 Institución Universitaria	INFORME FINAL DE TRABAJO DE GRADO	Código	FDE 089
		Versión	03
		Fecha	2015-01-27

IMPLEMENTACIÓN Y CARACTERIZACIÓN DE ANTENA MICROSTRIP EN GEOMETRÍA DE ANILLO

Sergio Andrés Castrillón Mesa

Ingeniería de Telecomunicaciones

Trabajo de grado para optar el título de Ingeniero de Telecomunicaciones

Director del trabajo de grado

Andrés Felipe Betancur Pérez

DEPARTAMENTO DE ELECTRONICA Y TELECOMUNICACIONES

INSTITUTO TECNOLÓGICO METROPOLITANO

MEDELLIN

2016

 Institución Universitaria	INFORME FINAL DE TRABAJO DE GRADO	Código	FDE 089
		Versión	03
		Fecha	2015-01-22

	INFORME FINAL DE TRABAJO DE GRADO	Código	FDE 089
		Versión	03
		Fecha	2015-01-22

RESUMEN

En este proyecto se realiza la implementación y caracterización de la antena ATP en geometría en anillo. La construcción de la antena se da a frecuencia de 5 GHz, teniendo en cuenta y basándonos en el diseño con base a uno de los trabajos que realizaron en la simulación de un arreglo de Antenas ATP en geometría en anillo “

DISEÑO DE ANTENA MICROSTRIP RING EN LOS SOFTWARE DE SIMULACION FEKO Y HFSS”. (Castrillon Alzate, 2014)

Se recopila cuatro topologías diferentes de antenas ATP de tecnología Microstrip y así verificar las mejoras en cuanto a la aplicación y referente al ancho de banda, patrón de radiación y otros factores a la hora de realizar el diseño de estos tipos de antena. Como resultado de este trabajo se obtuvo unas pérdidas de retorno por debajo de -30dB a una frecuencia de resonancia de 5.18 GHz.

	INFORME FINAL DE TRABAJO DE GRADO	Código	FDE 089
		Versión	03
		Fecha	2015-01-22

RECONOCIMIENTOS

Primero que todo dar gracias a Dios por permitirme llegar hasta donde estoy, a mi familia por el apoyo que me han brindado durante todos estos años, Andrés Betancur y Francisco López por toda la ayuda que me han brindado para finalizar este trabajo de grado y poder cumplir con mis metas.

Así mismo a todo el consejo de facultad que interfirieron a la hora de evaluar.

Por ultimo mil gracias a todos los profesores que me han enseñado durante todo este trayecto.

¡Gracias a todos!!!!

	INFORME FINAL DE TRABAJO DE GRADO	Código	FDE 089
		Versión	03
		Fecha	2015-01-22

ACRÓNIMOS

- ATP: Antenas tipo Parche
- FDTD: Dominio del Tiempo
- FDFD : Dominio de la Frecuencia
- PSP :Superestratos Eslot-Parche
- VSWR :Voltage Standing Wave Ratio (Relación de Onda Estacionaria)
- UWB: Ultra Wide-Band (Banda Ultra Ancha)
- FCC: Federal Communications Commission (Comisión Federal de Comunicaciones)
- RFID: Radio Frequency IDentification (Identificación por Radio Frecuencia)

 Institución Universitaria	INFORME FINAL DE TRABAJO DE GRADO	Código	FDE 089
		Versión	03
		Fecha	2015-01-22

TABLA DE CONTENIDO

1	INTRODUCCIÓN	8
1.1	Generalidades	8
1.2	Justificación	9
1.3	OBJETIVOS	10
1.3.1	General	10
1.3.2	Específicos	10
1.4	Organización de la Tesis	11
	CAPITULO 2: TEORÍA Y CONCEPTOS DE LAS ANTENAS PATCH	12
2.1	Introducción.....	12
2.2	Antenas Microstrip.....	13
2.3	Funcionamiento de la Antena de Parche Rectangular	14
2.3.1	Diagrama de Radiación	17
2.3.2	Alimentación. Impedancia de Entrada.....	23
2.3.3	Línea impresa en el plano del parche	24
2.3.4	Sonda coaxial.....	26
2.3.5	Línea impresa en plano inferior al del parche	27
2.3.6	Apertura en plano de masa	28
2.4	Antenas de Parche con Geometrías Diferente de la Rectangular. Modelo de Cavidad 30	
2.5	Diseño de una Antena de Parche Rectangular Alimentada por Sonda Coaxial	35
2.5.1	Elección del sustrato.....	35
2.5.2	Elección de las dimensiones del parche.....	37
2.5.3	Elección del punto de excitación	39
2.6	Resumen.....	46
	CAPITULO 3: GEOMETRÍAS DE ANTENAS PATCH.....	47
3.1	Introducción.....	47

 Institución Universitaria	INFORME FINAL DE TRABAJO DE GRADO	Código	FDE 089
		Versión	03
		Fecha	2015-01-22

3.2	Geometrías de Parche	48
3.3	Resultados de Antenas Parches en diferentes Geometrías	49
3.3.1	Antena Microstrip de Geometría Circular.....	49
3.3.2	Antena Microstrip de Geometría Rectangular.....	53
3.3.3	Antena Microstrip de Geometría Fractal	60
3.3.4	Antena Microstrip de Geometría Pentagonal.....	67
3.4	Resumen.....	73
CAPITULO 4: SIMULACIÓN Y RESULTADOS DE ANTENA PATCH CON GEOMETRÍA EN ANILLO		74
4.1	Introducción.....	74
4.2	Metodología	75
4.3	RESULTADOS Y DISCUSIÓN	76
4.4	CONCLUSIONES, RECOMENDACIONES Y TRABAJO FUTURO.....	87
4.4.1	Conclusiones.....	87
4.5	Trabajo Futuro.....	89
4.6	REFERENCIAS	90

	INFORME FINAL DE TRABAJO DE GRADO	Código	FDE 089
		Versión	03
		Fecha	2015-01-22

1 INTRODUCCIÓN

1.1 Generalidades

Las antenas ATP a partir de la década de los 70 han tenido un auge para el uso de aplicaciones inalámbricas, por su bajo perfil, por fácil masificación, por ser fácil en la implementación en diversos dispositivos. Y es que la conectividad inalámbrica es uno de los medios de transmisión más usados para la transmisión de datos y completamente esencial al momento de conectar dos puntos.

Siendo la red inalámbrica un pilar importante en la sociedad actual, en donde la ubicuidad es un factor relevante para la comunicación continua de los individuos, es necesario llevar a cabo investigaciones en pro del avance o el progreso de los sistemas de comunicaciones inalámbricos.

Un elemento crítico de las redes inalámbricas son las antenas, pues son estos dispositivos los que permiten realizar la conversión de una señal de corriente a una señal electromagnética, además de definir los alcances que se pueden lograr en un radioenlace (comunicación punto a punto) o definir la cobertura de un servicio de comunicación (punto a multipunto), entre otras funciones.

Una antena que actualmente se ha diversificado en el mundo en forma masiva, son las antenas tipo patch (ATP). Estas antenas tienen varias ventajas y entre ellas tenemos: Bajo costo, fácil construcción, alto nivel de miniaturización, se integra fácilmente en dispositivos portátiles y es flexible en la construcción de nuevas geometrías. Esta última característica es el que mayor atención atrajo para la realización de este trabajo, ya que existen geometrías que aún no han sido exploradas y por tal motivo es necesario llevar a cabo una caracterización por medio de simulación de este tipo de antenas.

En este trabajo se relacionan los resultados de simulación, medidos de la antena ATP, realizando un análisis y tener los resultados deseados, con respecto de una a la otra. Se realizará medida de dos antenas ATP a frecuencia de 5GHZ.

	INFORME FINAL DE TRABAJO DE GRADO	Código	FDE 089
		Versión	03
		Fecha	2015-01-22

1.2 Justificación

En el campo de las telecomunicaciones, las redes inalámbricas son una solución eficaz para permitir la ubicuidad y brindar conectividad a lugares donde no pueden llegar las redes cableadas. Actualmente, las redes inalámbricas han sido masificadas gracias a la introducción de los dispositivos móviles en la vida cotidiana y estos sugieren al mismo tiempo que las interfaces de transmisión y recepción sean altamente integrables. En estas interfaces, un elemento crítico para los enlaces inalámbricos es la antena, y es en estos escenarios en donde las antenas tipo parche (Patch) tienen un gran potencial debido a que pueden fácilmente ser masificadas e integradas de manera sencilla en una tarjeta de área pequeña.

Las antenas tipo parche (ATP) basada en tecnología Microstrip dio origen a los años 50, pero empezó la evolución a los años 70 y actualmente es muy utilizada en: satélites, aeronáutica, aviación, dispositivos móviles y en aplicaciones militares. El principio de esta tecnología es de obtener diseños de antenas con dimensiones reducidas para adaptarlas a cualquier dispositivo, independientemente de su tamaño.

En comunicaciones el factor costo/beneficio es uno de los ítem más importantes para determinar el tipo de tecnología que se utilizará para la transmisión de datos. Es por tal motivo que explorar las diversas geometrías de las ATP resulta atractivo para las posibles aplicaciones que hagan uso de ella.

“La geometría en anillo en las antenas tipo parche ofrece patrones de radiación estables y su ancho de banda puede mejorar modificando las dimensiones y la forma del plano de tierra, por tal motivo se llevará a cabo una implementación” (Castrillon Alzate, 2014) y una caracterización de la configuración de la ATP con geometría en anillo para varias formas y dimensiones. De esta forma se caracterizará cada una de las antenas construidas para documentar las mejoras en uno o varios de los parámetros de la ATP reforzando así los estudios previos, realizados en simulación.

 Institución Universitaria	INFORME FINAL DE TRABAJO DE GRADO	Código	FDE 089
		Versión	03
		Fecha	2015-01-22

1.3 OBJETIVOS

1.3.1 General

Diseñar y simular una antena MicroStrip parche con geometría en anillo con variaciones en los parámetros que definan el comportamiento de esta, para observar cambios en sus características radiantes.

1.3.2 Específicos

- Definir los parámetros más relevantes que describan el comportamiento de las antenas patch con geometría en anillo basado en sus principios físicos y los modelos planteados en la literatura científica.
- Diseñar dos antenas con geometría en anillo que resuenen a una frecuencia de 5GHz con variaciones en sus medidas.
- Comparar el rendimiento en ambas en cuanto a ancho de banda, patrón de radiación, impedancia y pérdidas de retorno.

	INFORME FINAL DE TRABAJO DE GRADO	Código	FDE 089
		Versión	03
		Fecha	2015-01-22

1.4 Organización de la Tesis

El capítulo 2, se da la Teoría y conceptos de las ATP. Esto es con el fin de definir el comportamiento de las ATP

El capítulo 3. Se describen las geometrías de las antenas PATCH. El propósito de esta sección es de aclarar conceptos de las diferentes geometrías que se pueden adquirir en estos tipos de antenas y sobretodo analizar la antena con geometría en anillo que es el propósito de este trabajo.

En el capítulo 4, se presentarán los resultados adquiridos en la simulación, producto del diseño de la antena ATP con geometría en anillo. Por ultimo con base a la teoría sustentada y los diseños de las antenas de las 2 geometrías simuladas, se contrastarán los resultados junto con los parámetros de diseño empleados.

	INFORME FINAL DE TRABAJO DE GRADO	Código	FDE 089
		Versión	03
		Fecha	2015-01-22

CAPITULO 2: TEORÍA Y CONCEPTOS DE LAS ANTENAS PATCH

2.1 Introducción.

El cambio de la era industrial a la era de la información, trajo consigo la necesidad de transportar la información de forma eficiente, eficaz, de un lado a otro, con disponibilidad en cualquier tiempo y espacio físico, por esto es necesario el alto desarrollo actual de la tecnología inalámbrica, lo cual hace necesario su estudio para adaptar las nuevas soluciones al medio en este tipo de tecnología Microstrip.

Las antenas ATP se dio a los años 50, pero tuvo un auge a partir de los años 70, gracias a las investigaciones que se iban desarrollando trajo la necesidad de realizar diseños de dimensiones pequeñas y compactas para aplicaciones operando en frecuencias de microondas. Estas premisas han dado lugar a que en la actualidad exista una actividad febril en este campo y, fruto de ello, las ATP aparecen en numerosas aplicaciones y en libros, manuales y recopilaciones sobre antenas (González Posadas, Jiménez Martín, & Rodríguez Martín, Procedimiento de Diseño y Realización de Antenas de Parche en Tecnología Microstrip, 2011)

En la actualidad existe miles de aplicaciones con esta ATP y en su defecto trae algunas ventajas y desventajas por eso es importante conocer los conceptos y así tener los pro y contra a la hora de implementar una ATP.

	INFORME FINAL DE TRABAJO DE GRADO	Código	FDE 089
		Versión	03
		Fecha	2015-01-22

2.2 Antenas MicroStrip

La estructura de antena MicroStrip consiste es un parche metálico (llamado patch) sobre un sustrato dieléctrico por un lado, el cual tiene un plano de masa en el otro. Tal y como se puede ver en la figura 1.

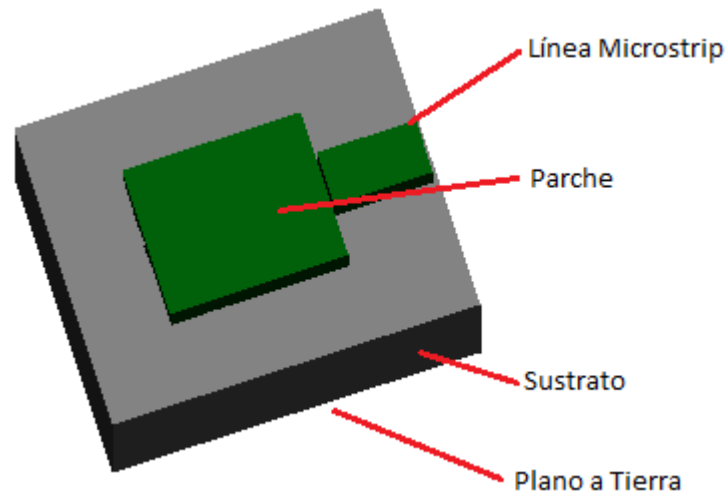


Figura 1: Estructura MicroStrip

Estas antenas son livianas y de pequeña dimensiones y son muy utilizadas para aplicaciones móviles y aeroespaciales debido a que maneja bajas potencias, también es utilizada para transmisión y recepción; y esta es compatible con muchas aplicaciones.

(Herrero Sempere) Un solo parche puede presentar un ancho del haz entre 70° y 90° y una ganancia alrededor de 3 a 7 dB.

	INFORME FINAL DE TRABAJO DE GRADO	Código	FDE 089
		Versión	03
		Fecha	2015-01-22

2.3 Funcionamiento de la Antena de Parche Rectangular

A continuación se describe básicamente la forma de operar en las ATP como elemento radiante.

Según la figura 1. El parche puede verse como una sección ancha de línea microstrip acabada en circuito abierto en ambos extremos. En definitiva, se trata de un circuito resonante a las frecuencias tales que la longitud b sea cercana a un múltiplo de media longitud de onda.

$$b \cong n \frac{\lambda d}{2} \quad (1)$$

Donde n es un número entero y λd denota la longitud de onda en el dieléctrico (de constante dieléctrica ϵ_r):

$$\lambda d = \frac{c_0}{f \sqrt{\epsilon_r}} \quad (2)$$

c_0 es la velocidad de la luz en el vacío.

La configuración del campo eléctrico en el parche correspondiente a la primera resonancia ($n = 1$) ver Figura 2. La dirección del campo eléctrico es normal al parche y al plano metálico inferior del substrato, al igual que sucede en una línea microstrip. El campo eléctrico en la dirección vertical (eje z) es constante. Dicha aproximación es tanto más válida cuanto más pequeño sea eléctricamente el espesor h del substrato. La variación del campo eléctrico a lo largo de la dirección b del parche (eje y) es sinusoidal con máximos en valor absoluto en los extremos (circuitos abiertos) y un nulo en el centro. Por otro lado, la variación del campo en la dirección a del parche (eje x) es nula.

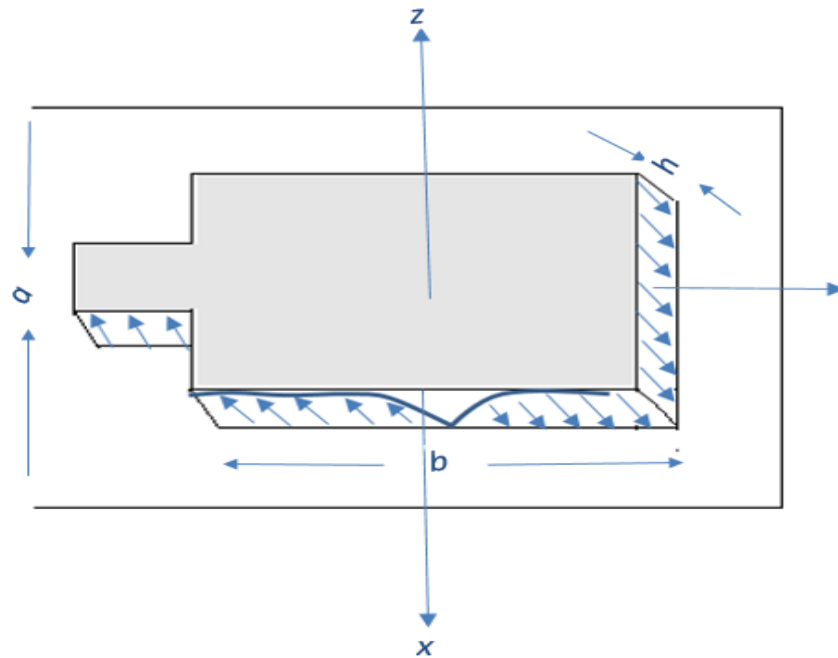


Figura 2: Campo eléctrico en un antena de parche rectangular ($n = 1$) en los extremos y un máximo en el centro. Al igual que sucedía con el campo eléctrico la variación del campo magnético en la dirección a (eje x) es nula.

En definitiva, en primera aproximación la configuración del campo en el parche se puede expresar de la forma siguiente:

$$E = E_z \hat{z}; |E_z| = E_0 \cos \frac{\pi \left(y + \frac{b}{2} \right)}{b} \quad (3)$$

$$H = H_x \hat{x}; |H_x| = H_0 \sin \frac{\pi \left(y + \frac{b}{2} \right)}{b} \quad (4)$$

Conviene hacer notar que en la Figura 2 se ha dibujado el campo de forma que “termina” exactamente en los bordes del parche. Existe campo (los denominados fringing fields) más allá de los límites marcados por la metalización impresa en el sustrato. Su efecto es un alargamiento efectivo de las dimensiones del parche, de modo que a todos los efectos el parche se puede considerar de dimensiones equivalentes ($a_{eq} \geq a$) y $b_{eq} (b_{eq} \geq b)$ (ver Figura3).

De ahí que en la expresión (1) no aparezca el símbolo de igual sino de “aproximadamente igual” dado que b (la dimensión física) debe elegirse ligeramente inferior a $\lambda d/2$ (o un múltiplo de ésta)

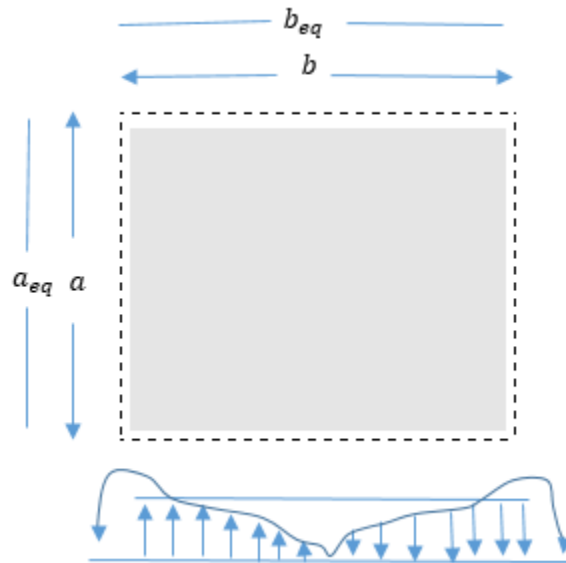


Figura 3: Alargamiento efectivo de las dimensiones de un parche rectangular

La expresión (1) que determina la frecuencia de funcionamiento del parche puede reescribirse entonces de la forma siguiente:

$$b = qn \frac{\lambda d}{2} \quad (5)$$

donde q es un número real menor que la unidad aunque próximo a ésta.

Una vez conocido el alargamiento efectivo $\Delta b = beq - b$, el cálculo del factor q es inmediato dado que $beq = n\lambda d/2$. El alargamiento efectivo Δb puede calcularse de forma rigurosa mediante la resolución de las ecuaciones de Maxwell del problema o mediante aproximaciones como las empleadas habitualmente en la obtención de los parámetros de transmisión de las líneas microstrip.

	INFORME FINAL DE TRABAJO DE GRADO	Código	FDE 089
		Versión	03
		Fecha	2015-01-22

2.3.1 Diagrama de Radiación

Haciendo uso de la teoría de antenas, se consigue tener una cierta configuración de campo (la de la Figura 2) confinado entre dos conductores, los correspondientes al parche superior y al plano inferior. Por tanto, la radiación debe producirse forzosamente por los lados, dado que en las caras superior e inferior se tienen conductores.

A la vista del campo presente en el parche se deduce que la contribución de todos los lados no va a ser igual. A lo largo de la dirección a del parche (eje x) el campo E_z es constante, mientras que a lo largo de la dirección b del parche (eje y) el campo E_z es antisimétrico respecto del centro., la radiación del parche viene dada exclusivamente por el campo presente en los dos lados de longitud a (orientados en la dirección del eje x).

Es sabido de teoría electromagnética que el campo radiado por una determinada estructura se puede obtener a partir de las componentes tangenciales de campo sobre una superficie arbitraria S que englobe a la estructura en cuestión (Denominado el principio de equivalencia) (C. A. , Advanced Engineering Electromagnetics, 1989) (R. F. , 1961) (González Posadas, Jiménez Martín, & Rodríguez Martín, Procedimiento de Diseño y Realización de Antenas de Parche en Tecnología Microstrip, 2011)

Las componentes tangenciales de los campos eléctrico y magnético constituyen las denominadas fuentes equivalentes del problema: corrientes magnéticas en el caso del campo eléctrico.

($M = E \times \hat{n}$) y corrientes eléctricas en el caso del campo magnético

($J = \hat{n} \times H$), donde \hat{n} se refiere al vector unitario normal a S (en dirección saliente). Una vez se tienen las corrientes J y M se calculan los potenciales vectores auxiliares A y F, y de éstos se obtienen las expresiones del campo lejano radiado por dichas fuentes. En el cálculo del campo radiado por las mencionadas fuentes el medio interior a la superficie S se puede elegir el vacío. (Véase cualquier libro de electromagnetismo o teoría de antenas).

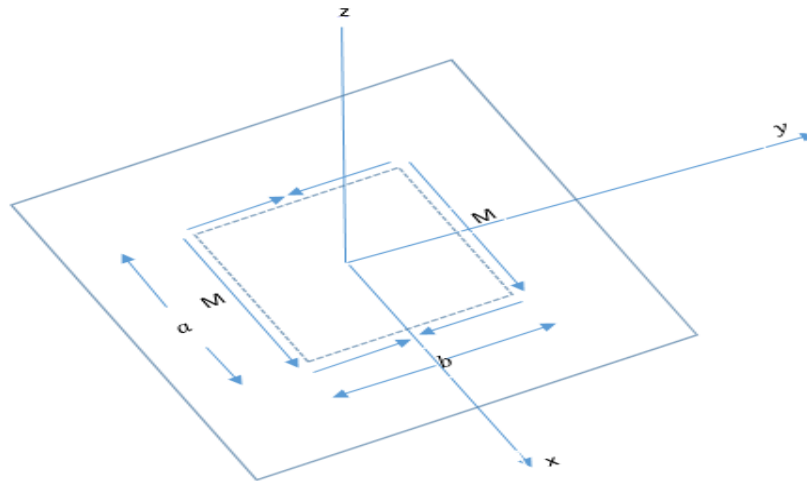


Figura 4: Distribución de corrientes magnéticas equivalentes en una antena de parche rectangular
($n = 1$)

La estructura a estudio es la antena de parche rectangular de la Figura 2 y la superficie elegida para el análisis es justamente aquella que delimita a la zona de campo no nulo, es decir, aquella formada por los planos $z = 0^+, z = h^+, x = \pm \frac{a^+}{2}, y = \pm \frac{b^+}{2}$

Los campos eléctrico y magnético dados por las expresiones (3) y (4), es fácil comprobar que la corriente eléctrica J es idénticamente nula en toda la superficie elegida, a la vez que la corriente magnética M es no nula sobre los laterales de S ($x = \pm \frac{a^+}{2}, y = \pm \frac{b^+}{2}$)

En particular, M es constante (como lo es E_z) en los lados orientados en la dirección del eje x , mientras que varía de forma sinusoidal en los lados orientados en la dirección del eje y con distribución antisimétrica respecto de $y = 0$ (véase la Figura 4).

