



# **UNIVERSIDAD DE QUINTANA ROO**

---

**División de Ciencias e Ingeniería**

## **“Diseño de una antena de doble banda para WLAN”**

**Trabajo de Tesis  
para obtener el grado de**

**Ingeniero en Redes**

**PRESENTA**

**José Nerio Chavarría Espinosa**

**Director de Tesis**

**Dra. María Susana Ruíz Palacios**

**Asesores**

**M.C. Javier Vazquez Castillo**

**Dr. Jaime Silverio Ortegón Aguilar**

**Chetumal, Quintana Roo, México, Septiembre de 2009.**



# **UNIVERSIDAD DE QUINTANA ROO**

---

## **División de Ciencias e Ingeniería**

Trabajo de Tesis elaborado bajo supervisión del Comité de Asesoría y aprobada como requisito parcial para obtener el grado de:

### **INGENIERO EN REDES**

Comité de Trabajo de Tesis

**Directora:**

---

**Dra. María Susana Ruíz Palacios**

**Asesor:**

---

**M.C. Javier Vázquez Castillo**

**Asesor:**

---

**Dr. Jaime Silverio Ortegón Aguilar**

**Chetumal, Quintana Roo, México, Septiembre de 2009.**

## **Agradecimientos**

Primero me gustaría agradecer a mi directora de tesis la Dra. María Susana Ruíz Palacios por todos los conocimientos transmitidos y su guía a lo largo de este proyecto de tesis. Sin su ayuda, esto no hubiera sido posible.

De igual manera, al Cuerpo Académico-180 (CA. de Electrónica de alta Frecuencia) del Centro Universitario de Ciencias Exactas e Ingenierías de la Universidad de Guadalajara.

Agradezco a mis revisores el M.C. Javier Vázquez Castillo y Dr. Jaime Ortigón Aguilar por su apoyo en todos los trámites relacionados con este trabajo y observaciones realizadas.

También agradezco al Ing. Rubén González Elixavide las facilidades brindadas para el uso del laboratorio de telemática durante la fase de simulación. Así como a Richard Gary y David Neiman, Director de Programas de Universidad de Zeland software, por habernos permitido el uso de una licencia de evaluación del simulador electromagnético.

Gracias a la División de Ciencias Exactas e Ingenierías por su apoyo para la impresión y empastado de este trabajo.

Por último, pero no menos importante, a mis padres por todo el apoyo incondicional que me han dado a lo largo de mi vida como estudiante y realización de este proyecto. ¡Gracias!

## Resumen

Con los avances recientes en las comunicaciones, la necesidad de antenas compactas ha crecido rápidamente. Los equipos electrónicos han reducido su tamaño físico debido al desarrollo de los circuitos integrados, especialmente en las comunicaciones móviles, la demanda por antenas más pequeñas, sin lugar a dudas, se ha incrementado hoy en día.

La antena en microcinta es una de las más usadas en algunos sistemas de comunicación inalámbricos, debido a sus muchas ventajas tales como bajo perfil y facilidad de fabricación que las hacen versátiles en términos de su forma geométrica e implementaciones.

El objetivo de este trabajo es diseñar y simular una antena parche en microcinta de banda dual utilizando fibra de vidrio como sustrato dieléctrico. Dos parches radiantes fueron diseñados de tal manera que la antena opere en las bandas del estándar IEEE 802.11, 2.4 GHz y 5.2 GHz de frecuencia central. Se propone la antena para usarse en redes inalámbricas de área local (WLAN) tanto para transmitir como para recibir. Los parches fueron acoplados utilizando líneas de transmisión para producir una antena de doble banda y además de que se agregó una unión tipo "T". Se utilizó la fibra de vidrio como sustrato dieléctrico con las siguientes características: constante dieléctrica  $\epsilon_r = 4.4$ , espesor de la placa  $h=1.54$  mm y tangente de pérdidas del material  $\tan \text{loss} = 0.02$ , lo cuales fueron obtenidos mediante experimentación realizada en la Universidad de las Américas Puebla y el INAOE (Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y Electrónica) y reportados en el trabajo "Diseño y caracterización de antenas omnidireccionales para estaciones-base de telefonía móvil en la banda PCS". El uso de este material cumple con dos propósitos, uno es facilitar la fabricación de una antena económica ya que es un material muy fácil de conseguir en México, y el otro es usar los resultados de otras investigaciones nacionales en este tenor.

Una vez diseñada se procedió a la simulación y optimización de la antena utilizando software profesional, Zeland IE3D y FEKO, esto con la finalidad corroborar los resultados en ambos programas.

## Contenido

Agradecimientos .....	3
Resumen.....	4
Índice de Tablas.....	7
Tabla de figuras .....	8
CAPITULO 1. Introducción.....	10
1.1 Objetivo General.....	12
1.2 Alcance.....	12
CAPITULO 2. Antenas Parche en Microcinta.....	13
2.1 Antenas parche.....	13
2.1.1 Ventajas de las antenas parche .....	14
2.1.2 Desventajas de las antenas parche.....	14
2.2 Métodos de alimentación .....	15
2.2.1 Alimentación por contacto .....	15
2.2.2 Alimentación sin contacto .....	17
2.3 Evaluación analítica de una antena parche rectangular .....	20
2.3.1 Modelo de líneas de transmisión .....	21
2.3.2 Modelo de cavidades.....	24
2.3.3 Modelo de onda completa .....	25
CAPITULO 3. Antenas de Banda Anplia.....	26
3.1 Antenas independientes a la frecuencia .....	27
3.1.1 Antenas espirales .....	28
3.1.2 Antenas log-periódicas .....	30
3.2 Antenas omnidireccionales .....	31
3.2.1 Antenas bicónicas.....	32
3.2.2 Antenas monopolo.....	34

3.3 Antenas directivas.....	37
3.3.1 Corneta.....	37
3.3.1 Antena de transmisión progresiva (Vivaldi) .....	38
3.4 Últimas tendencias.....	39
CAPITULO 4. Diseño y simulación de una antena parche en microcinta .....	42
4.1 Especificaciones de diseño.....	42
4.2 Diseño de los parches radiantes.....	42
4.3 Simulación de los parches radiantes .....	47
4.3.1 Parche radiante a 2.4 GHz .....	47
4.3.2 Parche radiante a 5.2 GHz .....	53
4.4 Optimización de los parches.....	59
4.4.1 Parche radiante a 2.4 GHz .....	59
4.4.2 Parche radiante a 5.2 GHz .....	61
CAPITULO 5. Antena de doble banda de frecuencia con parches .....	64
5.1 Métodos de doble banda .....	64
5.1.1 Parches apilados .....	64
5.1.2 La línea de microcinta en L.....	65
5.2 Acoplamiento de las antenas con líneas de transmisión .....	67
5.2.1 Diseño de la Microcinta .....	72
5.2.2 Chaflán en los codos .....	74
5.2.3 Unión T .....	74
CAPITULO 6. Conclusiones y trabajo futuro.....	81
6.1 Conclusiones .....	81
6.2 Trabajo futuro.....	82
Bibliografía .....	83

## Índice de Tablas

Tabla 1 Estándar 802.11 .....	10
Tabla 2 Resultados de diferentes puntos de alimentación (2.4 GHz) .....	48
Tabla 3 Resultado de diferentes puntos de alimentación (5.2 GHz) .....	55

## Tabla de figuras

Figura 1 Antena parche rectangular.....	13
Figura 2 Alimentación por sonda coaxial .....	16
Figura 3 Línea de alimentación.....	16
Figura 4 Alimentación por acoplamiento de proximidad.....	18
Figura 5 Alimentación por acoplamiento de abertura.....	18
Figura 6 Alimentación por guía de onda coplanar (CPW) .....	20
Figura 7 Líneas de campo eléctrico. ....	21
Figura 8 Antena parche en microcinta .....	22
Figura 9 Vista superior y vista de lado de una antena .....	23
Figura 10 Antena espiral logarítmica.....	28
Figura 11 Antena espiral cónica.....	29
Figura 12 Antena espiral de Arquímedes.....	30
Figura 13 Antena log-periódica circular.....	31
Figura 14 Antena log-periódica trapezoidal.....	31
Figura 15 Antena bicónica infinita .....	32
Figura 16 Realización práctica de una antena bicónica finita .....	33
Figura 17 Antena discontinua.....	34
Figura 18. Antenas planares .....	36
Figura 19 Antena de corneta.....	37
Figura 20 Mecanismo de radiación de un parche en microcinta .....	44
Figura 21. Antena Parche sobre un plano de tierra y puerto coaxial insertado .	48
Figura 22 a) Antena con alimentación coaxial b) malla eléctrica.....	49
Figura 23 Pérdidas por retorno del parche a 2.375 GHZ .....	49
Figura 24 Gráfica de VSWR del parche a 2.375 GHz .....	50
Figura 25 Carta de Smith 2.375 GHz .....	51
Figura 26 Patrón de elevación para $\varphi = 0$ y $\varphi = 90$ grados.....	52
Figura 27 Gráficos 3D del patrón de radiación a 2.375 GHz.....	53
Figura 28 Distribución de corriente .....	53
Figura 29 Parche radiante a 5.2 GHz.....	54

Figura 30 Pérdidas por retorno de la antena a 5.075 GHz.....	55
Figura 31 VSWR del parche a 5.075 GHz .....	56
Figura 32 Carta de Smith para el parche a 5.075 GHz .....	57
Figura 33 Patrón de elevación para $\phi = 0$ y $\phi = 90$ grados (5.075 GHz) .....	58
Figura 34 Gráficos 3D del patrón de radiación a 5.075 GHz.....	58
Figura 35 Distribución de corriente en parche a 5.075 GHz .....	59
Figura 36 Pérdidas por retorno del parche optimizado a 2.4 GHz .....	60
Figura 37 Carta de Smith parche optimizado a 2.4 GHz.....	60
Figura 38 Parámetros de la antena optimizada a 2.4 GHz .....	61
Figura 39 Pérdidas por retorno del parche optimizado a 5.2 GHz .....	62
Figura 40 Grafica de Smith para parche optimizado a 5.2 GHz.....	62
Figura 41 Parámetros de la antena optimizada a 5.2 GHz .....	63
Figura 42 Parches apilados alimentados por sonda coaxial .....	65
Figura 43 Líneas de transmisión de microcinta en L.....	66
Figura 44. Corriente y campos eléctricos laterales en la geometría en L.....	66
Figura 45. Técnicas de compensación para efectos de discontinuidad .....	67
Figura 46. Onda Viajando en la línea a 2.4 GHz.....	68
Figura 47 Onda viajando en la línea a 5.2 GHz .....	69
Figura 48. Ubicación de las impedancias de cada antena .....	70
Figura 49 Solución a la carta de Smith (2.4 GHz) .....	71
Figura 50 Solución a la carta de Smith (5.2 GHz).....	72
Figura 51 Línea de microcinta.....	73
Figura 52 Chaflán en los codos.....	74
Figura 53. Unión tipo T.....	74
Figura 54. Arquitectura de la antena dual .....	75
Figura 55. Geometría y dimensiones finales de la antena .....	78
Figura 56. Simulación de la antena dual .....	79
Figura 57. Acoplo de la antena en la banda de 2.4 GHz.....	80
Figura 58 Acoplo de la antena en la banda de 5.2 GHz.....	80

# CAPITULO 1

## Introducción

En la actualidad el diseño de dispositivos electrónicos que permitan la portabilidad en los sistemas de comunicaciones es de suma utilidad, ya que con ello se pueden realizar implementaciones más pequeñas. Éstas, entre otras cosas, deben cumplir los criterios de eficiencia en el consumo de potencia, eficiencia en el uso del ancho de banda y una buena relación de costo beneficio respecto al producto o servicio.

El diseñar e implementar dispositivos cada vez más pequeños en los sistemas de comunicaciones incluye a las antenas. Este trabajo es una propuesta de solución al diseño de una antena que trabaja en las bandas de redes WLAN (Wireless Local Area Network). Como es conocido, las redes WLAN trabajan en las bandas de frecuencia de 2.4 y 5 GHz, en la Tabla 1 se pueden ver los estándares y frecuencias de operación.

*Tabla 1 Estándar 802.11*

Estándar	Características
802.11a (1999)	<ul style="list-style-type: none"><li>• Estándar en la banda de 5 GHz</li><li>• 8 canales de radio y transferencia de datos 5 veces más rápida que 802.11b.</li><li>• Utiliza salto de frecuencia OFDM.</li></ul>
80211b. (1999)	<ul style="list-style-type: none"><li>• Estándar para la banda ISM de 2.4 GHz (80MHz).</li><li>• Espectro disperso por secuencia directa (DSSS).</li><li>• Velocidades de 11 Mbps, rango aproximado de 500 pies (152.4m).</li></ul>

Tabla 1. Estándar 802.11 (Continuación)

Estándar	Características
802.11g (2003)	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Estándar para la banda de 2.4 GHz.</li> <li>• OFDM en 20 MHz con tasas/códigos adaptivos.</li> <li>• Velocidades de 54 Mbps, menor consumo de potencia, mejor penetración y rangos mayores.</li> </ul>
802.11n (2009)	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Estándar en la banda de 2.4 GHz y 5 GHz.</li> <li>• OFDM/MIMO adaptivo en 20/40 MHz (2-4 antenas).</li> <li>• Velocidades de hasta 600 Mbps, rango aproximado de 200 pies (60m).</li> <li>• Otros avances en paquetización, uso de antena, etc.</li> </ul>

Los objetivos que se cubren en el trabajo es el diseño de una antena pequeña que opera en dos bandas, debido a esto el trabajo aborda los fundamentos de diseño de una antena parche, y posteriormente algunas propuestas de diseños de antenas de banda amplia. Finalmente, se detalla la metodología de diseño y resultados obtenidos mediante la simulación.

Cabe señalar que a medida que una antena disminuye su tamaño el ancho de banda también disminuye. Lo anterior resulta un inconveniente ya que se pretende diseñar antenas pequeñas con un ancho de banda amplio por lo que la aportación principal del trabajo se centra en el diseño de una antena multibanda sin exceder las dimensiones de 4 por 8 cms., además de que se emplea fibra de vidrio en su implementación, el cual es un material que se encuentra fácilmente en tiendas electrónicas en México, existen otros materiales como Duroid, TRF4, entre otros que no están a la venta en México y su precio comparado con la fibra de vidrio es alrededor de 10 veces más.

## **1.1 Objetivo General**

Diseñar una antena parche en microcinta de doble banda para aplicaciones WLAN con bandas centrales de 2.4 GHz y 5.2 GHz

## **1.2 Alcance**

Este proyecto consta de dos partes principales, I y II. El alcance de cada una de las partes se enlista a continuación:

### Parte I

- Estudio de las antenas parche en microcinta
- Estudio de las antenas de banda amplia
- Método paso a paso para el diseño de una antena en microcinta

### Parte II

- Diseño de los parches radiantes
- Optimización de los parches radiantes
- Acoplamiento de la antena para lograr la banda dual.

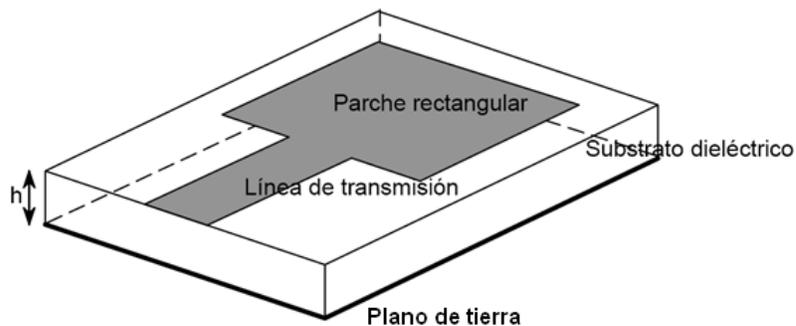
## CAPITULO 2

### Antenas Parche en Microcinta

#### 2.1 Antenas parche

Las antenas impresas de tipo parche, también llamadas antenas microstrip (microcinta) se diseñan a partir de líneas de transmisión o resonadores sobre sustrato dieléctrico. Las dimensiones se eligen de forma que la estructura disipe la potencia en forma de radiación.

Una antena parche en su forma más simple, consiste de un parche radiante en un lado de un sustrato dieléctrico y un plano de tierra en el otro. La Figura 1 muestra la estructura de una antena en forma rectangular.



*Figura 1 Antena parche rectangular*

La eficiencia de la radiación de una antena parche depende en gran medida de la permitividad del dieléctrico. Idealmente, un dieléctrico grueso, disminuye la permitividad y se prefiere una pérdida de inserción baja por cuestiones de banda ancha e incremento de eficiencia.(1)

Hay ventajas y desventajas asociadas con las antenas de parche. Entendiendo cada una de ellas podemos iniciar el diseño de una antena de este

tipo con la eficiencia óptima, riesgo mínimo y el más bajo costo para alguna aplicación comercial particular.

### **2.1.1 Ventajas de las antenas parche**

Las ventajas de una antena parche, comparadas con las convencionales, tales como: hélice, corneta, reflectora, etc., son:

1. El perfil extremadamente bajo de la antena en parche la hace ligera y ocupa muy poco volumen en la estructura en la cual se coloca. También puede ser colocada en superficies curvas siendo estéticamente atractiva y aerodinámica.
2. Cuando se produce en grandes cantidades, o en arreglos con varios parches, puede ser fabricada con un simple proceso de grabado, lo que nos lleva a reducir grandemente el costo de fabricación.
3. La operación a frecuencia dual es posible usando ya sea dos parches apilados o un parche con un diodo cargado.
4. Permiten ambos tipos de polarización, la lineal y la circular.
5. Se pueden fabricar de manera compacta para ser usadas en comunicaciones móviles.

### **2.1.2 Desventajas de las antenas parche**

Las antenas parche poseen ciertas desventajas comparadas con las de las antenas de microondas convencionales. Como son las siguientes:

1. Ganancia más baja (~6 dB).
2. Estas antenas tienen un ancho de banda angosto, típicamente entre 1 a 5%, lo que es la principal limitante para extender su uso. Incrementar el ancho de banda de una antena parche ha sido la principal área de investigación en este campo. Con los avances de la tecnología, se han alcanzado de 15 a 20

por ciento del ancho de banda. Estas son técnicas que usan múltiples parches apilados o sustratos más gruesos.

