1.2 Fractales

El termino fractal significa algo roto o fracturado, proviene del latín "fractus, que significa algo rto, no entero. [6]

Fractal es una figura geométrica compuesta por fragmentos en una infinita variedad de tamaños, tales que cada uno de ellos es una copia reducida del total.

Benoit Mandelbrot, matemático francés, introdujo el termino hace 22 años atrás en su libro "The fractal geometry of Nature" [7].

Sin embargo, muchas de las funciones de los fractales nos llevan atrás a matemáticos clásicos. Cuyos nombres fueron G. Cantor (1872), G. Peano (1890), D. Hilbert (1891), Helge von Koch (1904), W. Sierpinski (1916), Gaston Julia (1918) y otras personalidades juegan un rol importante en los conceptos de Mandelbrot de una nueva geometría. [8]

Los fractales frecuentemente se pueden encontrar en la naturaleza. Muchos objetos naturales, como los helechos, copos de nieve, las costas de los países, rocas, tienen formas parecidas a los fractales.

1.2.1 Propiedades de los fractales

Entre algunas de las propiedades de los fractales de encuentran:

- Autosimilaridad.
- Dimensión Fraccionaria.
- No derivabilidad.

Autosimilaridad: Cada parte del conjunto contiene la misma información que todo el conjunto. Si hacemos un "Zoom" en un factor de escala determinado se obtiene una réplica exacta del original.

Dimensión Fraccionaria: Rompe con la geometría euclidiana. Se tienen dimensiones 1.1..1.9, 2.1..2.9, etc. Mientras más "rugoso" es el fractal más próxima está su dimensión fraccionaria a la dimensión entera inmediatamente superior.

No derivabilidad: Los fractales a pesar de que algunos sean continuos, no son derivables en ningún punto.[9]

1.2.2 Algunas aplicaciones

Sobre algunos de los muchos usos de los fractales tenemos los efectos visuales, la música fractal, la compresión de imágenes y de datos, y por supuesto el diseño de antenas.

Una de las más triviales aplicaciones de los fractales son sus efectos visuales. No solamente engañan la vista, sino que también de algún modo confunden a la mente. Las imágenes fractales son usadas como una alternativa ante costosos sets elaborados para producir paisajes fabulosos.

Ciertas **músicas**, incluyendo las de Bach y las de Mozart, pueden ser reducidas y todavía retener la esencia del compositor.

El concepto básico detrás de la **compresión fractal de imágenes** es tomar una imagen y expresarla como un Sistema de Funciones Iteradas (IFS). Un IFS es el conjunto de funciones que describen partes de un fractal que, una vez juntas, recrean dicho fractal en su totalidad. Si un fractal puede ser descrito por un número pequeño de funciones, el IFS es una descripción bastante compacta del fractal. La imagen puede ser rápidamente desplegada y a cualquier grado de magnificación con infinitos niveles de detalle fractal. El mayor problema detrás de esta idea es encontrar el IFS que describa la imagen. [10]

La **compresión de datos** es el conjunto de operaciones que se realizan sobre la información de una fuente con el objetivo de conseguir que ocupe menos espacio de almacenamiento. Esto se consigue eliminando la redundancia de información

que existe en los datos fuente. La compresión de datos se basa fundamentalmente en buscar repeticiones en series de datos para después almacenar solo el dato junto al número de veces que se repite. Así, por ejemplo, si en un fichero aparece una secuencia como "AAAAAAA", ocupando 6 bytes se podría almacenar simplemente "6A" que ocupa solo 2 bytes, en el caso de la compresión sin pérdida una mayor compresión solo implica más tiempo de proceso, en el caso de la compresión con pérdida suele reducir la calidad.

Durante la última década, investigadores han empezado a aplicar fractales para diseños de antenas. Las propiedades de los fractales, antes expuestas, se aprovechan en la construcción de antenas que pueden obtener anchos de banda de 10 a 40% de la frecuencia central superiores a las antenas clásicas (de 10% a 20% de f_c), patrones de radiación estables y gran número de bandas determinado por el número de iteraciones del fractal. Las antenas parecen ser simples juegos geométricos, pero implican un conocimiento profundo del electromagnetismo. [11]

1.3 Uso de fractales en electromagnetismo

El uso de los fractales en electromagnetismo está dado como en nuestro caso en el diseño de antenas fractales.

Nathan Cohen, un radio astrónomo de la Universidad de Boston fue el pionero de las antenas fractales quien experimentó con una antena fractal de tira (curva de Koch) y arreglos planares fractales (triángulo de Sierpinski). Él construyó la primera conocida antena fractal en 1988 cuando él colocó una estación de radio de onda

corta en su apartamento de Boston. Cohen es el fundador de Fractal Antena Systems. Ahora el esta trabajando para hacer antenas celulares para teléfonos motorota. En la aplicación de motorola los arreglos fractales proveen un 25 % más eficiencia que la convencional antena hélica (rubber-ducky). [12]

Las SFSF son pantallas con aberturas metálicas que pueden ser usadas como filtros de microondas. Al incidir el campo eléctrico sobre las SFSF induce una corriente lo que permite transmitir o bloquear ciertas frecuencias.

Una SFSF es una superficie que exhibe diferentes propiedades de reflexión y / o transmisión en función de la frecuencia [13], estas SFSF consisten de arreglos periódicos de elementos de parches o aberturas. Pueden ser diseñados para exhibir alta reflectancia o transmitancia en ciertas longitudes de onda dependiendo del tamaño y de la configuración de los elementos que forman el arreglo [14].

Las superficies fractales selectivas a la frecuencia son estructuras utilizadas como filtros electromagnéticos.

El comportamiento de las SFSF son de múltiples resonancias, donde las frecuencias tienen difracción y las longitudes de onda dependen del diseño del filtro. El comportamiento de la frecuencia sobre las SFSF dependen de la forma del elemento (abertura), su tamaño, espacio y el grosor del metal. [15]

CAPÍTULO 2

ANTENAS Y SUS PARÁMETROS BÁSICOS

Antena esta definida como un dispositivo metálico como una vara o una tira que nos sirve para radiar o recibir ondas de radio, la función de una antena es transmitir energía o recibirla del espacio y al espacio. La antena de transmisión está destinada a la transformación de la energía de un campo electromagnético estacionario (o de inducción) producido por la señal de radio, en energía de un campo electromagnético de radiación, añadiendo además que este último debe emitirse en unas direcciones dadas.

La antena de recepción está destinada a la transformación de la energía de una radio señal consistente en ondas de un campo de radiación que proceden de direcciones dadas, en energía de un campo estacionario de ondas electromagnéticas.

El carácter de los procesos que tienen lugar en antenas transmisoras y receptoras atestigua su reciprocidad. La reciprocidad de las antenas encuentra su expresión en la posibilidad de utilizar una misma antena en calidad de transmisora y de receptora, y de conservar invariables los parámetros principales de la antena al pasar de un régimen de transmisión al de recepción. [16]

Una ANTENA TRANSMISORA es un dispositivo que permite la transición de la energía electromagnética desde un transmisor hacia el espacio libre.

Una ANTENA RECEPTORA realiza el proceso inverso, permitiendo la transición de la energía electromagnética desde el exterior hacia un receptor.

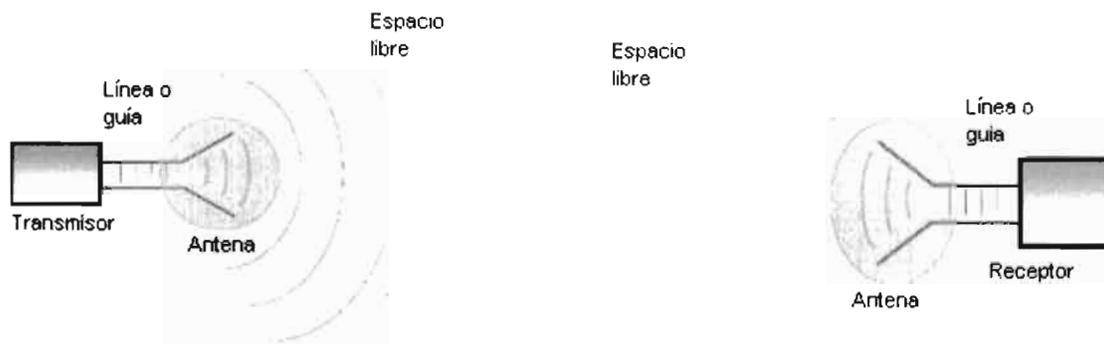


Fig. 2.1 Muestra las antenas transmisora y receptora.

2.1 Regiones de campo

El espacio rodeado de una antena es usualmente subdividido en tres regiones:

Región de Campo Próximo Reactivo, Región de Campo Próximo Radiante (Fresnel), Región de Campo Lejano (Fraunhofer).

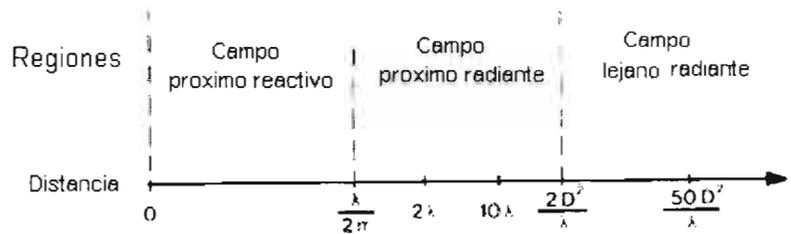
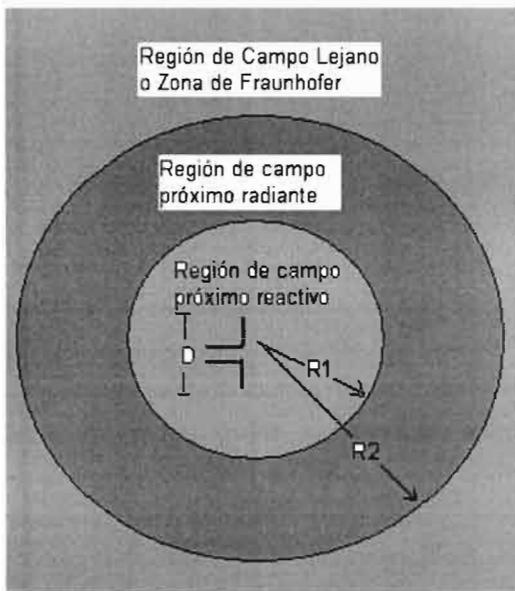
Región de campo próximo reactivo Para la mayoría de las antenas el límite exterior de esta región se toma normalmente para existir a una distancia

$R < 0.62 \sqrt{\frac{D^3}{\lambda}}$ de la superficie de la antena, donde λ es la longitud de onda y D es

la más larga dimensión de la antena.

Región de campo próximo radiante: Región intermedia entre la de campo reactivo y la de campo lejano. Predominan los campos de radiación, pero su distribución angular es función de la distancia a la antena. Dentro de esta zona se encuentra la **zona de Fresnel** que ocupa el margen de distancias donde el exterior inicial es tomado a ser la distancia: $R \geq 0.62\sqrt{D^3/\lambda}$ y el exterior final de, donde D tiene la más larga dimensión de la antena (D puede ser largo comparado con la longitud de onda). Si la antena tiene máxima dimensión que no es larga comparada con la longitud de onda, esta región no puede existir.

Región de Campo Lejano o Zona de Fraunhofer: Es la más importante porque es donde se va a situar normalmente la antena receptora. Se caracteriza porque la distribución angular del campo radiado es independiente de la distancia r a la antena. Si la antena tiene un máximo (D puede ser largo comparado con la longitud de onda) de dimensión global D, la región de campo cercano comúnmente tomado a existir para distancias mayor que $2D^2/\lambda$ de la antena. La condición de campo lejano es: donde $\lambda \geq 2D^2R$ donde $\lambda \gg R$, siendo D la dimensión máxima de la antena. [4]



$$R_1 = 0.62 \sqrt{D^3 / \lambda}$$

$$R_2 = 2D^2 / \lambda$$

Fig.2.2 Aquí se muestra el espacio que envuelve una antena subdividido en tres tipos de regiones de campo las cuales se encuentran separadas según la Dimensión (D) máxima de la antena.

2.2 La Frecuencia de Resonancia en las Antenas.

Las antenas están hechas de alambre ó tubos de metal, así que tienen inductancia (L) y resistencia (R). La antena tiene capacitancia (C) debido a la cercanía con la tierra y los objetos a sus alrededores. La antena tiene impedancia (Z), la cual varía con la frecuencia (F).

La máxima cantidad que radia una antena tiene efecto cuando el máximo de corriente fluye en la antena.

La impedancia es igual a una pequeña resistencia y la corriente está a su máximo.

Exactamente pasa lo mismo con las antenas. Es importante hacer que las antenas resuenen a la frecuencia de trabajo y debido a ello obtenemos una corriente máxima y por lo tanto una máxima radiación.

La resonancia se logra cancelando las reactancias en una antena, ya sea por medio de añadir CONSTANTES AGRUPADAS (realmente capacitores o inductores) o ajustando la longitud de la antena. [17]

Así como en la reflexión de ondas electromagnéticas de una superficie, la fracción del voltaje de onda incidente (o corriente) reflejada del final de la carga de una línea y el cambio de fase que ocurre en la reflexión son descrita por el coeficiente de reflexión, r .

El coeficiente de reflexión es determinado completamente por la relación de la impedancia de carga, Z_L a la impedancia característica de la línea Z_0 . Expresa la razón entre la onda de tensión reflejada y la onda de tensión incidente, esta relación se muestra como como:

$$r = \frac{Er}{Ei} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = \frac{(Z_L / Z_0) - 1}{(Z_L / Z_0) + 1} = \frac{1 - Z_0 / Z_L}{1 + Z_0 / Z_L} \quad (2.1)$$

2.2.1 El coeficiente del reflexión, ρ , es el valor absoluto de la magnitud de r .

Si la ecuación para VSWR se soluciona para el coeficiente de reflexión, se encuentra que:

$$\text{Coeficiente de reflexion} = \rho = |r| = \frac{VSWR - 1}{VSWR + 1} \quad (2.2)$$

2.2.2 Razón de onda estacionaria VSWR

La idea más común que se tiene del VSWR es que debe ser tan cercano a 1 como sea posible, Un VSWR de 1 implica un perfecto acoplamiento entre todos los elementos de una antena.

Es bien sabido que en electrónica para obtener máxima potencia en una carga se requiere que la impedancia de la carga se acople a la impedancia del generador. Cualquier diferencia o mal acoplamiento no produciría máxima transferencia de potencia. Esto ocurre en antenas también, cuando la máxima potencia es entregada a la antena el VSWR es de 1 hipotéticamente hablando.

Al calcular el ángulo de fase a una distancia x es siempre medida en la dirección de viaje de la onda, tal que x incrementa en una dirección para la onda incidente y en otra dirección para la onda reflejada. Los 2 ángulos de fase por consiguiente no tienen una diferencia constante a lo largo de la línea. El resultado es que para algunos puntos sobre la línea, los voltajes incidente y reflejado pueden estar en fase y se puedan sumar resultando un voltaje máximo dado por:

$$V_{\max} = V_{inc} + V_{refl} \quad (2.3)$$

Para otros puntos las 2 ondas de voltaje pueden estar exactamente en fuera de fase y por consiguiente se pueden restar, resultando un voltaje mínimo dado por:

$$V_{\min} = V_{inc} - V_{refl} \quad (2.4)$$

El ratio del voltaje máximo y mínimo es llamado VSWR y esta dado por:

$$VSWR = \frac{V_{inc} + V_{refl}}{V_{inc} - V_{refl}} \quad (2.5)$$

[16].

También podemos poner el VSWR en términos del coeficiente de reflexión dado por:

$$VSWR = \frac{1 + \rho}{1 - \rho} \quad (2.6)$$

2.2.3 Return loss

El **return loss** esta relacionado con la siguiente ecuación:

$$RL = 10 \log \left[\frac{P_i}{P_r} \right] = -20 \log \left[\frac{E_r}{E_i} \right] = -20 \log \left[\frac{VSWR - 1}{VSWR + 1} \right] = -20 \log \rho \quad (2.7)$$

El **return loss** es una medida en el dB's del cociente de la energía en la onda incidente sobre la onda reflejada, y siempre tiene un valor positivo. Por ejemplo si una carga tiene una pérdida de vuelta de 10 dB, entonces 1/10 de la energía incidente se refleja. Cuanto más alta sea el return loss, menor energía se pierde realmente. [18]

2.3 Factor de calidad de antenas fractales

El factor de calidad Q , de una antena es medida de el radio de su energía radiada a su energía guardada, para antenas con $Q \gg 1$, el factor de calidad es el inverso del ancho de banda fraccional. En [4 y 19] se ha escrito que "se ha concluido que el ancho de banda de la antena (la cual puede ser cerrada dentro de una esfera de radio r) puede ser mejorado solamente si la antena se usa eficientemente, con una configuración geométrica

Del volumen disponible dentro de la esfera, el límite teórico para cualquier antena, depende de su forma y está dado [11]:

$$Q = \frac{1 + 2(kr)^2}{(kr)^3 (1 + (kr)^2)} \quad (2.8)$$

Pequeñas antenas las cuales tienden a tener un alto Q , en el caso de un monopolo pequeño, como la longitud física decremente y la componente reactiva tiende a incrementar y por consiguiente el Q debería incrementar, en general el Q de la antena es inversamente proporcional al ancho de banda. Normalmente no se prefieren las antenas del ancho de banda estrechas debido a la dificultad de acoplamiento.

Los límites de una antena eléctricamente pequeña puede ser analizado cuando este asume que la antena está encerrada dentro de una esfera radial de radio r .

Para determinar si una determinada antena es buen radiante a bajas frecuencias, se usa el parámetro de calidad Q , definido según la referencia [19]

Por la expresión:

$$Q = \frac{\omega}{2R_{in}} \left(\frac{dX_{in}}{d\omega} + \left| \frac{X_{in}}{\omega} \right| \right) \quad (2.9)$$

Cuanto menor sea Q más eficiente será la antena a una determinada frecuencia.

[20]

Graficando el factor de calidad de tiras bipolares fractales, puede mostrar como los fractales llenan el espacio de una manera más eficiente que dipolos lineales. Y por lo tanto tienen un bajo factor Q.

Las siguientes figuras muestran el factor de calidad de tres diferentes tipos de dipolos fractales. Este factor Q fue graficado usando el método de los momentos, para analizar la impedancia de entrada sobre un rango de frecuencias en la ec (2.9).

