



UNIVERSIDAD CATÓLICA  
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL

**SISTEMA DE POSGRADO**

**MAESTRÍA EN TELECOMUNICACIONES**

**TÍTULO DEL TRABAJO DE TITULACION:**

**Diseño, simulación y comparación de antenas microcintas a una  
frecuencia de 2.4 GHz.**

**Previa la obtención del Grado Académico de Magíster en Telecomunicaciones**

**ELABORADO POR:**  
**Ing. Daniel Alejandro Hernandez Jaramillo**

**DIRECTOR:**  
**MSc. Luis Córdova Rivadeneira**

**Guayaquil, Enero de 2015**



UNIVERSIDAD CATÓLICA  
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL

## **SISTEMA DE POSGRADO**

### **CERTIFICACIÓN**

Certificamos que el presente trabajo fue realizado en su totalidad por el Magíster Daniel Alejandro Hernández Jaramillo como requerimiento parcial para la obtención del Grado Académico de Magíster en Telecomunicaciones.

Guayaquil, Enero de 2015

### **DIRECTOR DE TESIS**

---

MSc. Luis Córdova Rivadeneira

### **REVISORES:**

---

MSc. María Luzmila Ruilova Aguirre

---

MSc. Orlando Philco Asqui

### **DIRECTOR DEL PROGRAMA**

---

MSc. Manuel Romero Paz



UNIVERSIDAD CATÓLICA  
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL

## **SISTEMA DE POSGRADO**

### **DECLARACIÓN DE RESPONSABILIDAD**

**YO, DANIEL ALEJANDRO HERNANDEZ JARAMILLO**

DECLARO QUE:

El trabajo de titulación “Diseño, simulación y comparación de antenas microcintas a una frecuencia de 2.4 GHz”, previa a la obtención del grado Académico de Magíster, ha sido desarrollado en base a una investigación exhaustiva, respetando derechos intelectuales de terceros conforme las citas que constan al pie de las páginas correspondientes. Consecuentemente este trabajo es de mi total autoría.

En virtud de esta declaración, me responsabilizo del contenido, veracidad y alcance científico del trabajo de titulación del Grado Académico en mención.

Guayaquil, Enero de 2015

EL AUTOR

---

Ing. Daniel Alejandro Hernández Jaramillo



UNIVERSIDAD CATÓLICA  
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL

## SISTEMA DE POSGRADO

### AUTORIZACIÓN

YO, DANIEL ALEJANDRO HERNÁNDEZ JARAMILLO

Autorizo a la Universidad Católica de Santiago de Guayaquil, la publicación, en la biblioteca de la institución del trabajo de titulación de Maestría titulado: “Diseño, simulación y comparación de antenas microcintas a una frecuencia de 2.4 GHz”, cuyo contenido, ideas y criterios son de mi exclusiva responsabilidad y total autoría.

Guayaquil, Enero de 2015

EL AUTOR

---

Ing. Daniel Alejandro Hernández Jaramillo

## **DEDICATORIA**

Dedico esta tesis a Dios por haberme acompañado y guiado a lo largo de mi maestría, por ser mi fortaleza y por brindarme una vida llena de aprendizajes.

A mis padres y Hermanos por inculcarme seguir el camino de mi superación personal y profesional.

A mi futura Esposa Isabel por su apoyo incondicional y ser parte importante de mi vida.

A mis maestros que me brindaron sus conocimientos en todo momento y poder lograr mis objetivos.

## **AGRADECIMIENTO**

Agradezco sinceramente aquellas personas que compartieron sus conocimientos conmigo y hacer posible la culminación de esta tesis.

A mi director de tesis el MSc. Luis Córdova Rivadeneira y director del programa MSc. Manuel Romero Paz por sus asesorías y recomendaciones brindadas en todo momento.

A mis padres Cecilia y Edison, hermanos Evelyn y Gabriel y a mi novia Isabel Pichú por sus palabras de motivación para poder cumplir las metas que me propongo.

Especialmente agradezco a mis abuelos Cervando Jaramillo y Gladys Espinosa, por su sabiduría influyeron en mi la madurez para lograr todos los objetivos en la vida.

## **Resumen.**

El presente trabajo está estructurado por tres capítulos, donde se realiza un minucioso análisis de las antenas microcintas con parches de diferentes geometrías las cuales están siendo de gran uso e importancia en la actualidad. En el primer capítulo está presente la fundamentación teórica de estas antenas, además de exponer sus principales características. En el segundo se realizó el diseño de dos antenas microcintas con parches circular y rectangular a una frecuencia de 2.4 GHz. En el tercero y último se realiza la simulación de estas antenas con el programa *Ansoft HFSS v10.1*, además de una comparación entre ellas con el objetivo de determinar cuál es la adecuada para emplearlas en enlaces inalámbricos.

## **PALABRAS CLAVES**

Antenas microcintas.

**Abstract.**

The paper is structured in three chapters, which performs a thorough analysis of microstrip patch antennas of different geometries which are still of great use and importance today. In the first chapter present the theoretical foundation of these antennas, as well as introducing its main features. In the second design was performed with two microstrip antennas rectangular circular patches at a frequency of 2.4 GHz in the third and final simulation is performed with these antennas Ansoft HFSS v10.1 program, and a comparison between them in order to determine what is appropriate for use on wireless links.

**KEYS WORDS:**

*Antenna microstrip.*

## Índice

<b>INDICE DE FIGURAS.</b> .....	<b>11</b>
<b>INDICE DE TABLAS.</b> .....	<b>13</b>
<b>Introducción.</b> .....	<b>14</b>
<b>Capítulo 1: Antenas de microcintas.</b> .....	<b>17</b>
1.1 Características de las antenas de microcintas. ....	17
1.2 Selección de materiales. ....	19
1.3 Geometrías empleadas en los parches. ....	20
1.4 Técnicas de alimentación.....	20
1.5 Polarización. ....	23
1.6 Factor de calidad y ancho de banda.....	23
1.7 Ventajas y desventajas.....	24
<b>Capítulo 2: Diseño de dos antenas microcintas con parche circular y rectangular respectivamente a una frecuencia de 2.4GHz.</b> .....	<b>26</b>
2.1 Antena microcinta con parche circular. ....	26
2.1.1 Método de análisis de la antena microcinta con parche circular. Modelo de cavidad resonante. ....	27
2.1.2 Ganancia y Directividad.....	29
2.1.3 Diseño de antena microcinta con parche circular a una frecuencia de 2.4GHz .....	30
2.2 Antena microcinta con parche rectangular. ....	30
2.2.1 Métodos de análisis para una antena microcinta de parche rectangular. Modelo de línea de transmisión. ....	30
2.2.2 Directividad y Ganancia.....	35
2.2.3 Diseño de antena microcinta con parche rectangular a una frecuencia de 2.4GHz. ....	37
<b>Capítulo 3: Simulación de dos antenas microcintas con parche circular y rectangular respectivamente a una frecuencia de 2.4GHz.</b> .....	<b>38</b>
3.1 Método de Elementos Finitos .....	38
3.1.1 Elementos Finitos en una dimensión.....	40
3.1.2 Interpolación lineal para triángulos rectos isósceles .....	42
3.1.3 Elementos triangulares generales .....	44
3.2 Simulación de antena microcinta con parche circular a una frecuencia de 2.4GHz. ....	46
3.3 Simulación de una antena microcinta con parche rectangular a una frecuencia de 2.4GHz.....	51

<b>Conclusiones.....</b>	<b>56</b>
<b>Recomendaciones.....</b>	<b>57</b>
<b>Bibliografía.....</b>	<b>58</b>

## INDICE DE FIGURAS.

### Capítulo 1.

Figura 1. 1 Antena de microcinta. ....	17
Figura 1. 2 Representación de figuras de elementos parche de una microcinta.....	20
Figura 1. 3 Alimentación por línea microcinta con su circuito equivalente.....	21
Figura 1. 4 Alimentación por línea microcinta con su circuito equivalente.....	21
Figura 1. 5 Alimentación por acoplamiento de apertura con su circuito equivalente. ...	22
Figura 1. 6 Alimentación por acoplamiento de apertura con su circuito equivalente. ...	22

### Capítulo 2.

Figura 2. 1 Geometría de la antena microcinta con parche circular. ....	26
Figura 2. 2 Distribución de carga y densidad de corriente del parche de microcinta.....	28
Figura 2. 3 Parámetros a tener en cuenta en una antena con parche circular. ....	30
Figura 2. 4 Circuito equivalente del parche de microcinta.....	31
Figura 2. 5 Antena de microcinta y sistema de coordenadas.....	31
Figura 2. 6 Líneas de microcinta y sus líneas de campo eléctrico.....	32
Figura 2. 7 Longitudes física y efectiva de un parche rectangular de microcinta. ....	33
Figura 2. 8 Punto de alimentación y característica de la impedancia de entrada. ....	35
Figura 2. 9 Directividad de un parche rectangular en función del espesor del sustrato. .....	36
Figura 2. 10 Variación de la ganancia directiva con la frecuencia de resonancia.....	36

### Capítulo 3.

Figura 3. 1 Región dividida en elementos cuadrados.....	39
Figura 3. 2 Región dividida en elementos triangulares .....	39
Figura 3. 3 Región dividida en elementos triangulares .....	39
Figura 3. 4 Región arbitraria dividida en triángulos.....	40
Figura 3. 5 Triángulo recto isósceles.....	42
Figura 3. 6 Región con nodo interior dividida en elementos triangulares.....	43
Figura 3. 7 Elemento triangular .....	44

Figura 3. 8 Antena microcinta con parche circular simulada en Ansoft HFSS v10.1....	47
Figura 3. 9 Comportamiento de la impedancia característica. ....	47
Figura 3. 10 Parámetros necesarios para la simulación.....	48
Figura 3. 11 Valores de la simulación de la gráfica del coeficiente de reflexión.....	48
Figura 3. 12 Gráfica de la pérdida de retorno de una antena microcinta con parche circular. ....	49
Figura 3. 13 Patrón de radiación de una antena de microcinta con parche circular. ....	49
Figura 3. 14 Gráfica de la ganancia de la antena microcinta con parche circular. ....	50
Figura 3. 15 Gráfica de la directividad de la antena microcinta con parche circular. ....	50
Figura 3. 16 Antena microcinta con parche rectangular simulada en Ansoft HFSS v10.1 .....	51
Figura 3. 17 Comportamiento de la impedancia característica. ....	51
Figura 3. 18 Parámetros necesarios para la simulación.....	52
Figura 3. 19 Valores de la simulación de la gráfica del coeficiente de reflexión.....	52
Figura 3. 20 Gráfica de la pérdida de retorno de una antena microcinta con parche rectangular. ....	53
Figura 3. 21 Gráfica de la ganancia de la antena microcinta con parche rectangular. ...	54
Figura 3. 22 Gráfica de la directividad de la antena microcinta con parche rectangular	54

## **INDICE DE TABLAS.**

### **Capítulo 3.**

Tabla 3. 2 Comparación de las antenas microcintas de parches rectangular y circular . 55

## **Introducción.**

En los últimos años se ha producido un gran avance tecnológico especialmente en el área de las telecomunicaciones, impulsando la miniaturización de los diversos dispositivos y mejorar su desempeño. Se tiene así la gran evolución en el ámbito de la aeronáutica en el segmento correspondiente a las telecomunicaciones, aplicados a las naves espaciales, satélites y misiles, en los cuales las dimensiones, el peso, el precio, el desempeño y la facilidad de implementación son características fundamentales en su diseño y por consiguiente al escoger los diversos dispositivos empleados en los equipos de telecomunicaciones, en esta investigación se hablará precisamente de uno muy importante: las antenas, las cuales en actividades de este tipo se requieren de reducido contorno, aparecen como una muy buena alternativa las antenas de microcinta.

Las antenas de microcintas son actualmente un tipo de dispositivo totalmente confiable y altamente recomendado por diseñadores de todo el mundo. Tal es la rapidez del progreso en esta tecnología, que las mismas han evolucionado en un intervalo de tiempo relativamente corto, de una o dos décadas. El objetivo principal, es la búsqueda de más y mejores diseños innovadores de acoplamiento mediante métodos de fabricación confiables, motivado a su vez, por la posibilidad que brindan en cuanto a reducción de costos, menor peso y perfil bajo para los requerimientos de sistemas modernos.

La construcción de antenas de microcinta es relativamente sencilla y de bajo costo, características que le han conferido un alto valor comercial, razón por la cual se las emplea en procedimientos de microondas, por ejemplo comunicaciones inalámbricas, satelitales, redes WLAN, Bluetooth, etc., previendo que, en el futuro, la demanda de dichas antenas crezca considerablemente.

La popularidad creciente de las redes inalámbricas de alta velocidad impulsa el desarrollo de antenas de bandas anchas más eficientes y altamente efectivas. En este trabajo se intenta buscar un diseño de este tipo de antena que trabaje a una frecuencia de 2.4 GHz con el objetivo de emplearla en enlaces inalámbricos.

**Problema:**

Necesidad de conocer los parámetros de radiación de dos antenas microcintas con diferentes geometrías para seleccionar la adecuada para comunicaciones inalámbricas en enlaces punto a punto a la frecuencia de 2.4GHz

**Hipótesis:**

Si se realiza el diseño y simulación de dos antenas microcinta se podrá obtener las características de radiación con mejores resultados para comunicaciones inalámbricas en la banda de 2.4GHz.

**Objetivos:**

- ✓ Diseñar un parche (*patch*) circular a la frecuencia de 2.4GHz alimentado por acoplamiento de apertura
- ✓ Realizar simulación mediante el programa *Ansoft HFSSv10.1* para determinar las características de una antena con parche circular a la frecuencia de 2.4GHz alimentado por acoplamiento de apertura.
- ✓ Diseñar un parche rectangular a la frecuencia de 2.4GHz alimentado por acoplamiento de apertura.
- ✓ Realizar simulación mediante el programa *Ansoft HFSSv10.1* para determinar las características de una antena con parche rectangular a la frecuencia de 2.4GHz alimentado por acoplamiento de apertura.
- ✓ Comparación de una antena de parche circular con una de parche rectangular a una frecuencia de 2.4GHz y seleccionar la adecuada para comunicaciones inalámbricas en comunicaciones punto a punto.

**Metodología de investigación**

Esta investigación es de carácter exploratoria y explicativa. Se considera que es exploratoria, porque explora los parámetros de radiación de dos antenas microcintas con diferentes geometrías para seleccionar la adecuada para comunicaciones inalámbricas en

enlaces punto a punto a la frecuencia de 2.4GHz, es decir caracteriza el fenómeno y sus causas.

Y se trata de una investigación de carácter explicativa, porque permite explicar el fenómeno estudiado y comprobar que una determinada clase de antena es adecuada para comunicaciones inalámbricas en enlaces punto a punto a la frecuencia de 2.4GHz.