3. Debido a la pequeña separación del parche radiante y su plano de tierra (equivalente a una pequeña separación entre dos electrodos), la antena puede manejar relativamente baja potencia de RF. Generalmente unos pocos cientos de watts de potencia o menos se considera seguro. (2).
4. Es difícil de lograr la pureza de polarización

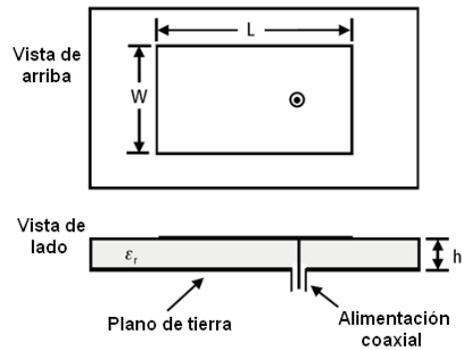
## **2.2 Métodos de alimentación**

Las antenas de parche pueden ser excitadas directamente ya sea por una sonda coaxial o por una línea de microcinta. También pueden ser excitadas indirectamente usando un acoplamiento electromagnético o un acoplamiento de apertura y una guía de ondas coplanar, en cuyo caso no hay contacto metálico directo entre la línea de alimentación y el parche. La técnica de alimentación afecta la impedancia de entrada y características de la antena, siendo un factor importante en el diseño. Los métodos de excitación directa son llamados alimentación por contacto y a los de alimentación indirecta se les llama alimentación sin contacto.

### **2.2.1 Alimentación por contacto**

#### **2.2.1.1 Alimentación por acoplamiento coaxial**

El arreglo coaxial o alimentación de sonda se ilustra en la Figura 2.

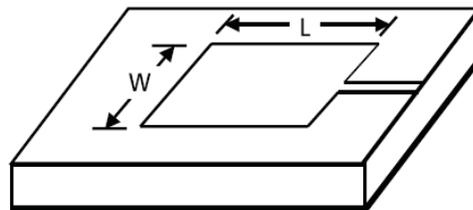


*Figura 2 Alimentación por sonda coaxial*

El centro del conductor del conector coaxial está soldado en el parche. La principal ventaja de este tipo de alimentación es que puede ser colocada en cualquier ubicación deseada dentro del parche para acoplarla con su impedancia de entrada. Las desventajas son que se debe perforar el sustrato para hacer el hueco y que el conector sobresale de la parte de abajo del plano de tierra, así que no es completamente plano. También, este arreglo de alimentación hace la configuración asimétrica.(3)

#### 2.2.1.2 Alimentación por línea de microcinta

Un parche excitado por una línea de alimentación se muestra en la Figura 3.



*Figura 3 Línea de alimentación*

Este tipo de arreglos son fáciles de fabricar ya que tanto la línea de alimentación como los elementos radiantes están impresos en el mismo sustrato. La concordancia de impedancia asociada con esta clase de antenas también es más simple comparado con otros métodos. Aunque estas antenas tienen una baja radiación falsa, a menudo la radiación de la línea de alimentación incrementa el nivel de polarización cruzada. También, en el rango milimétrico de la onda, el tamaño de la línea de alimentación es comparable al tamaño del parche, llevándonos a un incremento de radiación no deseada. Típicamente, los parches son alimentados desde un borde, y la impedancia del borde debe coincidir con la impedancia de la línea de alimentación para una máxima transferencia de potencia (4)

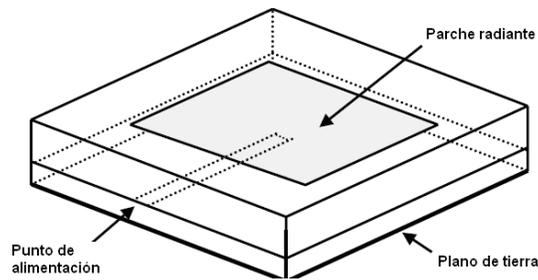
### **2.2.2 Alimentación sin contacto**

Para sustratos gruesos, que son generalmente empleados para alcanzar grandes anchos de banda, los dos métodos antes mencionados de alimentación directa generan problemas. En el caso de la alimentación coaxial el incremento en la longitud de la sonda hace que la impedancia de entrada sea más inductiva, causando un problema de acoplamiento. En lo que respecta a la microcinta de alimentación, el incremento en el grosor del sustrato incrementa su ancho, lo que en ocasiones incrementa la radiación de alimentación no deseada.

#### **2.2.2.1 Alimentación por acoplamiento electromagnético**

La línea de alimentación se coloca entre el parche y el plano de tierra, que está separado por dos medios dieléctricos. Las ventajas de esta configuración de alimentación incluyen la eliminación de falsas radiaciones de alimentación de red; la elección entre dos medios dieléctricos diferentes, uno para el parche y otro para la línea de alimentación para optimizar los rendimientos individuales;

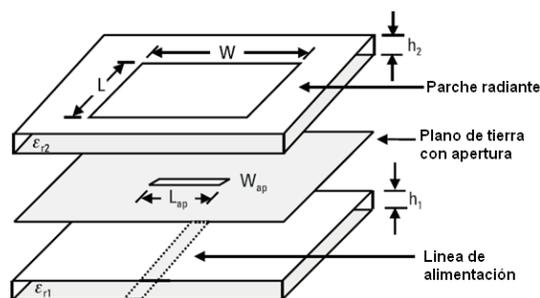
también un incremento en el ancho de banda debido al mayor grosor total del sustrato de la antena parche. Las desventajas son que las dos capas necesitan estar adecuadamente alineadas y el grosor total de la antena incrementa. Este tipo de alimentación también es conocida como alimentación por acoplamiento de proximidad. (3)



*Figura 4 Alimentación por acoplamiento de proximidad*

### 2.3.2.2 Alimentación por acoplamiento de abertura

Otro método para excitar indirectamente a un parche emplea el acoplamiento de abertura. En este tipo de configuración, el campo está acoplado desde la línea de alimentación de microcinta hasta el parche radiante a través de una pequeña abertura eléctrica o ranura hecha en el plano de tierra, como se muestra en la Figura 5.



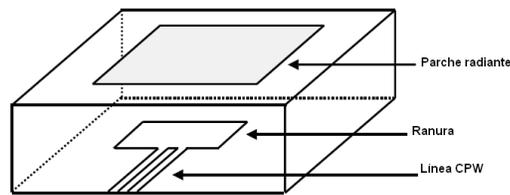
*Figura 5 Alimentación por acoplamiento de abertura*

El acoplamiento de la abertura esta usualmente centrado debajo del parche, permitiendo disminuir la polarización cruzada debido a la simetría de la configuración. La forma, el tamaño y la ubicación de la abertura deciden la cantidad de acoplamiento de la línea de alimentación del parche. La ranura de abertura puede ser ya sea resonante o no resonante.

La ranura resonante provee otra resonancia adicional a la resonancia del parche y de ese modo incrementa el ancho de banda a expensas de un incremento en la radiación trasera. Como resultado, una abertura no resonante es normalmente utilizada. El rendimiento es normalmente insensible a pequeños errores en la alineación de las diferentes capas. Similar al método de acoplamiento electromagnético, los parámetros del sustrato de las dos capas pueden ser elegidos de manera independiente para obtener el mejor rendimiento de la antena. Este método de alimentación nos proporciona incrementos en el ancho de banda.(3)

#### 2.3.2.3 Alimentación por guía de onda coplanar

En este método la guía de onda coplanar es grabada en el plano de tierra de la antena. La línea es excitada por alimentación coaxial y se termina por una ranura, cuya longitud se elige entre 0.25 y 0.29 de la ranura de longitud de onda. La principal desventaja de este método es la alta radiación de la ranura, conduciendo a una relación front-to-back pobre. La relación front-to-back es mejorada al reducir la dimensión de la ranura y modificar su forma en la forma de un lazo. (3)



*Figura 6 Alimentación por guía de onda coplanar (CPW)*

### **2.3 Evaluación analítica de una antena parche rectangular**

El objetivo del análisis de antenas es predecir las características de radiación tales como patrones de radiación, ganancia, polarización, así como la impedancia, ancho de banda, acoplamiento mutuo y la eficiencia de la antena. El análisis de las antenas en microcinta es complicado debido a la presencia de un dieléctrico no homogéneo y condiciones limitantes, características de bandas de frecuencia angostas, diversos tipos de alimentación, forma del parche, configuraciones de sustratos. Un buen modelo tiene las siguientes características:

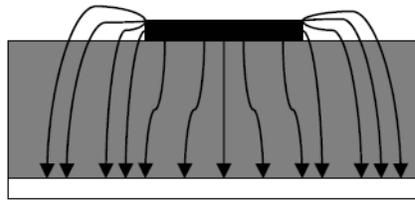
- Puede ser usado para calcular todas las características de impedancia y radiación de la antena.
- Los resultados son suficientemente exactos para el propósito deseado.
- Es simple y posible, mientras provee la exactitud propuesta para la impedancia y propiedades de radiación.
- Se presta a interpretación en términos de un problema físico conocido.

Los métodos de análisis más populares para las antenas parche son: el modelo de líneas de transmisión, el modelo de cavidades y el modelo de onda completa. El modelo de líneas de transmisión es el más simple de todos y provee un buen entendimiento físico pero es menos exacto. El modelo de cavidad es más exacto y nos da un buen entendimiento físico pero es más complicado por naturaleza. El modelo de onda completa es extremadamente

exacto, versátil y puede tratar elementos únicos, arreglos finitos e infinitos, elementos de forma arbitraria y acoplamiento. Estos dan menos entendimiento comparado con los dos modelos mencionados y son muchos más complicados por naturaleza.(5)

### 2.3.1 Modelo de líneas de transmisión

Este modelo representa la antena en microcinta por dos ranuras de ancho  $W$  y altos  $h$ , separados por una línea de transmisión de largo  $L$ . La microcinta esencialmente es una línea no homogénea de dos dieléctricos, típicamente el sustrato y el aire.



*Figura 7 Líneas de campo eléctrico.*

De la Figura 7 podemos notar que la mayoría de las líneas de campo eléctrico residen en el sustrato y otra parte de ellas en el aire. Como resultado, esta línea de transmisión no puede soportar el modo de transmisión TEM (Transverse-Electric-Magnetic), dado que las velocidades de fases serían diferentes en el aire y en el sustrato. Entonces el modo de propagación dominante sería el modo quasi-TEM. Por eso, se debe calcular una constante dieléctrica efectiva ( $\epsilon_{reff}$ ) para justificar el efecto de los bordes y la propagación de las ondas en la línea. El valor de  $\epsilon_{reff}$  es ligeramente menor al de  $\epsilon_r$  porque los campos de efecto de los bordes alrededor del parche no están confinados dentro del sustrato dieléctrico sino que se extienden en el aire. La expresión  $\epsilon_{reff}$  está dada por (6):

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ 1 + 12 \frac{h}{w} \right]^{1/2} \quad 1$$

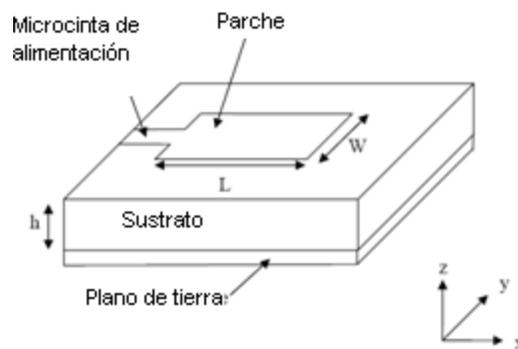
Donde

$\epsilon_{reff}$  = Constante dieléctrica efectiva

$\epsilon_r$  = Constante dieléctrica del sustrato

$h$  = Altura del sustrato dieléctrico

$W$  = Ancho del parche



*Figura 8 Antena parche en microcinta*

Considere la Figura 8, que muestra una antena parche en rectangular de longitud  $L$  y ancho  $W$  descansando sobre un sustrato de espesor  $h$ . Los ejes de coordenadas están seleccionados de tal manera que la longitud esta en el eje  $x$ , el ancho en dirección de  $y$ , y el espesor en el eje  $z$ .

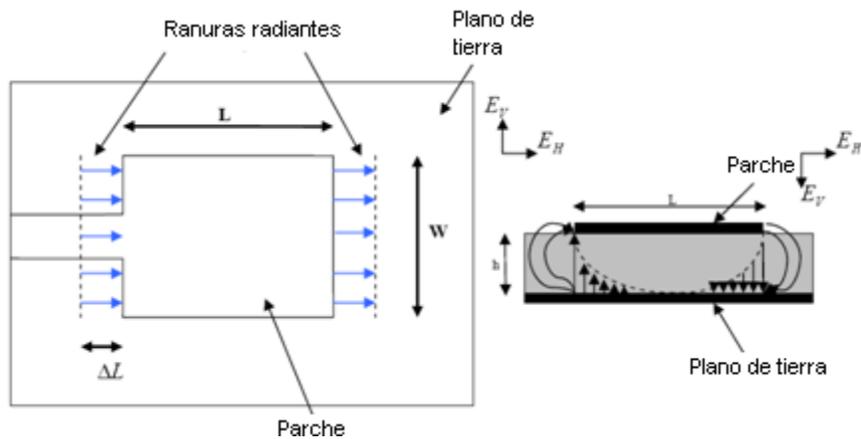


Figura 9 Vista superior y vista de lado de una antena

De la Figura 9 se observa que los componentes de campo eléctrico normales en dos bordes sobre el ancho están en direcciones opuestas y por lo tanto fuera de fase. Los componentes tangenciales, que están en fase, hacen que los campos resultantes se unan para formar un campo máximo radiado normal a la superficie de la estructura. Los campos en los bordes a lo ancho del parche pueden ser modelados como ranuras radiantes y eléctricamente el parche de la antena en microcinta parece mayor que su dimensión física. Las dimensiones físicas de un parche con su longitud tienen que ser extendidas ahora en una distancia  $\Delta L$ , que está dado de manera empírica por Hammerstad como:

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\epsilon_{eff} + 0.3) \left(\frac{w}{h} + 0.264\right)}{(\epsilon_{eff} - 0.258) \left(\frac{w}{h} + 0.8\right)} \quad 2$$

La longitud efectiva del parche es entonces:

$$L_{eff} = L + 2\Delta L \quad 3$$

Para una frecuencia de resonancia  $f_0$  dada, la longitud efectiva es:

$$L_{eff} = \frac{c}{2f_0\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad 4$$

Para una antena parche rectangular en microcinta la frecuencia de resonancia para cualquier modo  $TM_{mn}$  está dado por James y Hall con o:

$$f_0 = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_{eff}}} \left[ \left(\frac{m}{L}\right)^2 + \left(\frac{n}{W}\right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad 5$$

Donde  $m$  y  $n$  son modos en  $L$  y  $W$  respectivamente.

Para eficiencia de radiación, el ancho esta dado por Bahl y Bhartia como:

$$W = \frac{c}{2f_0\sqrt{\frac{\epsilon_{pr}+1}{2}}} \quad 6$$

### 2.3.2 Modelo de cavidades

El modelo de cavidades es más complejo que el modelo de líneas de transmisión y provee resultados más exactos. Es este modelo la región entre el parche y el plano de tierra se maneja como una cavidad, que está rodeada por paredes magnéticas alrededor de la periferia y por paredes eléctricas de la superficie de arriba y los lados de abajo. Dado que se usan sustratos delgados, el campo dentro de la cavidad se asume que es uniforme a lo largo del grosor del sustrato (6). En el modelo de cavidades, el análisis se simplifica al expresar los campos electromagnéticos dentro del parche de sustrato, como una sumatoria de los varios modos de resonancia del radiador de dos dimensiones (el parche en este caso). Puesto que los sustratos normales que son usados para producir antenas parche en microcinta son delgados, el supuesto común es que el campo dentro de la cavidad es uniforme a lo largo del grosor del sustrato (7).

### **2.3.3 Modelo de onda completa**

El modelo de onda completa es muy versátil y puede proveer resultados muy exactos. El método de los momentos, método de dominio del tiempo de diferencia finita y el método del elemento finito (FEM), pertenecen a esta categoría, son adecuados para configuraciones volumétricas. El método del elemento finito es el más popular entre estos métodos y en él la región de interés es dividida entre cualquier número de superficies finitas o volumen de elementos dependiendo en las estructuras planares o volumétricas a ser analizadas. Estas unidades discretizadas, generalmente referidas como elementos finitos, son formas geométricas bien definidas, tales como elementos triangulares para configuraciones planares, tetraédricos y prismáticos para configuraciones de tres dimensiones. (8)

## **CAPITULO 3**

### **Antenas de Banda Ancha**

Los sistemas de comunicación inalámbrica demandan actualmente el diseño de antenas que permitan hacer uso eficiente del canal disponible o permitan ofrecer diversos usos y aplicaciones en un solo dispositivo. Por lo que el desarrollo en los últimos años se ha enfocado en tres áreas de interés, hacer antenas cuyo ancho de banda sea amplio (superior al 5%) para lo cual hasta este momento existen diseños predominantes como son las antenas multibanda, las antenas de banda ancha y las antenas de ultra banda ancha. Por otra parte está el desarrollo de antena miniatura entre las cuales destacan los diseños con metamateriales y otras técnicas de miniaturización y finalmente el diseño de antenas altamente directivas con la finalidad de evitar interferencias con otras antenas, para lo cual están antenas inteligentes en aplicación de sistemas MIMO y arreglos de antenas.

Las antenas de banda ancha han levantado un gran interés en años recientes para su aplicación en sistemas de comunicación multimodal. Como se ha mencionado hay muchos sistemas que operan en dos o más bandas de frecuencia, requiriendo de bandas duales o triples de operación de fundamentalmente antenas de banda angosta. Esto incluye sistemas de navegación satelital, sistemas celulares, redes inalámbricas de área local y la combinación de estos sistemas.

Una terminal de radio capaz de operar en múltiples y un amplio rango de bandas de frecuencias está limitado en su capacidad de radiación por la configuración de su antena. Un intento de resolver este problema es implementar múltiples antenas, cada una sintonizada para operar en una banda

de frecuencia específica. Sin embargo esto limita la aplicación de tales dispositivos, dado que múltiples antenas puede ser muy complejo.

Debido al desarrollo dinámico de los sistemas de comunicación inalámbricos, antenas planares en miniatura para ultra wide-band (UWB) se están investigando como una solución potencial de pequeña y eficiente estructura para recibir y transmitir señales de comunicación en banda amplia.

Las antenas monopolo planas e impresas son buenas candidatas para usarse en la tecnología inalámbrica UWB por su amplia impedancia de ancho de banda y su patrón de radiación azimutal casi omnidireccional.

A continuación se describen algunos tipos de antenas multibanda y se muestra el importante rol que las antenas monopolo planas juegan aquí.

### **3.1 Antenas independientes a la frecuencia**

Las antenas independientes de la frecuencia son conocidas desde hace tiempo y fueron definidas en 1957 por Ramsey (9). Estas antenas son totalmente definidas por sus dimensiones angulares. El desempeño de la antena (patrón de radiación, impedancia de entrada) es independiente de la frecuencia. Para este tipo de antenas, si multiplicamos las dimensiones de la antena por un factor  $X$ , el desempeño de la antena se mantiene sin cambios, solo la frecuencia de trabajo aumenta en el mismo factor  $X$ .

Teóricamente, estas antenas presentan un ancho de banda infinito. Sin embargo, en la práctica el ancho de banda es finito debido a las dimensiones finitas de la antena.

### 3.1.1 Antenas espirales

Estas antenas fueron descritas por Dyson en 1959 (10). Existen tres tipos de espirales: espiral equiangular (espiral logarítmica), espiral cónica y la espiral de tipo Arquímedes.