El factor de calidad decrementa, conforme se ve aumentado el número de iteraciones de los distintos fractales. También puede ser visto que el árbol fractal de 3 dimensiones tiene el mas bajo Q, de los fractales estudiados mostrando así que esta es la antena más efectiva para el llenado de espacio y la que tiene un mayor ancho de banda. El fractal de orden 0, es un dipolo lineal, en las figuras de abajo se muestran la comparación con los distintos dipolos fractales, el dipolo lineal tiene la Q fundamental. [18]

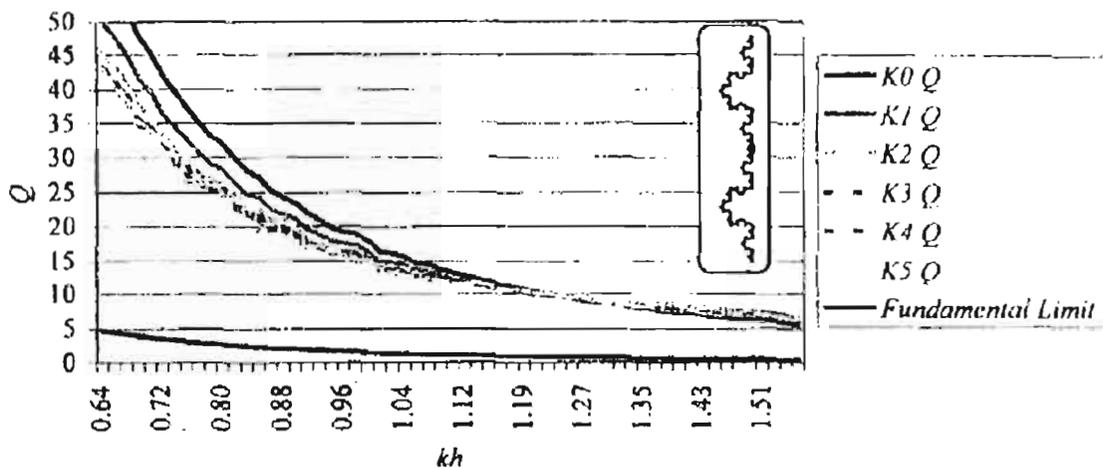


Fig. 2.3 Grafica del factor de calidad Q , del dipolo de Koch como una función de kh , donde h es la máxima altura de las antenas, y $k = \frac{2\pi}{\lambda}$

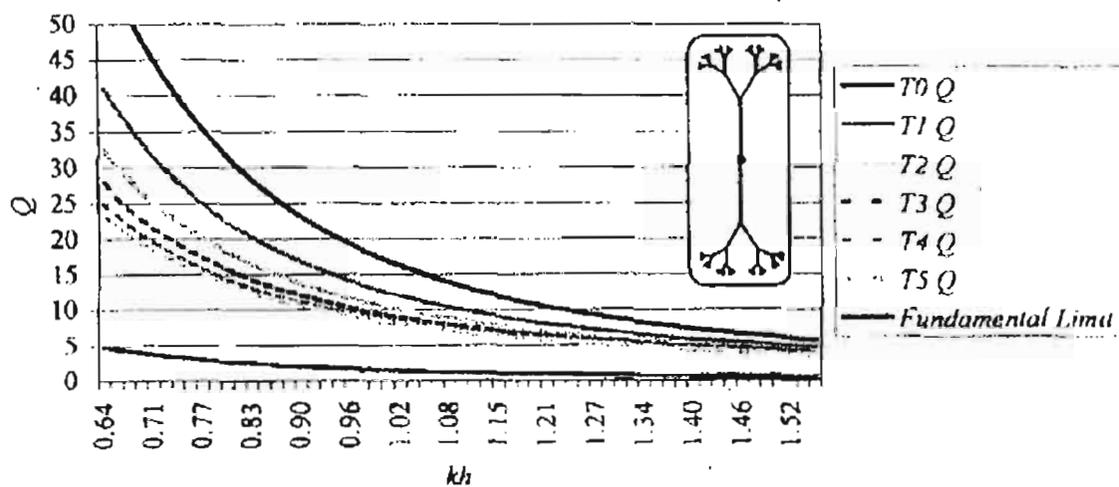


Fig. 2.4 Grafica del factor de calidad Q , del Árbol fractal como una función de kh , donde h es la máxima altura de las antenas, y $k = \frac{2\pi}{\lambda}$

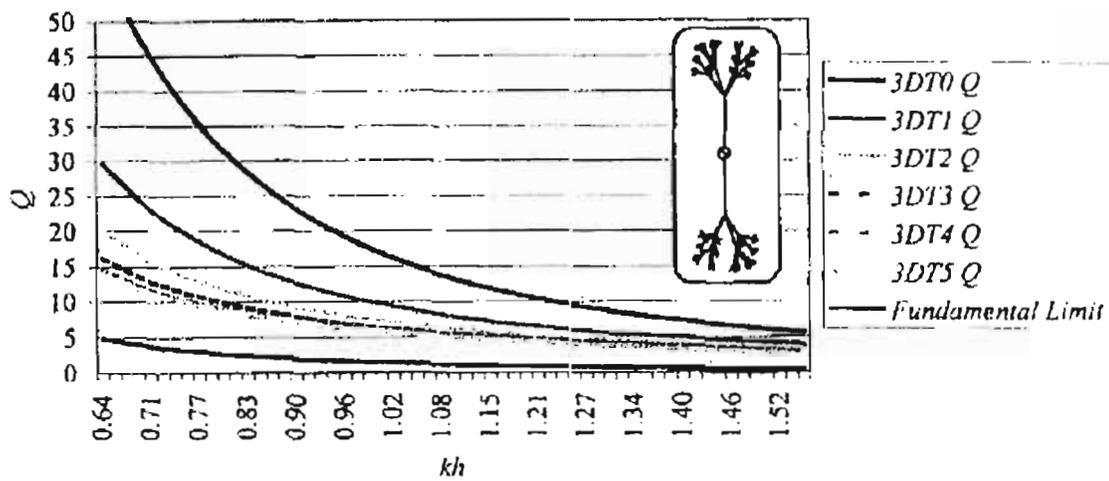


Fig. 2.5 Grafica del factor de calidad Q , del Árbol fractal tridimensional como una función de kh , donde h es la máxima altura de las antenas, y $k = \frac{2\pi}{\lambda}$

CAPITULO 3

ANTENAS FRACTALES

Un interesante estudio de las propiedades, del llenado de espacio de antenas fractales, es una investigación de antenas dipolares fractales, mas adelante se mostrara, (en él capitulo de resultados) varias geometrías, variando la dimensión del fractal, para varios estados de crecimiento.

Tres tipos de fractales fueron comparados como dipolos, los cuales son la curva de koch, el árbol fractal y el árbol fractal en 3D. La estructura inicial para cada una de estas geometrías fractales fue la antena dipolar. [19] El dipolo de koch ha sido analizado en [21 Y 22] .También una versión de árbol fractal ha sido estudiado en [23].

Estas antenas fueron simuladas como dipolos a lo largo del eje z, usando el método del elemento finito. En estas simulaciones tomamos la altura como una constante fija y hacemos un barrido a la frecuencia. Con esto podemos ver que la frecuencia de resonancia disminuye al aumentar el número de iteración fractal. El decremento en frecuencia de resonancia puede estar correlacionado con la miniaturización de antenas, si la frecuencia de resonancia es fija. [24]

Una propiedad fractal importante es considerada como la dimensión fractal. Como nosotros veremos mas adelante, al cambiar el ángulo indentation de la geometría Curva de Koch (en otras palabras IFS), la dimensión fractal cambia. Basado sobre

estos estudios ha sido encontrado que cambiando el ángulo de la geometría fractal de la iteración de Koch, puede ser variado para diseñar antenas multiresonantes con intervalos de frecuencia variable. [25]

3.1 Trabajo realizado a la fecha

Nathan Cohen, un radio astrónomo de la Universidad de Boston, fue el pionero de las antenas fractales, quien experimento con una antena fractal de tira (curva de Koch) y arreglos planares fractales (triángulo de Sierpinski. Él construyo la primer conocida antena fractal en 1988, cuando él coloco una estación de radio de onda corta en su apartamento de Boston, Cohen es el fundador de Fractal Antenna Systems.

En 1988 The von Koch Monopolo, fue la primera antena pequeña fractal reportada, que mejoro las características de algunas antenas clásicas, en términos de ancho de banda y frecuencia de resonancia.

Carles Puente (UPC) reporto un estudio del fractal de von Koch fractal como una antena monopolo [12].

Ellos analizaron estas antenas por simulación usando MATLAB, versión del método de los momentos, en donde se encontró la resistencia y reactancia de los monopolos simulados, estos análisis muestran que la resistencia de entrada incrementa, cada vez que la longitud (no el tamaño) de la antena es incrementada.

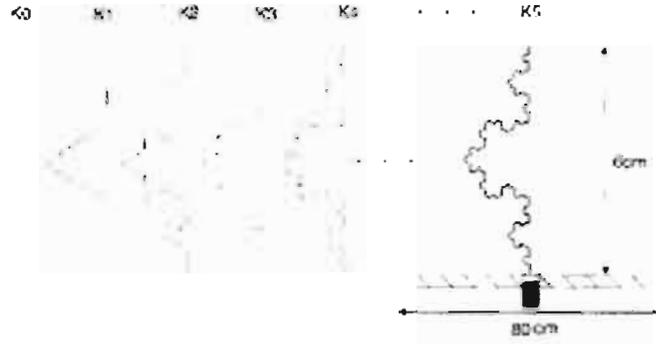


Fig. 3.1 Fractal de von Koch utilizada en las simulación del Mom

En abril de 1998 Carlos Puente-Baliarda, Jordi Romeu, *Member, IEEE*, Rafael Pous, Angel Cardama, hicieron una investigación sobre el comportamiento multibanda del triangulo de Sierpinski de 8.89 cms de longitud en las primeras 4 iteraciones obteniendo 5 frecuencias de resonancia.[27]

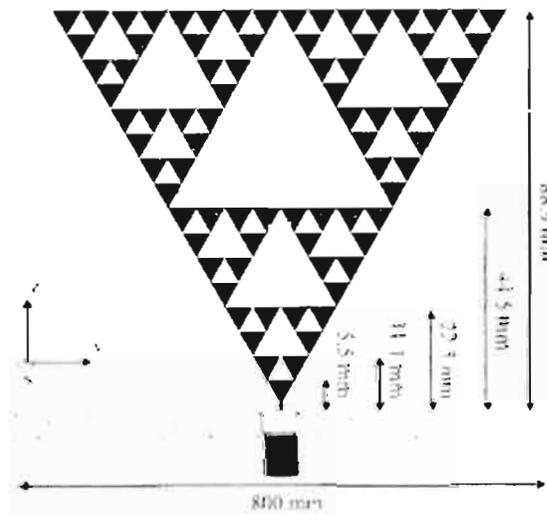


Fig. 3.2 Triangulo de Sierpinski investigado en sus 4 primeras iteraciones

En el 2000 John Giovittorio, hizo un estudio de las geometrias fractales arborescentes en 2 y 3D a varias iteraciones. utilizando de igual manera el método de los momentos usando la mitad de un dipolo resonante PCS de 3.75 cms. a 5 iteraciones.[25]

En el 2002 Vinoy hizo un estudio paramétrico de algunas geometrias fractales, incluyendo el análisis de variación del ángulo en la curva de koch y árbol fractal.[26]

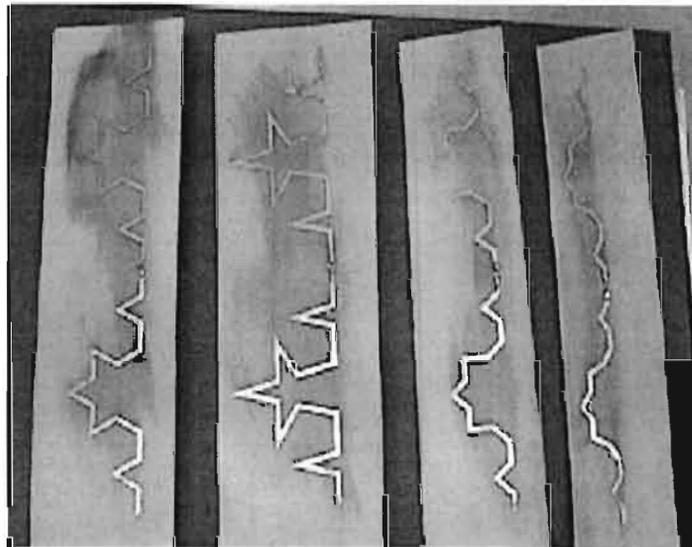


Fig. 3.3 Muestra la variación de la curva de koch en la 2ª iteración

3.2 Aportación de este trabajo de tesis

Como se puede ver la mayoría de las investigaciones presentadas anteriormente fueron llevadas a cabo de manera de simulación, gracias al método de los momentos, que es un software experimental, un tanto diferente al método del elemento finito.

A distintos aumentos de iteración, realmente se obtuvieron resultados que van de acuerdo a lo expuesto anteriormente, además de que al simular las geometrías fractales a diferentes iteraciones, se da una idea del comportamiento de estas en los resultados experimentales medidos en laboratorio, esto con el fin de comprobar que los resultados obtenidos en la simulación, no son tan diferentes como los que se obtienen en las pruebas de laboratorio.

La razón por la cual se diseñaron y simularon antenas en los MHz fue debido a que el aparato que tenemos de generación de RF, es de un rango de 469.5 a 853.5 MHz, por lo que se busco tener una longitud de antenas resonantes que entren dentro de este rango de frecuencias en operación. Cabe mencionar que además se hicieron simulaciones en los mm, obteniendo resultados similares a los de los cm, tomando en cuenta que al disminuir la dimensión de la geometría a mm, se obtiene un corrimiento de la frecuencia de resonancia a la derecha, que es proporcional a la disminución de la geometría.

Este trabajo de tesis tiene como objetivo principal mostrar resultados de antenas en los MHz, validándolos mediante la comparación entre simulaciones en FEMLAB y SUPERNEC y mediciones hechas en antenas de bajas frecuencias (MHz) con el equipo Hydrotechnic.

3.3 Características principales

Un gran ancho de banda, radian muy eficazmente para una gama amplia de frecuencias. El rango de frecuencia es especificada por el tamaño más pequeño y más grande presente en la antena.

Tienen una ganancia considerable, por encima de un antena dipolo normal y depende muy poco de la frecuencia en un rango de frecuencias grande.

Poseen una estructura espacial que se relaciona a la ganancia de la antena. Esta estructura espacial puede ser muy útil cuando se requiere direccionalidad.

Las antenas son objetos sencillos en apariencia, pero la teoría subyacente, basada en las ecuaciones de Maxwell para el electromagnetismo, es casi impenetrable. Por esta razón los diseñadores de antenas se ven obligados a proceder por tanteos, por prueba y error.

3.3.1 Principales ventajas

Área pequeña, Impedancia de acople estable para un rango amplio de frecuencias, resonancia múltiple, gran ganancia en algunos casos. Además la naturaleza auto similar en la geometría fractal puede ser utilizada para operar a una antena a varias frecuencias.

3.3.2 Principales desventajas

Las geometrías no-fractales estudiadas en esta tesis como el dipolo de $\lambda/2$ y la antena triangular, son un tanto fáciles de crear y fabricar, debido a que son tomadas como iteraciones 0, donde no es necesario aumentarles nada.

En tanto las Geometrías Fractales, tuvimos como experiencia, tanto en su diseño y fabricación, que conforme vamos aumentando el numero de iteración, su geometría se va haciendo mas dificultosa y tediosa, tal y como lo dice la definición de fractal "Es una figura geométrica compuesta por una infinita variedad

de tamaños, tales que cada uno de ellos, es una copia reducida del total", por lo que una iteración posterior debe contener de forma similar, las características de la iteración anterior, además que la teoría electromagnética que gobierna este tipo de geometrías son impenetrables.

3.4 Geometrías fractales.

En este apartado se estudiarán las diferentes geometrías fractales, con las que habremos de trabajar en el diseño de antenas, las geometrías estudiadas son:

- Dipolo de Koch de 18 cms
- Árbol fractal de 18 cms
- Árbol fractal Tridimensional de 18 cms
- Triángulo de Sierpinski

3.4.1 Dipolo de Koch

La primer forma que es investigada como antena dipolo es la curva de Koch, el tipo de fractal ha sido previamente estudiado en [29].

La curva generada por **Helge von Koch** en 1904 es un ejemplo típico de las curvas definidas en ese tiempo y que ahora es un fractal clásico.

3.4.1.1 Generación del fractal

Para construirla se toma un segmento unitario y entonces se extrae el tercio central, reemplazándolo por dos segmentos de longitud $1/3$. Por cada segmento resultante se repite el procedimiento: a cada segmento se le extrae su tercio central y se sustituye por dos segmentos de un tercio del original. Ahora bien, por cada etapa el total de la curva se multiplica por $4/3$. Esto implica que la "longitud" final de la curva es infinita. Sin embargo, no es difícil verificar que el área de la curva es finita. Es decir tenemos una curva de longitud infinita y de área finita. Esta curva no es diferenciable en cualquiera de sus puntos y contiene un número infinito de imágenes de si misma. Por eso, no importa cuan cerca estén dos puntos de la curva, siempre habrá una distancia infinita entre ellos. [28]

La longitud total de la curva de Koch viene dada por:

$$longitud = h \left(\frac{4}{3} \right)^n \quad (3.1)$$

Donde n es el número de iteraciones y h es la altura de la línea recta del generador. [24]

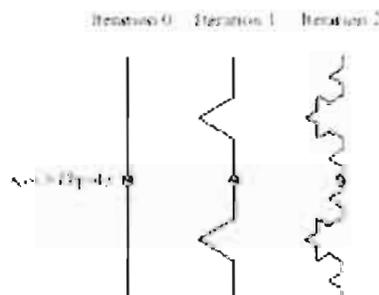


Fig. 3.4 Generación de un Dipolo de Koch en sus 2 primeras iteraciones.

Así por ejemplo, si tenemos un monopolo de 9 cms de altura, tenemos que su longitud en su iteración 0 es la misma 9cms, para la primera iteración tenemos una longitud de 12 cms y por ultimo para la segunda iteración tenemos una longitud de 16 cms.

Casi todos los modelos particulares de koch, pueden ser considerados **antenas pequeñas** ($kh < 1$). Por debajo de $f \approx 0.8GHz$ ellos son auto resonantes, por ejemplo, ellos tienen una reactancia desaparecida, de entrada sin la necesidad de una compensación externa, de un elemento reactivo. [29]

3.4.2 Árbol fractal

Otro tipo de fractal que puede ser utilizado como dipolo lo constituyen las estructuras arborescentes.

3.4.2.1 Generación del Fractal

Vamos a aplicar una secuencia iterativa a la estructura inicial. Comenzamos con un monopolo simple. Tomamos un segmento extremo y lo dividimos en dos, formando un ángulo predeterminado (60° , por ejemplo), para generar las dos primeras ramas. A medida que el proceso iterativo continúa, los segmentos extremos de cada rama se van dividiendo en más ramas.

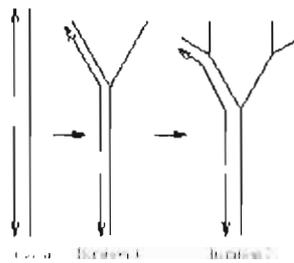


Fig. 3.5 Generación de un árbol fractal. En cada iteración las ramas se dividen en dos segmentos.

Si definimos la longitud eléctrica total como la mínima distancia que debe recorrer un electrón desde la base del fractal hasta el extremo de cualquiera de sus ramas terminales, se observa que en los árboles fractales esta longitud permanece constante a lo largo del proceso iterativo.

3.4.3 Antenas en Árbol Tridimensionales

Una antena fractal tridimensional en árbol presenta una geometría similar a las del apartado anterior. Sin embargo, el crecimiento, en vez de producirse en un mismo plano, tiene lugar en las tres dimensiones. La antena resultante ofrece beneficios, similares a su homóloga bidimensional, pero en mayor grado.

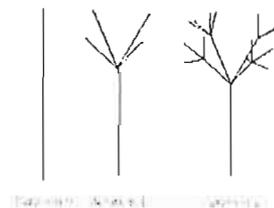


Fig. 3.6 Generación de un árbol fractal tridimensional, en cada iteración las ramas se dividen en cuatro segmentos situados en dos planos ortogonales.

3.4.3.1 Generación del Fractal

Las antenas tridimensionales en árbol se generan de forma muy parecida a sus homólogas en dos dimensiones. El extremo de un monopolo recto se subdivide en cuatro ramas, que se apoyan en dos planos ortogonales, formando un ángulo prefijado. En nuestro caso de estudio trabajaremos con ángulos de 60° . En la siguiente iteración, cada una de los extremos de las cuatro ramas se subdivide a su vez en otras cuatro pequeñas ramas, y así sucesivamente. En la tabla pueden observarse las longitudes relativas de cada rama para las primeras tres iteraciones. [25]

Tabla 3.1 Muestra las fracciones divisibles de las ramas del árbol fractal

No. De iteración	0	1	2	3
	1	1/3	1/7	1/15
		2/3	2/7	2/15
			4/7	4/15
				8/15

Nota: Esta tabla es aplicable tanto al árbol fractal en 2 dimensiones como en 3.

En la tabla se muestra que para la iteración 0, la longitud física del dipolo es completa, es decir es el tallo completo, para la 1ª iteración el tallo es $2/3$ y las ramas $1/3$ de la longitud total, para la 2ª iteración el tallo es de $4/7, 2/7$ de las ramas mas grandes y $1/7$ de las segundas ramas, y así sigue para las demás iteraciones. Cabe mencionar que la longitud para los diferentes tipos de iteraciones siempre es el mismo, lo único que cambia es su forma por el doblar de los ángulos de sus ramas.

3.4.4 Antena triangular

Si una antena esta hecha usando conductores perfectos y dieléctricos, estas dimensiones cambian las características de la antena. (Impedancia, polarización, patrón de radiación, etc.) Como también el largo y la longitud de onda de operación son cambiados en la misma cantidad. Por lo tanto, si la forma de una antena es determinada solamente por los ángulos, el desempeño de la antena debería ser independiente de la frecuencia, y también debería ser independiente a un cambio de escala. [30]

La principal ventaja de la antena triangular es la simplicidad de su diseño, además su impedancia tiene un alto ancho de banda. Una antena triangular esta hecha de una hoja de metal bitriangular con la alimentación para estos vértices. Este tipo de antena, esta definida por el ángulo de inclinación (bow) θ , debería ser independiente de la frecuencia, si este extendiera al infinito los lados de sus brazos. Típicamente la antena puede ser determinada con una longitud del brazo de la bow de $2\lambda_{eff}$ sin un efecto significativo sobre el patrón o la impedancia. [31]

La impedancia de la antena triangular, puede ser calculada con precisión, de la teoría de la línea de transmisión y esta dada por:

$$Z = \sqrt{\frac{2\mu_0}{\epsilon_{eff} + \epsilon_0}} \cdot \frac{K(k)}{K'(k)} \quad (3.2)$$

Donde

$$K(k) = \int_0^1 \frac{dx}{\sqrt{(1-x^2)(1-k^2x^2)}}$$

$$K'(k) = K(k') \quad (3.3)$$

Y

$$k' = \sqrt{1 - k^2} \quad (3.4)$$

K y K' son integrales elípticas de primer orden, $k = \tan^2(45 - \theta/4)$, θ es el ángulo de la bow.[32]

Este tipo de antena, no tiene geometría fractal, sin embargo este tipo de antena es la que utilizó el matemático polaco Waclaw Sierpinski, en su investigación de antenas multibanda (opera de forma similar en varias longitudes de onda), es decir este tipo de antena es tomada como la iteración 0 del triángulo de Sierpinski.