Como se comentó anteriormente, las contribuciones al campo radiado correspondientes a la distribución de M sobre $y = [-b/2, 0]$ y $y = [0, b/2]$ tiende a compensarse, de forma que el diagrama

de radiación de la antena corresponde solamente al de los dos dipolos magnéticos paralelos separados la distancia b , tal y como se muestra en la Figura 5.

Si el plano es suficientemente grande eléctricamente éste puede considerarse infinito y aplicar el teorema de las imágenes. De este modo, la presencia del plano de masa paralelo a los dipolos magnéticos.

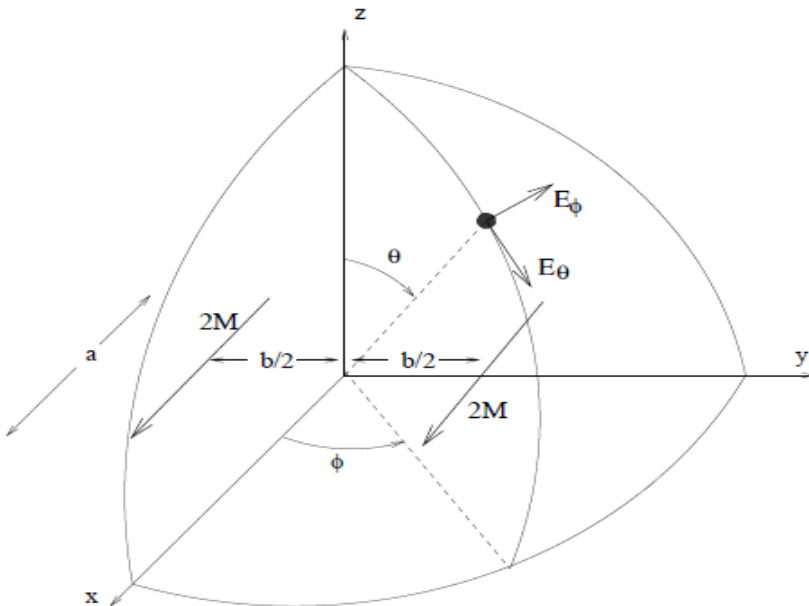


Figura 5: Representación de la antena de parche rectangular haciendo uso del teorema de las imágenes ($n = 1$) (C. A. , Advanced Engineering Electromagnetics, 1989) (R. F. , 1961) (González Posadas, Jiménez Martín, & Rodríguez Martín, Procedimiento de Diseño y Realización de Antenas de Parche en Tecnología Microstrip, 2011)

Se traduce en la multiplicación por 2 de los valores de la corriente magnética $M = E \times \hat{n}$. De ahí que aparezca el valor $2 \cdot M$ en la Figura 5. Este fenómeno es el dual del que ocurre en el caso de dipolos eléctricos orientados perpendiculares a un plano metálico infinito.

Es importante no olvidar que el modelo de la Figura 5 sólo es válido para el campo radiado en la región $z \geq 0$ y que el campo radiado en $z < 0$ es nulo (debido al plano de masa). Las expresiones del campo lejano radiado por los dos dipolos magnéticos de la Figura 5

	INFORME FINAL DE TRABAJO DE GRADO	Código	FDE 089
		Versión	03
		Fecha	2015-01-22

Los dos dipolos magnéticos de la Figura 5 constituyen un array de dos elementos donde el elemento radiante es el dipolo magnético (véase la Figura 6). Por tanto, el diagrama de radiación de los dos dipolos es la multiplicación del diagrama de radiación del dipolo magnético por el factor de array a lo largo del eje y correspondiente a elementos radiantes en $(0, -b/2, 0)$ y $(0, b/2, 0)$.

Lo primero que se puede concluir es que la polarización es lineal y tal que el vector campo eléctrico está contenido en el plano $x = 0$ y el vector campo magnético está contenido en el plano $y = 0$. Es decir, $x = 0$ es el plano E y $y = 0$ es el plano H. En particular, justo en la dirección

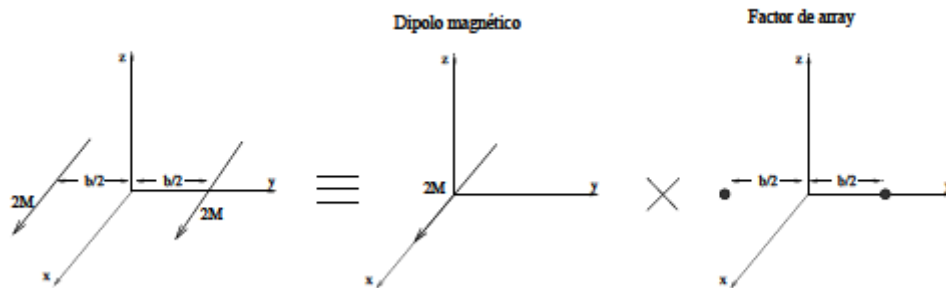


Figura 6: Equivalencia entre los dos dipolos magnéticos de la Figura 5 y un dipolo magnético centrado en el origen por el factor de array perpendicular al parche (broadside) (C. A. , Advanced Engineering Electromagnetics, 1989) (R. F. , 1961) (González Posadas, Jiménez Martín, & Rodríguez Martín, Procedimiento de Diseño y Realización de Antenas de Parche en Tecnología Microstrip, 2011)

	INFORME FINAL DE TRABAJO DE GRADO	Código	FDE 089
		Versión	03
		Fecha	2015-01-22

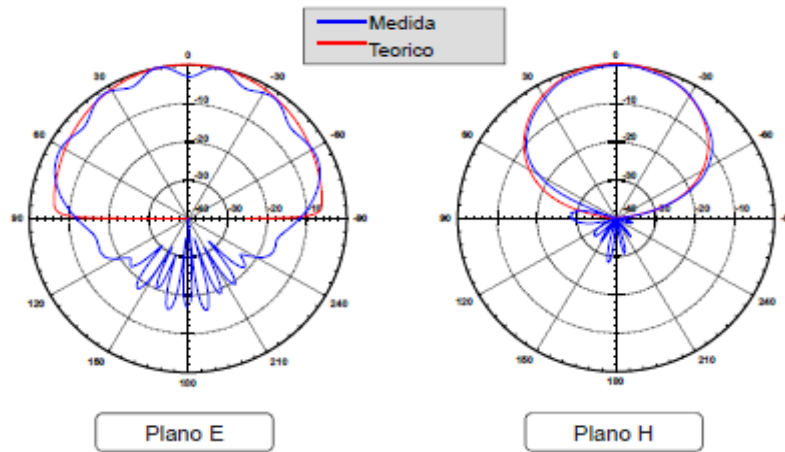


Figura 7: Diagramas de radiación del modo TM01 (C. A. , Advanced Engineering Electromagnetics, 1989) (R. F. , 1961) (González Posadas, Jiménez Martín, & Rodríguez Martín, Procedimiento de Diseño y Realización de Antenas de Parche en Tecnología Microstrip, 2011)

El campo eléctrico lejano está polarizado en la dirección \hat{Y} y el magnético en la dirección $-\hat{x}$. Dado que el array es lineal en la dirección del eje y , la variación espacial del campo en el plano $y = 0$ (plano H) se debe tan sólo al diagrama de radiación del dipolo magnético. Como es sabido, dentro del plano $y = 0$ (plano H) el módulo del campo de un dipolo magnético orientado en la dirección del eje x es máximo en $\theta = 0^\circ$ y nulo en $\theta = \pm 90^\circ$. En la Figura 7 (modo (0,1)) se puede observar el corte del diagrama de radiación correspondiente al plano H (plano X-Z) de una antena de parche rectangular típica.

La Figura 5 que las contribuciones de los dos dipolos se suman coherentemente en broadside ($\theta = 0^\circ$) y, por tanto, se tiene un máximo del campo. A medida que nos alejamos de la dirección broadside la diferencia de caminos (fases) entre el punto de observación y los dos dipolos hace que el campo total sea menor que el máximo obtenido en broadside.

En el caso en que el sustrato dieléctrico sea el vacío ($\epsilon_r = 1$) la distancia entre los dos dipolos es $\lambda/2$ y las contribuciones de los dos dipolos en $\theta = \pm 90^\circ$ están en contrafase, con lo que el campo

	INFORME FINAL DE TRABAJO DE GRADO	Código	FDE 089
		Versión	03
		Fecha	2015-01-22

total es nulo. De este modo, a medida que el valor de la constante dieléctrica relativa del sustrato (ϵ_r) aumenta, el mínimo de campo que se produce en las direcciones $\theta = \pm 90^\circ$ es menos profundo. En la Figura 7 (modo (0,1)) se puede observar el corte del diagrama de radiación correspondiente al plano E (plano Y-Z) de una antena de parche rectangular típica.

La directividad de la antena puede calcularse integrando numéricamente las expresiones de campo lejano. De esta manera se obtiene la potencia total radiada y, con ella, la intensidad de radiación correspondiente a la antena isotrópica equivalente. La directividad de la antena se calcula como el cociente entre el máximo de intensidad de radiación de la antena y la intensidad de radiación de la antena isotrópica equivalente.

En la práctica, a partir de relaciones “ancho/largo” mayores que $a/b = 2$ la eficiencia de la apertura empieza a disminuir. Por otro lado, como sucede en un array, la directividad aumenta al aumentar la separación entre los elementos, que en este caso corresponde a la dimensión b . Nótese que el efecto de aumentar α se deja notar principalmente en el plano H, mientras que el efecto del incremento de la dimensión b lo hace en el plano E.

Conviene no olvidar que en el análisis del parche se ha considerado éste sobre un plano de masa infinito. Si el parche no es lo suficientemente grande en términos de longitudes de onda, la directividad de la antena disminuye como consecuencia de la potencia radiada en la región correspondiente al semiplano inferior ($90^\circ \leq \theta \leq 180^\circ$).

En el caso de las antenas microstrip puede suceder por una deficiencia en el diseño que las pérdidas sean relativamente elevadas, por lo que la ganancia difiere de forma significativa de la directividad.

	INFORME FINAL DE TRABAJO DE GRADO	Código	FDE 089
		Versión	03
		Fecha	2015-01-22

2.3.2 Alimentación. Impedancia de Entrada

A partir de dicha configuración se ha razonado el funcionamiento del parche como antena. En esta sección se aborda la cuestión de la alimentación de la antena, es decir, de la excitación de una determinada configuración de campo en el parche.

Dado el carácter resonante del parche la excitación de campo en el parche tan sólo es posible en la cercanía de las frecuencias de resonancia de éste. O lo que es lo mismo, en las proximidades de la frecuencia de resonancia correspondiente el circuito equivalente del parche es el que aparece en la Figura 8, es decir, un circuito RLC sintonizado a la frecuencia de funcionamiento de la antena. De este modo, la impedancia de entrada es real solamente a las frecuencias de resonancia del parche. Fuera de dichas frecuencias la impedancia es compleja y, por tanto, el coeficiente de reflexión a la entrada del parche (referido a la impedancia característica de la línea de transmisión correspondiente) es muy alto, es decir, no se excita campo en el parche.

En este sentido se puede definir un ancho de banda de funcionamiento de la antena basado en un criterio de VSWR mínimo en la puerta de excitación de la antena.

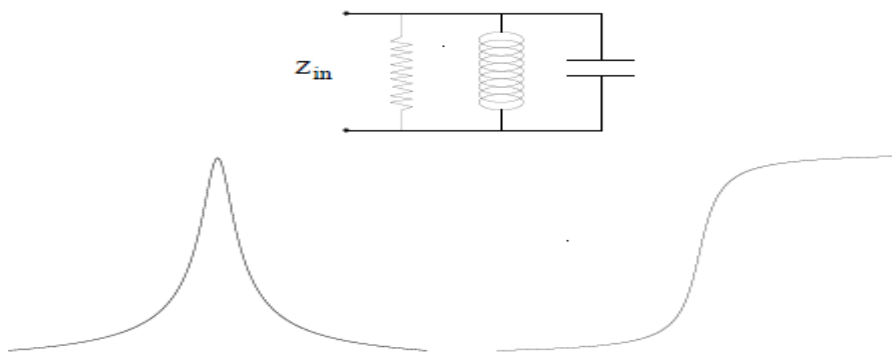


Figura 8: Circuito equivalente de antena microstrip válido en las cercanías de una de las frecuencias de funcionamiento del parche. (C. A. , Advanced Engineering Electromagnetics, 1989) (R. F. , 1961) (González Posadas, Jiménez Martín, & Rodríguez Martín, Procedimiento de Diseño y Realización de Antenas de Parche en Tecnología Microstrip, 2011)

	INFORME FINAL DE TRABAJO DE GRADO	Código	FDE 089
		Versión	03
		Fecha	2015-01-22

Es importante resaltar que este ancho de banda referido a la impedancia de entrada de la antena es comúnmente el factor que limita el ancho de banda de funcionamiento de las antenas microstrip. Así, el diagrama de radiación de la antena se conserva dentro de unos determinados criterios de funcionamiento en unos márgenes de frecuencia mayores que los correspondientes a criterios equivalentes de VSWR por parte de la impedancia de entrada.

2.3.3 Línea impresa en el plano del parche

La excitación mediante línea microstrip en una de las aristas del parche (como la de la Figura 1) tiene como ventaja su simplicidad, dado que el circuito de alimentación del parche y el propio parche se construyen en el mismo proceso. Sus inconvenientes son consecuencia justamente de residir el circuito de alimentación de la antena en el mismo plano y sustrato que la antena. Al residir la alimentación en el mismo plano que el parche, ésta puede influir en el diagrama de radiación de la antena, sobre todo a frecuencias elevadas (en la banda de milimétricas).

Las características son opuestas: para hacer una buena línea microstrip el sustrato debe ser de (ϵ_r) alta y de espesor pequeño a fin de concentrar los campos, mientras que en una antena se pretende justamente el efecto contrario y, por tanto, se requieren sustratos con (ϵ_r) baja y espesores mayores. Además el ancho de banda en frecuencia de las antenas microstrip con sustratos de (ϵ_r) bajas y espesores altos es mayor.

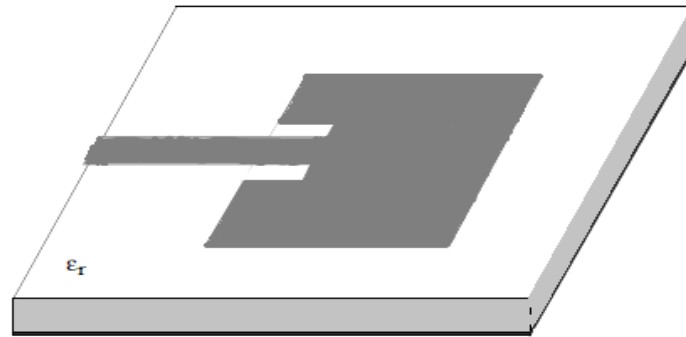


Figura 9: Alimentación mediante línea impresa en el plano del parche

La impedancia de entrada vista en el borde del parche es alta (del orden de unos pocos cientos de ohmios) y va decreciendo hasta ser nula en la mitad del parche ($y=0$). Si se excita en el borde del parche es necesario, por tanto, realizar una adaptación de impedancias, siendo habitual emplear un tramo de línea de un cuarto de longitud de onda. La otra posibilidad es hacer un “rebaje” en el parche de forma que no se excita en el borde del parche, sino en una región interior (véase la Figura 9) donde la impedancia es más baja.

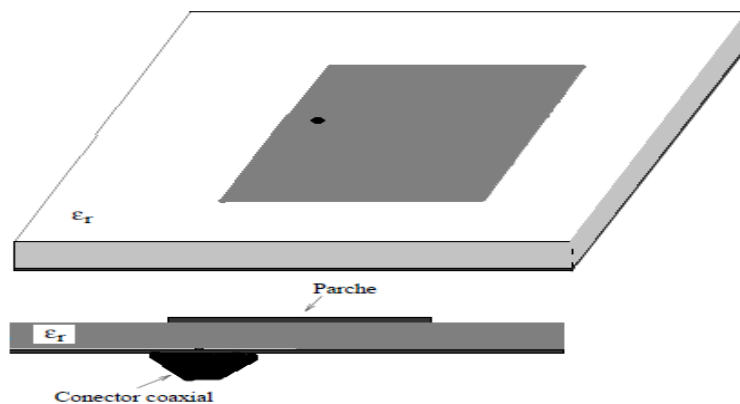


Figura 10: Alimentación mediante sonda coaxial

	INFORME FINAL DE TRABAJO DE GRADO	Código	FDE 089
		Versión	03
		Fecha	2015-01-22

2.3.4 Sonda coaxial

Otra manera de excitar el parche es mediante sonda coaxial tal y como se muestra en la Figura 10. El conductor interior del coaxial atraviesa el substrato y se suelda al parche mientras el conductor exterior se suelda al plano de masa inferior. El circuito de alimentación se encuentra aislado del parche microstrip debido al plano metálico de masa. De este modo, no existen radiaciones espúreas debidas a la alimentación. Otra ventaja es que es una configuración fácil de analizar de forma teórica. Sin embargo, su fabricación es compleja (implica varios procesos) y poco fiable en grandes series (debido a las soldaduras). Por tanto, su utilización resulta inviable en el caso de arrays con un número elevado de elementos.

En esta configuración se obtienen fácilmente diferentes niveles de impedancia colocando la sonda en posiciones diferentes en el parche. El acoplamiento de la sonda al parche es del tipo eléctrico, de modo que si se coloca la sonda en cualquiera de los extremos ($y = \pm b/2$) (donde el campo eléctrico es máximo) el nivel de impedancia obtenido es alto. Por el contrario, si se coloca la sonda en cualquier punto del eje $y = 0$ la impedancia es nula dado que el campo eléctrico es nulo en el centro del parche. La variación del acoplamiento eléctrico entre la sonda y el campo en el parche es del tipo sinusoidal, de manera que la impedancia de entrada varía como $RT \cos^2(\pi(y + b/2)/b)$ donde RT es el valor de impedancia máximo (que corresponde a la impedancia obtenida con la sonda en los extremos). En el modelo de cavidad RT corresponde a la resistencia del circuito RLC (Figura 8) que representa a la antena.

RT depende de varios factores: dimensiones del parche, y espesor y tipo de substrato. Valores típicos se encuentran en el intervalo de $100W\Omega - 300W\Omega$.

Es importante resaltar que en el eje $y = 0$ el campo en el parche microstrip es nulo pero referido al modo concreto de funcionamiento visto aquí, es decir, variación en la dirección del eje y y $n = 1$. La

	INFORME FINAL DE TRABAJO DE GRADO	Código	FDE 089
		Versión	03
		Fecha	2015-01-22

configuración de campo de otros modos no tiene en general un nulo en $y = 0$. Por tanto, la colocación de la sonda en un punto del eje $y = 0$ (por ejemplo $(a/3, 0)$), aunque no excita a la antena en el modo de funcionamiento que se ha descrito en detalle aquí, puede hacerlo en algún otro.

En particular, si el parche es cuadrado ($a = b$), existe un modo asociado a la variación de campo en la dirección del eje x de media longitud de onda ($n = 1$) que tiene exactamente la misma frecuencia de resonancia que el modo que aparece en la Figura 2. Si, por ejemplo, la sonda se colocara en $(a/3, 0)$ no se excitaría el modo con variación en la dirección del eje y visto hasta ahora; sin embargo, se excitaría el modo ortogonal (con variación en la dirección del eje x) y, en consecuencia, el parche radiaría. La polarización de la antena funcionando con este modo es igualmente lineal pero en la dirección ortogonal (dirección \hat{x} en broadside).

Este efecto se emplea para diseñar antenas microstrip de polarización circular. En dichos diseños se excitan los dos modos ortogonales del parche (el de variación en x y el de variación en y) simultáneamente en cuadratura. Los 90° de desfase se obtienen de diversas formas. Una de ellas consiste en el uso de dos alimentaciones ortogonales y un híbrido de 3dB y 90° .

2.3.5 Línea impresa en plano inferior al del parche

Como se comentó anteriormente, el ancho de banda y eficiencia de las antenas microstrip aumenta con el espesor del sustrato. Sin embargo, a medida que se aumenta el espesor del sustrato aparecen efectos indeseados. Además de las cada vez mayor generación de ondas de superficie (Las ondas de superficie “surface waves en la terminología anglosajona” (son soluciones de las ecuaciones de Maxwell asociadas a la interface entre dos medios. En el caso de las antenas microstrip las ondas de superficie van asociadas a la interface dieléctrico-aire.) Que interfieren en el diagrama de radiación de la antena y degradan la eficiencia de la antena, se produce un deterioro del diagrama de radiación

	INFORME FINAL DE TRABAJO DE GRADO	Código	FDE 089
		Versión	03
		Fecha	2015-01-22

debido a la radiación espúrea causada por los circuitos de alimentación de la antena. En el caso del empleo de sonda coaxial la alimentación de la antena no interfiere en el diagrama de radiación de ésta debido al aislamiento producido por el plano de masa. Sin embargo, al aumentar el espesor del substrato la generación de modos superiores en el parche empieza a ser importante.

Además, la inductancia de la sonda aumenta igualmente con el espesor del substrato lo que degrada la adaptación de la impedancia de entrada.

Con objeto de mitigar estos efectos se han desarrollado otros tipos de alimentaciones de antenas microstrip basados en acoplamiento electromagnético (entre la línea de alimentación y el parche). Además, este tipo de alimentaciones cuenta con grados de libertad adicionales en su diseño lo que permite sintetizar redes de adaptación integradas in situ en el circuito de alimentación de la antena. De este modo, se aumenta el ancho de banda de funcionamiento de la antena (anchos de banda de hasta el 10 %-15 %). Una configuración que hace uso del acoplamiento electromagnético consiste en la excitación del parche mediante una línea microstrip impresa en un nivel inferior al del parche, de modo que el plano conductor inferior actúa de plano de masa para la línea y el parche (Véase la Figura 11). (González Posadas, Jiménez Martín, & Rodríguez Martín, Procedimiento de Diseño y Realización de Antenas de Parche en Tecnología Microstrip, 2011)

2.3.6 Apertura en plano de masa

Otra alimentación mediante acoplamiento electromagnético es la excitación del parche a través de una apertura en el plano de masa

(Véase la Figura 12). En esta configuración, a diferencia de la anterior, la alimentación se encuentra en un substrato diferente del empleado para el parche, y aislado de éste mediante el plano conductor que sirve de plano de masa para la antena. De este modo, los elementos activos se pueden integrar

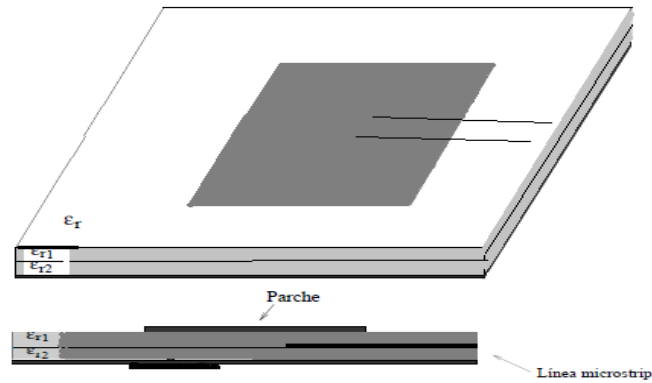


Figura 11: Alimentación mediante línea impresa en plano inferior al del parche

Esta configuración permite emplear un sustrato delgado de ϵ_r alto para la alimentación y un sustrato de espesor alto y ϵ_r bajo para el parche. Como inconveniente cabe citar la posibilidad de que se produzca radiación espúrea en la dirección $\theta = 180^\circ$ a través de la apertura practicada en el plano de masa.

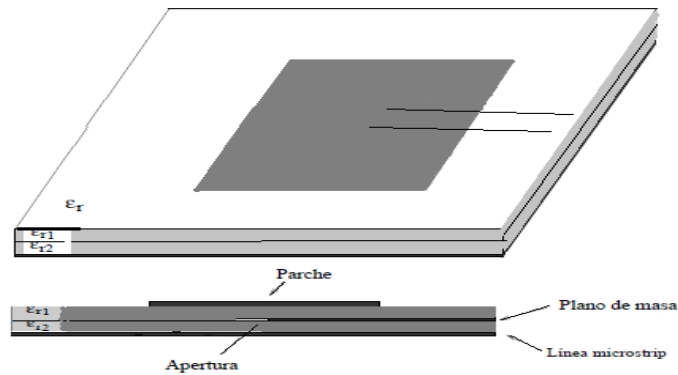


Figura 12: Alimentación mediante apertura en el plano de masa

	INFORME FINAL DE TRABAJO DE GRADO	Código	FDE 089
		Versión	03
		Fecha	2015-01-22

2.4 Antenas de Parche con Geometrías Diferente de la Rectangular. Modelo de Cavidad

Aunque hasta ahora la descripción del funcionamiento de las antenas microstrip se ha centrado en el caso particular de antenas de geometría rectangular. De este modo, el funcionamiento de las antenas microstrip se ha descrito en base al modelo de línea de transmisión, es decir, la antena como un tramo de línea microstrip acabada en ambos extremos en sendos circuitos abiertos. Sin embargo, existen antenas de geometrías muy variadas: circular, triangular, anular, elíptica, etc. Véase la Figura 13.