**Antenas logarítmicas:** son parte de las antenas independientes de la frecuencia ya que pueden ser definidas únicamente por sus ángulos. Para que la antena tenga una impedancia constante, sobre toda la gama de frecuencias, es necesario que el ancho de la parte radiante de la antena sea proporcional al largo de las líneas espirales. Por otra parte, si deseamos que la antena guarde una estructura simétrica, la antena debe estar constituida de dos líneas idénticas, cada una de estas líneas forman dos espirales de mismo centro.

Debido a la geometría de la estructura, la polarización de la señal es circular. En las frecuencias donde la longitud de los conductores es muy pequeña en comparación con la longitud de onda, la polarización es lineal. Si la frecuencia aumenta (longitud de las líneas aumenta), la polarización de campo se vuelve elíptica y circular.



*Figura 10 Antena espiral logarítmica*

Teóricamente, poseen un ancho de banda infinito. Sin embargo, la antena espiral logarítmica tiene un ancho de banda de varias octavas porque sus dimensiones son finitas. La alta frecuencia de adaptación está limitada por

el espacio entre los dos conductores (espacio relativamente pequeño en comparación a la longitud de onda). A manera de ejemplo, para un  $VSWR < 2$ , un ancho de banda de 0.4 – 3.8 GHz puede ser obtenido (11).

**Antena espiral cónica:** es una derivada de la anterior. De hecho es suficiente para lograr imprimir las espirales sobre un cono en material dieléctrico usado como material de apoyo para el dibujo. La polarización del campo eléctrico es circular por un medio ángulo del cono inferior a  $60^\circ$ . Si el ángulo supera los  $60^\circ$ , la polarización se vuelve elíptica. Una representación práctica de la antena se muestra en la Figura 11.

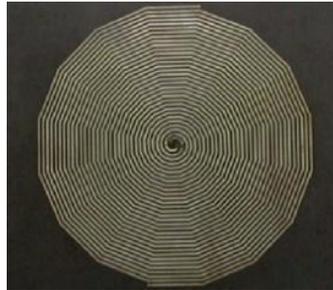


*Figura 11 Antena espiral cónica*

Teóricamente, posee un ancho de banda infinito, sin embargo en la práctica, debido a sus dimensiones finitas cubre un ancho de banda de algunas octavas. El ancho de banda está limitado únicamente por las dimensiones del radio exterior de la espiral.

**Antena espiral de Arquímedes:** está formada por dos espirales anidadas. Este tipo de antenas es más utilizada que las antenas espirales logarítmicas porque aun con igual desempeño (mismo ancho de banda), su estructura es más compacta. La expansión lineal de las líneas de la espiral permite más vueltas por unidad de superficie que la antena equiangular. Sus especificaciones son

muy similares a las antenas espirales anteriores. Su ancho de banda es de muchas octavas y está limitado por el radio externo de la espiral, su polarización es circular y su patrón de radiación es bidireccional (11).



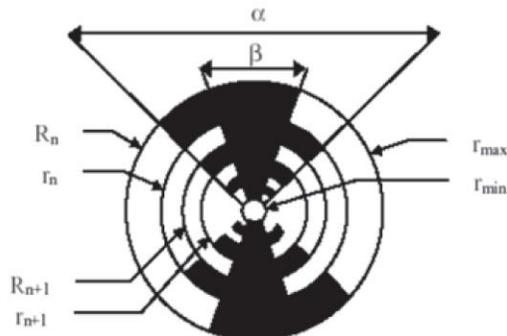
*Figura 12 Antena espiral de Arquímedes*

### **3.1.2 Antenas log-periódicas**

Las antenas log-periódicas fueron diseñadas por primera vez por DuHamel e Isabell en 1957 (12). Se basan en el principio de una antena diseñada para todas las frecuencias, pero de manera periódica y no repetitiva. Por lo tanto, si una estructura radiante se transforma en otra estructura idéntica multiplicando sus dimensiones por  $\tau$ , las dos presentan el mismo desempeño (adaptación y patrón de radiación) una a la frecuencia  $f$  y la otra a la frecuencia  $f/\tau$ . Al repetir este procedimiento  $N$  veces los desempeños son los mismos a la frecuencia  $f_0 \cdot \tau^N$  donde  $f_0$  es la frecuencia de referencia y tiene un periodo de repetición de  $\log(\tau)$  en función de  $\log f$ , de aquí proviene su nombre.

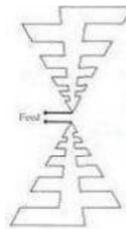
**Antena log-periódica de forma circular:** esta antena puede tener un ancho de banda de varias octavas. La frecuencia base de adaptación está definida por la dimensión del diente más largo ( $\lambda/4$  a esta frecuencia) y la frecuencia alta de adaptación está conectado al más pequeño de los dientes. La consecuencia inmediata de ello es que la antena es dispersiva.

El patrón de radiación es bidireccional. La abertura depende fuertemente de la relación de periodicidad. La ganancia típicamente tiene un valor de 4 dBi. La polarización es lineal con las aberturas idénticas en el plano E y H.



*Figura 13 Antena log-periódica circular*

**Antena log-periódica de forma trapezoidal:** Esta antena es más fácil de construir que la anterior y es más utilizada. Posee exactamente las mismas características: patrón de radiación bidireccional, ancho de banda de varias octavas, antena dispersiva.



*Figura 14 Antena log-periódica trapezoidal*

### 3.2 Antenas omnidireccionales

Se pueden obtener antenas que naturalmente tengan a la vez un gran ancho de banda y un diagrama de radiación omnidireccional. Estas antenas son una evolución directa de los monopolos y dipolos de base. Se sabe que en el caso del dipolo, entre más grueso sea, mayor es su ancho de banda. A partir de esta

simple observación muchas antenas de banda amplia han sido diseñadas. Podemos distinguir dos categorías de antenas de banda amplia omnidireccionales, las antenas bicónicas y las antenas monopolo.

### 3.2.1 Antenas bicónicas

Las antenas bicónicas fueron creadas por Schelkunoff en 1943 (6). El concepto de antena bicónica se basa en el hecho de que un dipolo construido con la ayuda de un cable grueso ofrece un ancho de banda más grande que si se construyera con un cable delgado. Podemos observar la estructura de esta antena en la Figura 15

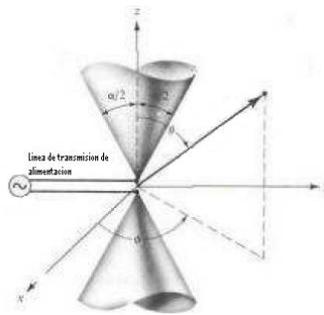


Figura 15 Antena bicónica infinita

La antena bicónica puede ser analizada como si la línea de transmisión bicónica de la antena estuviera situada hasta el infinito. La antena bicónica infinita actúa como una guía para una onda esférica.

En el caso de la antena biónica infinita, la impedancia de entrada es puramente real. En la práctica, la antena es truncada, lo que implica que la impedancia de entrada no es puramente real. De hecho, cuando los conos son truncados, una parte de la energía es reflejada al final de la antena. La antena bicónica finita puede ser considerada como una guía de ondas que se termina por una carga.

La antena bicónica infinita posee un ancho de banda de más del 100%.



*Figura 16 Realización práctica de una antena bicónica finita*

La antena bicónica finita posee un ancho de banda de más del 100%, un diagrama de radiación omnidireccional perpendicular al eje del cono y potencia cero a lo largo del eje de los conos. La polarización es lineal y la ganancia máxima para este tipo de antenas es de 4 dBi.

Otra derivación de la antena bicónica infinita es la **antena discontinua**. Esta antena está formada por un cono y un plano de tierra que puede ser circular o rectangular que reemplaza el segundo cono de la antena bicónica.

La antena está alimentada por un cable coaxial cuyo núcleo central está conectado directamente a la parte superior del cono y donde la tierra recae en un plano de tierra circular. Los parámetros que rigen la estructura son la dimensión del plano de tierra y el espacio entre el plano de tierra y el cono. El plano de tierra actúa principalmente en los diagramas de radiación y sobre la adaptación en altas frecuencias. La antena posee un ancho de banda de más de 150% (por ejemplo,  $VSWR < 2$ , 3-14 GHz). La antena tiene un diagrama de radiación omnidireccional en el plano horizontal, y su ganancia es ligeramente más elevada que la de una antena biconica finita (13)



*Figura 17 Antena discontinua*

### **3.2.2 Antenas monopolo**

La tecnología ultra-wideband (UWB) es una tecnología emergente para la obtención de imágenes en banda ancha y aplicaciones de seguridad pública, empleando el espectro en la región de los 1.9 GHz a los 10.6 GHz a extremadamente bajos niveles de potencia, y para comunicaciones y sistemas de medición, en la región de los 3.1 a los 10.6 GHz. Los Monopolos planares están siendo examinados y propuestos como antenas de banda amplia para estos futuros sistemas de comunicación inalámbricos (14).

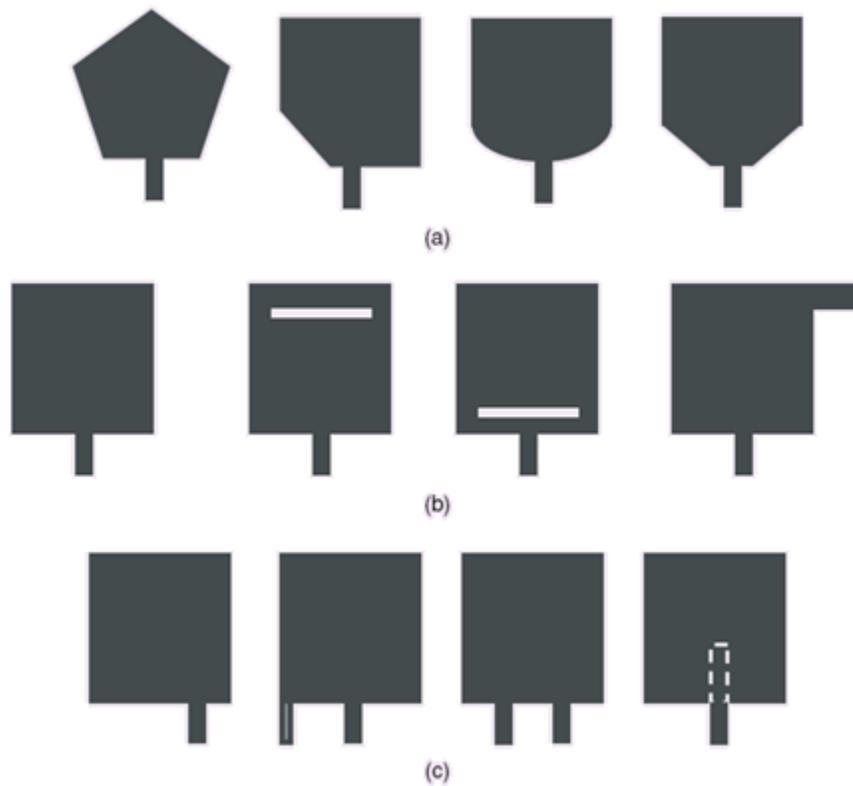
Las antenas planas y las antenas monopolo impresas son buenas candidatas para usarse en la tecnología UWB inalámbrica debido a su amplia impedancia y ancho de banda, así como a su muy cercano patrón de radiación azimutal.

Las antenas monopolo impresas proporcionan un gran ancho de banda con un razonablemente buen patrón de radiación azimutal, lo que se puede explicar de dos maneras. Esta antena puede ser vista como un caso especial de configuración de antena en microcinta, en donde el plano de tierra está ubicado en el infinito. Un parche es fabricado en un sustrato dieléctrico. Más allá del sustrato se puede asumir que un sustrato dieléctrico de aire muy grueso existe. Esto resulta en una configuración de antena en microcinta en un sustrato grueso con  $\epsilon_r$  cerca a la unidad, lo que proporciona un gran ancho de banda. De manera alternativa, las antenas monopolo impresas se pueden visualizar

como antenas monopolo verticales. Una antena monopolo usualmente consiste de un alambre vertical cilíndrico colocado sobre un plano de tierra, cuyo ancho de banda incrementa al aumentar su diámetro. Una antena monopolo impresa puede compararse a una antena monopolo cilíndrica con un gran diámetro efectivo. (15)

#### 3.2.2.1 Monopolos poligonales

Los monopolos planares poligonales están instalados de manera vertical sobre un plano de tierra. El diseño original tiene un radiador rectangular. Usualmente la antena es capaz de alcanzar un ancho de banda del 60% para  $VSWR=2:1$ . Para mejorar la impedancia de ancho de banda, se han sugerido algunos métodos. Primero, se puede modificar la forma del radiador, por ejemplo, el radiador puede tener un ángulo oblicuo o un par de ángulos oblicuos para un buen acoplamiento de impedancias, ver Figura 18a. Segundo, los radiadores pueden ser ranurados para mejorar el acoplamiento de impedancias, especialmente en frecuencias altas. Las ranuras del radiador cambian la distribución de corrientes en los radiadores para que la impedancia en el punto de entrada y la ruta de la corriente cambie. También, añadir una línea de manera asimétrica en la parte superior del radiador puede reducir el alto de la antena y mejorar el acoplamiento de impedancias, ver Figura 18b. Por último, optimizando la ubicación del punto de manejo (aplicación de la señal), la impedancia de ancho de banda de la antena será más ampliada por que la impedancia de entrada varía según la ubicación del punto de alimentación, ver Figura 18c.(16)



*Figura 18. Antenas planares*

### 3.2.2.2 Monopolos elípticos

Además de los monopolos poligonales, monopolos planos de otras formas capaces de proveer grandes anchos de banda pueden ser usados.

Optimizando el eje mayor y menor de la elipse así como la abertura de alimentación entre la parte de debajo de la elipse y el plano de tierra, la antena se caracteriza por una respuesta pasa-alta para la impedancia. Las características de banda ancha se deben a la transición entre el radiador y la línea de alimentación.

### 3.3 Antenas directivas

Las antenas de banda amplia directivas pueden ser descritas como sistemas de transición entre una guía de ondas y el espacio libre.

Las antenas para UWB directivas a menudo se utilizan en aplicaciones especiales, por ejemplo en el caso de una estación base en comunicación con estaciones fijas. Otras antenas requieren que la antena radie más bien en medio espacio, se puede citar por ejemplo el caso de un access point colocado en una pared o en una antena delante de equipos electrónicos. Algunas antenas UWB directivas son también utilizadas para la medición de antenas en cámaras anecoicas. Contrariamente a las antenas vistas anteriormente, son difíciles de miniaturizar.

#### 3.3.1 Corneta

Las antenas de corneta constituyen una categoría de antenas de banda amplia directivas. Estas antenas son comúnmente utilizadas para medidas del patrón de radiación o incluso en aplicaciones GPR (Ground Penetrating Radar). Estas antenas consisten en guías de ondas rectangulares o circulares (intrínsecamente banda amplia) y de una transición (adaptador de impedancia). El ancho de banda es relativamente grande (50-180%).



*Figura 19 Antena de corneta*

Este tipo de antena puede tener una ganancia importante (+17 dBi) que aumenta con la frecuencia (apertura de la antena constante) en muchas octavas. Las cornetas con labios pueden cubrir una banda de frecuencia de 1-18 GHz para un VSWR < 2. Las cornetas presentan una gran pureza de polarización y son normalmente antenas de dispersión baja. El centro de la fase de estas antenas varía un poco con la frecuencia.

### **3.3.1 Antena de transmisión progresiva (Vivaldi)**

Las antenas de ranura estrecha (TSA Tapered Slot Antenna) constituyen otra categoría de antenas UWB directivas. Son dos antenas de dos dimensiones que presentan una transición a partir de una línea o de una guía de ondas impresa. Fueron creadas por Lewis y Gibson en 1974. Estas antenas generalmente están constituidas por una ranura de línea que se expande en un perfil hasta la discontinuidad final. El perfil de las aberturas puede tomar diferentes formas siendo el perfil exponencial la antena Vivaldi.

Las antenas TSA están adaptadas a un ancho de banda muy grande de 125% a 170%. Su diagrama de radiación es unidireccional en el plano del sustrato y presenta un nivel bajo nivel de polarización cruzada. Su directividad aumenta con la frecuencia y las ganancias alcanzadas por estas antenas pueden llegar a más de 10 dBi según el tipo de perfil. Las antenas Vivaldi tienen un comportamiento temporal de dispersión.

### 3.4 Últimas tendencias

En los últimos años, muchos conceptos interesantes de monopolos planares fueron publicados en las revistas periódicas de la IEEE.

- Un cabo abierto completado por un monopolo en forma de L fue sintonizado para cubrir la banda de frecuencia de 3.0GHz a 11.0 GHz ( $VSWR < 2$ ). La radiación fue omnidireccional en el plano H y simétrica en el plano E. La ganancia varió de 1.4dBi a 4.6dBi en contra de la frecuencia de operación (17).

Una versión generalizada de esta antena fue publicada por Chen en su artículo "A CPW-fed dual-frequency monopole antenna" en 2004 y aunque los anchos del cabo abierto y el monopolo en forma de L se consideraron diferentes no se alcanzó ventaja alguna comparado con el diseño inicial.

- Un monopolo en forma de meandro o curvo fue diseñado como una antena tri-banda (resonadores de diferentes segmentos de la antena). Las primeras dos bandas se fusionan para dar un amplio ancho de banda de 62% (1.32 a 2.50 GHz, 1188 MHz). La tercer banda tiene un ancho de banda de 17% (5.13 a 6.08 GHz, 960 MHz). El monopolo fue fabricado en sustrato FR4 ( $\epsilon_r = 4.4$  y grosor de 1.6 mm). La resonancia fue en 1.74, 2.34 y 5.58 GHz. La ganancia de la antena no fue reportada en el documento. Las pequeñas dimensiones de la antena fueron enfatizadas como la principal ventaja (18).
- Una antena coplanar cargada por un resonador dieléctrico es una solución única de una antena de doble banda cubriendo relativamente anchos de banda angostos. Para este diseño, es elegido un sustrato dieléctrico FR4 ( $\epsilon = 4.4$  y grosor de 1.6 mm). El resonador dieléctrico es

cerámico con  $\epsilon_r = 22$  el ancho de banda medido fue de 8% y 35.3% en las frecuencias de resonancia de 2485 y 5600 MHz (19).

