

**ANÁLISIS DE LA SIMULACIÓN DEL PATRÓN DE RADIACIÓN EN UNA  
ANTENA TIPO PARCHÉ**

**SERGIO DANIEL MARTÍNEZ CAMPO**

**ROSA MARIA JIMENEZ BERMUDEZ**

**UNIVERSIDAD PONTIFICIA BOLIVARIANA  
ESCUELA INGENIERÍA Y ADMINISTRACIÓN  
PROGRAMA DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA  
BUCARAMANGA**

**2010**

**ANÁLISIS DE LA SIMULACIÓN DEL PATRÓN DE RADIACIÓN EN UNA  
ANTENA TIPO PARCHÉ**

**SERGIO DANIEL MARTÍNEZ CAMPO**

**ROSA MARIA JIMENEZ BERMUDEZ**

**Trabajo de grado presentado como requisito parcial para optar por el título  
de**

**Ingeniero Electrónico.**

**Director de tesis**

**Esp. FABIO ALONSO GUZMÁN SERNA**

**Ingeniero Electrónico**

**UNIVERSIDAD PONTIFICIA BOLIVARIANA  
ESCUELA INGENIERÍA Y ADMINISTRACIÓN  
PROGRAMA DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA  
BUCARAMANGA**

**2010**

**Nota de aceptación**

---

---

---

---

**Firma del Jurado**

---

**Firma del Jurado**

**Bucaramanga, junio del 2010**

A mis padres con todo mi amor  
y a mis hermanas.

Rosa María Jiménez Bermúdez

A Dios y a mi familia por su  
gran apoyo incondicional.

Sergio Daniel Martínez Campo

## **AGRADECIMIENTOS**

Los autores expresan sus agradecimientos a:

Fabio Alonso Guzmán Serna, Ingeniero Electrónico y Director de la Investigación, por su apoyo y sus valiosas orientaciones en el desarrollo de este proceso.

Universidad Pontificia Bolivariana, por brindar el espacio y el ambiente adecuado para una enseñanza superior y excelente formación profesional.

Profesores, amigos y/o compañeros de clases quienes en su momento hicieron contribuciones en esta formación.

Hermanos, por su constante motivación en este trabajo.

## TABLA DE CONTENIDO

	Pág.
<b>I. INTRUDUCCIÓN</b>	1
OBJETIVOS	2
<b>II. MARCO TEÓRICO</b>	3
1. TEORIA DE ANTENAS	3
1.1 RESEÑA HISTÓRICA	3
1.2 ANTENAS	4
1.3 TIPOS DE ANTENAS	5
1.3.1 ANTENAS DE ALAMBRE	5
1.3.2 ANTENAS DE APERTURA	6
1.3.3 ANTENAS DE APERTURA PLANAS	6
1.3.4 ANTENAS MICROCHIP	7
1.3.5 ANTENAS DE REFLEXIÓN	7
1.3.6 ANTENAS DE LENTES	7
1.4 PARÁMETROS DE LAS ANTENAS	8
1.4.1 PATRÓN DE RADIACIÓN	8
1.4.2 LÓBULOS DEL PATRÓN DE RADIACIÓN	10
1.4.3 REGIONES DE CAMPO	11
1.4.4 DENSIDAD DE POTENCIA RADIADA	13
1.4.5 INTENSIDAD DE RADIACIÓN	14
1.4.6 DIRECTIVIDAD	14
1.4.7 GANANCIA	15

1.4.8 EFICIENCIA DE UNA ANTENA	15
1.4.9 ANCHO DE BANDA	16
2 ANTENAS TIPO PARCHE O MICROSTRIP	17
2.1 ORIGEN	17
2.2 TIPOS DE ONDAS EN LAS LÍNEAS DE MICROSTRIP	19
2.2.1 LAS ONDAS ESPACIALES	20
2.2.2 LAS ONDAS SUPERFICIALES	20
2.2.3 LAS ONDAS FUGA	21
2.2.4 LAS ONDAS GUIADAS	21
2.3 REQUERIMIENTOS PARA CIRCUITOS Y ANTENAS	22
2.4 CARACTERÍSTICAS DE LAS ANTENAS MICROSTRIP	22
2.5 MÉTODOS DE ANÁLISIS	25
2.5.1 MODELOS EMPÍRICOS	25
2.5.2 MODELOS SEMI-EMPÍRICOS	26
2.5.3 MODELOS DE ONDA COMPLETA	27
2.5.1 MODELOS EMPIRICOS	27
2.5.1.1 MODELO DE LÍNEA DE TRANSMISIÓN	27
2.5.1.2 MODELO DE CAVIDAD	30
2.6 MÉTODOS DE ALIMENTACIÓN	40
2.6.1 ALIMENTACIÓN DIRECTA	40
2.6.1.1 ALIMENTACIÓN POR LÍNEA DE TRANSMISIÓN O LÍNEA MICROSTRIP	40
2.6.1.2 ALIMENTACIÓN DIRECTA CON SONDA COAXIAL	41
3. INTEGRACION NUMERICA	43
3.1 MÉTODO TRAPEZOIDAL O REGLA DEL TRAPECIO	43



3.2 MÉTODO DE SIMPSON	44
3.3 MÉTODO DE CUADRATURA DE GAUSS	45
<b>III. METODOLOGÍA DEL PROYECTO</b>	47
4. DESARROLLO DEL PROYECTO	47
<b>IV. RESULTADOS Y MANUAL O PROCEDIMIENTOS DE USO</b>	54
5.1 HERRAMIENTA UTILIZADA PARA EL DESARROLLO DEL SIMULADOR EN EL SOFTWARE MATLAB	57
5.2 REQUERIMIENTOS DE INSTALACIÓN Y USO	57
5.3 GUI SIMULADOR	58
5.4 EXPORTAR DATOS REALES DEL MÓDULO LVDAM-ANT	66
5.4.1 PARA EQUIPOS CON WINDOWS VISTA	66
5.4.2 PARA EQUIPOS CON WINDOSWA XP	66
5.5 ODTENCIÓN DE LOS DATOS CON EL MÓDULO LVDAM-ANT	67
<b>V. ANÁLISIS DE RESULTADOS</b>	70
<b>VI. CONCLUSIONES</b>	75
TRABAJO FUTUROS	76
BIBLIOGRAFÍA	77

## LISTA DE FIGURAS

	pág
Figura No 1.1 Circuito equivalente de una antena	4
Figura No 1.2 Dos antenas de apertura planas	6
Figura No 1.3 Antena microstrip	7
Figura No 1.4 Patrón de radiación tridimensional	9
Figura No 1.5 Patrones de radiación	10
Figura No 1.6 Lóbulos de un patrón de radiación direccional	11
Figura No 1.7 Regiones de campo	12
Figura No 1.8 Configuraciones de Antenas Striplines	18
Figura No 1.9 a) Tecnología de Circuitos Impresos, b) Tecnología Coplanar	19
Figura No 2.0 Sensores Basados en Ondas Superficiales	20
Figura No 2.1 Estructura de una antena de microstrip	23
Figura No 2.2 Patrón de radiación de una antena microstrip	25
Figura No 2.3 Modelo de línea de transmisión de una antena	28
Figura No 2.4 Fringing Effects en una antena de parche rectangular	28
Figura No 2.5 Ubicación de los ejes $x$ , $y$ y $z$ en el parche	30
Figura No 2.6 Distribución de cargas y creación de la densidad en el parche	31
Figura No 2.7 Condiciones de frontera	32
Figura No 2.8 Configuraciones de campo (modos) para el parche	34
Figura No 2.9 Densidades de corrientes equivalentes en el parche	35
Figura No 3.0 Parche rectangular que irradia densidades corrientes magnéticas	36

Figura No 3.1 Patrones típicos del plano E y H de cada ranura del parche	37
Figura No 3.2 Densidades corrientes en modo $TM_{010}$	37
Figura No 3.3 Alimentación por línea de transmisión	41
Figura No 3.4 Alimentación por sonda de cable coaxial	42
Figura No 3.5 Distribución de las áreas bajo la curva	43
Figura No 3.6 Área aproximada de la curva	45
Figura No 3.7 Posición de la Antena Diseñada con Alimentación Coaxial	47
Figura No 3.8 Plano e y Plano H de la Antena Diseñada	48
Figura No 3.9 Antena No 3	49
Figura No 4.0 Plano E y H de la Antena No 3	50
Figura No 4.1 Antenas Construida	50
Figura No 4.2 Gráficas del Patrón de Radiación para cada Antena	51
Figura No 4.3 Alteraciones en la potencia radiada, en el plano H, al modificar a) el ancho $W$ del parche, b) el largo $L$ del parche, c) la constante dieléctrica $\epsilon_r$ y d) grosor $h$	52
Diagrama de Flujo	54
Figura No 4.4 Ventana de presentación	58
Figura No 4.5 Menú acceso	59
Figura No 4.6 Menú de simulación, diseño y gráficas	60
Figura No 4.7 Simulación y gráficas	61
Figura No 4.8 Diseño, simulación y gráficas	62
Figura No 4.9 Guardar datos	53
Figura No 5.0 Directividad por el Método Simpson	64
Figura No 5.1 Detalles de Gráficas	65
Figura No 5.2 Campo E y Campo H	67

Figura No 5.3 Opción a) File b) Export	68
Figura No 5.4 Guardar los datos reales	69
Figura No 5.6 Comparación gráfica detallada por el simulador en cartesiano	71
Figura No 5.7 Comparación matricial con magnitud en decibeleles	71
Figura No 5.8 Gráficas del plano H	72
Figura No 5.9 Gráfica del Promedio	73
Tabla de promedio y desviación estándar	73
Tabla estadística de la regresión	74

## GLOSARIO

**Microchip:** tecnología basada en circuitos de tamaños muy reducidos.

**Permitividad:** es una constante física que describe cómo un campo eléctrico afecta y es afectado por un medio. También llamado permitividad eléctrica ( $\epsilon$ ).