Metodológicamente este trabajo se aplica al paradigma Empírico-Analítico, con un enfoque dual: cualitativo-cuantitativo. Se dice que es cualitativo porque se valorará la tecnología empleada en la construcción de las antenas microcintas y la calidad del servicio gracias a su aplicación. También es del tipo cuantitativo porque se emplean expresiones matemáticas para calcular los parámetros de radiación de dos antenas microcintas con diferentes geometrías para seleccionar la adecuada para comunicaciones inalámbricas en enlaces punto a punto a la frecuencia de 2.4GHz.

Se aplica el diseño no experimental transversal, porque no se operan las variables estudiadas, solo se observa su comportamiento y mediante su análisis comparativo se determina cual es la más adecuada.

## Capítulo 1: Antenas de microcintas.

Las microcintas, como se aprecia en la figura 1.1, son dispositivos de bajo perfil, que por sus ventajas son ampliamente utilizadas en los sistemas de comunicaciones. En este capítulo, se desarrolla un estudio de las características, formas de análisis, modos de alimentación y otros aspectos de estas antenas, con el objetivo de hacer una introducción en el ambiente de las mismas.

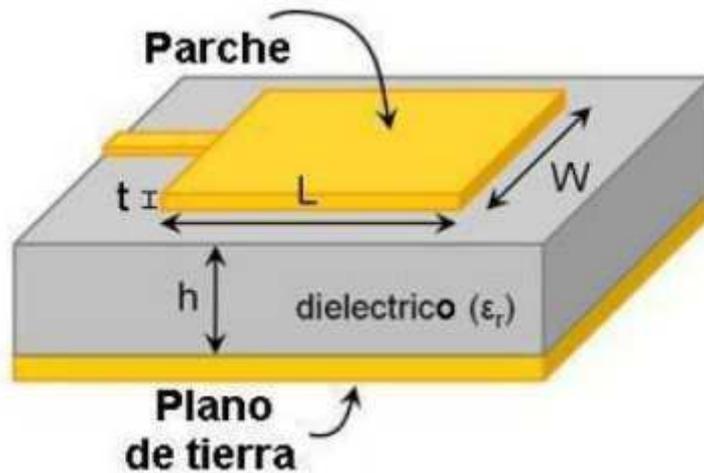


Figura 1. 1 Antena de microcinta.

Fuente: (Buenrostro, 2007)

Este tipo de antenas se caracterizan por un gran número de parámetros físicos que son convencionales en las antenas de microondas. Pueden ser diseñadas para tener muchas dimensiones y formas geométricas dividiéndose en cuatro categorías básicas (Garg, Bhartia, Bahl, & Ittipiboon, 2001).

- ✓ Antenas de microcinta de parche.
- ✓ Antenas de microcinta o de dipolo impreso.
- ✓ Antenas de microcinta de ranura impresa.
- ✓ Antenas de microcinta de onda viajera.

### 1.1 Características de las antenas de microcintas.

La antena microcinta es generalmente un diseño de una capa simple y está compuesta por un parche metálico radiante o un arreglo de parches situados sobre un lado de un panel de sustrato delgado no conductor, con un plano tierra metálico situado en el otro

lado del panel. El parche metálico está normalmente hecho de una laminilla de cobre delgada o es una laminilla de cobre enchapada con un metal resistente a la corrosión, como el oro, estaño o níquel.

Cada parche puede ser diseñado con una variedad de formas, entre las más populares se encuentran la rectangular y circular. El panel de substrato por lo regular es de un grosor ( $h$ ) de 0.01 a 0.05 de la longitud de onda en el espacio libre ( $\lambda_0$ ). Se emplea especialmente para dotar de una distribución adecuada y como soporte mecánico entre el parche y su plano de tierra (Gómez, Rodríguez, Marante, & Rizo, 2013).

Usualmente se emplea materiales de elevada constante dieléctrica ( $\epsilon_r$ ) con la finalidad de cargar el parche y disminuir sus dimensiones, estos materiales tienen que presentar reducidos niveles de pérdidas de inserción y una pérdida tangencial menor que 0.005, especialmente en casos de grandes arreglos (Gómez, Rodríguez, Marante, & Rizo, 2013).

Generalmente, los materiales del substrato pueden ser separados en tres categorías de acuerdo con su ( $\epsilon_r$ ):

- ✓ Teniendo una ( $\epsilon_r$ ) en el rango de 1.0-2.0. Este tipo de material puede ser aire, espuma de polietileno o panel dieléctrico.
- ✓ Teniendo una ( $\epsilon_r$ ) en el rango de 2.0-4.0 con material constituido en su mayor parte de fibra de vidrio reforzado con Teflón.
- ✓ Con una ( $\epsilon_r$ ) entre 4 y 10. El material puede consistir de cerámica o cuarzo.

El aire y la espuma de polietileno son los más recomendados para el buen desempeño de la antena, ya que los substratos cuyas constantes dieléctricas se encuentran en lo más bajo del rango proporcionan una mejor eficiencia, un mayor ancho de banda y escasos límites de campo dentro del espacio de radiación pero a su vez representan un alto costo por elementos de largo tamaño. Los substratos delgados con alto valor de constante dieléctrica son deseables para circuitería de microondas, porque ellos requieren firmes límites de campo consiguiendo una reducción en el tamaño de los elementos; sin embargo, como producen gran pérdida, son menos eficientes y tienen un menor ancho de banda (Balanis, 2005) (Bahl & Bhartia, 1980).

## 1.2 Selección de materiales.

La selección del material correcto para una antena de microcinta debe estar basada en el tamaño deseado del parche, el ancho de banda, la pérdida de inserción, la estabilidad térmica, el costo, etc. Para aplicaciones comerciales, el costo es uno de los criterios más importantes, el cual depende del tipo de sustrato. Por ejemplo, un parche simple o un arreglo de pocos elementos pueden ser fabricados de un material de fibra de vidrio barato, mientras que un arreglo de 20 elementos a una frecuencia de 30 GHz puede tener un costo más alto, pero pérdidas inferiores, si se construyen con un material basado en Teflón. Para un número amplio de elementos de un arreglo a frecuencias bajas de microondas (por debajo de 20 GHz), un panel dieléctrico o un panel de espuma puede ser utilizado como sustrato para minimizar la pérdida de inserción, la masa de la antena y el costo del material con un aumento en el rendimiento del ancho de banda (James & Hall, 1989).

Cuando la antena de microcinta es usada en aplicaciones espaciales, su material de sustrato debe soportar tres efectos principales relacionados con las condiciones del espacio como son: exposición a la radiación, desgasificación del material y cambios de temperatura.

La exposición a la radiación cósmica de alta energía es un factor importante en aplicaciones espaciales. Las radiaciones cósmicas, como la beta, la gamma y los rayos X, son similares a la radiación nuclear en muchos aspectos. Ellos pueden dañar los materiales después de una típica exposición prolongada en una larga misión espacial.

La desgasificación es otro fenómeno de interés para un material en el espacio. La misma causará que un material pierda su masa en forma de gases o materia condensable volátil cuando se somete al vacío, especialmente cuando es calentado ya que la antena fue expuesta a la luz del sol en el espacio. La masa perdida naturalmente afectará las propiedades mecánicas y eléctricas del material.

El efecto de la temperatura en el espacio sobre las propiedades eléctricas y físicas del material del sustrato debe ser tomado en cuenta cuando diseñamos una antena de microcinta. Ya que el espacio es un vacío sin medio de conducción, la temperatura de

un objeto podría ser extremadamente fría (-100 °C) cuándo no es expuesto a la luz del sol solo podría volverse muy caliente, (+100 °C) cuando es directamente iluminado por el sol durante un período de tiempo. Los efectos de estas temperaturas extremas podrían causar cambios en el material del sustrato de la microcinta, incluyendo la ( $\epsilon_r$ ) y la ( $h$ ), las cuales podrían causar un cambio de impedancia del parche de la microcinta o de la línea de transmisión.

### 1.3 Geometrías empleadas en los parches.

Usualmente las antenas de microcinta se denominan antenas de parche, en las cuales los elementos de radiación y las líneas de alimentación son generalmente fotografabados en el sustrato dieléctrico. El parche de radiación puede tener varias formas (Yunes, 2009). Ver figura 1.2

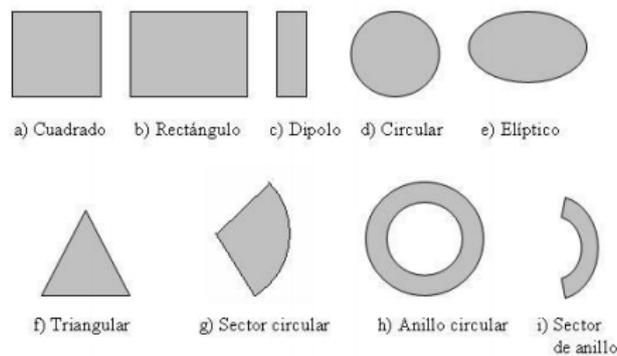


Figura 1. 2 Representación de figuras de elementos parche de una microcinta.

Fuente: (Sandoval, 2009)

Las formas más comunes fueron las anteriormente mostradas ya que son más fáciles de fabricar y analizar, además de presentar características de radiación, especialmente bajo polarización cruzada. Los arreglos de elementos de microcinta, con una o múltiples alimentaciones, pueden también ser usadas para introducir capacidades de análisis y lograr buena directividad (Balanis, 2005) (Yunes, 2009).

### 1.4 Técnicas de alimentación.

La antena de microcinta puede estar alimentada por diversas formas las cuales se tratarán a continuación (Sandoval F. , 2009).

La alimentación por línea microcinta es una cinta conductora, cuyo ancho es menor en comparación con las dimensiones del parche. Es sencilla de fabricar y es fácil conseguir el acoplamiento mediante el control de la posición de inserción. Sin embargo, como el espesor del sustrato incrementa las ondas superficiales y la radiación de espurios esto trae como consecuencia que se limite el ancho de banda en los diseños prácticos (típico 2-5%) (Sandoval F. , 2009). Ver figura 1.3

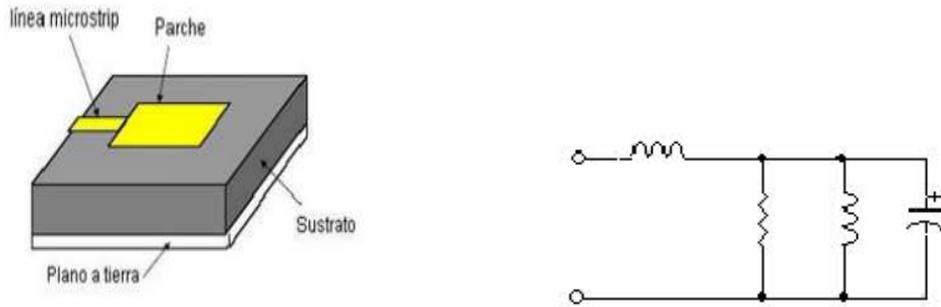


Figura 1. 3 Alimentación por línea microcinta con su circuito equivalente.  
Fuente: (Sandoval, 2009)

En la alimentación a través de una sonda coaxial, la parte interior del conductor es atada al parche de radiación, mientras que la parte externa es conectada al plano de tierra. Este tipo de alimentación es también muy utilizada sin embargo, también presentar un ancho de banda estrecho y es un modelo más difícil de construir, especialmente en sustratos gruesos ( $h > 0.02 \lambda_0$ ). Ver figura 1.4

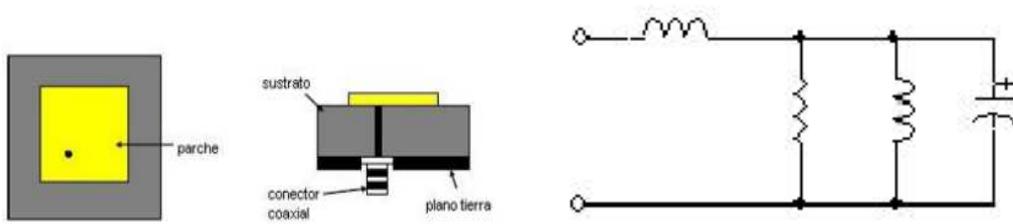


Figura 1. 4 Alimentación por línea microcinta con su circuito equivalente  
Fuente: (Sandoval, 2009)

Tanto la alimentación por línea microcinta, como la sonda coaxial, poseen asimetría la cual genera un alto orden de modos que a su vez producen polarización cruzada de radiación. Para superar algunos de estos inconvenientes, se presentan las alimentaciones

por no contacto directo: acoplamiento de apertura o por proximidad (Balanis, 2005) (Ferrando & microcintas, 2001) (Shafai) (Sandoval F. , 2009).

En alimentación por apertura, el parche radiador y la línea de alimentación por microcinta están separados por un plano de tierra tal y como se mostró anteriormente. El acoplamiento entre el parche y la línea de alimentación se obtiene a través de una ranura en el plano tierra (Sandoval F. , 2009). Ver figura 1.5

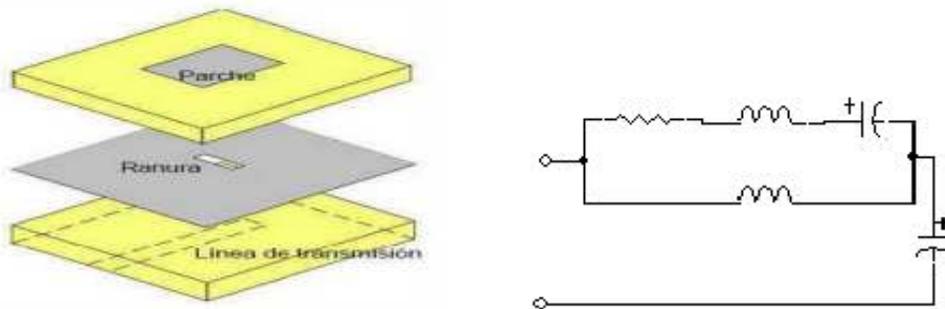


Figura 1. 5 Alimentación por acoplamiento de apertura con su circuito equivalente.