3.4.5 Triángulo de Sierpinski

El triángulo de Sierpinski es nombrado así por el matemático polaco Waclaw Sierpinski en 1919, esta es una de las geometrías fractales más comunes.

Resulta interesante el mencionar que las bandas están espaciadas logarítmicamente por un factor de $\delta = 2$, el cual es exactamente la característica del factor de escala que relaciona algunos tamaños de carpetas con forma fractal. El número de bandas está directamente asociado con el número de iteraciones fractales, los cuales indican que uno podría diseñar libremente el número de bandas operantes por la propiedad de seleccionar un número de construcción. El funcionamiento de la antena es similar a varias bandas, con un ancho de banda moderado $\sim 21\%$ para cada uno.

Una ecuación de diseño empírico para el monopolo de Sierpinski está dado por :

$$f_n = 0.26 \frac{c}{h} \delta^n \quad (3.5)$$

Donde c es la velocidad de la luz en el vacío, h es la altura de la carpeta mas grande y δ es el periodo log ($\delta \approx 2$).

Con esta ecuación podemos encontrar la frecuencia de resonancia, que opera para los distintos tamaños de nuestro monopolo. [27]

3.4.5.1 Generación del Fractal

Partamos (iteración $n=0$) de la superficie de un triángulo equilátero de lado unidad. Seguidamente (iteración $n=1$) tomemos los puntos medios de cada lado y construyamos a partir de ellos un triángulo equilátero invertido de lado $1/2$. Lo recortamos. Ahora (iteración $n=2$) repetimos el proceso con cada uno de los tres triángulos de lado $1/2$ que nos quedan. Así que recortamos, esta vez, tres triángulos invertidos de lado $1/4$. En la figura animada observamos hasta cuatro iteraciones sucesivas. Si repetimos infinitamente el proceso obtendremos una figura fractal denominada triángulo de Sierpinski. [32]

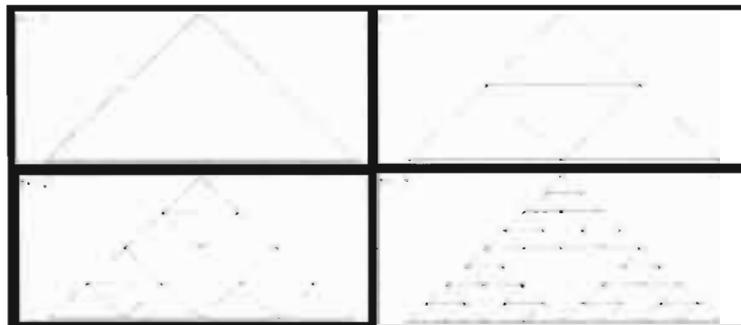


Fig. 3.7 Generación de un triángulo de Sierpinski, en cada iteración, substraemos un triangulo invertido de lado $\frac{1}{2}$.

3.5 Sistema de funciones iteradas

El sistema de funciones iteradas (IFS) representa un método extremadamente versátil para generar convenientemente una ancha variedad de estructuras fractales usuales.[5 y 33]. Estos sistemas de funciones iteradas son basadas sobre la aplicación de series con transformaciones afines, w , definido por [34]:

$$w \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a & b \\ c & d \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} e \\ f \end{pmatrix}, \quad (3.6)$$

O equivalentemente por:

$$w(x, y) = (ax + by + e, cx + dy + f), \quad (3.7)$$

Donde a, b, c, d, e y f son números reales, donde a, b, c y d controlan rotación y escalamiento, mientras e y f controlan el control de la transformación lineal. [35]

3.5.1 IFS y dimensión en la curva de koch

Suponemos que el iniciador (longitud unitaria) es colocada a lo largo del eje x con su final izquierdo al origen. [37]. La transformación para obtener los segmentos del generador en el caso de la curva de koch en la diferente variación de su ángulo de rotación viene dado por:

$$W_1 \begin{pmatrix} x' \\ y' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{s} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} \quad (3.8)$$

$$W_2 \begin{pmatrix} x' \\ y' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{s} \cos \theta & -\frac{1}{s} s \operatorname{sen} \theta \\ \frac{1}{s} s \operatorname{sen} \theta & \frac{1}{s} \cos \theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{s} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (3.9)$$

$$W_3 \begin{pmatrix} x' \\ y' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{s} \cos \theta & -\frac{1}{s} s \operatorname{sen} \theta \\ -\frac{1}{s} s \operatorname{sen} \theta & \frac{1}{s} \cos \theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{2} \\ \frac{1}{2} s \operatorname{sen} \theta \end{pmatrix} \quad (3.10)$$

$$W_4 \begin{pmatrix} x' \\ y' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{s} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{s-1}{s} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (3.11)$$

Donde el factor de escala "s" es el ángulo dependiente y esta dado por:

$$\frac{1}{s} = \frac{1}{2(1 + \cos \theta)} \quad (3.12)$$

Esto asegura la distancia entre la salida y puntos finales para todas las iteraciones es el mismo. El generador puede ser obtenido similar a

$$A_1 = W(A) = W_1(A) \cup W_2(A) \cup W_3(A) \cup W_4(A) \quad (3.13)$$

Estas transformaciones afines en el caso generado también llevan a una geometría fractal auto-similar, la dimensión de similaridad viene dada por:

$$D = \frac{\log 4}{\log[2(1 + \cos \theta)]} \quad (3.14)$$

Similarmente la dimensión como una función del ángulo indentation es mostrado en la siguiente grafica

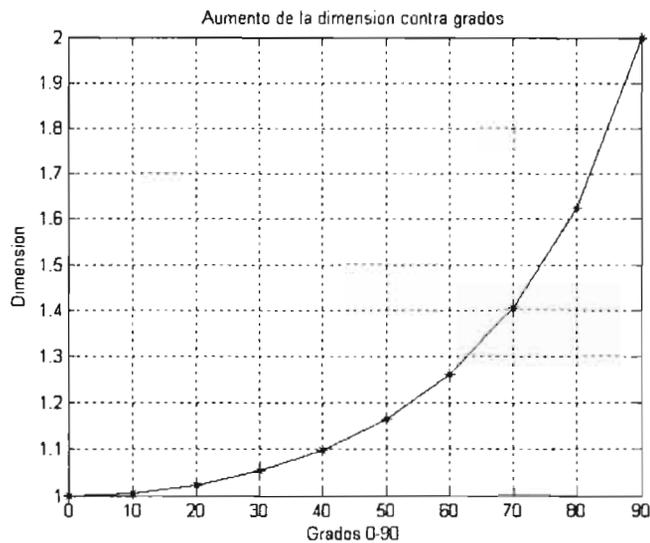


Fig. 3.8 Comportamiento de la dimensión de la curva de koch conforme aumentan los grados Podemos observar que para el ángulo $\theta = 0$, la curva es lineal y tiene dimensión 1, y para $\theta = 90$ la geometría tiene una iteración lo suficientemente grande que tiende a llenar un triángulo que se acerca una dimensión de 2.

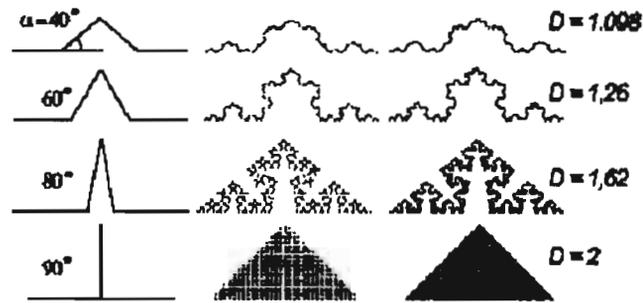


Fig. 3.9 Aumento de dimensión de la curva de koch

3.5.2 IFS y dimensión en el árbol fractal

El objetivo primario de estudiar esta geometría, es para verificar la hipótesis desarrollada acerca de la relación entre características de resonancia de la antena y la dimensión de la geometría fractal. [26]

El estudio que se hace en esta tesis es el de cambiar la iteración del árbol fractal, a 1 y 2 iteraciones y variar el ángulo de separación entre los brazos para la 1ª iteración.

Es posible variar el factor de escala entre la longitud del tallo y las ramas, las transformaciones requeridas para obtener ramas de la geometría en cada caso puede ser expresada como:

$$W_1 \begin{pmatrix} y' \\ z' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{s} \cos \theta & -\frac{1}{s} \operatorname{sen} \theta \\ \frac{1}{s} \operatorname{sen} \theta & \frac{1}{s} \cos \theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} y \\ z \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} \quad (3.15)$$

$$W_2 \begin{pmatrix} y' \\ z' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{s} \cos \theta & \frac{1}{s} \operatorname{sen} \theta \\ \frac{1}{s} \operatorname{sen} \theta & \frac{1}{s} \cos \theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} y \\ z \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} \quad (3.16)$$

La dimensión puede ser estimada usando la técnica de encontrar la dimensión de fractales con varias escalas y viene dada por:

$$k_1 \left(\frac{1}{h_1} \right)^D + k_2 \left(\frac{1}{h_2} \right)^D = 1 \quad (3.17)$$

Para la versión planar de la geometría, $k_1=1$, $h_1=3/2$, $k_2=2$ y $h_2=3$ resulta una dimensión de $D=1.3950$.

Para la versión no planar del árbol, $k_1=1$, $h_1=3/2$, $k_2=4$ y $h_2=3$ resulta una dimensión de $D=1.8453$. [19]

Esto es que el nuevo tallo es reducido por un factor de $2/3$ y la rama de $1/3$, tal que ellos tienen un radio de $1/2$, por lo tanto la dimensión de estas geometrías es de 1.395 .

El ángulo de las ramas no tiene un rol directo en determinar la longitud del segmento, la dimensión de todas las geometrías presentadas en las siguientes figuras es la misma, sin embargo como el factor de escala es cambiado, la dimensión fractal también cambia.

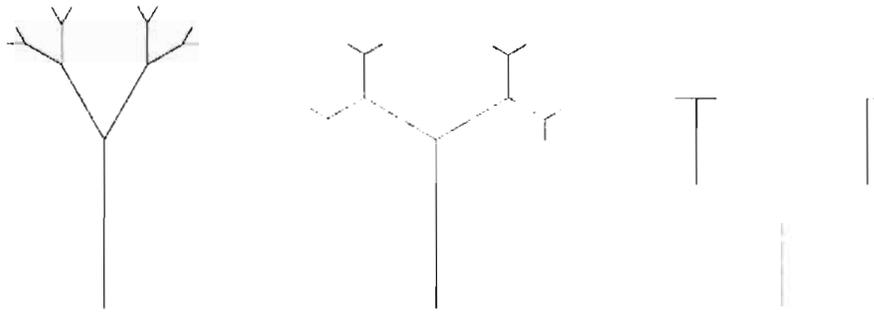


Fig.3.10 Distintas aberturas de los brazos del árbol fractal, a 60,120 y 180 grados.

3.6 Dimensión del Triángulo de Sierpinski

Para obtener la dimensión de este tipo de geometría fractal, la siguiente regla nos determina la dimensión, recubrimos exactamente con N piezas de tamaño característico R .

La relación:

$$N = R^{-D} \quad (3.18)$$

¿Qué exponente D encontramos al aplicar este método al triángulo de Sierpinski? Por construcción sabemos que debemos emplear tres copias idénticas reducidas a $1/3$ del triángulo original. Cada uno de los tres triángulos idénticos debería tener lado $R=1/2$. Cada uno de estos triángulos a su vez está formado por tres copias reducidas, lo que hace un total de 9 copias con $R=1/4$. Ahora ya vemos el proceso, el siguiente paso son 27 triángulos de lado $R = 1/8$. Recordemos nuestra última conclusión sobre la dimensión: $N=R^{-D}$. [25]

Recopilemos:

Tabla 3.2 Obtención de la dimensión del Triángulo de Sierpinski

3 triángulos de lado 1/2:	N=3, R=1/2	$(1/2)^{-D} = 3$
9 triángulos de lado 1/4:	N=9, R=1/4	$(1/4)^{-D} = 9$
27 triángulos de lado 1/8:	N=27, R=1/8	$(1/8)^{-D} = 27$
.....
3^n triángulos de lado $1/2^n$:	$N=3^n, R=1/2^n$	$(1/2^n)^{-D} = 3^n,$

Despejando D obtenemos:

$$D \ln 2^n = \ln 3^n$$

$$D = \frac{\ln 3}{\ln 2} = 1.58496\dots$$

CAPITULO 4

FEMLAB Y SUPERNEC

FEMLAB (Finite Element Method LABoratory), es un sistema versátil y flexible para El modelado de todo tipo de problemas ingenieriles y científicos, al manipular Ecuaciones Diferenciales Parciales que gobiernan las Leyes de la Ciencia.

El software cuenta con los siguientes módulos: Ingeniería Química, Ciencias de la Tierra, Electromagnetismo, Transferencia de Calor, Sistemas Electromagnéticos y Mecánica Estructural. Además, al combinar cualquier cantidad de las aplicaciones dentro de la descripción de un problema, es posible modelar un problema multifísico.

Dentro del modulo de electromagnetismo, esta basado nuestro trabajo de simulación de antenas fractales, las simulaciones pueden ser modeladas de dos maneras. La primera es crear la figura definiendo las cantidades físicas que se aplique al modelo. El segundo es usando solo el modelado de las ecuaciones diferenciales parciales [36].

En nuestro caso usaremos la primera opción que es más manipulable, ya que nosotros, además de diseñar el modelo que habremos de trabajar, elegiremos los parámetros electromagnéticos que debe regir nuestro modelo a simular.

En FEMlab se puede manipular el material del que esta hecho la antena y el material en el que se encuentra asentada nuestra antena, indicar las condiciones de frontera para visualizar el comportamiento electromagnético alrededor de

nuestra superficie, y podemos visualizar las ecuaciones diferenciales que rigen a nuestro modelo.

Supermec V2.9 es un software que es usado en la simulación de antenas a bajas frecuencias por el orden de los MHz – y unos cuantos GHz, este programa utiliza el método de los momentos y es algo fácil de manipular ya que las antenas ya vienen incluidas, y lo que se tiene que hacer a grandes rangos, es dar de alta las dimensiones de la antena a trabajar, y la frecuencia de operación, para enseguida obtener los principales parámetros que son característicos de toda antena.

4.1 Uso de FEMlab 3.1i en la simulación de antenas

Como primicia se elige la dimensión y el modo de aplicación que en este caso trabajaremos en 3D y tomamos el módulo de electromagnetismo.



Fig. 4.1 Ventana de inicio de FEMlab 3.1i

Enseguida se presenta una ventana inicial, en el que se genera el dibujo de la antena en el plano xy, este dibujo se proyecta a 3D, en donde generamos nuestra superficie a simular en este caso similar a lo que es un Árbol Fractal, en donde los brazos de la antena son unidos por un material distinto al espacio de simulación y a la antena de árbol, en el cual se definirán y encontrarán los campos a medir, este material puede ser visto como una línea de transmisión, por donde circula la corriente inducida en la superficie de la antena.

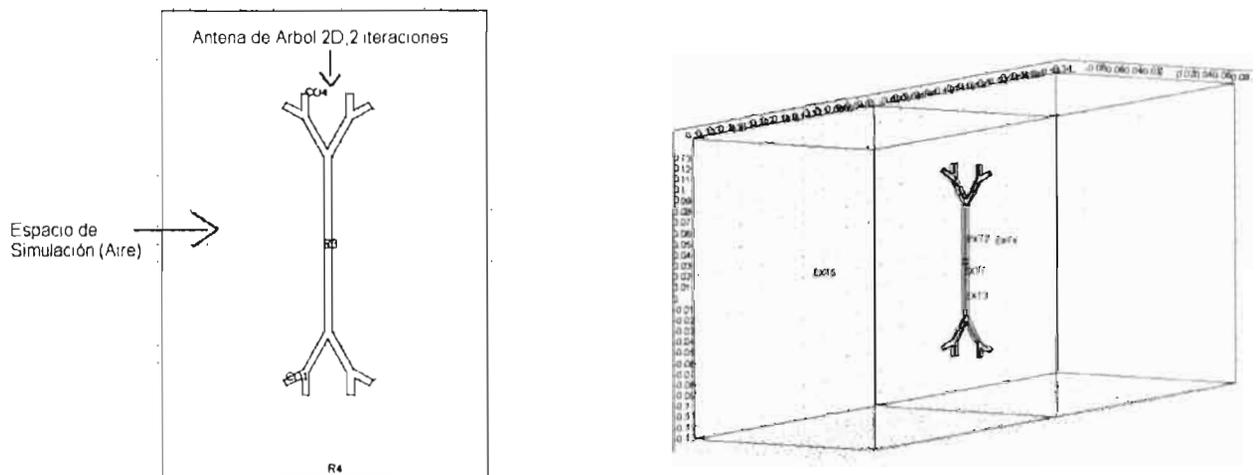


Fig. 4.2 Generación del Árbol Fractal en 2D, trasladado a 3D.

Dentro de la herramienta de **Subdomain** se definen las propiedades de los materiales con los que se habrá de trabajar, como permitividad, conductividad y permeabilidad.

Los brazos del dipolo fueron simulados con material de cobre, el centro de unión de los brazos fue de material de niobio, y el espacio de simulación fue de aire, los cuales son vistos en la siguiente tabla.

Tabla 4.1 Propiedades electromagnéticas de los materiales usados

	ϵ_r	μ_r	σ
Cobre	5.9	1	$6.48e7 \Omega^{-1}cm^{-1}$
Niobio	3.61	1	$6.6e6 \Omega^{-1}cm^{-1}$
Aire	1	1	$0 \Omega^{-1}cm^{-1}$

Datos de la tabla obtenidos en [38]

Para todas las antenas que fueron simuladas en esta tesis, se tomaron las mismas condiciones de frontera las cuales fueron puestas dentro de la herramienta de **Boundary**, las cuales fueron: la antena se encuentra en el medio ambiente (aire), es parte del infinito, pero fue puesta en un espacio finito, en el plano yz, zx ponemos PEC (Conductor Eléctrico Perfecto).

Para la entrada y la salida de la onda electromagnética se tiene baja reflexión, en la entrada se tiene que hacer uso de las ecuaciones de Maxwell, descritas en vectores fasoriales representadas con símbolos, $E = (0,1,0)$ donde

$$E(t) = \text{Re}[E.e^{j\omega t}] \quad (4.1)$$

y en la salida $E = (0,0,0)$.

La onda plana incidente es de magnitud unitaria (Eq. (4.1)), las características de reflexión, son obtenidas analizando la onda incidente y reflejada.

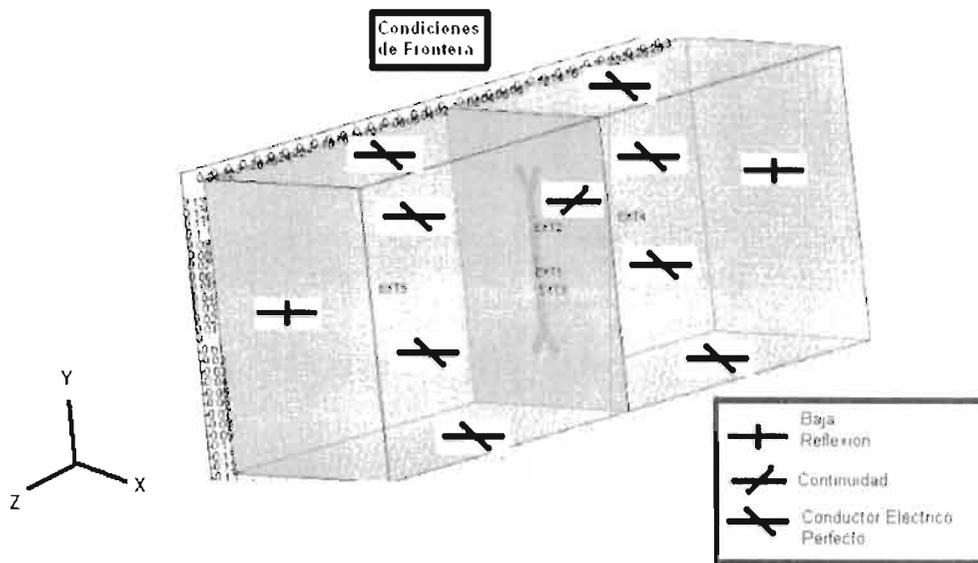


Fig. 4.3 Condiciones de frontera de la Antena a Simular

En nuestro caso de estudio de antenas, se define un parámetro característico en base a campo incidente y campo reflejado, " El Coeficiente de Reflexión ", dependiente de la frecuencia, para obtener las características de reflexión de la antena simulada, se toma una onda plana polarizada paralelamente al eje Y, que se propaga en dirección Z, definiéndola dentro de la opción **Boundary Integration Variables**, donde se encuentran definidos los campos sobre el espacio simulado y el centro de la antena.