**Permeabilidad:** también denominado permeabilidad magnética, se denomina permeabilidad magnética a la capacidad de una sustancia o medio para atraer y hacer pasar a través de sí los campos magnéticos, la cual está dada por la relación entre la intensidad de campo magnético existente y la inducción magnética que aparece en el interior de dicho material.

**Vector de Poynting:** puede definirse como el producto vectorial del campo eléctrico y el campo magnético. Recibe su nombre del físico inglés John Henry Poynting.

**MMIC:** (Circuitos integrados monolíticos de la microonda) son un tipo de circuitos integrados que operan en frecuencias de microondas.

**Stripline:** es un tipo de línea de transmisión para modos TEM (Transversal Electro- Magnéticos) utilizada en electrónica de comunicación.

**TEM:** (Transversal Electro-Magnéticos) Los modos transversales son debidos a las condiciones de frontera impuestas por la guía de ondas.

**Fringing Effects:** Debido a que la dimensión del parche es finita a lo largo de la longitud y el ancho, se presenta el efecto de los bordes en las esquinas del parche.

**Microstrip:** es un tipo de línea de transmisión eléctrica que pueden ser fabricados utilizando placa de circuito impreso, y se utiliza para transmitir señales de microondas.

**GUI:** Interfaz Gráfica de Usuario (Graphic User Interface), es una plataforma de diseño personalizada que permite el ingreso, la interacción y la visualización de información por parte del usuario de la aplicación desarrollada.

## **RESUMEN GENERAL DE TRABAJO DE GRADO**

**TITULO:** ANÁLISIS DE LA SIMULACIÓN DEL PATRÓN DE RADIACIÓN EN UNA ANTENA TIPO PARCHE

**AUTORES:** SERGIO DANIEL MARTÍNEZ CAMPO  
ROSA MARIA JIMENEZ BERMUDEZ

**FACULTAD:** INGENIERIA ELECTRÓNICA

**DIRECTOR:** Esp. FABIO ALONSO GUZMÁN SERNA

### **RESUMEN**

En este proyecto de grado se realizó el análisis del patrón de radiación de una antena microstrip rectangular donde se llevó a cabo el estudio y la creación de una herramienta en Matlab para simular el patrón. Para el uso adecuado del simulador por parte del usuario, se describieron una serie de procedimientos de uso. Adicionalmente se puede comparar los datos obtenidos por la simulación con los datos obtenidos por el software LVDAM-ANT, realizando unos estadísticos para optimizar dicho análisis.

**PALABRAS CLAVES:** Microstrip, Matlab.

## **GENERAL SUMMARY OF WORK OF DEGREE**

**TITLE:** SIMULATION ANALYSIS OF THE PATTERN OF RADIATION  
IN A TYPE PATCH ANTENNA

**AUTHORS:** SERGIO DANIEL MARTÍNEZ CAMPO  
ROSA MARIA JIMENEZ BERMUDEZ

**FACULTY:** ELECTRONIC ENGINEERING

**DIRECTOR:** Esp. FABIO ALONSO GUZMÁN SERNA

### **ABSTRACT**

In this project of degree the analysis of the landlord of radiation of a rectangular antenna was realized microstrip where it was carried out the study and the creation of a tool in Matlab to simulate the landlord. For the suitable use of the simulator on the part of the user, a series of use procedures was described. Additionally it is possible to be compared the data collected by the simulation gift the data collected by software LVDAM-ANT, realizing statistical ones to optimize this analysis.

**KEY WORDS:** Microstrip, Matlab.



## I. INTRODUCCIÓN

Los sistemas de telecomunicaciones en las últimas décadas han evolucionado con un alto desarrollando tecnológico, con una tendencia muy marcada en busca de la miniaturización y a su vez de un alto rendimiento de los equipos diseñados para los diferentes fines. Las antenas son el componente fundamental de todos los sistemas de radiocomunicaciones, por consiguiente la antena puede tener un alto desempeño en estos sistemas, cuando el tamaño, el peso, el costo, el rendimiento, la facilidad de instalación y el contorno aerodinámico sean parámetros de suma importancia.

Los tipos de antena, dependen de la forma en que se distribuye el campo electromagnético en la propia antena o la tecnología utilizada según el uso al que vayan ser destinadas; por lo tanto, para este proyecto solo se investigó y analizó sobre las Antenas Microchip Rectangular. Las formas más comunes de las Antenas Microchip o Antenas Parches es cuadrado, rectángulo, círculo y elipse, pero es posible cualquier forma.

Este proyecto se desarrolló de tal manera que permite al lector diseñar, implementar y verificar, las diferentes formas del patrón de radiación en las Antenas Microchip; este se puede verificar por medio de una herramienta creada mediante un algoritmo desarrollado en el software Matlab, el cual visualiza el patrón de radiación de una Antena Microchip previamente establecida con unas características específicas, dimensiones y la longitud de onda de la señal de radiofrecuencia recibida.

Mediante el Módulo LVDAM-ANT desarrollado por LAB-VOLT y adquirido para el laboratorio de la Universidad Pontificia Bolivariana, se obtienen los datos reales de la visualización del patrón de radiación de la misma antena y posteriormente se hace su respectiva comparación con la simulación adquirida por el software.

## **OBJETIVOS**

### **Objetivo General**

- Desarrollar un software en Matlab que permita simular el Patrón de Radiación de una Antena tipo Parche y realizar la comparación con las medidas tomadas del Patrón de Radiación de la misma Antena en el Modulo LVDAM-ANT.

### **Objetivos Específicos**

- Desarrollar un algoritmo en el Software Matlab utilizando diferentes métodos numéricos para obtener el patrón de radiación de una antena tipo parche.
- Seleccionar la forma geométrica de la antena tipo parche a construir.
- Cualificar el error entre el patrón de radiación obtenido por simulación y el patrón de radiación medido con el módulo LVDAM-ANT.
- Crear un manual, para el uso y manejo del Software.

## **II. MARCO TEÓRICO**

### **1. TEORÍA DE ANTENAS**

Las antenas como componente fundamental de todos los sistemas de radiocomunicaciones son el medio más práctico y en muchas ocasiones único para poder transmitir información a largas distancias. En las últimas décadas con el creciente desarrollo y evolución de las comunicaciones inalámbricas, las antenas microchip han sido objeto de estudios para muchos investigadores en todo el mundo por su amplio uso en diferentes sectores.

#### **1.1 RESEÑA HISTÓRICA**

La telegrafía en el año 1844, posteriormente la telefonía en el año 1878, fueron los primeros sistemas de comunicación eléctricos. Estos sistemas funcionaban enviando señales a través de líneas de transmisión de dos hilos conductores, que conectaban el emisor con el receptor [1].

James C. Maxwell, en el año 1854, desarrolló los primeros modelos matemáticos, creando las teorías de las antenas, corroborados por los experimentos de Heinrich R. Hertz, en 1887, y los primeros sistemas de radiocomunicaciones de Guglielmo Marconi en 1897 [1].

En 1901, se realizó la primera comunicación transoceánica desde Cornualles a Terranova. En 1907 ya existían servicios comerciales de comunicaciones [1].

40 años después de la creación de los primeros sistemas de radiocomunicaciones por Marconi, la tecnología de las antenas se centró en elementos radiantes de hilo, a frecuencias hasta UHF. Inicialmente se utilizaban frecuencias de transmisión entre 50 y 100 kHz, por lo que las antenas eran pequeñas comparadas con la longitud de onda. Tras el descubrimiento del triodo por De Forest, se pudo empezar a trabajar a frecuencias entre 100 kHz y algunos MHz, con tamaños de antenas comparables a la longitud de onda [1].

Después de la Segunda Guerra Mundial se desarrollaron e implementaron nuevos elementos radiantes como guías de onda, bocinas, reflectores, etc. El magnetrón y

el Klystron (generadores de microondas) dieron una gran contribución en los sistemas de comunicación, que operan a frecuencias superiores de 1 GHz [1].

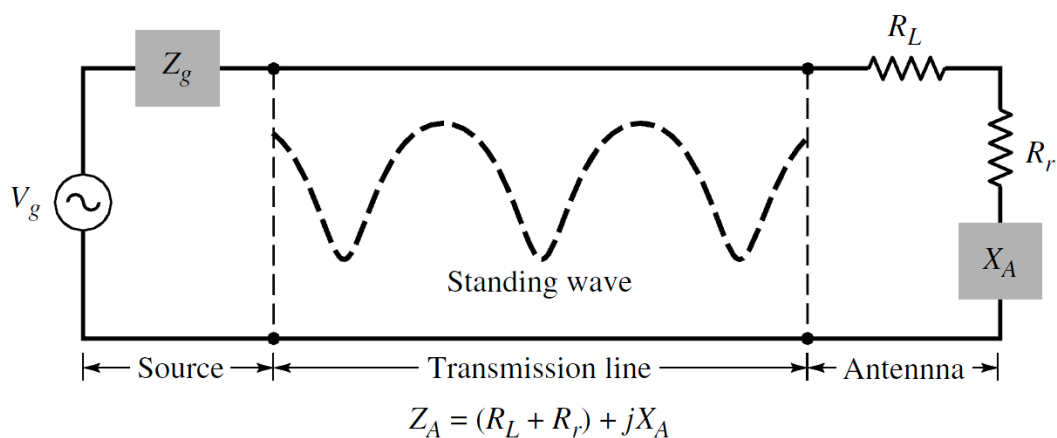
En las décadas de 1960 a 1980 los avances en arquitectura y tecnología de computadores tuvieron un gran impacto en el desarrollo de la moderna teoría de antenas. Los métodos numéricos se desarrollaron a partir de 1960 y permitieron el análisis de estructuras inabordables por métodos analíticos. Se desarrollaron métodos asintóticos de baja frecuencia (método de los momentos, diferencias finitas) y de alta frecuencia (teoría geométrica de la difracción GTD, teoría física de la difracción PTD) [1].

