



FACULTAD DE INGENIERÍAS Y CIENCIAS AGROPECUARIAS

DISEÑO DE UN TAG RFID PASIVO USANDO FRACTALES

AUTOR

Erick Santiago Pazmiño Sosa

AÑO

2017



FACULTAD DE INGENIERÍA Y CIENCIAS AGROPECUARIAS

DISEÑO DE UN TAG RFID PASIVO USANDO FRACTALES

Trabajo de Titulación presentado en conformidad con los requisitos
establecidos para optar por el título de Ingeniero en Electrónica y Redes de
Información

Profesor Guía

Msc. Juan Andrés Vásquez Peralvo

Autor

Erick Santiago Pazmiño Sosa

Año

2017

DECLARACIÓN DEL PROFESOR GUÍA

“Declaro haber dirigido este trabajo a través de reuniones periódicas con el estudiante, orientando sus conocimientos y competencias para un eficiente desarrollo del tema escogido y dando cumplimiento a todas las disposiciones vigentes que regulan los Trabajos de Titulación”

Juan Andrés Vásquez Peralvo

Master of Science in Wireless Communication Systems

C.I.: 171764758-8

DECLARACIÓN DEL PROFESOR CORRECTOR

“Declaro haber revisado este trabajo, dando cumplimiento a todas las disposiciones vigentes que regulan los Trabajos de Titulación”.

Jorge Wilson Granda Cantuña

Master of Science Electrical Engineering

C.I.: 170859418-7

DECLARACIÓN DE AUTORÍA DEL ESTUDIANTE

“Declaro que este trabajo es original, de mi autoría, que se han citado las fuentes correspondientes y que en su ejecución se respetaron las disposiciones legales que protegen los derechos de autor vigentes.”

Erick Santiago Pazmiño Sosa

C.I.: 1722045430

AGRADECIMIENTOS

A Dios, por darme salud y guiarme durante toda mi carrera universitaria, a mis padres por ser mis ejemplos y guías terrenales durante toda mi etapa educativa, a mis tías por su apoyo incondicional, a mis hermanos por estar junto a mí en todo momento, a mis profesores de carrera, a mi tutor de tesis Ing. Juan Vásquez que a través de sus guías me permitió desarrollar este trabajo de titulación, a mi enamorada que siempre me motivó a hacer las cosas de la mejor manera y a la Universidad de las Américas en general quienes me abrieron sus puertas y me formaron año a año de la mejor manera.

DEDICATORIA

Dedico el presente trabajo a Dios por todas sus bendiciones, a mis padres ya que con su apoyo me brindaron la fortaleza para no rendirme en los momentos difíciles, a mi familia que siempre ha caminado conmigo y a mis profesores que me guiaron de la mejor manera para culminar este trabajo de titulación.

RESUMEN

Las etiquetas de identificación por radio frecuencia, también conocidas como tags RFID que existen en la actualidad pueden causar malestar a los usuarios, debido al costo que representa tener un tag RFID pasivo que utilice un circuito integrado para su correcto funcionamiento, además, de los tamaños de algunas de estas etiquetas cuyas dimensiones no son adecuadas para poder adaptarse al bolsillo de sus usuarios.

Este estudio está enfocado en el diseño de una etiqueta de identificación por radio frecuencia RFID, la misma que será pasiva, además eliminará el circuito integrado que poseen los tags actualmente. Para esto, se utilizarán las estructuras fractales a fin de obtener una antena que pueda acoplarse dentro de un tag RFID. Estas estructuras fractales también ayudarán a reducir los tamaños de las etiquetas que existen actualmente.

El proceso que se utilizará a fin de cumplir el enfoque de este trabajo de titulación consta de tres partes importantes, las cuáles son: el diseño de la antena fractal, la simulación de la antena y el análisis de los resultados obtenidos.

ABSTRACT

Radio frequency identification tags, also known as RFID tags that currently exist can cause discomfort to users, due to the cost of having a passive RFID tag that uses an integrated circuit for their correct operation, in addition, the sizes of some of these tags whose dimensions are not adequate to fit the pocket of their users. This study is focused on the design of a radio frequency identification tag (RFID), which will be passive, and will eliminate the integrated circuit that the tags currently have. For this, the fractal structures will be used in order to obtain an antenna that can be coupled inside an RFID tag. These fractal structures will also help reduce the sizes of the tags that currently exist.

The process that will be used in order to fulfill the focus of this work consists of three important parts, which are: fractal antenna design, antenna simulation and analysis of the results obtained.

ÍNDICE

1. CAPÍTULO I. MARCO TEÓRICO Y REVISIÓN DE LITERATURA.....	1
1.1 Antecedentes	1
1.2 Alcance.....	1
1.3 Justificación.....	2
1.4 Objetivo General	2
1.4.1 Objetivos específicos	2
1.5 Metodología a utilizar	3
1.6 Introducción.....	3
1.6.1 Antenas Fractales.....	3
1.6.2 Triángulo de Sierpinski.....	4
1.6.3 Caja Fractal.....	5
1.6.4 Trabajos Afines.....	6
2. CAPÍTULO II. DISEÑO Y SIMULACIÓN	15
2.1 Introducción	15
2.1.1 Solvers.....	16
2.2 Diseño	18
2.2.1 Sustrato Dieléctrico.....	19
2.2.2 Estructuras fractales	20
2.2.3 Antenas tipo corneta.....	23
2.3 Simulación.....	29
2.3.1 Sustrato Dieléctrico.....	29
2.3.2 Antena Fractal Sierpinski.....	31
2.3.3 Antena Caja Fractal	38
2.3.4 Antenas tipo Corneta	44
3. CAPÍTULO III. RESULTADOS Y DISCUSIÓN.....	55
3.1 Introducción	55
3.2 Resultados	55
3.3 Discusión.....	59

4. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	64
4.1 Conclusiones	64
4.2 Recomendaciones.....	64
REFERENCIAS.....	66
ANEXOS	68

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1. Primera iteración del triángulo de Sierpinski	4
Figura 2. Primeras cuatro iteraciones del triángulo de Sierpinski.....	4
Figura 3. Primera iteración de la caja fractal	5
Figura 4. Primeras cuatro iteraciones de la caja fractal.....	5
Figura 5. Curva correspondiente a las cuatro primeras iteraciones del fractal...	6
Figura 6. Las cuatro primeras iteraciones del triángulo de Sierpinski	6
Figura 7. Antena fractal dipolo utilizando estándar de Koch	7
Figura 8. Antena fractal dipolo de Koch modificada	7
Figura 9. Antena fractal dipolo utilizando estándar de Sierpinski	9
Figura 10. Antena fractal dipolo de Sierpinski modificada.....	9
Figura 11. Primeras cuatro iteraciones de la curva de Minkowski.....	10
Figura 12. Antena fractal utilizando la curva de Minkowski	11
Figura 13. Pérdida por retorno de la antena multibanda	11
Figura 14. Prototipo circular	12
Figura 15. Prototipo en forma de trébol.....	12
Figura 16. Anillo conductivo con incrementos de material removido.....	13
Figura 17. Trébol conductivo con incrementos de material removido	13
Figura 18. Comparación de resultados del anillo con sus respectivas micro fracturas	14
Figura 19. Comparación de resultados del trébol con sus respectivas micro fracturas.....	14
Figura 20. Sustrato dieléctrico.....	19
Figura 21. Triángulo de Sierpinski en su segunda iteración.....	21
Figura 22. Triángulo de Sierpinski en su tercera iteración.	21
Figura 23. Caja fractal en su segunda iteración.	22
Figura 24. Caja fractal en su tercera iteración.....	23
Figura 25. Antena tipo corneta	24
Figura 26. Vista lateral de la antena tipo corneta	28
Figura 27. Vista frontal de la antena tipo corneta.....	29
Figura 28. Definición de parámetros del sustrato dieléctrico.....	29
Figura 29. Selección Opción "Brick"	30
Figura 30. Información a definir para crear el sustrato dieléctrico.....	30
Figura 31. Sustrato Dieléctrico	30
Figura 32. Selección Opción "Pick"	31
Figura 33. Selección cara frontal del sustrato dieléctrico.	31
Figura 34. Selección opción "Align WCS with Selected Face"	32
Figura 35. Parámetros triángulo	32
Figura 36. Selección opción "Extrude"	32
Figura 37. Definir Información para crear el triángulo.	33
Figura 38. Creación triángulo principal.....	33
Figura 39. Selección opción "Pick Points"	33

Figura 40. Selección opción "Align WCS with Selected Point"	34
Figura 41. Alineación del plano con el centro del triángulo	34
Figura 42. Definición de Información para creación de triángulo	34
Figura 43. Retirado de un pedazo de triángulo	35
Figura 44. Alineación del plano con el centro del triángulo	35
Figura 45. Definición de Información para creación de triángulo	35
Figura 46. Extracción de dos triángulos.	36
Figura 47. Alineación del plano con el centro del triángulo	36
Figura 48. Definición de Información para creación de triángulo	36
Figura 49. Extracción de tres triángulos.	37
Figura 50. Alineación del plano con el centro del triángulo	37
Figura 51. Definición de Información para creación de triángulo	37
Figura 52. Modelo final de la antena fractal de segunda iteración de	38
Figura 53. Antena fractal de Sierpinski en su tercera iteración.	38
Figura 54. Definición parámetros de Caja Fractal	39
Figura 55. Definición de información para creación de cuadrado.....	39
Figura 56. Cuadrado principal construido.....	39
Figura 57. Alinear el plano con un lado del cuadrado	40
Figura 58. Definición de parámetros para extracción de un pedazo de cuadrado.....	40
Figura 59. Extracción de un cuadrado.....	40
Figura 60. Alinear el plano con un lado del cuadrado	41
Figura 61. Definición de parámetros para extracción de un pedazo de cuadrado.....	41
Figura 62. Extracción de dos cuadrados	41
Figura 63. Alinear el plano con un lado del cuadrado	42
Figura 64. Definición de parámetros para extracción de un pedazo de cuadrado.....	42
Figura 65. Extracción de tres cuadrados.....	42
Figura 66. Alinear plano con un lado del cuadrado	43
Figura 67. Definición de parámetros para extracción de un pedazo de cuadrado.....	43
Figura 68. Modelo final antena caja fractal en su segunda iteración.....	43
Figura 69. Antena Caja Fractal en su tercera iteración.	44
Figura 70. Definición parámetros alto, ancho y largo de guía de onda.	44
Figura 71. Selección de la opción "Brick"	45
Figura 72. Información a definir para crear la guía de onda.....	45
Figura 73. Guía de Onda obtenida	45
Figura 74. Definición de parámetros para el plano de la corneta	46
Figura 75. Información a definir para crear el plano de la corneta	46
Figura 76. Plano de corneta creado	46
Figura 77. Escogiendo la opción "Pick"	47
Figura 78. Selección de caras de la guía de onda y del plano de corneta	47
Figura 79. Selección de la opción "Loft"	47
Figura 80. Definición de información para el proceso de Loft	48

Figura 81. Resultado del proceso de Loft.....	48
Figura 82. Selección cara frontal del plano de corneta	48
Figura 83. Selección cara posterior de la guía de onda	48
Figura 84. Selección de la opción "Shell Solid or Ticken Sheet"	49
Figura 85. Definir información para el proceso de Shell.....	49
Figura 86. Vista Frontal antena tipo corneta.....	49
Figura 87. Vista Posterior antena tipo corneta	50
Figura 88. Vista Lateral antena tipo corneta.....	50
Figura 89. Antenas tipo corneta vista lateral	50
Figura 90. Selección de la opción "Pick Edge"	51
Figura 91. Selección de los lados de la cara posterior de la guía de onda	51
Figura 92. Selección opción "Waveguide Port"	51
Figura 93. Confirmación de Waveguide Port.....	52
Figura 94. Frente de Onda en la antena tipo corneta.....	52
Figura 95. Antenas tipo corneta vista frontal	52
Figura 96. Iluminación con frente de onda sobre la antena fractal de Sierpinski en su segunda iteración vista lateral.....	53
Figura 97. Iluminación con frente de onda sobre la antena fractal de Sierpinski en su segunda iteración vista frontal.....	53
Figura 98. Iluminación con frente de onda sobre la antena fractal de Sierpinski en su tercera iteración vista lateral.	53
Figura 99. Iluminación con frente de onda sobre la antena fractal de Sierpinski en su tercera iteración vista frontal.	54
Figura 100. Iluminación con frente de onda sobre la antena Caja Fractal en su segunda iteración vista lateral.....	54
Figura 101. Iluminación con frente de onda sobre la antena Caja Fractal en su segunda iteración vista frontal	54
Figura 102. Iluminación con frente de onda sobre la antena Caja Fractal en su tercera iteración vista lateral.	54
Figura 103. Iluminación con frente de onda sobre la antena Caja Fractal en su tercera iteración vista frontal.	55
Figura 104. Transmisión inversa de la antena de Sierpinski 3ra iteración	56
Figura 105. Transmisión directa de la antena de Sierpinski 3ra iteración	56
Figura 106. Transmisión directa de la antena de Sierpinski 2da iteración	57
Figura 107. Transmisión inversa de la antena de Sierpinski 2da iteración.....	57
Figura 108. Transmisión directa de la antena caja fractal 2da iteración.....	57
Figura 109. Transmisión inversa de la antena caja fractal 2da iteración.....	58
Figura 110. Transmisión directa de la antena caja fractal 3ra iteración	58
Figura 111. Transmisión inversa de la antena caja fractal 3ra iteración.....	58
Figura 112. Parámetros de Forward Transmission S _{2,1} correspondientes a las antenas de Sierpinski y caja fractal en su tercera iteración respectivamente.....	59
Figura 113. Vista ampliada de la Figura 112.....	60

Figura 114. Parámetros de Forward Transmission $S_{2,1}$ correspondientes a la antena de Sierpinski en su segunda y tercera iteración respectivamente.....	60
Figura 115. Vista ampliada de la Figura 114.....	61
Figura 116. Parámetros de Forward Transmission $S_{2,1}$ correspondientes a la antena caja fractal y antena de Sierpinski en su segunda iteración respectivamente.....	61
Figura 117. Vista ampliada de la Figura 116.....	62
Figura 118. Parámetros de Forward Transmission $S_{2,1}$ correspondientes a la antena caja fractal en su segunda y tercera iteración respectivamente.....	62
Figura 119. Vista ampliada de la Figura 118.....	63

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1. Comparación de parámetros entre antenas propuestas.....	8
Tabla 2. Comparación de parámetros entre antenas propuestas.....	9
Tabla 3. Longitud de micro fracturas y separaciones	13
Tabla 4. Tabla comparativa entre simuladores de antenas.....	15
Tabla 5. Dimensiones del sustrato dieléctrico	19
Tabla 6. Dimensiones triángulo de Sierpinski para segunda y tercera iteración.....	20
Tabla 7. Dimensiones de los triángulos según sus iteraciones	21
Tabla 8. Dimensiones caja fractal para segunda iteración.	22
Tabla 9. Dimensiones caja fractal para tercera iteración.....	22
Tabla 10. Dimensiones de los cuadrados según sus iteraciones.....	23
Tabla 11. Dimensiones para el diseño de la antena tipo corneta.....	25
Tabla 12. Parámetros calculados	28

1. CAPÍTULO I. MARCO TEÓRICO Y REVISIÓN DE LITERATURA

1.1 Antecedentes

TAG RFID (Identificación por Radiofrecuencia): El TAG RFID también conocido como etiqueta, surgió al momento que se pudo notar que el primer dispositivo de reconocimiento de objetos denominado como código de barras tiene una gran limitación en relación con la cantidad de datos que puede almacenar, además de la restricción de poder reprogramarlos, lo que motivó la idea de tener un dispositivo que no tenga estas limitaciones. El TAG RFID tiene como función principal el almacenamiento de datos para posterior análisis de los mismos. Este dispositivo está formado por una antena y un microchip electrónico el mismo que contiene una memoria para el almacenamiento, escritura y lectura de datos.

TAGS RFID PASIVOS: Las etiquetas RFID pasivas se caracterizan por no poseer ninguna fuente de alimentación. Esto permite que las etiquetas sean generalmente más pequeñas y menos costosas que las etiquetas activas. (Hunt, 2008, p. 7)

ANTENAS FRACTALES: El objetivo principal de las antenas es la transmisión y recepción de datos. Cualquier antena a la que se esté refiriendo debe cumplir con ciertos parámetros fundamentales de desempeño, los cuales son cumplidos de manera eficiente por las antenas que están basadas en fractales. La necesidad de tener una antena de dimensiones pequeñas y con un eficiente desempeño han dado paso al uso de objetos fractales los cuáles se acogen a los requisitos de tamaño y desempeño eléctrico de forma óptima. Logrando así satisfacer las necesidades en cuanto a ancho de banda y eficiencia se refiere. (Werner, Haupt, & Werner, 2005, p. 37)

1.2 Alcance

El presente tema tiene como alcance el diseño y simulación de una antena pasiva usando fractales, con lo que podremos conocer la factibilidad para usar

estas antenas dentro de dispositivos RFID en lugar de los microchips electrónicos que vienen integrados en los TAGs clásicos, con los que se reduciría tamaños y costos de estos TAGs identificadores de radiofrecuencia. Este diseño se lo realizará con ayuda del software CST Microwave Studio que dispone de todas las herramientas para hacer los análisis que se necesite y de esa manera determinar la factibilidad del diseño de la antena. Para alcanzar el cumplimiento de lo antes mencionado se utilizará los conocimientos adquiridos en la asignatura de: Sistemas de Comunicación Radiantes.

1.3 Justificación

El paulatino crecimiento de la demanda de sistemas de telecomunicaciones, así como la necesidad de un dispositivo de identificación de objetos, como son los TAGs RFID que sean de menos costo y tamaño que los existentes actualmente, han incentivado el desarrollo de este trabajo de titulación. La exigencia de los usuarios en cuanto a precio y a dimensiones se refiere, incentivó la búsqueda de nuevos métodos para satisfacer las necesidades de los individuos y por medio de la investigación se determinó que las antenas fractales se acogían a los requerimientos de los usuarios de estos TAGs identificadores por radiofrecuencia.

1.4 Objetivo General

Diseñar y simular una antena pasiva usando geometría fractal para poder conocer la factibilidad de la posible implementación de estas antenas pasivas en dispositivos RFID.

1.4.1 Objetivos específicos

- Diseñar y simular diferentes modelos de antenas fractales e iluminarlos con frentes de onda.
- Obtener la Radio Frequency Signature de las antenas diseñadas.
- Analizar los resultados obtenidos para determinar cuál tiene mayor factibilidad de implementación en dispositivos de Identificación por Radiofrecuencia (RFID).

1.5 Metodología a utilizar

Para el desarrollo del proyecto propuesto se utilizará la metodología experimental y deductiva de forma que:

La metodología experimental se enfocará en el diseño de varios modelos de antenas fractales, y luego de analizar los pros y contras de cada una, se seleccionará la antena que cumpla con los criterios de identificación por excitación electromagnética.

Por otra parte, la metodología deductiva se enfocará en las hipótesis de antenas fractales ya existentes, para obtener un diseño tentativo de un TAG de Identificación por Radiofrecuencia, el mismo que será comparado con otros para determinar si el modelo propuesto se acopla a los criterios de un dispositivo RFID pasivo.

1.6 Introducción

En este capítulo se realizará una revisión de los trabajos afines que existen en la actualidad, a fin de obtener información relevante acerca del proceso de diseño de una antena fractal, que cumpla con las características de rendimiento y adaptación en un dispositivo RFID.

1.6.1 Antenas Fractales

Según (Guariglia, 2016, p. 2) un fractal “Es auto-similar, es decir, cada porción muy pequeña de ella es exactamente o aproximadamente similar a sí misma”. Esto se traduce en que un fractal es una figura que se replica infinitas veces a diferentes escalas.

La característica principal de un fractal que es la auto similitud permite la construcción de antenas pequeñas, además esta característica permite la construcción de antenas de frecuencia multibanda. Por otro lado, los fractales ayudan a mantener una alta eficiencia de radiación. (Guariglia, 2016, p. 3)

Otra de las ventajas de las antenas fractales, es la facilidad que brindan al ser construidas. Según (Cohen, 2005, p. 14) “El régimen en el que la conformación fractal beneficia a una antena compacta es del orden de dos a cuatro veces menor que los diseños de antena convencionales”.

Las propiedades de la geometría fractal permiten tener un gran ancho de banda, además de disponer de varias frecuencias de resonancia es decir que la antena tendrá una respuesta de frecuencia multibanda, esto se atiene a cambios dependiendo del número de iteraciones que se construyan dentro de la antena fractal. (Cohen, 2005, p. 14)

1.6.2 Triángulo de Sierpinski

El triángulo de Sierpinski es una estructura fractal, conformada básicamente por un triángulo sólido el mismo que es desfragmentado en tres triángulos iguales para cada una de las iteraciones que puede efectuarse sobre esta estructura. Para desfragmentar el triángulo original se utiliza los puntos medios de cada uno de sus lados como puntos de referencia para el proceso de división en triángulos más pequeños, esto se puede observar en la Figura 1. Se puede utilizar este proceso infinitas veces para lograr obtener estructuras como las que se muestran en la Figura 2. (Riddle, Agnes Scott College, 2009)

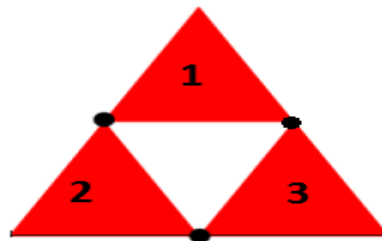


Figura 1. Primera iteración del triángulo de Sierpinski
Adaptado de (Riddle, Agnes Scott College, 2009)

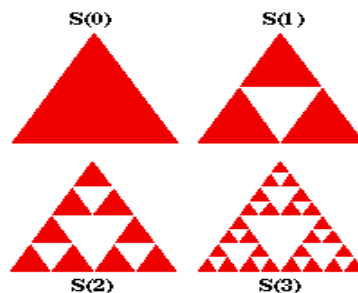


Figura 2. Primeras cuatro iteraciones del triángulo de Sierpinski
Tomado de (Riddle, Agnes Scott College, 2009)

1.6.3 Caja Fractal

La caja fractal es una estructura, la cual esta compuesta por un cuadrado sólido, el mismo que es desfragmentado en nueve cuadrados iguales de menor tamaño al original para cada una de las iteraciones que se pueden efectuar sobre esta estructura.

