Universidad de Oriente Facultad de Ingeniería Eléctrica Departamento de Telecomunicaciones



**TRABAJO DE DIPLOMA** 

# Diseño y simulación de una antena microcinta doble banda alimentada por proximidad para aplicaciones de WLAN en 2.4 y 5.2 GHz.

Autor: Ana María Abraham Serguienko

Tutor: MSc. Ing. Fidel V. Giró Uribazo

Santiago de Cuba Junio, 2015

# Universidad de Oriente

# Facultad de Ingeniería Eléctrica

Departamento de Telecomunicaciones



# TRABAJO DE DIPLOMA

Diseño y simulación de una antena microcinta doble banda alimentada por proximidad para aplicaciones de WLAN en 2.4 y 5.2 GHz.

Autor: Ana María Abraham Serguienko

ana.abraham@tle.fie.uo.edu.cu

## Tutor: MSc. Ing. Fidel V. Giró Uribazo

Departamento de Telecomunicaciones, Facultad de Ingeniería Eléctrica fgiro@fie.uo.edu.cu

> Santiago de Cuba Junio, 2015



### COMPROMISO DEL AUTOR

Hago constar que el presente trabajo de diploma es de mi autoría exclusivamente, no constituyendo copia de ningún trabajo realizado anteriormente y las fuentes usadas para la realización del trabajo se encuentran referidas en la bibliografía. Doy mi consentimiento a que el mismo sea utilizado por la Institución, para los fines que estime conveniente, tanto de forma parcial como total y que además no podrá ser presentado en eventos, ni publicados sin autorización del Tutor o Institución.

Firma del Autor

## PENSAMIENTO

Todo lo que se puede imaginar se puede construir.

Reonardo Davinci.

### DEDICATORIA

A mi madre, que me ha dado la vida, por todo su cariño y dedicación, por hacer de mí una persona de bien, que me ha enseñado a no conformarme con resultados a medias.

A mi padre por quererme tanto, por todo lo que me ha enseñado en la vida, por todo su sacrificio y por apoyarme en todas mis decisiones.

A mi segundo papá por quererme tanto sin obligación, por estar ahí cada vez que me ha hecho falta y por su sí incondicional.

### AGRADECIMIENTOS

A mi hermano por soportarme y por ayudarme cuando más me ha hecho falta.

A todos mis familiares por preocuparse por mí.

Un agradecimiento especial a mi novio, por haberme enseñado tantas cosas de la vida, por quererme y soportarme, gracias a ti soy una mejor persona.

A la familia de mi novio por acogerme en su hogar y hacerme sentir como una más de la familia.

A mis compañeros de la universidad; fundamentalmente a mis compañeras de cuarto, a las que gradúan

ahora conmigo: Risandra, Milaidis, Sdelsa, Mairelis, Susana y Riliana y las que no se

gradúan ahora también: Anita, Daimelis y Annié.

A mi tutor por su enseñanza y dirección.

Agradezco a todos los educadores que han contribuido en mi formación.

Agradezco también a todas las personas cuyos nombres no están en esta lista pero que me han ayudado, a todos, muchas gracias.

### RESUMEN

En el presente trabajo se realizó el diseño de una antena de microcinta de doble banda, para su posterior utilización en sistemas de comunicación inalámbricos. La antena trabaja en las bandas de 2.4 GHz (2.4-2.485 GHz) y 5.2 GHz (5.15-5.35 GHz) de Wi-Fi. Se diseñó para ser alimentada por proximidad y se insertó una ranura en el parche para alcanzar la operación en doble banda. La antena, diseñada por el Modelo de la Cavidad Resonante, presenta patrones de radiación aceptables en ambas frecuencias. Se obtuvo una pérdida de retorno de -16 dB a 2.4 GHz y de -9.5 dB a 5.2 GHz con una directividad de 2 dB a 2.4 GHz y de 1.44 dB a 5.2 GHz.

Palabras clave: Antena de microcinta, doble banda, Wi-Fi.

### ABSTRACT

Dual frequency design of a microstrip antenna was accomplished in the present work for his later utilization in wireless communication systems. The device works on Wi-Fi bands 2.4 GHz (2.4-2.485 GHz) and 5.2 GHz (5.15-5.35 GHz). This antenna was designed to be fed by proximity and dual frequency operation has been accomplished by a slot in the patch. The antenna, designed by Resonant Cavity Model, presents acceptable radiation patterns in booth frequencies .A return loss of -16 dB to 2.4 GHz and -9.5 dB to 5.2 GHz with a directivity of 2 dB to 2.4 GHz and 1.44 dB to 5.2 GHz was obtained.

Keywords: Microstrip antenna, dual band, Wi-Fi.

# ÍNDICE

INTRODUC	CCIÓN	1
CAPÍTULO	1. FUNDAMENTOS TEÓRICOS DE LAS ANTENAS	1
1.1 De	finición	1
1.2 Par	rámetros que caracterizan a las antenas.	3
1.2.1	Impedancia de entrada	3
1.2.2	Coeficiente de reflexión, Razón de Onda Estacionaria y pérdida de retorno.	4
1.2.3	Ancho de banda y factor de calidad	5
1.2.4	Eficiencia	6
1.2.5	Patrón de radiación.	6
1.2.6	Directividad.	7
1.2.7	Ganancia	8
CAPÍTULO	2. FUNDAMENTOS TEÓRICOS DE LAS ANTENAS	DE
MICROCIN	TA. 10	
2.1 Ca	racterísticas de las antenas de microcintas	.10
2.2 Pri	ncipio de funcionamiento.	.11
2.3 Ge	ometrías de parche	.13
2.4 An	tena microcinta con parche circular	.13
2.4.1	Método de análisis de la antena microcinta con parche circular: Modelo de	
cavidad	1 resonante	.14
2.4.2	Frecuencia de resonancia.	.15
2.4.3	Ganancia y Directividad.	.16
2.5 Té	cnicas de alimentación	.17
2.6 Cá	lculo de las dimensiones de una línea de microcinta	.19
2.7 Po	larización	.20
2.8 Ve	ntajas y desventajas de las antenas de microcinta	.20
CAPÍTULO	3. SIMULACIÓN Y RESULTADOS.	.21
3.1 Mé	etodo de Elementos Finitos	.21
3.1.1	Elementos Finitos en una dimensión.	.23
3.1.2	Interpolación lineal para triángulos rectos isósceles	.24
3.1.3	Elementos triangulares generales	.26
		VI

encia
29
32
41
42
44

### INTRODUCCIÓN

En el mundo de hoy, donde la tecnología inalámbrica presenta un gran desarrollo y el objetivo principal es superar, o al menos igualar, el rendimiento de las comunicaciones mediante líneas de transmisión o alambre se hace realmente importante el estudio de las antenas y sus diversas aplicaciones; ya que son la base de cualquier comunicación inalámbrica.

Las antenas de microcinta 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, llegando a ser ampliamente utilizadas en sistemas microondas tales como: comunicaciones móviles, satelitales, redes inalámbricas, tecnologías como Bluetooth, previendo que, en el futuro, la demanda de dichas antenas crezca considerablemente.

Existen también varias aplicaciones en el ámbito militar, como pueden ser, las antenas de enlaces satelitales, en los Sistemas de Posicionamiento Global (GPS), para radares, utilizados tanto para los proyectiles como para telemetría, se utilizan también en diversos dispositivos de comunicación.