Anteriormente las antenas tenían un lugar secundario en el diseño de un sistema, en la actualidad es el dispositivo más importante y crítico en un sistema de radiocomunicación. Así mismo en la primera mitad del siglo XX se utilizaban métodos de prueba y error, mientras que en la actualidad se consigue pasar del diseño teórico al prototipo final sin necesidad de pruebas intermedias [1].

## 1.2 ANTENAS

Una antena es un dispositivo metálico capaz de radiar y recibir ondas electromagnéticas, la antena se utiliza como la interface entre un transmisor y el espacio libre o el espacio libre y el receptor, de igual forma permite la transición de las ondas guiadas a las ondas radiadas y viceversa [2]. El circuito equivalente para una antena se muestra en la siguiente figura 1.1:

Figura No 1.1. Circuito Equivalente de una Antena



Fuente: [2]

La fuente es representada por un generador ideal, la línea de transmisión es representada con una impedancia característica  $Z_c$ , la antena es representada por una carga  $Z_A$  compuesta de 3 impedancias en serie:  $R_L$ ,  $R_r$  y  $X_A$  [ $Z_A=(R_L+R_r)+jX_A$ ]. La resistencia de carga  $R_L$  representa las pérdidas por conductor y por dieléctrico.  $R_r$  es la llamada resistencia de radiación y es una resistencia ficticia utilizada para justificar la potencia que es radiada al espacio. La reactancia  $X_A$  es utilizada para representar la parte imaginaria de la radiación (potencia reactiva) [2]. En condiciones ideales se espera que la potencia generada por la fuente sea transmitida en su totalidad a la resistencia de radiación, sin embargo esto no se logra en la práctica debido a que existen pérdidas intrínsecas por conducción y por el dieléctrico, al igual por desacoplamiento de impedancias por lo que no toda la potencia es transmitida y se generan dos tipos de ondas viajando en direcciones opuestas: ondas transmitidas de la fuente hacia la carga y ondas reflejadas en dirección contraria. Estas ondas en direcciones opuestas generan interferencia constructiva o destructiva que deriva en las llamadas ondas estacionarias (standing waves) [2]. El circuito anterior se aplica tanto para la transmisión como recepción de las antenas.

### **1.3 TIPOS DE ANTENAS**

La diversidad de los tipos de antenas con características específicas y particulares, depende de la forma en que se distribuye el campo electromagnético en la propia antena, también depende de la tecnología utilizada según el uso al que vayan a ser destinadas. Algunos tipos de antenas son:

#### **1.3.1 Antenas de Alambre**

Es el tipo más común de antenas con el mayor número de aplicaciones y se pueden hallar ubicadas en edificios, en automóviles, en aviones, naves espaciales, etc. Existen varios tipos de antenas de alambre como los monopolos, dipolos, las antenas de lazo y antenas de hélices [2].

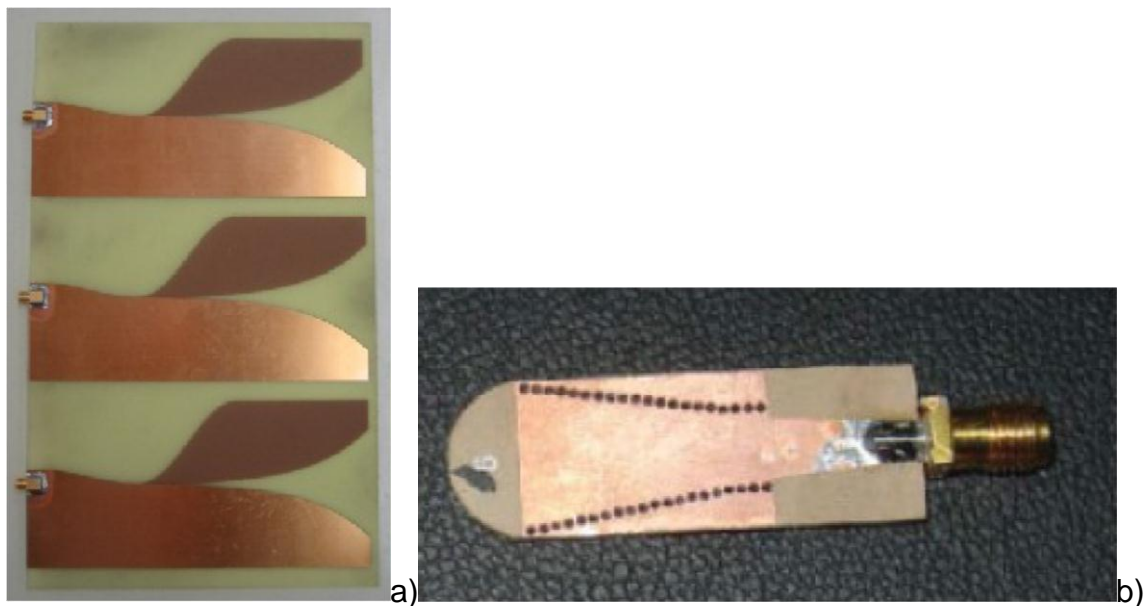
### 1.3.2 Antenas de Apertura

Este tipo de antenas tienen gran aplicación en aviones y naves espaciales debido a que pueden ser montadas y moldeadas fácilmente en la estructura del avión o nave. Su estructura consta de una guía de onda con terminación en formas piramidales, cilíndricas, corneta, etc. [2].

### 1.3.3 Antenas de Apertura Planas

En la búsqueda de antenas con tamaños reducidos se han generado diseños de antenas de apertura con dimensiones cada vez más pequeñas según las necesidades actuales, además de ser más prácticas, disminuir los costos de fabricación. Un ejemplo de éste tipo de antenas son las llamadas Vivaldi, las cuales utilizan dos formas de cobre cada una en un lado de un sustrato dieléctrico. Una tecnología muy reciente que ha cobrado auge en los últimos años es la llamada Substrate Integrated Waveguide, que consiste en utilizar una guía de onda de tamaño reducido integrada en un sustrato dieléctrico, la cual presenta una gran practicidad para construir circuitos de dimensiones pequeñas [3]. En la siguiente figura 1.2 muestra ejemplos de este tipo de antenas.

Figura No 1.2. Dos antenas de apertura planas: a) Antena Vivaldi y b) Antena de corneta utilizando SIW.

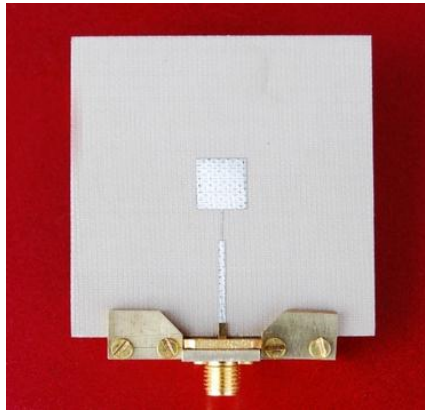


Fuente: [4], [5].

### 1.3.4 Antenas Microchip

Desde su aparición han tenido un gran desarrollo principalmente debido a sus tamaños reducidos (conforme a las frecuencias de operación han ido incrementando, los tamaños de estas antenas disminuyen considerablemente). Las antenas de microchip constan de un parche conductor sobre un substrato dieléctrico aterrizado [2]. En la figura 1.3 se muestra una antena microchip característica.

Figura No 1.3. Antena microchip.



Fuente: [6].

### 1.3.5 Antenas de Reflexión

Este tipo de antenas consta de una estructura de antena de cualquier tipo incluyéndole un reflector para mejorar sus propiedades. Entre los tipos de antenas de reflexión más comunes de estas antenas están la parabólica, de plano de ángulo, cilíndrico y esférico [2].

### 1.3.6 Antenas de Lentes

Dependiendo de la composición y forma de las lentes en estas antenas se pueden convertir varias formas de energía divergente en ondas planas. Este tipo de antenas tiene las mismas aplicaciones que las antenas de reflector parabólico sobre todo a altas frecuencias ya que en las frecuencias pequeñas, los tamaños y pesos de las lentes pueden llegar a ser demasiado altos [2].

## 1.4 PARÁMETROS DE LAS ANTENAS

Los parámetros de las antenas se utilizan para la caracterización de las diferentes propiedades que tiene una antena específica. Estos parámetros se encuentran relacionados con la radiación que de la antena es emitida. A continuación describen los parámetros primordiales para juzgar el comportamiento de una antena.