Para realizar el proceso de desfragmentación sobre el cuadrado sólido, primeramente se debe dividir el cuadrado original en nueve cuadrados más pequeños de tamaños iguales, una vez realizado este paso se conservarán los cuadrados de las cuatro esquinas y el cuadrado del medio, al tanto que los cuadrados restantes deberán ser removidos, logrando así obtener la primera iteración de esta estructura fractal la misma que se puede evidenciar en la Figura 3. Se utiliza el mismo proceso para realizar n iteraciones para obtener estructuras como las que se muestran en la Figura 4. (Riddle, Agnes Scott College, 2009)

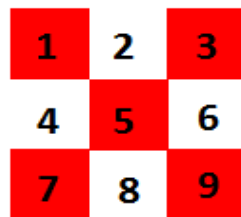


Figura 3. Primera iteración de la caja fractal
Adaptado de (Riddle, Agnes Scott College, 2009)

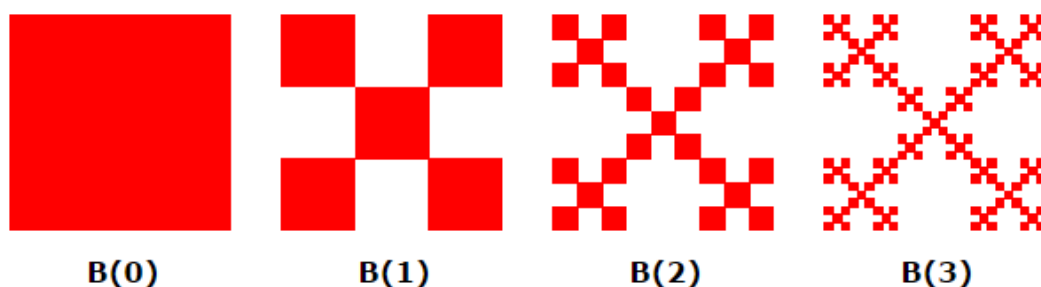


Figura 4. Primeras cuatro iteraciones de la caja fractal
Tomado de (Riddle, Agnes Scott College, 2009)

1.6.4 Trabajos Afines

Varios documentos que tratan el tema de antenas para dispositivos RFID pasivos han sido publicados, algunos de ellos incluyen el uso de antenas fractales para la implementación de etiquetas RFID pasivas, donde se proponen diferentes modelos de antenas fractales, entre las cuáles se encuentran: el dipolo de Koch y el dipolo del triángulo de Sierpinski en (Ahmed & Kaydar, 2011), además el análisis del fractal de Minkowski en (Abubeker, Rafiqul, Zahirul, Othman, & J, 2010) y por último unas estructuras fractales en forma circular y de trébol en el trabajo propuesto por (Rigelsford & Davenport, 2013) En este apartado se realizará, un breve análisis de estos antecedentes, con el fin de obtener pautas que dirijan este trabajo investigativo por un buen camino.

En primera instancia, se va a analizar y a resumir el trabajo planteado por (Ahmed & Kaydar, 2011) los cuáles proponen un dipolo basado en la curva de Koch, la misma que se puede apreciar en la Figura 5 y un dipolo basado en el triángulo de Sierpinski tal como muestra la Figura 6, para la implementación de estos en un dispositivo RFID.

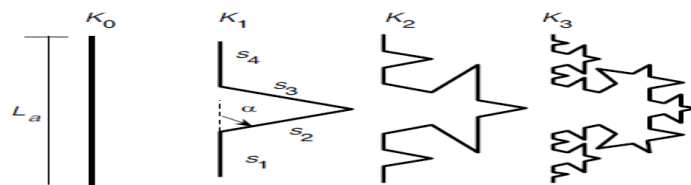


Figura 5. Curva correspondiente a las cuatro primeras iteraciones del fractal de Koch

Tomado de (Zainud, Malhat, & Awadalla, 2010)

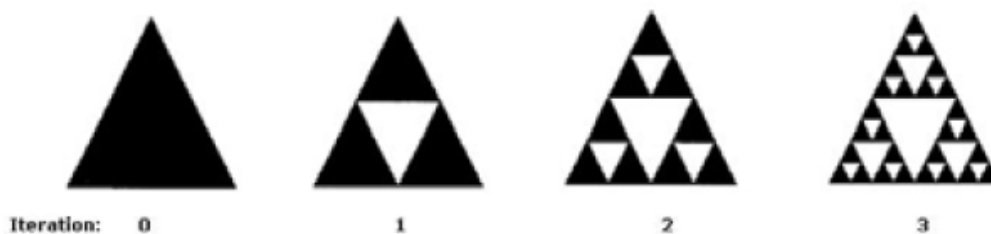


Figura 6. Las cuatro primeras iteraciones del triángulo de Sierpinski
Tomado de (Ahmed & Kaydar, 2011)

En el trabajo propuesto por (Ahmed & Kaydar, 2011) se realiza la descripción de una antena fractal dipolo utilizando la tercera iteración de la curva de Koch con diferentes ángulos de indentación, para lograr que la antena tenga la misma impedancia que la del Chip RFID, la cual está establecida en 50 ohmios (Ω) asegurando de esta forma que exista la máxima transferencia de potencia. Asimismo, podemos apreciar que el trabajo de (Ahmed & Kaydar, 2011), está enfocado en la comparación de resultados obtenidos entre un dipolo formado a partir del estándar de la curva de Koch con un ángulo de indentación de 60 grados como se puede apreciar en la Figura 7 y uno formado a partir de una modificación con un ángulo de indentación de 27.5 grados tal y como se muestra en la Figura 8.



Figura 7. Antena fractal dipolo utilizando estándar de Koch
Tomado de (Ahmed & Kaydar, 2011)

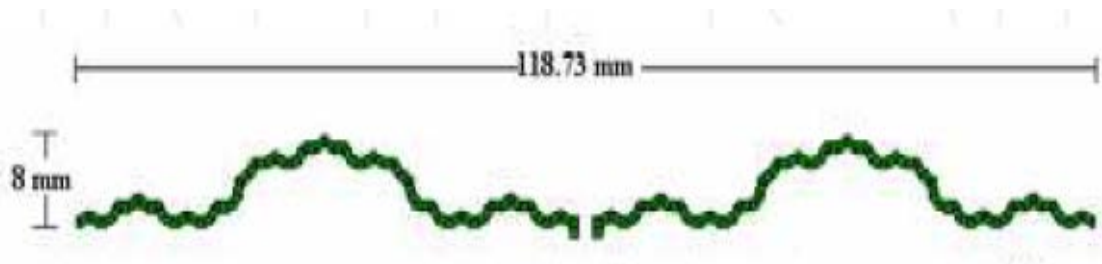


Figura 8. Antena fractal dipolo de Koch modificada
Tomado de (Ahmed & Kaydar, 2011)

Como se mencionó anteriormente se utilizan estos ángulos de indentación para adaptar lo más cerca posible la impedancia de la antena con la impedancia de entrada del chip RFID. De estas antenas fractales dipolo se pudieron obtener los siguientes resultados:

Tabla 1.
Comparación de parámetros entre antenas propuestas

Tipo de Antena	Dimensiones (mm)	Return loss (dB)	Impedancia (Ω)	Ganancia (dBi)	Rango de Lectura (m)
Estándar	91.2 x 14	-11.56	29.14 – j1.4	0.72	5.55
Modificada	118.7 x 8	-33.6	48 + j0.48	1.28	6.14

Tomado de (Ahmed & Kaydar, 2011)

En la Tabla 1, se puede apreciar que la antena fractal dipolo modificada con un ángulo de indentación de 27.5 grados tiene mejores características que la antena estándar de 60 grados de indentación, cabe mencionar que la impedancia del chip RFID está establecida en 50 ohmios (Ω), por lo que se puede apreciar que la antena modificada va a obtener la máxima transferencia de potencia generada por el chip. A su vez se puede observar que la antena modificada tiene una mejor ganancia que la antena estándar lo que asegura, como se puede ver en la tabla, que haya un rango de lectura más amplio.

En la segunda parte del trabajo propuesto por (Ahmed & Kaydar, 2011) se realiza el planteamiento de una antena fractal dipolo que utiliza la tercera iteración del triángulo de Sierpinski, donde se realizan pruebas con diferentes ángulos de vértice para que la impedancia de la antena sea lo más cercana posible a la impedancia del chip RFID, a fin que la antena pueda obtener la máxima transferencia de potencia. En este punto también se puede observar que se realiza una comparativa de parámetros, para determinar cuál antena brinda un mejor rendimiento. Las antenas propuestas son realizadas en base a la tercera iteración del triángulo de Sierpinski mostrada en la Figura 6, la antena estándar con un ángulo de vértice de 60 grados como se muestra en la Figura 9, mientras la antena modificada se la realizó con un ángulo de 45 grados tal como aparece en la Figura 10.

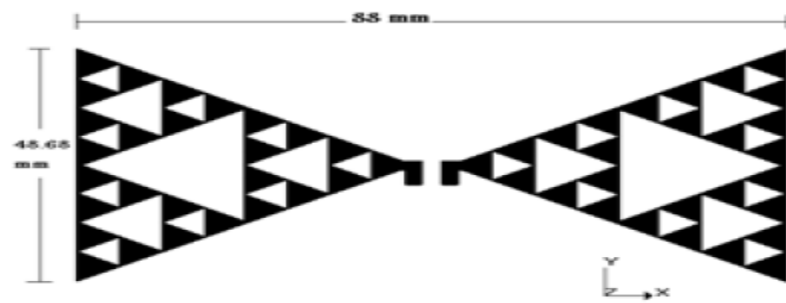


Figura 9. Antena fractal dipolo utilizando estándar de Sierpinski Tomado de (Ahmed & Kaydar, 2011)

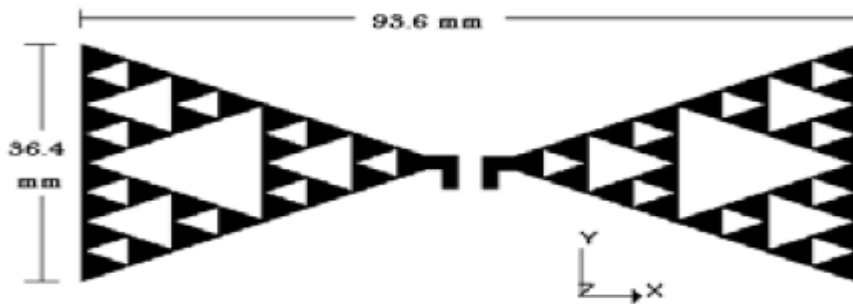


Figura 10. Antena fractal dipolo de Sierpinski modificada. Tomado de (Ahmed & Kaydar, 2011)

De los diseños propuestos de este tipo de antenas, se obtuvieron los siguientes resultados:

Tabla 2.

Comparación de parámetros entre antenas propuestas

Tipo de Antena	Dimensiones (mm)	Return loss (dB)	Impedancia (Ω)	Ganancia (dBi)	Rango de Lectura (m)
Modificada	93.6 x 36	-15.1	$35.35 + j3$	1.39	6.12
Estándar	88 x 48.6	-12.6	$32.5 + j8.5$	1.27	5.97

Tomado de (Ahmed & Kaydar, 2011)7

En la Tabla 2, se puede observar que la antena modificada es decir la que está construida con un ángulo de 45 grados tiene mejores características que la antena estándar de 60 grados, siendo así, que la ganancia de la antena modificada supera considerablemente a la ganancia obtenida en la antena

estándar, lo que implica que el rango de lectura será mejor en la antena modificada. Además, la antena construida con un ángulo de 45 grados obtiene una impedancia más cercana a la establecida anteriormente que es de 50 ohmios (Ω), por lo tanto, esta antena va a recibir una mayor potencia de transferencia desde el chip.

Los resultados de las antenas propuestas tanto el dipolo fractal utilizando la curva de Koch, como el dipolo de Sierpinski no varían considerablemente a excepción del parámetro de la impedancia, lo que brindaría una mayor transferencia de potencia a la antena diseñada bajo el modelo de la curva de Koch con un ángulo de indentación de 27.5 grados la cual podemos apreciar en la Figura 8, mientras tanto no se encuentra una gran diferencia entre los parámetros de ganancia y rango de lectura entre los tipos de antenas propuestos por lo que ambos diseños brindarían un buen performance para ser implementados dentro de un dispositivo RFID.

Por otro lado, se va a realizar un breve resumen del trabajo propuesto por (Abubeker, Rafiqul, Zahirul, Othman, & J, 2010), donde los autores plantean un diseño de una antena multibanda de estructura fractal basados en la curva de Minkowski como se muestra en la Figura 11, para poder adaptar esta antena a una etiqueta RFID. Esta estructura es diseñada a fin de reducir tamaños y costos, el diseño y rendimiento de esta antena se lo analizó en las frecuencias de 2.45 GHz y 5.8 GHz.

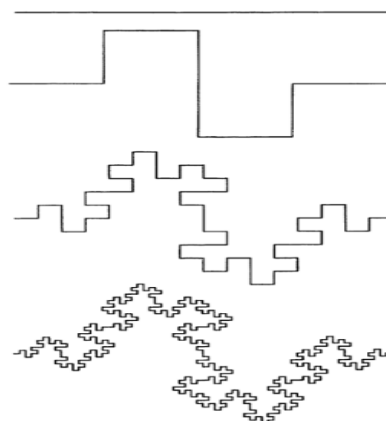


Figura 11. Primeras cuatro iteraciones de la curva de Minkowski
Tomado de (Bovil, 2006)

Las dimensiones de la antena propuesta son las siguientes: 2.4 cm de ancho, 3.3 cm de largo y 0.5 mm de altura del sustrato. Con los datos presentados anteriormente, se logró obtener el diseño de la estructura fractal que se muestra en la Figura 12.

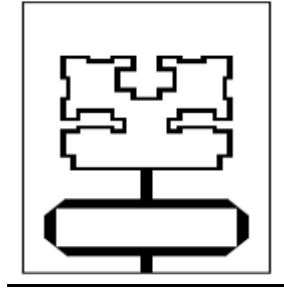


Figura 12. Antena fractal utilizando la curva de Minkowski
Tomado de (Abubeker, Rafiqul, Zahirul, Othman, & J, 2010)

La simulación de la antena propuesta realizada por los autores arrojó los siguientes resultados:

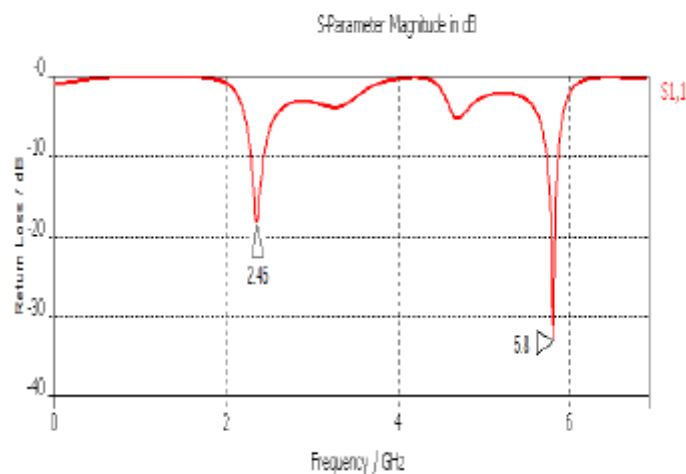


Figura 13. Pérdida por retorno de la antena multibanda
Tomado de (Abubeker, Rafiqul, Zahirul, Othman, & J, 2010)

En la Figura 13 se puede apreciar claramente la pérdida por retorno que se obtuvo al realizar la simulación en las frecuencias de 2.45 GHz y 5.8 GHz. Para la frecuencia de 2.45 GHz se obtuvo una pérdida por retorno de aproximadamente -17.71 dB y para la frecuencia de 5.8 GHz se obtuvo una pérdida por retorno de -33.07 dB.

Por último, en (Rigelsford & Davenport, 2013) se propone un tag RFID pasivo para utilizarlo como implantes con el fin de monitorear pacientes que han sufridos traumatismos en sus tejidos, estos implantes se encuentran compuestos por microestructuras fractales, basados en una forma circular como se muestra en la Figura 14 y una en forma de trébol tal como la Figura 15.



*Figura 14. Prototipo circular
Tomado de (Rigelsford & Davenport, 2013)*



*Figura 15. Prototipo en forma de trébol
Tomado de (Rigelsford & Davenport, 2013)*

Los prototipos que se muestran en la Figura 14 y Figura 15 van a ser iluminados por una onda electromagnética para de esta forma confirmar que los tags RFID son pasivos, mientras son iluminados se les añadirá unas pequeñas micro fracturas, es decir que pequeñas partes de material serán retiradas con el fin de probar el rendimiento que se obtiene al realizar este proceso, de esta manera se obtendrán las siguientes microestructuras:

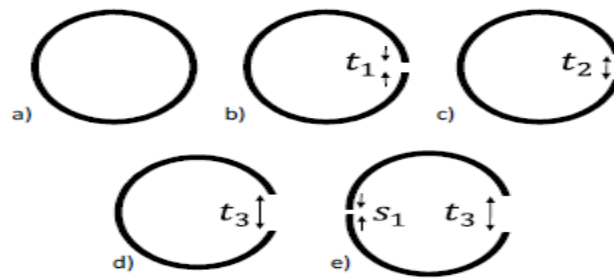


Figura 16. Anillo conductivo con incrementos de material removido y separación
Tomado de (Rigelsford & Davenport, 2013)

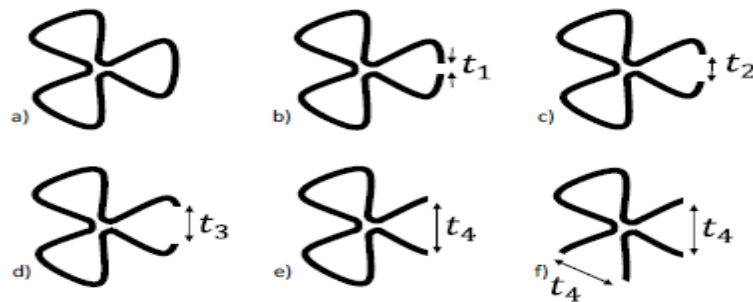


Figura 17. Trébol conductivo con incrementos de material removido
Tomado de (Rigelsford & Davenport, 2013)

Tabla 3.

Longitud de micro fracturas y separaciones

Parámetro	Dimensión (mm)
t1*	0.7
t2*	1.4
t3*	2.1
t4*	5
s1	0.7

Nota. *Indica de donde ha sido removido el material

Tomado de (Rigelsford & Davenport, 2013)

El anillo que se puede apreciar en la Figura 14 está diseñado para resonar a una frecuencia de 6 GHz, mientras tanto el trébol que se muestra en la Figura 15 se diseñó para resonar a una frecuencia de 5 GHz.

Una vez sometidas las estructuras fractales a la iluminación por ondas electromagnéticas se pudo observar los siguientes resultados:

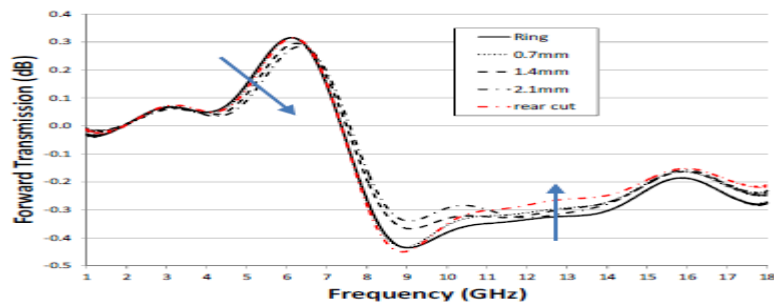


Figura 18. Comparación de resultados del anillo con sus respectivas micro fracturas

Tomado de (Rigelsford & Davenport, 2013)

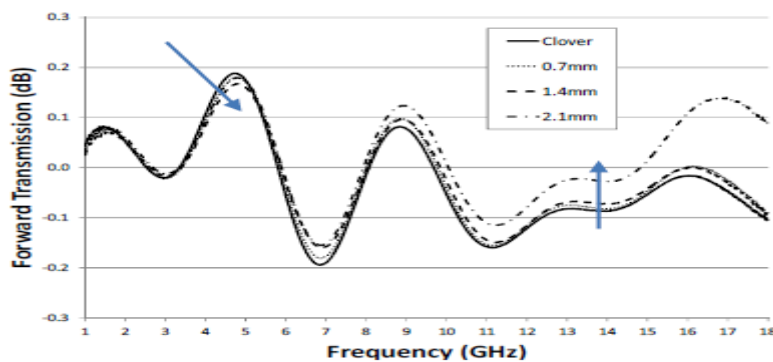


Figura 19. Comparación de resultados del trébol con sus respectivas micro fracturas

Tomado de (Rigelsford & Davenport, 2013)

Nota: Los parámetros de Forward Transmission representan las pérdidas obtenidas de las estructuras fractales.

Al llevar a cabo el proceso de micro fracturas de las estructuras se obtuvieron los resultados que se pueden observar en la Figura 18 y Figura 19, donde se puede apreciar que existe un ligero cambio en la resonancia de la frecuencia al retirar pequeñas partes de material en cada una de las estructuras, es decir que si estas estructuras se llegaran a degradar dentro de los implantes, estas no serían propensas a fallas en su funcionamiento por lo que se podría seguir monitorizando los traumatismos existentes en los tejidos de las personas sin ningún problema.

1.6.5 Casos de Aplicación de Antenas Fractales

Gracias a las características proveídas por las antenas fractales, estas pueden ser utilizadas en varios campos de las telecomunicaciones tales como son las redes Wireless donde es posible implementar protocolos como son ZigBee,

WiMax y MIMO, también se destacan en el área de telemática donde se puede utilizar en navegación georreferenciada, radio satelital, servicios de televisión entre otras. Además, las antenas fractales se utilizan en el campo de los dispositivos portables es decir que estas antenas pueden ser adaptadas sin ningún problema a los teléfonos celulares, tablets, entre otros. Las antenas fractales también pueden ser utilizadas dentro de vehículos, barcos, aviones para que estos puedan ser rastreados vía satélite. (Cohen, FRACTAL ANTENNA SYSTEMS INC, 2008)

2. CAPÍTULO II. DISEÑO Y SIMULACIÓN

2.1 Introducción

En este capítulo se realizará una reseña de los modelos de antenas fractales que fueron diseñados y simulados respectivamente en el software CST Microwave Studio, a fin de obtener un modelo de antena que satisfaga las características de rendimiento y adaptación para una etiqueta pasiva de identificación por radiofrecuencia que no utilice microchip. Las simulaciones de las antenas serán realizadas a fin de obtener el parámetro de Forward Transmission de cada una de estas y compararlas entre sí para determinar la efectividad de cada antena.

Tabla 4.

Tabla comparativa entre simuladores de antenas

	CST	HFSS	FEKO
Técnica de Resolución	Técnica de Integración Finita (FIT)	Método de elementos finitos (FEM)	Método de momentos (MoM)
Especialidad	Solver en el dominio del tiempo	Solver usando método de elementos finitos	Solver utilizando método de momentos.
Licencias	Estudiantil/Pagada	Pagada	Estudiantil/Pagada

Cabe mencionar que se escogió este software CST Microwave Studio debido a que a través de este medio se pueden obtener resultados rápidos y precisos de las simulaciones que se realicen. Además, cuenta con una gran cantidad de solvers (solucionadores) disponibles lo que permite el análisis preciso de varias aplicaciones como son antenas, filtros, acopladores entre otros. (CST, s.f.)

Como se mencionó antes el software dispone de varios tipos de solvers para aplicaciones específicas, a continuación, se explicará más detalladamente cada uno de estos solvers.

2.1.1 Solvers

2.1.1.1 Transient Solver

El Transient Solver, también conocido como solver en el dominio del tiempo es útil para obtener resultados de los campos de propagación a través de un componente, además entrega resultados en el dominio de la frecuencia como los parámetros de Forward Transmission. También permite realizar las simulaciones con rangos altos de frecuencia. Sus características se pueden observar más detalladamente en el Anexo 2 y Anexo 3. (CST, s.f.)