- Un monopolo convencional es completado por múltiples mangas. Se utilizan switches para controlar el largo del monopolo y las mangas, también para sintonizar las frecuencias de resonancia de la antena. Usando dos mangas, se construye una antena de doble banda. Esta antena fue impresa en sustrato Roger 3203 con un grosor de 1.524mm y  $\epsilon_r = 3.02$ . Cuando la segunda manga no está conectada a el monopolo, la antena tiene dos frecuencias de resonancia, a 2.65 GHz y a 3.17 GHz. Cuando la segunda manga está conectada la antena tiene tres frecuencias de resonancia, la primera a 2.4 GHz, la segunda a 2.92 GHz y la tercera a 3.35 GHz (20).
- El monopolo cruzado es una antena de banda amplia que fue diseñada para cubrir las bandas de frecuencia de 3.3 GHz a 10.6 GHz con una ganancia variante de 0.3 dBi a 4.5 dBi. Obviamente, los parámetros de la antena monopolo cruzada y el monopolo de cabo abierto en forma de L son similares. Este monopolo es fabricado en sustrato RO4350b ( $\epsilon_r = 3.48$  y grosor de 0.762 mm) y el ancho de banda medido es de 7.25 GHz (104.7%) (21).
- Se propuso un monopolo convencional completado por un alimentador de ranura. Gracias al diseño apropiado de las ranuras en el alimentador, se alcanzó un comportamiento multibanda. El diseño es fabricado en sustrato FR4 con  $\epsilon_r = 4.4$  y grosor de 6.37 mm. Los anchos de banda obtenidos son 1380 MHz (55%, 1.72 - 3.1 GHz), 340 MHz (8.5 %, 3.78 - 4.12 GHz) and 230 MHz (4.4 %, 5.13 - 5.36 GHz) (22)

Respecto a un futuro no muy lejano, si extrapoláramos las tendencias actuales, llegaríamos a arreglos con haz explorador electrónicamente integrados, por lo que no debe sorprendernos la idea de ver antenas distribuidas sobre la superficie de los vehículos, naves aéreas, barcos y misiles, reemplazando de esta manera muchos tipos de radiadores convencionales. Es aquí donde el concepto de antenas impresas aparecería como el nexo entre la compatibilidad de sistemas y el despliegue óptimo de sensores, abarcando las numerosas facetas de conformación, bajos costos, integración de semiconductores, control electrónico de patrón de radiación y la oportunidad para explotar las técnicas de procesamiento de señales mediante el empleo de modernas y potentes computadoras. Sin lugar a dudas, las expectativas son ciertamente excitantes y subrayan la importancia del concepto de Antena en microcinta, su continua evolución e impacto en el diseño de sistemas electrónicos.

## CAPITULO 4

### Diseño y simulación de una antena parche en microcinta

#### 4.1 Especificaciones de diseño

Los tres parámetros esenciales para diseñar una antena parche rectangular en microcinta son:

- Frecuencia de operación ( $f_0$ ): La frecuencia de resonancia de la antena debe ser elegida apropiadamente. En este estudio se desea diseñar una antena que opere a las frecuencias de 2.4 y 5.2 GHz. Por lo cual se diseñarán dos parches que posteriormente serán acoplados.
- Constante dieléctrica del sustrato ( $\epsilon_r$ ): El material dieléctrico seleccionado para este diseño es la fibra de vidrio, que tiene una constante dieléctrica de 4.4. Se ha seleccionado este sustrato debido al bajo costo.
- Altura del sustrato dieléctrico ( $h$ ): Para que la antena parche en microcinta pueda ser instalada en unidades de transporte de tal manera que no sea notoria, se ha seleccionado una altura de sustrato dieléctrico de 1.52 mm.

Entonces los parámetros esenciales del diseño son:

- $f_0 = 2.4 \text{ GHz}$  y  $f_1 = 5.2 \text{ GHz}$
- $\epsilon_r = 4.4$
- $h = 1.52 \text{ mm}$

#### 4.2 Diseño de los parches radiantes

El modelo de líneas de transmisión descrito en el capítulo 2 será utilizado.

En este estudio, se usarán dos elementos radiadores de microcinta rectangular.

Paso 1. **Cálculo del Ancho.** La frecuencia de resonancia de una antena en microcinta rectangular puede ser diseñada basándonos en el ancho y largo del parche, dados la altura y la permitividad del material dieléctrico entre la microcinta conductora y el plano de tierra. La siguiente formula nos permite calcular el ancho del parche permitiéndonos optimizar la radiación y limitar los modos de orden superior, dada por Bahl y Bhartia. De la ecuación 6 tenemos:

$$W = \frac{c}{2f_0 \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}}} \quad 7$$

Sustituyendo  $c = 3e8$  m/s  $\epsilon_r = 4.4$  y  $f_0 = 2.4$

Así para el parche de 2.4GHz

$$W = \frac{0.0625}{\sqrt{\frac{5.4}{2}}} = \frac{0.0625}{1.64316767} = 0.03803629m = 38.03mm$$

Para el parche de 5.2 GHz

$$W = \frac{0.02884615}{\sqrt{\frac{5.4}{2}}} = \frac{0.025337838}{1.64316767} = 0.01755521m = 17.55mm$$

Paso 2. **Cálculo de la constante eléctrica efectiva.** Un parche de microcinta rectangular mostrado en la Figura 20 puede ser considerado como una línea de transmisión abierta de longitud L y ancho W, debido a la longitud finita de esta antena, los campos electromagnéticos en los bordes del parche experimentan efecto de los bordes. De esta manera, para explicar los campos presentes en el aire (efecto de los bordes) y en el sustrato, se presenta la constante dieléctrica efectiva ( $\epsilon_{eff}$ ).

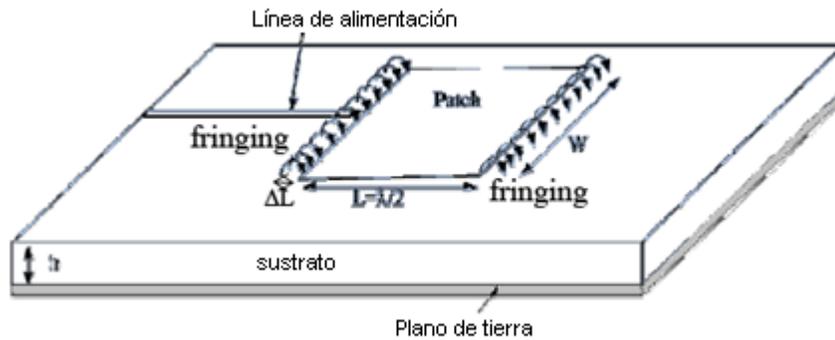


Figura 20 Mecanismo de radiación de un parche en microcinta

A bajas frecuencias, la constante dieléctrica efectiva  $\epsilon_{eff}$  puede ser expresada en términos de las dimensiones del parche y de la constante del sustrato dieléctrico ( $\epsilon_r$ ), de la ecuación 1 se tiene:

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ 1 + 12 \frac{h}{w} \right]^{1/2} \quad 8$$

Para el parche de 2.4 GHz tenemos:

$$\epsilon_{reff} = 2.7 + 1.7[1 + 12(0.039961838)]^{-1/2} = 4.09760763$$

En cuanto al parche de 5.2 GHz

$$\epsilon_{reff} = 2.7 + 1.7[1 + 12(0.086583982)]^{-1/2} = 3.89052763$$

Paso 3. **Cálculo del largo efectivo.** De la ecuación 3 obtenemos el largo efectivo:

$$L_{eff} = \frac{c}{2f_0 \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad 9$$

Parche radiante a 2.4 GHz:

$$L_{eff} = \frac{3 \cdot 10^8}{(2)(2.5 \cdot 10^9 \sqrt{4.09760763})} = 0.030875559 = 30.87 \text{ mm}$$

Parche radiante a 5.2 GHz

$$L_{eff} = \frac{3 \cdot 10^8}{(2)(5.92 \cdot 10^9 \sqrt{3.89052763})} = 0.014624589 = 14.62mm$$

Paso 4. **Cálculo de la extensión del largo.** Las dimensiones del parche junto con su extensión se extienden en cada punta por una distancia  $\Delta L$  que se da empíricamente por Hammerstad. De la ecuación 2 tenemos:

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\epsilon_{eff} + 0.3) \left(\frac{w}{h} + 0.264\right)}{(\epsilon_{eff} - 0.258) \left(\frac{w}{h} + 0.8\right)} \quad 10$$

Por lo tanto la extensión para el parche a 2.4 GHz será:

$$\Delta L = 0.64684 \frac{(4.3976)(25.2878)}{(3.8396)(25.8538)} = 0.70236257mm$$

Y la extensión para el parche a 5.2 GHz es:

$$\Delta L = 0.64684 \frac{(4.1905)(11.8134)}{(3.6325)(12.3494)} = 0.69108229mm$$

Paso 5. **Cálculo de la longitud resultante del parche.** Dado por la siguiente ecuación.

$$L = L_{eff} - 2\Delta L \quad 11$$

Largo del parche a 2.4 GHz:

$$L = 36.51 - 2(0.7019) = 28.27mm$$

Largo resultante del parche a 5.92 GHz:

$$L = 14.62 - 2(0.691) = 13.24mm$$

**Paso 6. Cálculo de las dimensiones del plano de tierra.** Por consideraciones prácticas se necesita un plano de tierra finito, esto se puede obtener si el tamaño del plano de tierra es mayor que el parche en aproximadamente seis veces el grosor del periférico, así que las dimensiones del plano de tierra son dadas por:

$$L_g = 6h + L \quad 12$$

$$W_g = 6h + W \quad 13$$

Las dimensiones del plano de tierra para el parche de 2.4 GHz son:

$$L_g = 6h + L = 6(1.57) + 29.47 = 38.59mm$$

$$W_g = 6h + W = 6(1.57) + 38.03 = 47.15mm$$

Las dimensiones del plano de tierra para el parche de 5.2 GHz son:

$$L_g = 6h + L = 6(1.57) + 13.24 = 22.36m$$

$$W_g = 6h + W = 6(1.57) + 17.55 = 26.67mm$$

**Paso 7. Determinación del punto de alimentación.** Una sonda coaxial se utilizará en este diseño. El centro del parche se toma como el origen y la ubicación del punto de alimentación se da por las coordenadas  $(x_f, y_f)$  desde el origen. El punto de alimentación se debe colocar en un lugar del parche donde la impedancia de entrada sea de 50 ohms para la frecuencia de resonancia. Por lo tanto, un método de prueba y error es usado para colocar el punto de alimentación. Para diferentes ubicaciones del punto de alimentación, la pérdida por retornos (RL) es comparada y se selecciona aquel punto donde RL sea más negativo. Se dice que existe un punto a lo largo de la longitud del parche donde

el RL es mínimo (6). Por lo tanto, en este diseño  $y_f$  tendrá un valor de cero y solo se variará  $x_f$  para encontrar el punto óptimo de alimentación.

### **4.3 Simulación de los parches radiantes**

El software utilizado para modelar y simular la antena parche en microcinta es Zeland Inc's IE3D. IE3D es un simulador electromagnético de onda completa basado en el método de los momentos. Analiza las estructuras 3D y multicapas de las formas generales. Se ha estado utilizando ampliamente en el diseño de MIC's, RFIC's, antenas parche, antenas de alambre, y otras aplicaciones de RF/Wireless. Se puede utilizar para calcular y hacer una grafica de las pérdidas por retorno, VSWR, distribuciones de corriente, patrones de radiación, etc. Para desarrollar este trabajo de tesis se utilizó una licencia de evaluación.

#### **4.3.1 Parche radiante a 2.4 GHz**

Se simula una antena parche en forma rectangular utilizando como sustrato dieléctrico fibra de vidrio cuya constante dieléctrica es de 4.4 y altura  $h=1.52$  mm. Una sonda coaxial con radio de 0.5 mm de radio es utilizada.

Parche

- Longitud  $L= 29.4$  mm
- Ancho  $W= 38$  mm

Plano de tierra finito

- Longitud  $L= 38.6$  mm
- Ancho  $W= 47.2$  mm

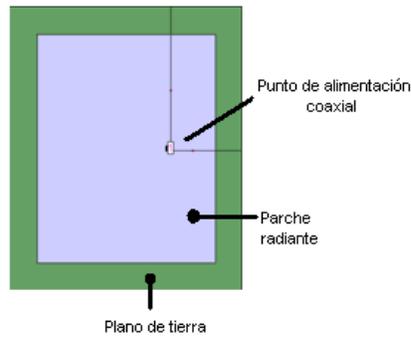


Figura 21. Antena Parche sobre un plano de tierra y puerto coaxial insertado

Los resultados mostrados en la Tabla 2 se obtuvieron al variar la ubicación del punto de alimentación a lo largo de la longitud del parche desde el centro del parche hasta el borde de la derecha. La sonda coaxial se diseño para tener un radio de 0.5mm.

Tabla 2 Resultados de diferentes puntos de alimentación (2.4 GHz)

No.	Punto de alimentación ( $x_f, y_f$ ) (mm)	Frecuencia Central (Ghz)	Pérdidas por retorno (dB)
1	(1,0)	2.36	-0.44
2	(2,0)	2.37	-1.57
3	(3,0)	-	-
4	(4,0)	2.37	-6.06
5	(5,0)	2.37	-9.66
6	(6,0)	2.37	-14.94
7	(6.75, 0)	2.37	-21.9
8	(7,0)	2.37	-26.15
9	(7.25, 0)	2.37	-33
10	<b>(7.5,0)</b>	<b>2.375</b>	<b>-38.2</b>
11	(7.75,0)	2.375	-30.2
12	(8,0)	2.37	-25.85
13	(9,0)	2.37	-17

Para esta simulación se ha usado una malla con frecuencia máxima a 3 GHz con 20 celdas por longitud de onda. El comportamiento de la antena se observa en un rango de frecuencias de 1 a 3 GHz con un total de 401 puntos de frecuencia para obtener resultados más exactos. La Figura 22 muestra la vista 3D de la antena con sonda de alimentación coaxial y la malla eléctrica para simular.

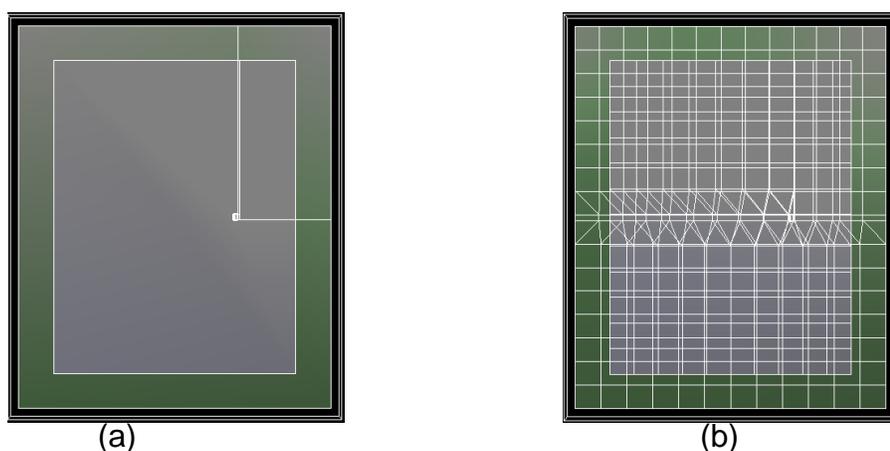


Figura 22 a) Antena con alimentación coaxial b) malla eléctrica.

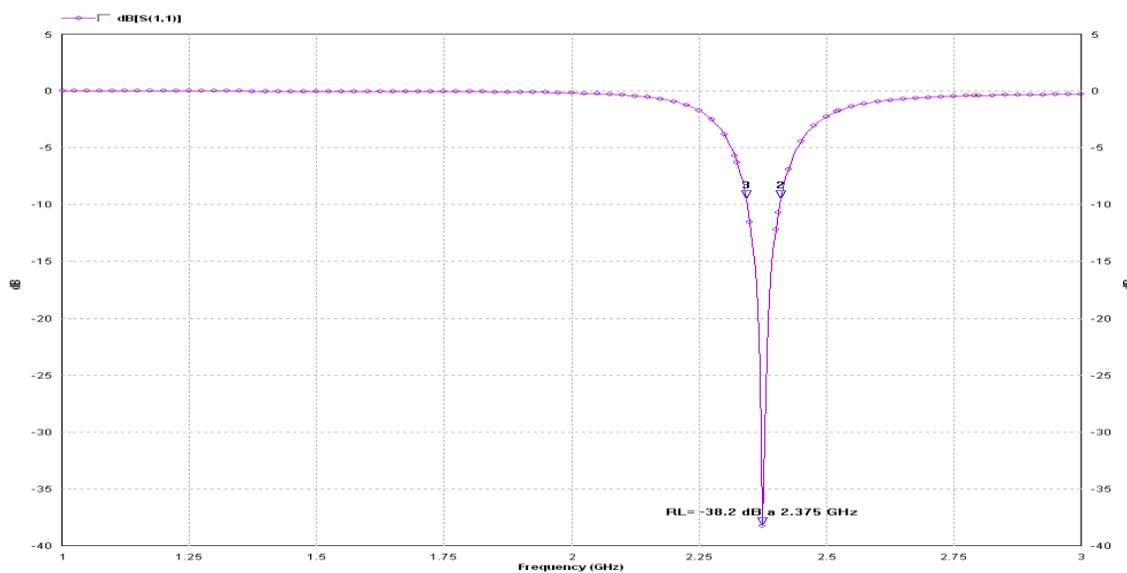


Figura 23 Pérdidas por retorno del parche a 2.375 GHz

La Figura 23 muestra las pérdidas por retorno del parche contra la frecuencia. La frecuencia central se selecciona como aquella en la que las pérdidas por retorno es mínima. Como se puede observar de la figura, las pérdidas por retorno de la antena parche con los valores teóricos es de -38.2 dB a 2.375 Ghz. Un valor negativo de pérdidas por retorno muestra que esta antena no tiene muchas pérdidas mientras transmite.

El ancho de banda puede ser calculado a partir de la gráfica de las pérdidas por retorno. Se dice que el ancho de banda de la antena es aquel rango de frecuencias en donde las pérdidas por retorno son menores a -9.5 dB, lo que es equivalente a 2:1 VSWR. El ancho de banda de la antena puede ser calculado utilizando esta fórmula:

$$\text{Ancho de banda} = \frac{f_2 - f_1}{\sqrt{f_2 \times f_1}} \times 100\% \quad 14$$

Tomando  $f_1=2.34244$  Ghz y  $f_2=2.41$  Ghz (medidos a -10 dB) se obtiene un ancho de banda de 2.84%.