### 1.4.1 Patrón de Radiación

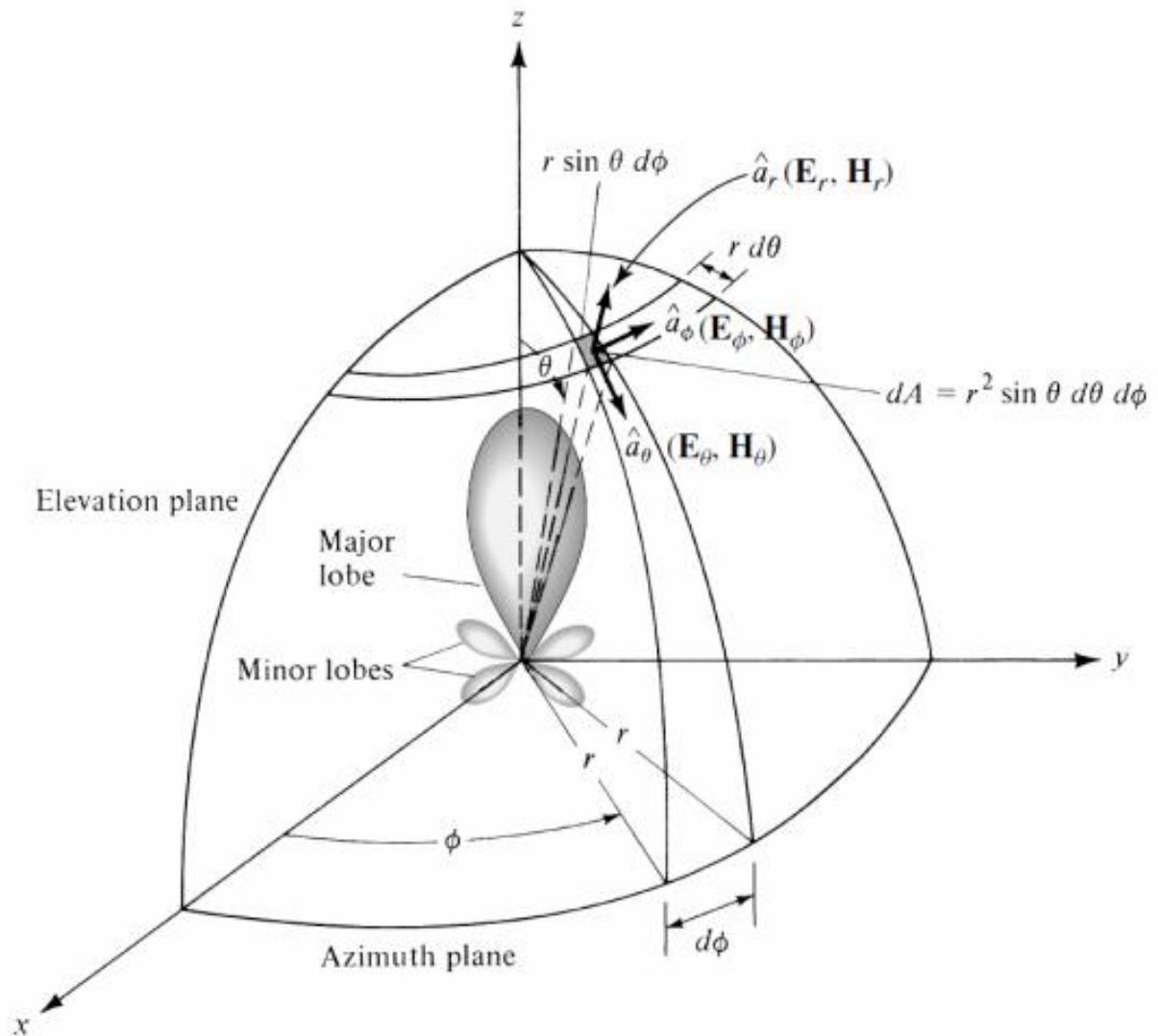
El parámetro más importante de las antenas es el patrón de radiación, definiéndose así como la representación espacial de la energía que es radiada por una antena y/o la representación de las intensidades de los campos o las densidades de potencia en varias posiciones angulares en relación con una antena.

Esta representación generalmente se hace para campo lejano (más adelante se hablará de los campos de radiación de una antena). Su representación puede ser en cartesiano, dos dimensiones o tres dimensiones. Cuando la representación del patrón de radiación es en tres dimensiones existen dos planos sobre los cuales se grafican los puntos correspondientes a la energía radiada de la antena: el plano Azimutal y el plano de elevación.

El plano Azimutal es aquel que está en función del ángulo  $\phi$  ( $f(\phi)$ ) y puede verse como un plano horizontal, mientras que el plano de elevación es aquel que está en función del ángulo  $\theta$  ( $g(\theta)$ ) y puede verse como un ángulo vertical [2] (Figura 1.4). En dicha figura se pueden apreciar también las dimensiones para considerar el patrón de radiación de una antena (coordenadas esféricas): el radio donde se mide la radiación ( $r$ ), el diferencial del plano azimutal ( $d\phi$ ), el diferencial del plano de elevación ( $d\theta$ ), el diferencial de área esférica ( $dA$ ) así como los vectores unitarios de las coordenadas esféricas ( $\hat{a}_r$ ,  $\hat{a}_\phi$  y  $\hat{a}_\theta$ ).



Figura No 1.4. Patrón de Radiación Tridimensional



Fuente: [2]

El patrón de radiación se puede presentar en tres formas posibles: patrón isotrópico (aquel en el cual una antena hipotéticamente sin pérdidas irradia igual energía hacia todas las direcciones), patrón direccional (la energía puede depender de la dirección angular en el plano Azimutal ( $f(\phi)$ ), en el plano de elevación ( $g(\theta)$ ) o ambos) y patrón omnidireccional (presenta un patrón no direccional en un plano y un patrón direccional en otro) [2]. La siguiente Figura 1.5 muestra las tres formas mencionadas [2].

Figura No 1.5. Patrones de Radiación

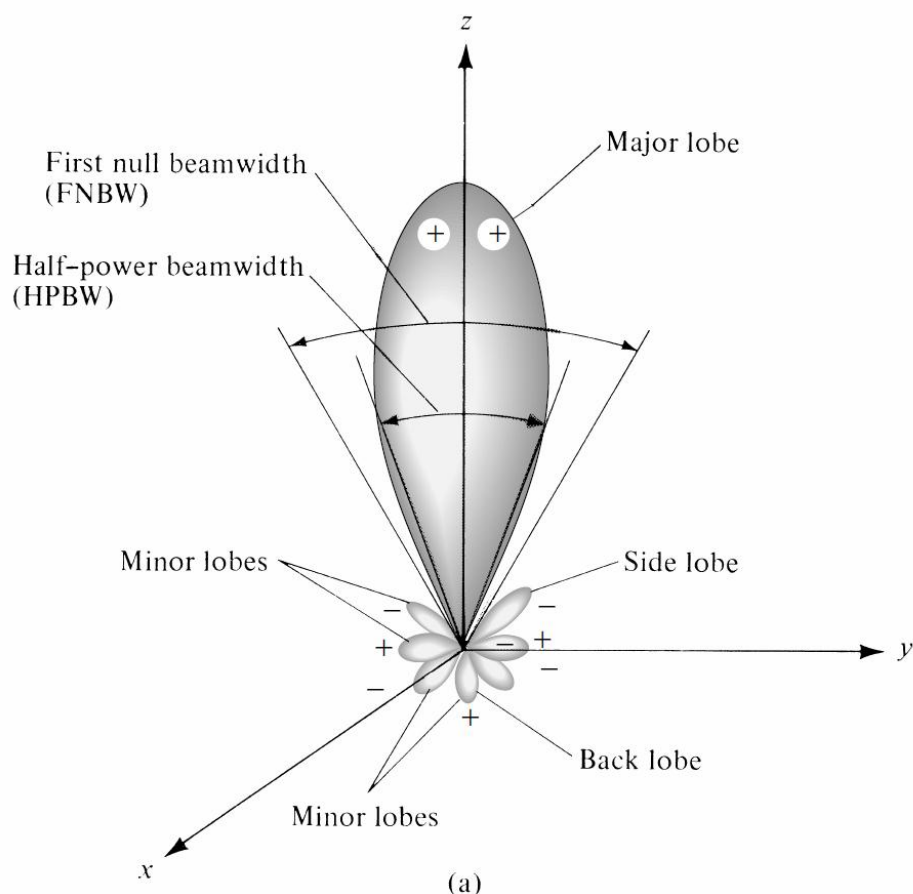


Fuente: [7]

#### 1.4.2 Lóbulos del Patrón de Radiación

En el patrón de radiación de cualquier antena se pueden apreciar los llamados lóbulos de radiación, los cuales se definen como “el área del patrón de radiación rodeada por regiones de relativamente baja intensidad de radiación” [2]. Los lóbulos de radiación de las antenas se pueden clasificar en dos tipos: lóbulos principales (main lobes) y lóbulos secundarios (minor lobes). A su vez los lóbulos secundarios pueden subdividirse en lóbulos laterales (side lobes) y lóbulos posteriores (back lobes). En la figura 1.6 se muestra un patrón de radiación direccional conteniendo su lóbulo principal, lóbulos secundarios, lóbulos laterales y lóbulo posterior.