Los parches de microcinta son asociados a varias ventajas, por ser antenas de bajo perfil, por su versatilidad, por las distintas geometrías en que se les puede encontrar y lo económico que pueden resultar los diseños con este tipo de antena. Sin embargo, una de sus limitaciones es su operación en una sola banda de frecuencia, por lo que surge la necesidad de buscar técnicas y métodos encaminados a superar esta deficiencia. Debido a la necesidad emergente de los sistemas de comunicaciones móviles actuales de soportar múltiples servicios inalámbricos como la conmutación hacia otros canales, mejoras de las velocidades de transmisión, calidad de voz y video, menos llamadas perdidas, transmisión de mayores volúmenes de información, etc., se ha incrementado el desarrollo de antenas que trabajen con un mayor ancho de banda y que resuenen en varias frecuencias.

### Problema a resolver

Las antenas de microcinta convencionales son diseñadas para operar en una banda de frecuencias única, lo cual es insuficiente para los dispositivos de comunicaciones inalámbricos que pueden trabajar en distintas bandas de frecuencia.

#### **Objetivo:**

Realizar el diseño y simulación de una antena de microcinta en la herramienta computacional Ansoft HFSSv15.0.2 para realizar modificaciones a su estructura con el fin de obtener en ella un funcionamiento de doble banda.

### **Objetivos específicos:**

- Diseñar una antena de microcinta con parche circular a la frecuencia de 2.4 GHz alimentado por proximidad.
- Simulación de la antena en el programa Ansoft HFSSv15.0.2 para determinar la distribución de corriente en la banda de 5.2 GHz.
- Realizar modificaciones en los planos radiadores de la antena para obtener en esta un funcionamiento de doble banda.

#### Hipótesis

Si se aplican procedimientos para modificar la estructura de una antena de microcinta, se podrán obtener en ella características de doble banda.

# CAPÍTULO 1. FUNDAMENTOS TEÓRICOS DE LAS ANTENAS.

Las comunicaciones eléctricas están basadas en las emisiones del campo eléctrico y magnético que ocurren producto a fuerzas que actúan sobre cargas y corrientes eléctricas. Debido a estas emisiones surgen los principios de propagación y radiación de ondas. Para estudiar estos principios se introduce el fenómeno del campo. Un campo existe en un punto y se mide colocando cargas y corrientes de prueba para observar las fuerzas ejercidas sobre ellas.

Las ecuaciones de Maxwell relacionan los campos eléctricos y magnéticos con las cargas y corrientes que los crean. Una vez solucionadas estas ecuaciones se obtienen otras ecuaciones, en forma de ondas, que pueden estar ligadas a una línea de transmisión o bien al espacio libre, como ocurre en las generadas por las antenas. En este capítulo se introducirán los conceptos básicos sobre antenas, necesarios para poder comprender el resto de los capítulos.

### 1.1 Definición.

El Instituto de Ingeniería Eléctrica y Electrónica (IEEE) define una antena como aquella parte de un sistema transmisor o receptor diseñado específicamente para radiar o recibir ondas electromagnéticas (IEEE Std. 145-1983). Si bien sus formas son muy variadas, todas las antenas tienen en común el ser una región de transición entre una zona donde existe una onda electromagnética guiada y una onda en el espacio libre, a la que se puede además asignar un carácter direccional [1], [2]. La radiación de una antena está representada en la Figura1.1, donde se muestra una fuente de voltaje conectada a una línea de transmisión compuesta por dos cables.

Cuando una señal sinusoidal debido a la creación de líneas de fuerza tangenciales al campo eléctrico, depende de lo agrupadas que estén las líneas de fuerza eléctrica, los electrones libres en los conductores se desplazan forzosamente por las líneas de fuerza

eléctrica y el movimiento de estas cargas provoca un flujo de corriente que a su vez induce la creación del campo magnético [3].



Figura 1.1. La antena como un dispositivo de transición (Fuente [4]).

Debido a la variación de los campos eléctrico y magnético en el tiempo, se forman las ondas electromagnéticas que viajan entre los conductores. Cuando estas ondas se van aproximando al espacio abierto, se generan ondas espaciales en los terminales abiertos de las líneas eléctricas. Dentro de la línea de transmisión y la antena, las ondas electromagnéticas existen debido al movimiento de las cargas en los conductores, pero cuando entran al espacio libre, se forman lazos cerrados y se irradian [5].

Una antena tiene como principal función la radiación de una potencia suministrada en una dirección determinada. Dependiendo del sistema para la que esté diseñada, la antena radiará en todas las direcciones (antena omnidireccional) como las usadas en los sistemas de radiodifusión, o en una dirección (antena directiva) como en los radioenlaces.

Las características de las antenas dependen de la relación entre sus dimensiones y la longitud de onda de la señal de radiofrecuencia transmitida o recibida. Una buena antena se caracterizará por tener un buen rendimiento de radiación, por estar bien adaptada a la línea de transmisión a la que se conecta y por poseer un diagrama de radiación adecuado.

Cada aplicación impondrá las condiciones particulares sobre la direccionalidad de la antena, los niveles de potencia que debe soportar, la frecuencia de trabajo y otros parámetros.

### 1.2 Parámetros que caracterizan a las antenas.

Antes de diseñar una antena es necesario conocer las características particulares para la aplicación deseada. Su buen funcionamiento va a depender de los parámetros que la caracterizan y su utilización.

#### 1.2.1 Impedancia de entrada.

La impedancia es una especie de resistencia que posee toda antena, y de hecho todo sistema eléctrico, que se deriva del efecto combinado de la resistencia de los elementos, reactancias capacitivas y reactancias inductivas. La impedancia afecta la transferencia de energía entre las diferentes partes de un sistema de radio. Cuando se excita con un generador la entrada de una antena de radiofrecuencia con una diferencia de tensión(V), aparece en esta una corriente de excitación( $I_a$ ) [4], tal como se observa en la Figura1.2.



Figura 1.2. Corriente de antena originada por la fuente V. (Fuente [4])

La impedancia de entrada se define como la relación entre la diferencia de tensión aplicada y la corriente de excitación que produce. En general esa magnitud es compleja, formada por una parte real denominada resistencia de entrada ( $R_{ent}$ ) y una parte imaginaria llamada reactancia ( $X_{ent}$ ). Ambas relaciones referentes a la impedancia de entrada figuran en la ecuación (1.1).

$$Z_{ent} = \frac{V}{I_a} = R_{ent} \pm j X_{ent} \left[\Omega\right]$$
<sup>(1.1)</sup>

Una vez conocida la distribución de corriente  $I_z(z)$  en la antena, la impedancia de entrada se calcula de la forma siguiente [4]:

$$Z_{ent} = \frac{V}{I_Z(Z=0)} \left[\Omega\right]$$
(1.2)

En cuanto a impedancia, la regla general es que para lograr una máxima transferencia de energía a la antena, la impedancia de la antena debe ser igual a la impedancia de la línea de transmisión que debe ser igual a la impedancia del equipo de radio [6].