Fuente: (Sandoval, 2009)

La configuración de la alimentación mediante acople por proximidad consiste en dos substratos dieléctricos superpuestos. En la capa inferior se encuentra la línea de alimentación con el plano de masa, mientras que la capa superior contiene el parche. Las capas de substrato se deben superponer de forma que la línea y el parche queden centrados. Ver figura 1.16

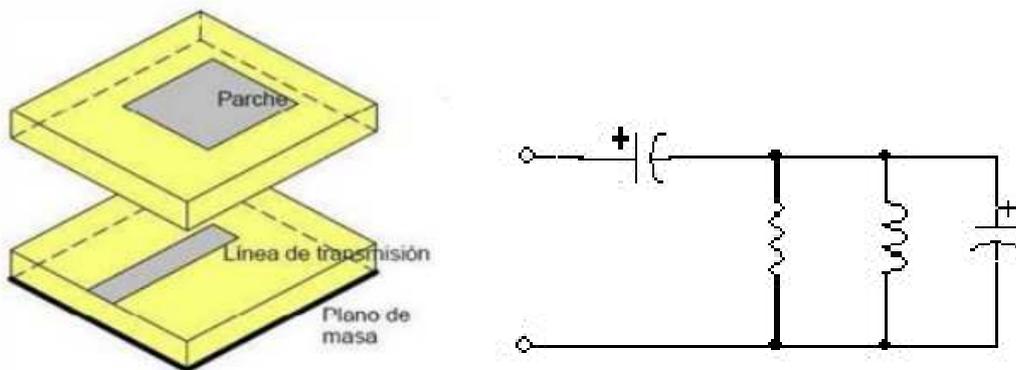


Figura 1. 6 Alimentación por acoplamiento de proximidad con su circuito equivalente.

Fuente: (Sandoval, 2009)

## 1.5 Polarización.

Una antena básicamente corresponde a corrientes magnéticas con polarización lineal. A continuación se explicarán los diferentes tipos de polarización:

Polarización lineal: Una antena de ranura es la parte contraria y la forma más simple de una antena linealmente polarizada. En una antena de ranura el campo E se orienta perpendicular a su dimensión de longitud. Los parches de microcinta usuales son simplemente variaciones diferentes de la antena de ranura y todos radian debido a la polarización lineal.

Polarización circular: Puede ser obtenida si dos modos ortogonales son excitados con una diferencia de fase y tiempo de 90° entre ellos. Esto puede lograrse ajustando las dimensiones físicas del parche y usando dos o más alimentaciones. La ventaja principal de usar polarización circular es que sin considerar la orientación del receptor, recibirá siempre una buena señal. Esto es debido a la onda resultante que tiene una variación angular.

## 1.6 Factor de calidad y ancho de banda.

La energía usada por la antena de parche se distribuye entre las pérdidas por radiación, las del dieléctrico y aquellas por conducción del metal. El factor de calidad se define como:

$$Q = \frac{\text{ENERGÍA ALMACENADA}}{\text{ENERGÍA DISIPADA}} \quad (1.1)$$

El factor de calidad depende de las características de la cavidad resonante, principalmente con el grosor (h) y con la constante dieléctrica ( $\epsilon_r$ ) del sustrato. Para incrementar las pérdidas por radiación debe acrecentar el espesor (h) y reducir la constante dieléctrica ( $\epsilon_r$ ), de esta manera se incrementa el ancho de banda. En cambio, para grosores pequeños o constantes dieléctricas altas se beneficia la acumulación de

potencia en la cavidad resonante, y el factor de calidad se agranda, reduciendo el ancho de banda (HP, 2000) (HewlettPackard, 2001).

$$\frac{1}{Q} = \frac{\Delta f}{f_0} \quad (1.2)$$

La ecuación anterior no suele ser útil, ya que no tiene en cuenta la adaptación de impedancia entre la red de alimentación, el elemento radiante de la antena y sus terminales de entrada. Una medida más significativa del ancho de banda es sobre la banda de frecuencias donde la ROE (Razón de Onda Estacionaria) en los terminales de entrada es igual o menor al valor especificado (comúnmente 2:1), asumiendo que la ROE es la unidad determinante en el diseño (Moreno, 2008) (Pozar, 2011).

Entonces la fórmula del ancho de banda anterior se modifica y queda expresada como:

$$BW = \frac{ROE-1}{Q(ROE)^{1/2}} \quad (1.3)$$

### **1.7 Ventajas y desventajas.**

Algunas de las ventajas en las antenas de microcinta comparadas con las antenas de microondas convencionales son:

- ✓ Bajo peso, volumen pequeño y configuraciones de perfil delgado.
- ✓ Bajo costo de fabricación por lo que se hacen fabricaciones en serie.
- ✓ Son posibles las polarizaciones lineales y circulares con alimentación simple.
- ✓ Fácil fabricación de las antenas con doble frecuencia y doble polarización.
- ✓ Pueden ser fácilmente integradas a circuitos integrados de microondas.
- ✓ Las líneas de alimentación y las redes de adaptación pueden ser fabricadas simultáneamente.
- ✓ No se requiere una cavidad de respaldo.

Sin embargo, las antenas de microcinta también tienen algunas desventajas en relación con las antenas de microondas convencionales:

- ✓ Limitado BW y problemas de tolerancia asociados.
- ✓ Baja ganancia (~6 dB).
- ✓ Gran pérdida de impedancia en la estructura de alimentación del arreglo.
- ✓ La mayoría irradian hacia el interior de la mitad del espacio.
- ✓ Estructuras de alimentación complejas requeridas para arreglos de alto funcionamiento.
- ✓ Excitación de ondas superficiales.
- ✓ Baja capacidad de potencia (~100 W).

Existen formas de minimizar el efecto de algunas de estas limitaciones. Por ejemplo, el ancho de banda que puede ser incrementado hasta un 60 % usando técnicas especiales; las limitaciones de baja ganancia y de baja potencia pueden ser eliminadas a través de una configuración de arreglo. Las limitaciones asociadas a las ondas de superficie tales como la baja eficiencia, incremento del acoplamiento mutuo, ganancia reducida y las degradaciones del patrón de radiación pueden ser eliminados usando estructuras fotónicas.

## Capítulo 2: Diseño de dos antenas microcintas con parche circular y rectangular respectivamente a una frecuencia de 2.4GHz.

En su forma básica, las antenas de microcinta se representan con dos platos paralelos de una capa de metal y un substrato de dieléctrico intercalado entre ellos, uno de estos platos de metal está infinitamente extendido, más que el otro, para formar el plano tierra y el plato de metal más pequeño es descrito como el parche radiador. Puesto que el tamaño del parche es a menudo proporcional a la frecuencia de propagación de la señal, esta clase de antena es clasificada como antena resonante. Este tipo de antenas se caracterizan por tener parches de diferentes geometrías, en este capítulo abordaremos las circulares y rectangulares a una frecuencia de 2.4GHz.

### 2.1 Antena microcinta con parche circular.

Una de las configuraciones más populares en las antenas de microcintas es la circular, cuya geometría se presenta en la figura 2.1, ya que ha recibido una gran atención no solo como un elemento único sino como un conjunto. Los modos sustentados por esta, pueden ser encontrados tratando al plano tierra y al material como una cavidad circular. Al igual que con el parche rectangular los modos que son soportados por una antena circular son aquellos donde la altura del substrato es pequeña (el  $h < \lambda$ ) es decir TM<sub>z</sub> donde la z es perpendicular respecto al parche. El grado de libertad a controlar es solo uno, el radio, trayendo como consecuencia cambios en el valor absoluto de la frecuencia de resonancia (Sandoval F. A., 2009).

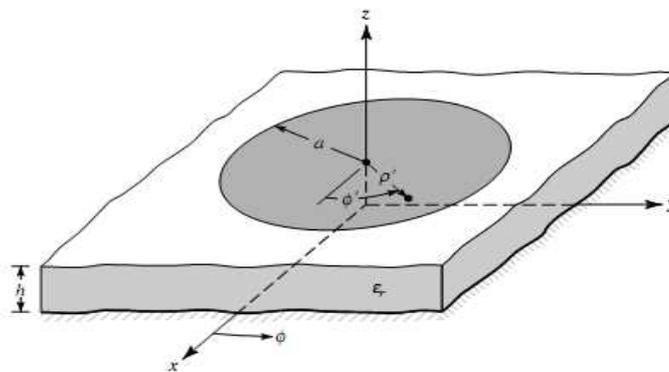


Figura 2. 1 Geometría de la antena microcinta con parche circular.

Fuente: (Sandoval F. A., 2009)

En este capítulo el objetivo fundamental es el diseño de una antena de microcinta con parche circular analizando sus parámetros fundamentales entre los que se encuentran la impedancia de entrada, la directividad, la ganancia, frecuencia de resonancia y las corrientes equivalentes específicas (Balanis, 2005) (Garg, Bhartia, Bahl, & Ittipiboon, 2001).

### **2.1.1 Método de análisis de la antena microcinta con parche circular. Modelo de cavidad resonante.**

Cualquier radiador de microcinta puede pensarse como una cavidad abierta limitada por el parche de microcinta y su plano tierra. Los campos normalizados dentro del substrato de dieléctrico (entre el parche y el plano tierra) pueden encontrarse con más precisión tratando esa región como una cavidad limitada por los conductores eléctricos (sobre y debajo de él) y por las paredes magnéticas (simulando un circuito abierto) a lo largo del perímetro del parche. Las bases para esta suposición son las siguientes observaciones (James & Hall, 1989).

- ✓ Los campos en la cavidad no varían en el eje z porque el substrato se supone muy delgado ( $h \ll \lambda_0$ ).
- ✓ El campo eléctrico está orientado solamente en el eje z y el campo magnético tiene sólo los elementos transversales en la zona delimitada por el parche metálico y el plano de tierra.
- ✓ La corriente eléctrica en el parche no tiene una componente en el borde de este, lo cual significa que la componente tangencial de H a lo largo del borde es insignificante y una pared magnética puede estar localizada a lo largo de la periferia.

El campo eléctrico total en la cavidad puede ser expresado como la suma de los campos asociado con cada modo sinusoidal (Garg, Bhartia, Bahl, & Ittipiboon, 2001).

$$E_x(x, y) = \sum_m \sum_n C_{mn} \cos\left(\frac{m\pi}{L}\right) x \cdot \cos\left(\frac{n\pi}{W}\right) y \quad (2.1)$$

Donde  $C_{mn}$  es una constante que depende de donde se encuentre la alimentación, de las dimensiones y de las constantes dieléctricas.

La carga, cuando el parche es excitado, se distribuye en la parte superior e inferior de la superficie del parche y en la superficie del plano tierra.

La distribución de carga es controlada por dos mecanismos fundamentales, de atracción y de repulsión, el movimiento de estas cargas crea una densidad de corriente,  $J_b$  y  $J_c$ , en la superficie inferior y superior del parche, respectivamente. Ver figura 2.2

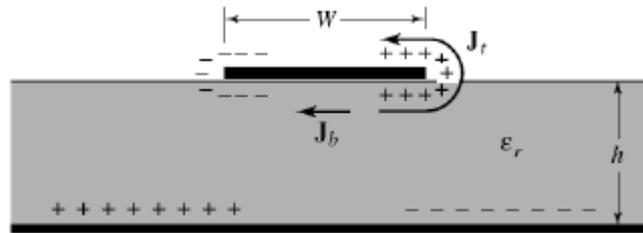


Figura 2. 2 Distribución de carga y densidad de corriente del parche de microcinta.

Fuente: (Ramirez & Urquizo, 2010)

Las frecuencias de resonancia de la cavidad así como de la antena microcinta se encuentran utilizando las ecuaciones Para estas, la altura del sustrato ( $h$ ) es muy pequeña, típicamente ( $h < 0.05\lambda_0$ .) Por consiguiente las frecuencias resonantes para los modos  $TM_z mn0$  pueden estar escritas por:

$$(f_r)_{mn0} = \frac{1}{2\pi(\mu\epsilon)^{1/2}} \left( \frac{X_{mn}'}{\alpha} \right) \quad (2.2)$$

El modo dominante en este tipo de antena es el  $TM_z 110$  donde su frecuencia de resonancia es:

$$(f_r)_{110} = \frac{1.8412}{2\pi\alpha(\mu\epsilon)^{1/2}} = \frac{1.8412v_0}{2\pi\alpha(\epsilon_r)^{1/2}} \quad (2.3)$$

Donde  $v_0$  es la velocidad de la luz dentro de espacios libres.

La corrección en el parche circular es introducida utilizando un radio efectivo  $\alpha_e$ , reemplazando el actual radio  $\alpha$ .

$$\alpha_e = \alpha \left\{ 1 + \frac{2h}{\pi\alpha\epsilon_r} \left[ \ln \left( \frac{\pi\alpha}{2h} \right) + 1.7726 \right] \right\}^{1/2} \quad (2.4)$$

A partir de este análisis vemos que la frecuencia de resonancia a la cual corresponde la ecuación (2.3) para el TMz más poderoso debe ser modificada por la ecuación (2.4), quedando como resultado.

$$(f_r)_{110} = \frac{1.84129_0}{2\pi\alpha(\epsilon_r)^{1/2}} \quad (2.5)$$

### 2.1.2 Ganancia y Directividad.

La conductancia total  $G_T$ , va a estar dada por:

$$G_T = G_{\text{rad}} + G_c + G_d \quad (2.6)$$

Donde:

$$G_{\text{rad}} = \frac{(k_0 a_e)^2}{480} \int_0^{\pi/2} (J'_{02}{}^2 + \cos^2 J_{02}{}^2) \sin d \quad (2.7)$$

$$G_c = \frac{E_{m0}\pi(\pi\mu_0 f_r)^{-3/2}}{4h^2(\sigma)^{1/2}} ((ka_e)^2 - m^2) \quad (2.8)$$

$$G_d = \frac{E_{m0}\tan\delta}{4\mu_0 h f_r} ((ka_e)^2 - m^2) \quad (2.9)$$

La directividad ( $D_0$ ), esta dada por:

$$D_0 = \frac{(k_0 a_e)^2}{120G_{\text{rad}}} \quad (2.10)$$

### 2.1.3 Diseño de antena microcinta con parche circular a una frecuencia de 2.4GHz

En esta investigación se llevaron a cabo una serie de cálculos necesarios para poder realizar la simulación entre los que se encuentran la frecuencia de resonancia ( $f_r$ )=2.4GHz, el radio efectivo ( $a_e$ ) = 2.3 cm, la altura (h)=0.32cm y se utilizó como dieléctrico Duroid 5880 de ( $\epsilon_r$ )=2.2. Ver figura 2.3

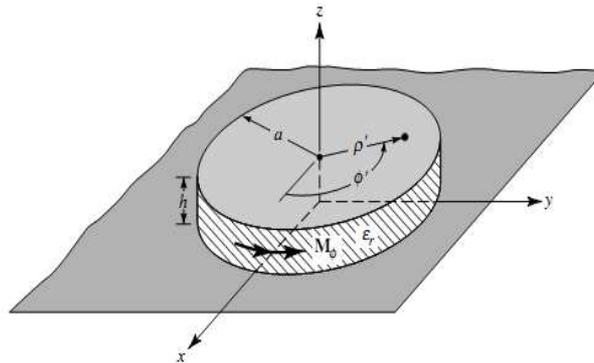


Figura 2. 3 Parámetros a tener en cuenta en una antena con parche circular.  
Fuente: (Sandoval F. , 2009)

La resistencia de entrada viene dada por:

$$R_{in}(\rho' = a_e) = \frac{1}{G_T} \quad (2.11)$$

### 2.2 Antena microcinta con parche rectangular.

Entre las antenas microcintas más populares se encuentra las de parche rectangular. La antena a diseñar será de este tipo debido a que es una geometría fácil de analizar y de construir, la alimentación de dicho parche se realizará mediante acoplamiento de apertura.