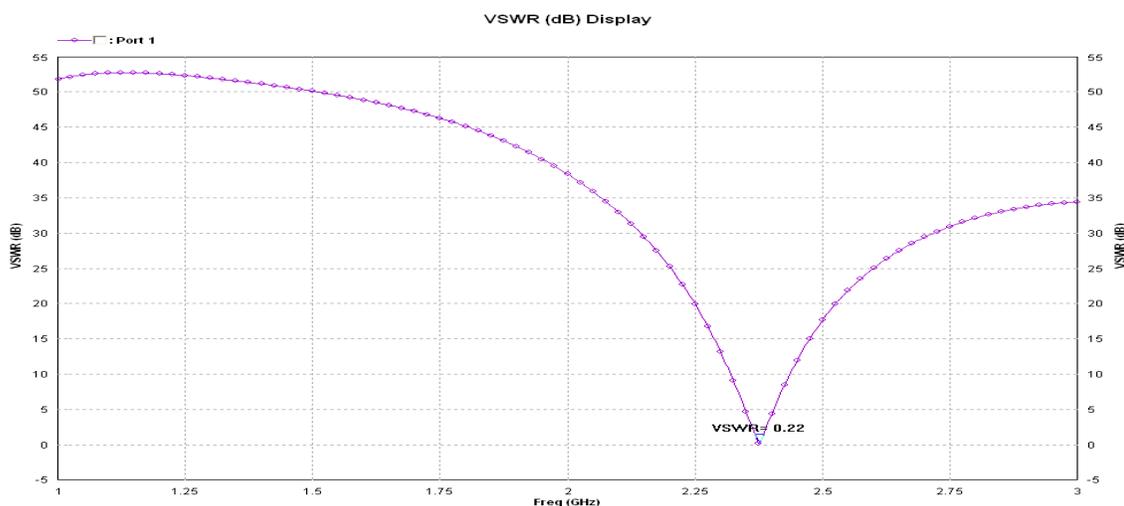


Figura 24 Gráfica de VSWR del parche a 2.375 GHz

La Figura 24 muestra la relación de ondas estacionarias (standing wave ratio - VSWR) para la antena parche rectangular. VSWR es una medida de discrepancia de la impedancia. El VSWR obtenido es 0.22. Este se considera un buen valor, ya que el nivel de discrepancia no es muy alto. Un VSWR elevado significa que el puerto no está colocado en el lugar correcto.

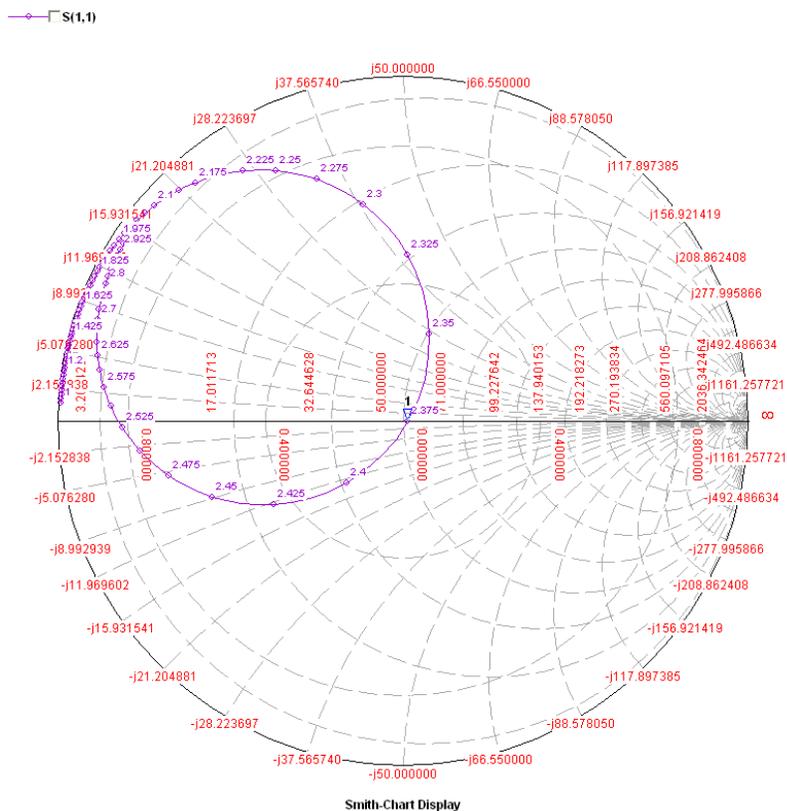


Figura 25 Carta de Smith 2.375 GHz

La carta de Smith muestra la concordancia de impedancia a la frecuencia de 2.375 GHz. Para hacer concordar la antena, el centro de impedancia tiene que moverse tan cerca como sea posible al centro de la grafica de Smith (punto de concordancia) para obtener pérdidas por retorno muy bajas a la frecuencia de resonancia. Como se puede observar el punto de concordancia de la impedancia esta en 2.375 GHz.

Dado que la antena parche en microcinta radia normal a la superficie de su parche, la elevación para  $E_{\phi} = 0^\circ$  y  $E_{\phi} = 90^\circ$  es importante.

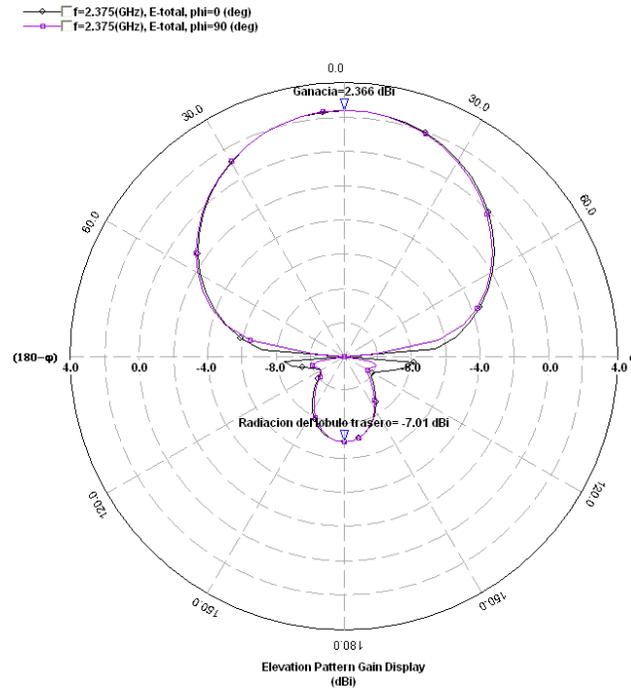


Figura 26 Patrón de elevación para  $\phi = 0$  y  $\phi = 90$  grados

La Figura 26 muestra que la ganancia máxima es obtenida en la dirección lado ancho y esta mide 2.36 dBi para ambos para  $\phi = 0$  y  $\phi = 90$  grados. La radiación del lóbulo trasero es suficientemente pequeña y mide -7.01 dBi de acuerdo a la gráfica.

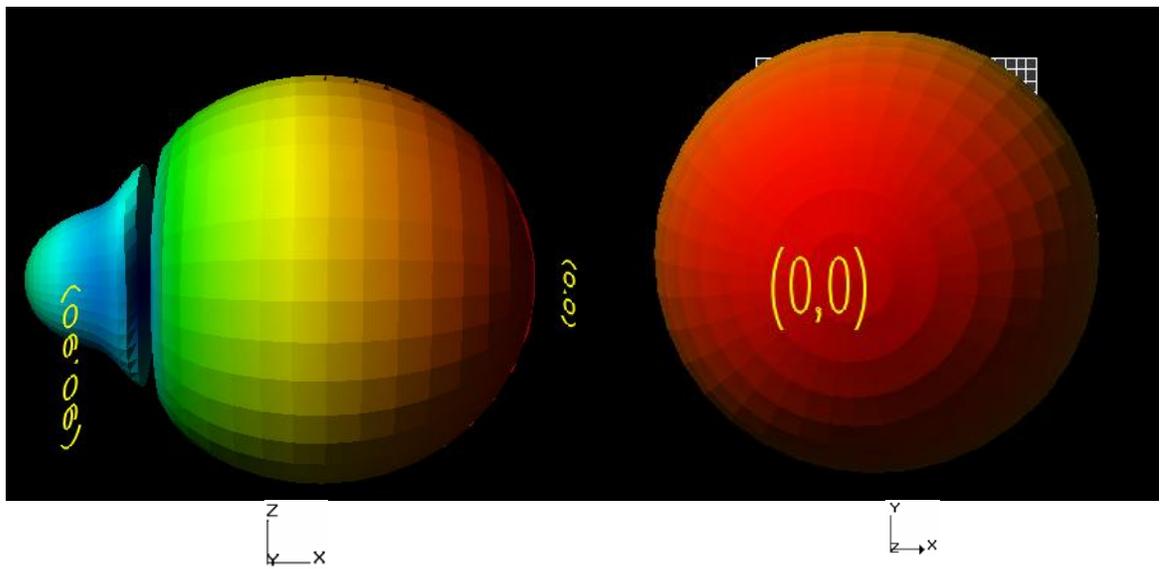


Figura 27 Gráficos 3D del patrón de radiación a 2.375 GHz

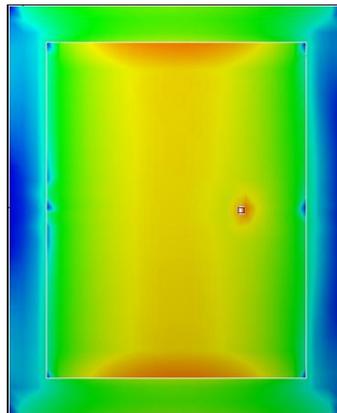


Figura 28 Distribución de corriente

#### 4.3.2 Parche radiante a 5.2 GHz

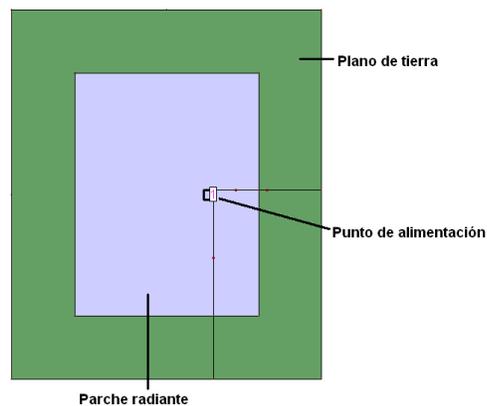
Se simula el segundo parche radiante de este trabajo de tesis. Antena parche rectangular a 5.2 GHz utilizando como sustrato dieléctrico fibra de vidrio con constante dieléctrica de 4.4 y  $h=1.52$  mm

Parche de la antena:

- Longitud  $L = 13.2$  mm
- Ancho  $W = 17.5$  mm

Plano de tierra finito:

- Longitud  $L_g = 22.3$  mm
- Ancho  $W_g = 26.6$  mm



*Figura 29 Parche radiante a 5.2 GHz*

Los resultados mostrados en la Tabla 3 se obtuvieron al variar la ubicación del punto de alimentación a lo largo de la longitud del parche desde el centro del parche hasta el borde de la derecha. La sonda coaxial se diseñó para tener un radio de 0.5mm.

Tabla 3 Resultado de diferentes puntos de alimentación (5.2 GHz)

No.	Punto de alimentación ( $x_f, y_f$ ) (mm)	Frecuencia Central (GHz)	Return Loss (dB)
1	(1,0)	5.06	-2.37
2	(2,0)	5.06	-8.85
3	(2.75,0)	5.06	-20.16
4	<b>(3,0)</b>	<b>5.07</b>	<b>-33.52</b>
5	(3.25,0)	5.07	-26.92
6	(4,0)	5.07	-13.82

Para simular esta antena se usó una malla con frecuencia máxima a 6 GHz con 20 celdas por longitud de onda. El comportamiento de la antena se observa en un rango de frecuencias de 4 a 6 GHz con un total de 401 puntos de frecuencia para obtener resultados más exactos. La Figura 30 muestra la antena sobre el plano de tierra y puerto coaxial insertado.

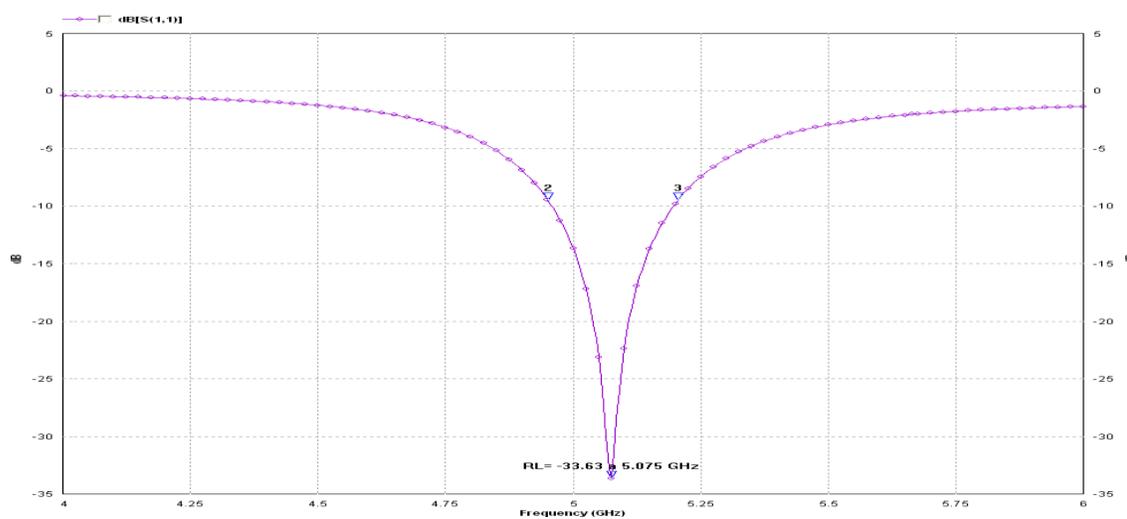


Figura 30 Pérdidas por retorno de la antena a 5.075 GHz

La Figura 30 muestra las pérdidas por retorno del parche contra la frecuencia. Como se puede observar, las pérdidas por retorno de la antena parche son de -33.63 dB a una frecuencia central de 5.075 GHz.

Se calcula el ancho de banda usando la ecuación 14, tomando  $f_1=4.95087$  Ghz y  $f_2=5.20525$  Ghz (medidos a -10 dB) se obtiene un total de 5.01%.

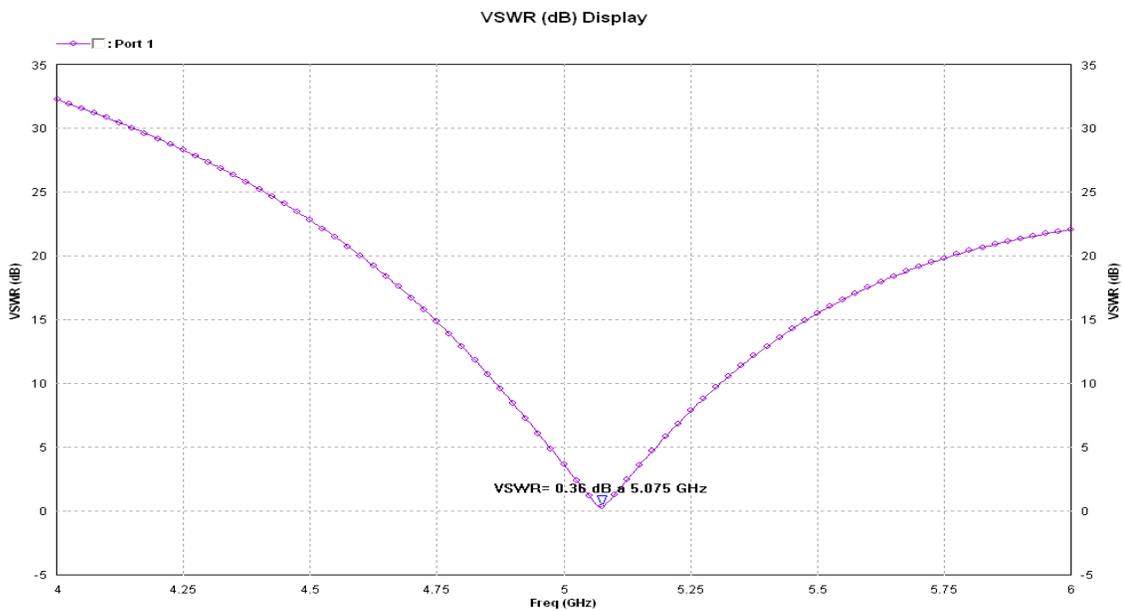


Figura 31 VSWR del parche a 5.075 GHz

La Figura 31 VSWR del parche a 5.075 GHz muestra VSWR para la antena parche rectangular. El VSWR obtenido es 0.36 dB. Este se considera un buen valor, ya que el nivel de discrepancia no es muy alto.



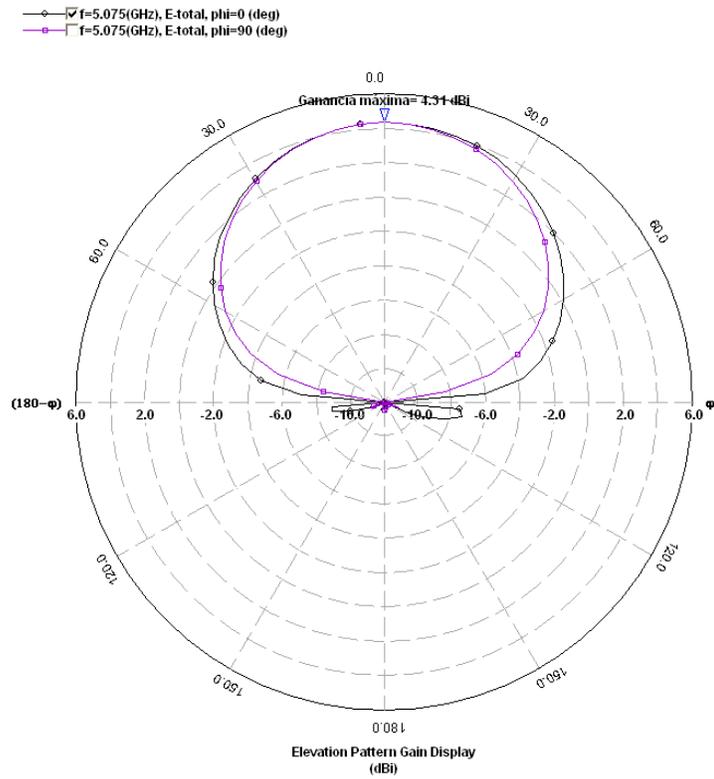


Figura 33 Patrón de elevación para  $\varphi = 0$  y  $\varphi = 90$  grados (5.075 GHz)

La Figura 33 muestra que la ganancia máxima es obtenida en la dirección lado ancho y esta mide 4.31 dBi para ambos para  $\varphi = 0$  y  $\varphi = 90$  grados.