2.1.1.2 Frequency Domain Solver

El solver en el dominio de la frecuencia es útil para obtener resultados de campos electromagnéticos cercanos y lejanos, así como también se puede obtener parámetros de Forward Transmission aunque en casos de frecuencias altas no se tiene la misma precisión que el Transient Solver. El solver en el dominio de la frecuencia ofrece mejores resultados para las estructuras pequeñas a una frecuencia baja. Se puede apreciar sus características a detalle en el Anexo 6 y Anexo 7. (CST, s.f.)

2.1.1.3 Eigenmode Solver

El Eigenmode Solver es útil para la simulación de estructuras resonantes cerradas, de la que podemos obtener resultados como: la distribución de campo, las frecuencias propias de las estructuras que van a ser simuladas, la determinación de los polos de una estructura resonante entre otros. Las

características más detalladas de este solver se pueden apreciar en el Anexo 12. (CST, s.f.)

2.1.1.4 Resonant Solver

El Resonant Solver es un solucionador que permite calcular directamente los parámetros de Forward Transmission sin necesidad de calcular los campos. Es útil para obtener los resultados de estructuras altamente resonantes en un corto tiempo, pero estos no son detallados debido al salto de cálculo de campos. (CST, s.f.)

2.1.1.5 Integral Equation Solver

Es un solucionador especializado, útil para obtener mejores resultados de estructuras eléctricamente grandes que estén compuestas por metal, dieléctrico, etc. Utiliza una formulación integral del campo eléctrico y magnético para obtener resultados más eficientemente que otros solvers. Sus características se pueden apreciar de mejor manera en el Anexo 8 y Anexo 9. (CST, s.f.)

2.1.1.6 Asymptotic Solver

Este solucionador es útil para las simulaciones que tengan un tamaño eléctrico en el orden de los miles de longitud de onda, tal como puede ser la simulación de la sección transversal del radar. Para conocer más de las características detalladas de este solver se puede consultar el Anexo 10 y Anexo 11. (CST, s.f.)

2.1.1.7 TLM Solver

Este solucionador está enfocado en el dominio del tiempo, el cuál brinda un análisis de espectro completo. Por este motivo es útil para la simulación de antenas de banda ancha y para problemas de compatibilidad electromagnética en un rango de frecuencias muy altas. Las características en detalle de este solver se muestran en el Anexo 4 y Anexo 5. (CST, s.f.)

Una vez definidos los tipos de solvers que dispone el software, se procedió a realizar un pequeño análisis para determinar que solucionador es el que más se adecúa a la necesidad de este trabajo, y se determinó que el solver que se va a utilizar es el Transient Solver principalmente porque este solucionador permite

realizar las simulaciones en rangos de alta frecuencia, cabe mencionar que en este trabajo se realizará la simulación en un rango de 1 a 15 GHz para poder determinar los cambios más pequeños que puedan existir entre los diferentes modelos de antenas fractales propuestas. Además, este solver nos brinda los parámetros de Forward Transmission que son los que se van a analizar en este trabajo a fin de determinar cambios en los picos que puedan existir entre las diferentes antenas fractales propuestas para establecer cuál es la estructura más detectable.

2.2 Diseño

Realizar el diseño de una antena fractal que satisfaga los requisitos necesarios de un tag RFID que no haga uso de microchip es esencial, debido a que esto permitirá que el funcionamiento de la etiqueta sea el adecuado obteniendo así un rango de lectura aceptable.

Se escogió el uso de las antenas fractales debido al buen desempeño que brindan ya que las estructuras que las conforman son altamente resonantes, también cabe mencionar que, al ser elementos pequeños, compactos y de estructuras simples, se pueden adaptar fácilmente a una etiqueta RFID que en la actualidad son dispositivos de un tamaño relativamente pequeño. Además, estas antenas operan eficientemente en múltiples bandas de frecuencia. (Zainud, Malhat, & Awadalla, 2010, p. 211).

Cabe mencionar que una antena fractal está compuesta por una estructura inicial de forma geométrica, de la cual se replica la misma, pero a diferentes escalas. (Ahmed & Kaydar, 2011, p. 211).

Una vez mencionados los motivos por los cuáles se escogió las estructuras fractales, se procederá a explicar la técnica utilizada para obtener el modelo final de la antena fractal.

Los elementos que se usaran para el diseño y pruebas de las antenas fractales son el sustrato dieléctrico, las estructuras fractales y las antenas tipo corneta. Estos elementos serán explicados detalladamente más adelante.

2.2.1 Sustrato Dieléctrico

Para el diseño de las antenas que se mostrará a continuación se hizo uso del sustrato dieléctrico, que es un componente necesario en la implementación de antenas. En el caso puntual de este trabajo, se utiliza un sustrato dieléctrico que está compuesto por un material denominado FR-4 por sus siglas en inglés “Flame Retardant”, se escogió este material a fin que los próximos proyectos de implementación que se lleven a cabo resulten un proceso sencillo, guiados por las instrucciones del presente trabajo. (Khan & Nema, 2012, p. 6).

Se puede mencionar que, ninguno de los modelos de antenas diseñados en este trabajo de titulación sobrepasa los tres centímetros de ancho y largo, con el objetivo de lograr una adaptación sin mayor problema a una etiqueta RFID que pueda caber en los bolsillos de los usuarios. Por este motivo, se diseñó un sustrato dieléctrico con las dimensiones que se pueden observar en la Tabla 5.

Tabla 5.

Dimensiones del sustrato dieléctrico

Alto Sustrato	3 centímetros
Largo Sustrato	3 centímetros
Ancho Sustrato	0.16 centímetros

Con las dimensiones establecidas en la Tabla 5 se pudo obtener el diseño del sustrato dieléctrico, tal y como se muestra en la Figura 20.

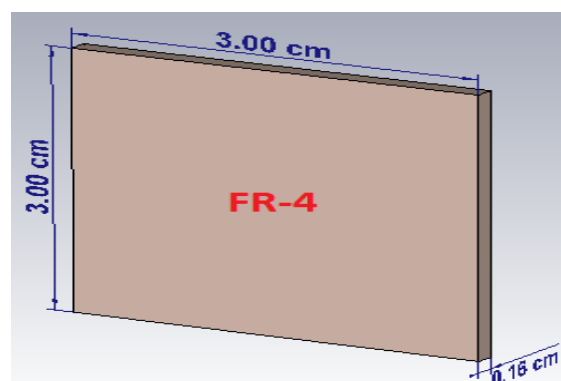


Figura 20. Sustrato dieléctrico

2.2.2 Estructuras fractales

Las estructuras fractales que se utilizarán para el diseño de las antenas que se implementarán en la etiqueta de identificación por radiofrecuencia son conocidas como el triángulo de Sierpinski y la caja fractal. Se escogió estas estructuras fractales porque su diseño es simple y compacto lo que permite que la adaptación de estas al sustrato dieléctrico que se muestra en la Figura 20 no tenga mayores complicaciones, es decir que la impresión de la antena en el sustrato será un proceso sencillo. (Weisstein, s.f.)

Cabe mencionar que, para el presente trabajo se utilizaron las estructuras fractales mencionadas anteriormente en su segunda y tercera iteración, obteniendo así un diseño simple lo cual permitirá que su proceso de adaptación al sustrato dieléctrico no conlleve mayores complicaciones.

2.2.2.1 Triángulo de Sierpinski

Siguiendo las recomendaciones presentadas en el capítulo I se procedió a diseñar esta estructura fractal. Con el propósito de que la estructura se adapte adecuadamente sobre el sustrato dieléctrico se optó por dimensionar al triángulo de Sierpinski tal como se puede apreciar en la Tabla 6. Cabe mencionar que las dimensiones presentadas en la Tabla 6 son utilizadas de la misma manera para la segunda y tercera iteración de esta estructura.

Tabla 6.

Dimensiones triángulo de Sierpinski para segunda y tercera iteración

Largo Triángulo	2 centímetros
Alto Triángulo	2.24 centímetros

Una vez definidas las dimensiones de las estructuras fractales del triángulo de Sierpinski que se utilizaran para este trabajo, se procedió a realizar los diseños de las estructuras obteniendo así los prototipos que se muestran en la Figura 21 y Figura 22.

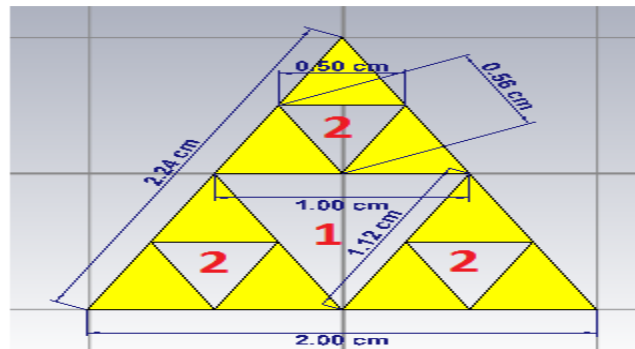


Figura 21. Triángulo de Sierpinski en su segunda iteración.

Nota: Los números en color rojo representan al número de iteración correspondiente

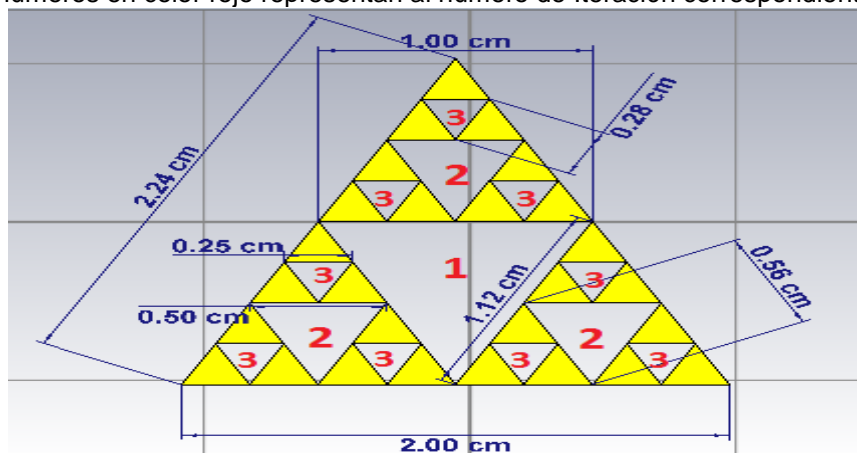


Figura 22. Triángulo de Sierpinski en su tercera iteración.

Nota: Los números en color rojo representan al número de iteración correspondiente

Como se puede observar en la Figura 21 y Figura 22 cada uno de los triángulos en cada iteración tiene exactamente la mitad de tamaño que los triángulos de iteraciones anteriores, siendo así que para la primera, segunda y tercera iteración de esta estructura fractal se tienen las dimensiones que se muestran en la Tabla 7.

Tabla 7.

Dimensiones de los triángulos según sus iteraciones

Objetos	Dimensiones	
	Ancho	Alto
Triángulos primera iteración	1 centímetro	1.12 centímetros
Triángulos segunda iteración	0.50 centímetros	0.56 centímetros
Triángulos tercera iteración	0.25 centímetros	0.28 centímetros

2.2.2.2 Cajas Fractales

Guiados de acuerdo a las recomendaciones presentadas en el capítulo I se empezó el proceso de diseño de esta estructura. La necesidad de una adaptación sencilla y correcta al sustrato dieléctrico dispuso que las medidas para esta estructura no serán mayores a 3 centímetros, obteniendo así, las dimensiones que se pueden observar en la Tabla 8 y Tabla 9 para su segunda y tercera iteración respectivamente.

Tabla 8.

Dimensiones caja fractal para segunda iteración.

Largo Cuadrado	2.40 centímetros
Alto Cuadrado	2.40 centímetros

Tabla 9.

Dimensiones caja fractal para tercera iteración.

Largo Cuadrado	2.70 centímetros
Alto Cuadrado	2.70 centímetros

Una vez definidas las dimensiones de cada una de las cajas fractales que se utilizarán en el desarrollo del presente trabajo de titulación, se procedió a realizar los diseños de estas estructuras obteniendo así los modelos que se pueden evidenciar en la Figura 23 y Figura 24

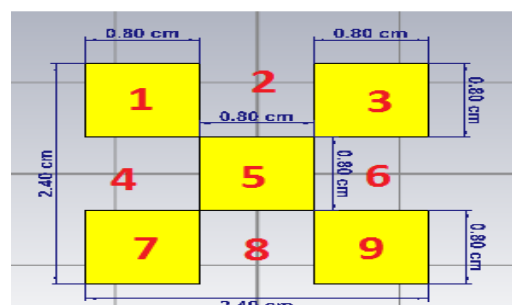


Figura 23. Caja fractal en su segunda iteración.

Nota: Los números en color rojo representan el número de cuadrados existentes en la estructura sólida.

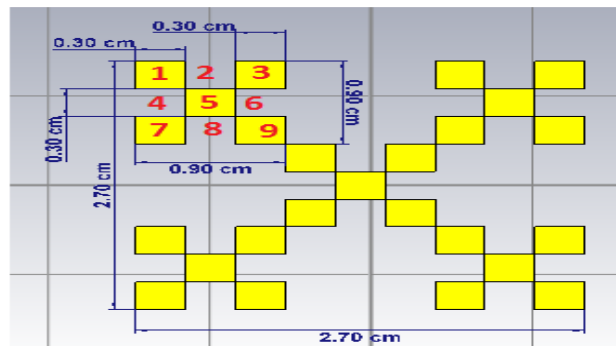


Figura 24. Caja fractal en su tercera iteración.

Nota: Los números en color rojo representan el número de cuadrados existentes en la estructura sólida

Una vez realizado el proceso de desfragmentación para el desarrollo de las correspondientes iteraciones de la caja fractal se obtuvo los resultados mostrados en la Figura 23 y Figura 24. También se puede apreciar que cada cuadrado sólido está dividido en nueve cuadrados de tamaños iguales, obteniendo así las dimensiones que se pueden evidenciar en la Tabla 10.

Tabla 10.

Dimensiones de los cuadrados según sus iteraciones

Objetos	Dimensiones	
	Largo	Alto
Cuadrados segunda iteración	0.80 centímetros	0.80 centímetros
Cuadrados tercera iteración	0.30 centímetros	0.30 centímetros

En la Tabla 10 se puede apreciar que las medidas de los cuadrados para la segunda y tercera iteración son distintos, esto se debe a que en la tercera iteración existe un mayor número de cuadrados por lo tanto se debe reducir el tamaño de estos para no superar el tamaño del sustrato dieléctrico a fin de que la estructura pueda acoplarse correctamente al sustrato.

2.2.3 Antenas tipo corneta

Primeramente, se debe mencionar que se hará uso de estas antenas ya que las mismas ayudarán al proceso de iluminación con frente de onda de las antenas fractales propuestas, se utilizará este proceso para demostrar que las antenas fractales serán pasivas y que no poseen ningún otro tipo de alimentación.

Además, esta iluminación con frente de onda ayudará a determinar ciertos parámetros necesarios que deben cumplir las antenas fractales para poder adaptarse sin problemas a la etiqueta de identificación por radiofrecuencia.

Se escogió este tipo de antena porque suele ser usada comúnmente como un estándar para la medición de parámetros de otras antenas. (Antenna, s.f.) Esta antena consiste básicamente en una corneta que tiene un área rectangular que se ensancha hasta alcanzar un tamaño de apertura específico, tal y como se muestra en la Figura 25. La antena tipo corneta puede ser alimentada por una guía de onda rectangular o un adaptador coaxial. El mecanismo de operación consiste en la propagación de ondas entre el frente de onda rectangular y el espacio libre. (Mayhew-Ridgers, Odendaal, & Joubert, 2000, p. 1246)

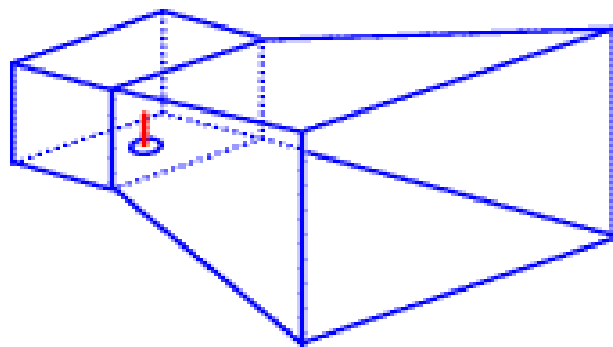


Figura 25. Antena tipo corneta
Tomado de (MSPC, s.f.)

Para el desarrollo de este trabajo se utilizarán dos antenas tipo corneta a fin que cada una de ellas ilumine con frente de onda los lados de la antena fractal, para de esta manera poder obtener los parámetros de Forward Transmission que se analizarán más adelante para determinar la factibilidad de la implementación de las antenas fractales dentro de un tag RFID.

2.2.3.1 Cálculos para el diseño de una antena tipo corneta

Las dimensiones a utilizar para el diseño de la antena tipo corneta se encuentran reflejados en la Tabla 11.

Tabla 11.

Dimensiones para el diseño de la antena tipo corneta

Parámetros	Valores
Anchura de la sección de la guía de onda (Wg)	2.35 centímetros
Altura de la sección de la guía de onda(Hg)	1.18 centímetros
Frecuencia (f)	10 Ghz
Ganancia (Go)	14 dBi
Longitud de la sección de la guía de onda (Lg)	2.99 centímetros

Los parámetros mostrados en la Tabla 11 fueron escogidos para que esta antena tenga un funcionamiento óptimo en la banda X, siguiendo el estándar de guías de onda rectangulares (WR-90), que se puede apreciar en el Anexo 1.

A partir de los parámetros mostrados en la Tabla 11, se realizaron los cálculos correspondientes para determinar el ancho de la apertura (Wa), la altura de la apertura (Ha) y el largo de la bocina (Lf), los mismos que serán presentados a continuación.

Como primer paso de debe determinar la longitud de onda (λ) esto se determina a través de la (Ecuación 1)

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

$$\lambda = \frac{3 * 10^8 \frac{m}{s}}{10 * 10^9 (\frac{1}{s})}$$

$$\lambda = 3 \text{ cm}$$

Una vez obtenida la longitud de onda, el siguiente paso corresponde a determinar la anchura y altura de guía de onda Wg y Hg respectivamente en función de (λ), tal como se muestra en la (Ecuación 2) y (Ecuación 3).

$$Wg(\lambda) = \frac{Wg}{\lambda} \quad (\text{Ecuación 2})$$

$$Hg(\lambda) = \frac{Hg}{\lambda} \quad (\text{Ecuación 3})$$

De la (Ecuación 2) y (Ecuación 3) se obtuvieron los siguientes resultados:

$$Wg(\lambda) = \frac{2.353 \text{ cm}}{3 \text{ cm}} = 0.784 (\lambda)$$

$$Hg(\lambda) = \frac{1.18 \text{ cm}}{3 \text{ cm}} = 0.392 (\lambda)$$

Como tercer paso se debe hallar un valor de X usando la (Ecuación 5), que satisfaga la ganancia que se desea obtener de la antena, la misma que debe estar en formato adimensional utilizando la (Ecuación 4).

$$G_o(\text{adimensional}) = 10^{\frac{G_o(\text{dBi})}{10}} \quad (\text{Ecuación 4})$$

$$X = \frac{G_o(\text{adimensional})}{2\pi \sqrt{2\pi}} \quad (\text{Ecuación 5})$$

De la (Ecuación 4) y (Ecuación 5) se pudo obtener los siguientes valores:

$$G_o(\text{adimensional}) = 10^{\frac{14(\text{dBi})}{10}} = 25.12$$

$$X = \frac{25.12}{2\pi \sqrt{2\pi}} = 1.594$$

Cabe mencionar que el valor de X debe ir variando hasta satisfacer la (Ecuación 6).

$$\left(\sqrt{2X} - \frac{Hg}{\lambda}\right)^2 (2X - 1) = \left(\frac{G_o}{2\pi} \sqrt{\frac{3}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{x}}} - \frac{Wg}{\lambda}\right)^2 \left(\frac{G_o^2}{6\pi^3} \frac{1}{X} - 1\right) \quad (\text{Ecuación 6})$$

Una vez realizada las distintas pruebas, cambiando los valores de X para satisfacer la (Ecuación 6) se determinó que el valor de X debía ser 1.435.

Al haber obtenido el nuevo valor de X se procedió a calcular los parámetros de dimensión p_e y p_h , necesarios para obtener los valores de ancho y alto de la apertura de la bocina, siguiendo la (Ecuación 7) y (Ecuación 8).

$$\frac{p_e}{\lambda} = X \quad (\text{Ecuación 7})$$

$$\frac{p_h}{\lambda} = \frac{G_o^2}{8\pi^3} \left(\frac{1}{X}\right) \quad (\text{Ecuación 8})$$

A partir de la (Ecuación 7) y (Ecuación 8) se obtuvieron los siguientes valores:

$$pe = X * \lambda$$

$$pe = 1.435 * 3 \text{ cm}$$

$$pe = 4.31 \text{ cm}$$

$$ph = \frac{G_o^2}{8\pi^3} \left(\frac{1}{X} \right) * \lambda$$

$$ph = \frac{25.12^2}{8\pi^3} \left(\frac{1}{1.435} \right) * 3 \text{ cm}$$

$$ph = 5.31 \text{ cm}$$

Una vez obtenidos los parámetros de dimensiones pe y ph , se procedió a determinar el alto y ancho de la apertura de la bocina siguiendo la (Ecuación 9) y (Ecuación 10).

$$Wa = \sqrt{3 * \lambda * ph} \quad (\text{Ecuación 9})$$

$$Ha = \sqrt{2 * \lambda * pe} \quad (\text{Ecuación 10})$$

Basados en la (Ecuación 9) y (Ecuación 10) se pudieron obtener los siguientes resultados:

$$Wa = \sqrt{3 * 3 \text{ cm} * 5.31 \text{ cm}}$$

$$Wa = 6.92 \text{ cm}$$

$$Ha = \sqrt{2 * 3 \text{ cm} * 4.31 \text{ cm}}$$

$$Ha = 5.07 \text{ cm}$$

Para determinar el largo de la bocina se debe cumplir que pe y ph sean iguales de acuerdo con la (Ecuación 11) y (Ecuación 12).

$$pe = (Ha - Hg) \left[\left(\frac{pe}{Ha} \right)^2 - \frac{1}{4} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (\text{Ecuación 11})$$

$$ph = (Wa - Wg) \left[\left(\frac{ph}{Wa} \right)^2 - \frac{1}{4} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (\text{Ecuación 12})$$

En base a la (Ecuación 11) y (Ecuación 12) se pudieron obtener los resultados que se muestran a continuación:

$$pe = (5.07 \text{ cm} - 1.18 \text{ cm}) \left[\left(\frac{4.31 \text{ cm}}{5.07 \text{ cm}} \right)^2 - \frac{1}{4} \right]^{\frac{1}{2}}$$

$$pe = 2.66 \text{ cm}$$

$$ph = (6.92 \text{ cm} - 2.35 \text{ cm}) \left[\left(\frac{5.31 \text{ cm}}{6.92 \text{ cm}} \right)^2 - \frac{1}{4} \right]^{\frac{1}{2}}$$

$$ph = 2.66 \text{ cm}$$

Dado que $pe = ph = Lf$ se obtuvo un valor de longitud de bocina de 2.66 centímetros. Los valores calculados se pueden apreciar en la Tabla 12.