Figura No 1.6. Lóbulos de un Patrón de Radiación Direccional



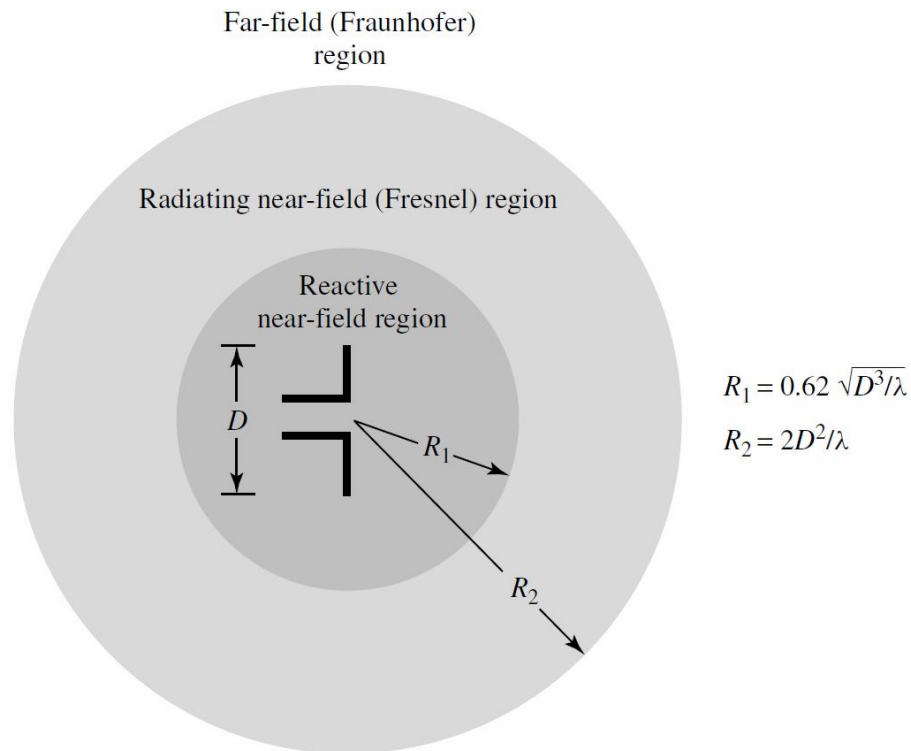
Fuente: [2]

### 1.4.3 Regiones de Campo

En una antena la potencia radiada está compuesta por una parte real y una parte imaginaria. La parte real es la llamada potencia radiativa, la cual puede ser transferida a un medio y por lo tanto es la que se puede utilizar. La potencia reactiva es la parte imaginaria de la potencia radiada y ésta no puede ser transferida a los medios, simplemente permanece oscilando entre los campos. La potencia radiativa y reactiva se presenta en diferentes proporciones dependiendo de la distancia donde se midan a partir de la antena, es por ello que se han definido las llamadas regiones de campo [8].

El espacio que rodea a una antena se puede dividir en tres regiones de forma esférica: la región de campo cercano reactivo, región de campo cercano radiante también conocida como región de Fresnel y la región del campo lejano también conocida como Fraunhofer [2]. La región del campo cercano reactivo es aquella inmediatamente cercana a la antena donde la potencia radiada está constituida en su mayoría por potencia reactiva. Para la mayoría de las antenas ésta región se ha definido en el rango  $R < 0.62\sqrt{D^3/\lambda}$ .  $R$  es el radio alrededor de la antena,  $\lambda$  es la longitud de onda y  $D$  es la dimensión mayor de la antena. Para dipolos muy cortos o antenas similares esta región queda delimitada por  $R < \lambda/2\pi$  [2]. En esta región la potencia reactiva es aproximadamente igual a la potencia radiativa. La región de campo cercano radiante se encuentra limitada en los rangos  $R \geq 0.62\sqrt{D^3/\lambda}$  y  $R < 2D^2/\lambda$  [2]. Para antenas cortas se puede considerar a esta región para el rango  $R \geq \lambda/2\pi$  [2], [4]. La región de campo lejano o de Fraunhofer es aquella que en la que la potencia radiada está constituida en su mayoría por potencia radiativa. La región de campo lejano se extiende en el rango  $R > 2D^2/\lambda$  [2]. Para antenas de dimensiones cortas el rango para este campo se puede considerar como  $R \gg \lambda/2\pi$  [2], [4]. La figura 1.7 se muestran las tres regiones en que se divide el espacio que rodea a una antena.

Figura No 1.7. Regiones de Campo



Fuente: [2].

#### 1.4.4 Densidad de Potencia Radiada

La potencia de una onda electromagnética cualquiera puede definirse mediante el vector de Poynting, el cual apunta hacia la dirección de propagación de la onda. La potencia contenida en un área equivale a la integral cerrada de superficie del producto punto entre el vector de Poynting y el diferencial de área. [2], como se muestra a continuación:

$$\mathcal{P} = \oint_S \mathcal{W} \cdot d\mathbf{s} = \oint_S \mathcal{W} \cdot \hat{\mathbf{n}} da \quad \text{Ecuación (1.1)}$$

Dónde:

$\mathcal{P}$  = es la potencia total instantánea en  $\mathcal{W}$ .

$\hat{\mathbf{n}}$  = es vector unitario normal a la superficie.

$da$  = es el área infinitesimal de la superficie cerrada en  $m^2$ .

$\mathcal{W}$  = es el vector de Poynting puntual.

La densidad de potencia promedio queda expresada como:

$$\mathbf{W}_{av}(x, y, z) = [\mathcal{W}(x, y, z; t)]_{av} = \frac{1}{2} \text{Re}[\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*] \quad (\text{W/m}^2) \quad \text{Ecuación (1.2)}$$

La potencia radiada promedio de una antena entonces puede encontrarse integrando en el área deseada, por lo tanto se tiene:

$$\begin{aligned} P_{rad} = P_{av} &= \oint_S \mathbf{W}_{rad} \cdot d\mathbf{s} = \oint_S \mathbf{W}_{av} \cdot \hat{\mathbf{n}} da \\ &= \frac{1}{2} \oint_S \text{Re}(\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*) \cdot d\mathbf{s} \end{aligned} \quad \text{Ecuación (1.3)}$$

### 1.4.5 Intensidad de Radiación

La intensidad de radiación se define como la potencia radiada en una antena por unidad de ángulo sólido [5]. La intensidad de potencia se mide en el campo lejano donde la potencia que se radia es en su mayoría radiactiva y se expresa como:

$$U = r^2 W_{rad} \quad \text{Ecuación (1.4)}$$

Dónde:

- $U$  = es la intensidad de radiación (W/unidad de ángulo sólido).
- $r$  = es el radio.
- $W_{rad}$  = es la densidad de radiación (W/m<sup>2</sup>).

### 1.4.6 Directividad

La directividad es un parámetro muy importante en las antenas, está definido como la razón de la intensidad radiada en una dirección a la intensidad de radiación promedio en todas las direcciones [2]. Entre más alta sea la directividad, el haz de radiación será más afilado. La directividad es un parámetro muy importante a la hora de juzgar el patrón de radiación de una antena. La directividad para una antena microstrip rectangular está dada por:

$$D = \frac{4 \left( \frac{\pi W}{\lambda_0} \right)^2}{\int_0^\pi \left[ \frac{\sin \left( \frac{k_0 W}{2} \cos \theta \right)}{\cos \theta} \right]^2 \sin^3 \theta d\theta} \quad \text{Ecuación (1.5)}$$

Donde  $W$  es una variable de la dimensiones del parche en la antena microstrip rectangular,  $\lambda_0$  es la longitud de onda ( $\lambda_0 = c/fr$ ),  $c$  es la velocidad de la luz y  $fr$  es la frecuencia de resonancia.

### 1.4.7 Ganancia

La ganancia es un parámetro con nombre desacertado asignado para las antenas, ya que las antenas son elementos pasivos y por lo tanto no pueden realizar una amplificación, es por ello que el término ganancia cuando se habla de antenas varía de su definición convencional utilizada para circuitos electrónicos. La ganancia es un parámetro de las antenas similar a la directividad. La diferencia reside en que la directividad solamente toma en cuenta las propiedades direccionales de la antena y por lo tanto ésta depende únicamente del patrón de radiación. Por el contrario la ganancia de una antena toma en cuenta tanto las propiedades direccionales de ésta como la eficiencia. La definición de ganancia dice que es la razón de la intensidad de radiación en cualquier dirección a la radiación de intensidad que sería obtenida si la potencia aceptada por la antena fuera radiada de manera isotrópica [2]. La ganancia de una antena se expresa como sigue:

$$G = 4\pi \frac{\text{int ensidad de radiación}}{\text{potencia total de entrada (aceptada)}} = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad \text{Ecuación (1.6)}$$

### 1.4.8 Eficiencia de una antena

En un circuito cualquiera la eficiencia sirve para determinar las pérdidas presentes en la entrada de la misma. Para una antena la eficiencia total está dada por [2]:

$$e_0 = e_r e_c e_d \quad \text{Ecuación (1.7)}$$

Dónde:

$e_r$  es la eficiencia de reflexión de una antena debida a desacoplamientos de impedancia entre la antena y la línea de transmisión. Esta eficiencia está ampliamente ligada al coeficiente de reflexión mediante  $e_r = 1 - |\Gamma|^2$ . A su vez el coeficiente de reflexión tiene un valor  $\Gamma = (Z_{in} - Z_0) / (Z_{in} + Z_0)$ , donde  $Z_{in}$  es la impedancia de entrada de la antena y  $Z_0$  es la impedancia característica de la línea de transmisión.

$\epsilon_c$  es la eficiencia de conductor asociada con las pérdidas por efecto Joule, es decir con potencia que es transferida al medio.

$\epsilon_d$  es la eficiencia del dieléctrico asociada con las pérdidas del dieléctrico con el cual se esté trabajando [2].