En estos casos el modelo de línea de transmisión no es válido y es preciso recurrir a otros modelos de análisis. Uno de estos modelos es el denominado modelo de cavidad, en el que la distribución de campo en la antena se obtiene considerando a ésta como una cavidad, es decir, las posibles configuraciones de campo en la antena corresponden con las de los modos de dicha cavidad.

El parche se analiza igualmente como una cavidad delimitada verticalmente por paredes eléctricas y horizontalmente por paredes magnéticas. La única diferencia es que ahora la forma de la cavidad no es rectangular sino circular, elíptica, etc.

En el caso de cavidades con dimensión vertical muy pequeña (como es el caso de las antenas microstrip que nos ocupan) la variación del campo (eléctrico y magnético) en el sentido vertical es nula: $\partial/\partial z = 0$. De este modo, el campo eléctrico vertical E_z es constante y el campo magnético vertical H_z es nulo. Nótese que H_z no puede ser constante debido a que debe ser nulo en $z = 0$ y $z = h$ (planos conductores).

Los modos son modos TM respecto de la dirección vertical, TM_z . Igualmente, y como consecuencia de las ecuaciones de Maxwell, es fácil mostrar que el campo eléctrico transversal E_t (plano xy) es nulo. En resumen las únicas componentes no nulas son E_z y H_t . La obtención de los modos TM (frecuencia de resonancia y configuración de campo) de la cavidad puede hacerse de forma analítica

	INFORME FINAL DE TRABAJO DE GRADO	Código	FDE 089
		Versión	03
		Fecha	2015-01-22

en el caso de algunas geometrías (circular, anular, etc) o mediante métodos numéricos en el caso general.

La Figura 14 muestra los primeros modos del parche rectangular y un esquema de los diagramas de radiación correspondientes. El modo que se ha considerado en la descripción anterior del funcionamiento del parche rectangular es el primero: (0, 1), es decir, variación nula en la dirección del eje x y “una” variación (media longitud de onda) en la dirección del eje y.

La frecuencia de resonancia correspondiente al modo (m, n) es:

$$f_{mn} = \frac{c_0}{2\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m}{a_{eq}}\right)^2 + \left(\frac{n}{b_{eq}}\right)^2} \quad (6)$$

donde se ha tenido en cuenta el efecto del alargamiento efectivo de las dimensiones del parche a través del empleo de a_{eq} y b_{eq} en sustitución de a y b .

La forma del campo viene dada por las expresiones siguientes:

$$|E_z| = E_0 \cos \frac{m\pi \left(x + \frac{a_{eq}}{2}\right)}{a_{eq}} \cos \frac{m\pi \left(y + \frac{b_{eq}}{2}\right)}{b_{eq}} \quad (7)$$

$$|H_x| = H_0 \sin \frac{m\pi \left(x + \frac{a_{eq}}{2}\right)}{a_{eq}} \sin \frac{\pi \left(y + \frac{b_{eq}}{2}\right)}{b_{eq}} \quad (8)$$

Como ejemplo de antena con geometría diferente de la rectangular, considérese una antena de parche circular de radio a (Figura 15). Los modos de la cavidad formada por el parche circular se denotan como modos TM_{nm} , donde n y m se refieren aquí a la variación azimutal y radial, respectivamente:

$$|E_z| = E_0 j_n(k_d \rho) \cos n\theta \quad (9)$$

$$|H_\rho| = H_{0\rho} j_n(k_d \rho) \sin n\theta \quad (10)$$

	INFORME FINAL DE TRABAJO DE GRADO	Código	FDE 089
		Versión	03
		Fecha	2015-01-22

$$|H_{\phi}| = H_{0\phi} j'_n(k_d \rho) \cos n\phi \quad (11)$$

En las expresiones anteriores k_d denota el número de onda en el dieléctrico ($k_d = k_0 \sqrt{\epsilon_r}$), J_n es la función de Bessel de primer tipo y orden n , y J'_n su primera derivada. El parche se considera situado sobre el plano $x-y$ y centrado en el origen. ρ, ϕ, z , constituyen un sistema de coordenadas cilíndricas.

En las expresiones anteriores el parche se ha considerado alimentado en un punto del eje x , es decir, en $\phi = 0$. De esta forma se ha podido escribir la variación con ϕ como $\cos n\phi$. Si se hubiera elegido un punto correspondiente a $\phi = \phi_0$ la variación con ϕ sería de la forma $\cos n(\phi - \phi_0)$.

La condición de pared magnética (circuito abierto) en $\rho = a$ implica el cumplimiento de $J'_n(k_d a) = 0$, es decir, $k_d a$ debe ser una raíz de la derivada primera de la función de Bessel de orden n . El índice m se emplea para numerar las raíces de J'_n . De este modo, la frecuencia de resonancia correspondiente al modo $TM_{n,m}$ es:

$$f_{nm} = \frac{c_0}{2\sqrt{\epsilon_r}} \frac{x_{nm}}{a_{eq}} \quad (12)$$

donde X_{nm} se refiere a las sucesivas raíces de J'_n (véase la Tabla 1).

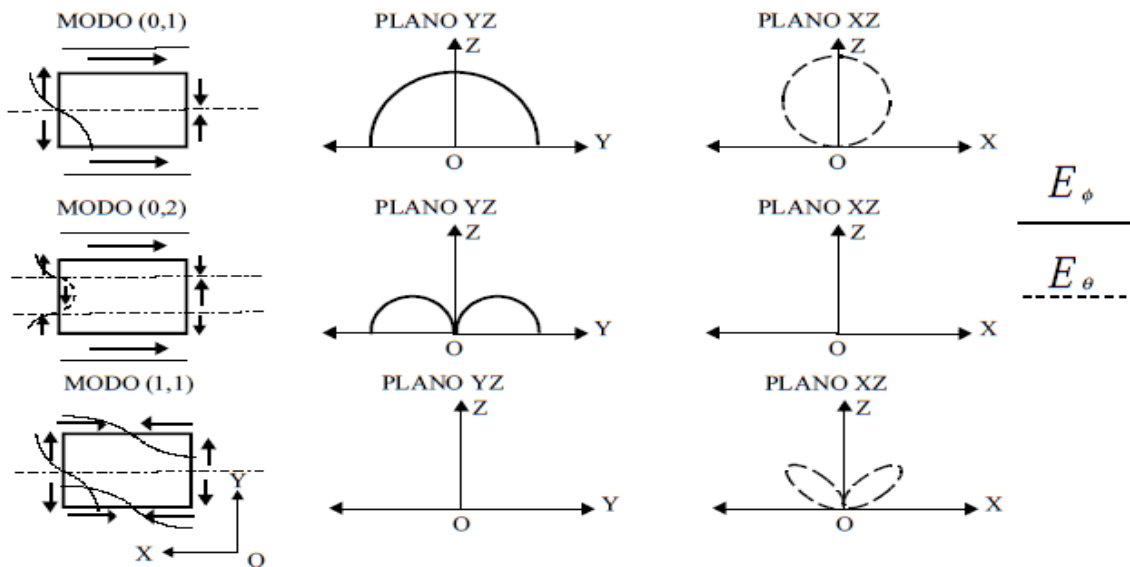


Figura 14: Distribución de corrientes magnéticas en el borde del parche rectangular y los diagramas de radiación correspondientes (C. A. , Advanced Engineering Electromagnetics, 1989) (R. F. , 1961) (González Posadas, Jiménez Martín, & Rodríguez Martín, Procedimiento de Diseño y Realización de Antenas de Parche en Tecnología Microstrip, 2011)

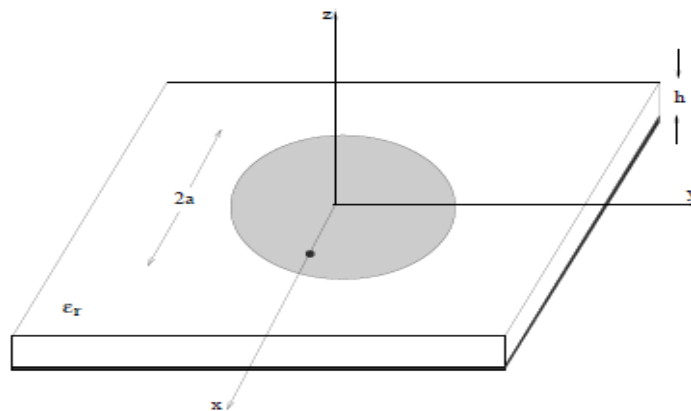


Figura 15: Antena microstrip de parche circular (C. A. , Advanced Engineering Electromagnetics, 1989) (R. F. , 1961) (González Posadas, Jiménez Martín, & Rodríguez Martín, Procedimiento de Diseño y Realización de Antenas de Parche en Tecnología Microstrip, 2011)

	1	2	3
0	3.832	7.016	10.174
1	1.841	5.331	8.536
2	3.054	6.706	9.969
3	4.201	8.015	11.346

Tabla 1: Valores de X_{nm} tales que $J'_n(X_{nm}) = 0$. (C. A. , Advanced Engineering Electromagnetics, 1989) (R. F. , 1961) (González Posadas, Jiménez Martín, & Rodríguez Martín, Procedimiento de Diseño y Realización de Antenas de Parche en Tecnología Microstrip, 2011)

	INFORME FINAL DE TRABAJO DE GRADO	Código	FDE 089
		Versión	03
		Fecha	2015-01-22

Como se explicó anteriormente, cada modo (configuración de campo) lleva asociado un diagrama de radiación diferente. En la Figura 16 se muestran los primeros modos del parche circular y un esquema de los diagramas de radiación correspondientes.

Es importante resaltar que el modelo de cavidad (e igualmente el de línea de transmisión) no tiene en cuenta la radiación producida en la antena dado que una cavidad por definición no deja escapar energía.

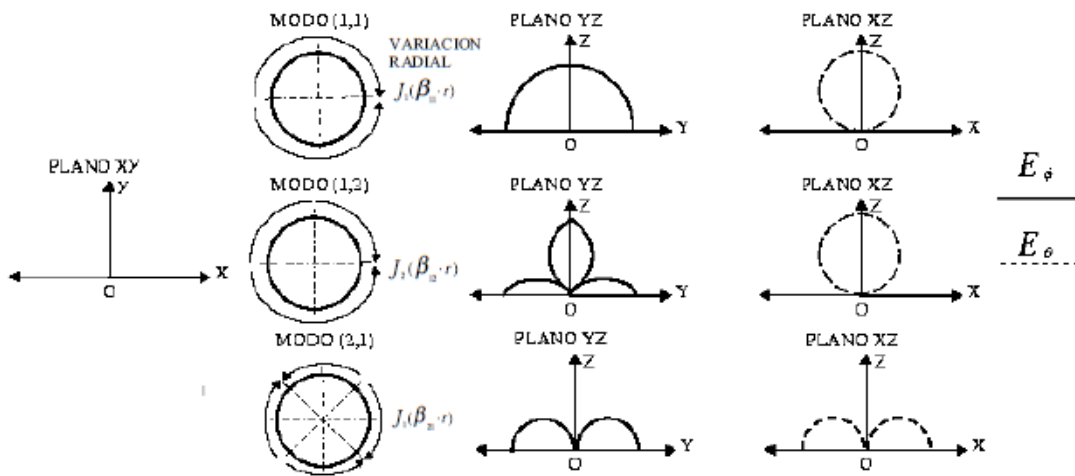


Figura 16: Distribución de corrientes magnéticas en el borde del parche circular y los diagramas de radiación correspondientes (C. A. , Advanced Engineering Electromagnetics, 1989) (R. F. , 1961) (González Posadas, Jiménez Martín, & Rodríguez Martín, Procedimiento de Diseño y Realización de Antenas de Parche en Tecnología Microstrip, 2011)

Las ecuaciones de Maxwell correspondientes a la antena radiando en el espacio libre. Para ello se recurre habitualmente a métodos numéricos del tipo del método de los elementos finitos, método de los momentos, método de las diferencias finitas, etc. De este modo se pueden analizar los acoplos entre antenas (de aplicación en arrays), caracterizar de forma rigurosa la impedancia de entrada de

	INFORME FINAL DE TRABAJO DE GRADO	Código	FDE 089
		Versión	03
		Fecha	2015-01-22

antenas con configuraciones de alimentación complejas, etc. Sin embargo, en muchas aplicaciones el modelo de cavidad se muestra suficiente para el diseño de antenas sencillas.

2.5 Diseño de una Antena de Parche Rectangular Alimentada por Sonda Coaxial

En las secciones anteriores se ha descrito el funcionamiento de las antenas microstrip de una forma general y, sobre todo, cualitativa. En esta sección, por el contrario, se proporciona información cuantitativa para el correcto diseño de una antena concreta: la antena de parche rectangular excitada mediante sonda coaxial operando en el modo TM₀₁. El diseño comprende varias fases.

2.5.1 Elección del sustrato

El sustrato dieléctrico elegido para alojar el parche sea de constante dieléctrica relativa ϵ_r baja a efectos del ancho de banda, y también la eficiencia, de la antena (véase la Figura 17). En la sección se puso de manifiesto como en algunos tipos de alimentación, el sustrato empleado en el parche aloja igualmente a las líneas de transmisión que alimentan el parche. En estos casos no es posible elegir un sustrato de ϵ_r tan baja como sería deseable. En nuestro caso, la alimentación mediante sonda coaxial no tiene esta desventaja, por lo que se pueden elegir sustratos con constantes dieléctricas relativas bajas (en el intervalo $\epsilon_r = 1 - 3$).

Otras característica importante del material empleado como sustrato es la tangente de pérdidas $\tan d$ que convendrá que sea lo más pequeña posible (del orden de 10^{-4}). Igualmente importantes son las tolerancias de la constante dieléctrica y la estabilidad en temperatura.

Nótese que la frecuencia de funcionamiento de la antena viene fijada por ϵ_r y las dimensiones del parche de modo que un pequeño cambio de éstas afecta grandemente a la frecuencia de resonancia.

En particular, se tiene que:

$$\frac{\delta f}{f} = -\frac{1}{2} \frac{\delta \epsilon_r}{\epsilon_r} \quad \frac{\delta f}{f} = -\frac{\delta b}{b} = -\alpha_T \delta T \quad (13)$$

donde α_T denota el coeficiente de expansión térmica.

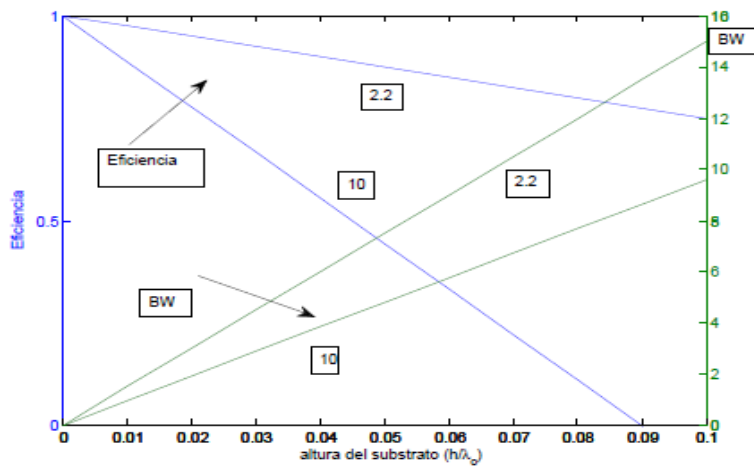


Figura 17: Ejemplo de eficiencia y ancho de banda para antena de parche rectangular (I.J & P., 1980)

A efectos del ancho de banda de la antena, el espesor del sustrato debe ser alto (véase la Figura 17). Sin embargo, a partir de ciertos valores, las pérdidas debido a las ondas de superficie degradan la eficiencia de la antena. En la Figura 18 se pueden observar las diferentes contribuciones a las pérdidas de la antena (las correspondientes al dieléctrico, a las metalizaciones, y a las ondas de superficie).

De la observación de la mencionada figura se deduce que una buena elección de la altura del sustrato se encuentra alrededor de valores 0.02 veces la longitud de onda en el vacío. Como ejemplo, a $f=1.575$ GHz 0.02 veces la longitud de onda en el vacío corresponden a 3.8mm.

	INFORME FINAL DE TRABAJO DE GRADO	Código	FDE 089
		Versión	03
		Fecha	2015-01-22

Es importante no olvidar que en el análisis que se ha hecho del parche se ha presupuesto que el espesor del sustrato era lo suficientemente pequeño como para considerar que no existía variación del campo en la dirección vertical.

2.5.2 Elección de las dimensiones del parche

Como se vio en la sección, la “longitud” del parche, b , se elige (para el caso del modo TM₀₁) de forma que corresponda aproximadamente a $\lambda d/2$ a la frecuencia de funcionamiento de la antena. Debido al efecto de los fringing fields la longitud física b se elige un poco más

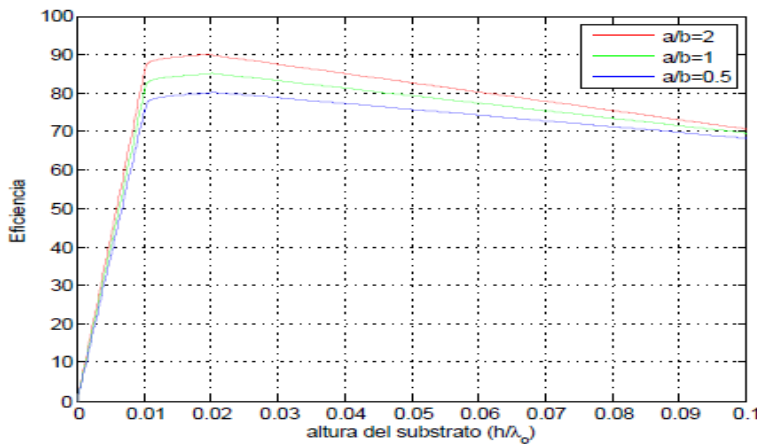


Figura 18: Diferentes contribuciones a las pérdidas de una antena de parche (I.J & P., 1980)

pequeña de $\lambda d/2$ (véase (5)), de manera que $b + \Delta b = \lambda d/2$, es decir:

$$b + \Delta b = \frac{c}{2f\sqrt{\epsilon_r}} \quad (14)$$

$b + \Delta b$ es lo que se ha denominado b_{eq} a lo largo del texto.

El alargamiento Δb se puede calcular haciendo uso de la aproximación siguiente:

$$\frac{\Delta b/2}{h} = 0,412 \frac{(\epsilon_{reff} + 0,3) \left(\frac{a}{h} + 0,264\right)}{(\epsilon_{reff} - 0,258) \left(\frac{a}{h} + 0,8\right)} \quad (15)$$

donde ϵ_{reff} se refiere a la constante dieléctrica efectiva que puede aproximarse como sigue:

	INFORME FINAL DE TRABAJO DE GRADO	Código	FDE 089
		Versión	03
		Fecha	2015-01-22

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{a}{h} \right]^{-1/2} \quad (16)$$

De este modo, (14), junto con (15), permite obtener b a partir de un sustrato dado. Nótese que en las expresiones anteriores aparece a, es decir, la “anchura” del parche. La elección de a depende de varios factores. Por ejemplo, en el caso de antenas con polarización circular a se elige igual a b, o muy próximo a éste. En el caso de polarización lineal, a se elige teniendo en cuenta su influencia en el diagrama de radiación y la directividad de la antena (véase la sección). Es corriente elegir valores de a de forma que la relación de aspecto a/b se encuentre en el intervalo $1/2 \leq a/b \leq 2$. Un valor de a que da lugar a una buena eficiencia de radiación (I.J & P., 1980) (González Posadas, Jiménez Martín, & Rodríguez Martín, Procedimiento de Diseño y Realización de Antenas de Parche en Tecnología Microstrip, 2011) es:

$$a = \frac{c}{2f} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (17)$$

Se puede calcular el alargamiento Δb mediante (15) que, sustituido en (14), proporciona el valor buscado de b. En el caso que a venga dado como una relación fija de a/b (por ejemplo, a/b=1 en algunas antenas de polarización circular) las expresiones para el alargamiento Δb o la ϵ_{reff} quedan en función de b, que es justamente la magnitud que se desea calcular, es decir, (14) y (15) forman un sistema de ecuaciones trascendente. En estos casos, hay que realizar un proceso iterativo para la obtención de b. Se parte de un valor inicial de b, $b = \lambda d/2$ que tras ser sustituido en (15) permite obtener Δb . A partir de Δb se calcula un nuevo b haciendo uso de (14) y el proceso continúa hasta que los valores de b y Δb convergen. La convergencia es muy rápida dado que Δb es pequeño en comparación con b.

	INFORME FINAL DE TRABAJO DE GRADO	Código	FDE 089
		Versión	03
		Fecha	2015-01-22

El error cometido en la aproximación de las dimensiones haciendo uso del procedimiento anterior es del orden del 1 %, lo que repercute directamente (véase (13)) en el error en frecuencia. Como ejemplo, el error cometido en la banda L es del orden de 10 MHz. Si se construye el parche, se mide la frecuencia de resonancia y no resulta idéntica a la esperada, es posible calcular el parámetro q de (5) y con éste unas nuevas dimensiones del parche, que esta vez darán un error en frecuencia mucho menor que el anterior.

- Ejemplo: $f=1.575$ GHz, substrato CuClad 2.17 ($\epsilon_r=2.17$), $h=3.048$ mm, $a/b=1$. Eligiendo $b = c/(2 f \sqrt{\epsilon_r}) = 64,652$ mm en (15) se obtiene $\Delta b=3.2122$ mm. Sustituyendo $\Delta b =3.2122$ mm en (14), $b=61.439$ mm, lo que a su vez proporciona un valor de $\Delta b=3.2102$ mm y $b=61.442$ mm. El proceso converge en la tercera iteración (con precisión de la milésima de milímetro) a los valores anteriores.

Imagínese que se construye el parche y la frecuencia de resonancia medida resulta ser 1.585 GHz, en vez de 1.575 GHz. Despejando q de (5) con $\lambda_d(f=1.585$ GHz) y $b=61.442$ mm, se obtiene $q=0.95638$. Por tanto, para que la antena funcione a 1.575 GHz, $b=0.95638 \lambda_d(f=1.575$ GHz)/2=61.832mm.

2.5.3 Elección del punto de excitación

Por último, falta decidir la posición de la sonda coaxial en el parche.

Como se vio en la sección, la antena, a efectos de su impedancia de entrada, se comporta como un circuito resonante (véase la Figura 8). Por tanto, a las frecuencias de funcionamiento de la antena

	INFORME FINAL DE TRABAJO DE GRADO	Código	FDE 089
		Versión	03
		Fecha	2015-01-22

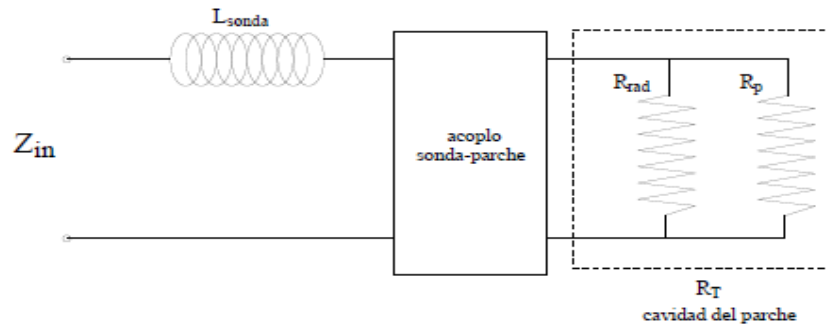


Figura 19: Circuito equivalente de la antena microstrip en las frecuencias de funcionamiento del parche (C. A. , Antenna Theory. Analysis and Design, 1997) (K. , 1989)

(Frecuencias de resonancia) la impedancia de entrada es real. En el caso de que la antena no tuviera pérdidas (pérdidas disiparías debido a los conductores y al dieléctrico) la impedancia real correspondería exclusivamente a la denominada resistencia de radiación R_{rad} . Si se incluyen las pérdidas la impedancia real de la antena corresponde no sólo a la resistencia de radiación R_{rad} , sino también a una resistencia de pérdidas R_p , tal y como se muestra en la Figura 19. Por tanto, la resistencia total de la cavidad es el paralelo de R_{rad} y R_p , magnitud que denominaremos R_T . En la Figura 19 aparece igualmente una inductancia en serie con el circuito equivalente del parche propiamente dicho.