Tabla 12.

Parámetros calculados

Ancho de la apertura (Wa)	6.92 centímetros
Altura de la apertura (Ha)	5.07 centímetros
Largo de la bocina (Lf)	2.66 centímetros

Con las dimensiones definidas anteriormente en la Tabla 11 y Tabla 12 se puede observar que la antena tipo corneta es relativamente pequeña, esto debido a que el diseño de la antena fractal no sobrepasa los 3 centímetros, además las antenas no serán colocadas a una distancia larga de la antena fractal.

En la Figura 26 y Figura 27 se muestra el diseño a realizar en el simulador de las antenas tipo corneta.

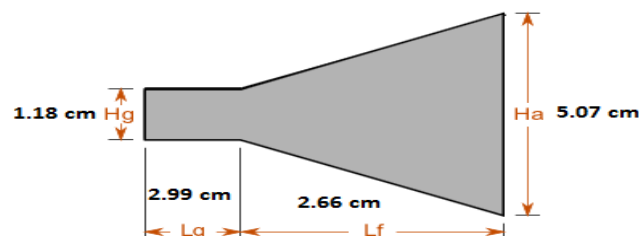


Figura 26. Vista lateral de la antena tipo corneta
Adaptado de (Antenna Magus, s.f.)

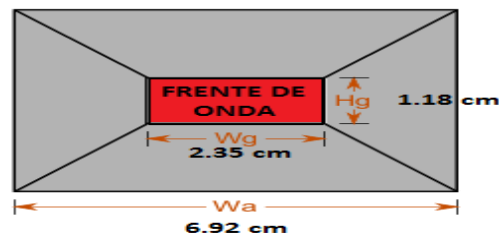


Figura 27. Vista frontal de la antena tipo corneta
Adaptado de (Antenna Magus, s.f.)

2.3 Simulación

El proceso de simulación nos permitirá determinar la factibilidad que existe para la implementación de las antenas fractales propuestas dentro de una etiqueta de identificación por radiofrecuencia.

La simulación de las antenas fractales se llevará a cabo con ayuda del software CST STUDIO SUITE STUDENT EDITION el mismo que se está utilizando mediante una licencia estudiantil, que se obtuvo al crear una cuenta de ingreso MyCST. Una vez descargado e instalado el programa al abrirlo por primera vez aparece una ventana informativa donde se debe colocar el correo para obtener una licencia como se muestra en el Anexo 13.

Cabe mencionar que la simulación será realizada en un rango de frecuencias entre 1 y 15 GigaHertz (GHz) para obtener resultados más detallados, lo que nos permitirá identificar si existen cambios, incluso si son pequeños, entre las antenas propuestas.

2.3.1 Sustrato Dieléctrico

El sustrato dieléctrico fue construido en el simulador siguiendo los pasos que se mostrarán a continuación:

- Primero se definió los parámetros de ancho, largo y alto del sustrato como se muestra en la Figura 28.

Parameter List					
Name	Expression	Value	Description	Type	
AnchoSus	= 1.5	1.5	Ancho Sustrato	Undefined	∨
AltoSus	= 1.5	1.5	Alto Sustrato	Undefined	∨
LargoSus	0.16	0.16	Largo Sustrato	Undefined	∨

Figura 28. Definición de parámetros del sustrato dieléctrico.

- En este punto se debe escoger la opción “Brick” para generar un rectángulo, tal como muestra la Figura 29.

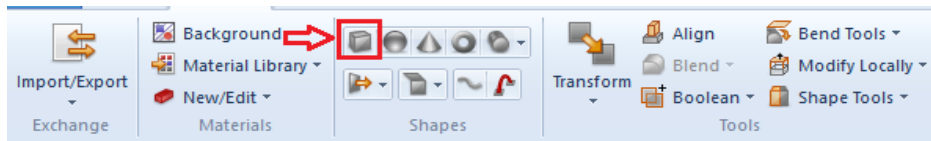


Figura 29. Selección Opción "Brick"

- Al momento que se selecciona la opción “Brick”, se despliega una ventana informativa donde se llena el nombre, los puntos en el plano donde se quiere ubicar el sustrato y el material que se desea escoger, esto se puede evidenciar en la Figura 30.

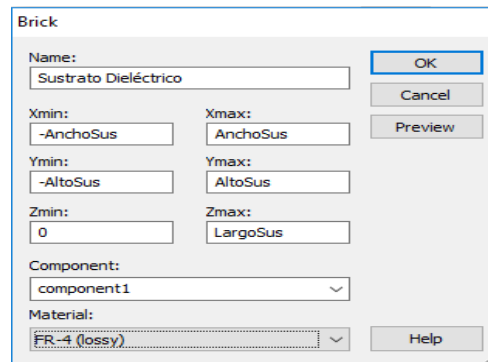


Figura 30. Información a definir para crear el sustrato dieléctrico.

- Realizado el paso anterior se obtuvo el resultado que se muestra en la Figura 31.

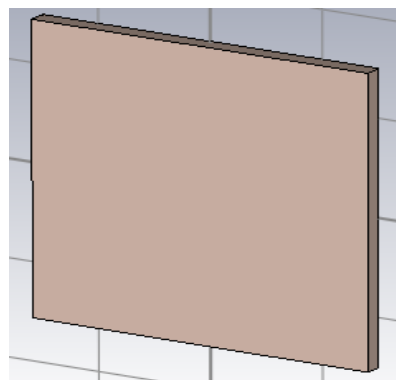


Figura 31. Sustrato Dieléctrico

2.3.2 Antena Fractal Sierpinski

Una vez establecidos la construcción del sustrato dieléctrico y los diseños de las estructuras fractales de Sierpinski a utilizar, se procederá a la construcción de la antena fractal de Sierpinski. Esto se logrará siguiendo las instrucciones que se mostrarán a continuación:

- Para la construcción de la antena fractal de Sierpinski en su segunda iteración el primer paso que se realizó fue alinear el plano con el sustrato dieléctrico, para esto se debe escoger la cara frontal del sustrato dieléctrico con la ayuda de la opción “Pick” tal como muestra la Figura 32.

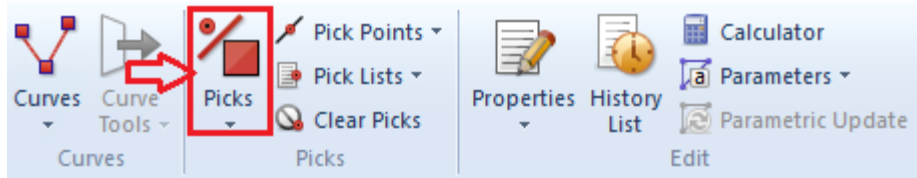


Figura 32. Selección Opción "Pick"

- Una vez escogida la opción “Pick” se procede a dar doble clic sobre la cara frontal del sustrato dieléctrico, tal como muestra la Figura 33.

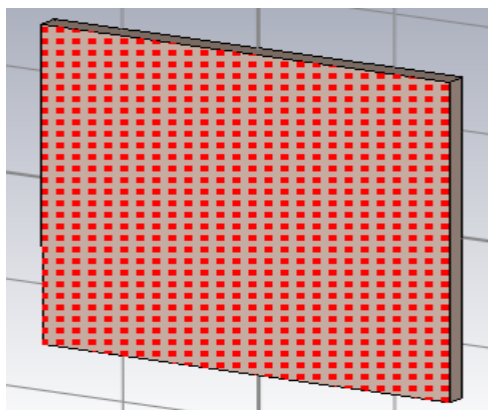


Figura 33. Selección cara frontal del sustrato dieléctrico.

- En este punto se debe escoger la opción “Align WCS with Selected Face” que se encuentra en la barra de estado, tal como muestra la Figura 34.

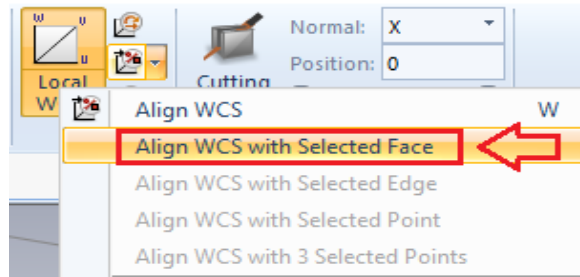


Figura 34. Selección opción "Align WCS with Selected Face"

- Una vez realizado esto se debe definir los parámetros para realizar el triángulo, tal como muestra la Figura 35.

Parameter List					
Name	Expression	Value	Description	Type	
AnchoSus	= 1.5	1.5	Ancho Sustrato	Undefined	▼
AltoSus	= 1.5	1.5	Alto Sustrato	Undefined	▼
AnchoTri	= 1	1	Ancho Triángulo	Undefined	▼
AltoTri	1	1	Alto Triángulo	Undefined	▼
LargoSus	= 0.16	0.16	Largo Sustrato	Undefined	▼

Figura 35. Parámetros triángulo

- Al tener definidos los parámetros, procedemos a escoger la opción "Extrude" tal como se evidencia en la Figura 36, y posteriormente aplastamos la tecla "Esc"

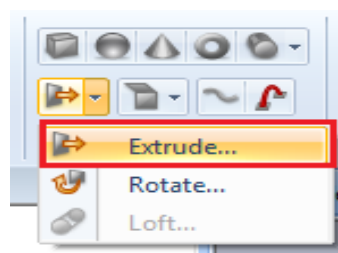


Figura 36. Selección opción "Extrude"

- Se desplegará una ventana informativa que deberá ser llenada como se muestra en la Figura 37.

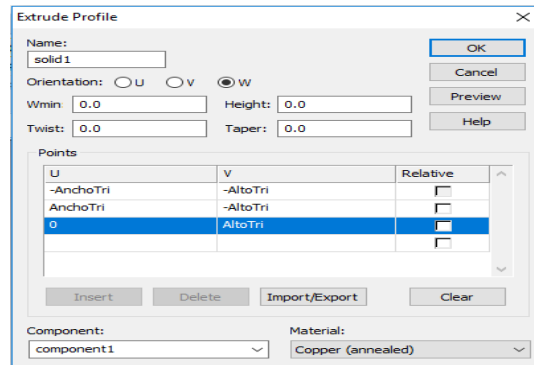


Figura 37. Definir Información para crear el triángulo.

- Al realizar el paso anterior se obtiene el resultado mostrado en la Figura 38.

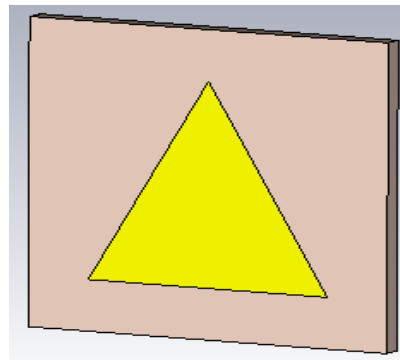


Figura 38. Creación triángulo principal.

- En este punto se debe alinear el plano con el centro del triángulo, para esto se debe escoger el centro del triángulo con ayuda de la opción "Pick Points" que se encuentra en la barra de estado como se puede observar en la Figura 39, posteriormente se hace doble clic sobre la base del triángulo y por último se escoge la opción "Align WCS with Selected Point" como se muestra en la Figura 40.

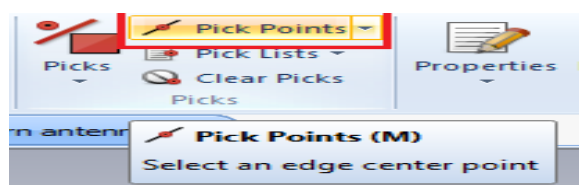


Figura 39. Selección opción "Pick Points"

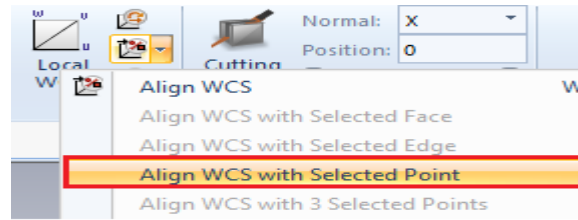


Figura 40. Selección opción "Align WCS with Selected Point"

- Realizado el paso anterior se obtuvo el resultado mostrado en la Figura 41.

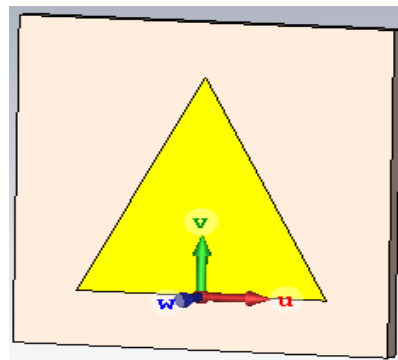


Figura 41. Alineación del plano con el centro del triángulo

- En este punto se debe repetir el proceso de la Figura 36 y se debe llenar la ventana de información como se muestra en la Figura 42.

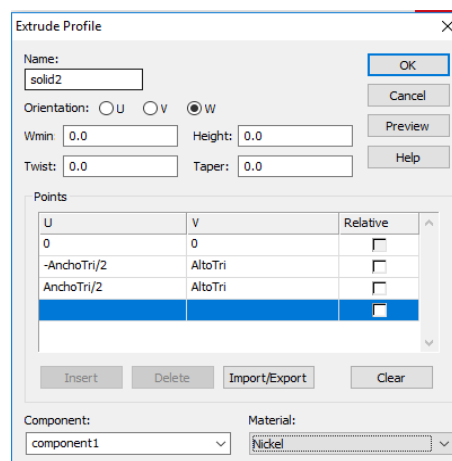


Figura 42. Definición de Información para creación de triángulo

- Al dar click en "OK" se desplegará otra ventana donde se deberá escoger la opción "Cut Away highlighted shape" para sustraer un pedazo de triángulo, para obtener el resultado que se muestra en la Figura 43

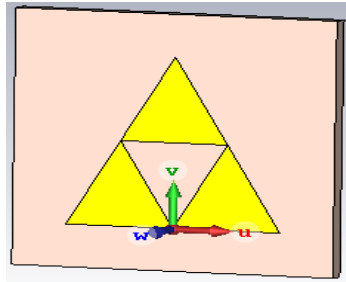


Figura 43. Retirado de un pedazo de triángulo

- Ahora se debe alinear el plano con el centro del triángulo inferior izquierdo, esto se realiza siguiendo el paso mostrado en la Figura 39 y Figura 40, para obtener el resultado que se muestra en la Figura 44.

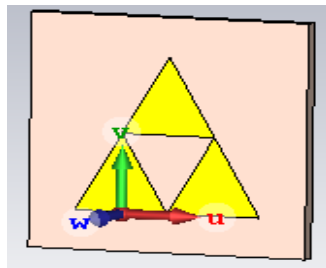


Figura 44. Alineación del plano con el centro del triángulo

- Aquí se debe repetir el paso mostrado en la Figura 36 y se debe llenar la ventana de información como se muestra en la Figura 45, posteriormente se debe escoger la opción “Cut Away highlighted shape” para sustraer un pedazo de triángulo, para obtener el resultado que se muestra en la Figura 46.

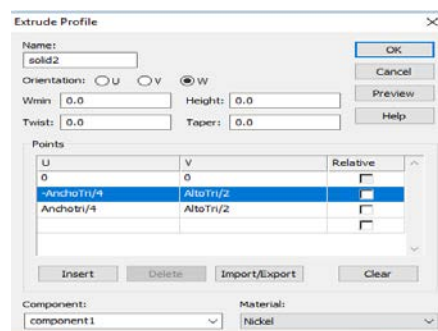


Figura 45. Definición de Información para creación de triángulo

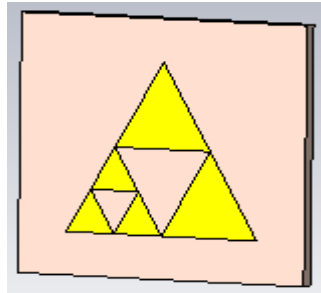


Figura 46. Extracción de dos triángulos.

- En este punto se debe alinear el plano con el centro del triángulo inferior derecho, esto se realiza siguiendo el paso mostrado en la Figura 39 y Figura 40, para obtener el resultado que se muestra en la Figura 47.

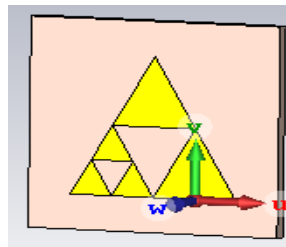


Figura 47. Alineación del plano con el centro del triángulo

- Ahora se debe repetir el paso mostrado en la Figura 36 y se debe llenar la ventana de información como se muestra en la Figura 48, posteriormente se debe escoger la opción “Cut Away highlighted shape” para sustraer un pedazo de triángulo, para obtener el resultado que se muestra en la Figura 49.

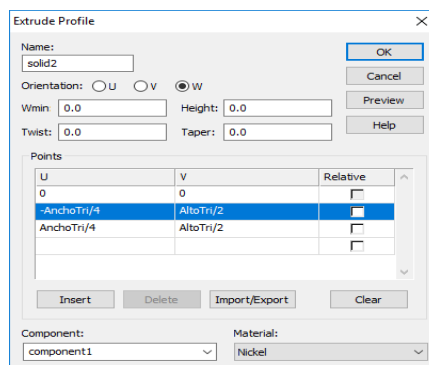


Figura 48. Definición de Información para creación de triángulo

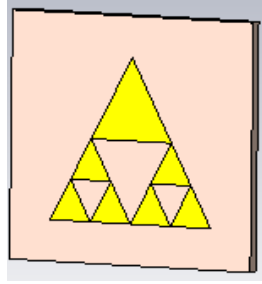


Figura 49. Extracción de tres triángulos.

- En este paso se debe alinear el plano con el centro del triángulo superior, esto se realiza siguiendo el paso mostrado en la Figura 39 y Figura 40, para obtener el resultado que se muestra en la Figura 50.

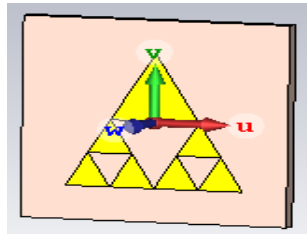


Figura 50. Alineación del plano con el centro del triángulo

- Por último, se debe repetir el paso mostrado en la Figura 36 y se debe llenar la ventana de información como se muestra en la Figura 51, posteriormente se debe escoger la opción “Cut Away highlighted shape” para sustraer un pedazo de triángulo, para obtener el resultado que se muestra en la Figura 52.

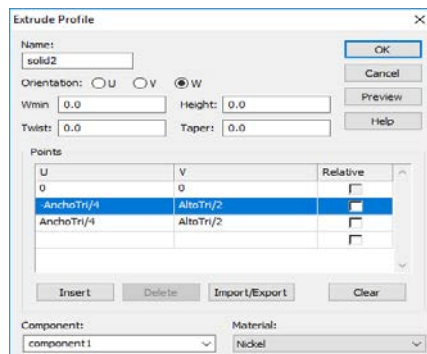


Figura 51. Definición de Información para creación de triángulo

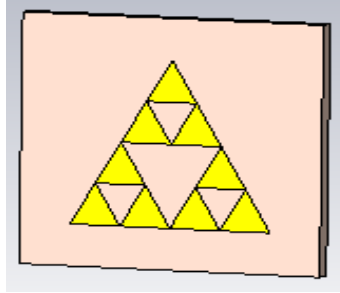


Figura 52. Modelo final de la antena fractal de segunda iteración de Sierpinski

Para la construcción de la tercera iteración de Sierpinski, se debe seguir los mismos pasos mostrados en la construcción de la segunda iteración, pero se debe realizar una extracción más a cada uno de los triángulos amarillos a fin de obtener un resultado como se muestra en la Figura 53.

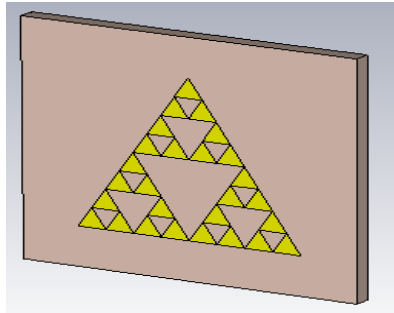


Figura 53. Antena fractal de Sierpinski en su tercera iteración.

2.3.3 Antena Caja Fractal

Una vez establecida la construcción del sustrato dieléctrico y el diseño de las estructuras de las cajas fractales que se van a utilizar, se procederá a la construcción de la antena caja fractal en su segunda y tercera iteración. Esto se realizará mediante los pasos que se mostrarán a continuación:

- Primero se debe alinear el plano con el sustrato dieléctrico, para esto se debe repetir los pasos mostrados en la Figura 32, Figura 33 y Figura 34.
- Una vez que alineamos el plano con el sustrato dieléctrico se procede a definir los parámetros que se utilizarán tal como muestra la Figura 54

Parameter List					
	Name	Expression	Value	Description	Type
	AltoAn	= 1.2	1.2	Altura de Antena	Undefined
	AnchoAn	= 1.2	1.2	Ancho de Antena	Undefined
	AltoCorte	= 0.4	0.4	Largo para extracción	Undefined
	AnchoCorte	= 0.4	0.4	Ancho para la extracción.	Undefined

Figura 54. Definición parámetros de Caja Fractal

- En este punto se debe repetir el paso mostrado en la Figura 29 y se debe llenar la ventana de información tal como muestra la Figura 55, para obtener un resultado que se puede evidenciar en la Figura 56.

Figura 55. Definición de información para creación de cuadrado

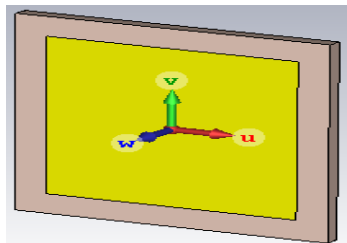


Figura 56. Cuadrado principal construido

- En este punto se debe alinear el plano con el lado izquierdo de cuadrado construido previamente, esto se realiza con ayuda de la opción “Pick Points” que se encuentra en la barra de estado como se puede observar en la Figura 39, posteriormente se hace doble clic sobre el lado izquierdo del cuadrado y por último se escoge la opción “Align WCS with Selected

Point” como se muestra en la Figura 40. Al realizar este proceso se obtendrá un resultado como se muestra en la Figura 57.

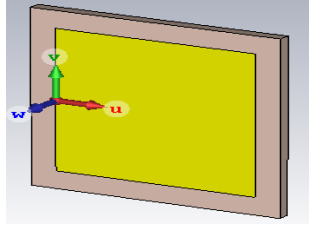


Figura 57. Alinear el plano con un lado del cuadrado

- Para este punto se debe repetir el paso mostrado en la Figura 29 y se debe llenar la ventana de información tal como muestra la Figura 58, posteriormente se deberá escoger la opción “Cut Away highlighted shape” para sustraer un pedazo de cuadrado, para obtener el resultado que se muestra en la Figura 59.