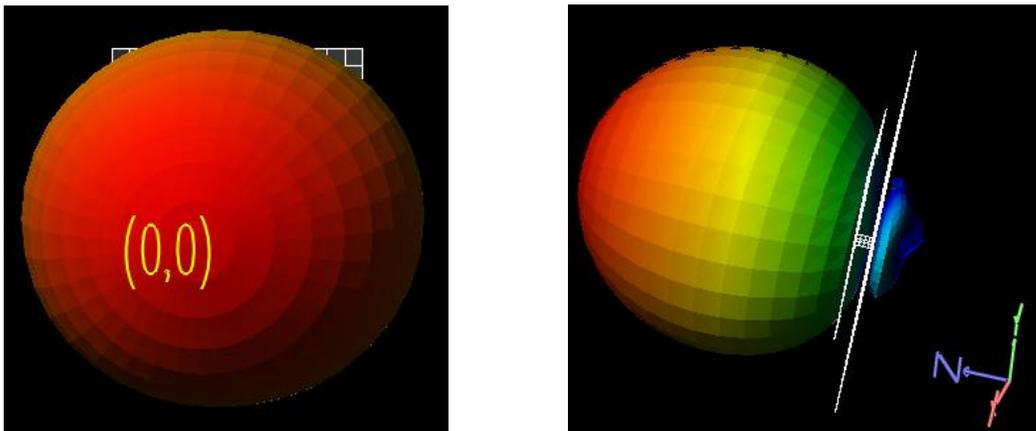
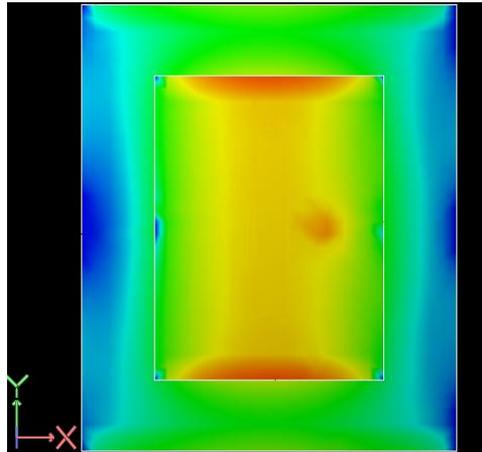


Figura 34 Gráficos 3D del patrón de radiación a 5.075 GHz



*Figura 35 Distribución de corriente en parche a 5.075 GHz*

#### **4.4 Optimización de los parches**

Se realiza la optimización de los parches ya diseñados y simulados con el objetivo de alcanzar las frecuencias deseadas de operación.

##### **4.4.1 Parche radiante a 2.4 GHz**

Las medidas originales de esta antena diseñada utilizando el modelo de líneas de transmisión fueron para el parche rectangular  $L= 29.4$  mm y  $W= 38$  mm,  $L_g=38.6$  mm y  $W_g= 47.2$  mm.

En la Figura 23 observamos que con estas medidas la antena radia a una frecuencia central de 2.375 GHz presentando un  $RL= -38.2$  dB.

Haciendo unas ligeras reducciones en el parche logramos obtener la frecuencia deseada originalmente. Tomando  $L=29.1$  mm y  $W=37.7$  mm,  $L_g=38.4$  mm y  $W_g=47$  mm obtenemos los siguientes resultados:

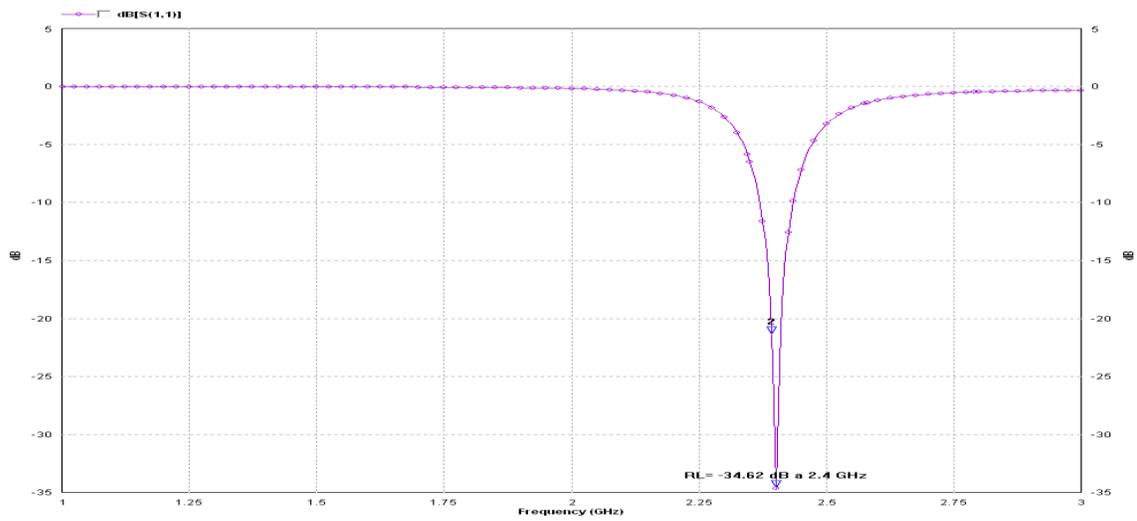


Figura 36 Pérdidas por retorno del parche optimizado a 2.4 GHz

1. De la Figura 36 se observa un RL= -34.62 dB a una frecuencia central de 2.4 GHz.
2. Se obtiene un VSWR= 0.35 dB.
3. La Figura 37 muestra concordancia en acoplamiento a 2.4 GHz.

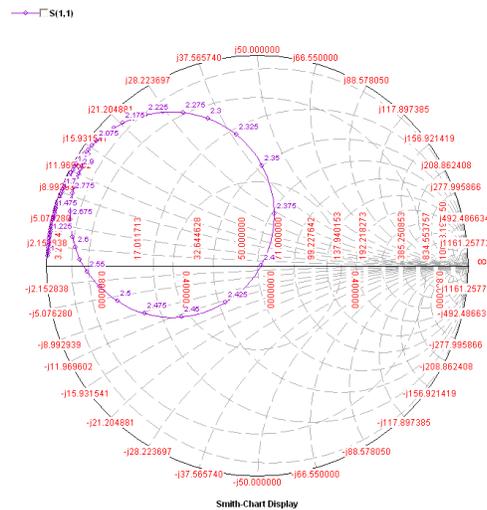
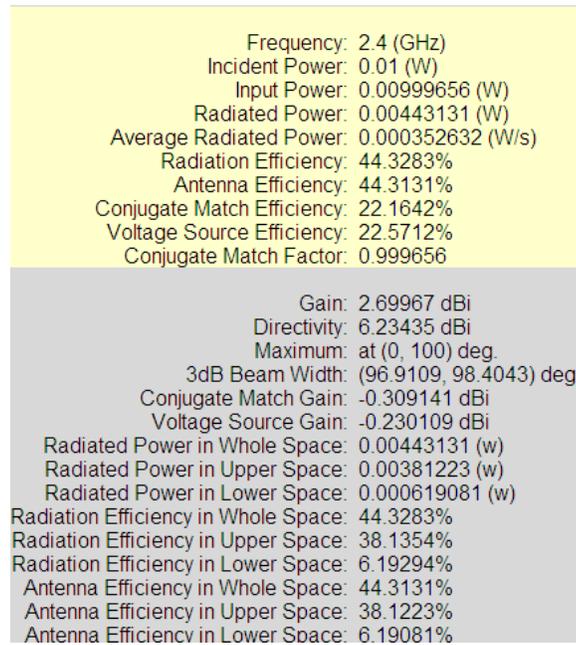


Figura 37 Carta de Smith parche optimizado a 2.4 GHz

4. Esta antena tiene una ganancia máxima a 2.69 dBi



*Figura 38 Parámetros de la antena optimizada a 2.4 GHz*

#### 4.4.2 Parche radiante a 5.2 GHz

Las medidas originales de esta antena diseñada utilizando el modelo de líneas de transmisión fueron para el parche rectangular  $L=13.2$  mm y  $W=17.5$  mm, para su plano de tierra fueron  $L_g=22.3$  mm y  $W_g=26.6$  mm.

Como observa en la Figura 30, con estas medidas la antena radia a una frecuencia central de 5.075 GHz presentando un  $RL= -33.63$

Haciendo unas ligeras reducciones en el parche podemos lograr la frecuencia deseada originalmente. Tomando  $L=12.85$  mm y  $W=17.08$  mm,  $L_g=21.98$  mm y  $W_g=26.22$  mm obtenemos los siguientes resultados:

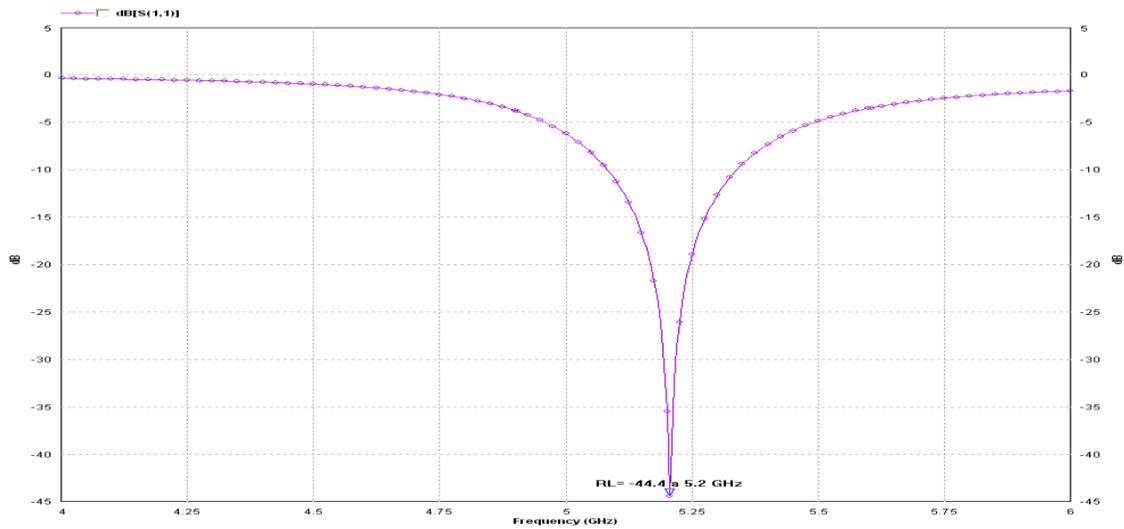


Figura 39 Pérdidas por retorno del parche optimizado a 5.2 GHz

1. De la Figura 39 se observa un RL de -44.4 dB a una frecuencia central de 5.2 GHz.
2. Un VSWR= 0.1 dB a la frecuencia central de 5.2 GHz.

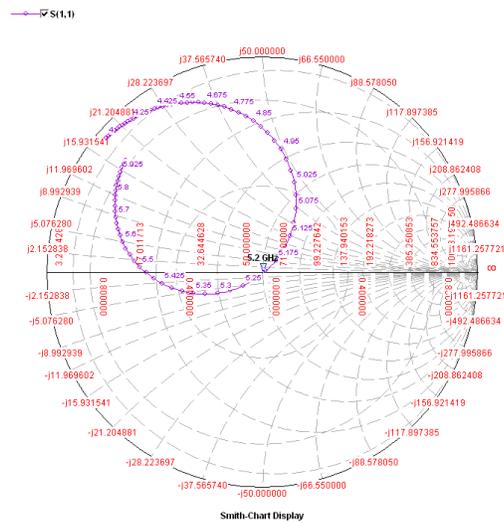


Figura 40 Grafica de Smith para parche optimizado a 5.2 GHz

3. La grafica de Smith muestra una concordancia en acoplamiento a 5.2 GHz de frecuencia.

4. Esta antena presenta una ganancia máxima de 4.25 dBi.

Frequency:	5.2 (GHz)
Incident Power:	0.01 (W)
Input Power:	0.00978716 (W)
Radiated Power:	0.00527183 (W)
Average Radiated Power:	0.000419519 (W/s)
Radiation Efficiency:	53.8647%
Antenna Efficiency:	52.7183%
Conjugate Match Efficiency:	26.9324%
Voltage Source Efficiency:	23.9765%
Conjugate Match Factor:	0.978716
Gain:	4.25538 dBi
Directivity:	7.03576 dBi
Maximum:	at (0, 50) deg.
3dB Beam Width:	(87.4523, 97.2794) deg.
Conjugate Match Gain:	1.33851 dBi
Voltage Source Gain:	0.83362 dBi
Radiated Power in Whole Space:	0.00527183 (w)
Radiated Power in Upper Space:	0.00494369 (w)
Radiated Power in Lower Space:	0.000328141 (w)
Radiation Efficiency in Whole Space:	53.8647%
Radiation Efficiency in Upper Space:	50.512%
Radiation Efficiency in Lower Space:	3.35277%
Antenna Efficiency in Whole Space:	52.7183%
Antenna Efficiency in Upper Space:	49.4369%
Antenna Efficiency in Lower Space:	3.28141%

*Figura 41 Parámetros de la antena optimizada a 5.2 GHz*

## CAPITULO 5

### Antena de doble banda de frecuencia con parches

#### 5.1 Métodos de doble banda

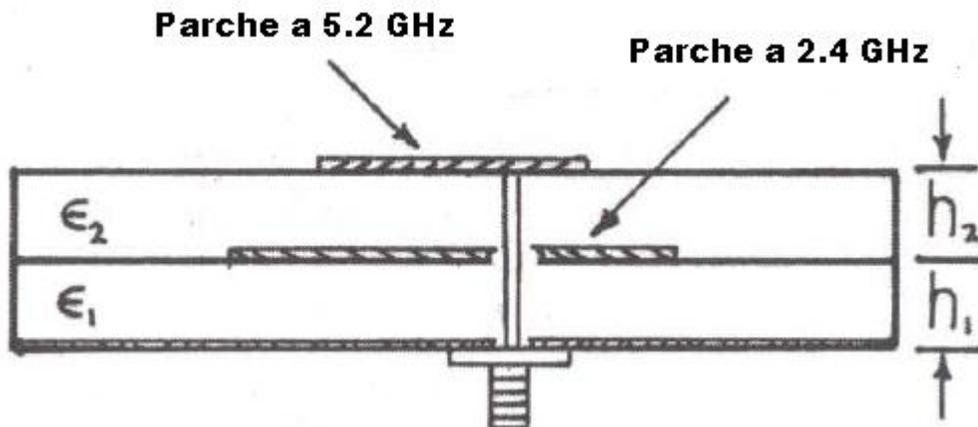
En este capítulo se muestran dos tipos de acoplamiento para lograr obtener una antena con banda dual, estos son: parches apilados y líneas de transmisión.

##### 5.1.1 Parches apilados

La operación a banda dual puede ser obtenida al utilizar múltiples elementos radiantes, cada uno de ellos sintonizado a una frecuencia de resonancia. Esta categoría incluye parches apilados multicapa que pueden utilizar parches de distintas formas. Estas antenas pueden operar con la misma polarización a las dos frecuencias así como a polarización dual. Esta misma estructura multicapa es utilizada para ensanchar el ancho de banda de una antena cuando se fuerza a los dos parches a operar a casi la misma frecuencia.

Algunas aplicaciones a menudo requieren una separación grande entre las bandas de frecuencia y la estructura del multi-resonador debe involucrar parches de tamaño muy diferente.

La Figura 42 muestra este tipo de configuración, en la cual el parche de arriba es el elemento de mayor frecuencia de la antena de banda dual. El parche de abajo es mayor que el de arriba y actúa como plano de tierra para este cuando es resonante a  $F_U$ . Cuando el parche inferior es excitado a la frecuencia de banda dual menor,  $F_L$ , el parche superior tiene poco efecto en el inferior. El plano de tierra de la estructura actúa como plano de tierra para el parche de inferior.



*Figura 42 Parches apilados alimentados por sonda coaxial*

Generalmente una sola sonda coaxial atraviesa el parche inferior sin conexión y se conecta al parche superior, esta condición es llamada alimentación común. La sonda coaxial puede utilizarse para alimentar únicamente el parche inferior de manera directa con el parche superior alimentado por acoplamiento electromagnético, a esto se le llama alimentación parasita y es usualmente usada para ensanchar el ancho de banda en lugar de producir una antena de banda dual (23).

### **5.1.2 La línea de microcinta en L**

Una línea de microcinta en geometría L está compuesta por dos líneas de microcinta de igual o diferente impedancia con un ángulo de inclinación de  $90^\circ$ . Cuando el ángulo de inclinación entre las dos líneas es distinto a  $90^\circ$ , a la unión se denomina codo. Esto puede observarse en la Figura 43



Figura 43 Líneas de transmisión de microcinta en L

El cambio abrupto a la geometría del circuito o la unión de las dos líneas se le denomina discontinuidad. En la unión de ambas líneas se incrementan los campos electromagnéticos y las distribuciones de corriente, tal como se muestra en la Figura 44. A la concentración de corrientes y campos se les asocia con efectos inductivos y capacitivos de discontinuidad.

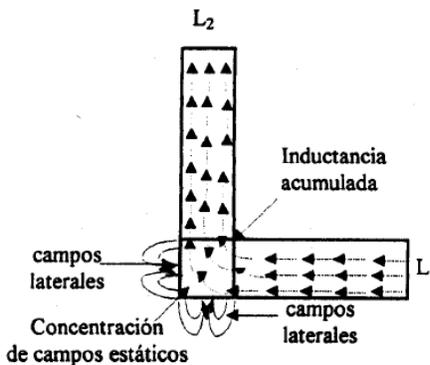
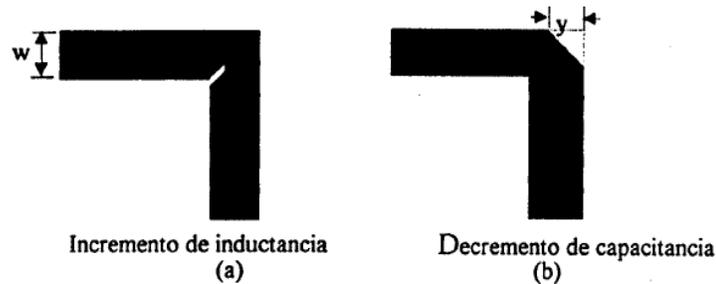


Figura 44. Corriente y campos eléctricos laterales en la geometría en L

Si se incrementa la concentración de campos eléctricos y el flujo de corrientes disminuye en el codo interno, entonces predomina el efecto capacitivo, si sucede lo contrario, es decir, aumenta el flujo de corriente, el efecto predominante es inductivo.

A partir de estudios experimentales, se ha concluido que el efecto capacitivo es más significativo en el desempeño del circuito que el efecto inductivo. Para disminuir la capacitancia en el codo externo se propone eliminar una porción del área total en la unión de las dos líneas

La compensación en la línea de microcinta en L permite obtener coeficientes de reflexión próximos a cero, por lo que la relación de onda estacionaria (VSWR) es mínima. Entonces es necesario compensar la unión, ya sea incrementando la inductancia con un pequeño corte angosto en el codo interno o decrementando la capacitancia con un corte simétrico en el codo externo (ver Figura 45). A partir de resultados experimentales, se ha encontrado que resulta más práctico compensar la capacitancia (24).



*Figura 45. Técnicas de compensación para efectos de discontinuidad*

## **5.2 Acoplamiento de las antenas con líneas de transmisión**

Para el caso que nos ocupa, el diseño de una antena de banda dual, se procedió a realizar el acoplo con líneas de transmisión, esto debido a la dificultad que se tuvo de simular los parches en forma apilada. Para lo cual se consideró que cada una de las antenas debe presentar un acoplo a la frecuencia de operación y debe presentar una alta impedancia en la frecuencia de operación de antena complementaria.