#### 2.2.1 Métodos de análisis para una antena microcinta de parche rectangular.

##### Modelo de línea de transmisión.

Utilizando el modelo de línea de transmisión un parche de microcinta puede ser representado por un arreglo de dos ranuras radiantes, cada una con un ancho (W) y con una altura (h), separadas por una línea de transmisión de baja impedancia ( $Z_c$ ) con

longitud ( $L$ ), donde cada ranura se representa por un circuito paralelo de conductancia ( $G$ ) y susceptancia ( $B$ ) (James & Hall, 1989). El parche de la antena puede representarse por la red equivalente Ver figura 2.4.

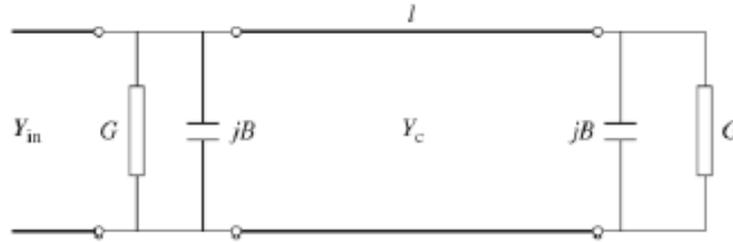


Figura 2. 4 Circuito equivalente del parche de microcinta.  
Fuente: (Sandoval F. , 2009)

Debido a que las dimensiones del parche de microcinta son de longitud y ancho finito, los campos en los bordes del parche son sometidos a los efectos de desbordamiento, lo cual es ilustrado en la figura 2.5 (a, b). La cantidad de campo desbordado está en función de las dimensiones del parche y de la altura del sustrato.

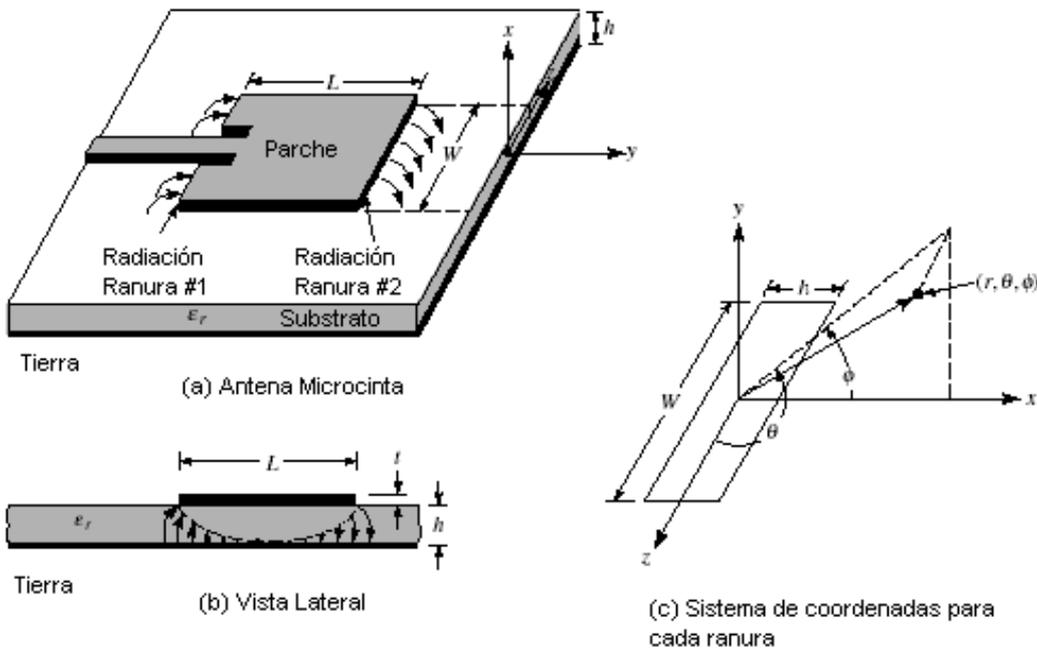


Figura 2. 5 Antena de microcinta y sistema de coordenadas.  
Fuente: (Sandoval F. , 2009)

Para una línea de microcinta como la que se muestra en la figura 2.6a, las líneas de campo eléctrico son las mostradas en la figura 2.6b. Estas son líneas no homogéneas de los dos dieléctricos, típicamente del aire y del substrato, parte de estas líneas residen en el substrato y otras en el aire. Si  $W / h \gg 1$  y  $\epsilon_r \gg 1$  las líneas del campo eléctrico se concentran fundamentalmente en el substrato. El desbordamiento en este caso hace que las líneas de microcinta se vean más anchas eléctricamente comparadas con las dimensiones físicas (James & Hall, 1989). Debido a que algunas ondas viajan por el substrato y otras por el aire, se introduce la constante dieléctrica efectiva  $\epsilon_r$  cuyos valores se encuentran en el rango siguiente:  $1 < \epsilon_{reff} < \epsilon_r$

La constante dieléctrica efectiva está en función de la frecuencia, si la frecuencia de trabajo aumenta esta también aumenta y se concentrarán la mayoría de las líneas del campo eléctrico en el substrato. Para las bajas frecuencias la constante dieléctrica efectiva es esencialmente constante (Garg, Bhartia, Bahl, & Ittipiboon, 2001).

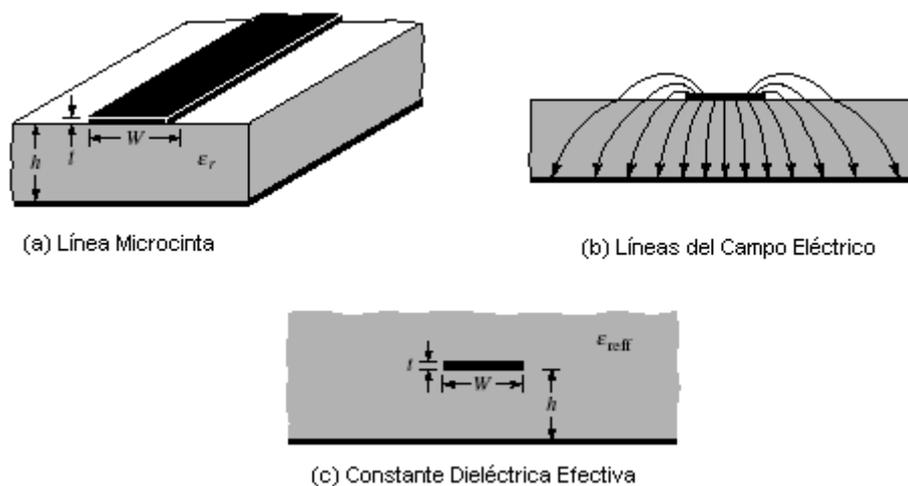


Figura 2. 6 Líneas de microcinta y sus líneas de campo eléctrico.  
Fuente: (Sandoval F. , 2009)

A continuación se muestra la ecuación para hallar esta constante:

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ 1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (2.12)$$

A causa del efecto de desbordamiento, el parche de microcinta eléctricamente parece más grande que sus dimensiones reales en el plano principal E (plano xy), esto se muestra en la figura 2.7, donde las dimensiones de longitud del parche han sido extendidas una distancia ( $\Delta L$ ), en función de la constante dieléctrica efectiva y de la relación ancho - altura ( $W/h$ ) (SandovalN., 2009).

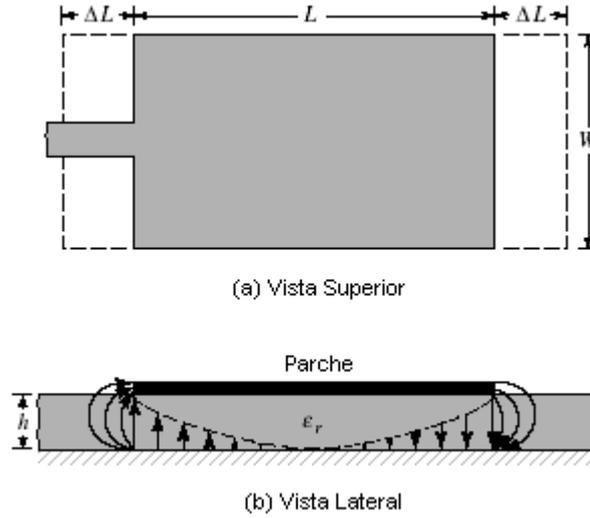


Figura 2. 7 Longitudes física y efectiva de un parche rectangular de microcinta.  
Fuente: (SandovalN., 2009)

Una forma práctica de realizar la aproximación de normalización de la extensión de la longitud es la siguiente:

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \frac{(\epsilon_{reff} + 0.3) \left( \frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{reff} - 0.258) \left( \frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad (2.13)$$

El parche ha sido extendido  $\Delta L$ , por cada lado, por lo que la longitud efectiva del parche es ahora,

$$\Delta L = L + 2\Delta L \quad (2.14)$$

Para el modo dominante  $TM_{010}$  la frecuencia de resonancia de la antena de microcinta en función de la longitud es (SandovalN., 2009),

$$(f_r)_{010} = \frac{1}{2L\sqrt{\epsilon_r}\sqrt{\epsilon_0\mu_0}} = \frac{v_0}{2L\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.15)$$

Donde  $v_0$  es la velocidad de la luz en el espacio libre, esta frecuencia de resonancia debe modificarse para incluir los efectos de desbordamiento,

$$f_{rc_{010}} = \frac{1}{2L_{eff}\sqrt{\epsilon_{reff}}\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} = \frac{1}{2(L+2\Delta L)\sqrt{\epsilon_{reff}}\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} \quad (2.16)$$

A medida que aumenta la altura del substrato, aumenta también el desbordamiento, llevando a separaciones más grandes entre los bordes radiantes y a bajas frecuencias de resonancia.

La impedancia de entrada viene dada por,

$$R_{in} = \frac{1}{2G_1} \quad (2.17)$$

En el caso de la conductancia de radiación, ( $G_1$ ), esta es posible determinarla mediante la potencia total radiada, integrando el diagrama de radiación.

Para tener en cuenta el efecto de acoplamiento entre las dos ranuras de la antena, la resistencia de entrada debe ser calculada como,

$$R_{in} = \frac{1}{2(G_1 \pm G_{12})} \quad (2.18)$$

Es importante conocer la impedancia de entrada del parche ya que para obtener un ajuste adecuado de la impedancia deben concordar la impedancia característica de la línea de transmisión y la impedancia de entrada de la antena. Se ha demostrado que la impedancia de entrada va a depender del punto de alimentación. Ver figura 2.8

Llegando finalmente a la siguiente relación entre la impedancia de entrada y el punto de alimentación:

$$\begin{aligned} R_{in}(y = y_0) &= \frac{1}{2(G_1 + G_{12})} \cos^2\left(\frac{\pi}{L}y_0\right) \\ &= R_{in}(y = 0) \cos^2\left(\frac{\pi}{L}y_0\right) \end{aligned} \quad (2.19)$$

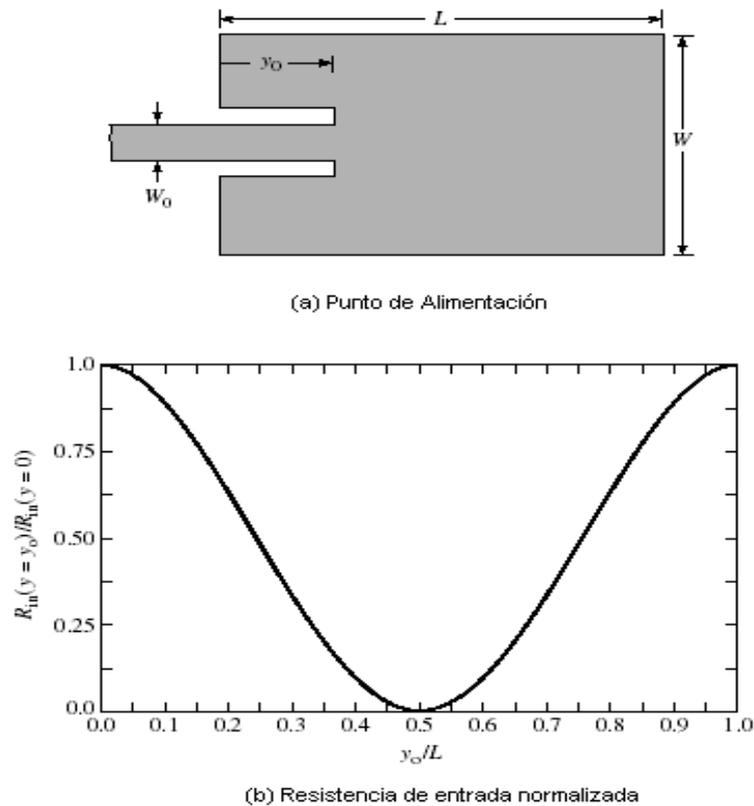


Figura 2. 8 Punto de alimentación y característica de la impedancia de entrada.  
Fuente: antenasparatodos.blogspot.com

La resistencia de entrada no está fuertemente relacionada con la altura del sustrato ( $h$ ), de forma aparente la resistencia de entrada puede disminuir al aumentar el ancho de la antena de microcinta ( $W$ ).

### 2.2.2 Directividad y Ganancia.

La directividad es definida como la relación entre la máxima densidad de potencia en la dirección del lóbulo principal y el promedio de la densidad de potencia radiada. Esta se corresponde a una medida de las propiedades de direccionalidad de la antena comparada con una antena isotrópica y viene dada por:

$$D = \frac{4(k_0 W)^2}{\pi n_0 G_r} \quad (2.44)$$

Donde  $G_r$  es la conductancia de radiación en el parche y  $n_0 = 120 \pi$ .

La ganancia viene dada por:

$$G = e_r D \quad (2.45)$$

En esta expresión  $e_r$  es la eficiencia de radiación de la antena.

Esta ganancia obtenida siempre es inferior a la directividad debido a que  $e_r$  está en el rango de  $0 < e_r < 1$ .

En la figura 2.9 se muestra la gráfica de la Directividad en función del espesor del sustrato.