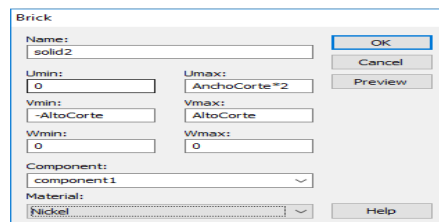


Figura 58. Definición de parámetros para extracción de un pedazo de cuadrado

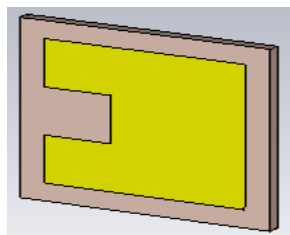


Figura 59. Extracción de un cuadrado

- En este punto se debe alinear el plano con el lado derecho del cuadrado, esto se realiza con ayuda de la opción “Pick Points” que se encuentra en la barra de estado como se puede observar en la Figura 39, posteriormente se hace doble clic sobre el lado derecho del cuadrado y por último se escoge la opción “Align WCS with Selected Point” como se

muestra en la Figura 40. Al realizar este proceso se obtendrá un resultado como se muestra en la Figura 60.

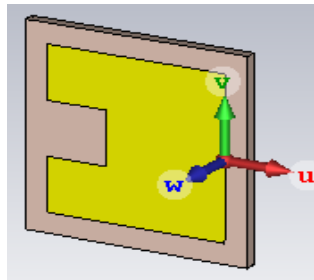


Figura 60. Alinear el plano con un lado del cuadrado

- Aquí, se debe repetir el paso mostrado en la Figura 29 y se debe llenar la ventana de información tal como muestra la Figura 61, posteriormente se deberá escoger la opción “Cut Away highlighted shape” para sustraer un pedazo de cuadrado, para obtener el resultado que se muestra en la Figura 62.

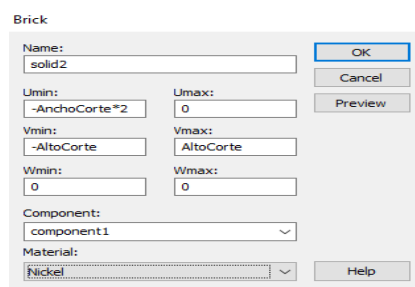


Figura 61. Definición de parámetros para extracción de un pedazo de cuadrado

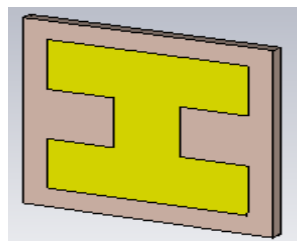


Figura 62. Extracción de dos cuadrados

- Ahora se debe alinear el plano con el lado superior del cuadrado, para esto se debe repetir el paso mostrado en la Figura 39, posteriormente se debe dar doble clic sobre el lado superior del cuadrado y por último se debe repetir el paso mostrado en la Figura 40, una vez realizado este proceso se obtiene el resultado mostrado en la Figura 63.

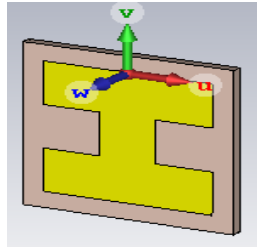


Figura 63. Alinear el plano con un lado del cuadrado

- Para este punto, se debe repetir el paso mostrado en la Figura 29 y se debe llenar la ventana de información tal como muestra la Figura 64, posteriormente se deberá escoger la opción “Cut Away highlighted shape” para sustraer un pedazo de cuadrado, para obtener el resultado que se muestra en la Figura 65.

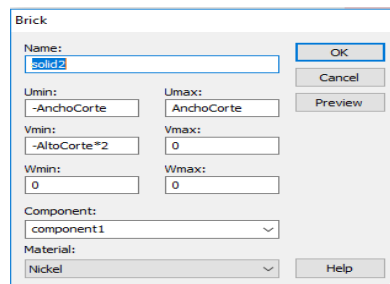


Figura 64. Definición de parámetros para extracción de un pedazo de cuadrado

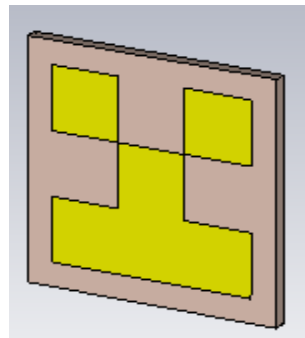


Figura 65. Extracción de tres cuadrados

- Aquí, se debe alinear el plano con el lado inferior del cuadrado, para esto se debe repetir el paso mostrado en la Figura 39, posteriormente se debe dar doble clic sobre el lado inferior del cuadrado y por último se debe repetir el paso mostrado en la Figura 40, una vez realizado este proceso se obtiene el resultado mostrado en la Figura 66.

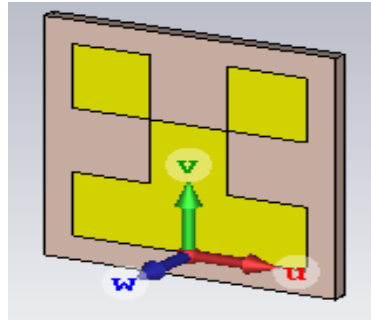


Figura 66. Alinear plano con un lado del cuadrado

- Una vez hecho lo anterior, se procede a repetir el paso mostrado en la Figura 29 y se debe llenar la ventana de información tal como muestra la Figura 67, posteriormente se deberá escoger la opción “Cut Away highlighted shape” para sustraer un pedazo de cuadrado, y de esta manera obtener el resultado final de la antena caja fractal en su segunda iteración tal como muestra la Figura 68.

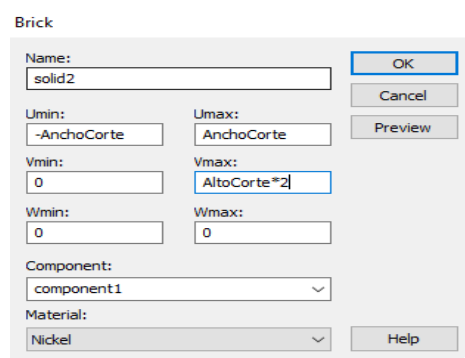


Figura 67. Definición de parámetros para extracción de un pedazo de cuadrado

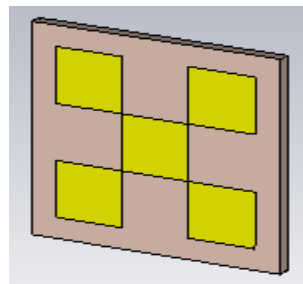


Figura 68. Modelo final antena caja fractal en su segunda iteración.

Para la construcción de la tercera iteración de la antena caja fractal, se debe seguir los mismos pasos mostrados en la construcción de la segunda iteración, pero este proceso se lo debe realizar por cada uno de los cuadrados amarillos, una vez hecho esto se obtendrá un resultado como el que se muestra en la Figura 69.

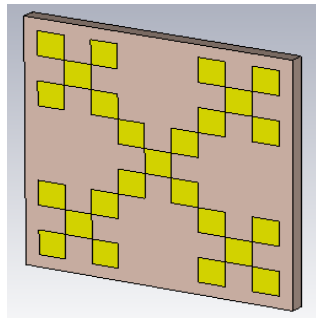


Figura 69. Antena Caja Fractal en su tercera iteración.

2.3.4 Antenas tipo Corneta

Una vez definidas las dimensiones de la antena tipo corneta se procedió al realizar el diseño y construcción de la misma siguiendo los pasos que se mostrará a continuación:

1. Primero definimos los parámetros para el alto, ancho y largo para la guía de onda como se muestra en la Figura 70.

Name	Expression	Value	Description	Type
Wg	= 2.35	2.35	ancho de guía de onda	Undefined
Hg	= 1.18	1.18	alto de guía de onda	Undefined
Lg	= 2.99	2.99	largo guía de onda	Undefined

Figura 70. Definición parámetros alto, ancho y largo de guía de onda.

2. Una vez definidos los parámetros procedemos a la construcción de la guía de onda, esto lo haremos de la siguiente manera:
 - a. Primero debemos construir el rectángulo, para esto nos dirigimos a la barra de estado y hacemos clic en la opción "brick", tal como se muestra en la Figura 71.

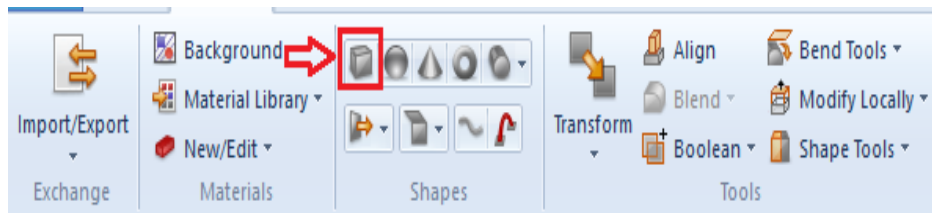


Figura 71. Selección de la opción "Brick"

- b. Al realizar el paso anterior aparecerá una ventana, donde debemos definir un nombre, los puntos en el plano de coordenadas donde deseemos que se ubique la guía de onda y además se definirá el material que se utilizará y procedemos a hacer clic en la pestaña "OK", esto se evidencia en la Figura 72.

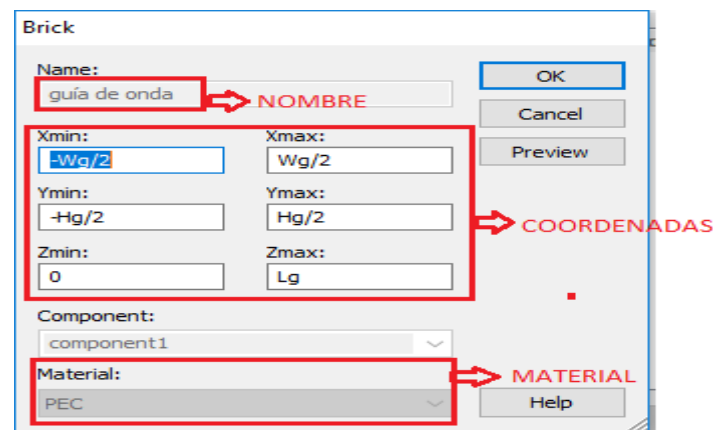


Figura 72. Información a definir para crear la guía de onda

- c. Una vez realizado el paso anterior se obtendrá la guía de onda como se muestra a continuación en la Figura 73.

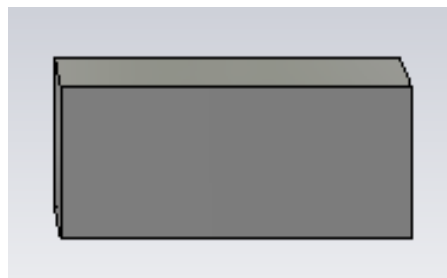


Figura 73. Guía de Onda obtenida

- d. En este punto debemos crear el plano de la corneta, para esto primero se debe parametrizar el rectángulo que se va a construir, tal como se muestra en la Figura 74.

Name	Expression	Value	Description	Type
Lg	= 2.99	2.99	largo guía de onda	Undefined
Ha	= 5.07	5.07	alto de la corneta	Undefined
Wa	= 6.92	6.92	ancho de la corneta	Undefined
Lf	= 2.66	2.66	largo de la corneta	Undefined

Figura 74. Definición de parámetros para el plano de la corneta

- e. Una vez definidas las dimensiones procedemos a construir un rectángulo tal como se muestra en la Figura 75.

Brick	
Name:	Plano de la Corneta
Xmin:	$-Wa/2$
Xmax:	$Wa/2$
Ymin:	$-Ha/2$
Ymax:	$Ha/2$
Zmin:	$2 \cdot Lf$
Zmax:	$2 \cdot Lf$
Component:	component1
Material:	PEC

Figura 75. Información a definir para crear el plano de la corneta

- f. Realizado el paso anterior se obtiene el resultado que se puede observar en la Figura 76.

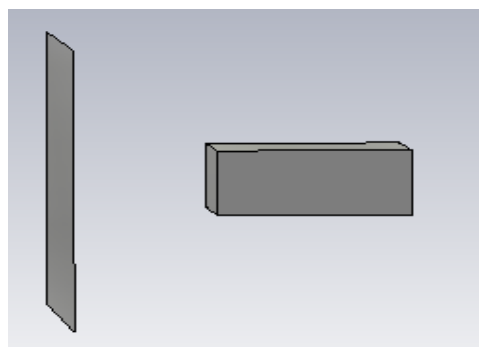


Figura 76. Plano de corneta creado

- g. Se procederá a combinar las dos figuras obtenidas previamente, esto se realizará primeramente escogiendo las caras de estas

figuras, esto se hace a través de la pestaña “pick” la misma que se encuentra en la barra de estado tal y como se muestra en la Figura 77.

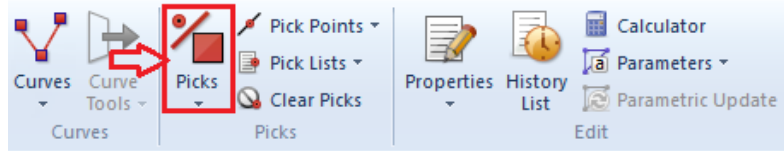


Figura 77. Escogiendo la opción "Pick"

- h. A través de la opción pick se procede a seleccionar las caras de las figuras obteniendo el resultado que se observa en la Figura 78.

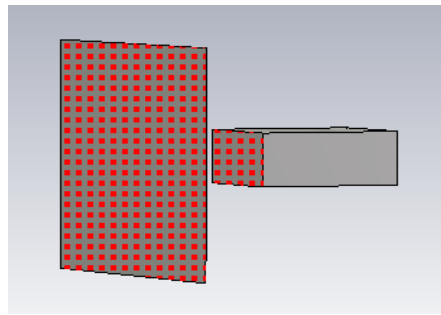


Figura 78. Selección de caras de la guía de onda y del plano de corneta

- i. Una vez escogidas las caras de las figuras, se procede a dar clic sobre la pestaña “Loft” tal como muestra la Figura 79.

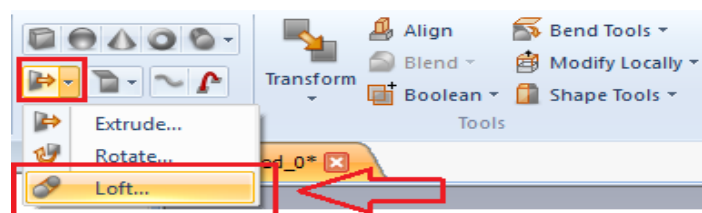


Figura 79. Selección de la opción "Loft"

- j. Una vez realizado el paso anterior se desplegará una ventana informativa, donde se definirá el nombre y posteriormente daremos click a “OK”, esto se puede observar en la Figura 80.

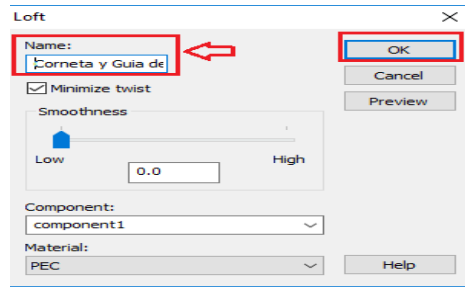


Figura 80. Definición de información para el proceso de Loft

- k. Al llevar a cabo el paso anterior se obtuvo el siguiente resultado que se aprecia en la Figura 81.

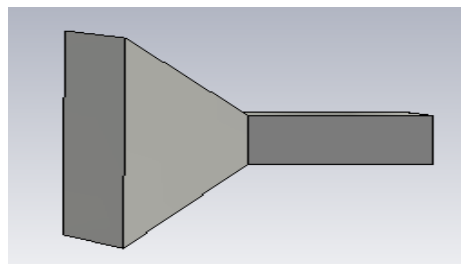


Figura 81. Resultado del proceso de Loft

- l. Posteriormente se procede a escoger la cara frontal del plano de la corneta y la cara posterior de la guía de onda obteniendo el resultado que se muestra en la Figura 82 y Figura 83.

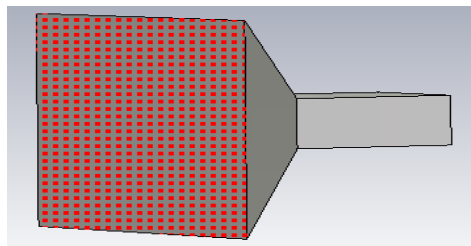


Figura 82. Selección cara frontal del plano de corneta

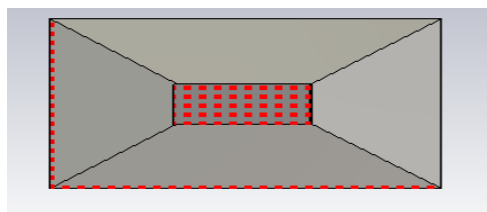


Figura 83. Selección cara posterior de la guía de onda

- m. En este punto debemos hacer clic sobre la pestaña “Shell Solid or Ticken Sheet” que se encuentra en la barra de estado como se aprecia en la Figura 84.

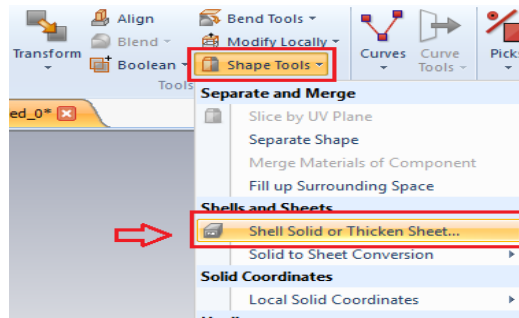


Figura 84. Selección de la opción “Shell Solid or Ticken Sheet”

- n. En este punto aparecerá una ventana informativa, la cual debemos llenarla tal como se muestra en la Figura 85.

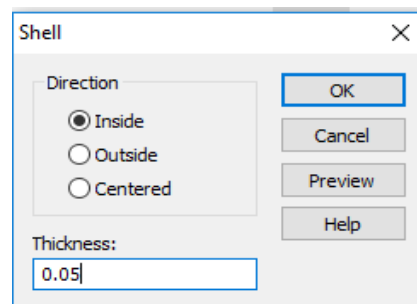


Figura 85. Definir información para el proceso de Shell

- o. Una vez realizado el paso anterior se obtiene el modelo final de la antena tipo corneta tal como muestra la Figura 86, Figura 87 y Figura 88.

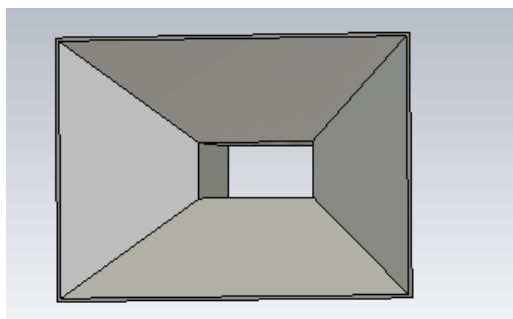


Figura 86. Vista Frontal antena tipo corneta

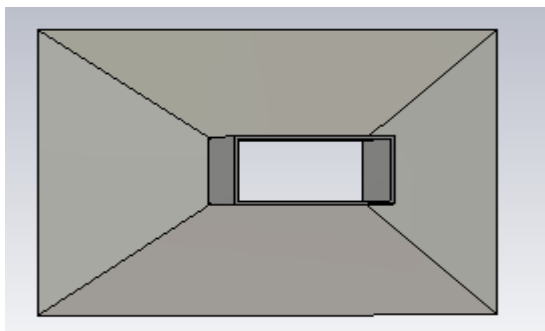


Figura 87. Vista Posterior antena tipo corneta

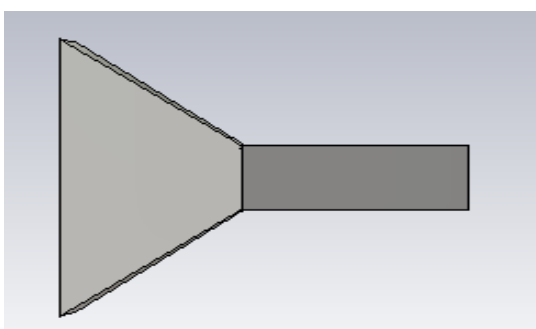


Figura 88. Vista Lateral antena tipo corneta

Una vez obtenido el modelo final de la antena tipo corneta, este proceso se repite para la construcción de una segunda antena tipo corneta.

Al tener las dos antenas tipo corneta construidas como se muestra en la Figura 89, se procederá a añadir el tipo de excitación electromagnética que en este caso sería la iluminación con frente de onda para poder iluminar las antenas fractales.

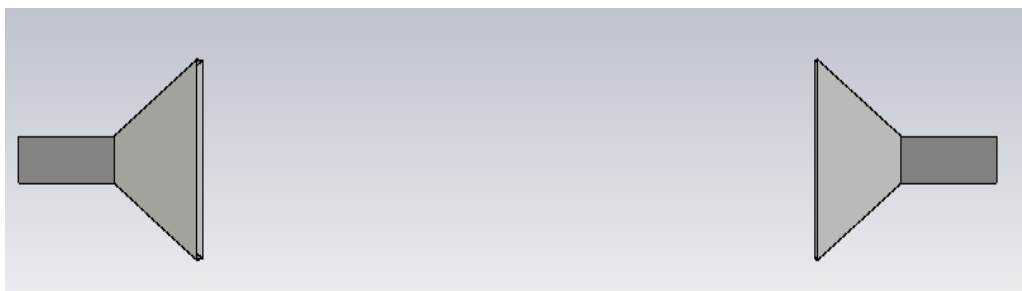


Figura 89. Antenas tipo corneta vista lateral

El proceso para añadir la excitación electromagnética consta de los siguientes pasos:

- Como primer paso se debe escoger cada uno de los lados de la cara posterior de la guía de onda, esto se hace con la ayuda de la opción “Pick Edge” que se encuentra en la barra de estado, tal como muestra la Figura 90.

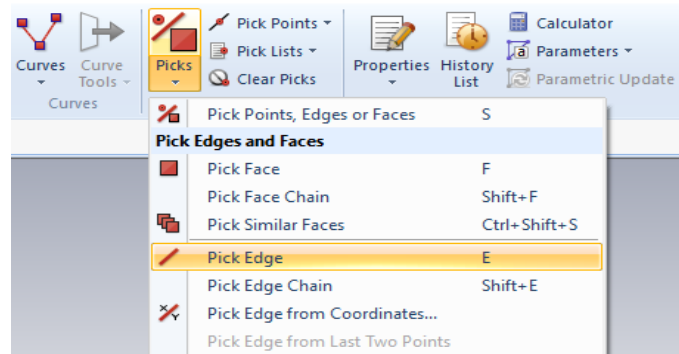


Figura 90. Selección de la opción "Pick Edge"

- Realizado el paso anterior se obtiene un resultado como se muestra en la Figura 91.

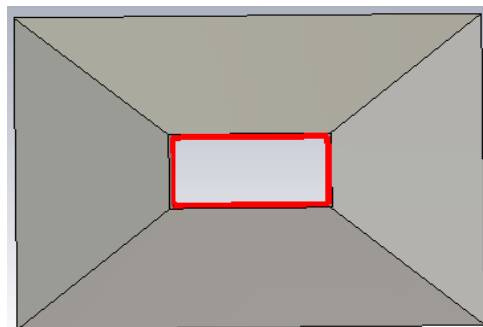


Figura 91. Selección de los lados de la cara posterior de la guía de onda

- Al tener escogidos los lados de la cara posterior de la guía de onda se procedió a seleccionar la opción “Waveguide Port” que se encuentra en la barra de estado, tal como muestra la Figura 92.