Dentro de la opción de **Scalar Expressions** se definen las operaciones que se han de resolver para obtener de una manera grafica los parámetros de interés de nuestras antenas.

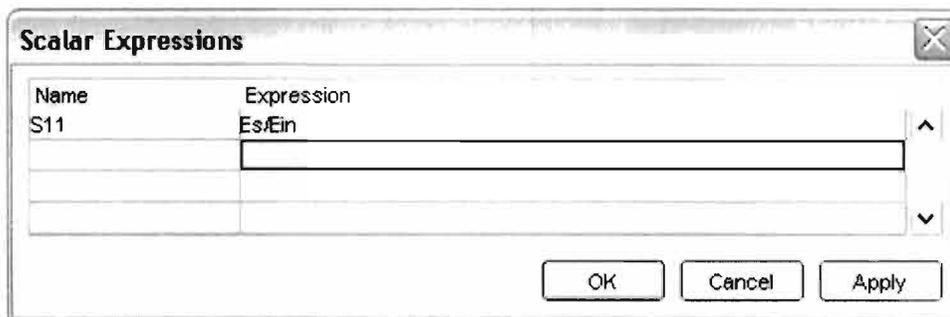


Fig. 4.4 Ventana en donde se definen parámetros de interés a obtener.

En la opción de **Scalar Variables** están definidos la permitividad y permeabilidad en el vacío, en la cual se dará de alta la frecuencia asignándola como " f ".

En **Solver Parameters** se da el nombre del parámetro "f" que es la frecuencia, es conveniente conocer en que rangos de espectro electromagnético se encuentra operando la antena a simular.

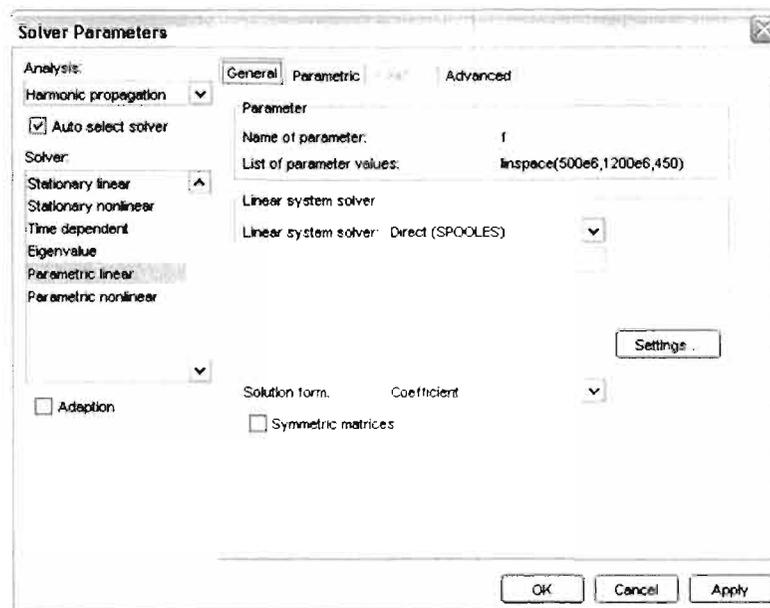


Fig. 4.5 Ventana donde se define el parámetro f de frecuencia y el rango a trabajar.

Sobre el **Mesh** que utiliza este método, para nuestros tipos de antenas fractales, es variante, por ejemplo con el dipolo de Koch, inicialmente tiene dimensión 1, pero conforme se van aumentando las iteraciones con un ángulo de 90 grados su dimensión tiende a ser 2, por lo cual el fractal aparece muy junto a el mismo, y mientras mas junto aparezca, mas rugoso es, mas elementos son generados, mas memoria es requerida y mas tiempo de simulación (si lo soporta la maquina) es requerida también, es decir conforme se aumentan las dimensiones del fractal, también aumenta el malleo, que hace que el tiempo de simulación sea mas grande. Por lo tanto se llega a un punto en donde resulta duramente difícil simular una estructura fractal mayor a 2 iteraciones.

Ya que se termina de simular cierta antena fractal, lo que prosigue es obtener de manera grafica los parámetros de interés. En **Domain Plot Parameters**, se elige la opción general, subrayando todas las frecuencias, y tomando la opción point plot, de manera que se grafique cierto factor respecto a la frecuencia, por ejemplo el coeficiente de reflexión.

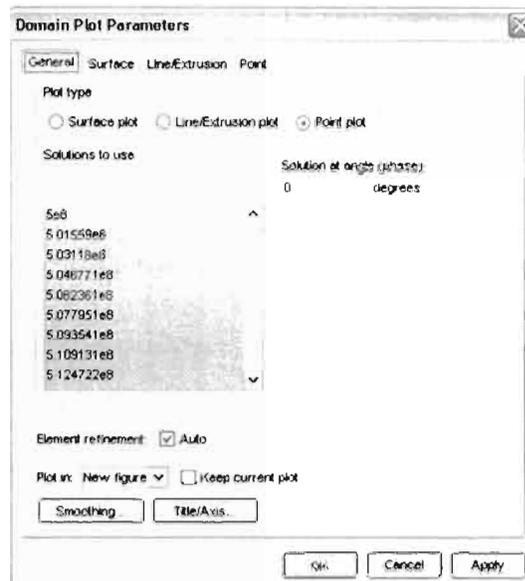


Fig. 4.6 Selección de frecuencias a graficar en una superficie, una línea, punto.

Dentro de la opción **Surface**, se obtiene la distribución de corriente sobre una superficie, en donde tal distribución varía con la frecuencia, cabe señalar que femlab puede graficar una gran cantidad de fenómenos electromagnéticos, pero esto depende de la aplicación que se este dando a la simulación.

Teniendo ya el modelo a simular con todos los parámetros ya descritos, antes de correr el programa se hace un malleo para ver el número de elementos generados por el distinto tipo de antena.

En el caso de análisis de antenas fractales, se compararon el dipolo clásico recto, con otros dipolos como la curva de koch y árbol fractal 2 y 3D, triangular con Sierpinski, por lo tanto en cada parámetro que nosotros graficamos en FEMlab, se obtiene un código ASCII, que es la base para poder juntar y comparar las distintas graficas de interés, este código ASCII es proporcionado por Femlab en formato

.txt, por lo que se puede mandar llamar con ayuda de Matlab, enseguida se genera un programa donde se manda llamar los distintos códigos generados en Femlab y así son obtenidas las comparaciones de graficas simuladas.

Aquí se presenta el modelo finalizado del árbol fractal en 2D, con 2 iteraciones, en donde se puede visualizar el comportamiento del campo eléctrico a una frecuencia determinada, de la antena sobre el medio de aire.

Se sabe que a las orillas del dipolo existe la mayor concentración de voltaje, y en el centro existe la mayor concentración de corriente, por lo que se puede visualizar que existe una proporcionalidad de campo eléctrico con voltaje en la siguiente figura.

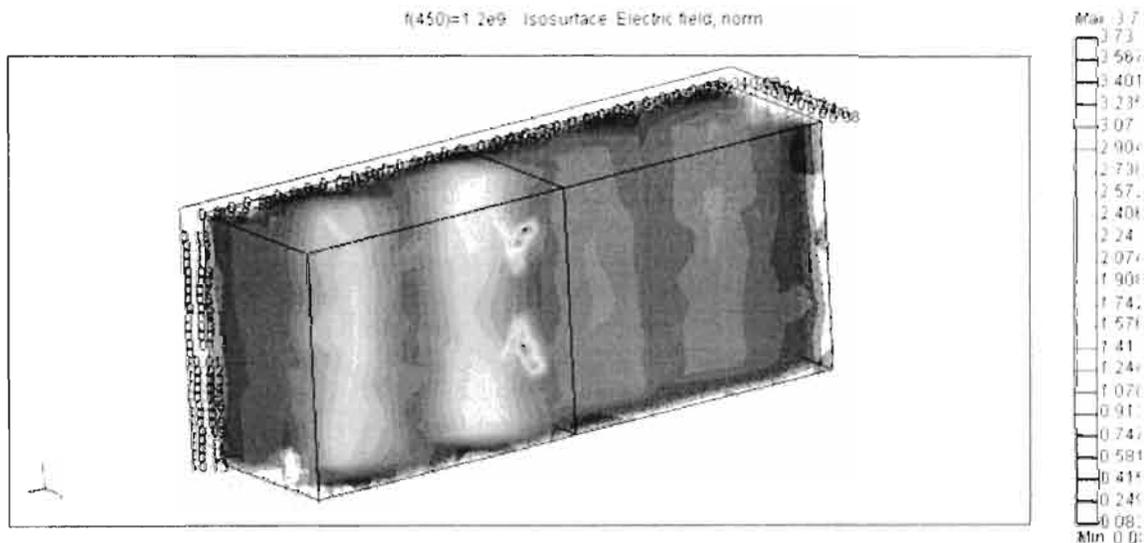


Fig. 4.7 Campo Eléctrico de una Antena Fractal

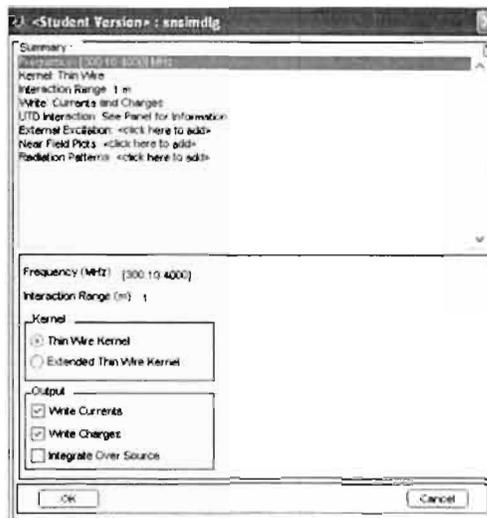


Fig. 4.9 Ventana donde damos de alta el rango de frecuencias con el que se simulara la antena.

Por lo tanto, después que quedan definidos todos los parámetros necesarios, simulamos nuestra antena, se elige el parámetro gráfico que se desea obtener, como se presenta en la figura de abajo.

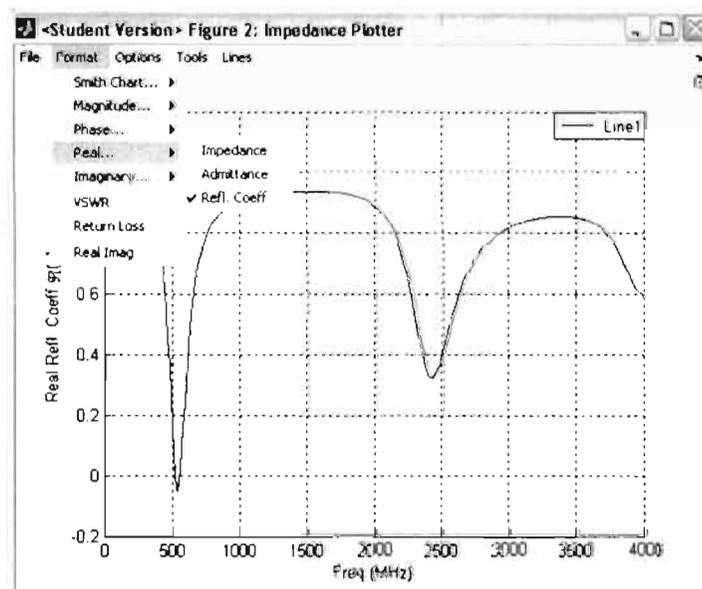


Fig. 4.10 Ventana donde se elige el parámetro de interés a graficar

4.3 Comparación de FEMlab & Super nec

Una vez analizados los 2 diferentes programas, nos podemos dar cuenta que FEMlab es un programa muy poderoso que además de trabajar electromagnéticamente, también al mismo tiempo se pueden obtener otros parámetros de interés, al añadirle a este programa diferentes módulos, como por ejemplo de transferencia de calor, que como ya es conocido, por la antena circulan corrientes producidas por campos electromagnéticos que inciden sobre la antena, por lo cual existen cambios de temperatura en ella, por lo tanto se podrían añadir más de un módulo de estudio de la antena.

Además de poder manipular los materiales que son simulados cambiando las propiedades electromagnéticas, visualizar de manera gráfica un sinfín de propiedades electromagnéticas en cualquier plano x , y , ó z o bien la magnitud de estos 3.

Super nec no se puede manipular de igual manera, solamente damos de alta los datos que se nos piden para obtener nuestras gráficas, por lo tanto sabemos que es más deficiente.

CAPITULO 5

RESULTADOS DE SIMULACIONES

En este capítulo se visualizará un análisis, de los diferentes resultados obtenidos en los distintos programas usados, que fueron FEMlab y Supermec, para las distintas antenas estudiadas en esta tesis.

Inicialmente se trabajó con el programa Supermec, ya que es más fácil de utilizar, con los resultados obtenidos se ve que son similares a la teoría, y después al utilizar el software FEMlab, observamos que los resultados son un tanto similares al software antes mencionado, pero se sabe que estos resultados pueden ser variantes debido a la manipulación de la discretización del modelo (antena) a simular, mientras la malla sea más fina se obtienen mejores resultados, pero el inconveniente es que a mayor discretización se demanda más memoria de la computadora, lo cual no es muy bueno para nuestras simulaciones, por los diferentes problemas ya expuestos en el capítulo 4.

Las antenas simuladas fueron, antenas no fractales como el dipolo y la antena triangular, y antenas fractales como D. de Koch, Árbol Fractal en 2 y 3D, y Sierpinski.

En el caso de las antenas no fractales, cada una de ellas es tomada como iteración 0, el dipolo recto clásico es usado en la mayoría de nuestras simulaciones, ya que gracias a él podemos ver las diferencias que existen entre

las simulaciones de antenas fractales (como D. de Koch, Árbol Fractal en 2 y 3D) conforme se aumentan el numero de iteraciones, y la antena triangular es utilizada para ver las diferencias que existen entre ella y el triangulo de Sierpinski.

En esta tesis se obtuvieron simulaciones del dipolo, antena triangular, D. de Koch 1 y 2 Iteraciones, Árbol fractal 1 y 2 Iteraciones en 2D, Árbol fractal 1 Iteración en 3D y Triangulo de Sierpinski en su 1ª iteración.

Para cada una de las antenas simuladas se obtuvieron distintos parámetros, de gran interés en el estudio de antenas, analizando así su comportamiento sobre un barrido de frecuencias, los parámetros calculados fueron: a) Coeficiente de Reflexión S11,

b) Return Loss RL (dB's) y c) VSWR.

Los cuales quedaron definidos en el Capitulo 3 y recordando a las ecuaciones que los describen, las tenemos enseguida:

$$r = \frac{E_r}{E_i} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = \frac{(Z_L / Z_0) - 1}{(Z_L / Z_0) + 1} = \frac{1 - Z_0 / Z_L}{1 + Z_0 / Z_L} \quad (2.3)$$

$$RL = 10 \log \left[\frac{P_i}{P_r} \right] = -20 \log \left[\frac{E_r}{E_i} \right] = -20 \log \left[\frac{VSWR - 1}{VSWR + 1} \right] = -20 \log \rho \quad (2.9)$$

$$VSWR = \frac{V_{inc} + V_{refl}}{V_{inc} - V_{refl}} \quad (2.7)$$

Con ayuda de la definición del Coeficiente de Reflexión (2.3), podemos decir que, cuando el Campo Incidente es máximo, por consecuencia el Coeficiente de Reflexión es mínimo, por lo cual cuando en la simulación, variamos la frecuencia y obtenemos una lectura Máxima en magnitud del Coeficiente de Reflexión, nos estamos refiriendo a que en ese punto nuestra antena simulada, tiene mínima reflexión y máxima transmisión, así es como obtenemos su Frecuencia de Resonancia.

En las antenas simuladas, la frecuencia de resonancia disminuye a medida que aumenta el número de iteraciones. Este decremento en la frecuencia está íntimamente relacionando con la miniaturización de la antena. [26]

5.1 Dipolo, Koch 1 y 2 iteraciones a 60°.

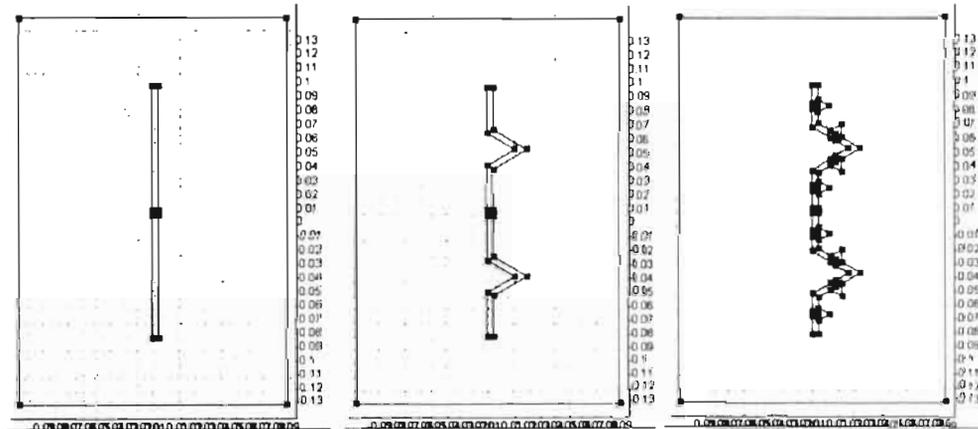


Fig.5.1 Dipolo de Koch en sus primeras 2 Iteraciones

Primeramente se analizarán las 2 primeras iteraciones del Dipolo de Koch como vienen dadas en la figura 5.1, con respecto al dipolo recto clásico (iteración 0). El ángulo elegido para la simulación es de 60 grados, debido a que en la mayoría de los artículos revisados así se maneja, cabe señalar que podemos tomar otro ángulo más chico o más grande, mas adelante veremos el comportamiento del dipolo de koch al variar el ángulo en su primera iteración.

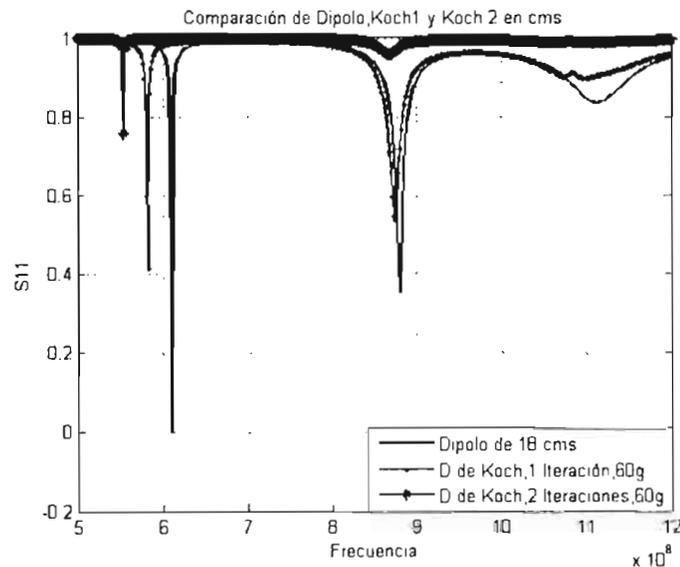


Fig.5.2 Coeficiente de Reflexión S11, de los dipolos & la frecuencia.

En la figura 5.2 se observa, cómo la frecuencia de resonancia f_r , cae a medida que el número de iteraciones del fractal crecen. La frecuencia de resonancia se aproxima a un límite de forma asintótica. Este límite representa la frecuencia que presentaría una curva de Koch ideal, si es que ésta pudiese fabricarse.