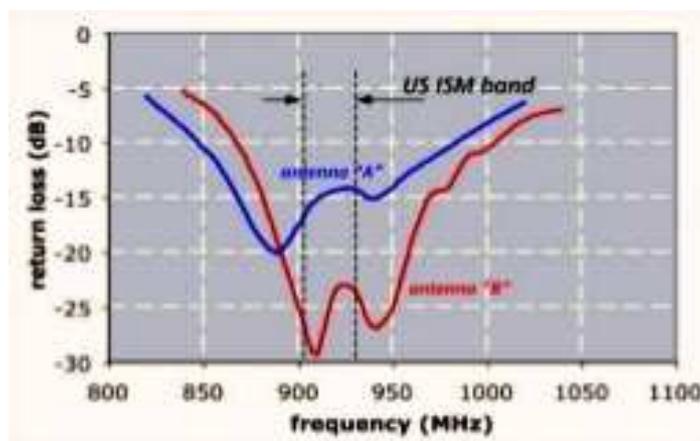


Figura 2. 9 Directividad de un parche rectangular en función del espesor del sustrato.  
Fuente: (Mendoza & Pinto, 2013)

A continuación se muestra el aumento de la ganancia a medida que el espesor del sustrato aumenta. Ver figura 2.10

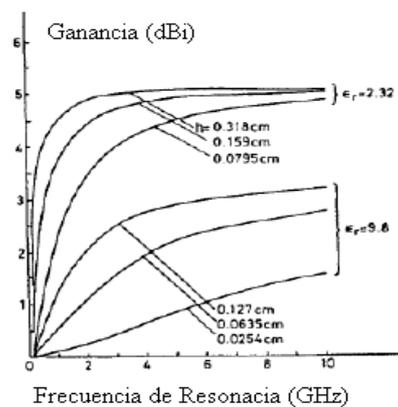


Figura 2. 10 Variación de la ganancia directa con la frecuencia de resonancia.

### **2.2.3 Diseño de antena microcinta con parche rectangular a una frecuencia de 2.4GHz.**

El diseño de la antena con parche rectangular se realizó a una frecuencia de 2.4GHz, con dieléctrico Duroid 5880 de ( $\epsilon_r$ )=2.2, una altura (h)=0.32cm, un ancho (W)=2.9 y un largo (L)=2.9cm.

### **Capítulo 3: Simulación de dos antenas microcintas con parche circular y rectangular respectivamente a una frecuencia de 2.4GHz.**

El programa utilizado es el *HFSS (High Frequency Structure Simulator)* el cual corresponde a un simulador de alta calidad para dispositivos pasivos de volúmenes arbitrarios en 3D, especialmente aquellos con curvas y formas complejas, en una fracción de tiempo muy pequeña comparados con otras técnicas. Este software integra simulación, visualización, modelado sólido y automatización en un entorno fácil de aprender, donde las soluciones de los problemas en 3D son muy exactas. Este software emplea el modelo de método de elementos finitos (FEM) para resolver eléctricamente pequeñas pero complejas estructuras. Este es un método de solución tridimensional y la mejor forma de describirlo es a través de una serie de pasos de implementación que podrán encontrar en la referencia. A diferencia del método de diferencias finitas en el dominio del tiempo (FDTD), el FEM, realiza una solución aproximada para cada elemento, debido a lo cual el tamaño del elemento puede ser lo mismo largo que pequeño, dependiendo de la geometría o variación del campo. La implementación de este método requiere de un fino desarrollo analítico con antelación, un profundo conocimiento de los métodos de álgebra lineal y procedimientos de procesamiento. Este método es muy versátil y flexible cuando de modelar complejas geometrías se trata. Sus soluciones son estables y precisas y puede manejar materiales no homogéneos.

#### **3.1 Método de Elementos Finitos**

El principal motivo para desarrollar un modelo analítico para la antena de microcinta es proveer un método de diseño para la misma. Además de permitir al diseñador descubrir los mecanismos físicos de cómo funciona la antena de microcinta. Con una técnica de análisis, el ingeniero debe ser capaz de predecir las características del funcionamiento de la antena, como la impedancia de entrada, la frecuencia de resonancia, el ancho de banda, el patrón de radiación y la eficiencia. Hay diferentes técnicas de análisis que han sido desarrolladas para analizar las antenas de microcinta. Entre ellas se encuentran el modelo de circuito de línea de transmisión, el modelo de cavidad, el método de los momentos, el método FDTD, FEM, entre otros (Silvester & Ferrari, 1996) (Gómez, Rodríguez, Marante, & Rizo, 2013).

El método de elementos finitos indica el comportamiento de una función que será compleja cuando es sobre una región grande pero se puede obtener una aproximación simple para una subregión pequeña. La región total es dividida en un número de subregiones poco solapadas llamadas elementos finitos. En dos dimensiones usualmente usamos polígonos, y los polígonos más simples son triángulos y cuadrados. Ver Figuras 3.1 a 3.3

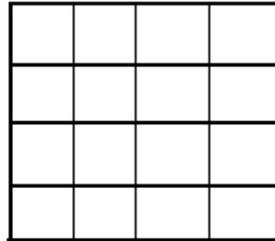


Figura 3. 1 Región dividida en elementos cuadrados.  
Elaborada por el Autor.

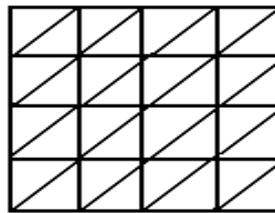


Figura 3. 2 Región dividida en elementos triangulares  
Elaborada por el Autor.

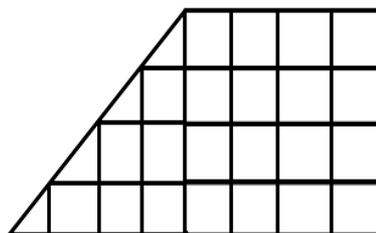


Figura 3. 3 Región dividida en elementos triangulares  
Elaborada por el Autor.

Una de las ventajas de utilizar los triángulos es que una región arbitraria puede ser fácilmente aproximada con un grupo de triángulos. Ver Figura 3.4



Figura 3. 4 Región arbitraria dividida en triángulos.  
Elaborada por el Autor.

Independientemente de la forma de los elementos, el campo es aproximado por una expresión diferente para cada uno de ellos, pero donde los bordes de los elementos contiguos se superponen las representaciones del campo deben mantener continuidad de las ecuaciones del mismo. Las ecuaciones a ser solucionadas no son usualmente declaradas en términos de las variables del campo sino en términos de un tipo de función integral como la energía. La función es seleccionada semejante a la de solución del campo a partir de la función estacionaria. La función total es la suma integral de cada elemento.

### 3.1.1 Elementos Finitos en una dimensión

Considerando el problema en una dimensión con una función minimizada

$$I[f] = \int_0^1 \left[ \frac{df}{dx} \right]^2 dx \quad (3.1)$$

Con condiciones de frontera

$$f(0) = 0 \quad (3.2)$$

$$f(1) = 1 \quad (3.3)$$

Luego se divide el intervalo (0,1) en cuatro subintervalos de la forma siguiente

$$f_k = f(0,25k) \quad (3.4)$$

Si la función es aproximada dentro del intervalo K por

$$f(x) = f_{k-1} + 4(f_k - f_{k-1})[x - 0.25(k - 1)] \quad (3.5)$$

La derivada dentro del intervalo sería

$$\frac{df}{dx} = 4(f_k - f_{k-1}) \quad (3.6)$$

Evaluando en la integral sobre cada uno de los subintervalos

$$I[f] = 4(f_1)^2 + 4(f_2 - f_1)^2 + 4(f_3 - f_2)^2 + 4(1 - f_1)^2 \quad (3.7)$$

Para encontrar los valores funcionales que minimizan esta expresión, la diferenciación con relación a cada uno de estos valores está dada por:

$$\frac{dI}{df_1} = 8(f_1) + 8(f_1 - f_2) \quad (3.8)$$

$$\frac{dI}{df_2} = 8(f_1 - f_2) + 8(f_2 - f_3) \quad (3.9)$$

$$\frac{dI}{df_3} = 8(f_3 - f_2) + 8(f_3 - f_1) \quad (3.10)$$

Donde las soluciones para estas ecuaciones serían:

$$f_1 = 0.25 \quad (3.11)$$

$$f_2 = 0.5 \quad (3.12)$$

$$f_3 = 0.75 \quad (3.13)$$

Sustituyendo los valores de  $f_1$ ,  $f_2$  y  $f_3$  en la ecuación 3.7 se obtiene un valor 1 para  $I[f]$ . De esta solución se puede arribar a la conclusión de que las ecuaciones derivadas minimizando la expresión aproximada para las funciones son las mismas ecuaciones que resultan de la aplicación del método de diferencias finitas para la ecuación diferencial cuya solución minimiza la función (Steele, 1987).

### 3.1.2 Interpolación lineal para triángulos rectos isósceles

En dos dimensiones la solución más simple se obtiene usando triángulos rectos isósceles (Davies, 1980). En este tipo de triángulo es conveniente analizar el origen de las coordenadas en un vértice. Ver figura 3.5

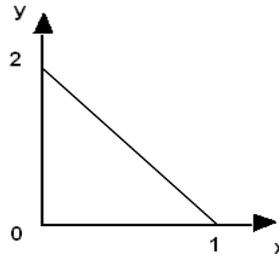


Figura 3.5 Triángulo recto isósceles.  
Elaborada por el Autor.

La interpolación más simple a usar es con la fórmula de primer orden del potencial.

$$\phi(x, y) = a + bx + cy \quad (3.14)$$

Hay tres parámetros desconocidos (a, b y c), por lo que es natural especificar la interpolación en términos de la función para cada uno de los tres vértices del triángulo. La solución para los parámetros resulta

$$\phi(x, y) = \phi_0 + \frac{\phi_1 - \phi_0}{h} x + \frac{\phi_2 - \phi_0}{h} y \quad (3.15)$$

La cual puede ser definida como se observa en la ecuación 3.16

$$\phi(x, y) = \phi_0 \left(1 - \frac{x}{h} - \frac{y}{h}\right) + \phi_1 \left(\frac{x}{h}\right) + \phi_2 \left(\frac{y}{h}\right) \quad (3.16)$$

Usualmente llamada expansión nodal. Cuando la magnitud del campo buscada es el potencial electrostático, la energía eléctrica del campo es una función natural para usar porque el potencial minimiza esta energía. Esta energía para una permitividad uniforme sería

$$W = \frac{\epsilon}{2} \iint \nabla \phi \cdot \nabla \phi dx dy \quad (3.17)$$

La cual es igual a

$$W = \frac{\epsilon}{2} \iint \left[ \left( \frac{\partial \phi}{\partial x} \right)^2 + \left( \frac{\partial \phi}{\partial y} \right)^2 \right] dx dy \quad (3.18)$$

La energía para el triángulo isósceles se obtiene de sustituir la ecuación 3.15 en la ecuación 3.18

$$W = \frac{\epsilon}{4} [(\phi_0 - \phi_1)^2 + (\phi_0 - \phi_2)^2] \quad (3.19)$$

Esta expresión claramente no depende de la orientación del triángulo y se aplica a otras orientaciones. La región total está dividida en un número de triángulos isósceles rectos, la energía para cada elemento es proporcional a la suma de cuadrados de las diferencias de los valores del vértice, como se puede ver en la ecuación 3.19. La energía total luego es encontrada por la adición de las contribuciones de energía de los parámetros, en este caso son los valores del potencial en los vértices del triángulo.

Nótese que las condiciones de frontera contienen los valores de los nodos que caen sobre el límite. La energía es la suma de un número de términos, la cual implica  $\phi(i, j)$ . Para un punto interior típico  $(x, y)$ . Ver Figura 3.6

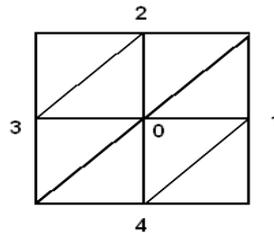


Figura 3. 6 Región con nodo interior dividida en elementos triangulares  
Elaborada por el Autor.

La energía de los términos que componen  $\phi_0$  está dada por:

$$\phi_0 = \frac{\epsilon}{2} [(\phi_0 - \phi_1)^2 + (\phi_0 - \phi_2)^2 + (\phi_0 - \phi_3)^2 + (\phi_0 - \phi_4)^2] \quad (3.20)$$

Determinando la derivada con respecto a  $\phi_0$  igual a cero se obtiene que:

$$\phi_0 = \frac{\phi_1 + \phi_2 + \phi_3 + \phi_4}{4} \quad (3.21)$$

### 3.1.3 Elementos triangulares generales

Basándose en el método de los triángulos isósceles se generalizara para todos los triángulos. Ver Figura 3.7. Usando la misma representación lineal que en los triángulos isósceles se obtiene la ecuación 3.22 con los valores del vértice. [16]

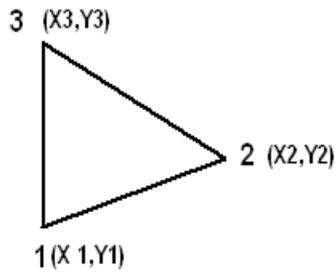


Figura 3. 7 Elemento triangular  
Elaborada por el Autor.

$$a + bx_1 + cy_1 = \phi_1 \quad (3.22)$$

$$a + bx_2 + cy_2 = \phi_2 \quad (3.23)$$

$$a + bx_3 + cy_3 = \phi_3 \quad (3.24)$$

La notación en forma matricial está dada por la ecuación 3.25

$$\begin{bmatrix} 1 & x_1 & y_1 \\ 1 & x_2 & y_2 \\ 1 & x_3 & y_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_1 \\ \phi_2 \\ \phi_3 \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

El determinante del coeficiente es

$$\begin{bmatrix} 1 & x_1 & y_1 \\ 1 & x_2 & y_2 \\ 1 & x_3 & y_3 \end{bmatrix} = 2A \quad (3.26)$$

Donde A es el área del triángulo, excepto en el caso especial donde los tres vértices son colineales en ese caso el área es cero, por lo que la ecuación puede ser calculada para

(a), (b) y (c). Entonces  $\phi(x, y)$  puede ser expresada en forma matricial como se muestra en la ecuación 3.27

$$\phi(x, y) = [\psi_1 \quad \psi_2 \quad \psi_3] \begin{bmatrix} \phi_1 \\ \phi_2 \\ \phi_3 \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

Donde  $\psi$  es la matriz determinada por

$$[\psi_1 \quad \psi_2 \quad \psi_3] = [1 \quad x \quad y] \begin{bmatrix} 1 & x_1 & y_1 \\ 1 & x_2 & y_2 \\ 1 & x_3 & y_3 \end{bmatrix}^{-1} \quad (3.28)$$