Figura 92. Selección opción "Waveguide Port"

- Al seleccionar la opción “Waveguide Port” aparecerá una ventana informativa a la que solo se hará clic en “OK” tal como muestra la Figura 93.

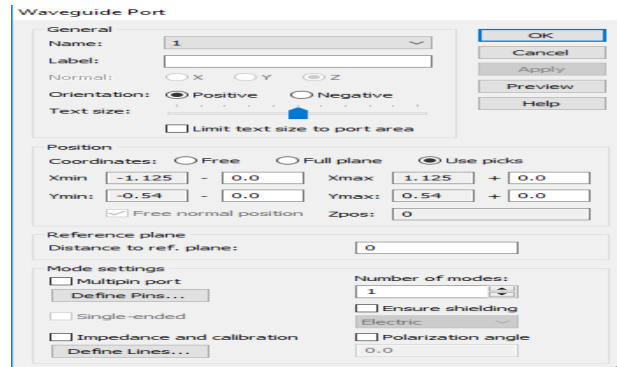


Figura 93. Confirmación de Waveguide Port

- Al realizar el paso anterior, se añade la excitación electromagnética a la antena tipo corneta, tal como muestra la Figura 94.

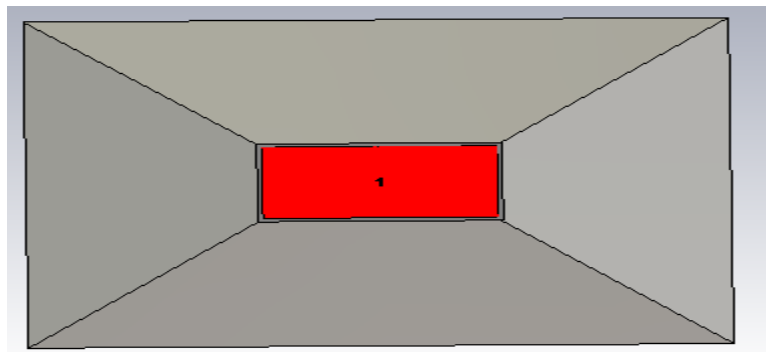


Figura 94. Frente de Onda en la antena tipo corneta

El mismo proceso se aplica en la otra antena para obtener el resultado que se evidencia en la Figura 95.

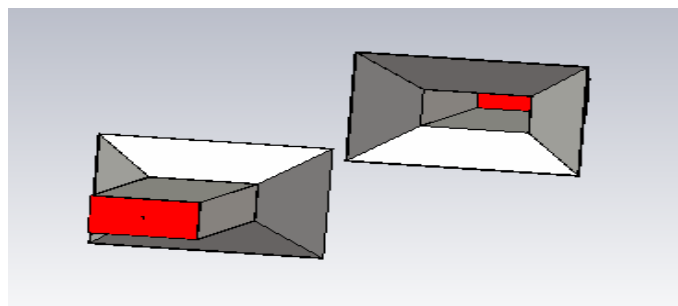


Figura 95. Antenas tipo corneta vista frontal

Una vez diseñadas tanto las antenas fractales como las antenas tipo corneta se procederá a ubicarlas juntas de tal manera que las antenas tipo corneta puedan iluminar con frentes de onda a las respectivas antenas fractales. Cabe mencionar que las antenas tipo corneta distan aproximadamente a 10 centímetros de las antenas fractales, esto por el motivo que las etiquetas RFID generalmente responden a distancias cortas. Lo anteriormente mencionado se puede evidenciar en la Figura 96, Figura 98, Figura 100 y Figura 102.

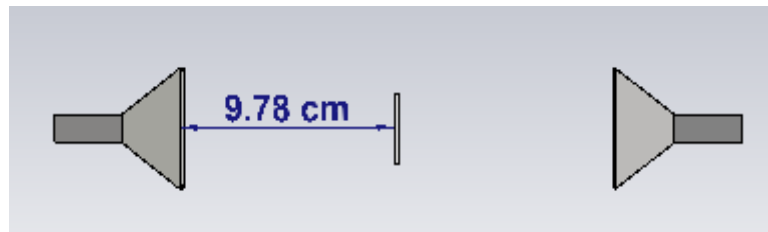


Figura 96. Iluminación con frente de onda sobre la antena fractal de Sierpinski en su segunda iteración vista lateral.

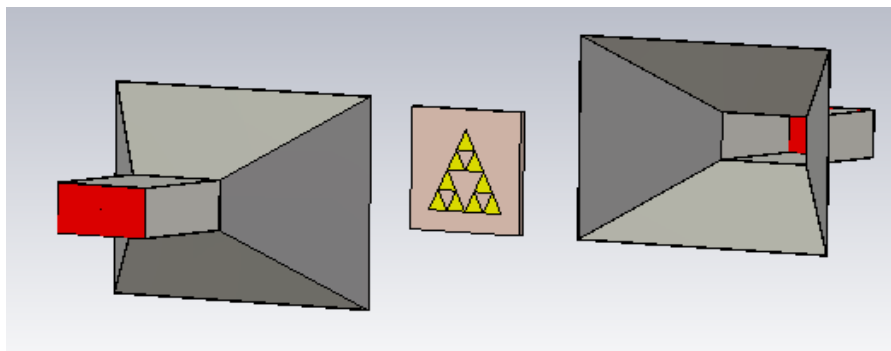


Figura 97. Iluminación con frente de onda sobre la antena fractal de Sierpinski en su segunda iteración vista frontal

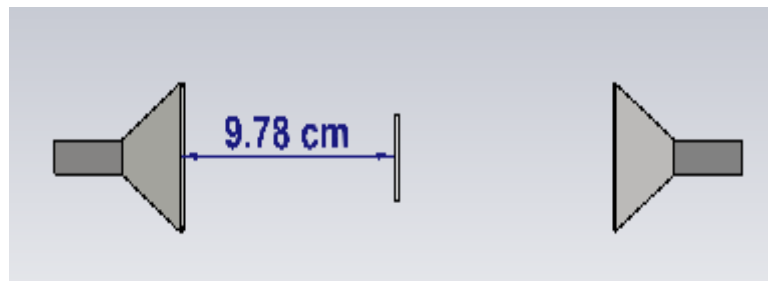


Figura 98. Iluminación con frente de onda sobre la antena fractal de Sierpinski en su tercera iteración vista lateral.

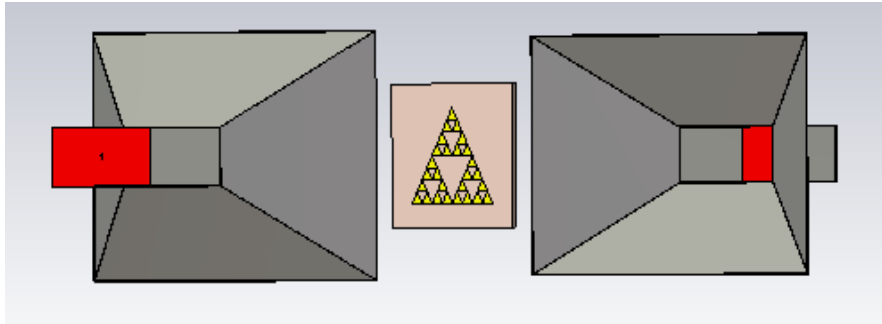


Figura 99. Iluminación con frente de onda sobre la antena fractal de Sierpinski en su tercera iteración vista frontal.

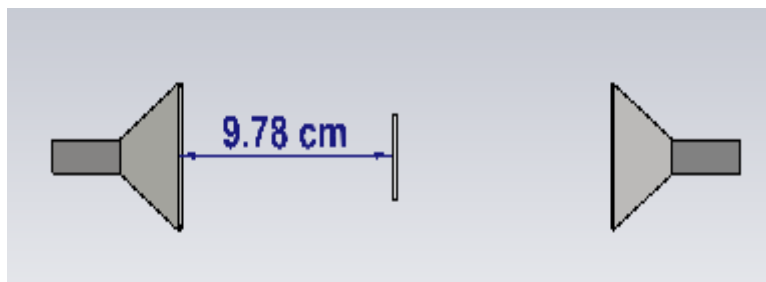


Figura 100. Iluminación con frente de onda sobre la antena Caja Fractal en su segunda iteración vista lateral.

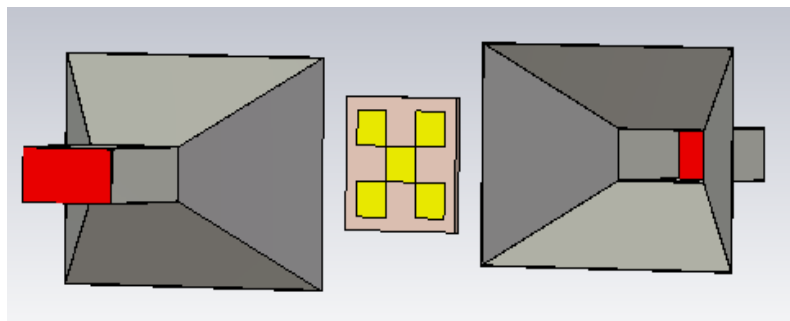


Figura 101. Iluminación con frente de onda sobre la antena Caja Fractal en su segunda iteración vista frontal



Figura 102. Iluminación con frente de onda sobre la antena Caja Fractal en su tercera iteración vista lateral.

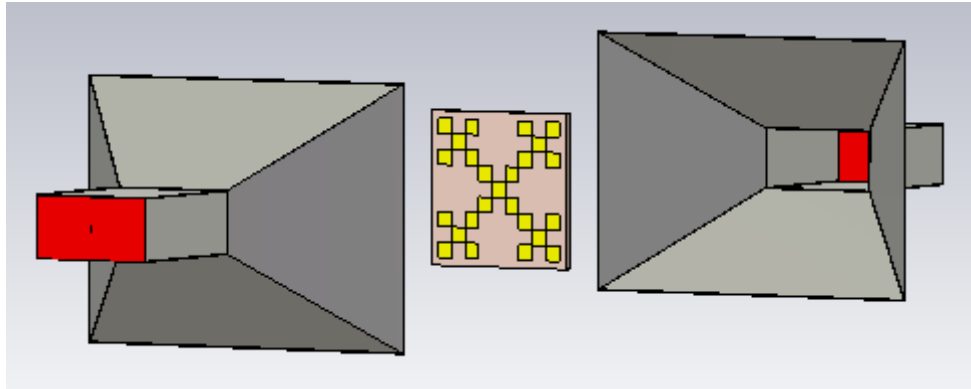


Figura 103. Iluminación con frente de onda sobre la antena Caja Fractal en su tercera iteración vista frontal.

3. CAPÍTULO III. RESULTADOS Y DISCUSIÓN

3.1 Introducción

En este capítulo se mostrará los resultados obtenidos de las simulaciones correspondientes a cada una de las antenas fractales propuestas. Estos resultados serán analizados a fin de determinar la factibilidad de implementación de las antenas fractales para la creación de un tag RFID pasivo que no use microchip.

3.2 Resultados

Los efectos causados por las distintas estructuras fractales propuestas, serán analizados a través de los resultados de los parámetros de Forward Transmission también conocido como Radio Frequency Signature que arrojaron cada una de las simulaciones que se pueden apreciar en la Figura 97, Figura 99, Figura 101 y Figura 103.

Cabe mencionar que este trabajo de titulación se enfocará en el análisis de los parámetros de dispersión, también conocidos como parámetros $-S$, más específicamente en el parámetro $S_{2,1}$ también conocido como transmisión directa del puerto 2 al puerto 1 y el parámetro $S_{1,2}$ que también se lo conoce como transmisión inversa del puerto 1 al puerto 2. (Dunleavy, s.f.). Estos parámetros serán analizados a fin de poder determinar los cambios que existan

entre las antenas propuestas, principalmente los cambios en los picos, esto ayudará a definir cuál de los prototipos es el más detectable.

En la Figura 104 se puede apreciar el parámetro de Forward Transmission $S_{1,2}$ cuando las antenas tipo corneta iluminan a la antena fractal de Sierpinski en su tercera iteración. Cabe mencionar que los parámetros de Forward Transmission para este trabajo serán denominados como el Radio Frequency Signature.

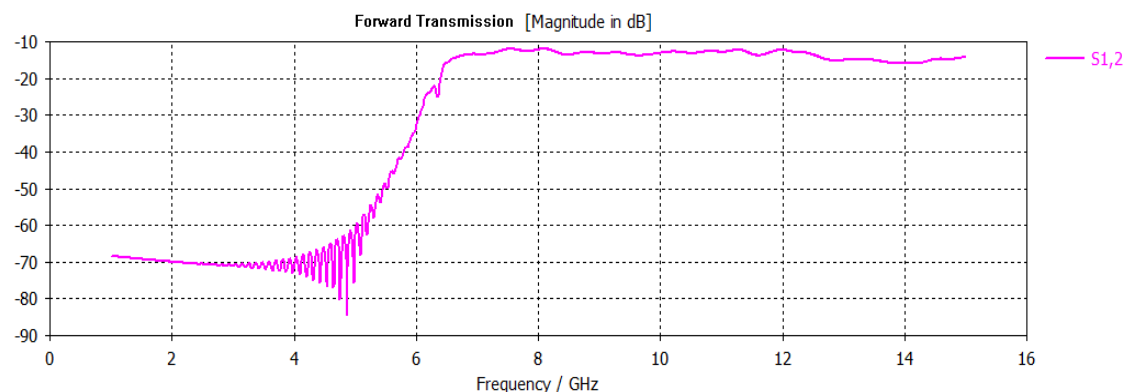


Figura 104. Transmisión inversa de la antena de Sierpinski 3ra iteración

Por otro lado, en la Figura 105 se puede observar los parámetros de Forward Transmission $S_{2,1}$ cuando las antenas tipo corneta iluminan con frente de onda a la antena fractal de Sierpinski en su tercera iteración.

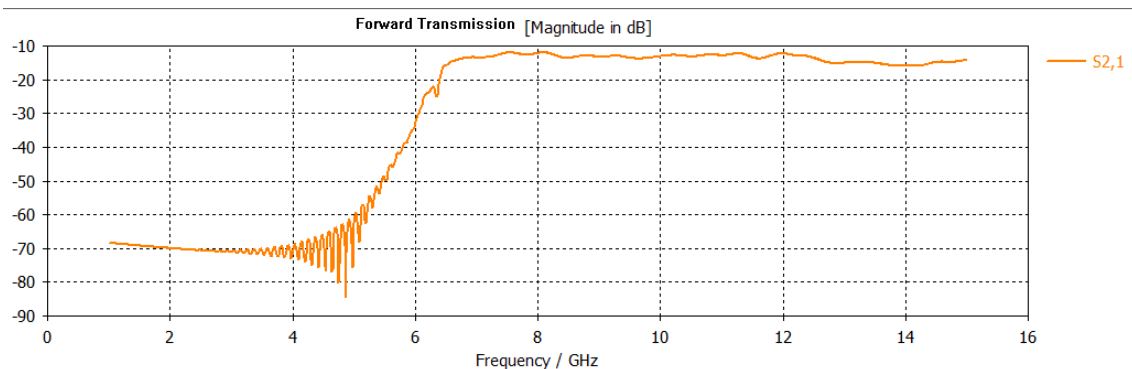


Figura 105. Transmisión directa de la antena de Sierpinski 3ra iteración

Para la Figura 106 y Figura 107 se reflejan los resultados de los parámetros de Forward Transmission $S_{2,1}$ y $S_{1,2}$ respectivamente, obtenidos de la antena de Sierpinski en su segunda iteración cuando es iluminada con frente de onda por las antenas tipo corneta.

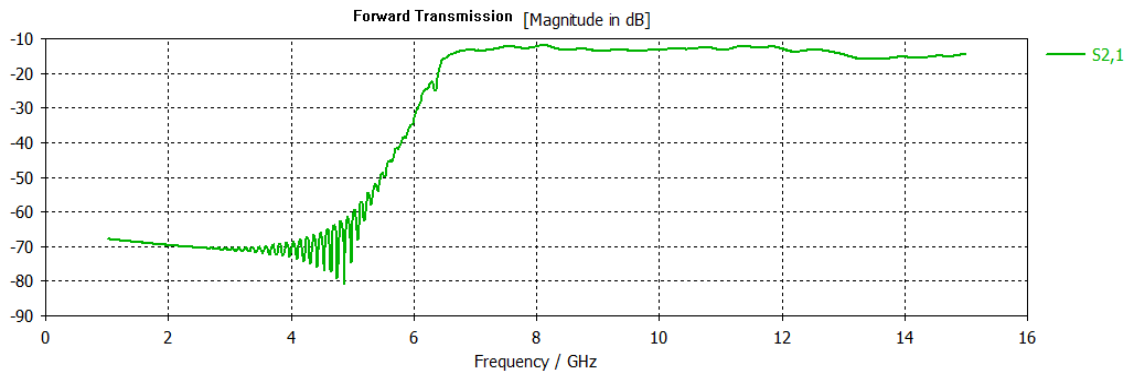


Figura 106. Transmisión directa de la antena de Sierpinski 2da iteración

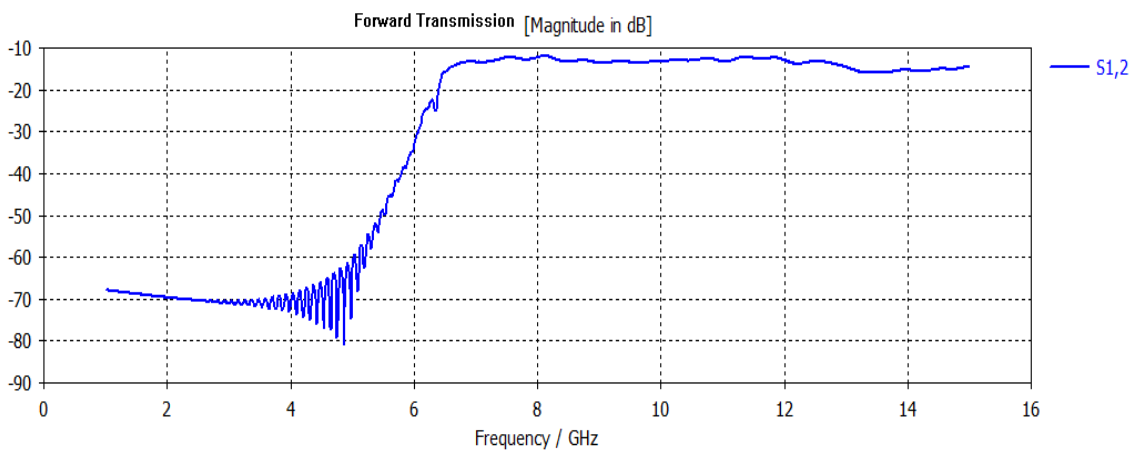


Figura 107. Transmisión inversa de la antena de Sierpinski 2da iteración

Mientras tanto, en la Figura 108 y Figura 109 se pueden observar los resultados de los parámetros de Forward Transmission $S_{2,1}$ y $S_{1,2}$ respectivamente, que se obtuvieron cuando las antenas tipo corneta iluminaron con frente de onda a la antena caja fractal en su segunda iteración.

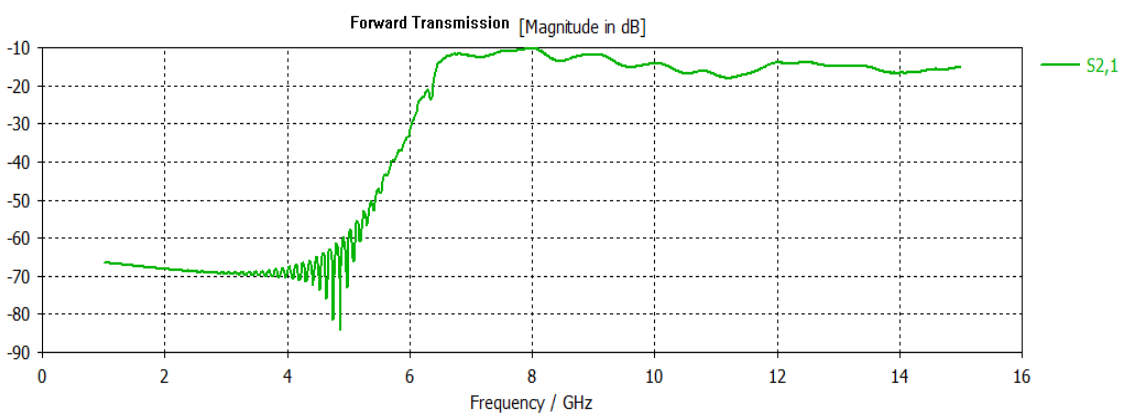


Figura 108. Transmisión directa de la antena caja fractal 2da iteración

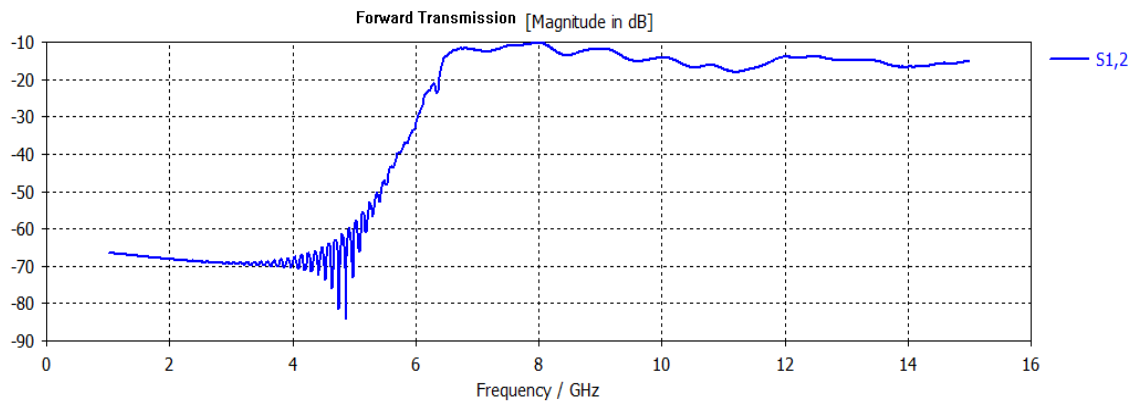


Figura 109. Transmisión inversa de la antena caja fractal 2da iteración

Por último, en la Figura 110 y Figura 111 se muestran los resultados de los parámetros de Forward Transmission S2,1 y S1,2 respectivamente, los cuáles fueron obtenidos cuando la antena caja fractal en su tercera iteración fue iluminada por los frentes de onda generados por las antenas tipo corneta.