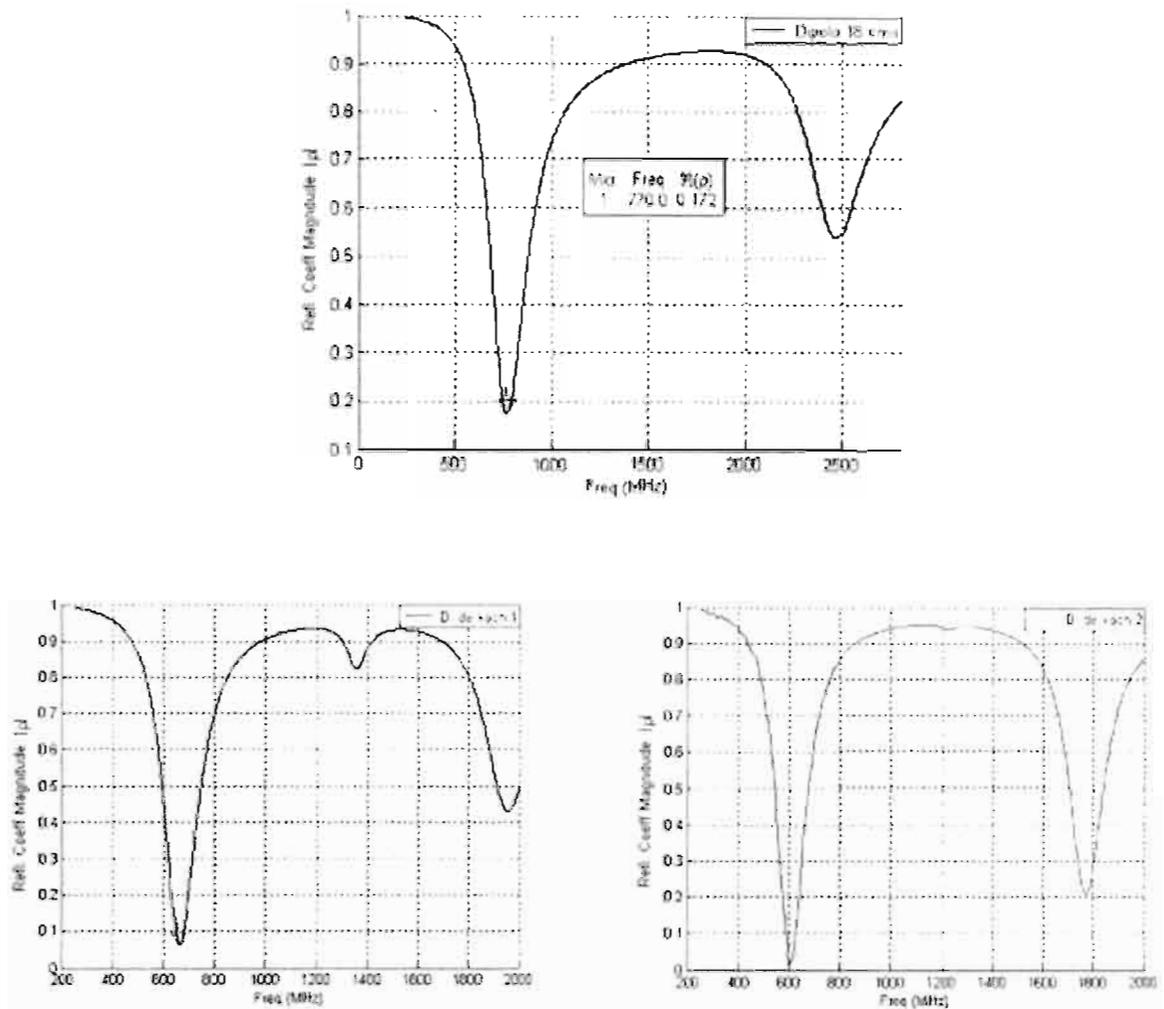


Fig. 5.3 Resultados del S11 obtenidos en Super nec

Las graficas de la fig 5.3 fueron obtenidas utilizando Super nec, estas graficas están acomodadas en orden de iteración, la 1ª grafica corresponde al dipolo, la izquierda a la 1ª iteración y la derecha a la 2ª iteración del dipolo de koch, en las cuales podemos visualizar, que son resultados similares a la teoría del dipolo y a los resultados obtenidos en FEMLab.

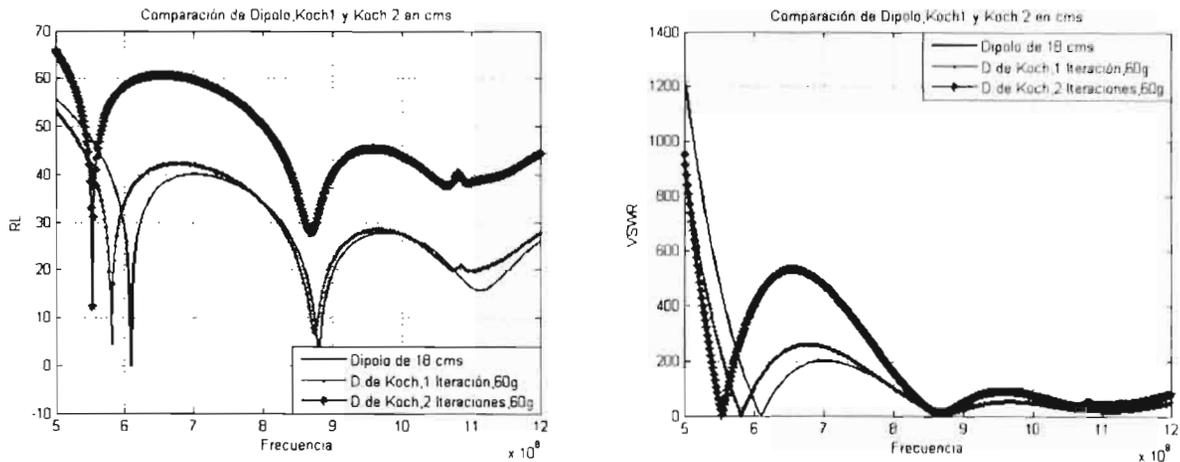


Fig.5.4 RL y VSWR de los distintos dipolos

La figura 5.4 muestra la impedancia de entrada de los dipolos frente a la frecuencia, básicamente es la misma información que nos da el Coeficiente de Reflexión solamente que este esta dado en dB's. También se muestra el VSWR para las diferentes iteraciones. Todos los parámetros mostrados en los gráficos se encuentran en resonancia.

En esta tesis las medidas de todos los dipolos que fueron simulados y fabricados, tienen una misma longitud de 18 cms.

Enseguida presentamos una tabla, en donde comparamos los resultados obtenidos con los 2 programas utilizados.

Tabla 5.1 Comparación de frecuencias de resonancia f_r , de los diferentes programas FEMLAB y Super nec.

	Dipolo	Koch 1	Koch 2
f_r de FEMLAB	610.5 MHz	582.4 MHz	553 MHz
f_r de Super nec	770 MHz	660 MHz	610 MHz

Observando los datos de la tabla 5.1, podemos decir que, los resultados obtenidos en FEMLab, tienen una separación de decaimiento asintótico, de iteración a iteración de aproximadamente 30 MHz, y en los de resultados de Super nec el decaimiento es mas pronunciado sin seguir un factor de separación similar al anterior, además de que el decaimiento asintótico no es visualizado como debería verse, ya que en vez de decaer en magnitud el S11 conforme se aumenta el numero de iteración, se visualiza un crecimiento asintótico.

Esto puede ser debido a que en la simulación de Super nec, se simula una línea de diámetro infinitamente pequeño, a comparación de que en Femlab tenemos un grosor de línea de 4.5 mm. aproximadamente. Por lo que, conforme la anchura de los brazos es disminuida, su longitud debe ser aumentada para lograr la resonancia similar a la del Super nec.

6.2 Efecto al variar los ángulos del D. de koch en la 1ª iteración

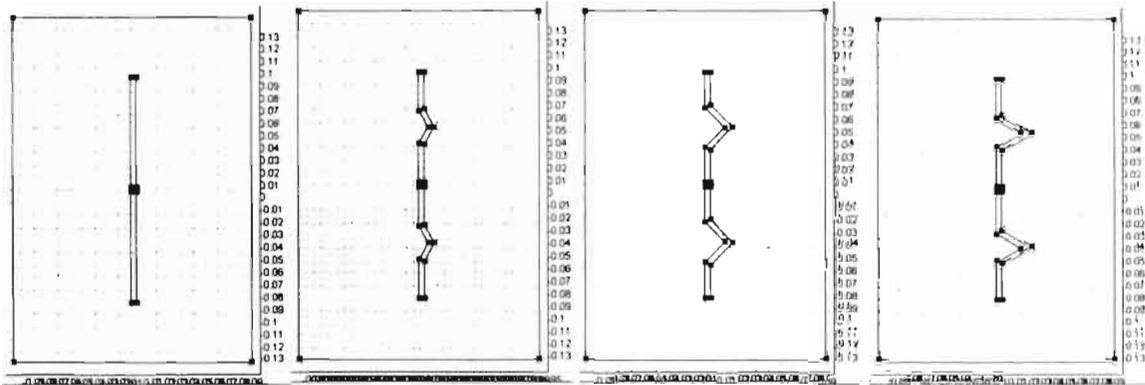


Fig. 5.5 Dipolo de Koch 1 Iteracion, variando los angulos que lo generan.

Como se menciona a principio de el estudio del dipolo de koch, veamos las diferencias que existen entre la curva de koch en su 1ª iteración, al variar el ángulo que forma esta geometría fractal, variándolo de 15 en 15 grados, tomando inicialmente el ángulo de 30 grados hasta llegar a 60 grados, como se ve en la figura 5.5.

Se realizo un estudio, de las diferencias que existen al variar el ángulo de esta curva de koch encontrando de manera similar los parámetros: S11, RL, y VSWR. En donde se encontró, que se tiene una variación en la Dimensión, y en la frecuencia de resonancia f_r .

Una característica interesante en el estudio de esta geometría es que conforme incrementamos el ángulo de la curva de Koch, se observa una reducción de la frecuencia de resonancia, de manera similar a lo que sucede al incrementar el número de iteraciones.

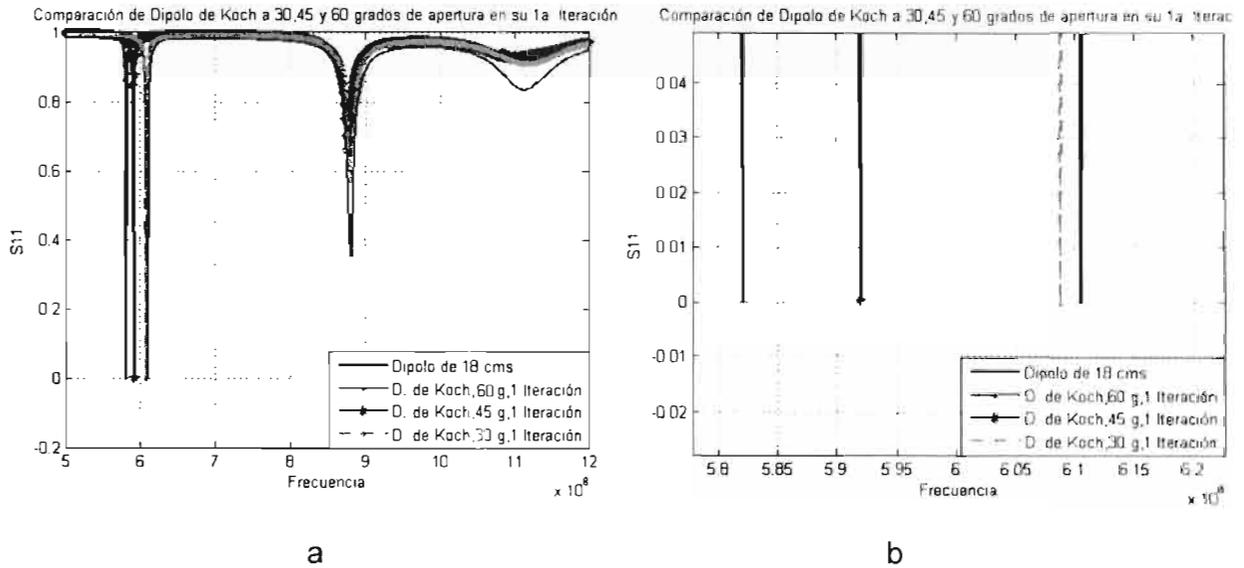


Fig. 5.6 La Figura 5.6a muestra el Coeficiente de Reflexión al variar el ángulo de la curva de koch y la 5.6b se obtiene un zoom para ver de manera mas pronunciada la disminución de la frecuencia de resonancia.

En la figura 5.6 muestra que la curva de koch a 30 grados es muy similar al dipolo recto clásico, esto es debido a que como se aprecia en la figura 5.6, el ángulo es chico y conforme se aumenta el ángulo es apreciable la disminución de la frecuencia de resonancia, los resultados de resonancia para los distintos ángulos son presentados en la siguiente tabla:

Tabla 5.2 Comparación de frecuencias de resonancia f_r , en FEMLAB.

	Dipolo 18 cms	Koch 30 g	Koch 45 g	Koch 60 g
f_r en Femlab	610.5 MHz	608.8 MHz	592 MHz	582.4 MHz

Para un ángulo $\theta=0$, esta antena tiene dimensión 1, que es idéntico a la forma del dipolo recto clásico, este cambio en la frecuencia de resonancia, puede usarse para diseñar las antenas con las características de entrada requeridas a una frecuencia especificada. En otros términos, el incremento del ángulo de la curva de Koch puede usarse como un parámetro de diseño. [26]

El RL y VSWR son presentados en la figura 5.7, para las diferentes iteraciones de la curva de Koch a diferentes ángulos. Los parámetros mostrados en los gráficos se encuentran en resonancia.

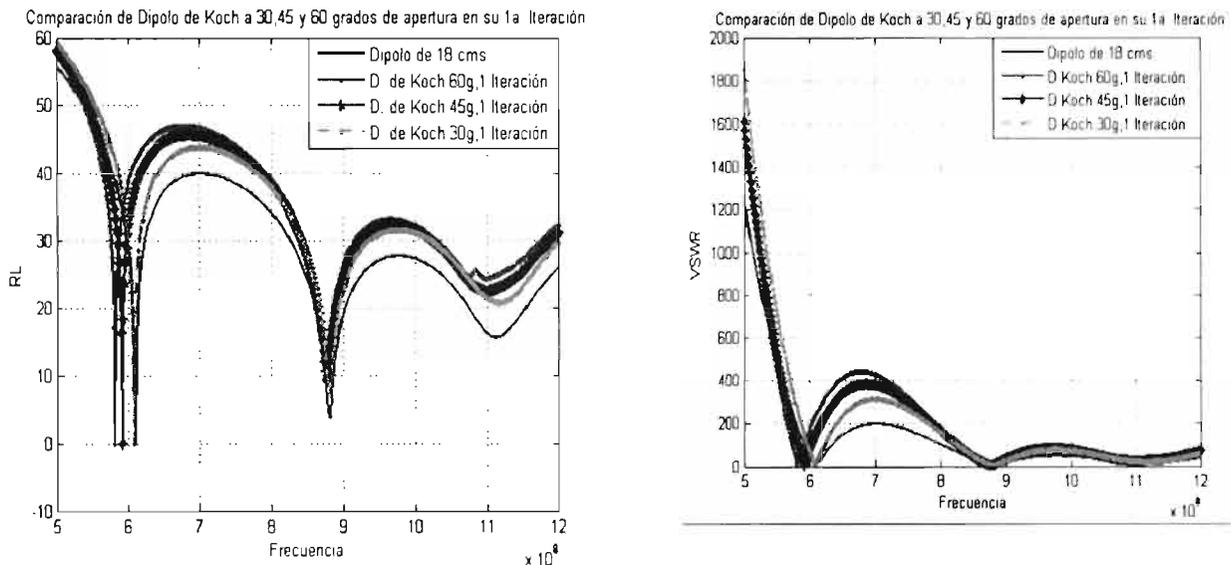


Fig.5.7 Muestra el RL y VSWR de los dipolos de Koch en su 1ª iteración

5.3 Dipolo, Árbol Fractal 1 y 2 iteraciones a 60°.

Otro tipo de fractal que puede ser utilizado como dipolo lo constituyen las estructuras arborescentes. De nuevo, el objetivo que se pretende es la reducción del tamaño de la antenna resonante. En la Fig. 5.8 se muestra la formación del árbol fractal tomando como iteración 0 a el dipolo recto clásico, y el ángulo de abertura en cada rema es tomada de 60 grados, debido a que en la mayoría de los artículos así es tomada, también de manera similar que el dipolo de koch las ramas pueden tomar ángulo de abertura mas grande o mas chico a 60 grados, este será discutido un poco mas adelante.

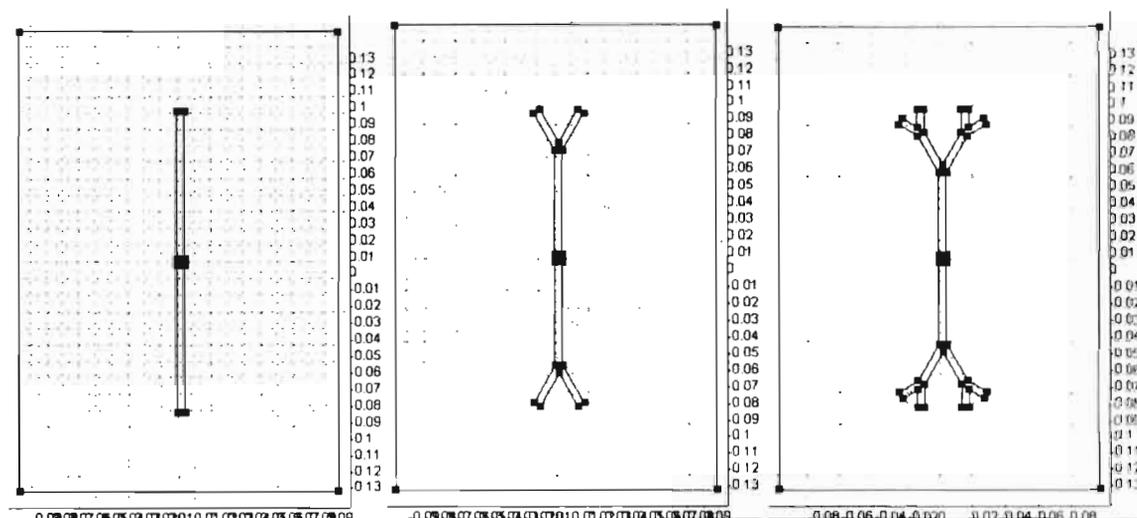


Fig. 5.8 Generación del Árbol Fractal en sus 2 primeras iteraciones.

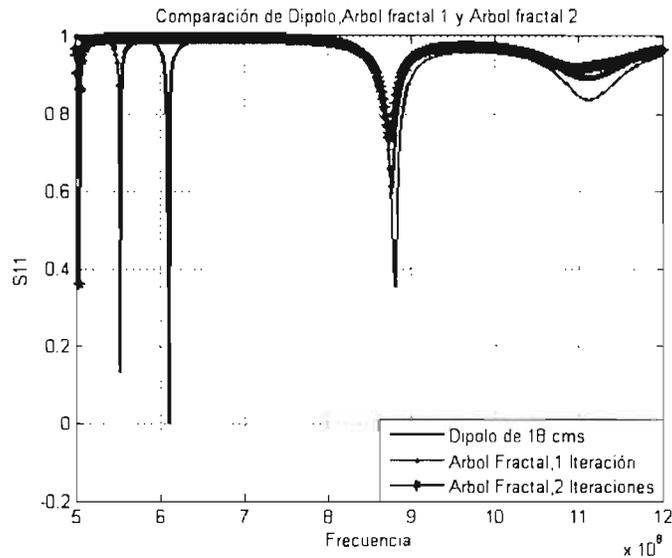


Fig.5.9 Muestra el Coeficiente de Reflexión de los Árboles Fractales frente a la frecuencia.

Se puede ver en las figuras 5.9, 5.10 cómo la frecuencia de resonancia de ambos programas, decrecen a medida que aumentan las iteraciones. La relación entre la miniaturización y el número de iteraciones es muy parecida al dipolo de Koch. De forma que la frecuencia de resonancia f_r , cae a medida que el número de iteraciones del fractal crece, pero en este tipo de geometría, se observa un mayor espaciamiento entre las frecuencias de resonancias f_r .

Enseguida presentamos las graficas del S11, obtenidas en Superneec:

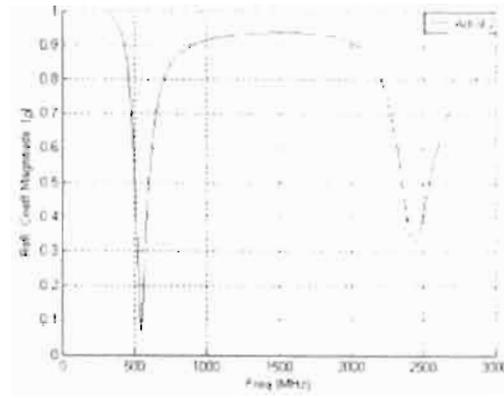
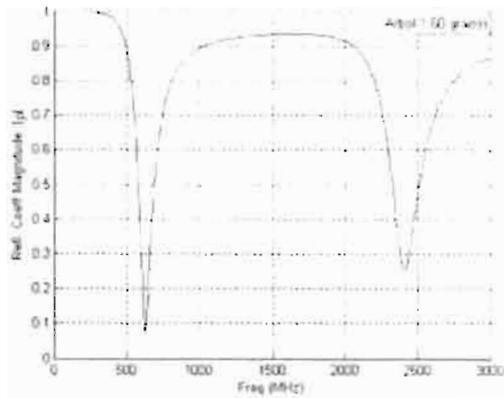


Fig. 5.10 Muestra S11 de Árbol 1 y 2, Obtenidos en Super nec

Se toma como iteración 0, la grafica de dipolo recto clásico mostrada en la Fig. 5.3, de la figura 5.12 la 1ª iteración es la grafica de la izquierda, y la 2ª iteración la grafica de la derecha.