Para lo cual se tomaron las distancias de alimentación calculadas en capítulos anteriores y se diseñaron las líneas de transmisión que permitieran un acoplo directo y se unieron con una unión tipo T. Esto con la finalidad de permitir el flujo de señal hacia la antena deseada y bloqueando el paso de señal hacia la otra antena, ver Figura 46 y Figura 47

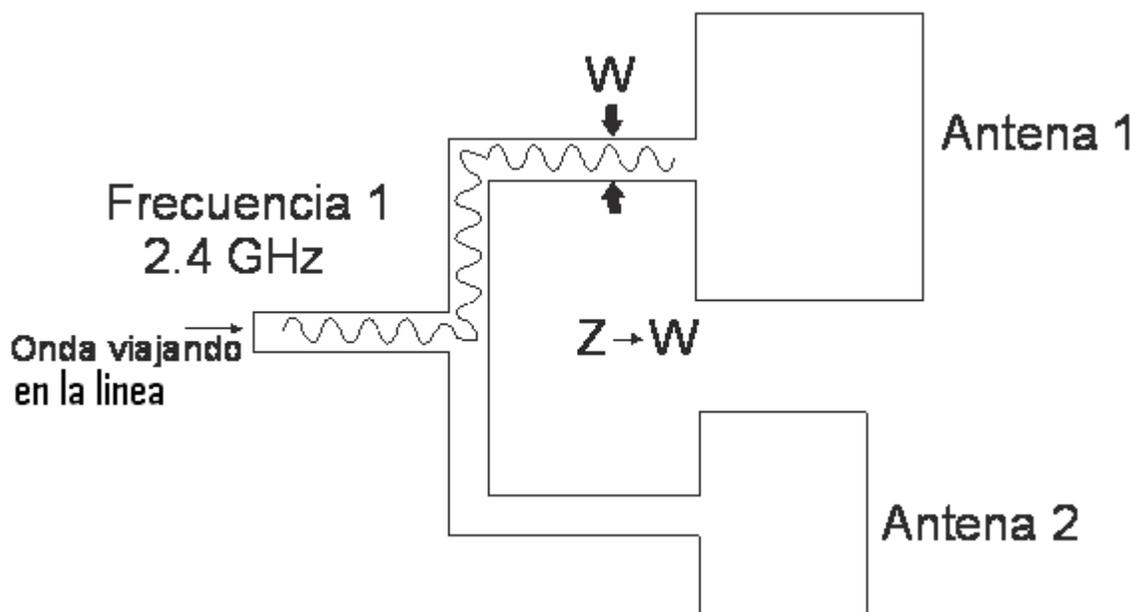
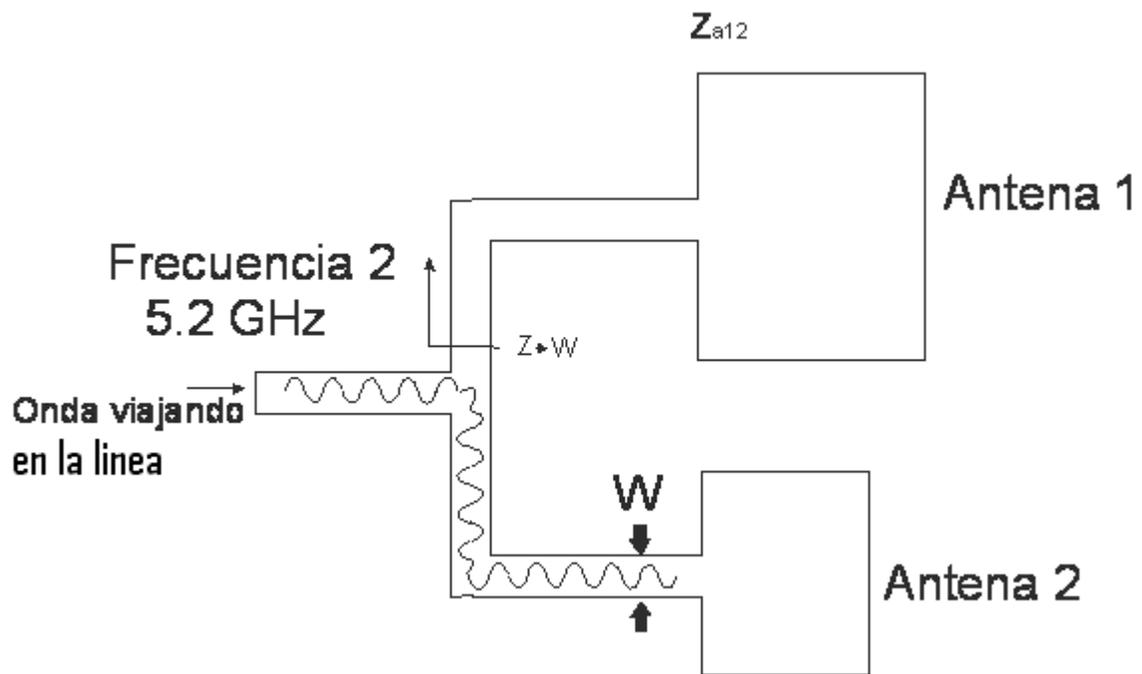


Figura 46. Onda Viajando en la línea a 2.4 GHz



*Figura 47 Onda viajando en la línea a 5.2 GHz*

En la Figura 48, Figura 49 y Figura 50 se muestra el procedimiento de diseño empleando la carta de Smith para determinar la longitud de las secciones de líneas de transmisión hacia cada antena. El circuito abierto representa una alta impedancia y se ubica en el ángulo de cero grados en el perímetro de la Carta de Smith, por lo que la trayectoria que parte la impedancia de la antena hacia el circuito abierto permite determinar la longitud eléctrica de la línea de transmisión, la cual es la deseada para cada caso. Obteniendo los valores para cada una de las antenas, como sigue:

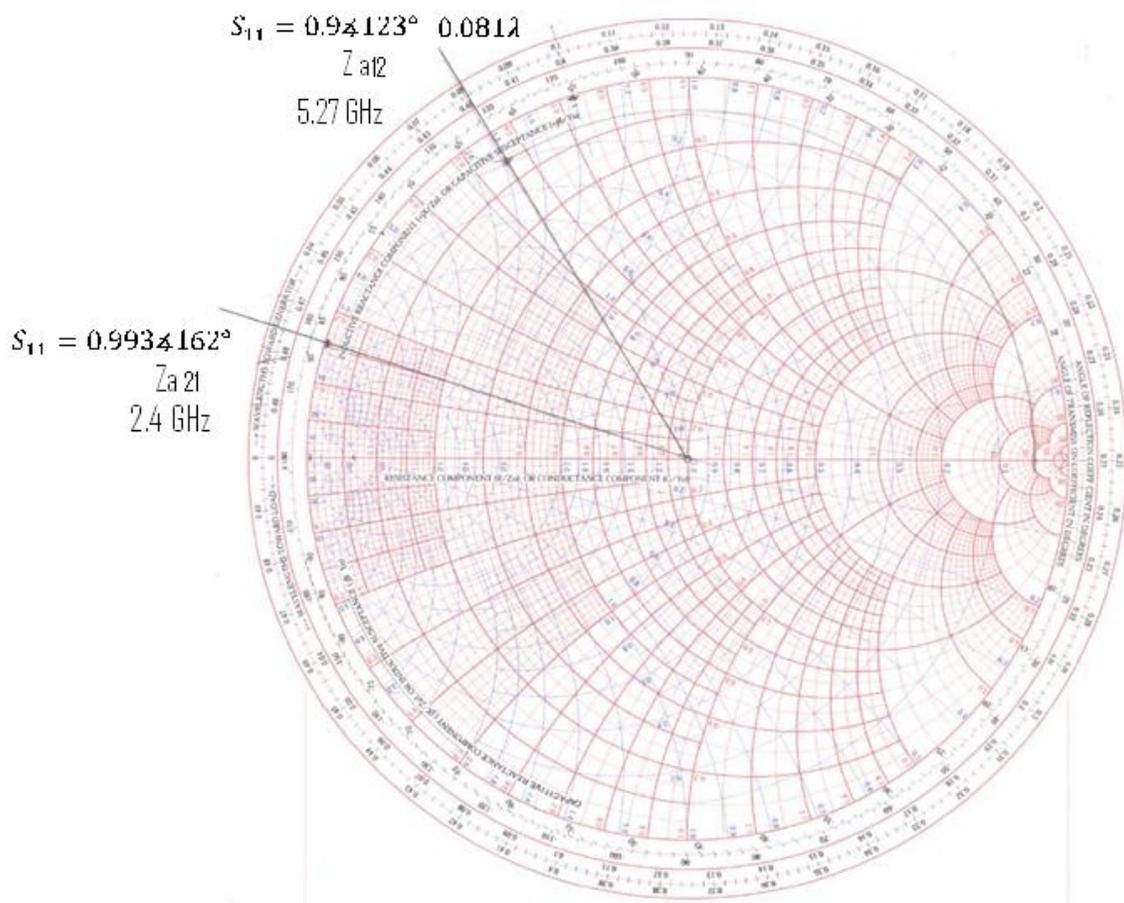


Figura 48. Ubicación de las impedancias de cada antena

### Parche de 2.4 GHz

$$dt_2 = (0.25 - 0.024)\lambda \quad 15$$

$$dt_2 = 0.226\lambda = 18.43 \text{ mm}$$

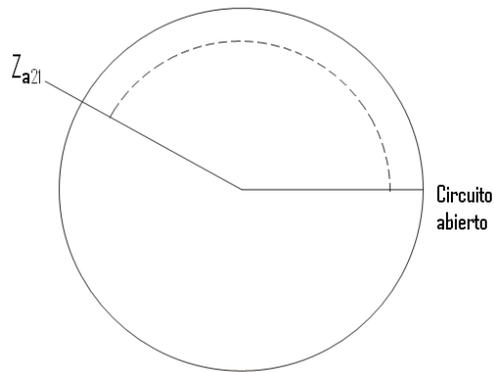


Figura 49 Solución a la carta de Smith (2.4 GHz)

Considerando que es posible obtener la misma impedancia alargando la línea “m” veces media longitud de onda:

$$dt_2 = \left[ 18.43 + m \left( \frac{81.535}{2} \right) \right] mm \quad 16$$

Para  $m = 0, 1, 2, \dots$

Usando  $m=1$

$$dt_2 = 59.2 mm$$

De forma similar se procedió a determinar la longitud eléctrica de la línea de transmisión que permite el acoplo con la antena de 5.2GHz.

### Parche a 5.2 GHz

$$dt_1 = (0.25 - 0.081)\lambda \quad 17$$

$$dt_1 = 0.174\lambda = 6.488 mm$$

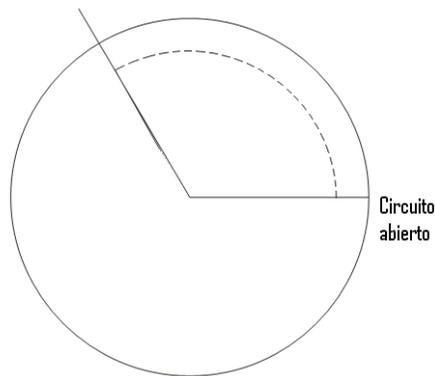


Figura 50 Solución a la carta de Smith (5.2 GHz)

Similarmente:

$$dt_1 = \left[ 6.488 + n \left( \frac{37.286}{2} \right) \right] mm \quad 18$$

Considerando  $n=1$

$$dt_1 = 25.13 mm$$

### 5.2.1 Diseño de la Microcinta

Una vez obtenido las distancias de longitud eléctrica para cada una de las líneas de transmisión que permiten el acoplo con cada una de las antenas, se calculó la microcinta, para lo que se consideró el material, empleando fibra de vidrio, realizando los cálculos convencionales para este tipo de diseños los datos obtenidos son los mostrados posteriormente.

La geometría de una microcinta se presenta en la Figura 51, consiste de un sustrato dieléctrico de espesor  $h$ , una de las caras metálicas actúa como plano de tierra. La otra cara se procesa de manera que se plasma una cinta metálica de ancho  $W$  (25).

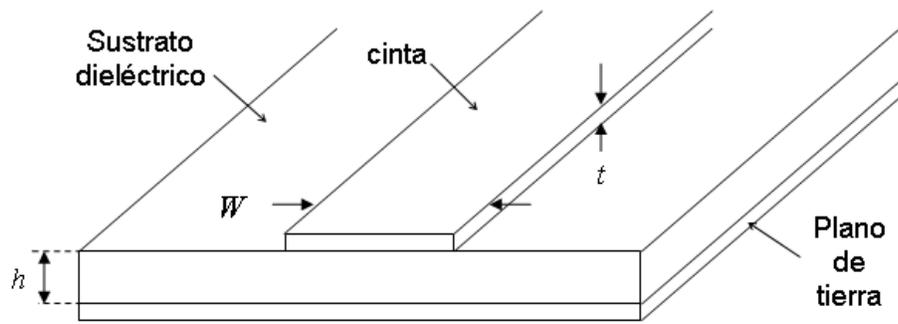


Figura 51 Línea de microcinta

Usualmente es necesario realizar dos tipos de cálculos con las microcintas: *Análisis*, en el cual se determina la impedancia característica y la longitud de onda en la línea, a partir de conocer el ancho de la cinta, el espesor del sustrato y la permitividad del sustrato; *Síntesis*, en la cual se calcula el ancho de la cinta dada una impedancia característica deseada, sabiendo el espesor del sustrato y la permitividad del sustrato.

Tomando los valores de la fibra de vidrio:

$$h=1.52 \text{ mm}$$

$$E_r= 4.4$$

$$\text{Tan loss}= 0.02$$

$$W= 2.39 \text{ mm}$$

Y los procedimientos mencionados se obtuvieron los siguientes valores.

$$\text{Longitud de onda en } 2.41 \text{ GHz} = 81.535 \text{ mm}$$

$$\text{Longitud de onda en } 5.2 \text{ GHz} = 37.286 \text{ mm}$$

### 5.2.2 Chablán en los codos

Con la finalidad de evitar el acumulamiento de energía, se insertó un chablán en la microcinta, lo cual impide el rebote de energía permitiendo un mayor flujo de la señal (ver Figura 52)

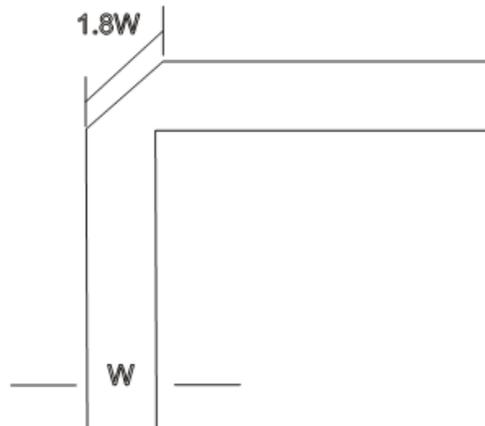


Figura 52 Chablán en los codos

### 5.2.3 Unión T

Como se mencionó la Unión tipo T, permitirá el paso de las señales a través de las líneas, lo cual permitirá tener una antena dual (ver Figura 53, Figura 54)

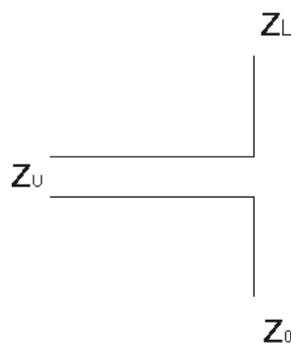


Figura 53. Unión tipo T

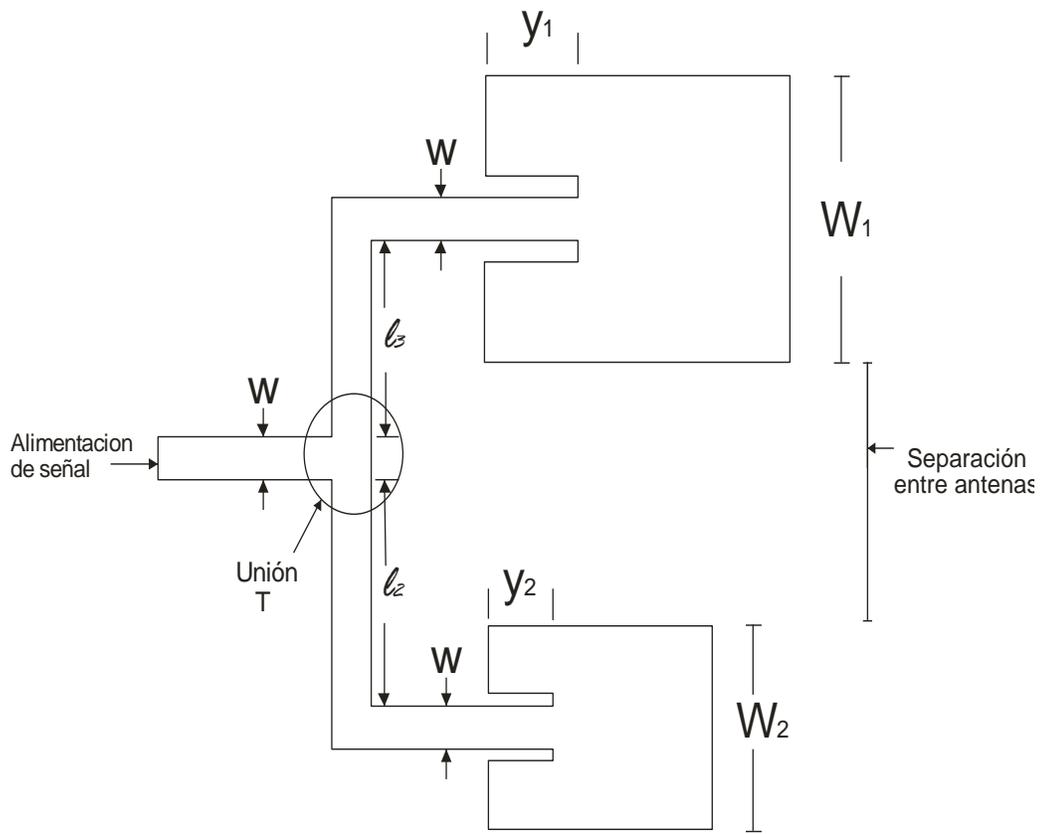


Figura 54. Arquitectura de la antena dual

De la arquitectura se puede escribir,

$$dt_1 = l_1 + l_3 + y_1 \quad 19$$

$$dt_2 = l_1 + l_2 + y_2 \quad 20$$

$$S - \frac{W_1 - W}{2} + \frac{W_2 - W}{2} = W + l_2 + l_3 \quad 21$$

Se escribe el siguiente sistema de ecuaciones lineales en forma matricial:

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} l_1 \\ l_2 \\ l_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} dt_1 - y_1 \\ dt_2 - y_2 \\ S + \frac{W_1 + W_2}{2} - 2W \end{bmatrix} \quad 22$$