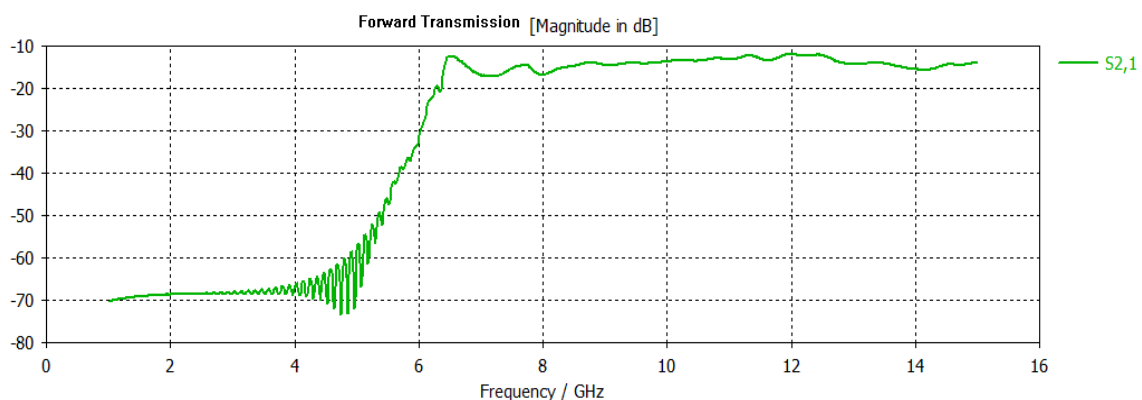


Figura 110. Transmisión directa de la antena caja fractal 3ra iteración

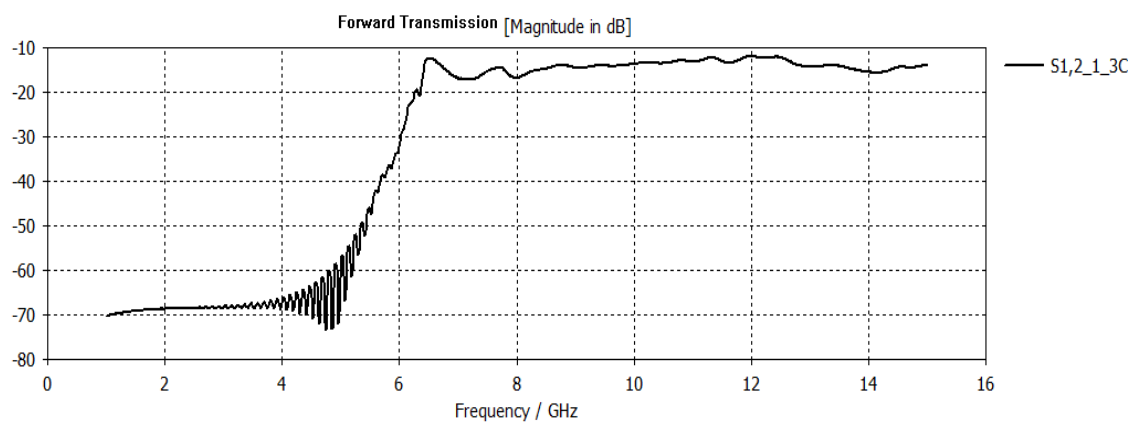


Figura 111. Transmisión inversa de la antena caja fractal 3ra iteración

3.3 Discusión

Los resultados presentados en la Figura 104, Figura 105, Figura 106, Figura 107, Figura 108, Figura 109, Figura 110 y Figura 111, serán analizados y comparados entre sí para determinar cuál de las antenas fractales resulta ser más detectable, lo que la convertiría en el prototipo más factible para una futura implementación.

Cabe mencionar que para los parámetros $S_{2,1}$ y $S_{1,2}$ de cada una de las antenas propuestas se obtienen los mismos resultados por lo que se omitirá los análisis de los parámetros $S_{1,2}$.

En la Figura 112 se puede apreciar la comparación entre los parámetros de Forward Transmission $S_{2,1}$ obtenidos de las antenas de Sierpinski y caja fractal, ambas en su tercera iteración, después de que fueron iluminadas con frente de onda por las antenas tipo corneta.

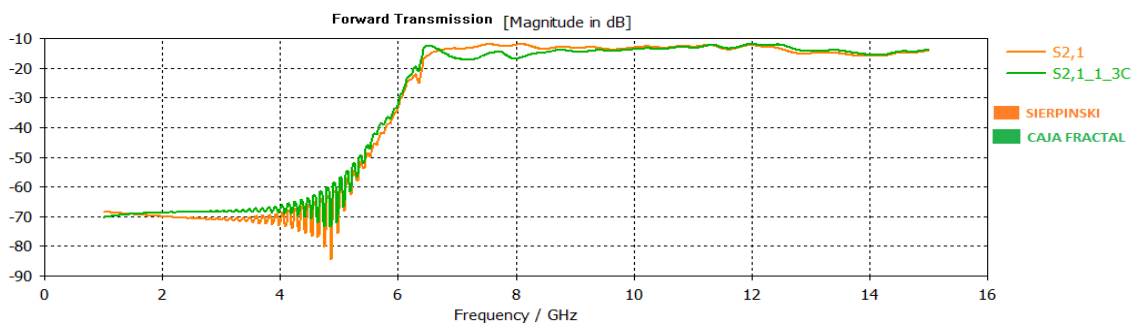


Figura 112. Parámetros de Forward Transmission $S_{2,1}$ correspondientes a las antenas de Sierpinski y caja fractal en su tercera iteración respectivamente.

En la Figura 113 se muestra una vista ampliada de los parámetros de Forward Transmission $S_{2,1}$ correspondientes a las antenas de Sierpinski y caja fractal, ambas en su tercera iteración. Aquí se puede apreciar los picos más altos de cada una de las antenas correspondientes, se puede observar que a una frecuencia de 11.99 GHz se encuentra el pico más alto de la antena caja fractal con pérdidas de -11.958 dB mientras el pico más alto de la antena de Sierpinski se encuentra a una frecuencia de 8.098 GHz teniendo pérdidas de -11.998 dB. También se puede observar que existe una distancia de 3.892 GHz entre los picos más altos de las dos antenas. Aunque existe una diferencia mínima entre

los picos de estas antenas es claro que la antenna caja fractal es una estructura más detectable que la antenna de Sierpinski.

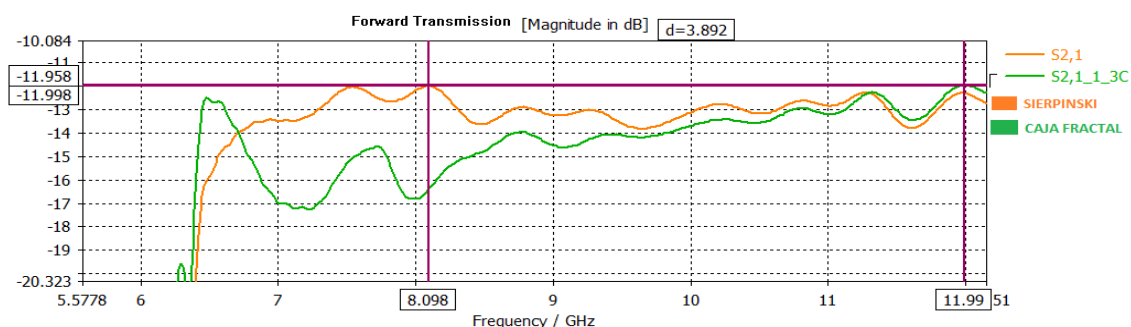


Figura 113. Vista ampliada de la Figura 112

En la Figura 114 se puede apreciar la comparación entre los parámetros de Forward Transmission S2,1 obtenidos de la antenna de Sierpinski en su segunda y tercera iteración, después de ser iluminadas con frente de onda por las antenas tipo corneta.

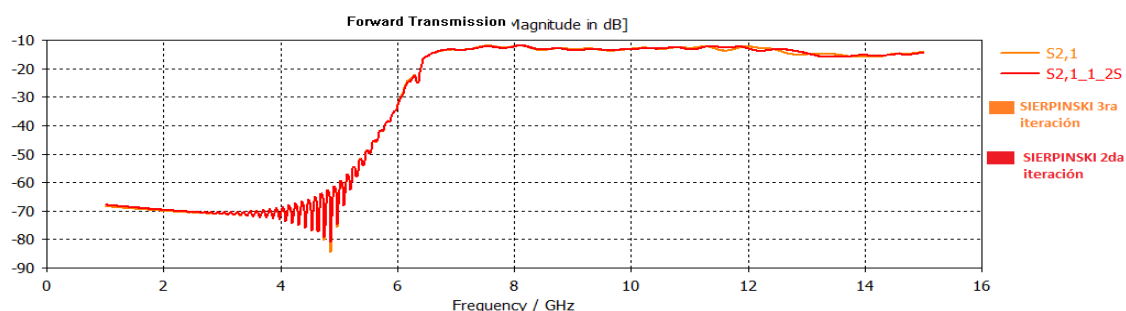


Figura 114. Parámetros de Forward Transmission S2,1 correspondientes a la antenna de Sierpinski en su segunda y tercera iteración respectivamente

En la Figura 115 se muestra una vista ampliada de los parámetros de Forward Transmission S2,1 correspondientes a las antenas de Sierpinski en su segunda y tercera iteración. Aquí se puede apreciar los picos más altos de cada una de las antenas correspondientes, se puede observar que a una frecuencia de 8.112 GHz se encuentra el pico más alto de la antenna de Sierpinski en su segunda iteración con pérdidas de -11.991 dB mientras el pico más alto de la antenna de Sierpinski en su tercera iteración se encuentra a una frecuencia de 8.098 GHz teniendo pérdidas de -11.999 dB. Existe una distancia 0.014001 GHz entre los picos más altos de las dos antenas. La diferencia entre picos es muy pequeña pero aun así apreciable por lo que se destaca que la antenna de Sierpinski en

segunda iteración es más detectable que la antenna de Sierpinski en tercera iteración.

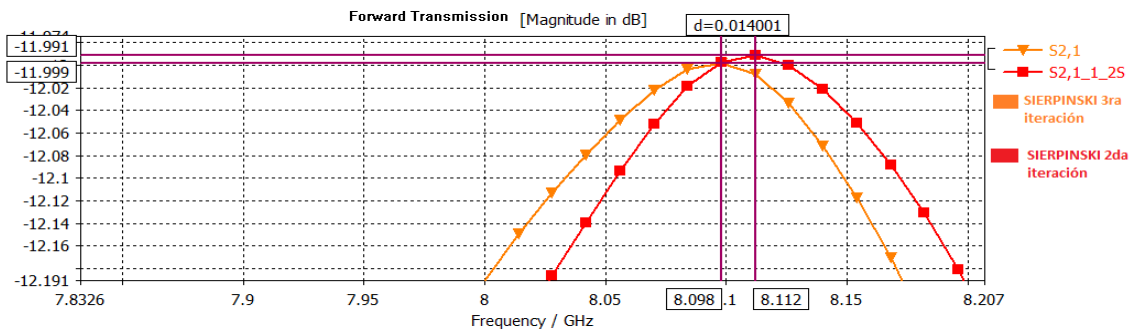


Figura 115. Vista ampliada de la Figura 114

En la Figura 116 se puede apreciar la comparación entre los parámetros de Forward Transmission S2,1 que fueron obtenidos de la antenna de Sierpinski y la antenna caja fractal, ambas en su segunda iteración después de ser iluminadas con frente de onda por las antenas tipo corneta.

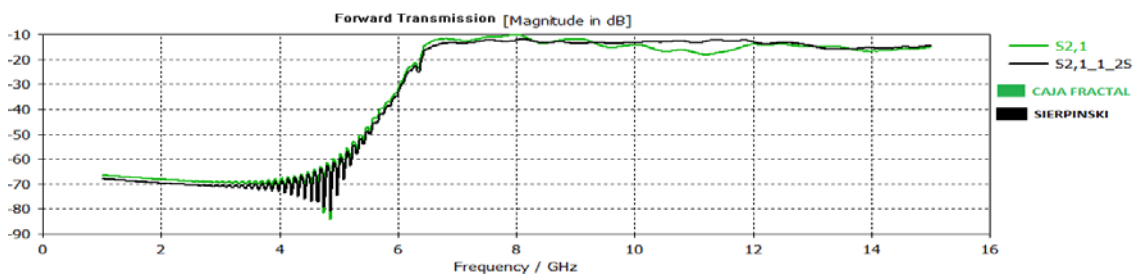


Figura 116. Parámetros de Forward Transmission S2,1 correspondientes a la antenna caja fractal y antenna de Sierpinski en su segunda iteración respectivamente

En la Figura 117 se muestra una vista ampliada de los parámetros de Forward Transmission S2,1 correspondientes a las antenas de Sierpinski y antenna caja fractal, ambas en su segunda iteración. Aquí se puede apreciar los picos más altos de cada una de las antenas, se puede observar que a una frecuencia de 8.112 GHz se encuentra el pico más alto de la antenna de Sierpinski en su segunda iteración con pérdidas de -11.991 dB, mientras el pico más alto de la antenna caja fractal en su segunda iteración se encuentra a una frecuencia de 7.986 GHz teniendo pérdidas de -10.198 dB. Asimismo, se puede observar que existe una distancia 0.126 GHz entre los picos más altos de las dos antenas. La diferencia entre los picos de cada antenna es bastante apreciable, por lo que es

claro que la antena caja fractal es mucho más detectable que la antena de Sierpinski.

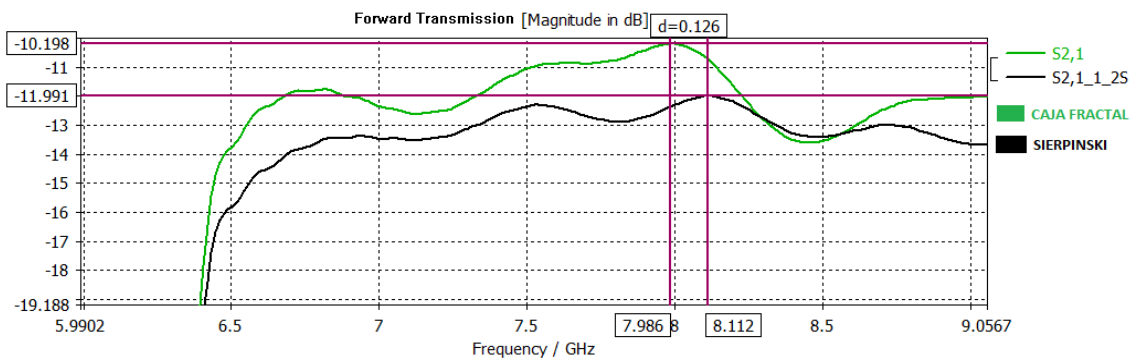


Figura 117. Vista ampliada de la Figura 116

En la Figura 118 se aprecia la comparación entre los parámetros de Forward Transmission $S_{2,1}$ que fueron obtenidos de la antena caja fractal en su segunda y tercera iteración después de ser iluminadas con frente de onda por las antenas tipo corneta.

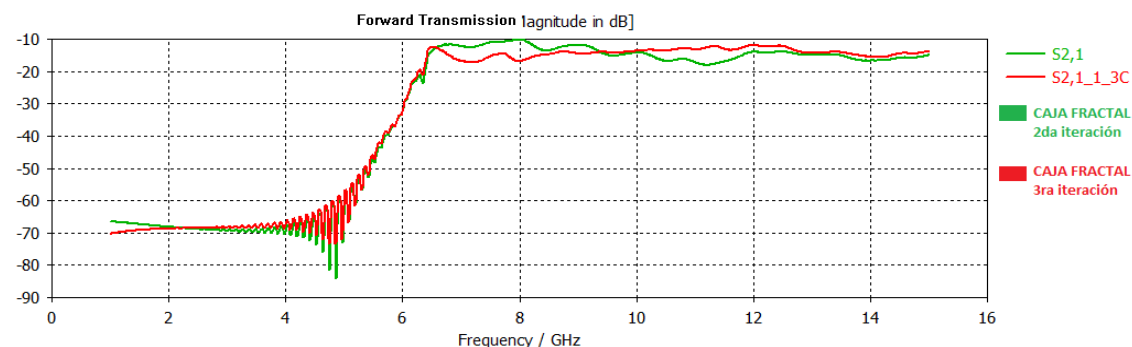


Figura 118. Parámetros de Forward Transmission $S_{2,1}$ correspondientes a la antena caja fractal en su segunda y tercera iteración respectivamente

En la Figura 119 se muestra una vista ampliada de los parámetros de Forward Transmission $S_{2,1}$ correspondientes a la antena caja fractal en su segunda y tercera iteración. A la vez, se puede apreciar los picos más altos de cada una de las antenas, se puede observar que a una frecuencia de 11.99 GHz se encuentra el pico más alto de la antena caja fractal en su tercera iteración con pérdidas de -11.958 dB mientras el pico más alto de la antena caja fractal en su segunda iteración se encuentra a una frecuencia de 7.986 GHz teniendo pérdidas de -10.198 dB. Asimismo, se puede observar que existe una distancia 4.004 GHz

entre los picos más altos de las dos antenas. La diferencia entre los picos más altos de cada antena es bastante apreciable, por lo que se destaca que la antena caja fractal es mucho más detectable en su segunda que en su tercera iteración.

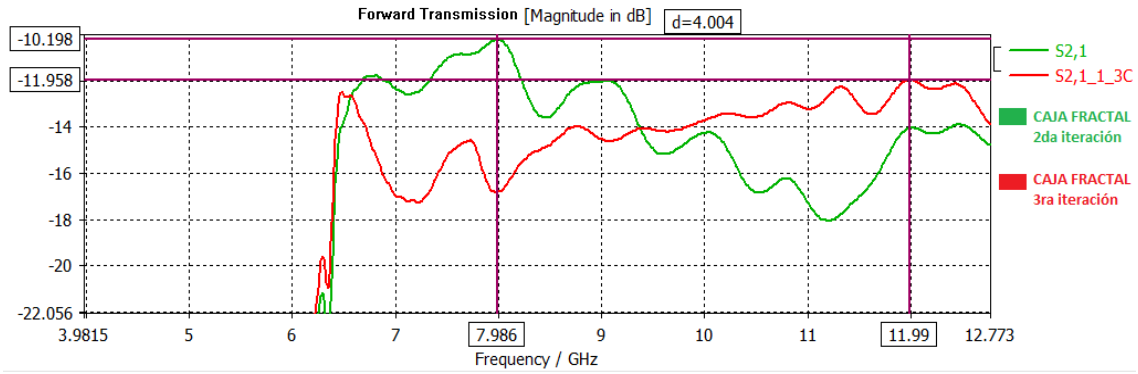


Figura 119. Vista ampliada de la Figura 118

4. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

4.1 Conclusiones

Partiendo de los análisis realizados es claramente observable que la antena caja fractal en su segunda iteración es la estructura más idónea para una futura implementación ya que como se puede apreciar, esta antena al poseer el pico más alto se convierte en el objeto más detectable de todos los propuestos, por lo que brindaría un buen desempeño y un mejor rango de lectura.

El parámetro de Radio Frequency Signature de las antenas fractales fue obtenido a través de la simulación realizada en el software CST Microwave Studio en la cual las estructuras fractales fueron iluminadas con frente de onda obtenido de las antenas tipo corneta, mediante esto fue posible determinar que antena es la que mejor rendimiento y rango de lectura brindaría en una futura implementación.

Se realizó el diseño y modelamiento de varias antenas utilizando estructuras fractales, las mismas que fueron simuladas y analizadas respectivamente a fin de obtener un modelo específico que se adapte de la mejor manera a un tag RFID.

Las antenas fueron diseñadas haciendo uso de estructuras fractales debido a todas las ventajas que estas presentan como son disminución de tamaños, funcionamiento en múltiples bandas de frecuencia, entre otros, gracias a esto se pudo obtener un modelo específico que en una futura implementación responderá de la mejor manera.

La antena caja fractal en su segunda iteración fue escogida como la más apta para una futura implementación debido a que al tener menos iteraciones es una estructura más resonante, además al ser una estructura sencilla no presentaría mayores complicaciones al momento de implementarla.

4.2 Recomendaciones

A fin que los estudiantes puedan desarrollar sus habilidades en el proceso de diseño y simulación de todo tipo de antenas la Universidad debe adquirir

licencias pagadas del software CST Microwave Studio que brinda características que lo convierten en uno de los mejores simuladores para todo tipo de antena.

Realizar los diseños y simulaciones con diferentes tamaños de antenas fractales e iteraciones a fin de evidenciar nuevos resultados que permitan conocer si aumentando o disminuyendo el tamaño o número de iteraciones se obtiene mejor rendimiento y rango de lectura de las antenas fractales.

Realizar la simulación de cada una de las antenas propuestas en otro tipo de solver para determinar si existe algún cambio en los resultados obtenidos en la utilización del solver actual, a fin de determinar la efectividad que cada uno de los solvers brindaría para este tipo de simulaciones.

REFERENCIAS

- Abubeker, Y., Rafiqul, I., Zahirul, A., Othman, K., & J, C. (2010). *Design of Multi-Band Passive RFID Tag Antenna*. Malaysia: ICCCE.
- Ahmed, S., & Kaydar, Q. (2011). *Design and Fabrication of Miniaturized Fractal Antennas for Passive UHF RFID Tags*. Iraq: INTECH.
- Antenna Magus. (s.f.). *Antenna Magus*. Recuperado el 23 de Mayo de 2017 de http://www.antennamagus.com/database/antennas/antenna_page.php?id=5
- Antenna, T. H. (s.f.). *The Horn Antenna*. Recuperado el 29 de Mayo de 2017 de <http://www.antenna-theory.com/antennas/aperture/horn.php>
- Balanis, C. (2005). *Antenna Theory Analysis and Design*. New Jersey: Wiley.
- Bovil, C. (2006). *Fractal geometry in architecture and design*. Boston: Birkhäuser.
- Cohen, N. (2005). Fractals' new era in military antenna. *DefenseElectronics*, 12-16.
- Cohen, N. (2008). *FRACTAL ANTENNA SYSTEMS INC*. Recuperado el 12 de Julio de 2017 de <http://www.fractenna.com/capabilities/capabilities.html>
- CST. (s.f.). *CST - Computer Simulation Technology*. Recuperado el 1 de Junio de 2017 de <https://www.cst.com/products/cstmws/Solvers/TransientSolver>
- CST. (s.f.). *CST - Computer Simulation Technology*. Recuperado el 1 de Junio de 2017 de <https://www.cst.com/products/cstmws/Solvers/FrequencyDomainSolver>
- CST. (s.f.). *CST - Computer Simulation Technology*. Recuperado el 1 de Junio de 2017 de <https://www.cst.com/products/cstmws/Solvers/EigenmodeSolver>
- CST. (s.f.). *CST - Computer Simulation Technology*. Recuperado el 1 de Junio de 2017 de <https://www.cst.com/products/cstmws/Solvers/ResonantSolver>
- CST. (s.f.). *CST - Computer Simulation Technology*. Recuperado el 1 de Junio de 2017 de <https://www.cst.com/products/cstmws/Solvers/IntegralEquationSolver>
- CST. (s.f.). *CST - Computer Simulation Technology*. Recuperado el 1 de Junio de 2017 de <https://www.cst.com/products/cstmws/Solvers/AsymptoticSolver>

- CST. (s.f.). *CST - Computer Simulation Technology*. Recuperado el 1 de Junio de 2017 de <https://www.cst.com/products/cstmws/Solvers/TLM-Solver>
- CST. (s.f.). *CST- Computer Simulation Technology*. Recuperado el 1 de Junio de 2017 de <https://www.cst.com/products/cstmws/technicalspecification>
- CST. (s.f.). *Dassault Systemes*. Recuperado el 31 de Mayo de 2017 de <https://www.cst.com/products/cstmws/performance>
- Dunleavy, L. (2010). *NORTHERN ARIZONA UNIVERSITY*. Recuperado el 16 de Mayo de 2017 de <https://www.cefn.nau.edu/~pgf/ETM/pdf/S-parameters.pdf>
- Guariglia, E. (2016). *Entropy and Fractal Antennas*. Suecia: Multidisciplinary Digital Publishing Institute.
- Hunt, D. (2008). *RFID: A Guide to Radio Frequency Identification*. Chicago: Wiley.
- Khan, A., & Nema, R. (2012). *Analysis of Five Different Dielectric Substrates*. India: International Journal of Computer Applications .
- Mayhew-Ridgers, G., Odendaal, J., & Joubert, J. (2000). *On primary incident wave models for pyramidal horn gain calculations*. Chicago: IEEE.
- MI-WAVE. (s.f.). *MI-WAVE*. Recuperado el 16 de Mayo de 2017 de www.MIWW.com
- MSPC. (s.f.). *MSPC*. Recuperado el 11 de Mayo de 2017 de <https://www.mspc.eng.br/electrn/antena110.shtml>
- Riddle, L. (2009). *Agnes Scott College*. Recuperado el 05 de Mayo de 2017 de <http://ecademy.agnesscott.edu/~lriddle/ifs/siertri/siertri.htm>
- Riddle, L. (2009). *Agnes Scott College*. Recuperado el 11 de Mayo de 2017 de <http://ecademy.agnesscott.edu/~lriddle/ifs/carpet/boxfractal.htm>
- Rigelsford, M., & Davenport, C. (2013). *A Passive RFID Implant for Soft Tissue Trauma*. Loughborough: University of Sheffield.
- Weisstein, E. (2012). *MathWorld*. Recuperado el 05 de Mayo de 2017 de <http://mathworld.wolfram.com/BoxFractal.html>
- Werner, D., Haupt, R., & Werner, L. (2005). *Fractal Antenna Engineering: The Theory and Design of Fractal Antenna Arrays*. Pennsylvania: IEEE.
- Zainud, D., Malhat, & Awadalla. (2010). *FRACTAL ANTENNA FOR PASSIVE UHF RFID*. Egipto: Menoufia University.