En la figura 5.11 se encuentran graficados el RL y VSWR para las diferentes iteraciones se muestran a continuación. Los parámetros mostrados en los gráficos se encuentran en resonancia.

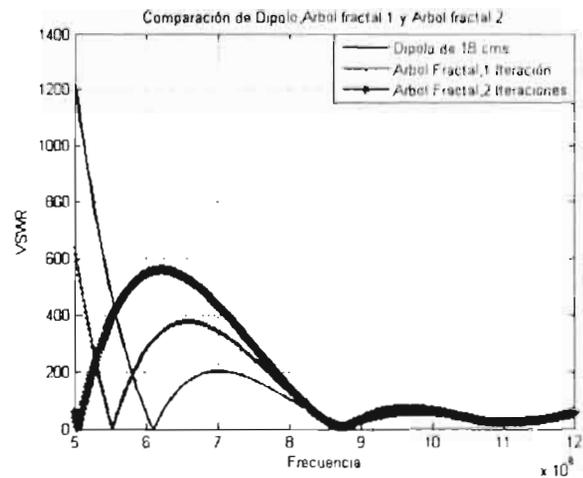
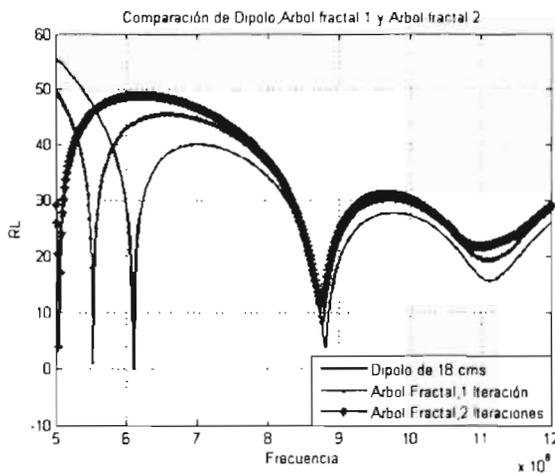


Fig. 5.11 Muestra el RL y VSWR de los Árboles Fractales al variar la frecuencia

Tabla 5.3 Resultados obtenidos en las diferentes simulaciones con los diferentes programas:

	Dipolo	Árbol Fractal 1	Árbol Fractal 2
f_r de FEMLAB	610.5 MHz	553 MHz	504.7 MHz
f_r de Super nec	770 MHz	620 MHz	540 MHz

Observando los datos de la tabla 5.3, podemos decir que, los resultados obtenidos en FEMLab, tienen una separación de decaimiento asintótico, de iteración a iteración de aproximadamente 50 MHz, y en los de resultados de Super nec el decaimiento es mas pronunciado sin seguir un factor de separación similar al anterior.

Además de manera similar que el D. de Koch, el decaimiento asintótico no es visualizado como debería verse, ya que en vez de decaer en magnitud el S11 conforme se aumenta el número de iteración, se visualiza un crecimiento asintótico.

5.4 Efecto al variar los ángulos del Árbol Fractal en la 1ª iteración.

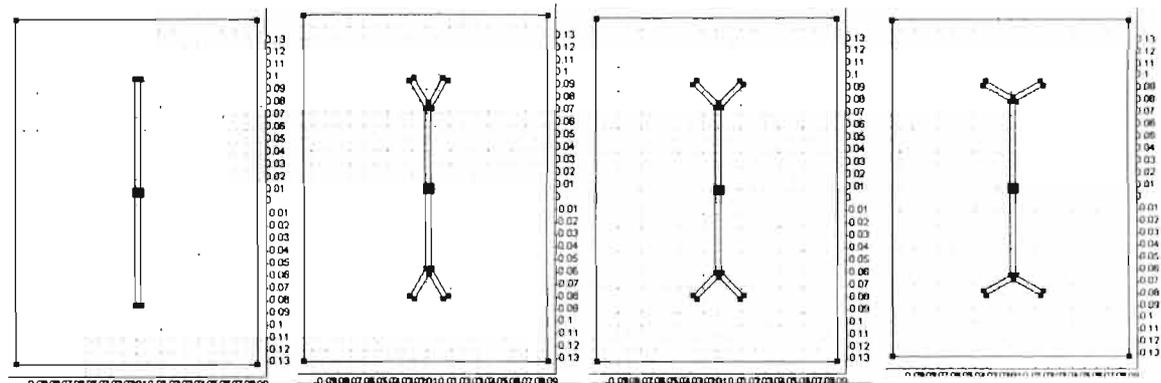


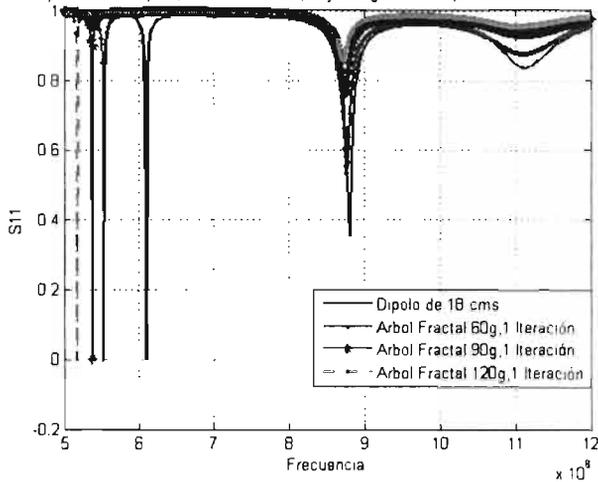
Fig. 5.12 Árbol Fractal en su 1ª, variando los ángulos que lo generan

Un estudio paramétrico similar al que se hizo con el D. de Koch en su 1ª iteración es realizado para el Árbol Fractal en su 1ª iteración como viene dado por la figura 5.12, los diferentes ángulos del árbol fractal, variando el ángulo de abertura de 30 en 30 grados, comenzando en un ángulo de 60 grados hasta llegar a 120 grados.

Enseguida se muestra un gráfico donde se visualiza que de igual manera la frecuencia de resonancia se ve disminuida conforme se van aumentando los grados de los brazos del árbol fractal. Se realizó un estudio, de las diferencias que existen al variar el ángulo de esta geometría arborescente, encontrando de manera similar los parámetros: S11, RL, y VSWR. No existe cambio en la Dimensión, pero sí en la frecuencia de resonancia f_r .

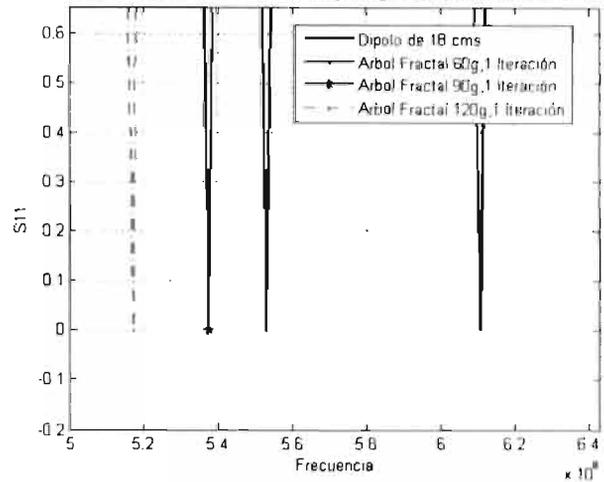
Una característica interesante en el estudio de esta geometría es que conforme se incrementa el ángulo de la geometría arborescente, se observa una reducción de la frecuencia de resonancia, conforme se va abriendo el ángulo de las ramas, y al incrementar el número de iteraciones.

Comparación de Dipolo,Arbol fractal a 60,90 y 120 grados de apertura en su 1a Iteración



a

Comparación de Dipolo,Arbol fractal a 60,90 y 120 grados de apertura en su 1a Iteración



b

Figura 5.13a muestra el Coeficiente de Reflexión al variar el ángulo del árbol fractal y 5.13b Obtenemos un zoom para ver de manera mas pronunciada la disminución de la frecuencia de resonancia.

Se visualiza en la figura 5.13 que el árbol fractal de 60 grados es el más cercano en cuanto a la frecuencia de resonancia a el dipolo clásico, y el espaciamiento en frecuencia entre árboles a distintos ángulos de apertura, tiene un comportamiento similar uno con otro. Enseguida se muestra en la tabla 5.4 donde vemos el decaimiento de la frecuencia de resonancia conforme aumentamos el ángulo de apertura de las remas en la 1ª iteración del árbol fractal en 2D.

Tabla 5.4 Comparación de frecuencias de resonancia f_r , en FEMLAB.

	Dipolo 18 cms	Árbol 60 g	Árbol 90 g	Árbol 120 g
f_r en Femlab	610.5 MHz	553 MHz	537.4 MHz	517.1 MHz

En la figura 5.14 vienen dados El RL y VSWR para las diferentes iteraciones se muestran a continuación. Los parámetros mostrados en los gráficos se encuentran en resonancia.

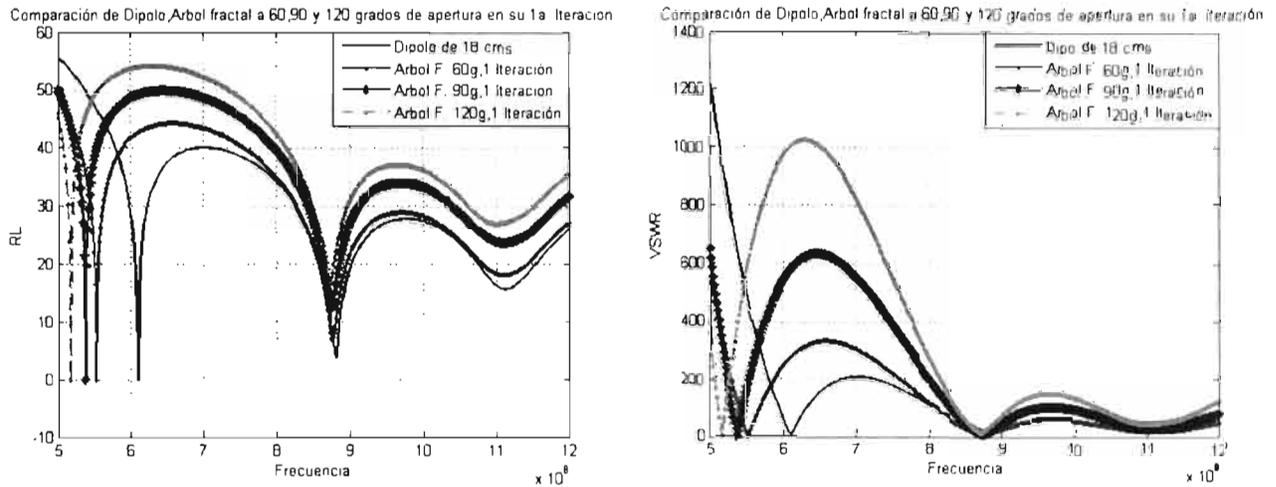


Fig.5.14 RL y VSWR de los Árboles Fractales al variar su ángulo & frecuencia

5.5 Árbol Fractal 1 Iteración, en 3D con 60°.

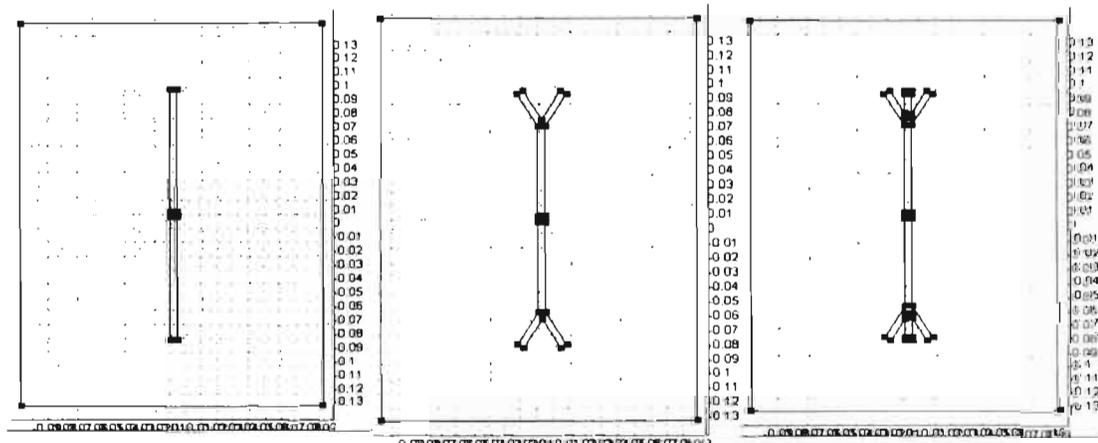


Fig. 5.15 Comparación de árbol en 2 y 3D en su 1ª Iteración

La figura 5.15 muestra las diferencias entre el árbol fractal en 2 y 3D, como ya se menciona en capítulos anteriores una antena fractal tridimensional en árbol presenta una geometría similar a las del apartado anterior. Sin embargo, el crecimiento, en vez de producirse en un mismo plano, tiene lugar en las tres dimensiones. La antena resultante ofrece beneficios, de que a menor frecuencia de resonancia, la miniaturización de la antena es más pronunciada, además de contar con ancho de banda más extenso.

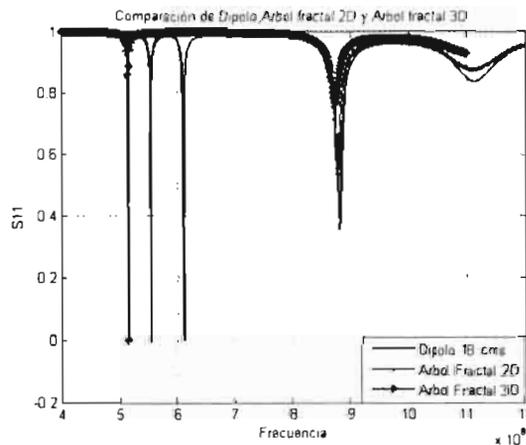


Fig. 5.16 Coeficiente de Reflexión del Árbol Fractal en 2 y 3D en su 1ª Iteración.

En la figura 5.16 se muestra la comparación del dipolo, respecto al árbol en 2D y 3D, en lo que se puede observar que de igual manera la frecuencia de resonancia f_r disminuye, teniendo así, un comportamiento similar al de el dipolo de Koch y al árbol en 2D. Lamentablemente el software Femlab, no nos permitió obtener la 2ª iteración de este árbol en 3D, debido a que se van formando (conforme va creciendo la iteración) mas ramas, y un malleo demasiado extenso, pero se puede concluir, viendo que la 1ª resonancia de este árbol, es mas pronunciada que las otras 2, que también conforme se aumenta la iteración disminuye notablemente la frecuencia de resonancia, f_r .

Enseguida en la figura 5.17 se comparan las primeras iteraciones del dipolo de Koch, árbol fractal 2 y 3D, para ver cual de estos dipolos es el que nos da una frecuencia de resonancia mayor y menor. Esto con el fin de que a menor frecuencia de resonancia, mayor miniaturización obtiene nuestra antena.

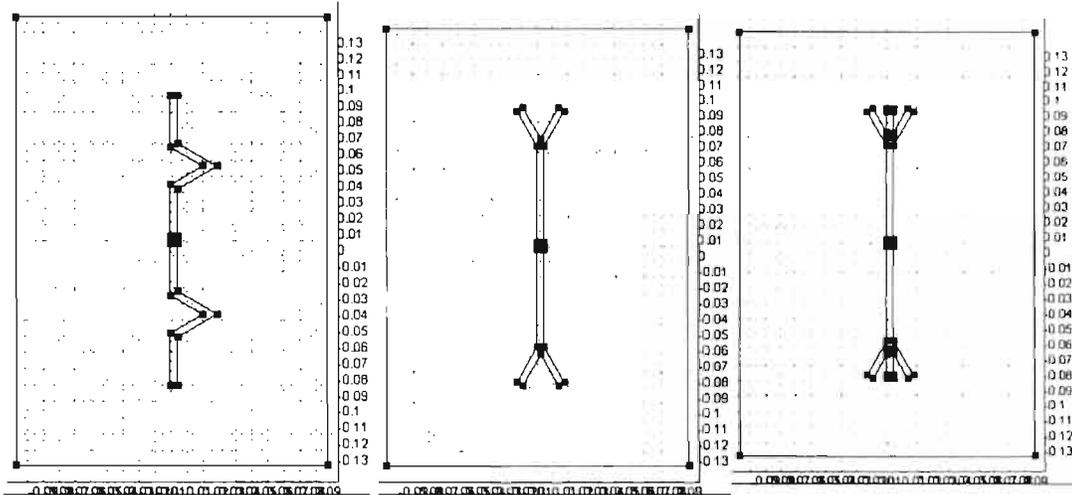


Fig.5.17 Comparación de Koch, Árbol 2 y 3D en la 1ª Iteración

Esto es visible en la figura 5.18:

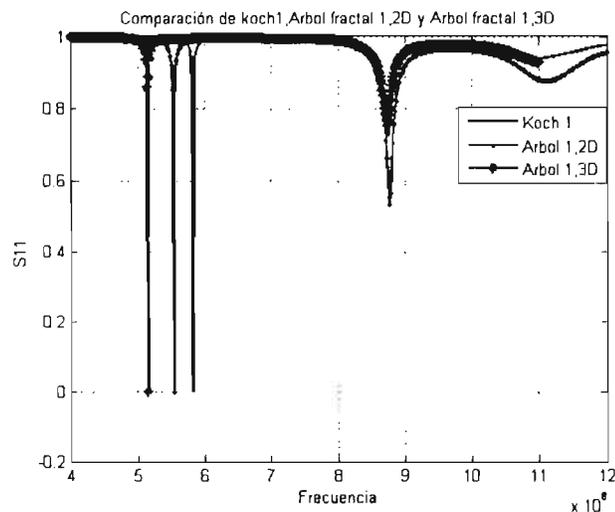


Fig. 5.18 Coeficiente de Reflexión del Koch, Árbol Fractal en 2 y 3D en su 1ª Iteración.

Enseguida en la figura 5.19 se presenta el grafico en donde se visualizan las resonancias de la iteración 0, que es general para todos los dipolos simulados anteriormente, la 1ª iteración para el Dipolo de Koch y Árbol Fractal, con un ángulo de abertura de 60 grados y la 2ª iteración para Dipolo de Koch y Árbol Fractal, con un ángulo de abertura de 60 grados. Para estos dipolos fractales se observan en conjunto el comportamiento de decaimiento en la frecuencia de resonancia conforme se aumentan las iteraciones.

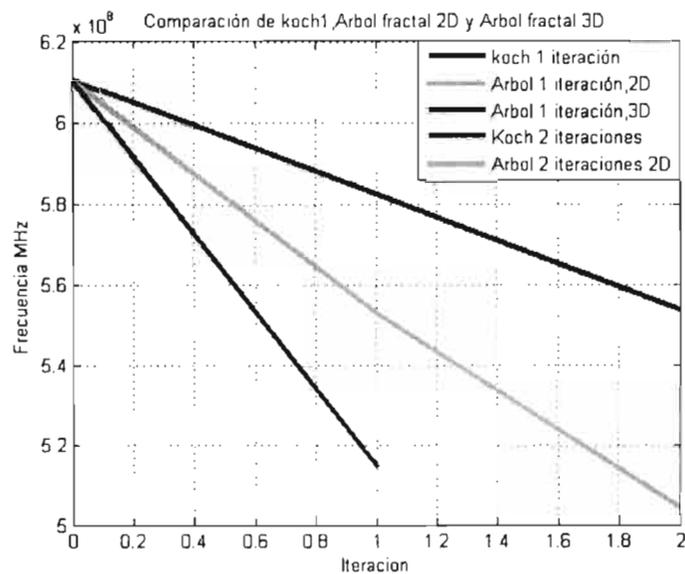


Fig.5.19 Comparación de f_r & No. de Iteración, de Koch 1 y 2, Árbol 1 y 2 en 2D, y Árbol Fractal 1,3D.