La expresión para  $\phi(x, y)$  es equivalente a

$$\phi(x, y) = \sum_{k=1}^3 \psi_k(x, y) \phi_k \quad (3.29)$$

Evaluando para  $\psi_k$  se obtiene

$$\psi_1(x, y) = \frac{1}{2A} [(x_2 y_3 - x_3 y_2) + (y_2 - y_3)x + (x_3 - x_2)y] \quad (3.30)$$

$$\psi_2(x, y) = \frac{1}{2A} [(x_3 y_1 - x_1 y_3) + (y_3 - y_1)x + (x_1 - x_3)y] \quad (3.31)$$

$$\psi_3(x, y) = \frac{1}{2A} [(x_1 y_2 - x_2 y_1) + (y_1 - y_2)x + (x_2 - x_1)y] \quad (3.32)$$

La  $\psi_k$  es la función de interpolación en ese sentido

$$\psi_j(x_k, y_k) = \begin{cases} 1 & \text{si } j = k \\ 0 & \text{si } j \neq k \end{cases} \quad (3.33)$$

Para evaluar la energía integral se sustituye

$$\nabla \phi(x, y) = \sum_k \phi_k \nabla \psi_k \quad (3.34)$$

En la ecuación 3.29 de la cual se obtiene

$$W = \frac{\epsilon}{2} \sum_{j=k} \delta_j \phi_k S_{jk} \quad (3.35)$$

Donde

$$S_{jk} = \iint (\nabla\psi_j) \cdot (\nabla\psi_k) dx dy \quad (3.36)$$

La matriz de coeficientes  $S_{jk}$  depende solamente de la forma del triángulo no del tamaño, localización o su orientación respecto a las coordenadas del sistema.

$$S_{12} = \iint \left( \frac{\partial\psi_1}{\partial x} \frac{\partial\psi_2}{\partial x} + \frac{\partial\psi_1}{\partial y} \frac{\partial\psi_2}{\partial y} \right) dx dy \quad (3.37)$$

Por lo que

$$S_{12} = \frac{1}{4A} [(y_2 - y_3)(y_3 - y_1) + (x_3 - x_2)(x_1 - x_3)] \quad (3.38)$$

Esta puede ser evaluada como se muestra en la ecuación 3.39

$$S_{12} = \frac{1}{2} \cot \theta_3 \quad (3.39)$$

Donde  $\theta_3$  es el ángulo interior en el vértice 3 del triángulo. Otros coeficientes de  $S_{jk}$  pueden ser calculados como se muestra en la ecuación 3.40

$$S_{jk} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \cot \theta_2 + \cot \theta_3 & -\cot \theta_3 & -\cot \theta_2 \\ -\cot \theta_3 & \cot \theta_1 + \cot \theta_3 & -\cot \theta_1 \\ -\cot \theta_2 & -\cot \theta_1 & \cot \theta_1 + \cot \theta_2 \end{bmatrix} \quad (3.40)$$

La energía calculada para un triángulo mediante la ecuación 3.35 es una función cuadrática de los valores del potencial en el vértice. El valor total de la energía para una región es la suma de la energía para cada uno de los elementos triangulares por lo tanto es una función cuadrática de la potencia total. La energía mínima es encontrada por diferenciación de esta función la cual es una combinación lineal de la potencia en cada nodo. De esta forma el resultado es un grupo de ecuaciones lineales que pueden ser calculadas para valores de potencias desconocidos.

### **3.2 Simulación de antena microcinta con parche circular a una frecuencia de 2.4GHz.**

El diseño de esta antena se muestra en la figura 3.8 donde se pueden observar la integración de todos sus componentes.

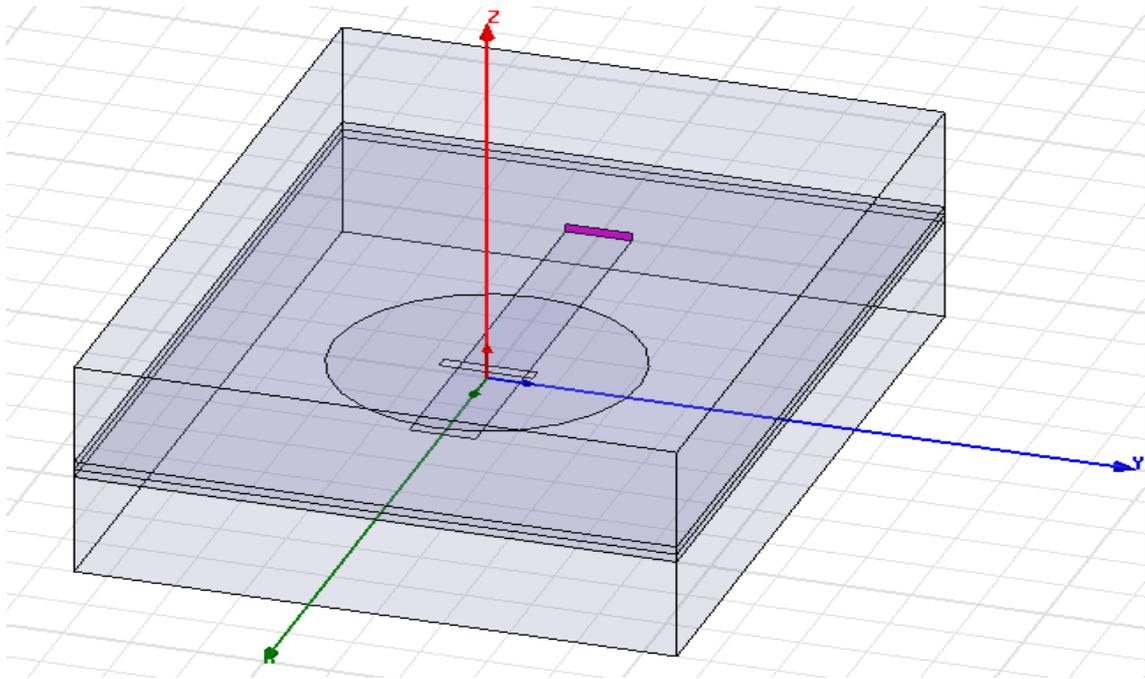


Figura 3. 8 Antena microcinta con parche circular simulada en Ansoft HFSS v10.1.  
 Descargada por el Autor.

Entre las principales características de la antena se encuentra la impedancia característica con un valor de 56.998 en la parte real y en la imaginaria de -22.4 y su comportamiento se puede observar a continuación. Ver figura 3.9

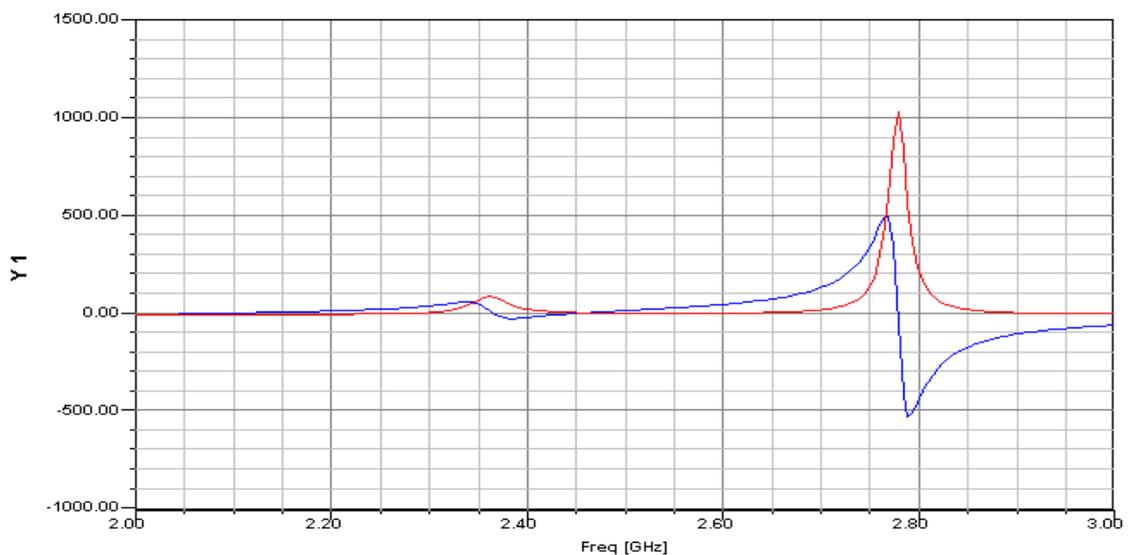


Figura 3. 9 Comportamiento de la impedancia característica.  
 Descargada por el Autor.

Para lograr la simulación es necesario introducirle los datos requeridos. Ver figuras 3.10 y 3.11

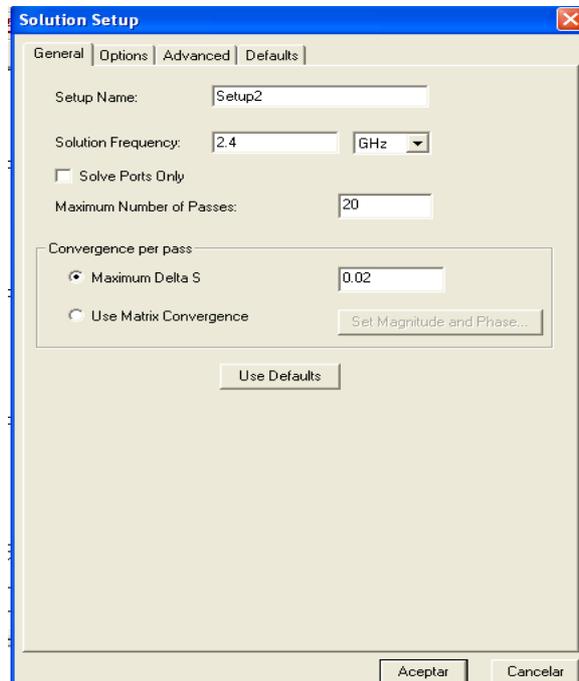


Figura 3. 10 Parámetros necesarios para la simulación.  
Descargada por el Autor.

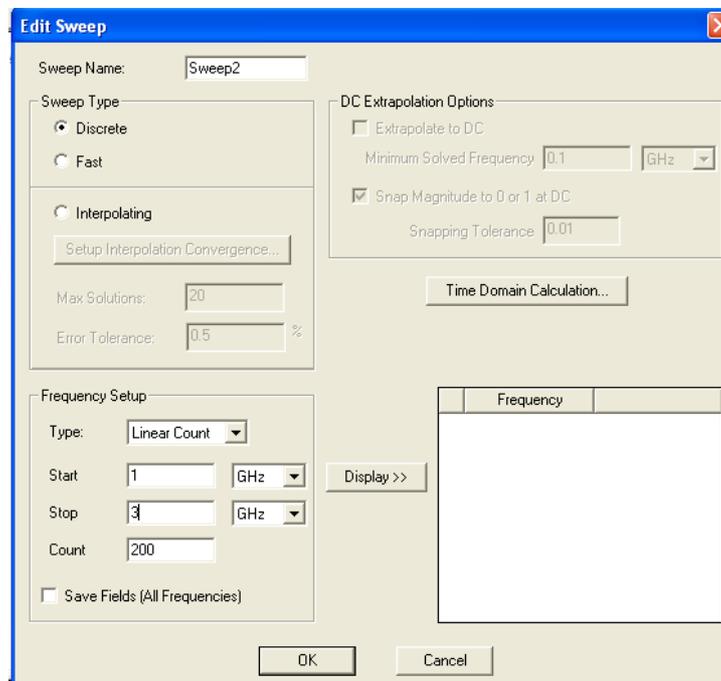


Figura 3. 11 Valores de la simulación de la gráfica del coeficiente de reflexión.  
Descargada por el Autor.

A continuación se presenta la gráfica de pérdida de retorno con un valor de -13.98, resonando a una frecuencia de aproximadamente 2.38GHz. Ver figura 3.12

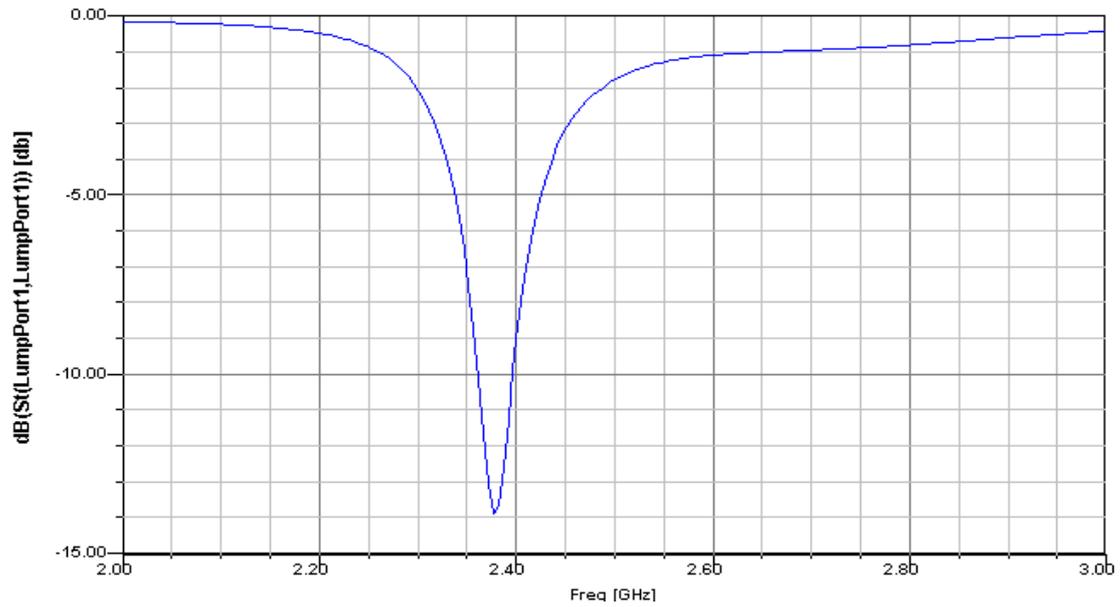


Figura 3. 12 Gráfica de la pérdida de retorno de una antena microcinta con parche circular.  
Descargada por el Autor.

El parámetro de radiación de esta antena para una frecuencia de 2.38 GHz es el que muestra la figura 3.13.