#### **1.4.9 Ancho de Banda**

El ancho de banda de una antena es un valor subjetivo dependiendo de las características buscadas en el funcionamiento de una antena. El ancho de banda se describe como “el rango de frecuencias dentro del cual el desempeño de la antena, con respecto a alguna característica se ajusta a un estándar especificado” [2]. En otras palabras el ancho de banda se refiere al rango de frecuencias que cumplan las características deseadas, las cuales pueden ser intensidad de potencia, potencia radiada, coeficiente de reflexión, coeficiente de transmisión, directividad, etc.



## **2. ANTENAS TIPO PARCHE O MICROSTRIP**

Las antenas tipo parche también son conocidas como antenas microstrip ya que se basan en dicha tecnología. Son mecánicamente robustas cuando se montan en superficies rígidas, también son compatibles con diseños MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuits), y la forma particular y el modo de la antena son seleccionados de forma versátil en términos de la frecuencia de resonancia, la polarización, el patrón de radiación y la impedancia. Su uso tiene un gran auge para aplicaciones en las que el tamaño reducido es importante por ejemplo: aeronáutica, aviación, satélites, aplicaciones en misiles, dispositivos móviles, comunicaciones inalámbricas en general, y para frecuencias elevadas principalmente en los rangos de microondas y ondas milimétricas [2].

Las ventajas más importantes de las antenas microstrip son: permiten diseñar dispositivos cada vez más pequeños y con componentes livianos, de igual o mejor eficiencia [3], son fáciles de integrar tanto a superficies planas como no planas, sencillas, de fácil producción en masa (por lo que los costos pueden ser muy reducidos), fáciles de adaptar con circuitos integrados de microondas, versátiles en términos de impedancia, patrón, polarización y frecuencia de resonancia [2].

Entre las principales desventajas de este tipo de antenas se pueden nombrar: baja potencia de radiación (por su estructura no se pueden soportar altas potencias en los componentes de una antena microstrip), baja eficiencia, ancho de banda angosto [2], pérdidas considerables y se afectan fácilmente por el factor térmico (sobre todo si se trabaja sobre sustratos flexibles).

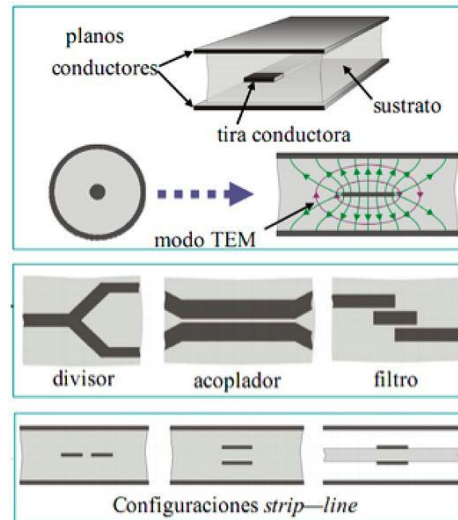
### **2.1 ORIGEN**

Las antenas tipo parche están basadas en la tecnología microstrip. Estas antenas son el resultado de una evolución que desde sus inicios estuvo regida bajo el principio de realizar diseños de dimensiones reducidas tanto en antenas como en líneas de transmisión que pudieran ser fácilmente acoplados a cualquier dispositivo.

En los años 50, los primeros circuitos impresos para microondas aparecieron con el nombre de strip-lines (Línea de Tira). Una stripline está constituida por una tira delgada conductora en un dieléctrico, el cual posee dos capas metalizadas en el exterior (en la parte superior e inferior del dieléctrico). Tanto la placa superior (parche) de la estructura como la inferior (plano tierra) tienen el mismo potencial. Por su arreglo balanceado las striplines confinan la mayor parte de los campos (de forma TEM) dentro del dieléctrico. A partir de las striplines se empezó a utilizar

una nueva forma de circuitería de microondas y sus principales aplicaciones son para realizar acopladores de líneas paralelos de alta directividad debido a su naturaleza de acoplamiento intrínseca [9]. La figura 1.8 muestra algunas configuraciones de las antenas striplines.

Figura No 1.8. Configuraciones de Antenas Striplines



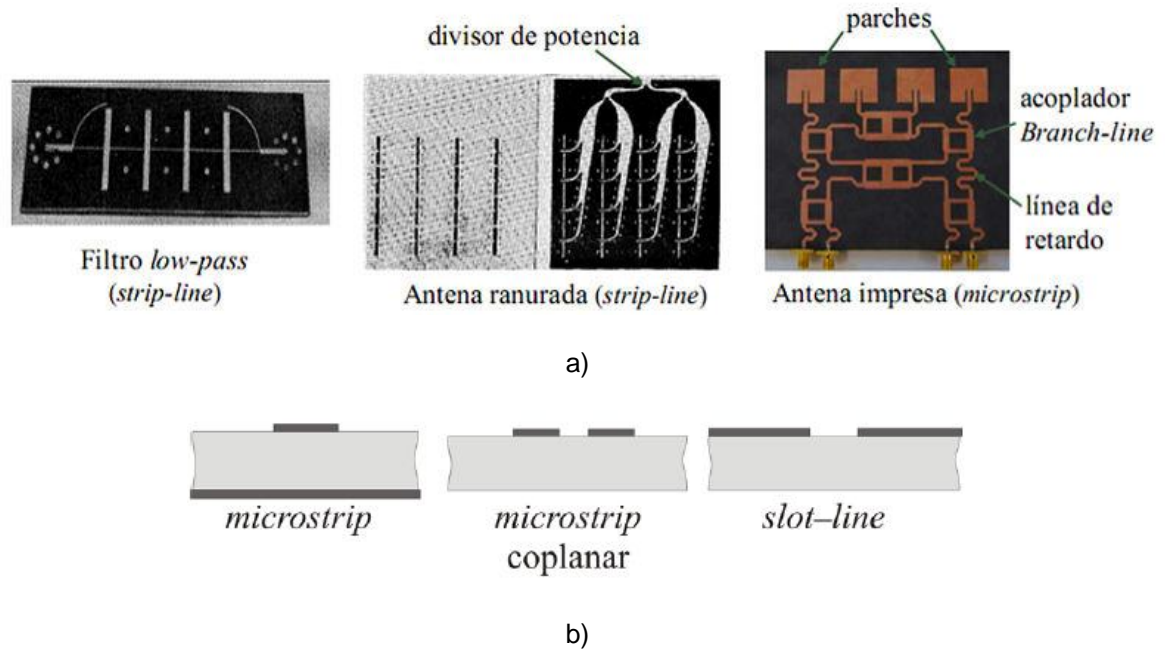
Fuente: [14]

Un año después de la aparición de stripline, en el año 1952 aparecieron las líneas de microstrip, la diferencia fue que se retiró la parte superior del sustrato dejando la línea conductora en el exterior. La tecnología microstrip tardó más en ganar auge ya que estas estructuras al ser muy abiertas tienen amplias pérdidas por radiación y en particular cuando son utilizadas en sustratos de baja permitividad como los que se tenían en aquellos años. Cuando la tecnología fue avanzando y se fueron creando sustratos de menores pérdidas, el uso de las líneas de microstrip fue aumentando ampliamente [9].

Existen distintos modelos para el análisis y diseño de líneas de microstrip que se hablará en secciones posteriores. El primer modelo fue llevado a cabo por Wheeler el cual definió una aproximación cuasi-TEM que todavía es usada en modelos actuales [9].

Después de las tecnologías stripline y microstrip, surgieron otros dos tipos de líneas: "slot lines" y "coplanar lines". Las Slot Lines tienen una estructura similar a las líneas de microstrip con la diferencia de que poseen una ranura en la línea conductora. Las coplanar lines tienen dos ranuras paralelas en la línea conductora y son principalmente usados en conjunto con semiconductores y para alimentar antenas tipo parche [9].

Figura No 1.9. a) Tecnología de Circuitos Impresos, b) Tecnología Coplanar



Fuente: [14]

El futuro de las líneas de microondas son los llamados “MMICs” (Monolithic Microwave Integrated Circuits) que consisten en la deposición de circuitos planos (como los mencionados anteriormente) directamente encima de un sustrato semiconductor con la intención de llevar a cabo circuitos completamente integrados [9].

Como se mencionó al inicio de este capítulo, las antenas tipo parche utilizan la tecnología de las líneas de microstrip y es por ello que en este trabajo se pondrá énfasis en aspectos importantes de dicha tecnología.

## 2.2 TIPOS DE ONDAS EN LAS LÍNEAS DE MICROSTRIP

Existen cuatro tipos de ondas presentes en una línea de microstrip: ondas espaciales (space waves), ondas superficiales (surface waves), ondas de fuga (leaky waves) y ondas guía (guide waves); a continuación se presenta una breve descripción de cada una de ellas.

### 2.2.1 Las Ondas Espaciales

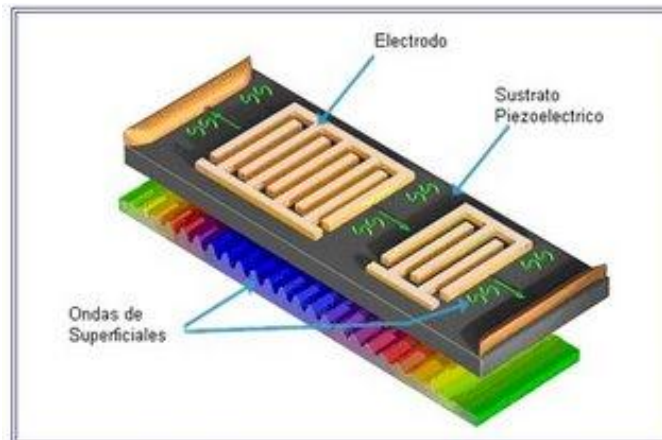
Son aquellas ondas que son enviadas considerando un plano de elevación desde 0 hasta 180 grados (fuera de la estructura). En otras palabras, son las ondas que son enviadas al espacio libre, pierden magnitud y se atenúan conforme aumenta la distancia. En el diseño de antenas este tipo de ondas son las de mayor importancia puesto que son las ondas radiadas, mientras que si se habla de líneas de transmisión y circuitos estas ondas significan pérdidas en la aplicación buscada y por lo tanto tratan de eliminarse [9].