En la sección se vio como el acoplamiento entre la sonda y la cavidad depende de la posición de la sonda coaxial en el parche, siendo máximo en los extremos ($y = \pm b/2$) y nulo en el centro ($y = 0$). La variación de la impedancia de entrada del parche R_{in} con la posición de la sonda es de la forma siguiente:

$$R_{in} = R_T \cos^2 \left(\pi \left(y + \frac{b}{2} \right) / b \right) \quad (18)$$

	INFORME FINAL DE TRABAJO DE GRADO	Código	FDE 089
		Versión	03
		Fecha	2015-01-22

El diseño se reduce a elegir la posición en el eje y tal que la resistencia de entrada R_{in} de (18) corresponda al valor deseado. La posición de la sonda en el eje x se elige en el centro ($x=0$), es decir, la sonda se sitúa en un punto del eje y . De este modo, se reduce la generación de modos superiores en el parche. Para poder elegir la posición y es preciso conocer antes el valor de R_T , es decir, el valor de la resistencia de radiación R_{rad} y las pérdidas (representadas por la resistencia de pérdidas R_p).

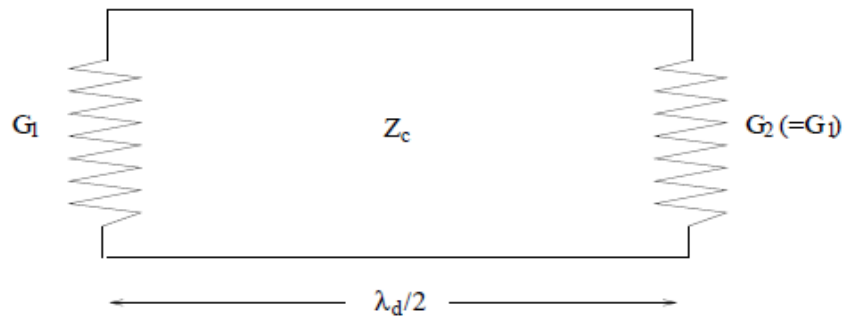


Figura 20: Modelo de línea de transmisión del parche (C. A. , Antenna Theory. Analysis and Design, 1997)

La resistencia de radiación se define de forma que la potencia disipada en ella corresponda a la potencia radiada por la antena:

$$\frac{1}{2} \frac{V^2}{R_{rad}} = P_{rad}; \quad \text{donde } V = |E_z|h \quad (19)$$

Por tanto, es inmediato calcular R_{rad} a partir de la potencia radiada por la antena. Esta última puede obtenerse integrando el campo radiado por la antena. (C. A. , Antenna Theory. Analysis and Design, 1997) (K. , 1989)Es habitual encontrar en la literatura el cálculo de R_{rad} a partir de la conductancia de radiación G_1 de uno de los dipolos magnéticos responsables de la radiación del parche (véase la Figura 20). En este caso se calcula la potencia radiada por un solo dipolo (slot) integrando las expresiones del campo radiado por éste.

	INFORME FINAL DE TRABAJO DE GRADO	Código	FDE 089
		Versión	03
		Fecha	2015-01-22

La Figura 21 muestra los valores de G_1 para diferentes valores de la anchura eléctrica del parche a/λ_0 .

Los valores asintóticos de G_1 son:

$$G_1 = \begin{cases} \frac{1}{90} \left(\frac{a}{\lambda_0}\right)^2 & a \ll \lambda_0 \\ \frac{1}{120} \left(\frac{a}{\lambda_0}\right) & a \gg \lambda_0 \end{cases} \quad (20)$$

Una vez se tiene G_1 correspondiente a uno de los dipolos, el valor de la resistencia de radiación es $R_{rad} = 1/(2G_1)$ dado que las dos conductancias de los dos slots son iguales y la distancia entre ambos es de media longitud de onda.

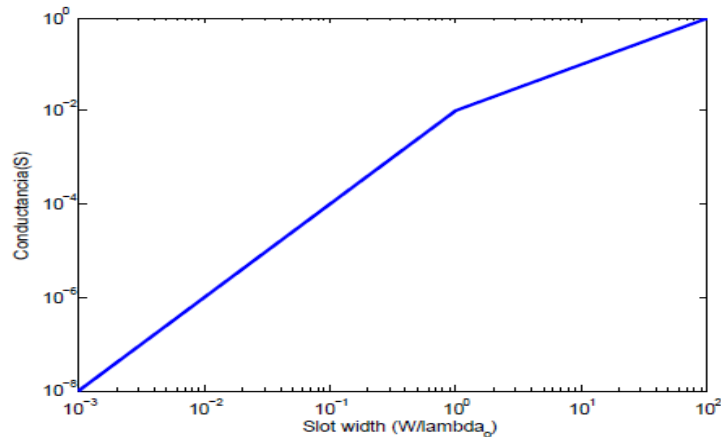


Figura 21: Conductancia G_1 en función de la anchura eléctrica a/λ_0 (W/λ_0 en el gráfico) (K, June 1994)

El valor de R_{rad} puede calcularse igualmente a partir del factor de calidad de la cavidad formada por el parche. Dado que R_{rad} se refiere a la resistencia de radiación, el factor de calidad que interviene es el correspondiente a las “pérdidas” por radiación. A este factor de calidad debido a las pérdidas por radiación le denominaremos Q_r .

De este modo, puede escribirse que:

	INFORME FINAL DE TRABAJO DE GRADO	Código	FDE 089
		Versión	03
		Fecha	2015-01-22

$$R_{rad} = \frac{Q_r 2h}{2\pi f_{\epsilon_0} \epsilon_{reff} ab} \quad (21)$$

(C. A. , Antenna Theory. Analysis and Design, 1997), (K. , 1989)

donde ϵ_0 denota la permitividad del vacío.

El factor de calidad Q_r puede estimarse 12 haciendo uso de la siguiente expresión

$$Q_r = \frac{c\sqrt{\epsilon_{reff}}}{4hf} - \frac{\frac{\epsilon_{reff}\Delta b}{2}}{h} \quad (22)$$

Por último, se evalúan las pérdidas de la antena propiamente dichas, se tienen en cuenta en la representación circuital mediante una resistencia en paralelo R_p con la resistencia de radiación R_{rad} .

Por un lado, las pérdidas de la antena traen consigo que la eficiencia de la antena no sea la unidad (100 %): cuanto mayor sean la pérdida menor será la eficiencia de la antena. La eficiencia de la antena se define como la relación entre la potencia radiada por la antena y la potencia total introducida en la antena:

$$n = \frac{P_{rad}}{P_{rad} + P_p} \quad (23)$$

P_p se refiere a la potencia disipada en la antena debido a las pérdidas en el dieléctrico y los conductores.

Por otro lado, el efecto de las pérdidas de la antena se refleja también en la impedancia de entrada de la antena y, por tanto, en la elección del punto de excitación. Teniendo en cuenta el modelo circuital de la Figura 19:

$$n = \frac{G_{rad}}{G_{rad} + G_p} \quad (24)$$

G_{rad} y G_p son las conductancias de radiación y de pérdidas, respectivamente, es decir, $G_{rad} = 1/R_{rad}$ y $G_p = 1/R_p$.

Dado que R_T es el paralelo de R_{rad} y R_p , se tiene que:

	INFORME FINAL DE TRABAJO DE GRADO	Código	FDE 089
		Versión	03
		Fecha	2015-01-22

$$R_T = R_{rad} n \quad \text{o equivalentemente} \quad R_{rad} = \frac{R_T}{n} \quad (25)$$

En definitiva, el punto de excitación de la sonda y se elige haciendo uso de (18) con $R_T = R_{rad} n$.

Para ello, es preciso conocer R_{rad} y n .

El cálculo de R_{rad} se vio anteriormente y el de la eficiencia se indica a continuación.

De acuerdo con (23), la eficiencia de la antena viene dada por:

$$n = \frac{P_{rad}}{P_{rad} + P_c + P_d} = \frac{P_{rad}}{P_T} \quad (26)$$

donde P_c , P_d representan los valores de potencia disipada en los conductores y el dieléctrico, respectivamente. P_T es la potencia total introducida en la antena $P_T = P_{rad} + P_c + P_d$.

Considerando la antena como una cavidad resonante puede escribirse:

$$n = \frac{Q_T}{Q_r} \quad (27)$$

donde Q_T se refiere al factor de calidad completo:

$$Q_T = \frac{1}{\frac{1}{Q_r} + \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d}} \quad (28)$$

es decir, incluyendo las contribución debida a las pérdidas en los conductores Q_c y la contribución debida a las pérdidas del dieléctrico Q_d .

Para substratos de espesor pequeño en términos de longitud de onda el factor de calidad debido a las pérdidas en los conductores, Q_c , es independiente de las dimensiones del parche, e igual a:

$$Q_c = h\sqrt{\pi f \mu_0 \sigma} \quad (29)$$

donde μ_0 denota la permeabilidad del vacío y σ la conductividad de la metalización.

	INFORME FINAL DE TRABAJO DE GRADO	Código	FDE 089
		Versión	03
		Fecha	2015-01-22

Por otro lado, el factor de calidad debido a las pérdidas en el dieléctrico, Q_d , es:

$$Q_d = \frac{1}{\tan\sigma} \quad (30)$$

donde $\tan\sigma$ representa la tangente de pérdidas del dieléctrico.

Con el factor de calidad Q_r de (22) y los factores de calidad Q_c y Q_d de (29) y (30) se obtiene el factor de calidad completo Q_T . La relación entre el factor de calidad debido a la radiación de la antena Q_r y el factor de calidad completo Q_T (expresión (27)) proporciona la eficiencia de la antena. Con la eficiencia se calcula la resistencia total R_T (expresión (25)) y despejando en (18) se obtiene finalmente la posición y de la sonda en el parche.

- Ejemplo: $f=1.575$ GHz, substrato fibra de vidrio ($\epsilon_r = 4.5$, $\tan \delta = 10^{-2}$, metalización con cobre $\sigma = 5,7610^7$, $h = 1.5$ mm), $a = b = 61.442$ mm, $R_{in}=50\Omega$.

Haciendo uso de (22), (29) y (30), se obtienen los factores de calidad siguientes: $Q_r = 61,2$, $Q_c = 897,7$ y $Q_d = 100$. De (28) $Q_T = 36,4$ y, por tanto, $n = 0,6$ (60 %).

La resistencia de radiación R_{rad} correspondiente a $Q_r = 61,2$ es 129.4Ω (expresión (21)). Con una eficiencia del 60 %, la resistencia total R_T es igual a $R_T=129.4*0.60=77.6\Omega$.

Finalmente, haciendo uso de (25) se obtiene la posición de la sonda coaxial en el eje:

$y = -18,2$ mm. Nótese que es igualmente válido colocar la sonda en $y=18.2$ mm.

(K, June 1994) (González Posadas, Jiménez Martín, & Rodríguez Martín, Procedimiento de Diseño y Realización de Antenas de Parche en Tecnología Microstrip, 2011)

	INFORME FINAL DE TRABAJO DE GRADO	Código	FDE 089
		Versión	03
		Fecha	2015-01-22

2.6 Resumen.

En el capítulo 2 se describió la teoría y los conceptos fundamentales de las antenas ATP, en la cual el cambio de la era industrial a la era de la información, trajo consigo la necesidad de transportar la información de forma eficiente, eficaz de un lado a otro, en el desarrollo actual de la tecnología inalámbrica para adaptar las nuevas soluciones al medio en la tecnología ATP.

Las ATP consiste en un parche metálico (llamado patch) sobre un sustrato dieléctrico por un lado, el cual tiene un plano de masa en el otro. Para esto se debe tener en cuenta los parámetros de la antena, como patrón de radiación, ganancia, frecuencia de operación de la antena entre otros.

Las antenas ATP han incrementado su popularidad por ser usada en muchas aplicaciones inalámbricas por su estructura de bajo perfil y por su bajo costo, pero estas traen sus ventajas y desventajas como toda tecnología.

También se describe el funcionamiento de la antena parch rectangular paso a paso, los métodos de alimentación, sus ecuaciones y la radiación del modo TM₀₁ descrito en base al modelo de línea de transmisión.

	INFORME FINAL DE TRABAJO DE GRADO	Código	FDE 089
		Versión	03
		Fecha	2015-01-22

CAPITULO 3: GEOMETRÍAS DE ANTENAS PATCH

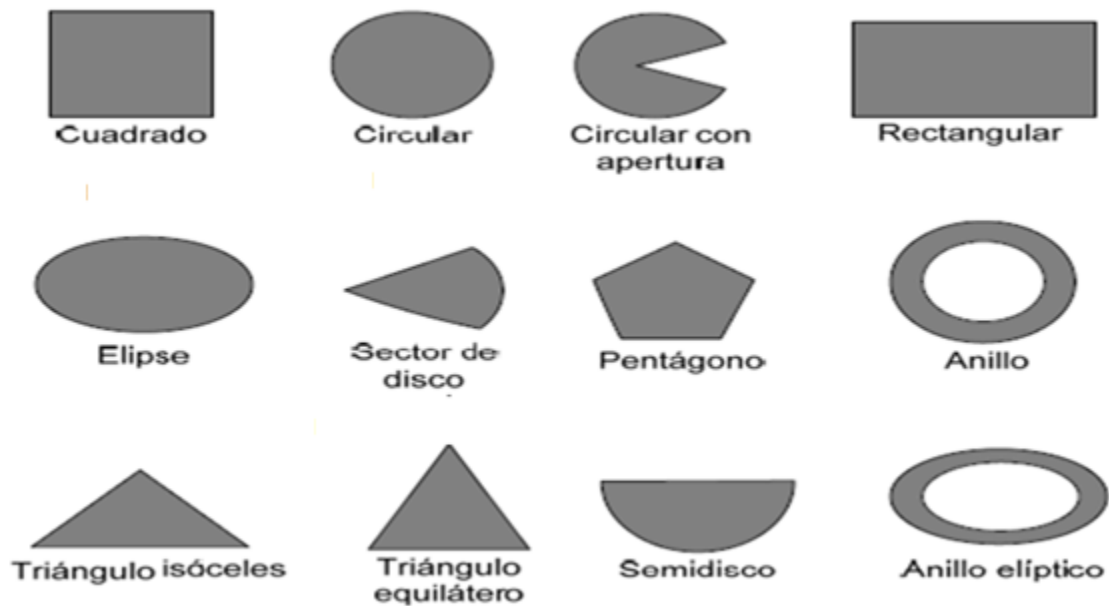
3.1 Introducción.

El inicio de esta tecnología fue de crear ATP en forma rectangular, a medida de los avances tecnológicos fueron implementando diferentes geometrías cuadrado, circular, anillo, elipse entre otras. Debido de algunas desventajas que esta conlleva se realizó una investigación sobre nuevos estudios de antenas ATP, donde hoy en día existen mayor número de parámetros físicos y formas geométricas de diferentes dimensiones.

	INFORME FINAL DE TRABAJO DE GRADO	Código	FDE 089
		Versión	03
		Fecha	2015-01-22

3.2 Geometrías de Parche.

Las antenas microcintas puede ser de cualquier forma, ya que existe diferentes geometrías a la hora de aplicar y depende para lo que se quiere diseñar y así mejorar ciertas características especiales. Las geometrías más usadas son: los parches cuadrado y rectangular, ya que este permite de manera fácil diseñar y analizar por ser geometría simple.



Figuras 22: Geometrías de las antenas MicroStrip (Ramírez Villegas & Urquizo Ruvalcaba , 2010)

	INFORME FINAL DE TRABAJO DE GRADO	Código	FDE 089
		Versión	03
		Fecha	2015-01-22

3.3 Resultados de Antenas Parches en diferentes Geometrías

A continuación se va a relacionar 4 diseños de antenas ATP con geometrías diferentes que normalmente operan a partir de 1 a 6 GHz; aunque trabajan hasta 100 GHz, la cual podemos verificar los resultados obtenidos y así tener conceptos más significativos con respecto a la hora de realizar algún diseño para alguna aplicación en específica y así obteniendo las ventajas con base a las teorías y realización de trabajos de algunos autores para obtener posibles soluciones que podemos tener referentes geometrías basados a las tecnologías Microstrip.

3.3.1 Antena Microstrip de Geometría Circular

En este trabajo, presentaron una antena de banda ancha simple y compacto adecuado para WLAN y Wi-MAX operaciones con ganancia y eficiencia de radiación apropiada.

La antena consta de una ranura rectangular con biseles en su borde inferior sobre el plano de tierra y tiene un parche radiante circular. Biseles en el borde inferior son capaces de lograr una operación de banda ancha y mejor coeficiente de reflexión. La antena se alimenta en un 50Ω por línea microstrip, la principal ventaja del uso de línea de microcinta de alimentación es que es fácil de fabricar.

Diseño de la Antena: En la Fig. 23 (a) y 23 (b) muestran las propuestas de líneas de alimentación microcinta antenas de ranura circular. Estos consisten de geometría circular que irradia parche en un lado de la banda de sustrato y otra tiene una ranura rectangular en plano terrestre. El material dieléctrico utilizado para el diseño es FR4 teniendo constante dieléctrica $\epsilon_r = 4,4$ con sustrato de espesor $h = 1,6$ mm. Ambas antenas son de tamaño compacto con dimensiones de 24×22 mm². Parche radiante circular con radio de $R = 6$ mm es alimentado por línea de microcinta de ancho $FW = 3$ mm. El plano de tierra tiene una ranura rectangular con longitud $L = 18$ mm y el ancho $W = 16$ mm. Las antenas de ranura propuestas pueden operar en la banda de frecuencia de 3,623 GHz a

6,90 GHz cubriendo WLAN (Europa: 5,2 / 5,8 GHz) y bandas WiMAX. En orden para lograr un funcionamiento mejora banda y adaptación de impedancia adecuada, dos rectangulares biseles de la dimensión de 'W1'x' L1 'y' W2'x 'L2' está grabado en los dos lados de los bordes inferiores de ranura rectangular en plano de tierra como se muestra en la Figura. 23 (b). Las dimensiones de bisel están optimizados para soportar las tolerancias de fabricación.

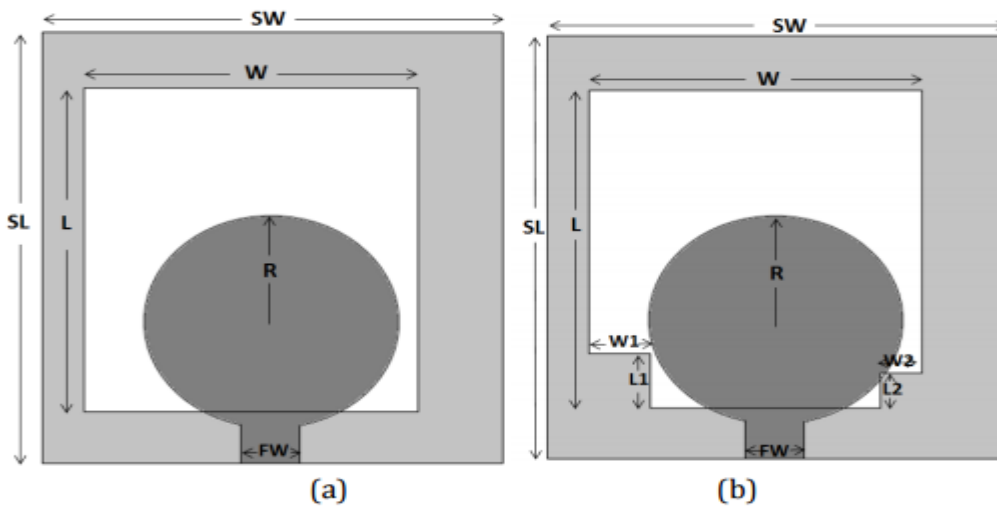


Figura 23: Geometría de la antena propuesta (a) de la antena 1 (Sin biseles) (b) Antena 2 (con bisel) (kumar Sharma, Vyas, & Goyal, 2013)

SW	SL	W	L	W1	L1	W2	L2	R	FW
22	24	16	18	3	3	2	2	6	3

Tabla 2: Los parámetros óptimos de antena (Unidad: mm) (kumar Sharma, Vyas, & Goyal, 2013)

Resultados y Discusión: Dos antenas de ranura de microcinta están diseñados con y sin biseles. Antena 1 (sin bisel) opera en 3.53 GHz a 6,3 GHz banda de frecuencias que tiene coeficiente de reflexión de -19,4 dB a 4,6 GHz con ancho de banda de impedancia de 63,16% con respecto a la frecuencia central de 5,24 GHz.

Antena 2 (con bisel) opera en 3,5 GHz a 6,9 GHz banda de frecuencias con la reflexión coeficiente de -23,59 dB a 4 GHz y -37,71 dB a 5,7 GHz de frecuencia que tiene la impedancia ancho de banda de 56,53% con respecto a la frecuencia central de 4,9GHz. Comparación de la reflexión coeficiente de estas dos antenas se muestra en la Figura 24. Mejora de ancho de banda de hasta 5% con un mayor coeficiente de reflexión se ha observado para la antena 2 (con bisel)

Figura 25 muestra la variación de VSWR con una frecuencia de 3,5 GHz a 6,9 GHz de las antenas con y sin biseles. Hemos encontrado VSWR satisfactoria, que es cercana a 1 para la antena 2 (con bisel) en la banda operativa

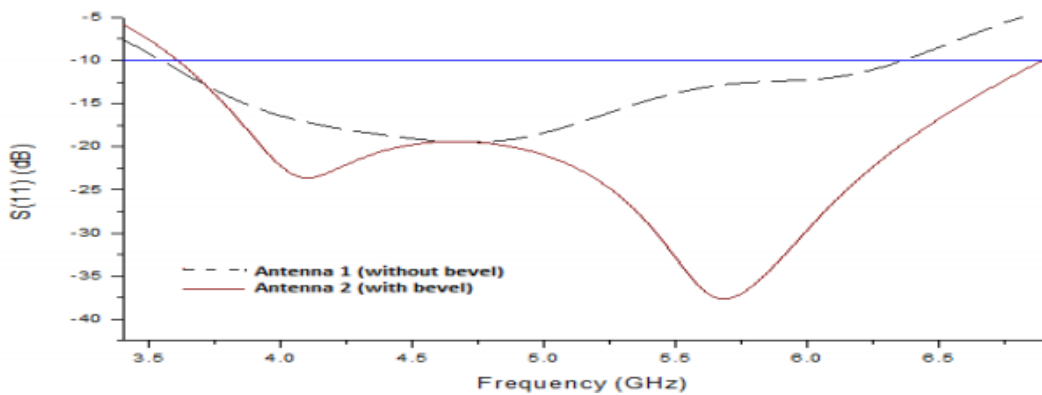


Figura. 24: coeficiente de reflexión simulado para la antena 1 (sin bisel) y la antena 2 (con bisel)

(kumar Sharma, Vyas, & Goyal, 2013)

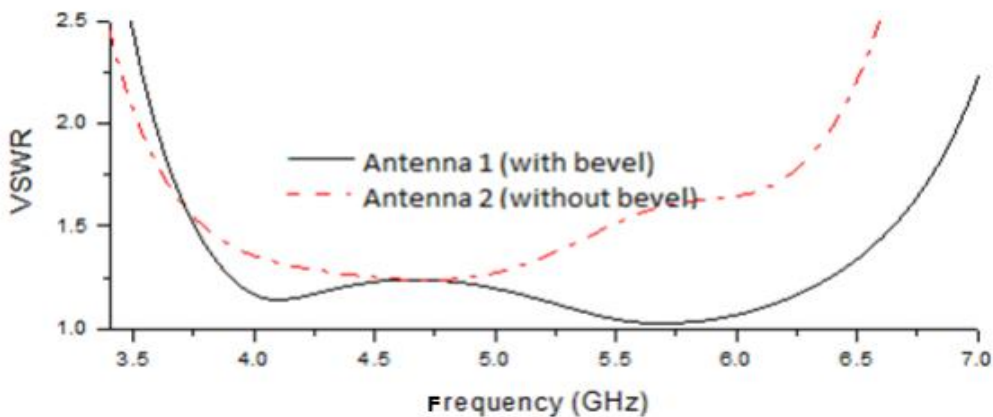


Figura. 25: curva ROE simulado para la antena 1 (sin bisel) y la antena 2 (con bisel) (kumar Sharma, Vyas, & Goyal, 2013)

Los patrones de radiación: los patrones de radiación de la microcinta discutido alimentan parche circular antena (con bisel) también se ha dibujado en diagramas polares en la Figura 26. Se observa que en las frecuencias más bajas de 3,5 y 4 GHz, el patrón plano E se asemeja a la figura del '8' dar forma. A mayores frecuencias de 5.2 y 5.8 GHz, el patrón plano E se modificó ligeramente de '8' en forma de patrón convencional, esto puede ser debido a los modos de orden superior generar a frecuencias más altas. Patrón de plano H es omnidireccional para toda la banda de operación.