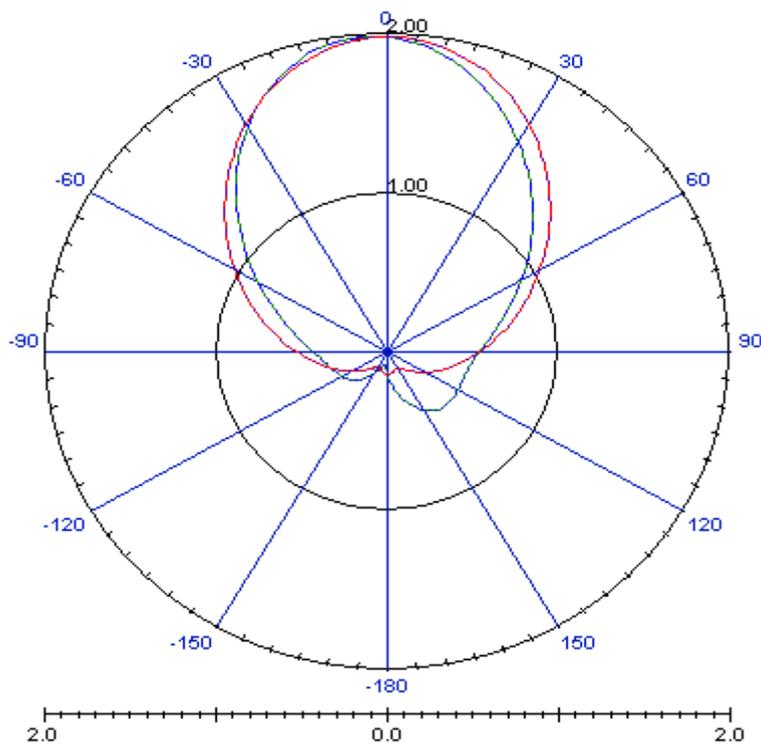


Figura 3. 13 Patrón de radiación de una antena de microcinta con parche circular.  
Descargada por el Autor.

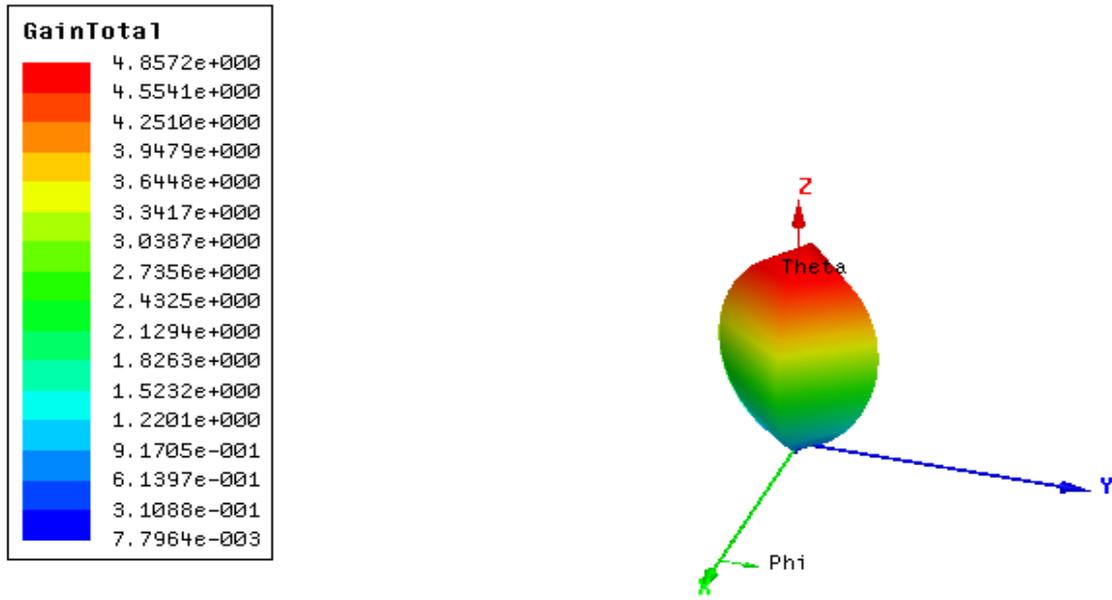


Figura 3. 14 Gráfica de la ganancia de la antena microcinta con parche circular.  
 Descargada por el Autor.

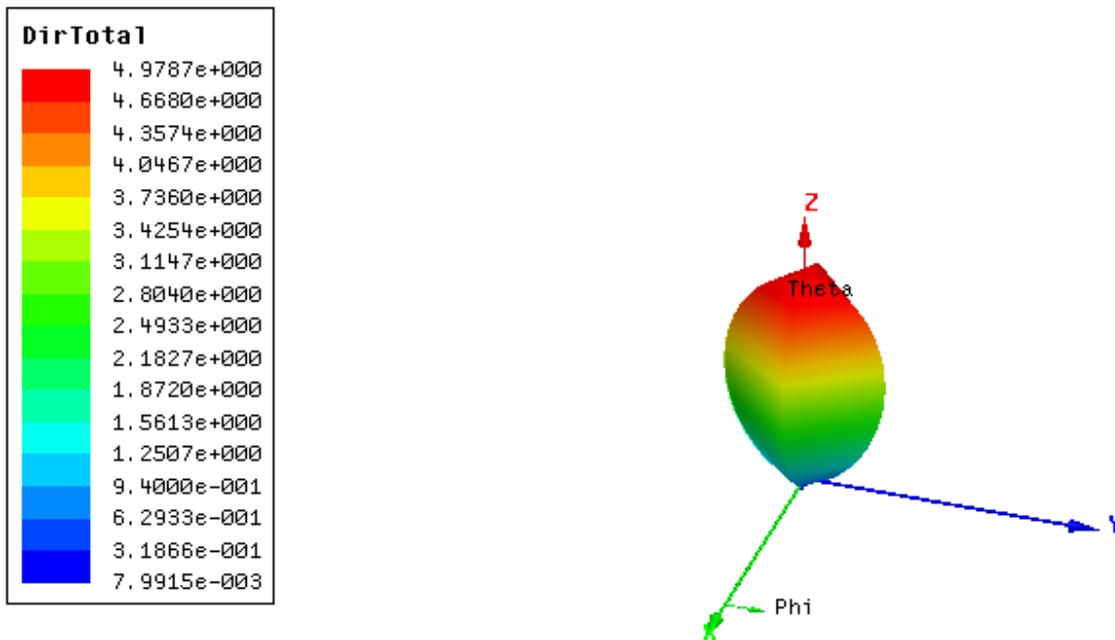


Figura 3. 15 Gráfica de la directividad de la antena microcinta con parche circular.  
 Descargada por el Autor.

### 3.3 Simulación de una antena microcinta con parche rectangular a una frecuencia de 2.4GHz.

A continuación se muestran una secuencia de imágenes de la simulación de esta antena.

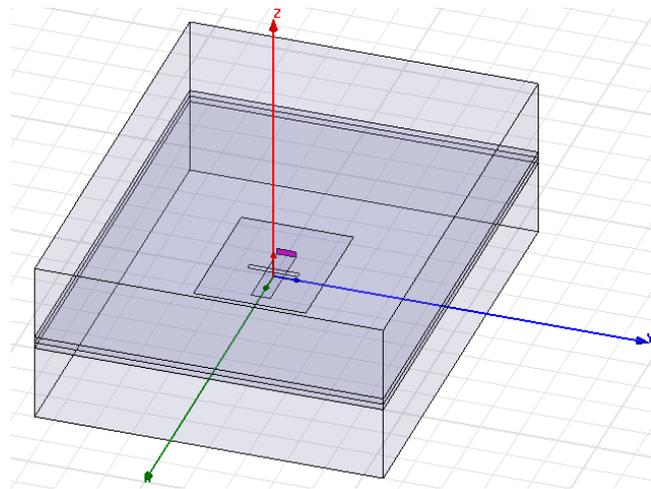


Figura 3. 16 Antena microcinta con parche rectangular simulada en Ansoft HFSS v10.1  
Descargada por el Autor.

El comportamiento de la impedancia característica se muestra a continuación con un valor de 53.869 en la parte real y en la imaginaria de -1.37. Ver figura 3.17

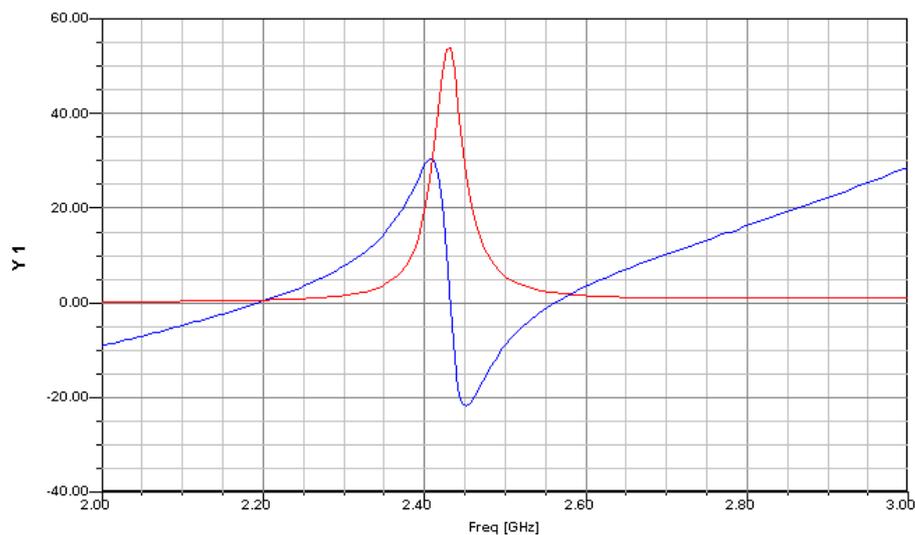


Figura 3. 17 Comportamiento de la impedancia característica.  
Descargada por el Autor.

Para lograr la simulación es necesario introducirle los datos requeridos. Ver figuras 3.18 y 3.19.

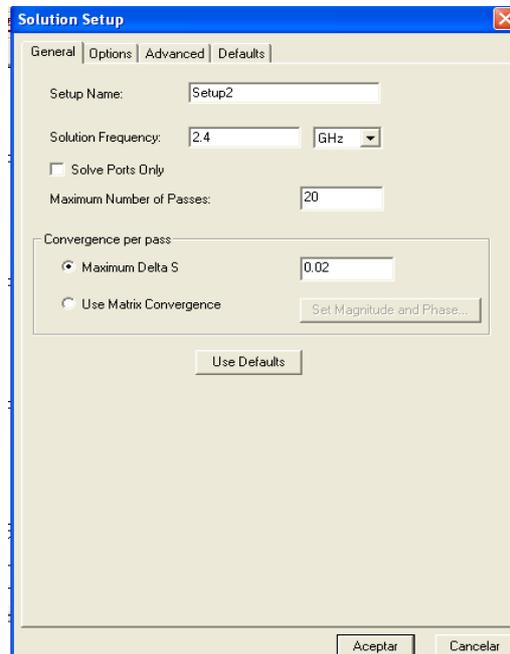


Figura 3. 18 Parámetros necesarios para la simulación.  
Descargada por el Autor.

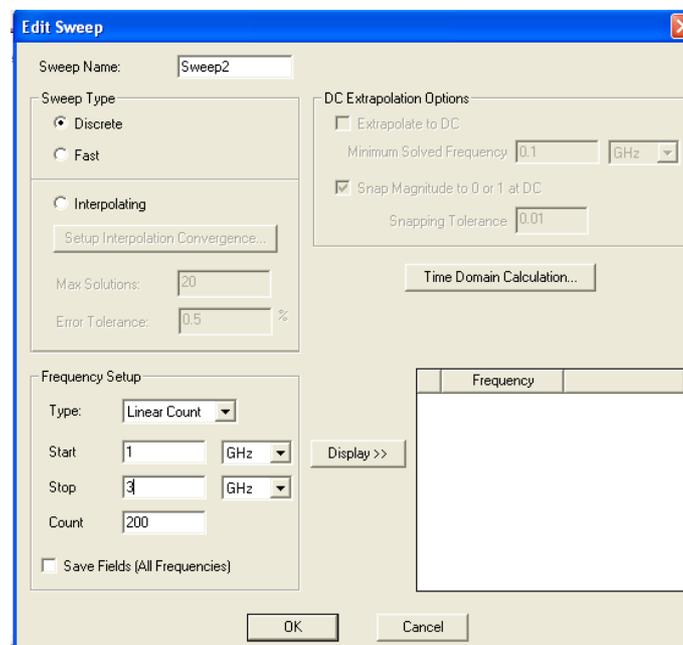


Figura 3. 19 Valores de la simulación de la gráfica del coeficiente de reflexión.  
Descargada por el Autor.

A continuación se presenta la gráfica de la pérdida de retorno con un valor de  $-27.96$ , resonando a una frecuencia de aproximadamente  $2.43$  GHz. Ver figura 3.20

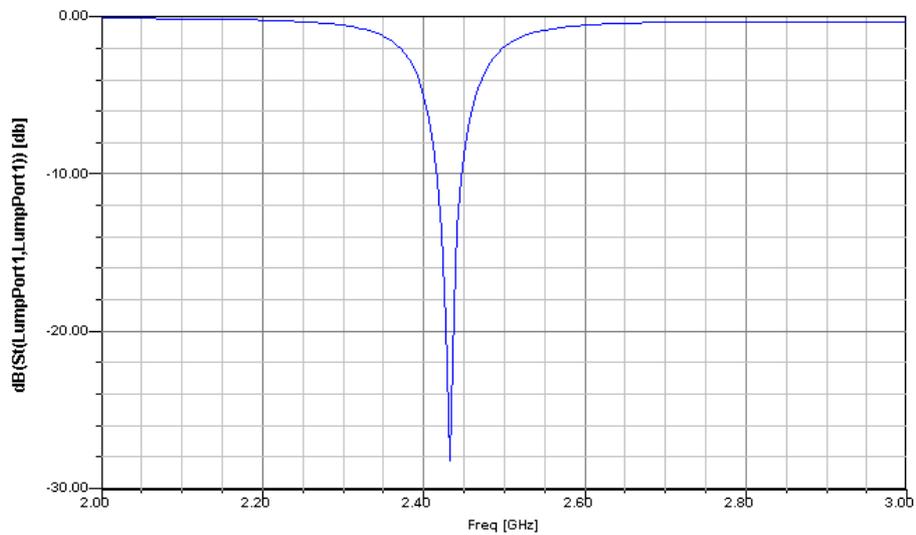


Figura 3. 20 Gráfica de la pérdida de retorno de una antena microcinta con parche rectangular.  
Descargada por el Autor.

El patrón de radiación de esta antena a una frecuencia de  $2.43$  GHz es: Ver figura 3.21

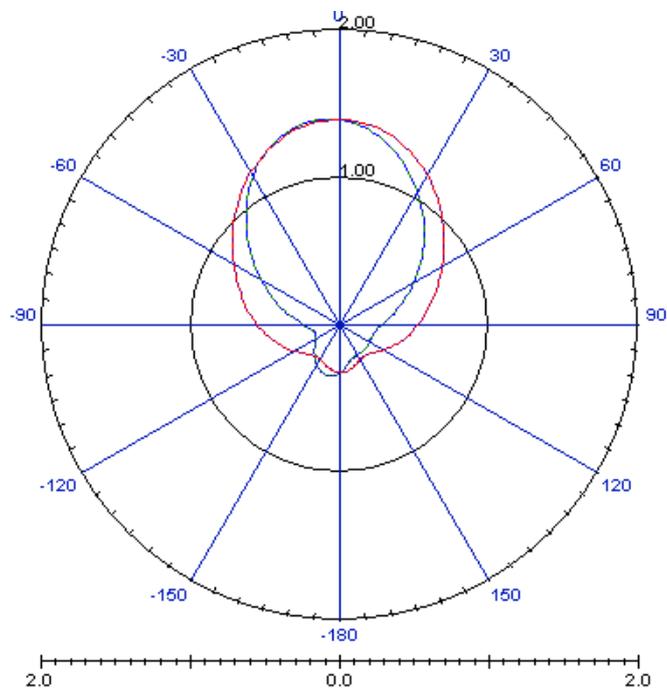


Figura 3.14 Patrón de radiación de una antena de microcinta con parche rectangular.  
Descargada por el Autor.