# 1.2.2 Coeficiente de reflexión, Razón de Onda Estacionaria y pérdida de retorno.

El coeficiente de reflexión ( $\Gamma$ ), representado en la ecuación (1.3), describe la magnitud y el cambio de fase de una señal reflejada debido al desacoplamiento de la impedancia de la carga y la impedancia característica de la línea, es decir, indica una fracción reflejada de una señal incidente [5], como se muestra en la Figura1.3.

$$\Gamma = \frac{z_l - z_0}{z_l + z_0} \tag{1.3}$$

Donde  $z_l$  es la impedancia de la carga y  $z_0$  la impedancia característica de la línea.



Figura 1.3. Voltaje incidente, reflejado y transmitido (Fuente: [5]).

### Razón de onda estacionaria (ROE)

La Razón de Onda Estacionaria (ROE), cuya ecuación sería la (1.4), se define como la proporción entre el voltaje máximo y el voltaje mínimo a lo largo de la línea de transmisión. Es un número real que puede variar entre uno e infinito.

$$ROE = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \tag{1.4}$$

### Pérdida de retorno

La pérdida de retorno ( $P_r$ ) es una medida de la potencia reflejada en la antena y la incidente, reflejado en la ecuación (1.5). Su valor será siempre negativo y en la medida

que este índice sea más negativo, significa que la potencia de la onda reflejada es menor [7].

$$P_r = -20\log|\Gamma| \ [dB] \tag{1.5}$$

### 1.2.3 Ancho de banda y factor de calidad.

El ancho de banda es el intervalo de frecuencias donde la antena debe funcionar satisfactoriamente, dentro de las normas técnicas vigentes a su aplicación. Puede ser descrito en términos de porcentaje respecto a la frecuencia central de la banda [8].

Las antenas se clasifican por su ancho de banda en [4]:

- Antenas de banda estrecha.
- Antenas de banda ancha.
- Antenas independientes de frecuencia.

El ancho de banda (BW) se define como muestra la ecuación (1.6), donde  $f_h$  y  $f_l$  son la frecuencia superior e inferior, respectivamente, de la banda de operación y  $f_o$  es la frecuencia de operación de la antena.

$$BW = \frac{f_h - f_l}{f_0} * 100\%$$
(1.6)

El factor de calidad (Q), representado en la ecuación (1.7) está relacionado especialmente con el grosor y con la constante dieléctrica del substrato.

$$Q = \frac{Energía \ almacenada}{Energía \ disipada} \tag{1.7}$$

El factor de calidad, como se muestra en la ecuación (1.8), también está relacionado con la banda de operación y la frecuencia central de la antena.

$$\frac{1}{Q} = \frac{\Delta f}{f_o} \tag{1.8}$$

Una medida más significativa del ancho de banda sería: la banda de frecuencias donde ROE en términos de entrada es menor que -10dB. La relación entre los factores antes mencionados se presenta en la ecuación (1.9).

$$BW = \frac{ROE - 1}{Q(ROE)^{\frac{1}{2}}}$$
 (1.9)

### 1.2.4 Eficiencia.

La eficiencia de radiación ( $\xi$ ) se define como la relación entre la potencia radiada y la entregada [5], o de forma equivalente, la relación entre la resistencia de radiación ( $R_r$ ) y la resistencia de pérdida ( $R_p$ ), como se muestra en la ecuación (1.10).

$$\xi = \frac{Potencia radiada}{Potencia entregada} = \frac{R_r}{R_r + R_p}$$
(1.10)

La eficiencia permite valorar el rendimiento de la antena en cuanto al flujo de potencias, es decir, nos da una idea sobre que parte de la energía total que se entrega a la antena es radiada al espacio y que parte se pierde. La eficiencia de una antena es un parámetro primario, pues no depende de ningún otro parámetro primario o secundario.

### 1.2.5 Patrón de radiación.

El patrón de radiación de una antena es una "representación gráfica de las propiedades de radiación de una antena" y puede incluir información de la distribución de energía, la fase y la polarización del campo radiado [4].

El patrón de radiación es tridimensional, como se muestra en la Figura1.4, pero generalmente las mediciones de los mismos son una porción bidimensional del patrón, en el plano horizontal o vertical. Estas mediciones se representan en coordenadas rectangulares o en coordenadas polares.



Figura 1.4. Diagrama de radiación tridimensional de una antena (Fuente: [9]).

En los sistemas de coordenadas polares, los puntos se obtienen por una proyección a lo largo de un eje que rota (radio) en la intersección con uno de varios círculos concéntricos [9].

Algunas partes del patrón de radiación se denominan lóbulos, estos son porciones que están limitadas por regiones con una intensidad de radiación relativamente débil. Los lóbulos de radiación se clasifican en lóbulo principal y lóbulos menores o laterales. Las distintas categorías de lóbulos se muestran en la Figura1.5.



Figura 1.5. Lóbulos en el patrón de radiación (Fuente: [9]).

### 1.2.6 Directividad.

La directividad es un parámetro secundario de las antenas ya que depende de la forma del patrón de radiación. En ella se establece una comparación entre la densidad de radiación máxima de una antena con respecto a otra tomada como referencia y bajo la condición de que la potencia total radiada sea la misma. En muchos casos se toma como referencia la antena isotrópica, lo que equivale a comparar la antena contra su valor promedio. En otros casos se toma como elemento de comparación una antena Dipolo Simétrico Ideal de media longitud de onda.

En esencia, es uno de los parámetros eléctricos que contribuye a la cuantificación de las propiedades direccionales que poseen todas las antenas [4]. Si se tiene en cuenta la densidad de potencia radiada, se puede calcular a través de la ecuación (1.11).

$$D = \frac{P_{m\acute{a}x}}{P_0} \bigg|_{W_T = W_0}$$
(1.11)

Donde  $P_{m \dot{a}x}$  es la densidad de potencia máxima de la antena,  $P_0$  la densidad de potencia máxima de la antena de referencia,  $W_r$  la potencia total radiada por la antena y  $W_0$  la potencia total radiada por la antena de referencia.

Como:

$$P = \left| \frac{E^2}{2 * \xi} \right| W/m \tag{1.12}$$

Si se tiene en cuenta el campo eléctrico la ecuación queda de la forma siguiente:

$$D = \frac{E_{max}}{E_0} \bigg|_{Wr=W_0}$$
(1.13)

También se puede definir si se tiene en cuenta la intensidad de radiación:

$$D = \frac{U_{máx}}{U_0} \bigg|_{Wr=W_0}$$
(1.14)

El significado físico de esta magnitud corresponde a cuantas veces es mayor la radiación en una dirección de la antena en cuestión con respecto a la antena de referencia [4]. El rango teórico de variación está comprendido entre  $1 \le D \le \infty$ , la menor corresponde a la fuente isotrópica y la unidad en que se mide es el decibel (dB).

#### 1.2.7 Ganancia.

Otro parámetro secundario corresponde a la ganancia. Los parámetros tomados en cuenta son las de alimentación y eficiencia de la antena, o sea:

$$G = \frac{P_{max}}{P_0} \bigg|_{W_a = W_0}$$
(1.15)

La directividad y la ganancia están relacionadas entre sí por la eficiencia:

$$G = \xi D \tag{1.16}$$

La eficiencia de la antena ideal de referencia se considera igual a uno,  $\xi$ =1 (100%). Como la eficiencia varía entre cero y uno, entonces el rango de G es  $0 \le G \le \infty$ .