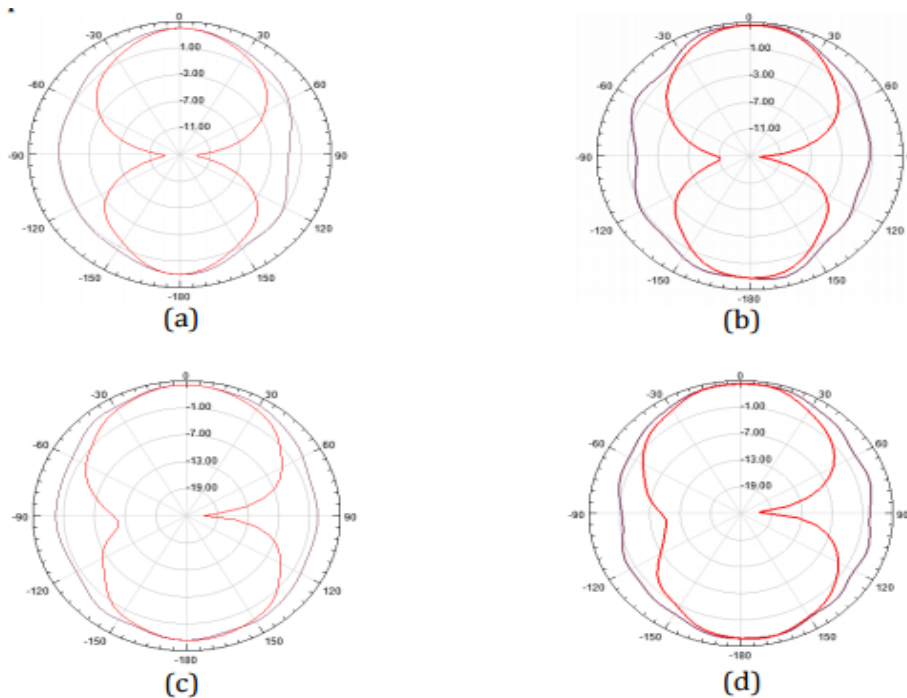


Figura. 26: Diagramas de radiación de la antena propuesta (con bisel) en el plano E y H, (a) al 3,5 GHz (b) a los 4 GHz (c) a 5,2 GHz y (d) a 5,8 GHz (kumar Sharma, Vyas, & Goyal, 2013)

Variación de la ganancia con frecuencia: ganancia de las antenas propuestas con y sin biseles también se han calculado la ganancia satisfactoria de 3,5 dB a 5,9 dB que se ha logrado a partir de 4

	INFORME FINAL DE TRABAJO DE GRADO	Código	FDE 089
		Versión	03
		Fecha	2015-01-22

GHz a banda de frecuencias de 6,3 GHz. Casi 8 a 10% mayor ganancia se ha encontrado en una antena con bisel a continuación, sin bisel.

Conclusión: Una antena de ranura microcinta óptima con biseles asimétricos en su borde inferior sobre el plano de tierra y el parche radiante circular se ha propuesto. Los resultados simulados muestran que la antena propuesta funciona a 3,5 GHz a 6,9 GHz banda de frecuencias que tiene coeficiente de reflexión de -23,59 dB a 4GHz y -37,71 dB a 5,7 GHz de frecuencia que tiene un ancho de banda de impedancia de 56,53 % con respecto a la frecuencia central de 4,9 GHz . El diagrama de radiación estable con máxima ganancia satisfactoria de 5.9 dB a 6 GHz. La antena compacta propuesto con el tamaño volumétrico de 0,85 cm³ hace que sea un buen candidato para operar en WLAN y bandas WiMAX (kumar Sharma, Vyas, & Goyal, 2013)

3.3.2 Antena Microstrip de Geometría Rectangular

Rectangular ranurado Antena Patch para Aplicaciones 5-6GHz

La geometría de la antena propuesta se mostró en la figura 27. Consiste en un parche rectangular impresa la antena sobre el sustrato FR4 de espesor 0,8 mm y una permisividad relativa 4,4. El sustrato tiene una longitud de $L = 20$ mm y la anchura de $W = 15$ mm. Las dimensiones de la realización parcial plano de tierra son de 15 mm x 7 mm. La excitación es puesta en marcha a través de una línea de alimentación de 50 ohmios microcinta, que tiene la longitud de 8 mm y 1,5 mm de ancho.

En este trabajo, ranura rectangular en el radiador elemento de paso rectangular y se han utilizado durante mejora el ancho de banda, con el fin de cubrir la banda 5-6GHz, y hacer que la antena adecuada para 5 a 6 GHz

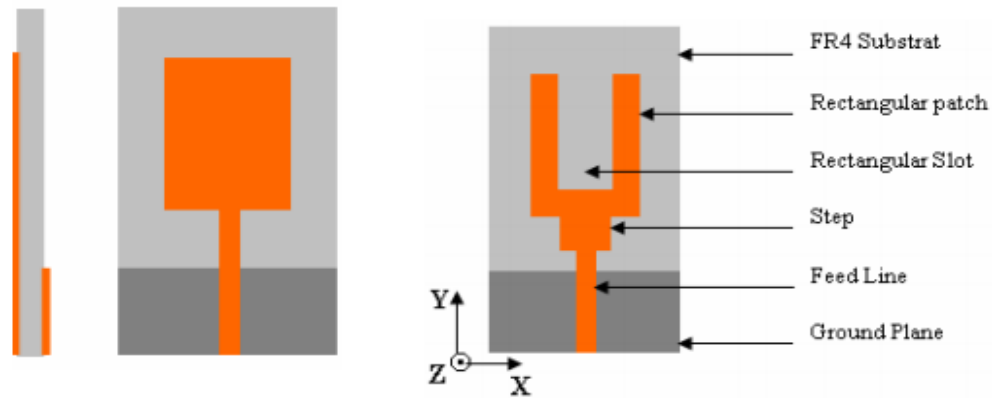


Figura. 27: (a) Sin paso, sin ranura, (b) Con el paso, con la ranura (Essaaidi, 2010)

FR4 Substrate (X, Y, Z)	15mm×20mm×0.8 mm
Rectangular Patch (X, Y)	7mm×8 mm
Rectangular Slot (X, Y)	3mm×6 mm
Step (X, Y)	3mm×2 mm
Feed Line (X, Y)	1.5mm×8 mm
Ground Plane (X, Y)	15mm×7 mm

Tabla 3: Dimensiones de la parte de la propuesta antenna (Essaaidi, 2010)

Criterios de Diseño

La figura 28 muestra las pérdidas de retorno simulado para diferentes casos de la geometría de la antenna (sin ranura, sin paso), (without ranura, con el paso) y (con ranura, con el paso).

Para el primer caso, la antenna opera desde 3,1 a 5,5 GHz, este ancho de banda cubre la parte inferior de la UWB como se define por FCC. En el segundo caso, la adición de paso rectangular permite ampliar el ancho de banda operativa mediante la mejora superior frecuencia. La antenna propuesta opera desde 3.4 a 6 GHz. En el tercer caso, ranura rectangular en el parche antenna permite cambiar la frecuencia banda en la dirección de las frecuencias más altas. Esto mejora la inferior y la frecuencia superior, por lo tanto la antenna opera desde 4.8 a 6.5GHz, que abarca también toda la banda 5-6GHz.

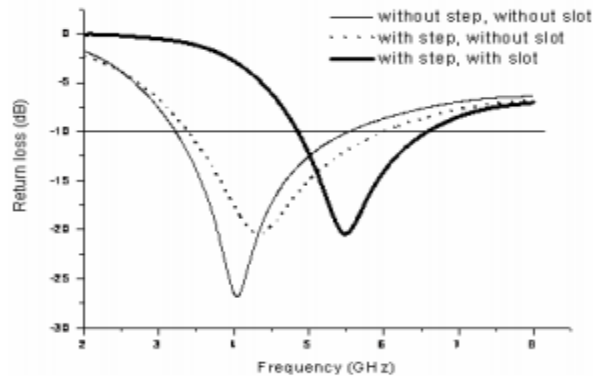


Figura 28: Simulado (CST) pérdida de retorno para los diferentes casos de la geometría de la antena (Essaaidi, 2010)

La figura 29 muestra la pérdida de retorno simulada del antena rectangular ranurada parche (Figura 27 -b). Se encontró que la antena propuesta da un ancho de banda para $S_{11} < -10$ dB, de 4,8 a 6,2 GHz.

(HFSS) y 4,8 a 6,5 GHz (CST), que cubre toda la banda de 5.6 GHz. Bueno acuerdo es obtenida entre HFSS y CST resultados.

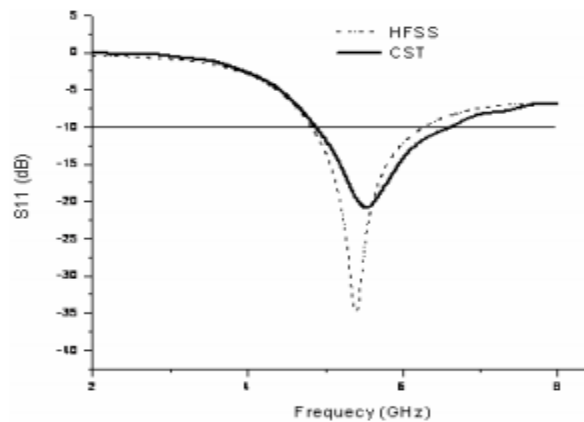


Figura 29: Pérdida de retorno simulado (HFSS y CST) (Essaaidi, 2010)

La antena diseñada satisface el voltaje de pie relación de onda requisito de la pérdida de 2,0 en el rango de frecuencia entre 5-6 GHz se muestra en la Figura 30

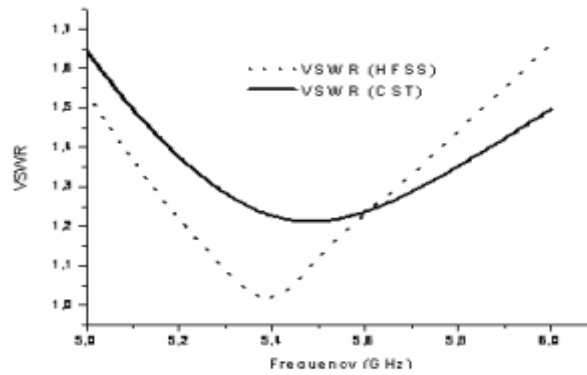


Figura 30: VSWR simulado para la antena propuesta (Essaaidi, 2010)

Para antenas monopolo planas, la impedancia ancho de banda se ve afectado considerablemente por algunos parámetros tales como la dimensión del radiador elemento, el tamaño plano de tierra. Esto puede ser demostrado por la investigación de la pérdida de retorno de esta antena de banda ancha.

Efectos de la longitud del paso

Se simuló la pérdida de retorno para los diferentes pasos longitud (Figura 31). Se vio que el borde inferior frecuencia no se ve afectada, pero la frecuencia superior aumenta al aumentar la longitud del paso. Los longitud del paso optimizado es $L_{step} = 2 \text{ mm}$.

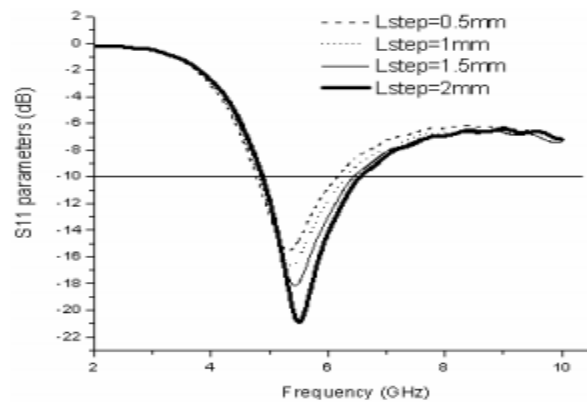


Figura 31: Pérdida de retorno simulado para los diferentes valores de la longitud del paso (Essaaidi, 2010)

Efectos de la anchura de paso

La figura 32 ilustra la pérdida de retorno para los diferentes valores de ancho de paso. Se ve que el ancho de banda depende en gran medida de la anchura del paso rectangular. En este trabajo, elegimos $W_{step} = 3 \text{ mm}$ de tener un ancho de banda de funcionamiento que cubre 5.6 GHz .

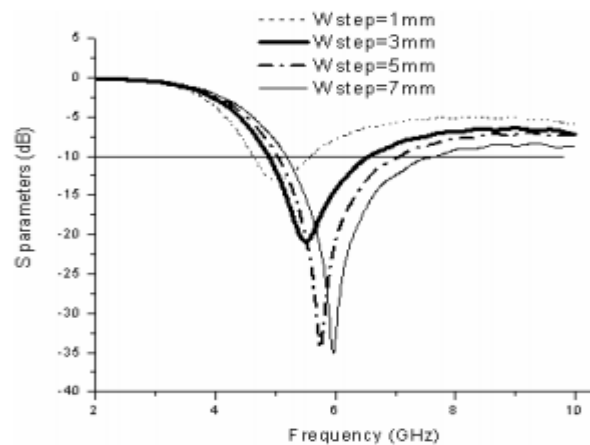


Figura 32: Pérdida de retorno simulado para los diferentes valores de ancho de paso (Essaaidi, 2010)

Efectos de la longitud plano de tierra: La figura 33 muestra la variación de la pérdida de retorno con respecto al tamaño de plano de tierra (longitud). Es encontrado que el inferior y el borde superior -frecuencia aumentará cuando el plano de tierra aumenta la longitud, por lo tanto los cambios de ancho de banda hacia frecuencias más altas. Uso de los optimizados parámetros anteriormente, la longitud plano de tierra es elegido para ser igual a 7 mm.

Patrón simulado de Radiación de la propuesta de antena: Figuras 34-36 de la trama los diagramas de radiación simulados en 5.2, 5.5 y 5.8 GHz. De manera similar a la antena monopolo convencional, la radiación los patrones de la antena propuestos son casi omnidireccional sobre el ancho de banda operativo

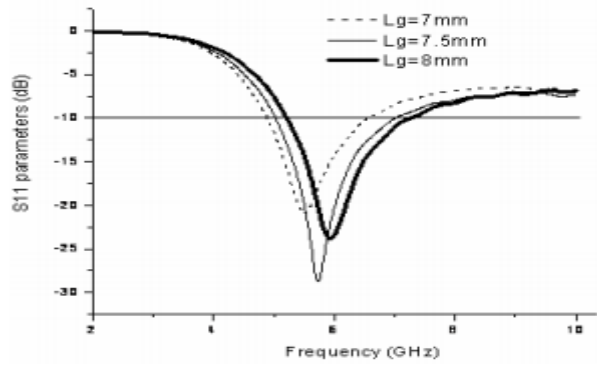


Figura 33: Pérdida de retorno simulado para los diferentes valores de la longitud del plano de tierra (Essaaidi, 2010)

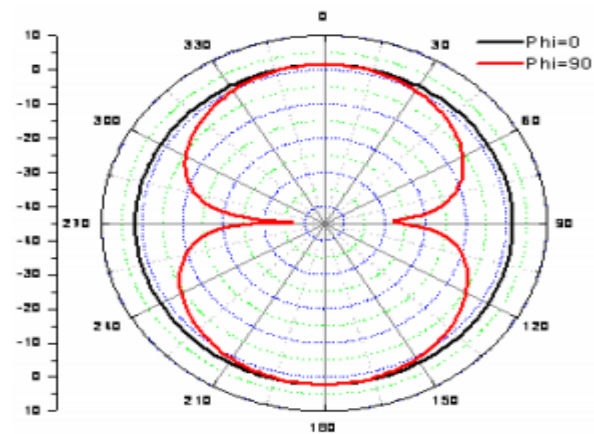


Figura 34: Patrón de radiación a 5,2 GHz (Essaaidi, 2010)

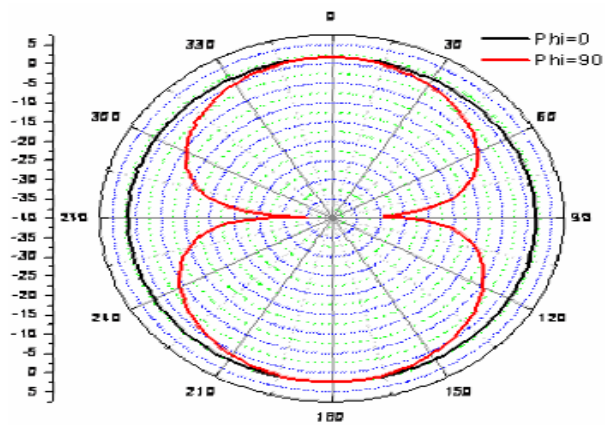


Figura 35: Diagrama de radiación de 5,5 GHz (Essaaidi, 2010)

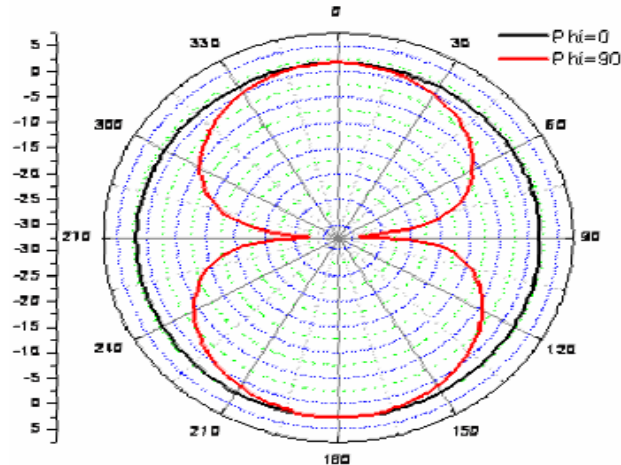


Figura 36: Diagrama de radiación de 5,8 GHz (Essaaidi, 2010)

La ganancia máxima en el rango de frecuencia se muestra en la Figura 37. El diseño de la antena propuesta, con buena ganancia, es muy adecuado para 5 a 6 GHz

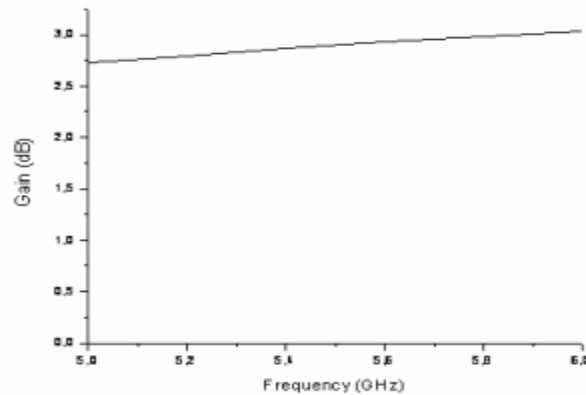


Figura 37: La ganancia (dB) de la antena Durante 5-6GHz (Essaaidi, 2010)

Conclusión: Se muestra que la introducción de un rectangular paso y una ranura rectangular en el elemento radiador se puede utilizar para mejorar la impedancia características de la plana rectangular impresa antena monopolo. Los resultados de las simulaciones obtenido por HFSS simulador y CST microondas estudio muestran buen acuerdo. La propuesta antena de parche ranurado rectangular

	INFORME FINAL DE TRABAJO DE GRADO	Código	FDE 089
		Versión	03
		Fecha	2015-01-22

puede ser buen candidato para 5 a 6 aplicaciones GHz, y banda ancha aplicaciones, debido a su tamaño miniatura, y sus buenas actuaciones. El rango de frecuencia obtenido para $VSWR < 2$ es 4.8-6.5 GHz. los patrón de radiación y la ganancia máxima sobre él se dan banda de funcionamiento de la antena. (Essaaidi, 2010)

3.3.3 Antena Microstrip de Geometría Fractal

La tecnología de esponjas metalizables se ha investigado en el marco del proyecto Europeo Mefista (MEtallized Foams In low coST Antennas) el cual ha enfocado parte de sus investigaciones en aplicar dicha tecnología para fabricar una antena microstrip en cavidad inspirada en la geometría fractal.

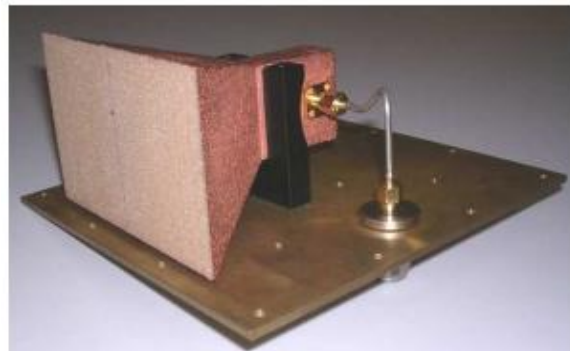


Figura 38: Ejemplo de bocina construida mediante esponja metalizable. Frecuencia de operación 5.9GHz. Peso de la antena-esponja=54gr. (Anguera, y otros, Antenas Fractales Microstrip Impresas en Esponjas Metalizables, 2009)

El material utilizado para construir la antena se trató de una esponja rígida de constante dieléctrica muy baja $\epsilon_r=1.29$ y $\tan\delta=0.004$ en el margen de frecuencias (1-5GHz). Los materiales con baja constante dieléctrica se obtienen con una distribución controlada de aire en un polímero. Los detalles

	INFORME FINAL DE TRABAJO DE GRADO	Código	FDE 089
		Versión	03
		Fecha	2015-01-22

para la fabricación de la esponja se pueden encontrar en (Anguera, y otros, Metallized Foams for Fractal-Shaped Microstrip Antennas, Dic 2008)

El proceso de fabricación de una esponja metalizada consiste en la inmersión de la esponja en diversas soluciones químicas. Básicamente el proceso se divide en: limpiado de la superficie de la esponja, sensibilización de la esponja y deposición de una capa fina de cobre mediante electrólisis siendo el grosor unas tres veces la profundidad de penetración. (Figura. 39). Es interesante resaltar que la esponja utilizada basada en PVC es resistente a los efectos de la humedad con lo cual la propia esponja puede servir de encapsulado de la antena ahorrando por tanto la inclusión de un radomo que añade peso y complejidad al sistema radiante. Una vez se ha obtenido la estructura 3D de la esponja completamente metalizada, se procede al proceso de eliminación mediante milling (Figura 40)



Figura 39: Ejemplo de vías metalizadas de diversos tamaños las cuales pueden servir como puntos de excitación de antenas parche bien como cortocircuitos en antenas tipo PIFA (Anguera, y otros, Antenas Fractales Microstrip Impresas en Esponjas Metalizables, 2009)

	INFORME FINAL DE TRABAJO DE GRADO	Código	FDE 089
		Versión	03
		Fecha	2015-01-22

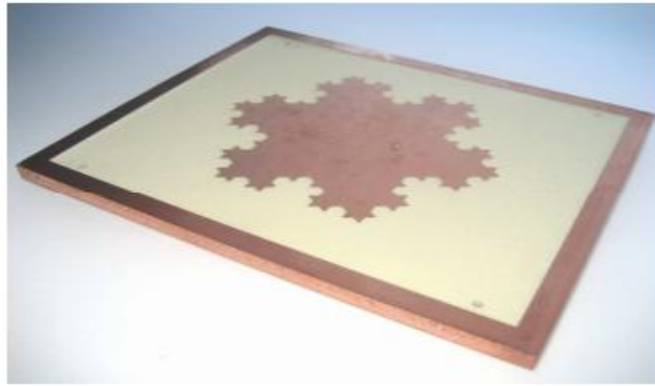


Figura. 40: Antena microstrip en cavidad inspirada en el fractal de Koch consumida sobre esponja metalizable. El parche se excita mediante una vía metalizada como el ejemplo de la Fig. 39. La densidad de la esponja es de 0.229gr/cm³. (Anguera, y otros, Antenas Fractales Microstrip Impresas en Esponjas Metalizables, 2009)

Se ha simulado, fabricado y medido una antena microstrip inspirada en el fractal isla de Koch. Con el objetivo de demostrar el potencial de la tecnología de esponjas metalizables, el parche está inmerso en una cavidad con paredes en forma de L invertida teniendo una altura que es la misma que la del parche. El parche se excita mediante una vía que está también metalizada. En definitiva, el parche, el dieléctrico que lo sustenta, la cavidad y la alimentación están contruidos en una pieza siendo el conector la única pieza independiente para excitar el parche. Finalmente, se coloca un radomo el cual consiste en una esponja dispuesta justo por encima del parche resultando de esta forma una estructura muy compacta, de poco peso y una complejidad mucho menor comparado con procesos tradicionales (Anguera, y otros, Metallized Foams for Fractal-Shaped Microstrip Antennas, Dic 2008). Para validar la tecnología de esponja metalizable, se simula la antena mediante MoM utilizando el paquete IE3D (Figura 41). El objetivo es comparar las simulaciones con las medidas para determinar que el proceso de fabricación sea correcto. Para tal efecto, se ha adaptado el parche en su modo fundamental si bien el estudio se extiende a modos superiores con el objetivo de evaluar el proceso en un margen amplio de frecuencias (1-5GHz).

De esta manera se obtiene un diagrama directivo en la dirección broadside lo cual resulta atractivo para el diseño de antenas pico-celda como por ejemplo hot-spots WIFI u otras aplicaciones.