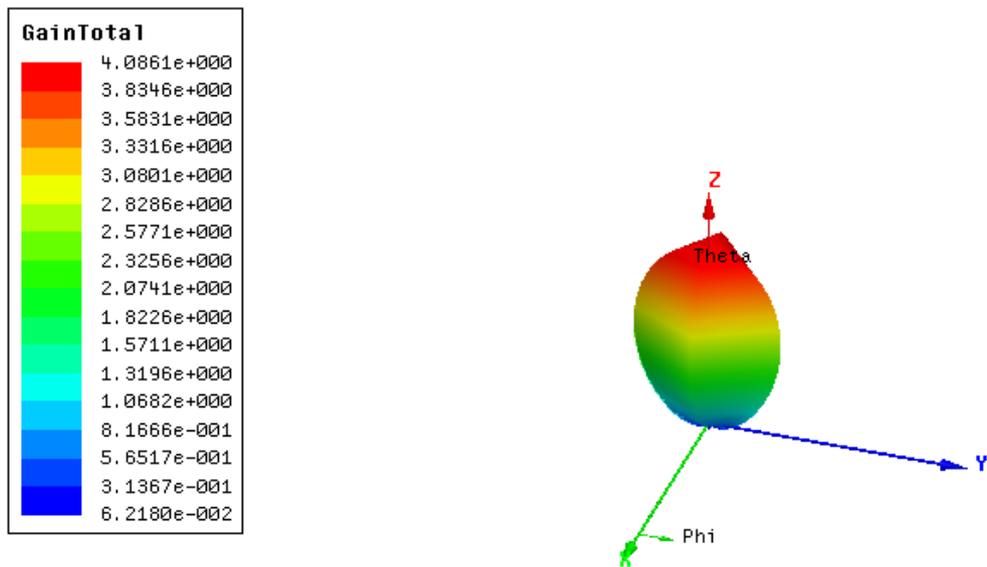


Figura 3. 21 Gráfica de la ganancia de la antena microcinta con parche rectangular.  
 Descargada por el Autor.

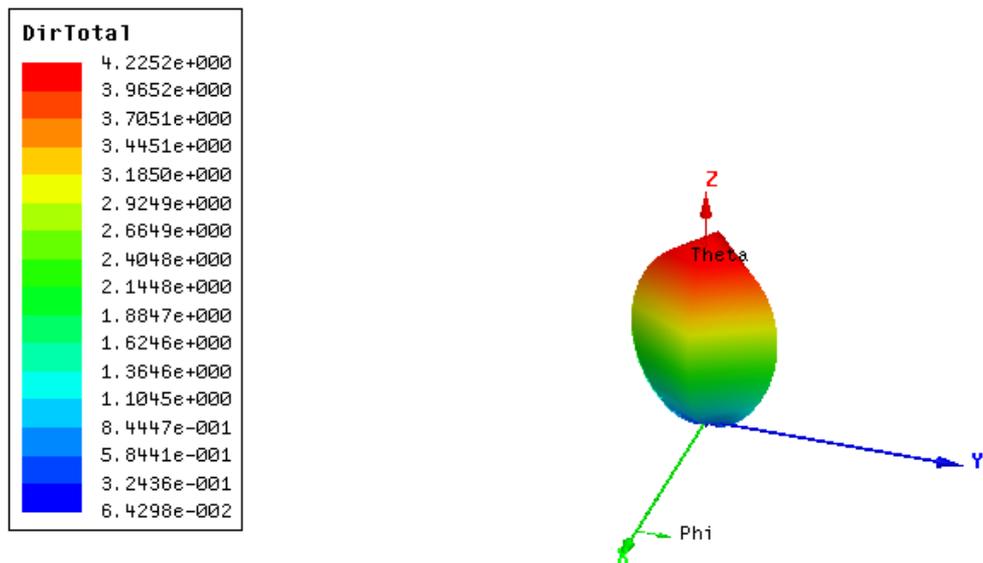


Figura 3. 22 Gráfica de la directividad de la antena microcinta con parche rectangular  
 Descargada por el Autor.

A continuación se presenta una comparación de las antenas analizadas donde se relacionan sus principales características. Ver Tabla 3.1

Tabla 3. 1 Comparación de las antenas microcintas de parches rectangular y circular  
Elaborada por el Autor.

<b>Aspectos</b>	<b>Parche Circular</b>	<b>Parche rectangular</b>
Impedancia de entrada	56.998 $\Omega$	53.869 $\Omega$
Ganancia	4.8572	4.0861
Directividad	4.9787	4.2252
Eficiencia	0.9755	0.9670
Pérdida de retorno	-13.98	-27.96
Coefficiente de reflexión	5.0118	25.1188
ROE	1.4987	1.0829

## Conclusiones.

- ✓ Se diseñó una antena microcinta con parche circular alimentada por acoplamiento de apertura a una frecuencia de 2.4 GHz y se simuló con el programa *Ansoft HFSS v10.1*, el cual permitió determinar las principales características como por ejemplo la gráfica de pérdida de retorno, el patrón de radiación, la ganancia y la directividad. Además de establecerse una posible solución de acople de impedancia de la línea microcinta a la entrada de la antena.
- ✓ Se diseñó una antena microcinta con parche rectangular alimentada por acoplamiento de apertura a una frecuencia de 2.4GHz y se simuló con el programa *Ansoft HFSS v10.1*, mediante el cual se obtuvieron las principales características de la antena antes mencionadas. Se estableció una solución de acople de impedancia de la línea microcinta a la entrada de la antena.
- ✓ Al comparar la antena microcinta con parche rectangular con la de parche circular se obtuvo como resultado que la que presenta mejores características de directividad es la antena microcinta de parche circular, por tanto es la mejor para las redes de enlaces inalámbricos.

### **Recomendaciones.**

- ✓ Perfeccionar los parámetros de la antena con el objetivo de mejorar su rendimiento.
- ✓ Continuar haciendo estudios sobre este tema el cual presenta una infinidad de variantes para diferentes aplicaciones y recursos.
- ✓ Profundizar en la herramienta de simulación con el fin de adicionarle más elementos al diseño para que brinde mayor precisión en los resultados.

## Bibliografía

Bahl, J., & Bhartia, P. (1980). *Microstrip Antennas*. Artech House.

Balanis, C. (2005). *Antenna Theory. Analysis and Design. Third Edition*. Hoboken, New Jersey.: Wiley-Interscience. John Wiley & Sons, Inc.

Bickford, W. (1990). *A First Course in the Infinite Element Method*. Homewood: Richard D. Irwin.

Blanco, A., Justo, J., & Lavandera, I. (Abril de 2014). *Análisis y diseño de un monopolio impreso para UWB*. Obtenido de EAC vol.35 no.1 La Habana ene.-abr. 2014 Ingeniería Electrónica, Automática y Comunicaciones: [http://scielo.sld.cu/scielo.php?pid=S1815-59282014000100002&script=sci\\_arttext](http://scielo.sld.cu/scielo.php?pid=S1815-59282014000100002&script=sci_arttext)

Buenrostro, S. (ctubre de 2007). *Metodología para el diseño y construcción de antenas de microcinta en la banda WiMAX a 3.5GHz* . Obtenido de <http://itzamna.bnct.ipn.mx/>: <http://itzamna.bnct.ipn.mx/dspace/bitstream/123456789/709/1/Buenrostro%20Rocha.pdf>

Davies, A. (1980). *The Finite Element Method: A First Approach*. Oxford: Clarendon Press, Oxford.

Ferrando, M., & microcintas, A. V. (2001). *Antenas*. Valencia: UNIVERSIDAD POLITECNICA DE VALENCIA.

García, A. (2010). *calculo de Antenas*. MARCOMBO, S.A. .

García, S. (26 de Diciembre de 2012). *Proyecto final 6682 - Antena Parche*. Obtenido de <https://prezi.com/>: [https://prezi.com/8i56jqfmcar\\_/proyecto-final-6682-antena-parche/](https://prezi.com/8i56jqfmcar_/proyecto-final-6682-antena-parche/)

Garg, R., Bhartia, P., Bahl, I., & Ittipiboon, A. (2001). *Microstrip Antenna Design Handbook*. Norwood: Artech House. Inc.

Gómez, E., Rodríguez, I., Marante, F., & Rizo, L. (Abril de 2013). *Estudio de la variación de diferentes parámetros en antenas de microcinta AAPC*. Obtenido de Ingeniería Electrónica, Automática y Comunicaciones: [http://scielo.sld.cu/scielo.php?pid=S1815-59282013000100003&script=sci\\_arttext](http://scielo.sld.cu/scielo.php?pid=S1815-59282013000100003&script=sci_arttext)

Guillén, E., & Girbau, D. (Junio de 2010). *Antenas de polarización circular para Sistema RFID*. Obtenido de <http://deeea.urv.cat>: <http://deeea.urv.cat/public/PROPOSTES/pub/pdf/1594pub.pdf>

HewlettPackard. (2001). HP RF Generator. User's Manual, Hewlett Packard. Hewlett Packard.

HP. (2000). HP Network Analyzer. User's Manual, Hewlett Packard, 2000. Hewlett Packard.

Itoh, T., Pelosi, G., & Silvester, P. (1996). *Finite Element Software for Microwave Engineering*. Wiley.

James, J., & Hall, P. (1989). *Handbook of Microstrip Antennas*. Electromagnetic Waves Series.

Jiménez, J., Rodríguez, J., & González, V. (2011 de Noviembre de 26). *Procedimiento de Diseño y Realización de Antenas de Parche en Tecnología Microstrip*. Obtenido de [polired.upm.es](http://polired.upm.es): [polired.upm.es/index.php/iac/article/download/1762/1774](http://polired.upm.es/index.php/iac/article/download/1762/1774)

Mendoza, E., & Pinto, F. (17 de Enero de 2013). *Antenas*. Obtenido de <http://es.slideshare.net>: <http://es.slideshare.net/fsegrerat/antena-16031435>

Moreno, A. (28 de Julio de 2008). *Diseño de una agrupación de parches con alimentación en serie para aplicaciones de WiFi*. Obtenido de <http://upcommons.upc.edu>: <http://upcommons.upc.edu/handle/2099.1/5349>

Pozar, D. (2011). *Microwave Engineering*. United States of America: John Wiley & Sons, Inc. Obtenido de <http://www2.electron.frba.utn.edu.ar>: [http://www2.electron.frba.utn.edu.ar/~jceconi/Bibliografia/Ocultos/Libros/Microwave\\_Engineering\\_David\\_M\\_Pozar\\_4ed\\_Wiley\\_2012.pdf](http://www2.electron.frba.utn.edu.ar/~jceconi/Bibliografia/Ocultos/Libros/Microwave_Engineering_David_M_Pozar_4ed_Wiley_2012.pdf)

Ramirez, R., & Urquizo, I. (Agosto de 2010). *Metodología de diseño para antenas microcinta de parche rectangular*. Obtenido de <http://ice.uaz.edu.mx/>: [http://ice.uaz.edu.mx/c/document\\_library/get\\_file?uuid=1d417bc0-a834-4305-9fdc-7424c3262347&groupId=54327](http://ice.uaz.edu.mx/c/document_library/get_file?uuid=1d417bc0-a834-4305-9fdc-7424c3262347&groupId=54327)

Reig, C. (s.f.). *Diseño, modelado, fabricación y medida de antenas impresas para comunicaciones inalámbricas*. Obtenido de <http://www.academia.edu>: [http://www.academia.edu/3215300/Dise%C3%B1o\\_modelado\\_fabricaci%C3%B3n\\_y\\_medida\\_de\\_antenas\\_impresas\\_para\\_comunicaciones\\_inal%C3%A1mblicas](http://www.academia.edu/3215300/Dise%C3%B1o_modelado_fabricaci%C3%B3n_y_medida_de_antenas_impresas_para_comunicaciones_inal%C3%A1mblicas)

Roque, Y., Marante, F., & Villar, L. (2013). Caracterización y diseño de una antena de parche cuadrado acoplada por ranuras ortogonales de polarización circular en FR-4. *Telemática*, 71-82.

Sandoval, F. (02 de Febrero de 2009). *Antenas Microcinta o Patch*. Obtenido de <http://fralbe.com/>: <http://fralbe.com/2009/02/10/tipos-de-parche-antena-microcinta-o-patch/>

Sandoval, F. A. (04 de Marzo de 2009). *Microcinta parche circular*. Obtenido de <http://fralbe.com/>: <http://fralbe.com/2009/03/04/microcinta-parche-circular-introduccion/>

SandovalN., F. (28 de Febrero de 2009). *Microcinta Parche Rectangular: Análisis [Parte II]*. Obtenido de [http://fralbe.com](http://fralbe.com/): <http://fralbe.com/2009/02/28/microcinta-parche-rectangular-analisis-parte-ii/>

Shafai, L. (s.f.). *Microstrip Antenna Design Book*.

Silvester, P., & Ferrari, R. (1996). *Finite Elements for Electrical Engineers*. Cambridge: Cambridge University Press.

Steele, C. (1987). *Numerical Computation of Electric and Magnetic Fields*. Springer.

Yunes, S. (Octubre de 2009). *Diseño de Antenas Direccionales de 2.4 y 5.8 GHz por Medio de la Técnica de Microcinta*. Obtenido de <http://www2.uacj.mx> UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE CIUDAD JUÁREZ: [http://www2.uacj.mx/IIT/IEC/Digitales/PROYECTOS/Documentos\\_junio\\_2010/DISENO%20DE%20ANTENAS%20DIRECCIONALES%20DE%202.4%20Y%205.8%20GHZ%20POR%20MEDIO%20DE%20LA%20TECNICA%20DE%20MICROCINTA.pdf](http://www2.uacj.mx/IIT/IEC/Digitales/PROYECTOS/Documentos_junio_2010/DISENO%20DE%20ANTENAS%20DIRECCIONALES%20DE%202.4%20Y%205.8%20GHZ%20POR%20MEDIO%20DE%20LA%20TECNICA%20DE%20MICROCINTA.pdf)