En general siempre la ganancia debe ser menor que la directividad, ya que la eficiencia siempre es menor de 1 pero en el caso de las antenas ideales ( $\xi$ =1), ambos parámetros toman el mismo valor.

$$G = D \tag{1.17}$$

La ganancia de una antena es una medida de su tendencia a concentrar la señal en una dirección específica. Una antena con alta ganancia es altamente direccional, mientras que una antena con baja ganancia es omnidireccional. La unidad para medir la ganancia es el dB [4].

# CAPÍTULO 2. FUNDAMENTOS TEÓRICOS DE LAS ANTENAS DE MICROCINTA.

En los sistemas de microondas inalámbricos se pueden implementar una amplia gama de antenas, pero a cortas distancias las antenas de microcinta son las más indicadas a utilizar, debido a que son muy fáciles de construir y presentan mejores características de radiación. Las antenas de microcinta generalmente son de banda estrecha y de banda única, pero se pueden modificar para alcanzar características de banda ancha y multibanda. En el siguiente capítulo se exponen los principales parámetros y características a tener en cuenta para diseñar y construir una antena de microcinta.

### 2.1 Características de las antenas de microcintas.

Una antena de microcinta, como se muestra en la Figura2.1, en su concepción más simple, está formada por un sustrato dieléctrico que presenta en una de la cara superior un parche metálico radiante, mientras que en la otra se encuentra el plano de tierra [10].



Figura2.1.Antena de microcinta (Fuente: [11]).

Las antenas de microcinta pueden dividirse en cuatro categorías básicas [10], [12]:

- Antenas de parches de microcintas.
- Dipolos de microcintas.
- Antenas de ranura impresa.
- Antenas de onda viajera.

Las antenas de microcinta presentan diferentes geometrías en el elemento radiador. Estos elementos de radiación, conocidos también como parche, son fotograbados en la cara superior del substrato y generalmente son de una capa delgada de cobre que se enchapa en ocasiones en oro, estaño o níquel para evitar la corrosión [11]. El plano de tierra, como plano negativo, recibe las radiaciones emitidas por el parche.

El substrato dieléctrico generalmente tiene un espesor (h) dentro del rango de 0.003-0.05 $\lambda_o$ (longitud de onda en el espacio libre) lo cual evita las fugas y las ondas de superficie. El substrato se escoge según la permitividad dieléctrica ( $\varepsilon_r$ ), generalmente  $2 \le \varepsilon_r \le 12$  para confinar las líneas de campo eléctrico dentro del substrato. Es usado fundamentalmente para proveer el espaciamiento correcto y soporte mecánico entre el parche y su plano de tierra [10], [4], [13].

Los substratos con menores constantes dieléctricas proveen mayor eficiencia y mayor ancho de banda a expensas de un elemento de mayor grosor. Los substratos de mayores constantes dieléctricas y menor grosor minimizan radiaciones indeseadas y facilitan el acoplamiento; pero debido a sus grandes pérdidas son menos eficientes y de ancho de banda estrecho [4].

Generalmente, los materiales del substrato pueden ser separados en tres categorías de acuerdo con su  $\varepsilon_r$  [14]:

- En el rango de 1.0 a 2.0 el material puede ser aire, espuma de polietileno o panal dieléctrico.
- En el rango de 2.0 a 4.0 es un material constituido en su mayor parte de fibra de vidrio reforzado con Teflón.
- De 4 a10 el material puede ser de cerámica o cuarzo.

El material del sustrato debe ser bajo en pérdidas de inserción con una pérdida tangencial  $(\tan \delta)$  menor que 0.005, fundamentalmente para aplicaciones de grandes arreglos [10].

### 2.2 Principio de funcionamiento.

La gran cantidad de formas de parche, técnicas de alimentación, la existencia de un substrato no homogéneo y condiciones de contorno no homogéneas hacen del análisis de las antenas de microcinta un proceso complejo para el cual se han creado diferentes modelos o técnicas de análisis entre las que se encuentran el modelo de la línea de transmisión, el modelo de cavidad, el método de los momentos, el método de Diferencias Finitas en el Dominio del Tiempo (FDTD) y el Método de los Elementos Finitos (FEM) [10].

El campo electromagnético se produce parcialmente en el espacio y parcialmente en el material dieléctrico; este efecto se conoce como campos desbordados y hace que la línea de microcinta se vea más ancha que su dimensión física. Para el plano E (plano x-y) el campo desbordado es función de la relación entre la longitud del parche y la altura del substrato (*L/h*) y la constante dieléctrica ( $\varepsilon_r$ ). Si *L/h*  $\gg$  1 y  $\varepsilon_r \gg$  1 las líneas del campo eléctrico se concentran fundamentalmente en el substrato.

Como los campos electromagnéticos se mueven en dos materiales distintos como se muestra en la Figura2.2b, se introduce la constante dieléctrica efectiva ( $\varepsilon_{reff}$ ), como muestra la Figura2.2c, y sería la constante dieléctrica uniforme que mantiene las características eléctricas y constantes de propagación originales. Para una línea con aire encima del dieléctrico 1 <  $\varepsilon_{reff} < \varepsilon_r$  [12], [4].





(c) Constante Dieléctrica Efectiva

*Figura2.2.Línea de microcinta y sus líneas de campo eléctrico (Fuente: [4]).* A continuación se muestra la ecuación para hallar esta constante:

$$\varepsilon_{reff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left[ 1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-\frac{1}{2}}$$
(2.1)

 $\varepsilon_{\rm reff}$ 

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 [4].

Debido al efecto de los campos desbordados el modo dominante de propagación es casi Transverso Electro Magnético (quasi-TEM) [4], [13].

La frecuencia de resonancia de una antena de parche depende de sus dimensiones, generalmente cercanas a media longitud de onda  $\lambda/2$  por lo que su directividad es aproximadamente igual a la de un dipolo de  $\lambda/2$ . Para eliminar esta limitación se agrupan varias antenas en un arreglo con alimentación simple o múltiple [13].

### 2.3 Geometrías de parche.

El parche de microcinta, puede tener cualquier forma, presentadas en la Figura2.3; sin embargo las que se emplean con más frecuencia son la rectangular, cuadrada, circular, sector circular y en forma de anillo, las cuales resultan más fáciles de analizar y fabricar. La forma se escoge dependiendo del tipo de parámetro que la aplicación necesite (AB, lóbulos laterales, polarización cruzada) [10].



Figura 2.3. Geometrías de parche en las antenas de microcinta (Fuente: [4]).

### 2.4 Antena microcinta con parche circular.

Una de las configuraciones más populares en los parches de las antenas de microcintas es la circular, mostrada en la Figura2.4. El diseño de una antena de microcinta con parche circular se realiza mediante el análisis de sus parámetros fundamentales entre los que se encuentran la impedancia de entrada, la directividad, la ganancia, frecuencia de resonancia y las corrientes equivalentes específicas [12], [4].



Figura 2.4. Geometría de la antena microcinta con parche circular (Fuente: [4]).