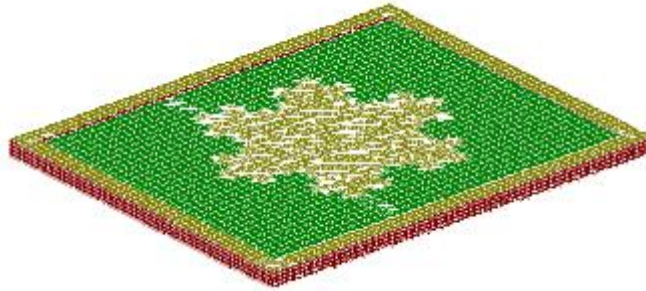


Figura 41: Parche fractal de Koch situado a 8mm sobre el plano de masa. (Anguera, y otros, Antenas Fractales Microstrip Impresas en Esponjas Metalizables, 2009)

El primer parámetro a comparar es el coeficiente de reflexión desde 0.8 a 5GHz donde se observa una buena semejanza salvando un ligero desplazamiento alrededor de 4.1GHz (Figura 42).

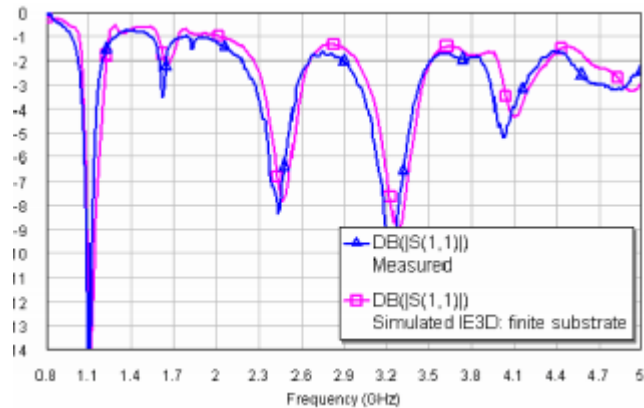


Figura. 42: Comparación del coeficiente de reflexión simulado y medido (Anguera, y otros, Antenas Fractales Microstrip Impresas en Esponjas Metalizables, 2009)

Para considerar el diagrama de radiación, la antena se mide en cámara Satimo Stargate-32 (Figura 43). Se compara la directividad simulada y la medida. La correlación entre ambos es elevada lo que

indica que el proceso de fabricación no presenta ninguna anomalía perceptible en el margen de frecuencias analizada (Figura. 44).



Figura 43: Antena en cámara Satimo Star-Gate 32 ubicada en el laboratorio de Fractus (Anguera, y otros, Antenas Fractales Microstrip Impresas en Esponjas Metalizables, 2009)

La eficiencia de la estructura se determina mediante la medida de la eficiencia de radiación la cual se calcula mediante integración del diagrama de radiación 3D. A partir de la eficiencia total η_t y la adaptación (S11) se calcula la eficiencia de radiación como: $\eta_r = \eta_t / (1 - |S_{11}|^2)$. Los valores de eficiencia de radiación obtenidos por la antena impresa en la esponja son los estimados mediante simulación con lo que la tangente de pérdidas medida de la esponja resulta ser válida en el margen de frecuencias analizado (Tabla 44).

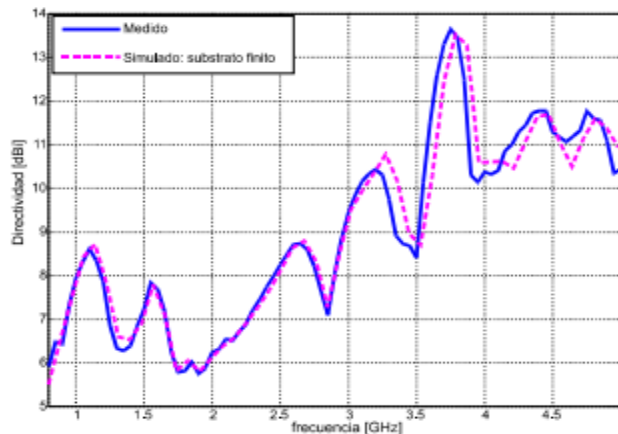


Figura 44: Simulación y medida de la directividad (Anguera, y otros, Antenas Fractales Microstrip Impresas en Esponjas Metalizables, 2009)

frecuencia [GHz]	η_r simulada [%]	η_r medida [%]	Error [dB]
1.102	89.0	76.8	0.64
2.447	87.9	82.5	0.27
3.242	80.1	82.4	-0.12
4.044	64.4	72.2	-0.49
4.807	67.5	72.8	-0.33

Tabla. 4: Comparación eficiencia de radiación simulación-medida (Anguera, y otros, Antenas Fractales Microstrip Impresas en Esponjas Metalizables, 2009)

Es interesante comprobar el comportamiento de la antena en el modo localizado o modo fractino el cual se encuentra en $f=3.75\text{GHz}$. La distribución de corrientes sobre el parche indica 6 zonas localizadas de radiación coherente que provocan un diagrama directivo en la dirección broadside (Figura 45). Los cortes del diagrama en plano E ($\phi=90^\circ$) y H($\phi=0^\circ$) muestran por un lado un máximo en la dirección broadside y una correlación elevada con la simulación corroborando una vez más que el proceso de fabricación ha sido correcto (Figura 46).

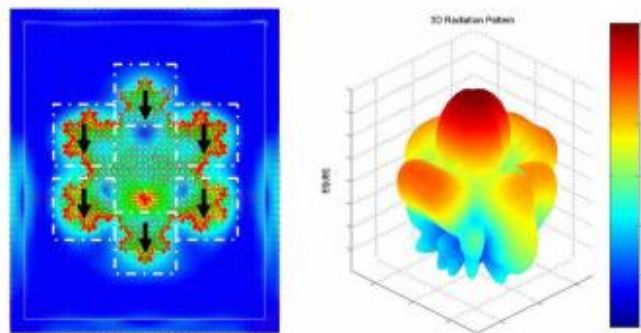


Figura 45: Simulación de la distribución de corrientes y medida del diagrama en el modo fractino $f=3.75\text{GHz}$ con directividad $D=13.8\text{Db}$ (Anguera, y otros, Antenas Fractales Microstrip Impresas en Esponjas Metalizables, 2009)

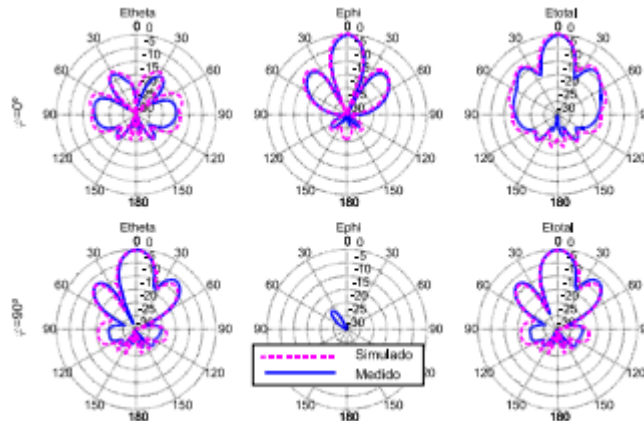


Figura 46: Cortes simulados y medidos en el modo fractino $f=3.75\text{GHz}$ (Anguera, y otros, Antenas Fractales Microstrip Impresas en Esponjas Metalizables, 2009)

El radomo de la antena es una esponja adicional tal y como ilustra la Figura 47. Los efectos del radomo son un ligero desplazamiento de la resonancia a frecuencias inferiores con prácticamente la misma eficiencia dado la baja tangente de pérdidas de la esponja

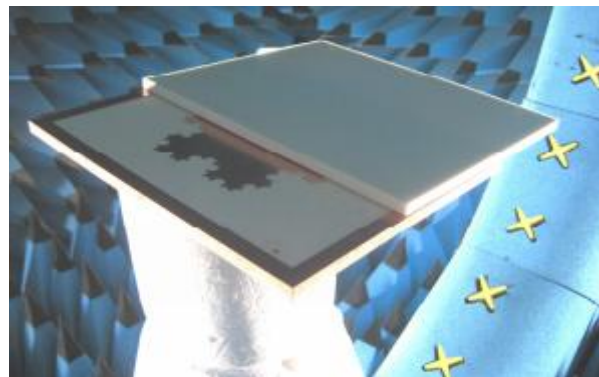


Figura 47: Detalle de los planos de masa utilizados en los cuatro prototipos implementados (Anguera, y otros, Antenas Fractales Microstrip Impresas en Esponjas Metalizables, 2009)

Conclusión: Se ha construido mediante tecnología de esponjas metalizables un parche microstrip inmerso en una cavidad. Se ha comparado el coeficiente de reflexión y la directividad en un amplio margen de frecuencias (1GHz-5GHz) encontrando una gran correlación entre simulación y medidas,

	INFORME FINAL DE TRABAJO DE GRADO	Código	FDE 089
		Versión	03
		Fecha	2015-01-22

validando de esta forma el proceso de fabricación. El número de piezas necesarias para construir la antena es mucho menor que el utilizado mediante un proceso estándar (Tabla 4). Con esto, la tecnología de esponja metalizada no sólo resulta en un proceso de bajo coste sino también en un sistema radiante muy ligero. En caso necesario, la esponja permite un proceso de soldadura para incluir una red de adaptación discreta o algún otro mecanismo activo (diodos, transistores, MEMS, etc.). Con esta tecnología es posible una nueva generación de antenas de bajo coste, poco peso, alta capacidad de integración y buenas prestaciones. (Anguera, y otros, Antenas Fractales Microstrip Impresas en Esponjas Metalizables, 2009)

3.3.4 Antena Microstrip de Geometría Pentagonal

Antena de parche microstrip en forma pentagonal en el sistema de cápsula endoscópica inalámbrica.

Se diseñó una antena de geometría pentagonal con el objetivo para utilizarlo en la endoscopia, la cual es un instrumento de un solo prevalente para examinar visualmente el tracto digestivo. Este es diferente de la técnica de endoscopia convencional, que reúne un gran dolor a los pacientes. Los sistema de endoscopia inalámbrica menor el dolor y reducir el riesgo de método de funcionamiento.

El parche microstrip Pentagonal da un mejor rendimiento que la antena de parche rectangular. También apoya tanto lineal y polarización circular. La antena de parche pentagonal da polarización circular con una sola alimentación donde como antena de parche rectangular requiere múltiples alimentaciones de conseguir polarización circular (Haidan, 2002). La antena de parche pentagonal también puede utilizar múltiples alimentaciones y este tipo de la antena con múltiples alimentos también puede dar operaciones multibanda (Sang Heun & Young Joong, 2010) (Thakur & Kohitha Bai, 2012)

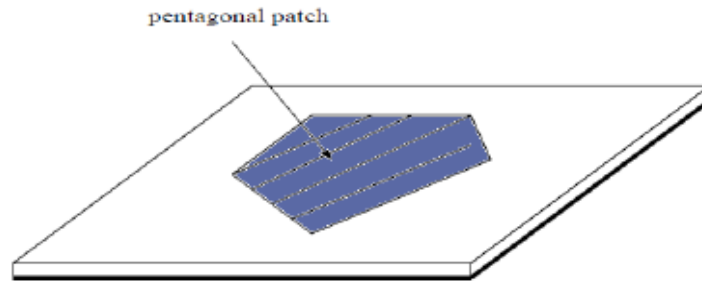


Figura 48: Geometría de un parche pentagonal. (Thakur & Kohitha Bai, 2012)

La polarización circular es teóricamente posible de una antena microstrip excitado por una sola alimentación si dos modos espacialmente ortogonales están entusiasmados en cuadratura de fase. Esto se puede lograr en un parche pentagonal tal como se muestra en la Figura 48.

La antena polarizada circularmente que se puede implementar fácilmente adecuadamente cortar una sección (L) desde un lado del parche de pentágono equilátero en el que el modo resonante fundamental del equilátero - antena microstrip pentágono y se divide en dos cerca degenerado orthogonal modos con iguales amplitudes y una diferencia de fase de 90° (Natarajan & D, 2013). La antena diseñada que es que funciona a 2,4 GHz con polarización circular tiene muchas ventajas en comparación con la otra antenas de parche microstrip . Esto puede mostrarse en la figura 49.

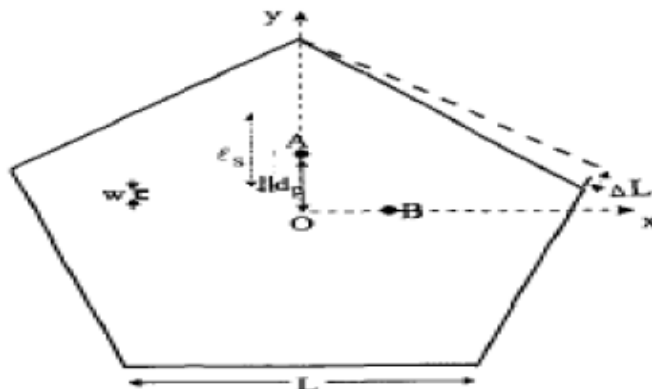


Figura 49: Equilátero pentágono con L . (Thakur & Kohitha Bai, 2012)

	INFORME FINAL DE TRABAJO DE GRADO	Código	FDE 089
		Versión	03
		Fecha	2015-01-22

Parámetros de diseño: La antena de parche de microcinta pentagonal diseñado es una pequeña antena de banda ancha con un espesor (h) de 3,2 mm y la pérdida de tangente de 0,0018. El sustrato es decir; considerado para la antena microstrip es RT Duroid con constante $r = 2.33$. This diseño parche pentagonal dieléctrico con punto de alimentación en (8,8, -9,5) como en la figura 50, da ganancia 6.7dBi a 2,38 GHz con buena polarización circular.

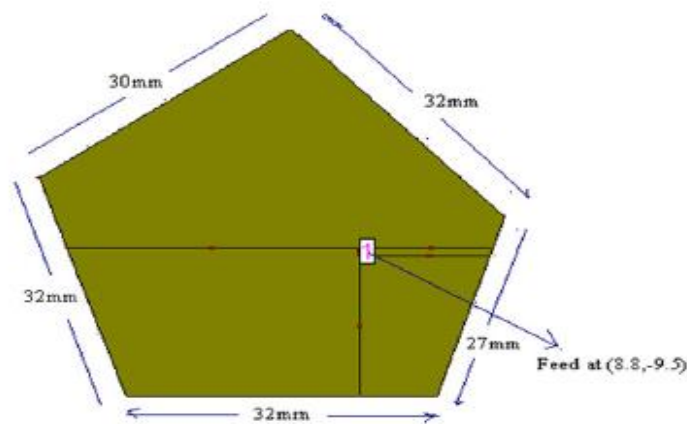


Figura 50: Geometría del parche pentagonal. (Thakur & Kohitha Bai, 2012)

Sobre la base del análisis de la antena y las técnicas de miniaturización, este trabajo adopta el frecuencia de resonancia de 2,4 GHz , punto de alimentación y el sustrato de alta permitividad para diseñar la antena de parche pentagonal cápsula endoscópico inalámbrico como en la figura 51 .

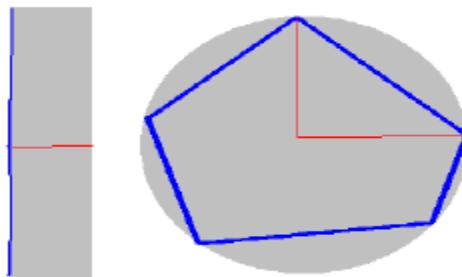


Figura 51: Lateral y vista frontal de parche pentagonal en cápsulas. (Thakur & Kohitha Bai, 2012)

	INFORME FINAL DE TRABAJO DE GRADO	Código	FDE 089
		Versión	03
		Fecha	2015-01-22

Simulación y Resultado: Los siguientes resultados se obtuvieron a partir de la herramienta de simulación IE3D, estos resultados están incorporando los parámetros de la antena como antena de parche microstrip en forma de pentágono diseñada da reflexión coeficiente como se muestra en la figura 52. Es decir, S_{11} (dB) -31 dB, que es mínima en resonante frecuencia de 2.38 GHz. El patrón de radiación se representa en la figura 53. La antena diseñada es capaz de generar la polarización circular (CP) con una relación axial de 0,6023 y la relación axial CP ancho de banda de 1,5 % como en la figura 54. Y la antena diseñada da el ancho de banda CP axial proporción de 3 dB de 36 MHz. Antena Diseñada da ganancia 6.7dBi a 2,38 GHz con buena polarización circular que se señaló en Figura 55.

Coeficiente de reflexión (S_{11} en dB)

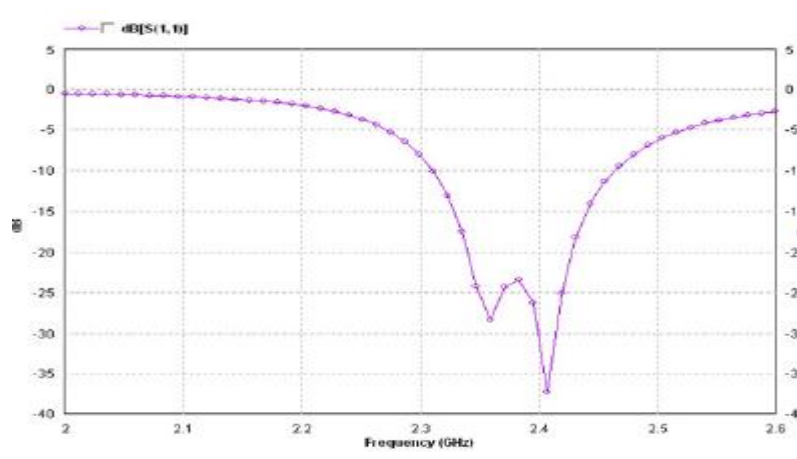


Figura 52: Coeficiente de reflexión. (Thakur & Kohitha Bai, 2012)

Patrón de radiación

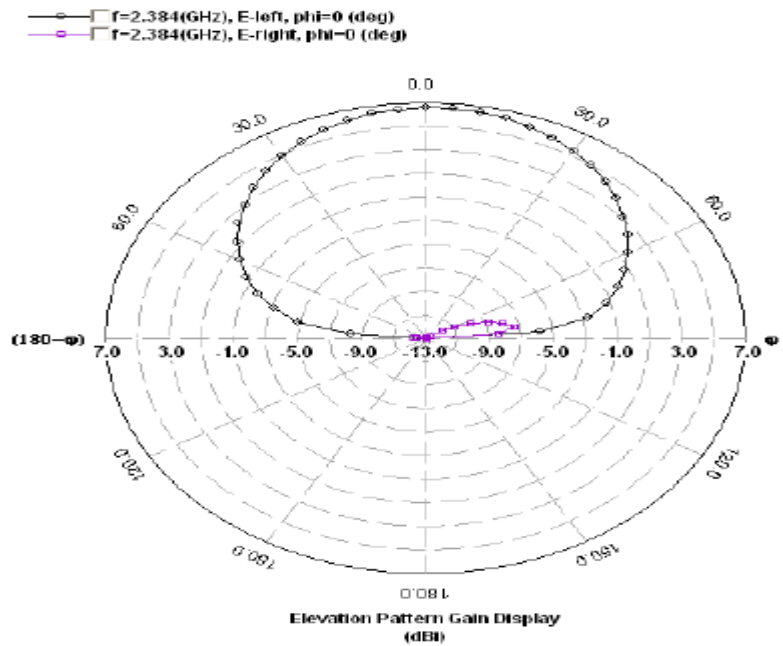


Figura 53: Diagrama de radiación. (Thakur & Kohitha Bai, 2012)

Relación axial

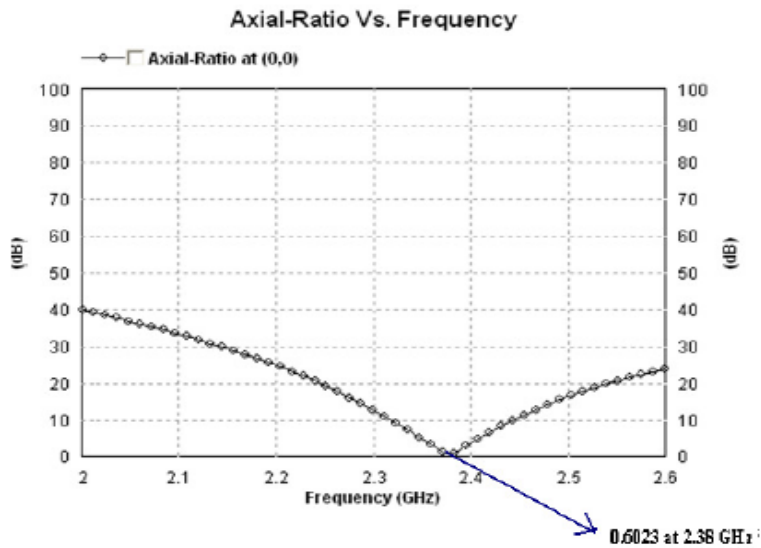


Figura 54: Relación axial vs frecuencia (Thakur & Kohitha Bai, 2012)

Ganancia

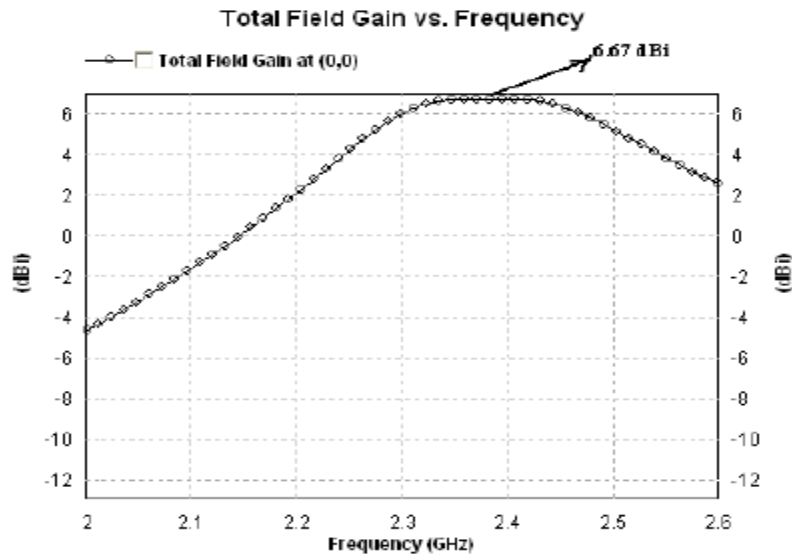


Figura 55: Ganancia vs. Frecuencia. (Thakur & Kohitha Bai, 2012)

Conclusión: Se propuso la cápsula endoscópica ingerible con pentagonal diseño de la antena de forma. La antena tiene las siguientes características atractivas como el diseño miniaturizado para la cápsula, buena juego en la frecuencia de interés, características de banda ancha y fácil sintonización humano - cuerpo. RFID etiqueta bio - cápsula fue propuesto para fines de supervisión médica. La antena tiene el Omnidireccional patrón de radiación. La antena propuesta da un ancho de banda relación axial CP mejorado y el coeficiente de reflexión mínimo. Antena Diseñado da ganancia 6.7dBi a 2,38 GHz con buena la polarización circular. Por lo tanto, esta antena es adecuada para sistemas de cápsulas endoscópicas de banda ancha. (Thakur & Kohitha Bai, 2012)

	INFORME FINAL DE TRABAJO DE GRADO	Código	FDE 089
		Versión	03
		Fecha	2015-01-22

3.4 Resumen.

A lo largo de este tercer capítulo que forma esta investigación se ha tratado que las antenas microcintas pueden ser de cualquier forma, ya que existe diferentes geometrías, las mejoras de características de antenas por medio de arreglos en diferentes geometría. Las ATP tienen mayor número de parámetros físicos y formas geométricas diferentes.

Las ATP pueden tener polarizaciones duales y circulares, operación de doble frecuencia, triple frecuencia se puede lograr, gran ancho de banda, flexibilidad línea de transmisión.

También Se evidenció, que las Antenas de Parche al seleccionar la geometría depende de la frecuencia que se va a operar ya que en algunas podemos mejorar con base en arreglos y así tener un mejor ancho de banda, y buena ganancia.

Las antenas de tecnología Microstrip existe muchos parámetros, con base a esto se tomó cuatro modelos diferentes con el fin de verificar que muchas de ellas se realizan arreglos, como aumentando en el grueso del parche, haciendo un barrido de frecuencia con el fin de verificar a que frecuencia mejor ópera y utilizando otros materiales para garantizar las mejoras en este tipo de tecnología.

	INFORME FINAL DE TRABAJO DE GRADO	Código	FDE 089
		Versión	03
		Fecha	2015-01-22

CAPITULO 4: SIMULACIÓN Y RESULTADOS DE ANTENA PATCH CON GEOMETRÍA EN ANILLO

4.1 Introducción.

Como se pudo ver el anterior capítulo donde se evidencia algunas geometrías de ATP, donde realiza arreglos para mejorar algunos parámetros en cuanto al ancho de banda y a la directividad. En este último capítulo se realiza un diseño de dos ATP con geometría de anillo que resuenen a una frecuencia alrededor de 5Ghz con variaciones en sus medidas, con el fin de comparar el rendimiento de ambas en cuanto al ancho de banda, patrón de radiación y pérdidas de retorno.