El beneficio de miniaturización de las 2 estructuras bidimensionales del Fractal de Koch y el Árbol Fractal son menos pronunciados que el Árbol Fractal en 3D.

5.6 Triangulo de Sierpinski en su 1ª Iteración de 18 cms.

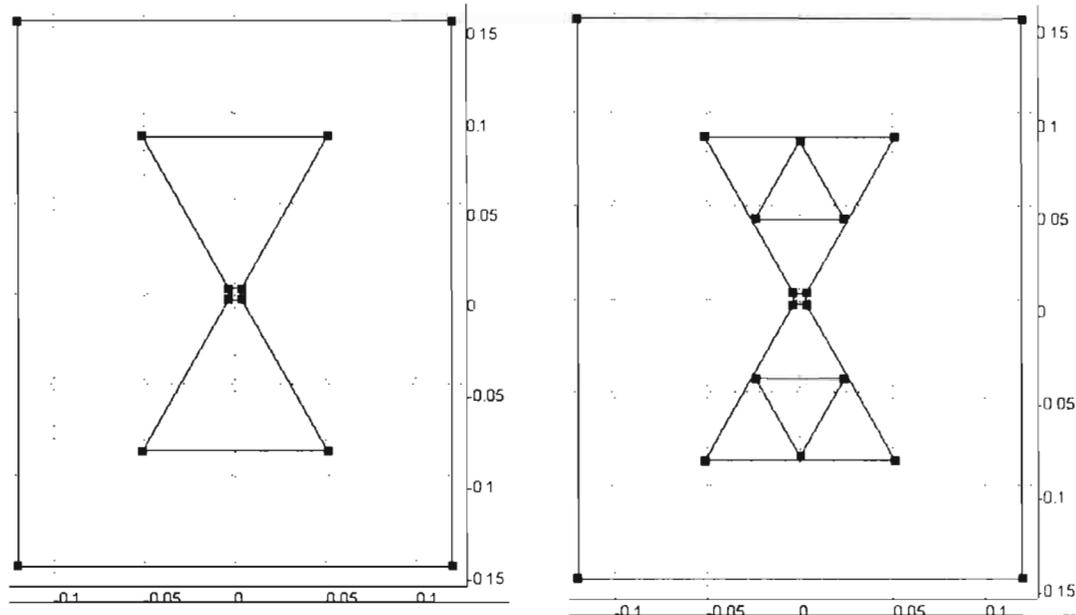


Fig. 5.20 Comparación de antena triangular y Sierpinski en la 1ª Iteración

Se tomo un estudio similar a los anteriores, para ver el comportamiento de esta geometría fractal, en la que tomamos de manera similar, como lo hicimos con los dipolos fractales, al tomar como iteración 0 el dipolo, en este caso se toma como iteración 0, la antena triangular. En la figura 5.20 podemos observar la formación del triangulo de sierpinski a partir de una antena triangular.

En la Fig. 5.21 se pueden visualizar los mismos parámetros, tal es el caso de la grafica del S11.

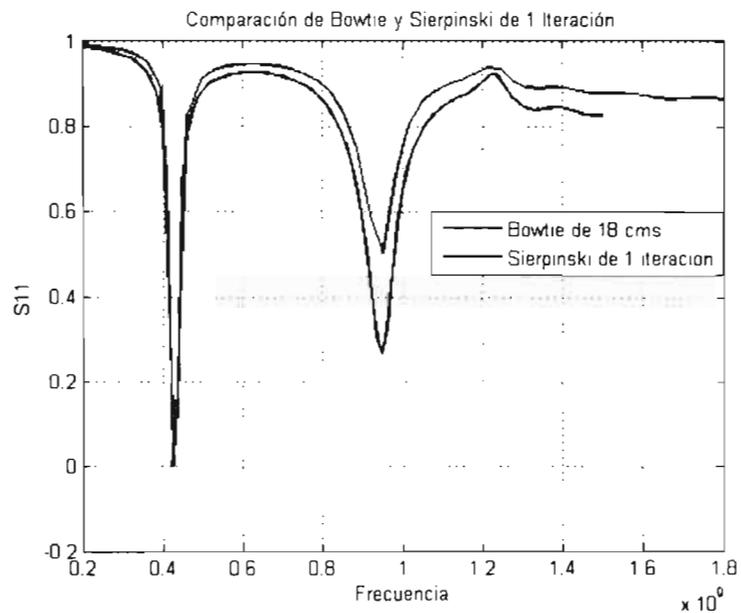


Fig. 5.21 Coeficiente de Reflexión de antena triangular y Sierpinski en su 1ª Iteración.

Aquí se muestra en el Coeficiente de Reflexión, que la frecuencia de resonancia de la antena triangular, debe ser la primera resonancia del Triangulo de Sierpinski, en su 1ª iteración como lo dice la teoría. Lamentablemente no se observo la 2ª resonancia del Triangulo de Sierpinski, lo que se obtiene en la frecuencia esperada como 2ª iteración es ruido.

La teoría dice que la 2ª frecuencia de resonancia, viene dada por la ec. (7), que en términos Matemáticos, vendría siendo como en 1.74 GHz

En la figura 5.22 podemos ver el comportamiento del RL y VSWR para la 1ª iteración. Los parámetros mostrados en los gráficos se encuentran en resonancia.

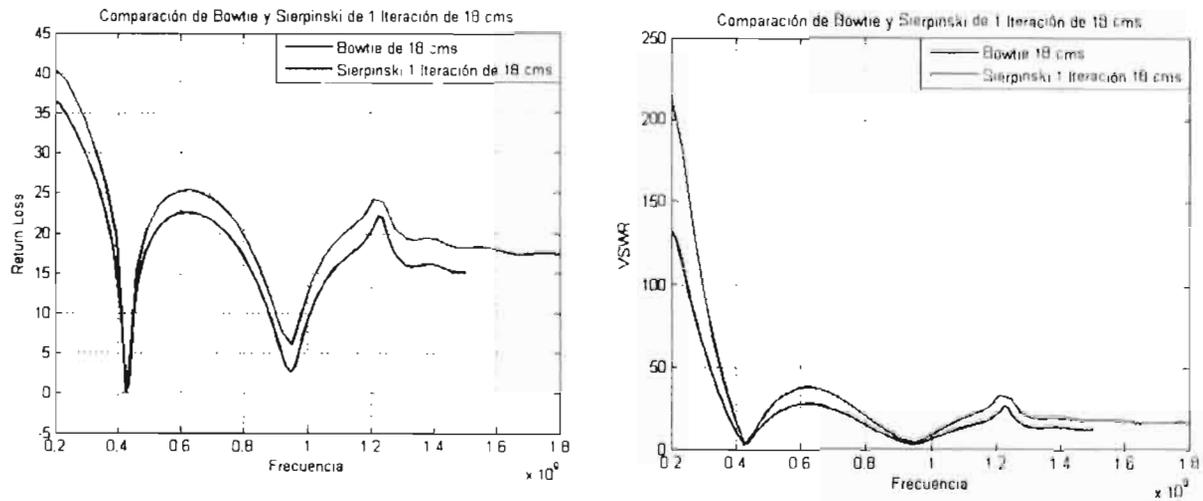


Fig. 5.22 RL y VSWR de la antena triangular y Sierpinski & frecuencia

En la figura 5.23 se puede visualizar el comportamiento del coeficiente de reflexión de la antena triangular de 18 cms, la cual es muy similar a la que se da en el software Femlab.

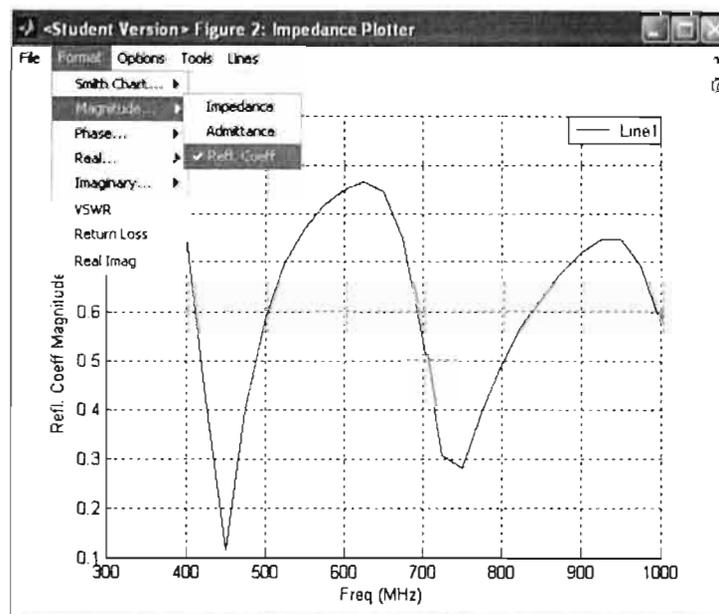


Fig. 5.23 Coeficiente de reflexión medido de la antena triangular de 18 cms en Supermec

Enseguida se presenta en la tabla 5.5 la frecuencia de resonancia de la antena triangular visualizada en los 2 distintos programas ya mencionados anteriormente.

Tabla 5.5 Comparación de frecuencias de resonancia f_r , en FEMLAB y Supermec de la antena triangular.

	Antena triangular 18 cms
f_r en Femlab	450 MHz
f_r en Supermec	440 MHz

CAPITULO 6

RESULTADOS EXPERIMENTALES

6.1 Fabricación

Las antenas fractales fueron fabricadas y simuladas de cobre en espacio libre lo cual hace que tengan las mismas propiedades electromagnéticas como permeabilidad, permitividad y conductividad.

Una característica de las antenas no fractales como lo es el dipolo y la antena triangular, es que son del tipo de antenas que son relativamente sencillas de fabricar, por que a diferencia de las antenas generadas con ayuda de geometrias fractales, y conforme se va aumentando el numero de iteraciones, cada vez se vuelve mas difícil el poderlas fabricar. Esto es visible en las antenas fractales fabricadas como el triangulo de Sierpinski, el D. de Koch y el árbol fractal.

La idea de fabricar antenas fractales en circuito impreso nació de realizar una comparación de la teoría y de la simulación, las antenas fabricadas en circuito impreso, fueron diseñadas con ayuda del software de circuitos impresos Eagle Layout Editor 4.09r2.

Entre las antenas que fueron fabricadas y medidas se encuentran las siguientes:

- Dipolo de 18 cms
- Antena triangular de 18 cms
- Sierpinski 1 y 3 Iteraciones con una abertura de triángulo a 60 grados.
- Dipolo de Koch de 2 Iteraciones con una abertura de ángulo a 60 grados.

Los cuales se muestran en la figura 6.1:

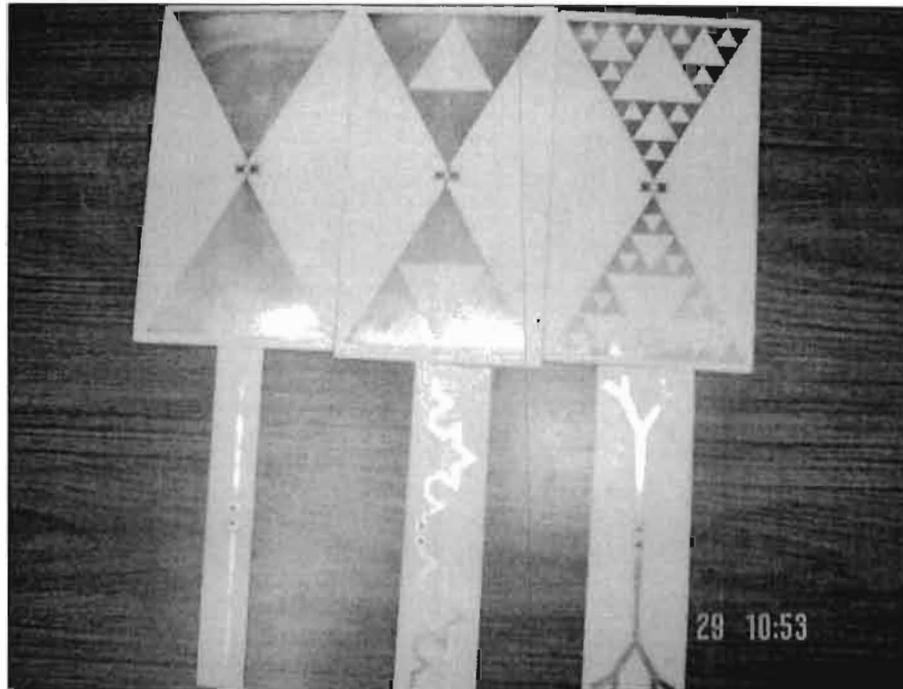


Fig. 6.1 Diferentes antenas diseñadas en circuito impreso como antena triangular, Sierpinski 1 y 2 Iteraciones, Dipolo recto clásico, Koch 2 iteraciones y Arbol Fractal 2 Iteraciones.

6.2 Mediciones

Las mediciones fueron tomadas con el equipo Hydrotechnic, el cual es un entrenador de antenas y líneas de transmisión.

Este equipo trabaja para bajas frecuencias comprendidas, en rangos escalonados de:

De 20 MHz, de 469.5 a 669.5 MHz

8 MHz, de 669.5 a 733.5 MHz

20 MHz, de 733.5 a 853.5 MHz

Algunas características del generador de radio frecuencia son:

El generador permite la realización de experiencias con antenas en la gama UHF (banda IV y V), las frecuencias utilizadas están sintonizadas entorno al centro banda de 701.5 MHz, frecuencia en la que el instrumento se predispone automáticamente para el encendido.

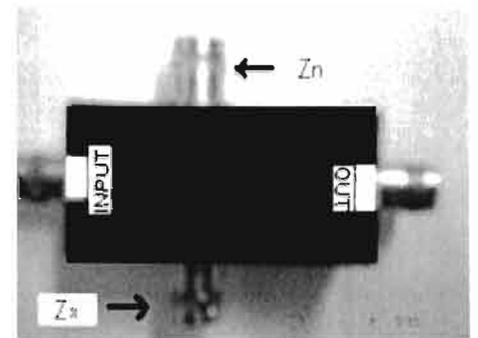
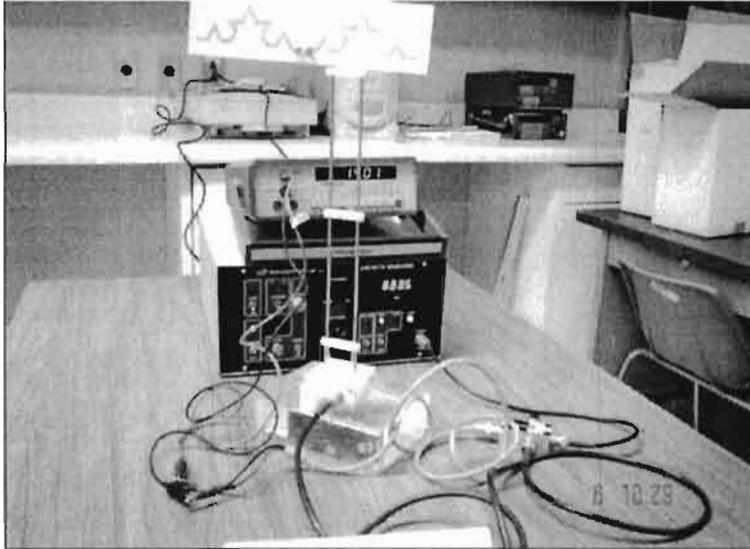
El cambio de frecuencia es efectuado de manera cíclica pulsando las teclas UP o Down, a cada pulsación le corresponde una variación en la dirección deseada. Para una explicación detallada del funcionamiento del reflectómetro ver en [38]

Los instrumentos utilizados en la medición del coeficiente de reflexión fueron:

- Generador de radiofrecuencia.
- Reflectómetro.
- Impedancia de 75 ohms y corto circuito.
- Cables coaxiales.
- Multímetro.

6.3 Montaje

Para la medición del coeficiente de reflexión se siguieron los siguientes pasos:
Conectamos el generador, el rho-tector, los cables y el multímetro según la figura 6.2 y los pasos que a continuación se indican.



En figura 6.2 a tenemos una vista de la conexión utilizada para las diferentes antenas y en 5.2 b se visualiza el reflector utilizado.

Conectar el cable de 9 cms de impedancia de 75 ohms, conectar el generador en la entrada del reflectómetro marcado "INPUT", la salida marcada "OUT SCOPE", podrá conectarse en la entrada vertical de un osciloscopio de 100 mV/div, o bien a un voltímetro con alcance de 500 mV. Conectar una resistencia de 75 ohms con el puente marcado "Zn".

Predisponemos el generador a 701.5 Mhz, insertar en el reflectómetro "Zx" la terminación de corto circuito, y regulamos la amplitud del generador de manera de obtener una lectura de 100 mV en el multímetro. Dicha tensión es un valor de referencia correspondiente a una situación de reflexión total.

Por que debido al corto circuito no existe un acoplamiento entre impedancias por lo que toda la potencia generada es reflejada, y nada transmitida, por lo tanto al acoplar la otra impedancia de carga Z en lugar del corto circuito, estando en condiciones de perfecto acoplamiento nos debería dar una lectura de $S_{11}=0$, en realidad debido a desadaptaciones causadas sobre todo por los conectores, se medirá un cierto valor de coeficiente de reflexión.

La razón entre la tensión que ahora se mide en el multímetro y la tensión de referencia correspondiente a la reflexión total (100 mV en nuestro caso) , es el coeficiente de reflexión del dipolo.

6.4 Resultados experimentales

Ya que seguimos los pasos para obtener el coeficiente de reflexión, hacemos un barrido de frecuencias y tomamos medidas de tensión en mV, los cuales como ya mencionamos son divididos sobre 100 mV, con lo cual obtenemos el coeficiente de reflexión, los datos obtenidos con el equipo hydrotechnic son graficados para el dipolo de 18 cms, koch 18 cms 2 iteraciones y árbol fractal 18 cms a 2 iteraciones.

Y haciendo uso del párrafo anterior obtenemos el coeficiente de reflexión.

La figura 6.3 nos muestra las comparaciones de estos distintos tipos de dipolos:

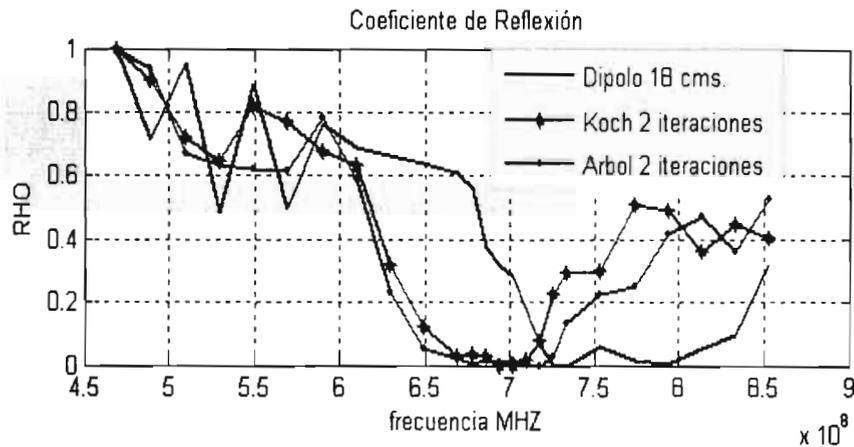


Fig.6.3 Muestra el Coeficiente de Reflexión experimental, del dipolo recto clásico, D. De Koch en su 2ª iteración y de Árbol fractal en su 2ª iteración.

En la cual podemos ver que aunque se este trabajando con un equipo didáctico, este nos resulto de gran ayuda, por que en el podemos visualizar de una manera similar los datos del coeficiente de reflexión, que fueron obtenidos en las distintas simulaciones. Cabe señalar que como en todo existen variaciones en los resultados simulados y los obtenidos en la práctica, ya sea debido a fuentes externas, ruido, pérdidas en las impedancias de acoplamiento etc.

Enseguida en la tabla 6.1 se muestran las comparaciones de los resultados obtenidos tanto en la simulación como en la práctica.

Tabla 6.1 Comparación de frecuencias de resonancia f_r , de los diferentes programas FEMLAB y Supernec con respecto a lo fabricado

	Dipolo	Koch 2	Arbol 2
f_r de FEMLAB	610.5 MHz	553 MHz	540 MHz
f_r de Supernec	770 MHz	610 MHz	504.7 MHz
f_r hydrotechnic	725 MHz	690 MHz	675 MHz

Mostrando de esta manera, la similitud que existe entre las mediciones experimentales y las mediciones simuladas en los distintos programas Femlab y Supernec. Las diferencias que existen entre las distintas simulaciones y en lo experimental, lo atribuimos primeramente a que el generador de RF esta limitado a frecuencias que van desde 469.5 MHz hasta 853.5 MHz, por lo que no podemos visualizar el comportamiento de cada una de nuestras antenas, antes y después de estos rangos de frecuencias. Que en femlab si existe un grosor de 4.5 mm aproximadamente, cosa que en Supernec no y aparte la disminución de el ancho del brazo no fue posible hacerla mas pequeña debido al consumo de memoria de la computadora, y como es bien sabido que el substrato con lleva a un cambio en la frecuencia de operación y perdidas adicionales, los diferentes conectores del generador hacia la antena y al instrumento de medición también podrían tener perdidas.