### 2.4.1 Método de análisis de la antena microcinta con parche circular: Modelo de cavidad resonante.

Cualquier antena de microcinta puede pensarse como una cavidad abierta limitada por el parche de microcinta y su plano. Los campos normalizados dentro del substrato dieléctrico, entre el plano de tierra y el parche, pueden encontrarse con mayor precisión tratando a esta región como una cavidad limitada por conductores eléctricos, encima y debajo de esta, y por paredes magnéticas, para simular un circuito abierto, a lo largo del perímetro del parche. Esta es una aproximación aceptable y es similar a los métodos de perturbación que han sido exitosos en los análisis de guías de onda, cavidades y radiadores. Las bases para esta suposición son las siguientes observaciones [2]:

- Los campos en la cavidad no varían en el eje z porque el substrato se supone muy delgado (h << λ<sub>o</sub>).
- El campo eléctrico está orientado solamente en el eje z y el campo magnético tiene sólo las componentes transversales en la región definida 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 del campo magnético 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, como se muestra en la ecuación (2.2).

$$E_x(x,y) = \sum_m \sum_n C_{mn} \cos(\frac{m\pi}{L}) x \cdot \cos(\frac{n\pi}{W}) y$$
(2.2)

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, como se muestra en la Figura2.5.

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  $J_t$ , en la superficie inferior y superior del parche, respectivamente [12], [4].



Figura 2.5. Distribución de carga y densidad de corriente del parche de microcinta (Fuente: [4]).

### 2.4.2 Frecuencia de resonancia.

Las frecuencias de resonancia de la cavidad así como de la antena microcinta se encuentran utilizando la ecuación (2.3). Para estas, la altura del sustrato es muy pequeña, típicamente  $h < 0.05\lambda_o$ . Por consiguiente la frecuencia resonante para los modos Transverso Magnético *TMz* <sub>mno</sub> pueden estar escritas por:

$$(f_r)_{mn0} = \frac{1}{2\pi(\mu\varepsilon)^{\frac{1}{2}}} (\frac{X_{mn}}{\alpha})$$
(2.3)

El modo dominante en este tipo de antena es el  $TMz_{110}$  donde la frecuencia de resonancia es:

$$(f_r)_{110} = \frac{1.8412}{2\pi\alpha(\mu\varepsilon)^{\frac{1}{2}}} = \frac{1.8412\nu_o}{2\pi\alpha(\varepsilon_r)^{\frac{1}{2}}}$$
(2.4)

Donde  $v_o$  es la velocidad de la luz dentro del espacio libre.

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

$$\alpha_e = \alpha \left\{ 1 + \frac{2h}{\pi \alpha \varepsilon_r} \left[ \ln \left( \frac{\pi \alpha}{2h} \right) + 1.7726 \right] \right\}^{\frac{1}{2}}$$
(2.5)

A partir de este análisis se puede observar que la frecuencia de resonancia, correspondiente a la ecuación (2.4) para el modo TMz debe ser modificada por la ecuación (2.6).

$$(f_r)_{110} = \frac{1.8412v_o}{2\pi\alpha(\varepsilon_r)^{\frac{1}{2}}}$$
(2.6)

### 2.4.3 Ganancia y Directividad.

La conductancia total, va a estar dada por la ecuación (2.7).

$$G_T = G_{rad} + G_c + G_d \tag{2.7}$$

Donde  $G_{rad}$ ,  $G_C$  y  $G_d$  son representados desde la ecuación (2.8) a la (2.10), respectivamente:

$$G_{rad} = \frac{(k_o a_e)^2}{480} \int_{0}^{\frac{\pi}{2}} (J'_{02}{}^2 + \cos^2\theta J^2_{02}) \sin\theta d\theta$$
(2.8)

$$G_C = \frac{E_{m0}\pi(\pi\mu_0 f_r)^{-\frac{3}{2}}}{4h^2\sqrt{\sigma}} [(ka_e)^2 - m^2]$$
(2.9)

$$G_d = \frac{\epsilon_{m0} \tan \delta}{4\mu_o h f_r} \left[ (ka_e)^2 - m^2 \right]$$
(2.10)

La directividad  $(D_0)$  estaría relacionada con la ganancia de la siguiente forma:

$$D_0 = \frac{(k_0 a_e)^2}{120G_{rad}}$$
(2.11)

### 2.5 Técnicas de alimentación.

La alimentación por línea de microcinta, como muestra la Figura2.6, consiste en: una cinta impresa en la misma cara del substrato en la que se encuentra el parche, de modo que se transmita la energía desde el puerto de entrada hasta el elemento radiante. La cinta es generalmente más estrecha que el parche y del mismo material. Es la técnica de alimentación más fácil de fabricar y, controlando la posición del punto de inserción, se puede lograr un mejor acoplamiento con el elemento radiante.

Sin embargo, como el espesor del substrato incrementa las ondas superficiales y las radiaciones espurias esto trae como consecuencia que se limite el ancho de banda en los diseños prácticos (típico 2-5%) [4], [13].



Figura 2.6. Alimentación por línea de microcinta (Fuente: [15]).

La alimentación a través de una sonda coaxial, mostrada en la Figura2.7, consiste en conectar el hilo conductor interior del coaxial al elemento radiante y la parte externa al plano de tierra. Este tipo de alimentación permite un mejor aprovechamiento de la energía, ya que se inyecta directamente al parche en el punto donde exista mejor acoplamiento.

Sin embargo, también presenta un ancho de banda estrecho y es un modelo más difícil de construir, especialmente en substratos gruesos ( $h > 0.02\lambda_{o}$ ) [4], [13].



Figura 2.7. Alimentación por cable coaxial (Fuente: [15]).

Las técnicas antes mencionadas son conocidas como técnicas de alimentación sin contacto; debido a que estas técnicas producen modos de orden superior, lo cual produce radiación de polarización cruzada, surgieron las técnicas de alimentación sin contacto donde la energía se transfiere al parche mediante el campo electromagnético.

En la alimentación por apertura, representada en la Figura2.8, la antena está constituida por dos substratos divididos entre sí por un plano de tierra; en la cara superior del substrato superior se encuentra en parche y en la cara inferior del substrato inferior se encuentra la línea de microcinta. El acoplamiento entre el parche y la línea de alimentación se obtiene a través de una ranura en el plano tierra. Generalmente la constante dieléctrica del substrato superior es mayor que el del inferior [4].



Figura 2.8. Alimentación por acoplamiento de apertura (Fuente: [15]).

La configuración de la alimentación mediante acople por proximidad, representada en la Figura2.9, consiste en dos substratos dieléctricos superpuestos. En la cara superior del substrato superior se encuentra en parche, en la cara superior del substrato inferior se encuentra la línea de microcinta y en la inferior el plano de tierra [4]. Las capas de substrato se deben superponer de forma que la línea y el parche queden centrados.



Figura 2.9. Alimentación por acoplamiento de proximidad (Fuente: [15]).

Los diferentes circuitos equivalentes para cada uno de los tipos de alimentación se muestran a continuación en la Figura2.10.



*Figura2.10*.*Circuitos equivalentes para alimentaciones típicas. a) Por línea microcinta, b) por sonda coaxial, c) acoplamiento de apertura, d) acoplamiento de proximidad (Fuente:* [15]).