### 2.2.2 Las Ondas Superficiales

Son aquellas que se presentan en dirección descendente y limitadas en los siguientes valores:  $\pi/2 < \theta < \pi - \arcsin(1/\sqrt{\epsilon_r})$  [9]. La figura 2.0 muestra las ondas.

Dichas ondas están confinadas prácticamente dentro del dieléctrico y no son uniformes. Al ir descendiendo, las ondas encuentran el plano de tierra que las refleja, después al llegar a la entrecara del dieléctrico y el espacio libre se provoca que también sean reflejadas mediante el esquema conocido como reflexión interna total, de tal forma que las ondas permanecen viajando y decaendo exponencialmente debajo de la interfaz. Las ondas superficiales entonces toman parte de la señal enviada y por lo tanto aumentan las pérdidas. La amplitud de la señal es reducida, lo cual se traduce en decremento de eficiencia de la señal y atenuación. Otro efecto de las ondas superficiales es que introducen errores en el acoplamiento de las impedancias en el circuito [9].

Figura No 2.0. Sensores Basados en Ondas Superficiales



Fuente: [15]

Si se llega a dar el caso que una onda alcance las fronteras de una estructura microstrip caracterizada por ser abierta, la onda será difractada por los ejes y será transmitida al aire lo que generaría que se degradara el patrón de radiación para una antena ya que se aumentan los lóbulos laterales y hay niveles de polarización cruzada. De todo lo anterior se puede apreciar que los efectos de las ondas superficiales afectan tanto a circuitos y líneas de transmisión como a el funcionamiento de las antenas de tal forma que siempre se debe buscar minimizarlas [9].

### 2.2.3 Las Ondas Fuga

Las ondas de fuga son parecidas a las ondas de superficie, con la diferencia que en el plano de elevación el ángulo tiene el siguiente rango:  $\pi - \arcsin(1/\sqrt{\epsilon_r}) < \theta < \pi$  [9]. En la figura 2.4 se muestra este tipo de onda.

Las ondas inicialmente son reflejadas en el plano de tierra (como las ondas superficiales) viajan en el dieléctrico en dirección de la tira conductora, posteriormente, cuando las ondas alcanzan la entrecara del sustrato y el espacio libre, una parte de las ondas es reflejada nuevamente mientras que otra se fuga al espacio libre (de ahí el nombre de este tipo de ondas). El proceso anterior se repite y como una parte sale al espacio libre, la magnitud de las ondas que se van reflejando dentro del sustrato va decreciendo con la distancia hasta desaparecer después de cierto recorrido [9].

Las ondas de fuga pueden ser utilizadas en algunas estructuras como parches apilados para aumentar las dimensiones aparentes de las antenas y poder tener una ganancia más amplia.

### 2.2.4 Las Ondas Guiadas

Las ondas guiadas se presentan en circuitos impresos que son utilizados para guías de onda o líneas de transmisión y son aquellas que se pueden encontrar cuando la parte superior del sustrato dieléctrico está metalizado casi en su totalidad. Además las ondas guiadas solamente pueden existir para valores muy específicos del ángulo de incidencia. Las ondas guiadas entonces se encuentran viajando dentro del sustrato rebotando tanto en la parte metálica superior como en la que está referenciada a tierra. Por lo mencionado anteriormente, esta estructura no es utilizada para aplicaciones de antenas [9].

## 2.3 REQUERIMIENTOS PARA CIRCUITOS Y ANTENAS

Dependiendo de las aplicaciones que se requieran para una línea microstrip (líneas de transmisión y circuitos o antenas), las necesidades tanto del ancho del sustrato como de la permitividad eléctrica de éste son diferentes. Al variar estos parámetros se logra que un tipo de ondas (mencionadas anteriormente) sea predominante y se logre el comportamiento deseado para la línea microstrip. Cabe destacar que las ondas superficiales podrían ser usadas para lograr acoplamiento de circuitos, sin embargo por lo general no son deseadas [3], [9].

Para líneas de transmisión y circuitos se busca que la mayor parte de la energía se encuentre confinada entre los dos conductores de tal forma que se procura que el sustrato grueso (comparado con la longitud de onda de la señal) y la permitividad eléctrica de éste sea muy alta. De esta forma se logra que las ondas predominantes sean las guiadas. En el caso de las antenas, se requiere exactamente lo contrario y para evitar que se concentre toda la energía en ondas guiadas, el sustrato debe de ser muy delgado en comparación con la longitud de onda y la permitividad eléctrica debe ser baja. De esta forma se puede garantizar que las ondas predominantes en estas estructuras sean las radiadas y se tenga el comportamiento de una antena [3], [9].

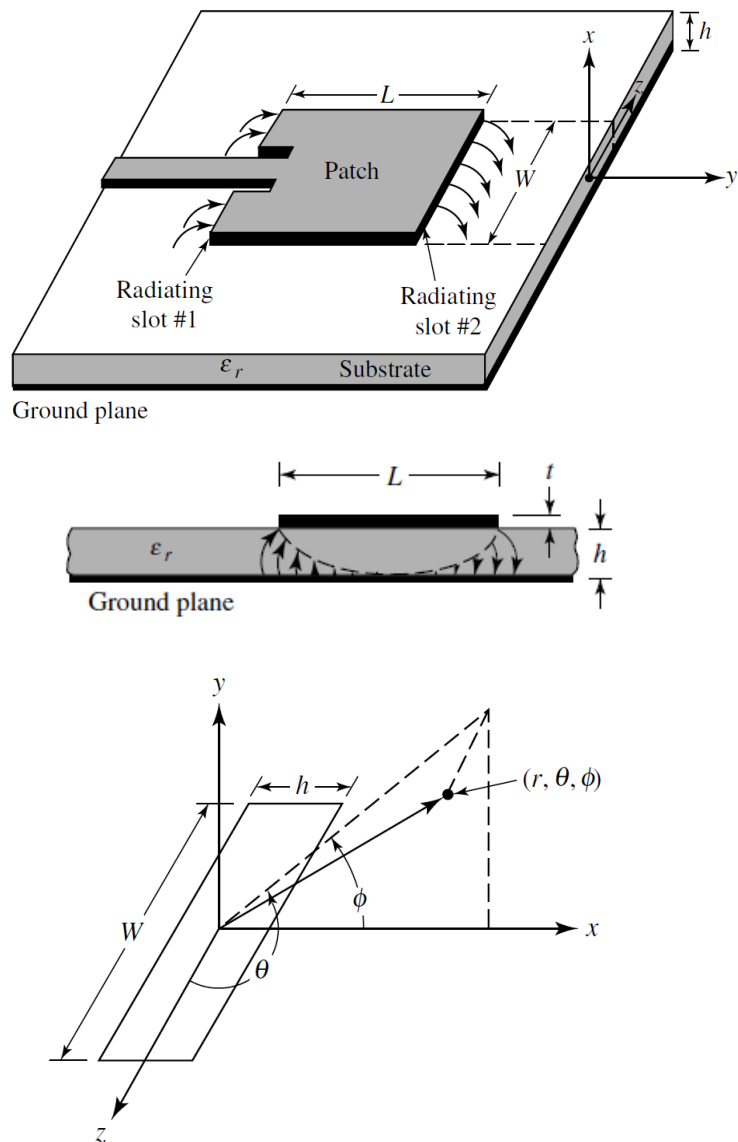
Como se mencionó, las ondas superficiales podrían utilizarse para acoplar circuitos pero por lo general afectan la radiación y se intenta que sean eliminadas en lo posible. Es por ello que se trata de evitar la situación en la que el sustrato sea grueso en comparación con la longitud de onda de la señal y además tenga una permitividad eléctrica alta, lo que generaría que las ondas superficiales sean las predominantes [3],[9].

De lo anterior se puede apreciar que las estructuras que mejor funcionan para las antenas tienen propiedades opuestas a aquellas que funcionan mejor para los circuitos, líneas de transmisión o guías de onda de la tecnología microstrip, es por ello que no se puede lograr un circuito óptimo que pueda utilizarse para ambas aplicaciones. Si se desea un circuito de ese tipo se debe hacer un compromiso entre la calidad individual que se tendrá debido a que no se pudo lograr el máximo de eficiencia para ambos casos a la vez.

## 2.4 CARACTERÍSTICAS DE LAS ANTENAS MICROSTRIP

Las antenas tipo parche poseen una tira conductora de largo  $L$ , ancho  $W$  y grosor  $t$ . La tira conductora se encuentra situada en la parte superior de un sustrato dieléctrico, el cual tiene un ancho  $h$ . En la parte inferior del sustrato dieléctrico se tiene un plano referenciado a tierra [2], [3], [9]. En la figura 2.1 se ilustra la estructura de una antena microstrip.

Figura No 2.1. Estructura de una antena de microstrip



Fuente: [2]

Los rangos de medidas y características de los parámetros mencionados son los siguientes:

El valor de  $t$  tiene que ser muy delgado:  $t \ll \lambda_0$  ( $\lambda_0$  es la longitud de onda de la señal en el espacio libre) situada sobre el plano de tierra con un  $h \ll \lambda_0$ , usualmente  $0.003 \lambda_0 \leq h \leq 0.05 \lambda_0$  [2].