ANEXOS

Waveguide Frequency Bands with Interior Dimensions

Frequency Band	Waveguide Standard	Frequency Limits (GHz)	Inside Dimensions (inches)	Inside Dimensions (mm)
	WR-2300	0.32 - 0.49	23.000 x 11.500	584.2 x 292.1
	WR-2100	0.35 - 0.53	21.000 x 10.500	533.4 x 266.7
	WR-1800	0.43 - 0.62	18.000 x 9.000	457.2 x 228.6
	WR-1500	0.49 - 0.74	15.000 x 7.500	381.0 x 190.5
	WR-1150	0.64 - 0.96	11.500 x 5.750	292.1 x 146.05
	WR-1000	0.75 - 1.1	9.975 x 4.875	253.365 x 126.6825
	WR-770	0.96 - 1.5	7.700 x 3.385	195.58 x 97.79
	WR-650	1.12 to 1.70	6.500 x 3.250	165.1 x 82.55
R band	WR-430	1.70 to 2.60	4.300 x 2.150	109.22 x 54.61
D band	WR-340	2.20 to 3.30	3.400 x 1.700	86.36 x 43.18
S band	WR-284	2.60 to 3.95	2.840 x 1.340	72.136 x 34.036
E band	WR-229	3.30 to 4.90	2.290 x 1.150	58.166 x 29.21
G band	WR-187	3.95 to 5.85	1.872 x 0.872	47.5488 x 22.1488
F band	WR-159	4.90 to 7.05	1.590 x 0.795	40.386 x 20.193
C band	WR-137	5.85 to 8.20	1.372 x 0.622	34.8488 x 15.7988
H band	WR-112	7.05 to 10.00	1.122 x 0.497	28.4988 x 12.6238
X band	WR-90	8.2 to 12.4	0.900 x 0.400	22.86 x 10.16
X-Ku band	WR-75	10.0 to 15.0	0.750 x 0.375	19.05 x 9.525
Ku band	WR-62	12.4 to 18.0	0.622 x 0.311	15.7988 x 7.8994
K band	WR-51	15.0 to 22.0	0.510 x 0.255	12.954 x 6.477
K band	WR-42	18.0 to 26.5	0.420 x 0.170	10.668 x 4.318
Ka band	WR-28	26.5 to 40.0	0.280 x 0.140	7.112 x 3.556
Q band	WR-22	33 to 50	0.224 x 0.112	5.6896 x 2.8448
U band	WR-19	40 to 60	0.188 x 0.094	4.7752 x 2.3876
V band	WR-15	50 to 75	0.148 x 0.074	3.7592 x 1.8796
E band	WR-12	60 to 90	0.122 x 0.061	3.0988 x 1.5494
W band	WR-10	75 to 110	0.100 x 0.050	2.54 x 1.27
F band	WR-8	90 to 140	0.080 x 0.040	2.032 x 1.016
D band	WR-6	110 to 170	0.0650 x 0.0325	1.651 x 0.8255
G band	WR-5	140 to 220	0.0510 x 0.0255	1.2954 x 0.6477
	WR-4	170 to 260	0.0430 x 0.0215	1.0922 x 0.5461
	WR-3	220 to 325	0.0340 x 0.0170	0.8636 x 0.4318
Y-band	WR-2	325 to 500	0.0200 x 0.0100	0.508 x 0.254
	WR-1.5	500 to 750	0.0150 x 0.0075	0.381 x 0.1905
	WR-1	750 to 1100	0.0100 x 0.0050	0.254 x 0.127

Anexo 1. Estándares de Guías de Onda
Tomado de (MI-WAVE, s.f.)

Transient Solver

- Fast and memory efficient Finite Integration Technique (FIT)
- Efficient calculation for loss-free and lossy structures
- Direct time-domain analysis and broadband calculation of S-parameters from one single calculation run by applying DFTs to time signals
- Calculation of field distributions as a function of time or at multiple selected frequencies from one simulation run
- Adaptive mesh refinement in 3D using S-Parameter or OD results as stop criteria
- Shared memory parallelization of the transient solver run and of the matrix calculator
- MPI Cluster parallelization via domain decomposition
- Support of hardware acceleration (NVIDIA GPU or Intel® Xeon Phi™) with up to eight acceleration cards
- Combined simulation with MPI and hardware acceleration
- Support of Linux batch mode and batch queuing systems (e.g. OGE, LSF)
- Support of more than 2 billion mesh cells (with MPI)
- Isotropic and anisotropic material properties
- Frequency dependent material properties with arbitrary order for permittivity and permeability as well as a material parameter fitting functionality
- Gyrotropic materials (magnetized ferrites) as well as field-dependent microwave plasma
- Non-linear material models (Kerr, Raman)
- Spatially varying material models (general or with specialized radial dependency)
- Surface impedance models (tabulated surface impedance, Ohmic sheet, lossy metal, corrugated wall, material coating, metal surface roughness)
- Frequency dependent thin panel materials defined based on a multilayered stackup or an S-Matrix table (isotropic and symmetric)
- Special perforation materials like wire mesh and air ventilation panels (isotropic)
- Time dependent conductive materials (volumetric or lossy metal type)
- Temperature dependent materials with coupling to CST MATHYSICS® STUDIO
- Port mode calculation by a 2D eigenmode solver in the frequency domain
- Selective calculation of higher order port modes
- Automatic waveguide port mesh adaptation
- Multipin and single-ended ports for (Q)TEM mode ports with multiple conductors
- Broadband treatment of inhomogeneous ports
- Multiport and multimode excitation (sequentially or simultaneously)
- PEC or PMC shielding functionality for waveguide ports
- Plane wave excitation (linear and broadband circular or elliptical polarization)
- Excitation by external nearfield sources imported from CST MICROWAVE STUDIO or Sigrity®
- Excitation by a current distribution imported from CST CABLE STUDIO®
- Online TDR analysis with Gaussian or rectangular shape excitation function
- User defined excitation signals and signal database
- Simultaneous port excitation with different excitation signals for each port and broadband phase shift
- Single port excitation with user definable amplitude and phase setting
- Transient EM/circuit co-simulation with CST DESIGN STUDIO™ network elements
- AC radiation or irradiation co-simulation with CST CABLE STUDIO
- Transient radiation, irradiation or bi-directional co-simulation with CST CABLE STUDIO

Anexo 2. Características del Transient Solver de CST Microwave Studio
Tomado de (CST, s.f.)

- S-parameter symmetry option to decrease solve time for many structures
- Auto-regressive filtering for efficient treatment of strongly resonating structures
- Re-normalization of S-parameters for specified port impedances
- Phase de-embedding of S-parameters
- Inhomogeneous port accuracy enhancement for highly accurate S-parameter results, considering also low loss dielectrics
- Single-ended S-parameter calculation
- S-parameter sensitivity and yield analysis
- Combined linear and logarithmic sampling of 1D spectral results
- High performance radiating/absorbing boundary conditions
- Conducting wall boundary conditions
- Periodic boundary conditions without phase shift
- Calculation of various electromagnetic quantities such as electric fields, magnetic fields, surface currents, power flows, current densities, power loss densities, electric energy densities, magnetic energy densities, voltages or currents in time and frequency domain
- 1D power loss results (time and frequency domain) per material or solid
- Calculation of time averaged power loss volume monitors
- Antenna farfield calculation (including gain, beam direction, side lobe suppression, etc.) with and without farfield approximation at multiple selected frequencies
- Broadband farfield monitors and farfield probes to determine broadband farfield information over a wide angular range or at certain angles
- Antenna array farfield calculation
- Radar Cross Section (RCS) calculation
- Calculation of Specific Absorption Rate (SAR) distributions
- Export of field source monitors, which then may be used as excitation for other CST MICROWAVE STUDIO solvers
- Discrete edge and face elements (lumped resistors) as ports
- Ideal voltage and current sources for EMC problems
- Discrete edge and face R, L, C, and (nonlinear) diode elements at any location in the structure
- Automatic parameter studies using built-in parameter sweep tool
- Automatic structure optimization for arbitrary goals using built-in optimizer
- Network distributed computing for optimizations, parameter sweeps and multiple port/mode excitations
- Coupled simulations with the Thermal Solver from CST MPHYSICS® STUDIO

Anexo 3. Características del Transient Solver de CST Microwave Studio Tomado de (CST, s.f.)

TLM Solver

- Time domain Transmission-Line Matrix (TLM) method with octree-based meshing
- Efficient calculation for loss-free and lossy structures
- Direct time-domain analysis and broadband calculation of S-parameters from one single calculation run by applying DFTs to time signals
- Applicable to EMC/EMI applications such as radiated and conducted emissions and immunity, EMP and lightning, electrostatic discharge (ESD), high speed interference and shielding analysis
- Support of GPU acceleration
- Isotropic and anisotropic material properties
- Frequency dependent material properties with arbitrary order for permittivity and permeability as well as a material parameter fitting functionality
- Frequency dependent thin panel materials defined based on a multilayered stackup or an S-Matrix table
- Special perforation materials like wire mesh and air ventilation panels
- User defined excitation signals and signal database
- Simultaneous port excitation with different excitation signals for each port and broadband phase shift
- Transient EM/circuit co-simulation with CST DESIGN STUDIO™ network elements
- AC radiation or irradiation co-simulation with CST CABLE STUDIO®
- Transient radiation, irradiation or bi-directional co-simulation with CST CABLE STUDIO
- Compact models which avoid excessively fine meshes for:

Anexo 4. Características del TLM Solver de CST Microwave Studio Tomado de (CST, s.f.)

- slots, seams and gaskets
- multi-conductor wires
- shielded cables
- frequency dependent thin panels
- conductive coatings and absorbers
- Broadband compact antenna radiation sources based on the Equivalence Principle
- Calculation of various electromagnetic quantities such as electric fields, magnetic fields, surface currents, power flows, current densities, power loss densities, electric energy densities, magnetic energy densities, voltages or currents in time and frequency domain
- Antenna farfield calculation (including gain, beam direction, etc.)
- Cylinder scan for emissions analysis yielding peak radiated fields vs. frequency
- Simulation of coupling into shielded cables for transient protection analysis
- Discrete edge or face elements (lumped resistors) as ports
- Ideal voltage and current sources for EMC problems
- Lumped R, L, C elements at any location in the structure

Anexo 5. Características del TLM Solver de CST Microwave Studio Tomado de (CST, s.f.)

Frequency Domain Solver

- Efficient calculation for loss-free and lossy structures
- Support of hexahedral meshes as well as linear and curved tetrahedral meshes
- Adaptive mesh refinement in 3D using S-parameters at multiple frequency points, broadband S-parameters, as well as 0D and 1D result templates as stopping criteria
- Special mesh refinement for singular edges
- True Geometry Adaptation
- Option to maintain the tetrahedral mesh during optimization and parameter sweep with small geometric changes
- Fast broadband adaptive frequency sweep for S-parameters
- Equidistant, logarithmic and user defined frequency sweeps and evaluation for 1D results
- Continuation of the solver run with additional frequency samples
- Low frequency stabilization
- Direct and iterative matrix solvers with convergence acceleration techniques
- Higher order representation of the fields, with either constant or variable order (with tetrahedral mesh)
- Support of Linux batch mode and batch queuing systems (e.g. OGE, LSF)
- Isotropic and anisotropic material properties
- Arbitrary frequency dependent material properties (general purpose sweep with tetrahedral mesh)
- Surface impedance model for good conductors, Ohmic sheets and corrugated walls, as well as frequency-dependent, tabulated surface impedance data and coated materials (with tetrahedral mesh)
- Inhomogeneously biased ferrites with a static biasing field (general purpose sweep with tetrahedral mesh)
- Port mode calculation by a 2D eigenmode solver in the frequency domain
- Automatic waveguide port mesh adaptation (with tetrahedral mesh)
- Multipin ports for TEM modes in ports with multiple conductors
- PEC or PMC shielding functionality for waveguide ports
- Plane wave excitation with linear, circular or elliptical polarization, as well as plane waves in layered dielectrics (general purpose sweep with tetrahedral mesh)
- Discrete edge and face elements (lumped resistors) as ports (face elements: with tetrahedral mesh)
- Ideal current source for EMC problems (general purpose sweep with tetrahedral mesh)
- Nearfield source imprint on open boundaries, lossy metal, and Ohmic sheets (general purpose sweep with tetrahedral mesh)
- Lumped R, L, C elements at any location in the structure
- Re-normalization of S-parameters for specified port impedances
- Phase de-embedding of S-parameters
- Single-ended S-parameter calculation, with native single-ended field monitors for tetrahedral mesh
- S-parameter sensitivity and yield analysis (with tetrahedral mesh)
- High performance radiating/absorbing boundary conditions

Anexo 6. Características del Frequency Domain Solver de CST Microwave Studio Tomado de (CST, s.f.)

- Conducting wall boundary conditions (with tetrahedral mesh)
- Periodic boundary conditions including phase shift or scan angle
- Unit cell feature to simplify the simulation of periodic antenna arrays or of frequency selective surfaces (general purpose sweep)
- Convenient generation of the unit cell calculation domain from arbitrary structures (with tetrahedral mesh)
- Floquet mode ports (periodic waveguide ports)
- Fast farfield calculation based on the Floquet port aperture fields (general purpose sweep with tetrahedral mesh)
- Calculation of various electromagnetic quantities such as electric fields, magnetic fields, surface currents, power flows, current densities, surface and volumetric power loss densities, electric energy densities, magnetic energy densities
- Antenna farfield and farfield probe calculation (including gain, beam direction, side lobe suppression, etc.) with and without farfield approximation
- Antenna array farfield calculation
- RCS calculation (with tetrahedral mesh)
- Calculation of SAR distributions (with hexahedral mesh)
- Export of field source monitors (with tetrahedral mesh), which then may be used as excitation for other CST MICROWAVE STUDIO solvers
- Export of fields for corona discharge and multipactor analysis with Spark3D (general purpose sweep with tetrahedral mesh only)
- Automatic parameter studies using built-in parameter sweep tool
- Automatic structure optimization for arbitrary goals using built-in optimizer
- Network distributed computing for optimizations and parameter sweeps
- Network distributed computing for frequency samples and remote calculation
- Coupled simulations with the Thermal Solver and the Stress Solver from CST MPHYSICS STUDIO
- Besides the general purpose frequency sweep, a fast reduced order model technique, specifically designed for the efficient calculation of broadband results such as S-parameters, field probes and far-field probes, is available.

Anexo 7. Características del Frequency Domain Solver de CST Microwave Studio Tomado de (CST, s.f.)

Integral Equation Solver

- Calculation of various electromagnetic quantities such as electric fields, magnetic fields, surface currents
- Antenna farfield calculation (including gain, beam direction, side lobe suppression, etc.)
- RCS calculation
- Fast monostatic RCS sweep
- Characteristic Mode Analysis
- Waveguide port excitation
- Plane wave excitation
- Nearfield excitation
- Farfield excitation
- Farfield excitation with multipole coefficient calculation
- Receiving farfield excitation
- Current distribution
- Discrete edge and face port excitation
- Face lumped R, L, C elements
- Symmetries are supported for discrete ports, waveguide ports, plane wave and farfield excitations.
- MPI parallelization for MLFMM and direct solver
- Support of GPU acceleration for MLFMM direct solver
- Support of combined MPI & GPU acceleration for MLFMM
- Support of Linux batch mode and batch queuing systems (e.g. OGE, LSF)
- Infinite electric and magnetic ground planes
- Infinite Real Ground option
- Multithread parallelization
- Efficient calculation of loss-free and lossy structures including lossy waveguide ports
- Surface mesh discretization (triangles and quadrilaterals)

Anexo 8. Características del Integral Equation Solver de CST Microwave Studio Tomado de (CST, s.f.)

- Wire mesh discretization
- Support of Curved Mesh (quadrilateral and triangular surface mesh elements)
- Handling of layered media which enables simulation of windshield antennas etc.
- Isotropic material properties
- Coated materials
- Arbitrary frequency dependent material properties
- Automatic fast broadband adaptive frequency sweep
- User defined frequency sweeps
- Low frequency stabilization
- Direct and iterative matrix solvers with convergence acceleration techniques
- Higher order representation of the fields including mixed order
- Single and double precision floating-point representation
- Port mode calculation by a 2D eigenmode solver in the frequency domain
- Re-normalization of S-parameters for specified port impedances
- Phase de-embedding of S-parameters
- Automatic parameter studies using built-in parameter sweep tool
- Automatic structure optimization for arbitrary goals using built-in optimizer
- Network distributed computing for optimizations and parameter sweeps
- Network distributed computing for frequency sweeps

Anexo 9. Características del Integral Equation Solver de CST Microwave Studio

Tomado de (CST, s.f.)

Asymptotic Solver

- Specialized tool for fast monostatic and bistatic RCS sweeps and antenna farfield calculations
- Calculation of electric and magnetic fields (as field probes)
- Multiple plane wave excitations with different polarization types
- Farfield and nearfield source excitations
- Robust surface mesh discretization including curved meshes
- PEC and vacuum material properties
- Complex surface impedance materials
- Coated materials (incl. frequency dependent and angle dependent properties)

Anexo 10. Características del Asymptotic Solver de CST Microwave Studio

Tomado de (CST, s.f.)

- Thin dielectrics (incl. frequency dependent and angle dependent properties)
- User defined frequency sweeps and angular sweeps
- Fast ray tracing technique including multiple reflections and edge diffraction (SBR) by using either independent rays or ray-tubes
- Visualization of rays including multiple reflections
- Visualization of points where the rays initially hit the structure
- Computation of range profiles and sinograms
- Computation of scattering hotspots
- Computation of RCS maps
- Tabulated export of raw solver data
- Multithread parallelization
- Support of GPU acceleration for field sources and bistatic calculations
- Automatic parameter studies using built-in parameter sweep tool
- Automatic structure optimization for arbitrary goals using built-in optimizer
- Network distributed computing for optimizations and parameter sweeps
- Network distributed computing for excitation angles

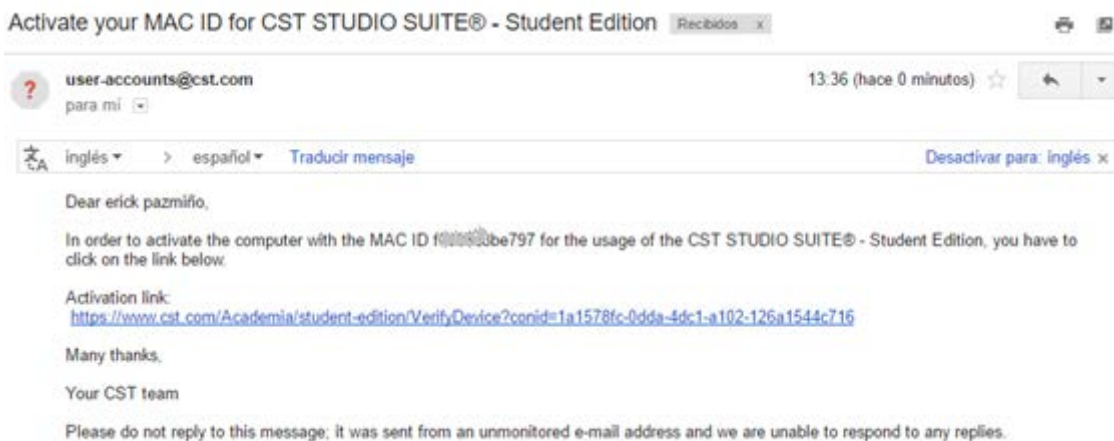
Anexo 11. Características del Asymptotic Solver de CST Microwave Studio

Tomado de (CST, s.f.)

Eigenmode Solver

- Calculation of modal field distributions in closed loss-free or lossy structures
- Support of hexahedral meshes as well as linear and curved tetrahedral meshes
- Isotropic and anisotropic materials
- Multithread parallelization
- Adaptive mesh refinement in 3D, with True Geometry Adaptation
- Periodic boundary conditions including phase shift
- Calculation of losses and internal / external Q-factors for each mode (directly or using perturbation method)
- Discrete L,C elements at any location in the structure
- Target frequency can be set (calculation within the frequency interval)
- Calculation of all eigenmodes in a given frequency interval
- Sensitivity analysis with respect to materials and geometric deformations defined by face constraints (with tetrahedral mesh)
- Automatic parameter studies using built-in parameter sweep tool
- Automatic structure optimization for arbitrary goals using built-in optimizer
- Network distributed computing for optimizations and parameter sweeps
- Export of fields for corona discharge and multipactor analysis with Spark3D
- Coupled simulations with the Thermal Solver and the Stress Solver from CST MPHYSICS STUDIO

Anexo 12. Características del Eigenmode Solver de CST Microwave Studio Tomado de (CST, s.f.)



Anexo 13. Licencia de CST STUDIO SUITE EDITION