El diseño se realiza a través del software HFSS, con el fin de llevar a cabo los resultados. Las medidas se toman con base a un trabajo, el de la simulación de un arreglo de Antenas ATP en geometría en anillo “DISEÑO DE ANTENA MICROSTRIP RING EN LOS SOFTWARE DE SIMULACION FEKO Y HFSS”. (Castrillon Alzate, 2014).

Con base a la medida de la antena del anterior trabajo, se aumenta o disminuye las medidas hasta obtener la frecuencia de operación deseada, se trabaja modificando el tamaño del parche, el radio del anillo y el inset-fed, con el fin de verificar las variaciones y obtener la frecuencia deseada.

	INFORME FINAL DE TRABAJO DE GRADO	Código	FDE 089
		Versión	03
		Fecha	2015-01-22

4.2 Metodología

Inicialmente se realizó una investigación acerca de las antenas parche con tecnología Microstrip, se recopiló la información necesaria para entender el funcionamiento que tiene estos tipos de antenas, que describe el comportamiento de las ATP como son las características, ventajas, desventajas también se relacionó algunas de las muchas geometría de antenas ATP que existen; básicas y algunas con arreglos para mejorar ciertas características y que describen el comportamiento de estas antenas con esta tecnología Microstrip,

Se tomó un despliegue de contenido y temáticas esencialmente importantes, y así se realizó el diseño de la Antena parche con operación de Frecuencia alrededor de 5 GHz, teniendo en cuenta la elección del sustrato adecuado para el diseño de la antena Microstrip, considerando la constante dieléctrica y el espesor del sustrato y así se parametrizó las dimensiones del parche de la antena a partir de las características del sustrato y la frecuencia de resonancia, para llevar a cabo la caracterización de la antena y obtener los resultados esperados. El diseño se realizó en el software HFSS; Se realizó dos antenas con geometría en anillo que resuenan a una frecuencia cercana a 5GHz, y se realizó variaciones en sus medidas y así se definió el comportamiento de la antena parche con geometría en anillo, la cual se comparó el rendimiento en ambas en cuanto a ancho de banda, patrón de radiación y pérdidas de retorno.

 Institución Universitaria	INFORME FINAL DE TRABAJO DE GRADO	Código	FDE 089
		Versión	03
		Fecha	2015-01-22

4.3 RESULTADOS Y DISCUSIÓN

Diseño Antena microstrip en Geometría de Anillo.

Antena 1

Primero que todo, con base al anterior trabajo DISEÑO DE ANTENA MICROSTRIP RING EN LOS SOFTWARE DE SIMULACION FEKO Y HFSS”. (Castrillon Alzate, 2014). Se toma los valores dados y se realiza variaciones en las medidas con el fin de obtener una frecuencia alrededor de la banda de 5 GHZ, las medidas se trabaja en milímetros (mm) se trabaja con una impedancia de 50Ω, con propiedades de substrato FR4 de constante dieléctrica de $\epsilon_r = 4.4$, y con sustrato de espesor 'h' = 1,6 mm. Se crea 2 cajas 1 normal y la otra radiación de tamaño de $\frac{\lambda}{4}$ y $\frac{\lambda}{8}$

Se asigna variables, también llamados parámetros, en el software HFSS. Se trabaja la antena con línea microstrip.

A continuación relaciona la configuración de parámetros.

Variable	Valor	Unidad	Nombre
R1	19	mm	Circulo exterior
R2	9	mm	Circulo interior
X1	42.68	mm	Longitud substrato
Y1	55.8	mm	Ancho substrato
Cx	7	mm	Ancho inset-fed
Cy	7.9	mm	Longitud inset-fed
H	1.6	mm	Altura substrato

Tabla 5: Variables

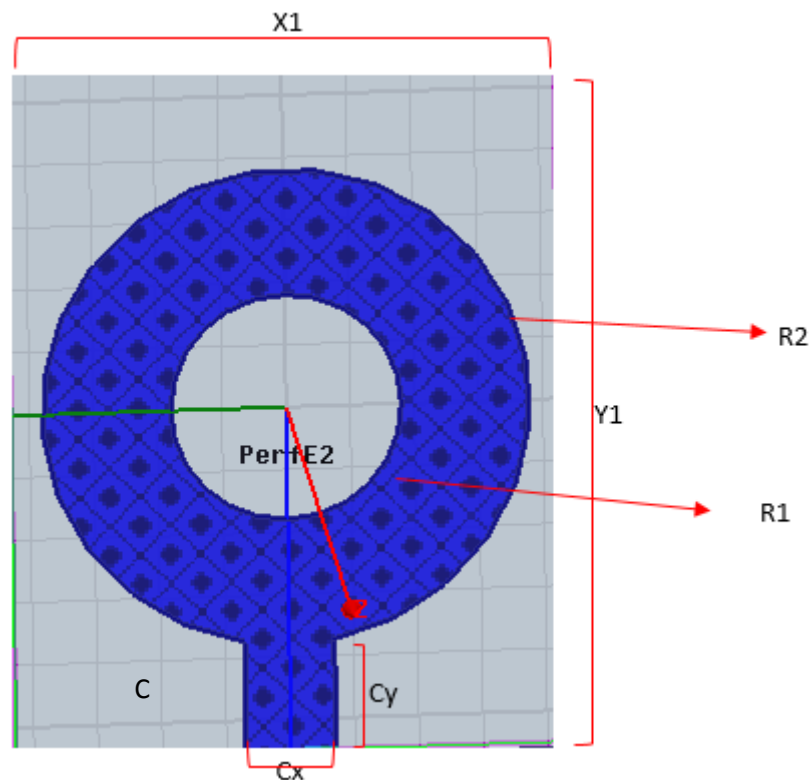


Figura 56: Antena Microstrip de geometría en anillo

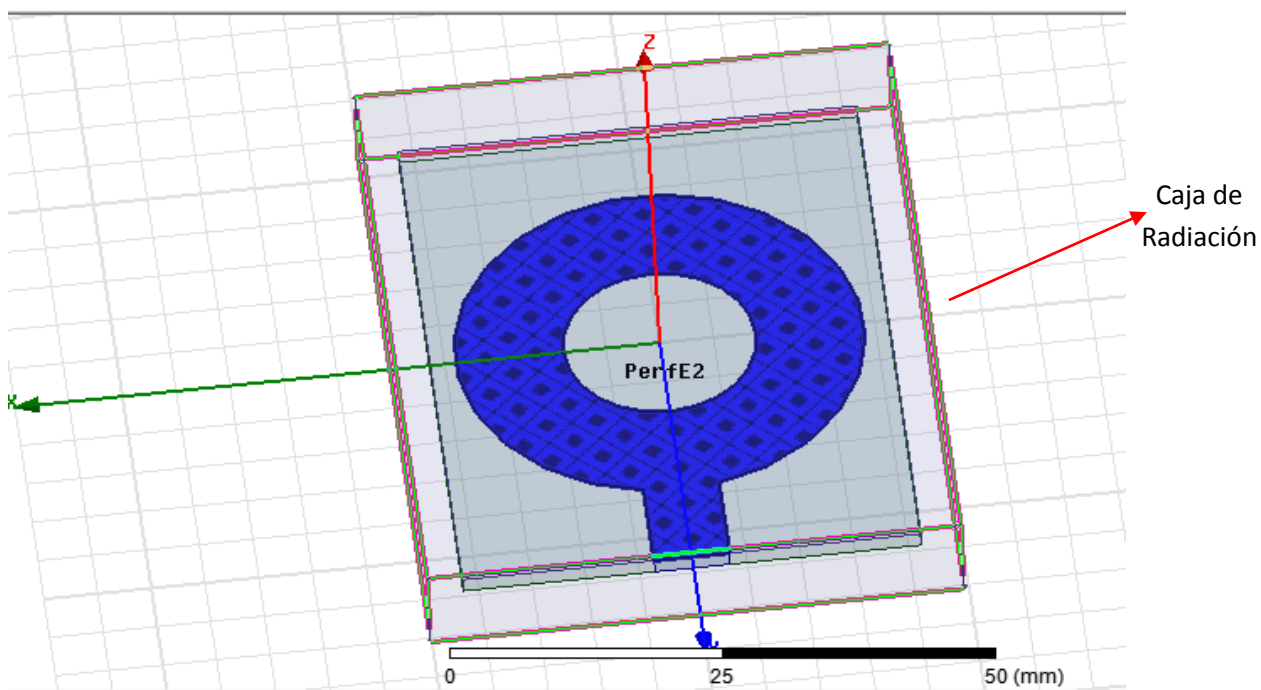


Figura 57: Antena Microstrip de geometría en anillo con caja de radiación

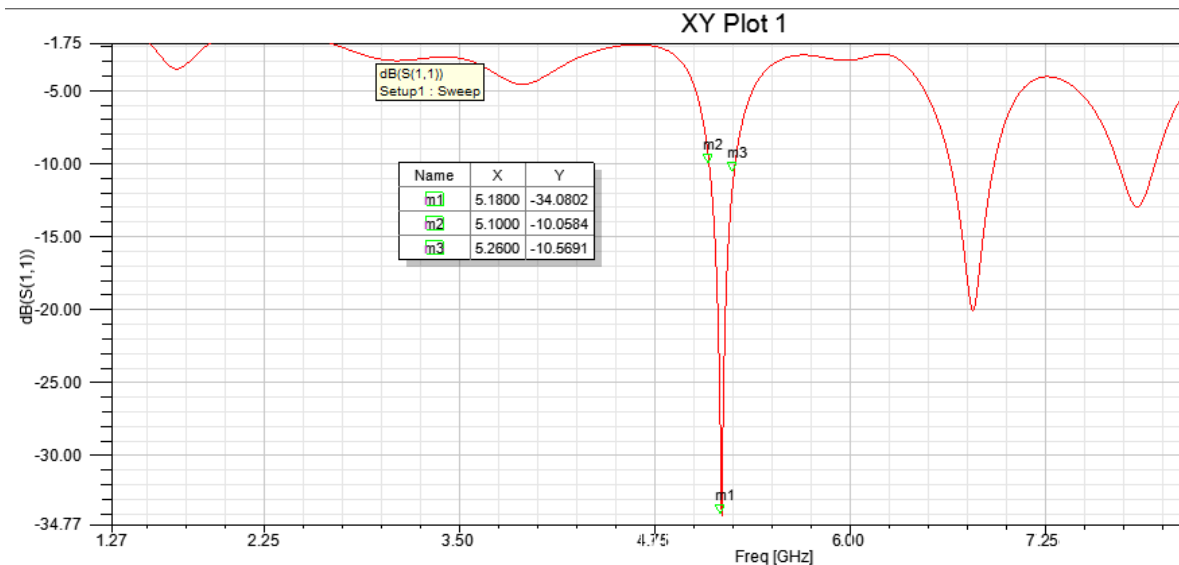


Figura 58: Parámetro S11

En la gráfica Parámetro s11 se puede evidenciar que la frecuencia de resonancia es de 5.18 GHz, en la cual tiene una ganancia de 34.0802dB

En resumido el parámetro s11 nos indica si lo que está viendo es ruido, dado el caso donde tuviéramos ruido sería un nivel Mayor de -10dB. Para este caso se ve en la gráfica que se tiene el nivel inferior a -10dB y si se multiplica por -1 da la ganancia.

También se observa que por los extremos inferior (m2) 5.1000 GHZ y el superior (m3) 5.2600 GHZ y frecuencia de operación de 5.18 GHZ, alcanzando un ancho de banda de 160 MHz. Con esta frecuencia podemos trabajar para banda de wifi libre, ya que son frecuencias otorgadas por el ministerio de comunicaciones.

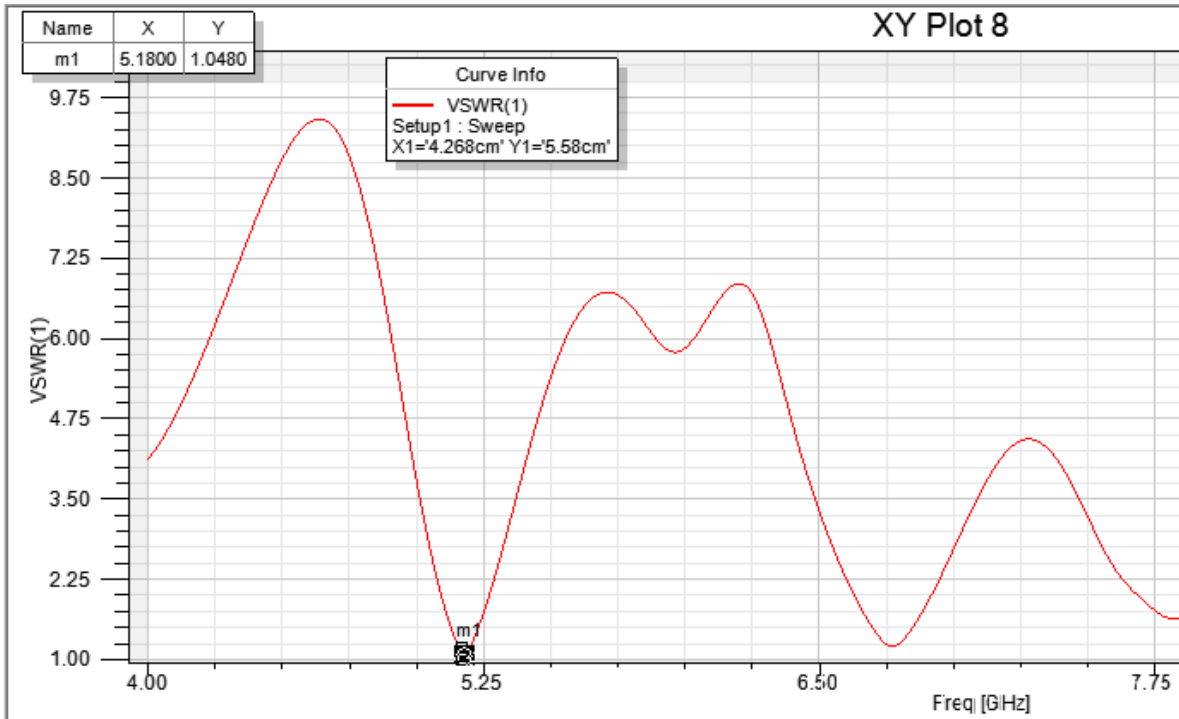


Figura 59: VSWR

En esta imagen se evidencia el nivel de relación de onda estacionaria de voltaje es cercano al valor ideal; si este valor fuese ideal, tendría un nivel de 1 Exactamente. Al ver que en esta grafica tenemos un nivel de 1.04 se puede decir que la antena está perfectamente acoplada.

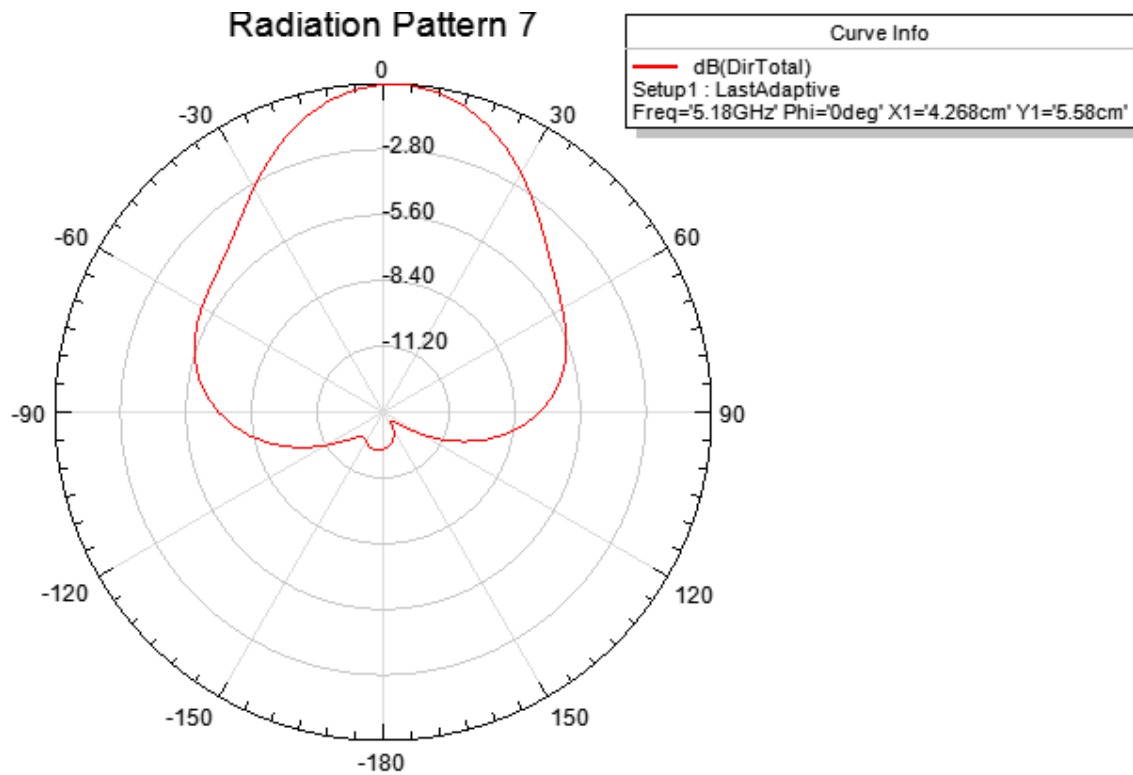


Figura 60: Comportamiento de Directividad 2d. ATP Frecuencia de 5.18GHZ

La directividad es un parámetro muy importante en las antenas, es definido con la intensidad radiada en una dirección a la intensidad de radiación promedio en todas las direcciones. Entre más alto sea el índice de directividad, la cobertura será estrecha, el haz de radiación será más afilado, y entre más bajo sea el índice de directividad, la cobertura será más ancha.

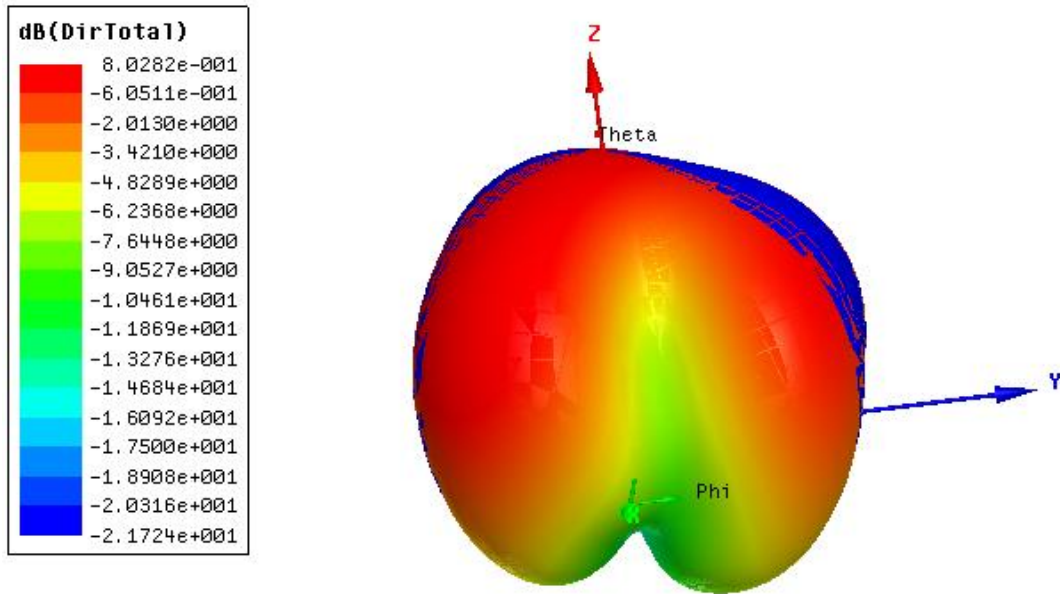


Figura 61: Comportamiento de Directividad en 3d

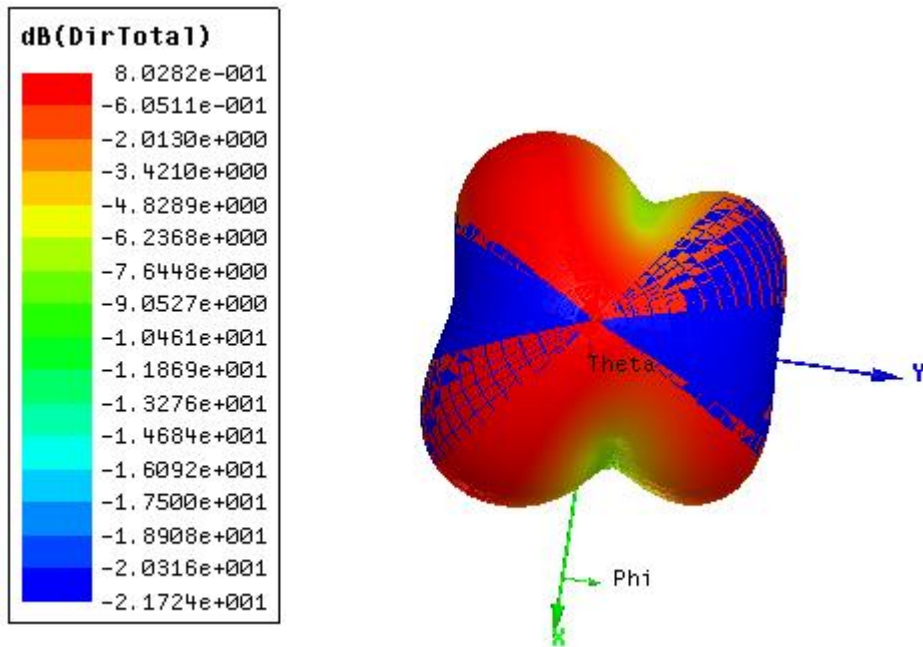


Figura 62: Comportamiento de Directividad en 3d (Diferente Angulo)

	INFORME FINAL DE TRABAJO DE GRADO	Código	FDE 089
		Versión	03
		Fecha	2015-01-22

En la figura se puede observar el comportamiento en la directividad alcanzada por el arreglo diseñado de la antena de 5.18Ghz, cuyo valor máximo de 8.02 dB, así como la capacidad con la que cuenta la antena para enviar la energía a la dirección dada.

Antena 2

La segunda ATP con geometría en anillo, se realiza con variaciones en sus medidas. Se cambia los valores, en Cx, Cy, Y1 y R1, lo demás valores no se cambia y queda parametrizado en el software HFSS de la siguiente manera.

A continuación se relaciona la configuración de parámetros para la antena 2.