### 2.6 Cálculo de las dimensiones de una línea de microcinta.

La impedancia característica se puede calcular a partir de las ecuaciones (2.12) y (2.13):

$$z_{0} = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_{reff}}} ln\left(\frac{8d}{W} + \frac{W}{d}\right) & , \text{si } \frac{W}{d} \le 1 \\ 120\pi & , \text{si } \frac{W}{d} > 1 \end{cases}$$
(2.12)

Si por el contrario, se necesitan calcular las dimensiones a partir de la impedancia:

$$\frac{W}{d} = \begin{cases} \frac{8e^{A}}{e^{2A} - 2} & \text{(2.14)} \\ \frac{2}{\pi} \left[ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\varepsilon_{r} - 1}{2\varepsilon_{r}} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\varepsilon_{r}} \right\} \right] & \text{,si } \frac{W}{d} > 2 \end{cases}$$

Dónde:

$$A = \frac{z_0}{60} \sqrt{\frac{\varepsilon_r + 1}{2}} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1} \left( 0.23 + \frac{0.11}{\varepsilon_r} \right)$$
(2.16)

$$B = \frac{377\pi}{2z_0\sqrt{\varepsilon_r}} \tag{2.17}$$

### 2.7 Polarización.

<u>Polarización lineal</u>: Una antena de ranura es la forma más simple de una antena linealmente polarizada, donde el campo E se orienta perpendicular a la dimensión de longitud [11].

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 [11].

### 2.8 Ventajas y desventajas de las antenas de microcinta.

Algunas de las ventajas de las antenas microcinta son:

- Fabricación sencilla y barata.
- Son livianas y ocupan poco volumen.
- Se adaptan a estructuras planas o curvas.
- Pueden ser montadas en superficies rígidas.
- Integrable a Circuitos Microelectrónicos Integrados (MIC).
- Se pueden diseñar para trabajar en distintas frecuencias y polarizaciones (tanto lineal como circular).

Entre las desventajas que presentan las antenas microcinta se encuentran:

- Ancho de banda limitado (1-5%).
- Baja eficiencia (no se aprovecha toda la energía inyectada al parche).
- Baja potencia (no maneja tanta potencia de salida como otras antenas).
- Pobre pureza de polarización.

## CAPÍTULO 3. SIMULACIÓN Y RESULTADOS.

El programa utilizado es el *High Frequency Structure Simulator* (HFSS) el cual corresponde a un simulador de alta calidad para dispositivos pasivos de volúmenes arbitrarios en 3D. Este software integra simulación, visualización, modelado sólido y automatización y permite obtener las características de una antena tales como la ganancia, directividad, patrón de radiación, impedancia y otros parámetros; donde las soluciones de los problemas en 3D son muy exactas. Este software emplea el modelo de Método de Elementos Finitos para resolver eléctricamente pequeñas pero complejas estructuras.

### 3.1 Método de Elementos Finitos.

Este es un método de solución tridimensional, a diferencia del FDTD el FEM realiza una solución aproximada para cada elemento. 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.

El concepto básico del método de elementos finitos es que aunque el comportamiento de una función tal vez es complejo cuando es sobre una región grande, se puede obtener una aproximación simple para una subregión pequeña. La región total es dividida, como se muestra de la Figura3.1, en un número de subregiones poco solapadas llamadas elementos finitos. En dos dimensiones usualmente se usan polígonos, y los polígonos más simples son triángulos y cuadrados. Como se muestra en las Figura3.2 y Figura3.3, se pueden apreciar las regiones divididas en cuadrados, triángulos y ambos al unísono respectivamente.



Figura3.1.Región divida en elementos cuadrados (Fuente: [16]).



Figura 3.2. Región dividida en elementos triangulares (Fuente: [16]).



Figura 3.3. Región dividida en elementos cuadrados y triangulares (Fuente: [16]).

Una de las ventajas de utilizar los triángulos es que una región arbitraria puede ser fácilmente aproximada con un grupo de triángulos, como en la Figura3.4.



Figura 3.4. Región arbitraria dividida en triángulos (Fuente: [16]).

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 al 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 [16].

### 3.1.1 Elementos Finitos en una dimensión.

Considerando el problema en una dimensión con una función minimizada, representada en la ecuación:

$$I[f] = \int_0^1 \left[\frac{d_f}{d_x}\right]^2 d_x \tag{3.1}$$

Con condiciones de frontera:

$$f(0) = 0 \tag{3.2}$$

$$f(1) = 1 \tag{3.3}$$

Luego se divide el intervalo (0,1) en cuatro subintervalos:

$$f_k = f(0.25k)$$
 (3.4)

Si la función es aproximada dentro del intervalo k:

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

La derivada dentro del intervalo sería:

$$\frac{d_f}{d_x} = 4(f_k - f_{k-1}) \tag{3.6}$$

Evaluando en la integral sobre cada uno de los subintervalos:

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

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

$$\frac{d_l}{d_x} = 8(f_1) - 8(f_1 - f_2) \tag{3.8}$$

(27)

(2, 2)

$$\frac{d_l}{d_x} = 8(f_1 - f_2) - 8(f_2 - f_3)$$
(3.9)

$$\frac{d_l}{d_x} = 8(f_3 - f_2) - 8(f_3 - f_1)$$
(3.10)

Donde las soluciones para estas ecuaciones serían:

$$f_1 = 0.25$$
 (3.11)

$$f_2 = 0.5$$
 (3.12)

$$f_3 = 0.75$$
 (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 [17].

### 3.1.2 Interpolación lineal para triángulos rectos isósceles.

En dos dimensiones la solución más simple se obtiene usando triángulos rectos isósceles [18]. En este tipo de triángulo es conveniente analizar el origen de las coordenadas en un vértice, mostrado en la Figura3.5.



Figura 3.5. Triángulo recto isósceles (Fuente: [18]).

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

$$\phi(x, y) = a + bx + cy \tag{3.14}$$

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:

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

Y se define como se observa en la ecuación (3.16). Usualmente llamada expansión nodal.

$$\phi(x, y) = \phi_o(1 - \frac{x}{h} - \frac{y}{h}) + \phi_1(\frac{x}{h}) + \phi_2(\frac{y}{h})$$
(3.16)

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:

$$W = \frac{\epsilon}{2} \iint \nabla \phi \cdot \nabla \phi d_x d_y \tag{3.17}$$

Es igual a:

$$W = \frac{\epsilon}{2} \iint \left[ \left( \frac{\partial_{\phi}}{\partial_{x}} \right)^{2} + \left( \frac{\partial_{\phi}}{\partial_{y}} \right)^{2} \right] d_{x} d_{y}$$
(3.18)

La energía para el triángulo isósceles se obtiene de sustituir la ecuación (3.15) en la ecuación (3.18), obteniendo la ecuación (3.19):

$$W = \frac{\epsilon}{4} [(\phi_o - \phi_1)^2 + (\phi_o - \phi_2)^2]$$
(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, que implica  $\phi(i, j)$ . Para un punto interior típico (x, y), como se observa en la Figura3.6.



Figura 3.6. Región con nodo interior dividida en elementos triangulares (Fuente: [18]).

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

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

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

$$\phi_0 = \frac{\phi_1 + \phi_2 + \phi_3 + \phi_4}{4} \tag{3.21}$$

#### 3.1.3 Elementos triangulares generales.

Basándose en el método de los triángulos isósceles se generaliza para todos los triángulos, ver en la Figura3.7. Usando la misma representación lineal que en los triángulos isósceles se obtienen las ecuaciones (3.22) a la (3.24) con los valores del vértice [19].



Figura 3.7. Elemento triangular (Fuente: [19]).

$$a + bx_1 + cy_1 = \emptyset_1 \tag{3.22}$$

(2 22)

(2 22)

$$a + bx_2 + cy_2 = \emptyset_2 \tag{3.23}$$

$$a + bx_3 + cy_3 = \emptyset_3 \tag{3.24}$$

La notación en forma matricial está dada por la ecuación (3.25).