Con:

$$dt_1 = 25.13 \text{ mm}$$

$$dt_2 = 59.2 \text{ mm}$$

$$y_1 = 7.5 \text{ mm}$$

$$y_2 = 3 \text{ mm}$$

$$W_1 = 36.99 \text{ mm}$$

$$W_2 = 17.08 \text{ mm}$$

Usando  $S = 20 \text{ mm}$

$$l_1 = 15.61 \text{ mm}$$

$$l_2 = 40.59 \text{ mm}$$

$$l_3 = 2.02 \text{ mm}$$

Se simula y optimiza obteniendo

$$l_1 = 15.61 \text{ mm}$$

$$l_2 = 28.61 \text{ mm}$$

$$l_3 = 2.02 \text{ mm}$$

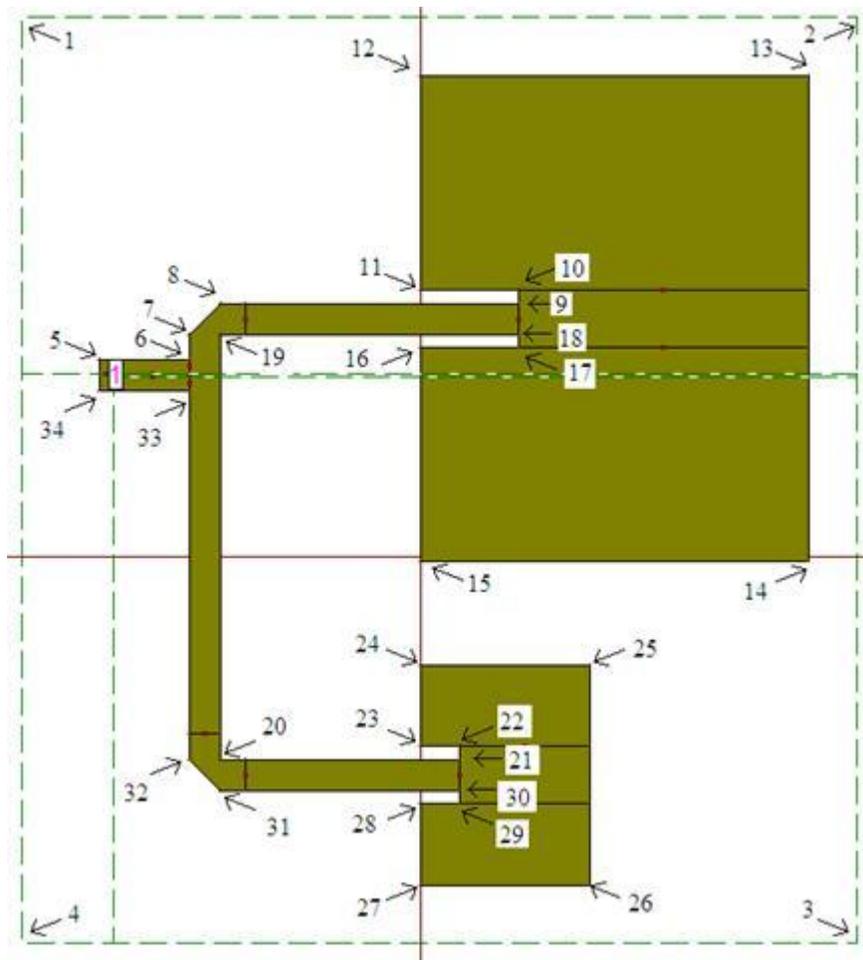
$$y_1 = 7.5 \text{ mm}$$

$$y_2 = 3 \text{ mm}$$

$$S = 8.02 \text{ mm}$$

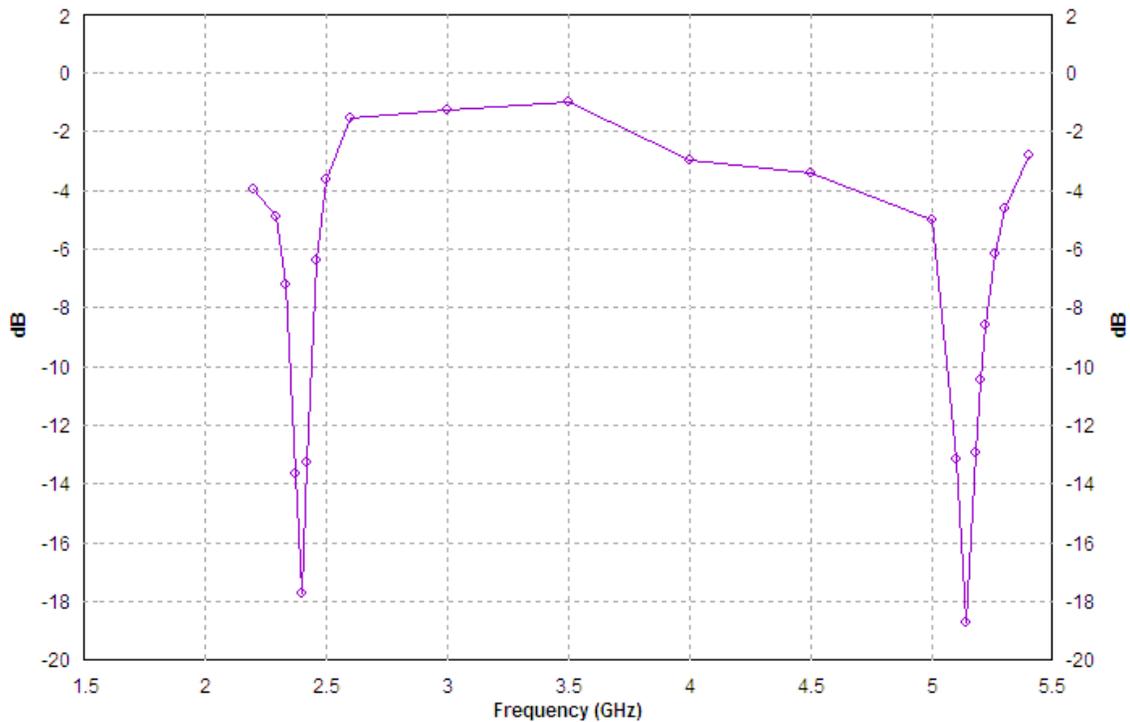
Solo cambió la separación entre las antenas ( $S$  y  $l_2$ ) debido al efecto capacitivo que se produce en la unión T que no se consideró en los cálculos (ver Figura 55).

En la Figura 56 se muestra el comportamiento de la antena dual, en la cual se puede observar la resonancia en cada una de las bandas, así como el ancho de banda.



Vértices	X	Y	Z	Vértices	X	Y	Z
1	-31	42	0	18	7.5	17.3	1.52
2	33.75	42	0	19	-15.61	17.3	1.52
3	33.75	-30	0	20	-15.61	-15.72	1.52
4	-31	-30	0	21	3	-15.72	1.52
5	-25	15.28	1.52	22	3	-14.72	1.52
6	-18	15.28	1.52	23	0	-14.72	1.52
7	-18	17.3	1.52	24	0	-8.38	1.52
8	-15.61	19.69	1.52	25	13.04	-8.38	1.52
9	7.5	19.69	1.52	26	13.04	-25.46	1.52
10	7.5	20.69	1.52	27	0	-25.46	1.52
11	0	20.69	1.52	28	0	-19.12	1.52
12	0	37.35	1.52	29	3	-19.12	1.52
13	30.02	37.35	1.52	30	3	-18.12	1.52
14	30.02	-0.36	1.52	31	-15.61	-18.12	1.52
15	0	-0.36	1.52	32	-18	-15.72	1.52
16	0	16.3	1.52	33	-18	12.89	1.52
17	7.5	16.3	1.52	34	-25	12.89	1.52

Figura 55. Geometría y dimensiones finales de la antena



*Figura 56. Simulación de la antena dual*

También se puede verificar en la figura 56 el comportamiento del ancho de banda de cada una de las bandas de operación. El ancho de banda para la antena de 2.4GHz es de 175 MHz, mientras que para la antena de 5.2 GHz es de 200 MHz.

El comportamiento de cada una de las antenas operando en forma dual se puede verificar en la Figura 57 y Figura 58. En las cuales se muestra que el acoplo con las líneas de transmisión es correcto, ya que en las frecuencias centrales de operación la impedancia se encuentran en el centro de la Carta de Smith.

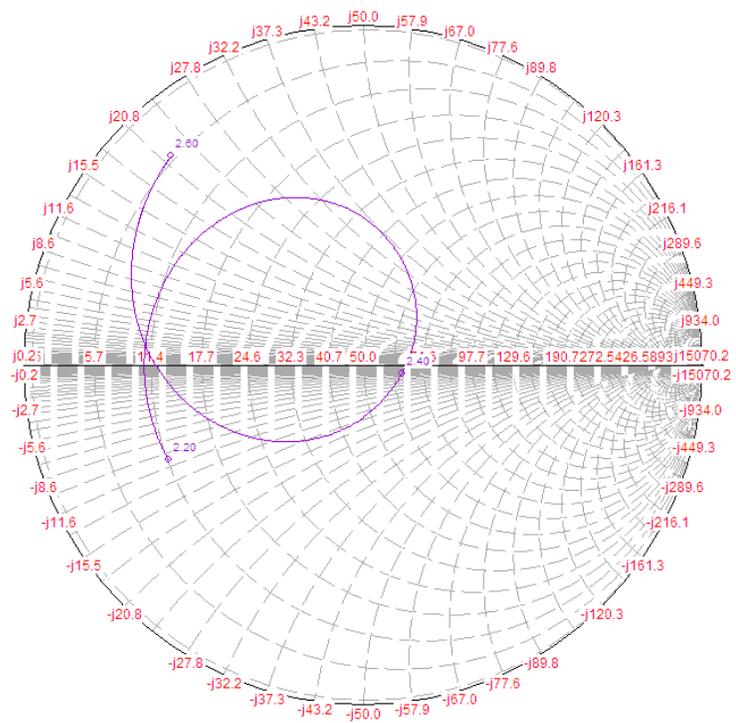


Figura 57. Acoplo de la antena en la banda de 2.4 GHz

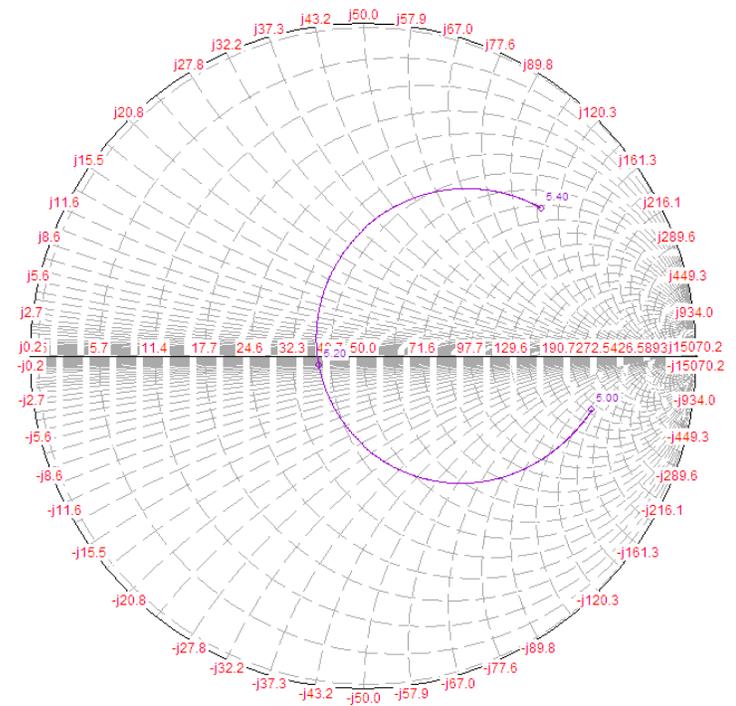


Figura 58 Acoplo de la antena en la banda de 5.2 GHz

## CAPITULO 6

### Conclusiones y trabajo futuro

#### 6.1 Conclusiones

El trabajo descrito en esta tesis fue motivado por la gran necesidad de antenas que operen en más de una frecuencia, compactas y de bajo costo para sostener el mercado de comunicaciones móviles.

Dos aspectos han sido estudiados en esta tesis. El primer aspecto es el diseño de dos antenas en microcinta rectangulares y el segundo es el diseño de una antena en microcinta de banda dual. Una antena parche fue diseñada para operar a una frecuencia central de 2.4GHz y la otra diseñada a una frecuencia central de 5.2 GHz. Posteriormente se procedió a acoplar ambos parches radiantes por medio de líneas de transmisión dando como resultado una antena de banda dual que soporta aplicaciones WLAN que operen en las bandas de frecuencia de 2.4 GHz y 5.2 GHz

Los parches radiantes fueron simulados utilizando una licencia de evaluación del simulador electromagnético Zeland Inc`s IE3D y se alimentaron por medio de sonda coaxial. Sin embargo, esta expiró y no se nos autorizó una extensión por lo que el acoplamiento tuvo que realizarse utilizando el simulador FEKO. Debido a las limitaciones del software, la idea de utilizar parches apilados para obtener la antena de banda dual no pudo realizarse y se procedió a emplear líneas de transmisión para lo cual se tomaron las distancias de alimentación calculadas con la sonda coaxial y se diseñaron líneas de transmisión que permitieran un acoplo directo y se unieron con una unión tipo T.

Los resultados mostrados en el capítulo 5 muestran que una antena de doble banda fue exitosamente diseñada teniendo como bandas centrales 2.4 GHz y 5.2 GHz

Los parámetros S11 de la antena muestran que tienen una magnitud mucho menor que -10 dB a las frecuencias de operación, lo que significa que esta antena no tiene muchas pérdidas mientras transmite la señal

## **6.2 Trabajo futuro**

Una de las desventajas de la antena parche es el ancho de banda angosto. Incrementar el ancho de banda de una antena parche ha sido la principal área de investigación. Sería bueno trabajar en mejorar el ancho de banda con alguna de las técnicas que han sido propuestas, tales como:

- Acoplamiento de impedancias
- Múltiples resonancias
- Parches ranurados

También reciben especial atención las técnicas de miniaturización de las antenas en microcinta. Esto por la importancia del tamaño físico de una antena en los nuevos dispositivos de comunicación compactos. Se podría emplear alguno de los métodos para lograr reducir aún más el tamaño de la antena, por ejemplo:

- Utilizar sustratos con alta constante dieléctrica
- Modificar la forma básica de los parches
- Uso de short-circuits, shorting-pins o shorting-posts

## Bibliografía

1. **Rashid, A. y Sabira, Khantun.** Design of Microstrip Antenna for WLAN. *Journal of Applied Sciences*. 2005.
2. **Huang, John.** Microstrip Antennas for Commercial Applicatios. s.l. : Jet Propulsion Laboratory, California Institute of Technology, 1994.
3. **Kumar, Girish y K. P., Ray.** *Broadband Microstrip Antennas*. s.l. : Artech House, 2003.
4. **Riyaz, Mir.** Design of microstrip linear phased array antenna using integrated array feeder. *Master of Science thesis in Telecommunication Engineering*. Dhahran, Saudi Arabia : King Fahd University of Petroleum & Minerals, December de 2005.
5. **Kumar, Yogesh.** Analisis of a dual band rectangular microstrip antenna using IE3D/PSO. *Master of Technology thesis in Telematics and Signal Processing*. Rourkela : National Institute of Tecnology, 2009.
6. **Balanis, Constantine.** *Antenna Theory - Analysis and Design*. s.l. : John Wiley & Sons Ltd, 1997.
7. **Lo, Y. T., Solomon, D. y Richards, W. F.** Theory and Experiment on Microstrip Antennas. *IEEE Transaction on Antennas and Propagation, Vol AP-27*. March de 1979.
8. **Silvester, P.** Finite Element Analysis of Planar Microwave Network. *IEEE Transaction on Microwave Theory Technology*. 1973, Vols. MTT-21, págs. 104-108.
9. **Ramsey, V. H.** Frecuency independent antennas. *IRE International Convention Record*. March de 1957. Vol. 5, págs. 114-118.

10. **Dyson, J.D.** The equiangular spiral antennas. *IRE on antennas and propagation*. 1959. págs. 181-187.
11. **Zhang, A.K.** Archimedean and equiangular slot spiral antennas for UWB communications. *European Microwave conference*. September de 2006. págs. 1578-1581.
12. **DuHamel, R.H y Isabell, D.E.** Broadband Logarithmically periodic antenna structure. *IRE International Convention Record*. March de 1957. Vol. 5, págs. 119-128.
13. **Babour, Laurence.** Etude et conception d'antennes ultra large bande miniaturisees en impulsional. *Tesis doctoral, especialidad en optica y radiofrecuencias*. s.l. : Institut Polytechnique de Grenoble, 7 de Mayo de 2009.
14. *Wideband Monopole Antennas for Multi-Band Wireless System.* **Ammann, M.J. y Ning Chen, Zhi.** April 2003, IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 45, No. 2, págs. 146-150.
15. *Design Aspects of Printed Monopole Antennas for Ultra-Wide Band Applications.* **K.P., Ray.** 2008, International Journal of Antennas and Propagation, págs. 1-8.
16. *Planar Antennas.* **Ning Chen, Zhi, y otros.** December 2006, IEEE microwave magazine, págs. 63-73.
17. **Kim, J. I. y Jee, Y.** Design of Ultra-Wideband Coplanarfed LI-shape Planar Monopole Antennas. *Antennas and Wireless Propagation Letters*. 2007, Vol. 6, págs. 383-387.
18. **Deepu, V.D, y otros.** Compac asimetric coplanar strip fed monopole antenna for multiband applications. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 2007, Vol. 55, págs. 2351-2357.

19. **Lin, Y. F., y otros.** A miniature dielectric loaded monopole antenna for 2.5/5 GHz WLAN applications. *Microwave and Wireless Components Letters*. 2006, Vol. 16, págs. 591-593.
20. **Zachou, V., y otros.** Planar monopole antenna with attached sleeves. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*. 2006, Vol. 5, págs. 286-289.
21. **Kim, J., Yoon, T. y Choi, J.** Design of ultra wide-band printed monopole antenna using FDTD and genetic algorithm. *Microwave and Wireless Components Letters*. 2005, Vol. 15, págs. 395-397.
22. **Liu, W. C.** Design of a multiband CPW-fed monopole antenna using a particle swarm optimization approach. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 2005, Vol. 53, págs. 3273-3279.
23. **Bancroft, Randy.** *Microstrip and Printed Antenna Design*. Segunda. s.l. : SciTech Publishing, INC., 2008. págs. 128-133.
24. **López Gómez, Aidel.** Arreglos de antenas planares con red a alimentación por microcinta. *Tesis de maestría, especialidad en sistemas digitales*. Tijuana, Baja California : Instituto Politecnico Nacional, Octubre de 1999.
25. **Martinez Silva, Martin Javier.** *Circuitos Electronicos de Radio Frecuencia*. Guadalajara, Jalisco : Universidad de Guadalajara, 2007.