Se busco fabricar las antenas de manera de poder visualizar su comportamiento dentro del rango de frecuencias que maneja nuestro generador de RF. Asi que todas las antenas fabricadas y simuladas tuvieron la misma longitud de 18 cms.

Enseguida se presenta en la tabla 6.2 la visualización de los resultados obtenidos con los diferentes simuladores y en la practica con respecto a la antena triangular, cabe señalar que no se obtuvo la frecuencia de resonancia de la antena Sierpinski de 1 iteración, debido a que esta antena no se encuentra disponible en el Super nec, pero como ya lo sabemos, gracias a la teoría que la 1ª frecuencia de resonancia de esta antena es la misma frecuencia de resonancia de la antena triangular.

Tabla 6.2 Comparación de frecuencias de resonancia f_r , en FEMLAB y Super nec de la antena triangular con respecto a lo fabricado.

	Antena triangular 18 cms
f_r en Femlab	450 MHz
f_r en Super nec	440 MHz
f_r medido en Hydrotechnic	750 MHz

De la tabla anterior de las mediciones obtenidas en los diferentes simuladores de antenas, y de acuerdo a las graficas obtenidas gracias al equipo hydrotechnic, es visualizada una disvarianza en resultados, por lo que vemos en la simulación la frecuencia de resonancia anda alrededor de 450 MHz y lo medido alrededor de 750 MHz, esto se pude atribuir a que lo que se puede estar visualizando es la

segunda resonancia de la antena triangular, debido a que la frecuencia de resonancia medida en la simulación no entra dentro del rango de frecuencias que maneja el generador de RF. Se debe mencionar que Supernec no cuenta con la geometría del triángulo de sierpinski, por lo que no se puso en los resultados obtenidos en la tabla 6.2.

La similitud de resultados obtenidos en los diferentes programas se atribuyen a que tienen el mismo ancho, mismo largo y mismo ángulo de la geometría que genera este triángulo de Sierpinski.

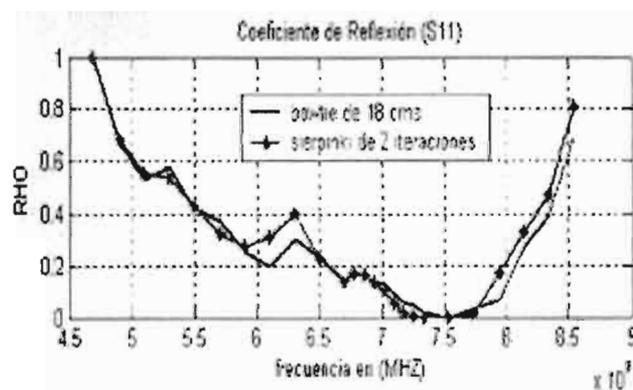


Fig.6.4 Muestra el Coeficiente de Reflexión experimental, de la bowtie y la Sierpinski en su 2^a iteración.

La figura 6.4 muestra la gran similitud que existe entre la antena triangular y la antena de Sierpinski, por lo que se puede decir que obedece fielmente el comportamiento característico de este tipo de antena fractal.

CAPITULO 7

ANTENAS RECONFIGURABLES

Las antenas fractales ayudadas de las características que nos ofrecen la geometrías fractales, como la Curva de Hilbert y la curva de Koch son ideales a comportarse como antenas reconfigurables, las antenas reconfigurables en la curva de Hilbert tienen como parámetro de diseño, interruptores de RF que hacen que la frecuencia de resonancia sea atrasada o adelantada, en el caso de la curva de Koch su parámetro de diseño es el incremento del ángulo de la curva, ya que al incrementar este ángulo la frecuencia de resonancia se ve disminuida.

Cuando las telecomunicaciones modernas se extienden a frecuencias altas, las ventajas de emplear interruptores RF-MEM, es que intervienen en el cambio de fase, y en la miniaturización de las antenas fractales. Recientemente algunas de las agencia espaciales han fijado las metas para un espacio de arreglos desplegados de microsátélites.

Algunas de estas bajas orbitas ($\sim < 1000$ km) satelitales tienen un peso de pocos cientos de kilogramos o menos, los cuales se encuentran ya en orbita.

Mas allá de la miniaturización de satélites, los llamados nano y pico satélites tienen un peso del orden de un kilogramo o menos, y ya se encuentran actualmente en desarrollo.

Como sus tamaños son pequeños los subsistemas de estos satélites necesitan ser reducidos, recientes avances en sistemas micro electromecánico MEMS, son asociados a técnicas de micro maquinado, que ofrecen potenciales significativos.

Aparte de reducir el tamaño y masa, sistemas basados en MEMS tienen otras ventajas, las cuales son bajo costo como producción de masa.[40]

Se podría llevar el tamaño de los MEMS a una balanza más grande de integración del sistema, produciendo el plan de un sistema sobre un chip. Otra posibilidad es en el área de microondas y componentes y sistemas de ondas milimétricas, donde MEMS y micro maquinado, aprovechan la ayuda no solamente de miniaturización, sino también una mejoría en actuación.

Éstos encuentran varias aplicaciones en telecomunicaciones satélites como también en comunicaciones móviles .

Los componentes MEMS-base. Son generalmente puestos a, o cerca de, antenas para reforzar sus características. Las antenas capaces de cambiar sus características adaptablemente son llamadas Antenas Reconfigurables. Antenas Reconfigurables son primeramente usadas como antenas de transmisión satelitales. La mejora en la tecnología industrial de sistemas de satélite ha producido la vida aumentada para los satélites.

Microsatélites tienen antenas operando en VHF, UHF, L, y bandas-S para varios sistemas de transmisión y recepción. Antenas fractales pueden mantener las ventajas distintivas en el uso de estos sistemas.

Primeramente Antenas Fractales (ej. Triangulo de Sierpinski) es multibanda natural. Estas bandas pueden ser juiciosamente localizadas para bandas especificas, de tal manera de multiplexar el uso de la antena entre sistemas de comunicaci3n.

Segundo, el tama1o y el peso de estas antenas son, en general, mas peque1as que las antenas tradicionales, lo cual las vuelve atractivas en las aplicaciones satelitales. El tama1o podr3a, ser mas reducido con el uso de altos materiales de substrato diel3ctrico.

7.1 Antenas fractales reconfigurables.

Cuando las antenas son expuestas a cambios significantes en los factores medioambientales, sus caracter3sticas de frecuencia pueden ser alteradas considerablemente, pero los valores originales en la frecuencia de resonancia pueden ser atrasados o adelantados a los valores originales controlando los interruptores de RF. Estudios actuales asumen que los interruptores funcionan idealmente. Cuando son encendidos, se asume que el interruptor produce p3rdida cero de la inserci3n, y cuando se apaga, produce aislamiento infinito. Las dimensiones exteriores de la curva de Hilbert es de 10. 5 cent3metros, la cual tiene su segunda frecuencia resonante a los 620 MHz.

Una investigaci3n que se llevo a cabo en [41], de antenas reconfigurables en los fractales como la curva de Hilbert en su segunda iteraci3n, muestra un estudio del comportamiento de la frecuencia de resonancia al poner interruptores de RF ya sea que el interruptor se encuentre encendido o apagado, este nos produce un adelanto o atraso en la frecuencia de resonancia, tales cambios han sido

visualizados dentro del VSWR en su segunda frecuencia de resonancia situada a 620 MHz.

Fig.8.1 Geometría de la antena utilizada en el estudio de características de sintonización en frecuencias

En la figura 8.1 podemos ver la distribución de interruptores dentro de la geometría fractal, la posición del feed es optimizada dentro del acoplamiento de impedancias.

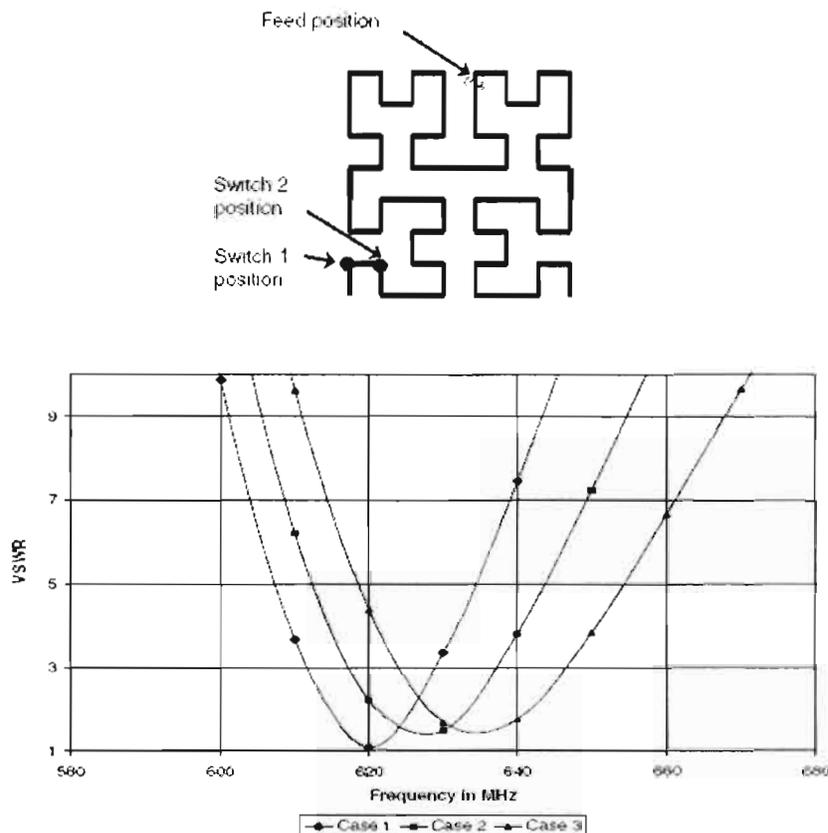


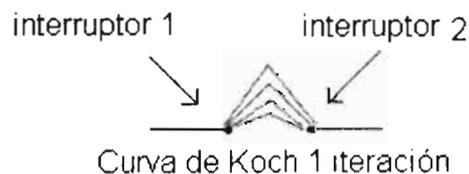
Fig. .8.2 Características de sintonización en frecuencias de la antena usando los interruptores en serie con la base de la antena.

Caso 1: Ambos interruptores son cerrados, Caso 2: interruptor 1 es abierto, Caso 3: ambos interruptores son abiertos. Los interruptores de RF comprendían estas antenas en la práctica o puede ser basado en cualquier diodos del NIP, o MEMS. El último sería particularmente útil a las frecuencias del microonda superiores.

La relación que existe entre las antenas reconfigurables y las antenas fractales es la variación de la frecuencia de resonancia, dada gracias a los interruptores abiertos o cerrados y al cambio de ángulo con el que es formado la geometría fractal de la curva de Koch.

En esta tesis mostramos en el estudio de la curva de Koch en su primera iteración, variaciones en los ángulos que forman esta geometría, tales variaciones nos dan un corrimiento de atraso en la frecuencia de resonancia, conforme se va aumentando el número de iteraciones, y que conforme al aumento en las iteraciones la dimensión tiende a ser 2, por lo que existe una disminución de tamaño en la antena.

Un análisis interesante de estas antenas fractales reconfigurables, sería en el estudio de la curva de Koch en su primera iteración, debido a las características mencionadas ya con anterioridad. Para el cual se necesitarían 2 interruptores de RF, además de la variación de ángulo con el que es formado.



Una posible figura de esta configuración viene dada:

Fig. 8.3 Muestra una posible antena reconfigurable, utilizando la geometría fractal de la curva de Koch con 2 interruptores de RF, además se varía el Ángulo de la curva de Koch.

CAPITULO 8

8.1 CONCLUSIONES

Las Antenas Fractales basadas en la geometría fractal, fueron simuladas electro magnéticamente por 2 diferentes programas, por 2 diferentes métodos y fueron construidas de manera física.

De manera simulada los resultados obtenidos a comparación de los resultados medidos de las antenas fabricadas fueron aceptables.

Algunas diferencias entre la simulación y la construcción se podrían atribuir a:

Que el substrato con lleva aun cambio en la frecuencia de operación y perdidas adicionales, los diferentes conectores del generador hacia la antena y al instrumento de medición también podrían tener perdidas.

Además de que el equipo con el que se trabajo es didáctico, por lo que nos fue de gran utilidad para hacer algunos tipos de medidas, pero cabe mencionar que este equipo esta restringido por lo que no muestra resultados exactamente iguales a los esperados.

En cuanto a los resultados obtenidos en FEMLab, debemos señalar que este simulador no proporciona información detallada del comportamiento de las frecuencias de resonancia mas allá de la primera, como lo vimos en el caso de el Triangulo de Sierpinski, mejor dicho si queremos diseñar una antena basada en el

3

triangulo de Sierpinski con 3 iteraciones, no podemos visualizar las resonancias en una ventana de un rango grande de frecuencias, lo que visualizamos es ruido.

Se obtuvieron resultados a frecuencias relativamente bajas, aunque también se simularon antenas de tamaño en los mm, (que no fueron presentados en esta tesis debido a que se visualizaría demasiado material) obteniendo buenos resultados, lo cual quiere decir que el programa responde a tamaños más chicos.

Ya para antenas por el orden de las micras, necesitaríamos ver la variación de los distintos materiales con respecto a la frecuencia.

Debemos tomar en cuenta que Femlab limita el número iteraciones de las geometrías fractales simuladas, debido a que mientras más grande sea el número de iteración, mayor espacio de memoria es requerida, y en el caso de los fractales como se van (arrugando) resulta un momento en el que ya no podemos simular cierta antena.

Se ha demostrado que las antenas fractales, juegan un Rol muy importante dentro de las comunicaciones debido a su espacio pequeño y al gran ancho de banda que estos poseen comparados con las antenas clásicas conocidas.

Se recomienda conocer el diferente comportamiento de las geometrías fractales para saber cual es el fractal que nos conviene utilizar, dependiendo de nuestras necesidades y de nuestro espectro electromagnético en operación.

Seria de gran interés visualizar el comportamiento de las antenas simuladas, utilizando diferentes tipos de materiales, que los que fueron usados en nuestras simulaciones.

En cuanto a la variancia de frecuencia de resonancia en las antenas de Koch y Árbol fractal, al variar sus ángulos que las generan, son de gran utilidad ya que debido a esta característica se asemeja mucho a lo que es llamado antenas reconfigurables. Pero la diferencia que existe entre estas antenas es que cuando usamos interruptores la variación de la frecuencia de resonancia es visualizada en una en una iteración fija, y el cambio en la frecuencia de resonancia en las antenas de koch y árbol fractal son visualizadas al cambiar el ángulo que nos generan estas geometrías.

Como trabajo a futuro, seria interesante implementar y estudiar el comportamiento de antenas fractales reconfigurables, tales como la curva de koch, así como también para visualizar las ventajas ya mencionada en el capítulo 7, que nos ofrecen en adelanto y atraso de la frecuencia de resonancia los interruptores de RF-MEM.

REFERENCIAS

1. Stutzman W. L. and Thiele G. A. ***Antenna Theory and Design***. John Wiley & Sons, 1998.
2. Electromagnetismo con aplicaciones. Krauss. Fleisch quinta edición, 2000.
3. R.E. Collin and F.J. Zucker, *Antenna Theory Pt. 1*, New York: McGraw-Hill, 1969.
4. Antena Theory, Análisis and Desing, Second Edition, Constantine a.Balanis
5. F.J. Gonzalez, G.D: Boreman . "Comparison of dipole,bowtie, spiral and log-periodic IR antennas", ELSEVIER , Nov 2004.
6. H.O. Peitgen, H. Jurgens, and D. Saupe, *Chaos and Fractals: New Frontiers of Science*, New York: Springer-Verlag, 1992.
7. Mandelbrot, B.B. (1983): *The Fractal Geometry of Nature*. W.H. Freeman and Company, New York.
8. Introduction to fractal technology and presentation of a fractal antenna adaptable to any transmitting frequency - The "FRACTENT".
9. Carlos A. Escobar, Adrián Montoya Lince "Antenas Fractales", GITA (Grupo de Investigación en Telecomunicaciones y Antenas), Universidad de Antioquia.
10. <http://html.rincondelvago.com/fractales.html>
11. WERNER, Douglas H y MITRA, Raj. *Frontiers in Electromagnetics*. IEEE Antennas & Propagation Society. New York 2000.
12. Fractal Antenas by Philip Felber " A literature sudy as a project for ECE 576" .
December 12, 2000.

13. J. D. Kraus, R. J. Marheftka, "Antennas for All Applications", Third Edition, McGraw Hill, 2002.
14. I. Puscasu, D. Spencer, G. D. Bareman, Refractive-index and element-spacing effects on the spectral behavior of infrared frequency-selective surfaces, *Applied Optics*, 39 (10), (2000), pp. 1570-1574.
15. Superficies fractales Selectivas a la Frecuencia, Isaac Muñoz 2005.
16. Antennas, L.V. Blake 2ª edición 1984, Artech House. INC
17. www.gsl.net/xe1rm/
18. Hydrotechnic, Entrenador de Antenas y Líneas de Transmisión.
19. Fractal Antenas: A Novel Antenna Miniaturization Technic, and Aplications
J.P. Glanvittorio and Y. Rahmaat-Samii, 2002.
20. C. Puente Baliarda, Jordi Romeu, and A. Cardama. "The Koch Monopole: A Small Fractal Antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, AP-48, 11, 2000, pp. 1773-81.
21. Estudio en el dominio del tiempo de la antena tipo fractal monopolo de Koch F.
J. García Ruiz, M. Fernández Pantoja, A. Rubio Bretones, R. Gómez Martín
Grupo de Electromagnetismo de Granada Facultad de Ciencias Universidad de Granada.
22. C. Puente, J. Romeu, R. Pous, J. Ramis, and A. Hijazo, "Small but Long Koch Fractal Monopole," *Electronics Letters*, 34, 1, 1998, pp. 9-10.
23. C. Puente Baliarda, Jordi Romeu, and A. Cardama. "The Koch Monopole: A Small Fractal Antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, AP-48, 11, 2000, pp. 1773-81.

24. Douglas H. Werner, A. Rubio Bretones, and B. R. Long. "Radiation Characteristics of Thin-Wire Ternary Fractal Trees," *Electronics Letters*, 35, 8, 1999, pp. 609-10.
25. Fractal Antennas: Design , Characterizaton, and Applications, Master thesis Gionvitorrio.
26. Fractal shaped antenna elements for wide- and multi- band wireless applications 2002 K. J. Vinoy
27. On the Behavior of the Sierpinski Multiband Fractal Antenna Carles Puente-Baliarda, Member, IEEE, Jordi Romeu, Member, IEEE, Rafael Pous, Member, IEEE, Angel Cardama, Member, IEEE.
28. ANTENAS FRACTALES Dr. Daniel Mocencahua Mora, Jaime Oscar Tenorio Pearl, Septiembre 2002.
29. The small but long koch monopole on *Frontiers in Electromagnetics*.
30. V. H. Rumsey. *Frequency Independent Antennas*. Academic Press, 1966.
31. Rutledge D. B., Neikirk D. P., and Kasilingam D. P. *Integrated circuit antennas*. In Kenneth J. Button, editor, *Millimeter Components and Techniques, Part II*, volume 10 of *Infrared and Millimeter Waves*, chapter 1, pages 1–90. Academic Press, 1983.
32. F.J. Gonzalez, G.D Boreman. "Comparison of dipole, bowtie, spiral and log-periodic IR antennas", *ELSEVIER*, Nov 2004.
33. Zona Fractal.htm
34. M. F. Bamsley, *Fractals Everywhere, Second Edition*, New York, Academic Press Professional, 1993.

35. An overview of Fractal Antenna Engineering Research Douglas H. Werner and Suman Ganguly.
36. Comsol, "Femlab 3: Multiphysics Modeling", Product Catalog, Winter 2005.
37. D. H. Werner and S. Ganguly, "An Overview of Fractal Antenna Engineering Research," IEEE Antennas and Propagation Magazine, vol. 45, no. 1, pp. 38-56, February 2003.
38. Ciencia e Ingeniería de los materiales 4^a. Edición.
39. Study Guide Superneec.
40. Fiedziuszko S J 2000 Applications of MEMS in communications satellites 13th Int. Conf. on Microwaves, Radar and Wireless Commun. MIKON-2000 (IEEE) vol 3 pp 201-11
41. Design of reconfigurable fractal antennas and RF-MEMS for space-based systems K J Vinoy and V K Varadan.