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

El determinante del coeficiente es:

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

Donde A es el área del triángulo, excepto en el caso especial donde los tres vértices son coliniales 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).

$$\phi(x, y) = \begin{bmatrix} \psi_1 & \psi_2 & \psi_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \emptyset_1 \\ \emptyset_2 \\ \emptyset_3 \end{bmatrix}$$
(3.27)

Donde es la matriz determinada por:

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

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

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

Evaluando para  $\phi(x, y)$  se obtiene:

$$\psi_1(x,y) = \frac{1}{2A} [(x_2y_3 - x_3y_2) + (y_2 - y_3)x + (x_3 - x_2)y]$$
(3.30)

$$\psi_1(x,y) = \frac{1}{2A} [(x_3y_1 - x_1y_3) + (y_3 - y_1)x + (x_1 - x_3)y]$$
(3.31)

$$\psi_1(x,y) = \frac{1}{2A} \left[ (x_1y_2 - x_2y_1) + (y_1 - y_2)x + (x_2 - x_1)y \right]$$
(3.32)

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

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

Para evaluar la energía integral se sustituye:

$$\nabla \phi(x, y) = \sum_{k} \phi_k \nabla \psi_k$$
(3.34)

En la ecuación (3.29) obteniéndose:

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

Dónde:

$$S_{jk} = \iint \left( \nabla \psi_j \right) \cdot \left( \nabla \psi_k \right) d_x d_y \tag{3.36}$$

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:

$$S_{12} = \iint \left(\frac{\partial \psi_1}{\partial_x} \frac{\partial \psi_2}{\partial_x} + \frac{\partial \psi_1}{\partial_y} \frac{\partial \psi_2}{\partial_y}\right) d_x d_y$$
(3.37)

Por lo que:

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

Esta puede ser evaluada como se muestra en la ecuación (3.39):

$$S_{12} = \frac{1}{2}\cot\theta_3 \tag{3.39}$$

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):

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

# 3.1 Diseño y simulación de la antena microcinta con geometría circular a la frecuencia de resonancia de 2.4 GHz.

El modelo consiste en una antena de microcinta de parche circular diseñada para la frecuencia de resonancia de 2.4 GHz por el Modelo de la Cavidad Resonante. Para los substratos inferior y superior se utiliza FR4 y como método de alimentación se utiliza la alimentación por proximidad, ya que propicia un mayor ancho de banda (hasta 13%). En la Figura3.8 se pueden apreciar las vistas superior y frontal de la antena diseñada en HFSSv15.0.2, mientras en la Tabla3.1 se muestran las dimensiones del modelo.



Figura3.8.Antena de microcinta con parche circular, alimentada por proximidad: a) vista superior, b) vista frontal.

Parámetro	Dimensión (mm)
Ancho del parche y del plano de tierra	80
Largo del parche y del plano de tierra	60
Altura del substrato (FR4)	1.5
Altura del parche, la microcinta y el plano de tierra (cobre)	0.035
Radio del parche	16.4
Ancho de la microcinta	2.92
Largo de la cinta	30.4
Punto de inicio de la alimentación	40.8

Tabla3.1. Dimensiones iniciales de la antena
--

Luego de parametrizar las variables relacionadas con el radio del parche, ancho y largo de la microcinta y el punto de alimentación, se obtuvo una impedancia de entrada de 49.7+j0.36  $\Omega$  a la frecuencia de 2.4 GHz como se muestra en la Figura3.9, este es un

valor muy bueno, ya que la parte real de la impedancia, la resistencia, es aproximadamente de 50  $\Omega$  que es la impedancia característica de la línea y la parte imaginaria es casi 0 por lo que no existe energía reflejada. Dado a este acoplamiento de impedancias se obtuvo una pérdida de retorno de -47 dB en la frecuencia de interés, representada en la Figura3.10; dado a que la pérdida de retorno se desea que sea de un valor lo más negativo posible, es un valor bastante bueno.



Figura 3.9. Comportamiento de la impedancia característica del modelo inicial.



Figura3.10. Gráfica de la pérdida de retorno del modelo inicial.

La ganancia a 2.4 GHz del modelo inicial se muestra en la Figura3.11 y el de la directividad en la Figura3.12. La ganancia obtenida es de 0.843 dB y la directividad de 2.21 dB, son bastante pobres pero es aceptables.



Figura 3.11 . Ganancia a 2.4 GHz del modelo inicial.



Figura 3.12 .Directividad a 2.4 GHz del modelo inicial.

# 3.2 Diseño y simulación de la antena microcinta con geometría circular ranurada.

Para crear la banda de 5.2 GHz se analizó la distribución de campo eléctrico sobre el parche para esta frecuencia, representado en la Figura3.13. Como se puede observar,

existe un máximo de intensidad en los extremos del parche, por lo que se deben realizar transformaciones alrededor de esta zona para excitar un nuevo modo de propagación de la antena. Para excitar nuevos modos de propagación existen dos métodos: insertar ranuras o insertar pines en los puntos donde exista mayor densidad del campo eléctrico a esta frecuencia.



Figura 3.13 . Distribución del campo eléctrico para 5.2 GHz.

Se escogió el método de las ranuras. Como es un parche circular y los máximos de intensidad de corriente se obtienen en los extremos del parche se creó una ranura con radio interior de 16 mm y un radio exterior de 16.3 mm, como se muestra en la Figura3.14.



Figura3.14 .Ranuras realizadas a la antena.

Las características de impedancia de entrada a ambas frecuencias de la antena con ranuras se muestran en la Figura3.15. La impedancia de entrada a 24 GHz sigue siendo buena, pero a 5.2 GHz existe un desacoplamiento de impedancias ya que la parte real de la impedancia de entrada a esta frecuencia tiene un valor muy pequeño comparado con los 50  $\Omega$  de la línea y la parte imaginaria no es cercana a 0.



Figura3.15 .Comportamiento de la impedancia característica en ambas frecuencias de la antena con ranuras.



La pérdida de retorno obtenida para 2.4 GHz y 5.2 GHz se muestra en la Figura3.16.

Figura 3.16 . Pérdidas de retorno luego de la inserción de las ranuras.

Al parametrizar el radio interior de la ranura se pudo observar que la frecuencia de resonancia alrededor de 2.4 GHz y 5.2 GHz es sensible a las variaciones del ancho de la ranura, una muestra de los valores obtenidos se muestran en la Figura3.17.





Se parametrizaron los valores correspondientes a las variables relacionadas con el radio del parche y los radios interior y exterior de la ranura, como se muestra en la Figura3.18.



Figura3.18 .Algunos resultados obtenidos a partir de la variación del radio del parche y el ancho de la ranura.

Los mejores resultados se alcanzaron con un radio de parche de 16.6 mm, un radio interior de la ranura de 16 mm y un radio exterior de 16.2 mm, con una pérdida de retorno de -16.7 dB a 2.4 GHz y de -9.53 dB a 5.2 GHz, representado en la Figura3.19, una impedancia de entrada de 37-j32  $\Omega$  a 2.4 GHz y de 26-j16  $\Omega$  a 5.2 GHz, representado en la Figura3.20 y una distribución de corriente a 5.2 GHz como muestra la Figura3.21.