Variable	Valor	Unidad	Nombre
R1	18	mm	Circulo exterior
R2	9	mm	Circulo interior
X1	42.68	mm	Longitud substrato
Y1	55	mm	Ancho substrato
Cx	8	mm	Ancho inset-fed
Cy	7.5	mm	Longitud inset-fed
H	1.6	mm	Altura substrato

Tabla 6: Variables

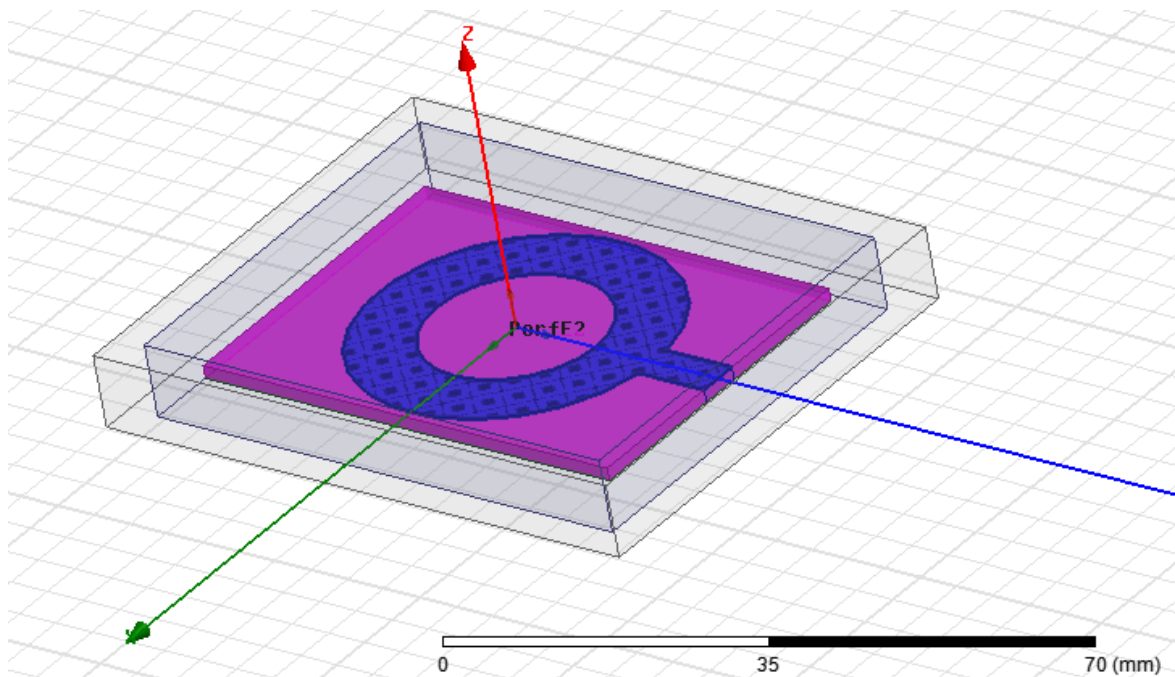


Figura 63: Grafica completa de la antena ATP en geometría de Anillo

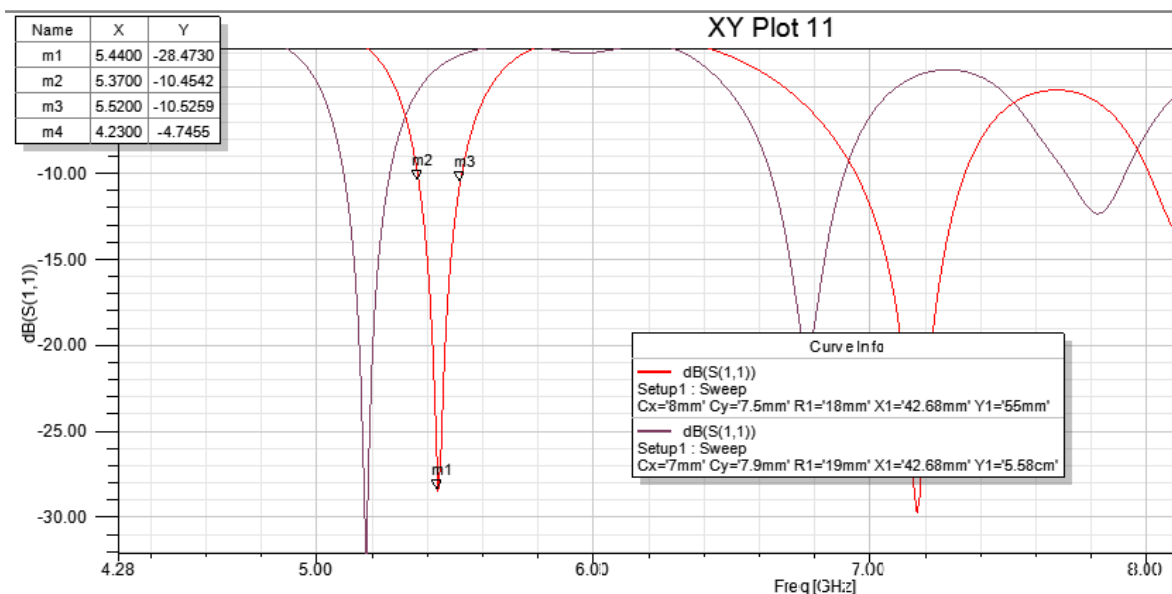
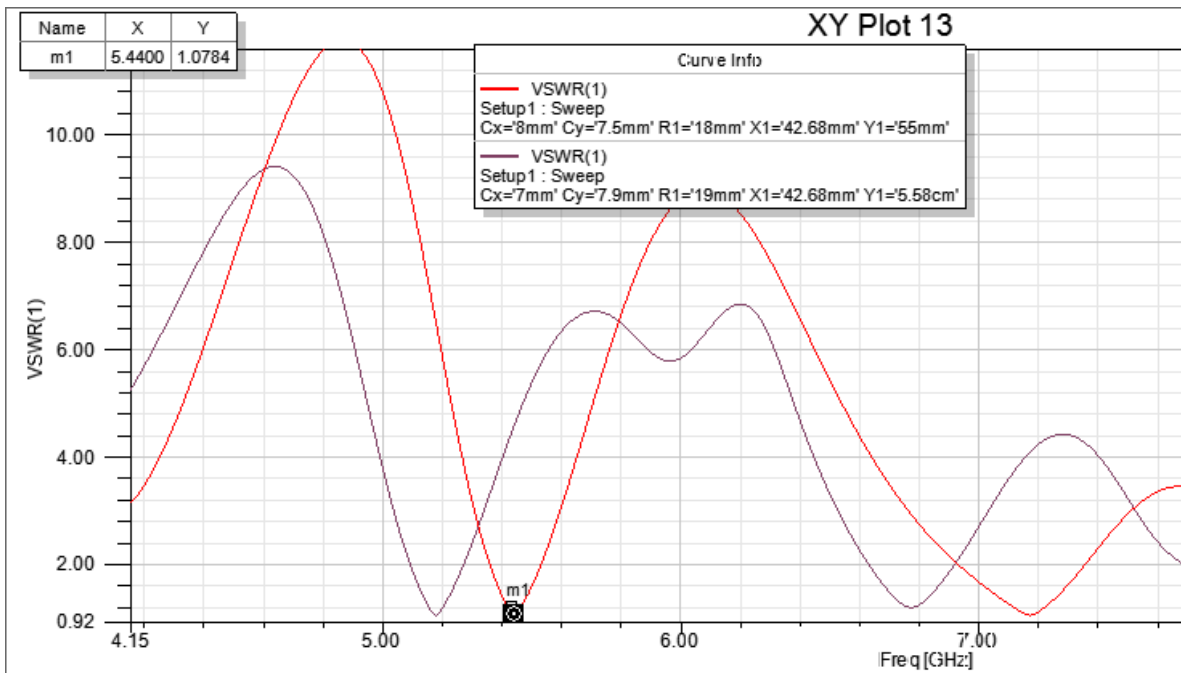


Figura 64: Parámetro S11

En el Parámetro s11 se puede observar que la frecuencia de resonancia al modificar los parámetros es de 5.44 GHz, la frecuencia aumento incluso si queremos utilizarla también para operar a frecuencia de 7.1 GHz. La ganancia de la frecuencia 5.44 GHz es de 28.47dB y con respecto a la anterior antenna disminuyó

También se observa que por los extremos inferior (m2) 5.3700 GHz y el superior (m3) 5.5200 GHz y frecuencia de operación de 5.44 GHz, alcanzando un ancho de banda de 150 MHz. Con respecto a la anterior antenna disminuye el ancho de banda por debajo de 10 MHz.



Figuras 65: VSWR

En esta imagen se evidencia el nivel de relación de onda estacionaria de voltaje es cercano al valor ideal; Al ver que en esta grafica tenemos un nivel de 1.07 se puede decir que esta antenna como la anterior se encuentra bien acoplada.

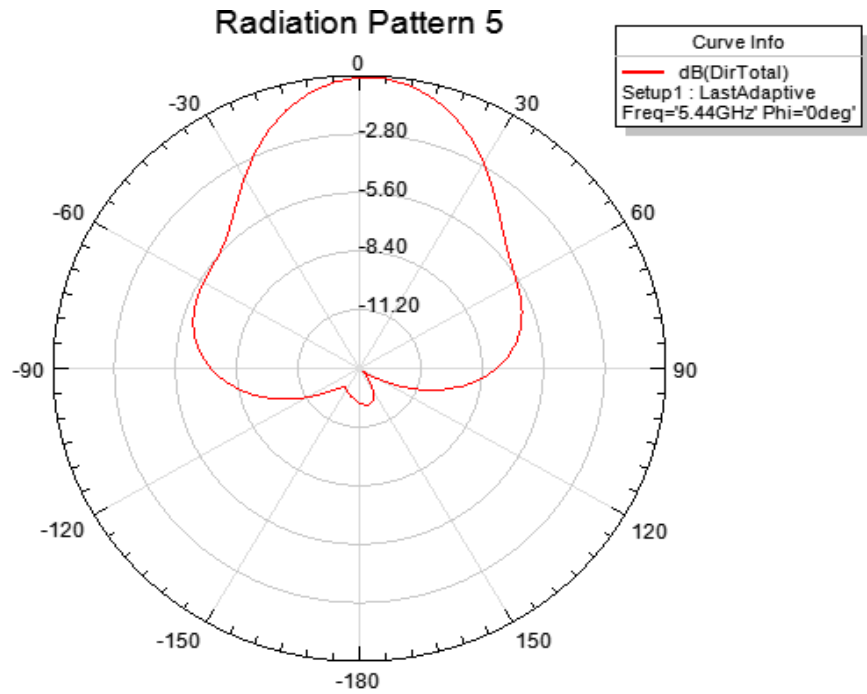


Figura 66: Comportamiento de Directividad 2d ATP Frecuencia de 5.44GHZ.

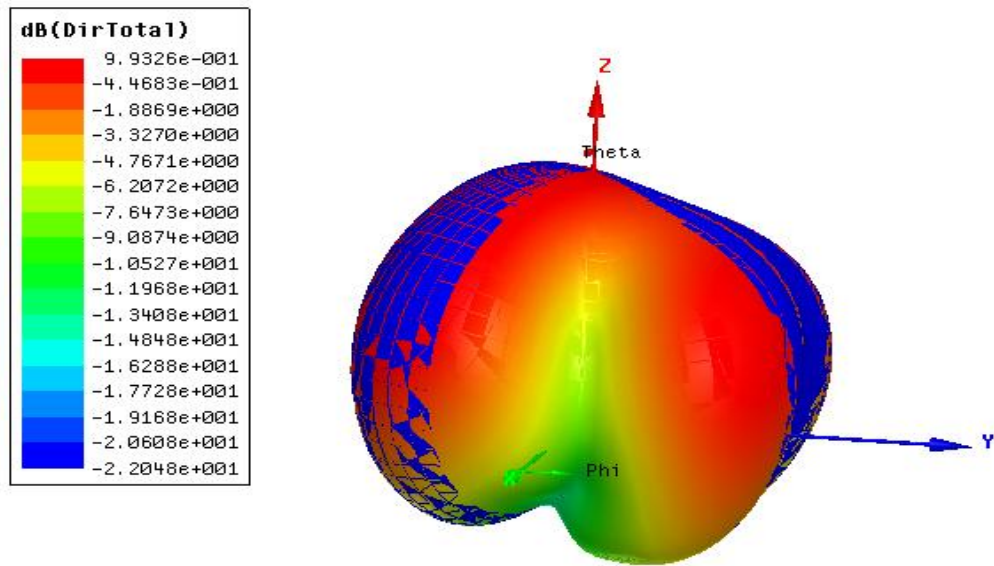


Figura 67: Comportamiento de Directividad en 3d ATP Frecuencia de 5.44GHZ.

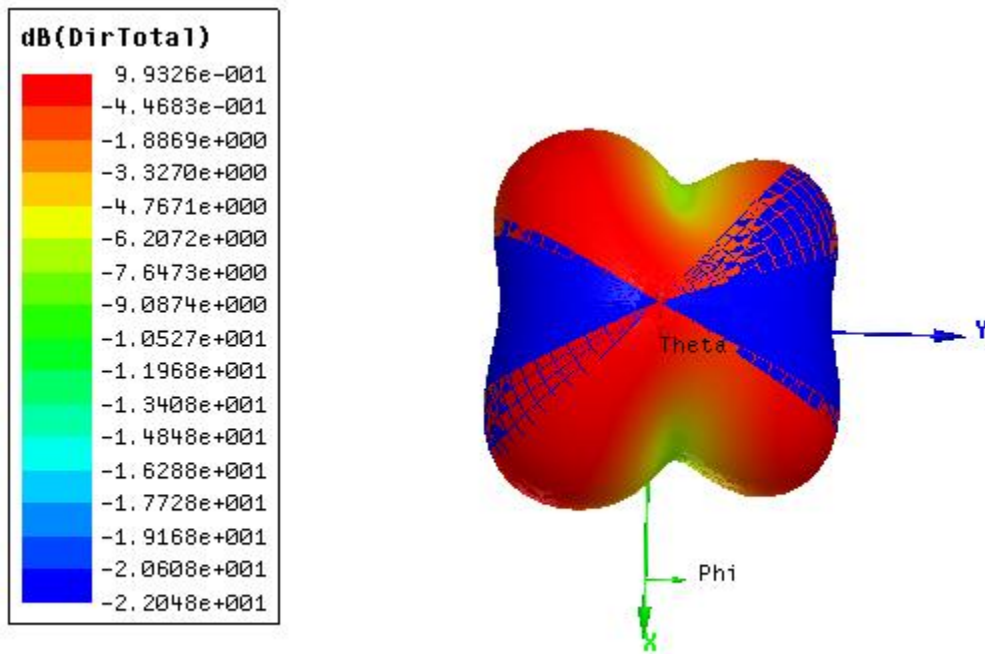


Figura 68: Comportamiento de Directividad en 3d ATP Frecuencia de 5.44GHZ (diferente Angulo)

En la gráfica se puede observar una directividad Max de 9.93dB para frecuencia de 5.44 GHz, con respecto a la antena anterior se tiene, para la antena de 5.44 GHz más directividad.

 Institución Universitaria	INFORME FINAL DE TRABAJO DE GRADO	Código	FDE 089
		Versión	03
		Fecha	2015-01-22

4.4 CONCLUSIONES, RECOMENDACIONES Y TRABAJO FUTURO

4.4.1 Conclusiones

En este Trabajo de Grado se diseña y se simula una ATP con geometría en anillo y con base a esta se realiza variaciones en los parámetros con el fin de definir el comportamiento, y así observar cambios en sus características radiantes, en la cual se trabajó con frecuencia de 5 GHz

Primero, se diseña la ATP con geometría en anillo de acuerdo con el modelo de cavidad y de línea de transmisión en el software HFSS, se realiza las variaciones con el fin de obtener frecuencia de operación alrededor de 5GHz. En la cual se consiguió trabajar a una frecuencia central de 5.18 GHz

Segundo, se simula la ATP con geometría en anillo con tipo de alimentación línea microstrip. Al observar los resultados, en la cual se tiene un ancho de banda de 160 MHz y muy buena ganancia en la antena de 34.08dB. El nivel de relación de onda está perfectamente acoplada ya que el nivel es de 1.04. Con base a 1 que significa muy bien acoplada.

Tercero, se simula la ATP con geometría en anillo con tipo de alimentación línea microstrip con variación en los parámetros. Al observar los resultados comparados con la anterior antena, se encuentra que, al variar las medidas en Cx, Cy, Y1 y R1 los resultados fueron muy diferentes, ya que se tiene lo siguiente:

La frecuencia de operación central que se encontraba de 5.18 GHz cambia a 5.44 GHz, el ancho de banda también disminuye por debajo de 10 MHz, quedando en 150 MHz. La relación de onda está perfectamente acoplada no cambia mucho siempre acercándose a nivel 1.

	INFORME FINAL DE TRABAJO DE GRADO	Código	FDE 089
		Versión	03
		Fecha	2015-01-22

Se debe resaltar que se mejora en la directividad, ya que se consigue un valor Max de 9.93dB para frecuencia de 5.44 GHz,

A continuación relaciono una tabla comparativa de los valores conseguidos en las antenas.

	Antena 1	Antena 2
Fr de Operación Central	5.18 GHZ	5.44GHZ
Ancho de Banda	160 MHZ	150 MHZ
Impedancia	50Ω	50Ω
Grafica VSWR	1.07	1.04
Ganancia	34.08dB	28.47dB
Directividad	8.02 dB	9.93dB

Tabla 7: Resultados de las dos ATP de topología en Anillo

Al realizar las variaciones en las medidas de la antena inicial se consigue lo siguiente.

El espesor o ancho del anillo debe ser proporcional al Ancho inset-fed, de lo contrario se tendría perdidas en la antena o poca ganancia dependiendo el valor modificado puede generar hasta un nivel de ruido mayor perdiendo la señal.

A menor espesor del anillo aumenta la frecuencia, hay que aclarar que también al realizar esta modificación también se debe hacer en el parche (substrato).

Hoy en día existen muchos arreglos en la antena esto es con el fin de minimizar el tamaño de estas y mejorar algunos parámetros como el ancho de banda.

	INFORME FINAL DE TRABAJO DE GRADO	Código	FDE 089
		Versión	03
		Fecha	2015-01-22

4.5 Trabajo Futuro

Para un trabajo futuro seria realizar el diseño de la antena física, con el fin de realizar las medidas y comparar los resultados con este trabajo.

El propósito consiste, en realizar los cálculos en los equipos físicos del laboratorio y verificar que tan reales es la simulación y Comparar el rendimiento en ambas en cuanto a ancho de banda, patrón de radiación y pérdidas de retorno.

Otro segundo trabajo seria utilizar los mismos parámetros de la antena, pero diseñar la antena con tipo de alimentación cable coaxial, esto es con el fin de comparar los resultados y si se tiene mejora en cuanto en rendimiento en ambas de ancho de banda, patrón de radiación, y pérdidas de retorno.

 Institución Universitaria	INFORME FINAL DE TRABAJO DE GRADO	Código	FDE 089
		Versión	03
		Fecha	2015-01-22

4.6 REFERENCIAS

- K. , C. (1989). Handbook of Microwave and Optical Components. En J. Wiley, & S. Inc., *Microwave Passive and Antenna Components* (Vol. 1).
- Aja, B., Amar Touhami, N., Artal, E., Boussouis, M., & Tazón, A. (2008). Antenas Microstrip de Altas Prestaciones para Rx/Tx en la Banda de 3.5 GHz. *Actas del XXIII Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio*. Obtenido de <http://repositorio.unican.es/xmlui/bitstream/handle/10902/2644/Antenas%20microstrip.pdf?sequence=1>
- Albareda Tiana, A., Gorri Ochoa, A. J., & Toribio Millan, E. (2008). *Oscilaciones y ondas*. Universitat Politecnica de Catalunya. Iniciativa Digital Politecnica,, Barcelona, Barcelona. Obtenido de https://books.google.com.co/books?id=kz9pBgAAQBAJ&pg=PA121&lpg=PA121&dq=derivada+ECUACION+DE+LA+ONDA+maxwell&source=bl&ots=nit4itiesv&sig=blRUT0oBJBFhGqTQD_I70W8tG-M&hl=es&sa=X&ved=0CFYQ6AEwDGoVChMIyMzYg7zNyAIVTBUeCh3hVw00#v=onepage&q=derivada%20ECUACION%
- Anguera, J., Borja, C., Leduc, T., Mumbrú, J., Picher, C., Pierre Daniel, J., . . . Van Roy, P. (2009). Antenas Fractales Microstrip Impresas en Esponjas Metalizables. *Emerson & Cuming Microwave Products, Nijverheidsstraat, Westerlo, Belgium* , 1-4.
- Anguera, J., Borja, C., Leduc, T., Mumbrú, J., Picher, C., Pierre Daniel, J., . . . Van Roy, P. (Dic 2008). Metallized Foams for Fractal-Shaped Microstrip Antennas. En *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, (Vol. 50, págs. 20-38).
- Betancourt, D., Ibañes, A., & del Rio, C. (s.f.). Mejora de las Características de Antenas usando Superestratos Parche-Eslot-Parche (PSP). *Grupo de Antenas. Universidad Pública de Navarra*. Obtenido de <http://antenas.unavarra.es/Publicaciones/Images/Pub121.pdf>
- Bhawana, J., Nikita , S., Pradeep , S., & Raj Ranjan , P. (Noviembre de 2014). Rectangular Patch Micro Strip Antenna: A Survey. *International Advanced Research Journal in Science, Engineering and Technology*, 144-145.
- C. A. , B. (1989). Advanced Engineering Electromagnetics. En J. Wiley, & Sons. Inc.

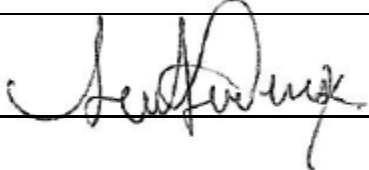
 Institución Universitaria	INFORME FINAL DE TRABAJO DE GRADO	Código	FDE 089
		Versión	03
		Fecha	2015-01-22


- C. A. , B. (1997). Antenna Theory. Analysis and Design. En J. Wiley, & Sons, *C. A. Balanis*. (2nd edition ed.). Inc.
- Castrillon Alzate, C. (2014). Diseño de Antena Microstrip Ring en los Software de Simulación FEKO y HFSS. Instituto Tecnológico Metropolitano, Medellín, Colombia.
- Essaaidi, M. (2010). Rectangular slotted patch antenna for 5-6GHz Applications. **Electronics and Microwaves Group, Faculty of Science* , 53-56.
- González Posadas, V., Jiménez Martín, J. L., & Rodríguez Martín, J. M. (2011). Procedimiento de Diseño y Realización de Antenas de Parche en Tecnología Microstrip. 87.
- González Posadas, V., Jiménez Martín, J. L., & Rodríguez Martín, J. M. (26 de Noviembre de 2011). Procedimiento de Diseño y Realización de Antenas de Parche en Tecnología Microstrip.
- Haidan, H. (2002). A novel wide beam circular polarization antenna - microstrip-dielectric antenna. *Proceedings in Microwave and Millimeter Wave Technology*, 385-384.
- Herrero Sempere , J. S. (s.f.). Estudio y realización de una antena microstrip. *Universidad Politécnica de Cartagena*. Cartagena, Colombia. Obtenido de UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE CARTAGENA:
<http://repositorio.bib.upct.es/dspace/bitstream/10317/271/1/pfc2374.pdf>
- I.J, B., & P., B. (1980). Microstrip Antennas. En A. House.
- Indu Bala, P., Sachin , K., & Sandhya , S. (Julio de 2012). Design and Simulation of E-Shape Microstrip Patch Antenna for Wideband Applications. *International Journal of Soft Computing and Engineering (IJSCE)*, 2, 275-275.
- K, G. (June 1994). Radiation quality factor and resonance resistance of rectangular microstrip antennas. En *Microwave and Optical Technology Letters* (págs. 7(9):427–430).
- kumar Sharma, A., Vyas, K., & Goyal, N. (2013). Compact Broadband Circular Microstrip Feed Slot Antenna with Asymmetric Bevel on Ground Plane for WIMAX and WLAN Applications. *International Conference on Communication Systems (ICCS-2013)* (págs. 216-220). Pilani, India: B K Birla Institute of Engineering & Technology (BKBIET), Pilani, India. Obtenido de <http://docslide.us/business/compact-broadband-circular-microstrip-feed-slot-antenna-with.html>
- Natarajan, & D, C. (2013). Effects of Ground Plane Shape on Performance of Probe-Fed Circularly Polarized, Pentagonal Patch Antenna. *Antennas and propagation Society International Symposium*, 720-723.
- R. F. , H. (1961). Time Harmonic Electromagnetic Fields. En *McGraw-Hill*. inc.

	INFORME FINAL DE TRABAJO DE GRADO	Código	FDE 089
		Versión	03
		Fecha	2015-01-22

- Ramírez Villegas , R., & Urquizo Ruvalcaba , I. (2010). Metodología de Diseño para Antenas Microcinta de Parche. Universidad Autonoma de Zacatecas, Zacatecas, Zac.
- ROHDE & SCHWARZ FSH8. (2015). *microlease*. Obtenido de Handheld spectrum analyzer 100kHz to 8GHz: www.microwave.com/uk/products/rohde-schwarz/rf-spectrum-analysers/fsh8?basemodelid=12396
- Sandoval, F. A. (2 de Febrero de 2009). *Antenas Microcinta o Patch: Introducción*. Obtenido de Fralbe: <http://fralbe.com/2009/02/02/antenas-microcinta-introduccion/>
- Sang Heun, L., & Young Joong, Y. (2010). Sang Heun Lee and Young Joong Yoon, "Fat Arm Spiral Antenna for Wideband Capsule EndoscopeSystems" Conference on Bioinformatics and Biomedical Engineering (iCBBE). *2010 4th International Publication Year*, 1-4.
- Thakur, A., & Kohitha Bai, B. (2012). Pentagonal shaped microstrip patch antenna in wireless capsule endoscopy system. *Department of electronics and communication Engineering, ASET, Amity University, Noida.*, 47-53.
- Tomasi, W. (2003). *Sistemas de Comunicaiones Electronicas* (Cuarta ed.). Atlacomulco, Mexico: PearsonEducación.
- Villar Etxeondo, V. J., Sorolla Ayza, M., & Beruete Díaz , M. (2012). Diseño Antena Microstrip de Ranura y Antena de Parche con Geometría Fractal. Pamplona. Obtenido de <http://academica-e.unavarra.es/bitstream/handle/2454/4806/577726.pdf?sequence=1>

	INFORME FINAL DE TRABAJO DE GRADO	Código	FDE 089
		Versión	03
		Fecha	2015-01-22

FIRMA ESTUDIANTES 

FIRMA ASESOR 

FECHA ENTREGA: Febrero 05 de 2016

FIRMA COMITÉ TRABAJO DE GRADO DE LA FACULTAD _____

RECHAZADO___ ACEPTADO___ ACEPTADO CON MODIFICACIONES___

ACTA NO. _____

FECHA ENTREGA: _____

FIRMA CONSEJO DE FACULTAD _____

ACTA NO. _____

FECHA ENTREGA: _____