Figura 3.19 . Pérdidas de retorno obtenidas a 2.4 GHz y a 5.2 GHz.



Figura 3.20 .Impedancia de entrada obtenida a 2.4 GHz y 5.2 GHz.



Figura 3.21 .Distribución del campo eléctrico a 5.2 GHz para un radio de parche de 16.6 mm y un radio interior y exterior de la ranura de 16 mm y 16.2 mm, respectivamente.

Los patrones de ganancia a 2.4 GHz y 5.2 GHz del modelo final se representan en la Figura3.22 y Figura3.24 respectivamente, y los de la directividad en la Figura3.23 y Figura3.25 respectivamente.



Figura 3.22 . Ganancia a 2.4 GHz del modelo final.







Figura 3.24 . Ganancia a 5.2 GHz del modelo final.



Figura 3.25 .Directividad a 5.2 GHz del modelo final.

Vale mencionar que los resultados obtenidos se realizaron con el tipo de barrido discreto, ya que con el barrido rápido el comportamiento de la antena se calcula de forma precisa para la frecuencia especificada pero para las demás frecuencias se estima; teniendo como consecuencia la obtención de resultados erróneos en la segunda frecuencia de resonancia que se está analizando. Sin embargo con el barrido discreto, con ambas frecuencias incluidas en el barrido, el comportamiento de la antena en ambas se modela de forma precisa.

Para que existan dos frecuencias de resonancia se necesita que exista buen acoplamiento de impedancia a ambas frecuencias de interés, o al menos una buena relación, que permita obtener una pérdida de retorno aceptable en ambas.

Un análisis de la impedancia de entrada, representado en la Figura3.26, muestra que la impedancia de entrada a la frecuencia de 5.2 GHz es muy pobre.



Figura3.26 . Muestras de la impedancia de entrada de distintos valores del radio del parche y el ancho de la ranura.

Después de llegar a esta conclusión, se realizaron varias parametrizaciones del radio del parche y del ancho y largo de la cinta para buscar una buena relación de impedancia de entrada a ambas frecuencias. En la Figura3.27 se representan algunas muestras de la parte real de la impedancia de entrada y en la Figura3.28 las de la parte imaginaria. Se

obtienen buenas relaciones a la frecuencia alrededor de los 2 GHz y alrededor de los 5 GHz; pero esto es insuficiente ya que no se cubre el rango de frecuencias correspondientes a la banda de 2.4 GHz.



Figura3.27 .Muestras de la parte real de la impedancia de entrada con varios valores de radio del parche y ancho y largo de la microcinta.



Figura3.28 . Muestras de la parte imaginaria de la impedancia de entrada con varios valores del radio del parche y del ancho y largo de la microcinta.

### CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

### Conclusiones

- Se diseñó la antena de microcinta con parche circular a la frecuencia de 2.4 GHz alimentado por proximidad obteniéndose un impedancia de entrada de 49.7+j0.36 Ω con ganancia de 0.8 dB y una directividad de 2.2 dB.
- Se simuló la antena diseñada a 2.4 GHz en el programa Ansoft HFSSv15.0.2 determinándose la distribución de la intensidad del campo eléctrico a la frecuencia de 5.2 GHz con objetivo de realizar las ranuras y provocar el desbordamiento del campo eléctrico.
- Se realizó las modificaciones en los planos radiadores de la antena para obtener en esta un funcionamiento a doble banda (2.4 GHz y 5.2 GHz) lográndose una aproximación a estas frecuencias de resonancia.
- 4. Se obtuvo como resultado una antena con pérdidas de retorno de -16.7 dB a 2.4 GHz y de -9.53 dB a 5.2 GHz.

### Recomendaciones

- Mediante la determinación de la impedancia de entrada a ambas frecuencias de resonancia, emplear métodos de acople de banda ancha como elemento que sustituya la línea microcinta y mejorar el acoplamiento entre el transceptor WLAN y la antena para las banda de frecuencias antes mencionadas.
- Estudiar y diseñar las líneas de alimentación de las antenas microcintas para acoplamiento de banda ancha con transformadores de λ/4 y distribución: Multi-secciones, Binomial y Chebyshev, realizando una comparación de las mismas.

## **REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS**

- [1] D. M. Pozar, «Analysis and design considerations for printed phased-array antennas».
- [2] J. J. Hall y S. P, Handbook of Microstrip Antennas, London: Peter Peregrinus Ltd, 1989.
- [3] C. A., Antenas, Segunda ed., Barcelona, 2002, p. 460.
- [4] C. A. Balanis, Antenna Theory, Analysis and Design, New Jersey: John Wiley & Son, 2005.
- [5] S. Buenrostro, «Metodología para el diseño y construcción de antenas de microcintas en la banda WiMax a 3.5 GHz,» Tijuana, 2007.
- [6] M. M. Esquivel, Teoría de Antenas, 2001.
- [7] S. Pérez, Técnicas de Antenas, La Habana, 2007.
- [8] F. M. Emilio, Conceptos generales de las Antenas, Tucuman, 2011.
- [9] C. Autores, Redes Inalámbricas en los Países en Desarrollo, Limehouse Book Sprint Team, 2007.
- [10] E. Gomez Rodrígez, I. Rodriguez Prieto, F. Marante Rizo y L. Rizo Salas, Estudio de la variación de diferentes parámetros en antenas de microcinta AAPC.
- [11] I. Estenoz Becherán, «Diseño, simulación y comparación de antenas microcintas a una frecuencia de 2.4 GHz.,» Santiago de Cuba, 2012.
- [12] G. Armes y B. Prakash, Microstrip Antenna Design Handbook, Bahl Inder and Ittipiboon Apisak.
- [13] «Antena impresa o antena microstrip,» [En línea]. Available: http://lonely113jologspot.com.

- [14] B. I. y B. Prakash, Microstrip Antenna, Massachussets: Artech House, 1980.
- [15] F. A. Sandoval, Antenas microcinta o patch: Métodos de alimentación, 2007.
- [16] P. P. Silvester y R. L. Ferrari, «Finite Elements Electrical Engineers,» Cambridge University Press, 1983.
- [17] C. W. Steele, Numerical Computation of Electric and Magnetic Fields, New York,: Van Nostrand Reinhold, 1987.
- [18] A. J. Davies, «The Finite Element Method: A First Approach,» Oxford University Press, 1980.
- [19] W. B. Bickford, A First Course in the Infinite Element Method, Homewood, 1990.

### **GLOSARIO DE TÉRMINOS**

Abreviatura	Significado en Español	Significado en Inglés
GPS	Sistema de Posicionamiento Global	Global System Position
IEEE	Instituto de Ingeniería Eléctrica y Electrónica	Institute of Engineers Electrical and Electronic
ROE	Razón de Onda Estacionaria	Static Wave Reason
FDTD	Diferencias Finitas en el Dominio del Tiempo	Finite Differences in Time Dominion
FEM	Método de los Elementos Finitos	Finite Elements Method
TEM	Transverso Electro Magnético	Transverse Electro Magnetic
ТМ	Transverso Magnético	Transverse Magnetic
MIC	Circuitos Microelectrónicos Integrados	Microelectronic Integrated Circuits
HFSS	Simulador de Estructuras a Altas Frecuencias	High Frequency Simulator Structure