El valor de  $L$  puede variar dependiendo de la forma utilizada. Para un parche tipo rectangular se tienen los siguientes rangos:  $\lambda_0/3 < L < \lambda_0/2$  [2].

Al ancho del substrato debe de ser mucho menor que la longitud de onda, por lo general se puede considerar:  $h \ll \lambda_0$  [2].

La permitividad eléctrica del substrato dieléctrico por lo general se encuentra dentro de los rangos:  $2.2 \leq \epsilon_r \leq 12$ . Siempre debe buscarse la menor permitividad posible para lograr una mejor eficiencia en la antena [2].

Dependiendo de los requerimientos específicos para los cuales se construya una antena microstrip de un solo elemento, se puede recurrir a varios tipos de configuraciones, los más típicos son: dipolo (tanto en su forma de media onda como de onda completa), cuadrada, rectangular, pentagonal, triangular, circular, disco con ranura, sector de disco, anillo, semi-disco, anillo elíptico, espiral [2], [3], [9].

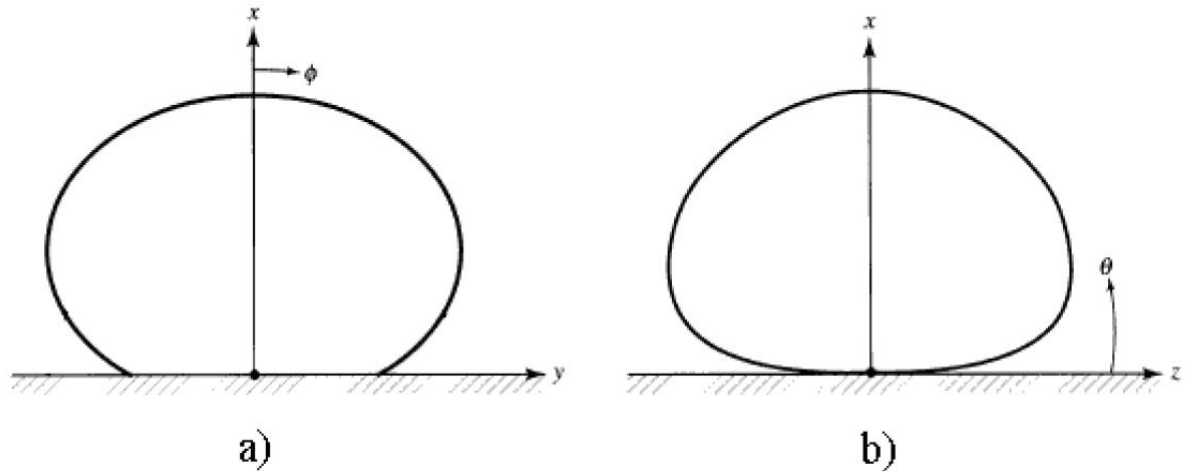
Otro tipo particular de antena de parche que ha surgido en años recientes es la llamada “antena f invertida plana” (PIFA, Planar Inverted F Antenna) muy utilizada para unidades móviles, la cual es básicamente la mitad de una antena tipo parche cuadrada. Bibliografía referida a este tipo de antenas se puede encontrar en [10], [11], [12], [13].

Las configuraciones mencionadas anteriormente se refieren a antenas de un solo elemento, sin embargo, si la aplicación lo requiere y para obtener mejoras en las deficiencias intrínsecas de las antenas tipo parche se pueden utilizar arreglos de antenas con el fin de lograr las características deseadas.

El patrón de radiación de una antena de parche es omnidireccional aunque la potencia radiada es emitida solamente hacia la parte superior de la antena en su forma ideal debido a que se considera un plano de tierra infinito, el cual bloquea la radiación hacia la parte inferior de la antena [2]. En la realidad puede existir una radiación hacia la parte inferior de la antena debido a que el plano de tierra es de dimensiones finitas, sin embargo los lóbulos posteriores son de dimensiones pequeñas en comparación con el lóbulo principal por lo que pueden despreciarse. En la figura 2.2 se muestran los patrones de radiación característicos para una antena de parche.



Figura No 2.2. Patrón de Radiación de una Antena Microstrip. a) Campo Eléctrico E y b) Campo Magnético H



Fuente: [2]

## 2.5 MÉTODOS DE ANÁLISIS

Al hablar del diseño de antenas tipo parche se puede encontrar una gran gama de métodos mediante los cuales se pueden llevar a cabo análisis de las antenas. Dependiendo de la precisión y el grado de sencillez que se busque se puede seleccionar el método que más se ajuste a las necesidades.

Entre los diversos métodos existentes para llevar a cabo el análisis de antenas tipo parche se pueden encontrar 3 categorías principales:

### 2.5.1 Modelos Empíricos

Estos modelos son los menos precisos a la hora de diseñar, sin embargo son los más sencillos de realizar. Su método de análisis se basa en la suposición de conceptos y estructuras de forma general sin llevar a cabo consideraciones de

irregularidades en parámetros. Estos modelos pueden tener un buen nivel de precisión cuando se trabaja en rangos de frecuencias menores a los de las ondas milimétricas ( $f < 30\text{GHz}$ ) sin embargo, conforme se salen de estos rangos los modelos presentan imprecisiones muy grandes por lo que es necesario utilizar otros modelos en estos casos.

A pesar de las limitantes mencionadas, los modelos empíricos tienen un rol muy importante para realizar diseños de los cuales partir en primera instancia, a su vez, aportan un buen sustento para llevar a cabo diseños en rangos superiores a las ondas milimétricas ya que muchos análisis pueden ser llevados a cabo en rangos de microondas y utilizar escalas para diseños a más altas frecuencia [2], [3].

Los dos principales modelos empíricos son:

- Modelo de línea de transmisión.
- Modelo de cavidad resonante.

### **2.5.2 Modelos Semi-Empíricos**

Estos modelos ocupan un lugar intermedio entre los empíricos y los de onda completa. Presentan una precisión mayor a la de los modelos empíricos pero inferior a la de los modelos de onda completa. A su vez, estos modelos poseen un nivel de dificultad superior a la de los modelos empíricos pero inferior a la de los modelos de onda completa [3], [9]. Entre los principales modelos de este tipo de pueden nombrar:

- Enfoque variacional.
- Enfoque variacional generalizado.
- Enfoque de ecuación integral dual.
- Modelo de corriente superficial eléctrica.
- Técnica de la transformada de Hankel.
- Método de reciprocidad.
- Técnica de condición de frontera de borde generalizada (GEBC).

### **2.5.3 Modelos de Onda Completa**

Estos modelos se presentan como los más precisos a la hora de diseñar sin embargo también son los más complicados y se requiere de herramientas computacionales avanzadas para llevarlos a cabo [3], [9]. Entre los principales modelos de onda completa se pueden mencionar:

- Método de momentos en el dominio del espacio.
- Método de momentos en el dominio espectral.
- Análisis en el dominio de transformada.
- Método de estados finitos (FEM).
- Enfoque de ecuación integral potencial mixto (MPIE).
- Técnica de la transformada rápida de Fourier en conjugado-gradiente (CGFFT).

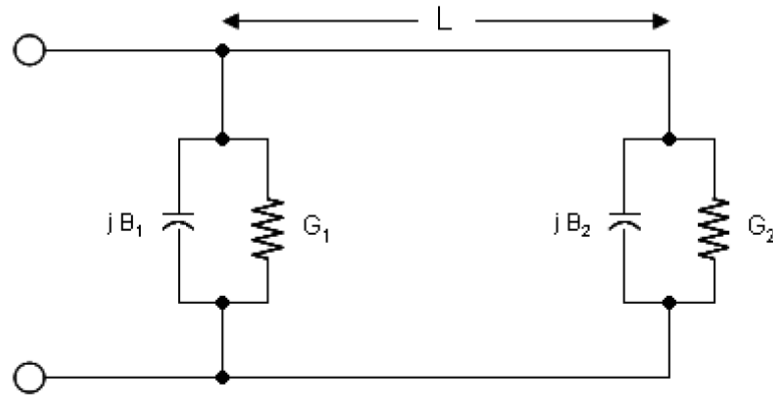
En este proyecto de tesis se utilizó los modelos empíricos para una frecuencia de 10 GHz. Para el diseño se utilizó el modelo de línea de transmisión y para obtener el patrón de radiación el modelo de cavidad resonante.

### **2.5.1 MODELOS EMPIRICOS**

#### **2.5.1.1 Modelo de Línea de Transmisión**

El modelo de línea de transmisión presenta una gran facilidad de diseño aunque también es el menos preciso además de que solamente puede ser utilizado para el diseño de antenas rectangulares o circulares. Este modelo considera los bordes de la antena como dos aperturas (slots) que irradian. Cada apertura tiene un grosor  $W$  (ancho de la antena), una altura  $h$  (ancho del sustrato) y separadas a una distancia  $L$  (longitud de la antena). Las aperturas a su vez son consideradas como admitancias complejas compuestas de una conductancia  $G$  y una susceptancia  $B$ . En la figura 2.3 se muestra el circuito equivalente para una antena rectangular con el modelo de línea de transmisión [2], [3], [9].

Figura No 2.3. Modelo de Línea de Transmisión de una Antena



Fuente: [2]

La distribución de los campos en una antena de parche en los bordes presenta los llamados fringing effects (Efecto de interferencia por difracción en los bordes) que forman líneas de radiación como se muestra en la figura 2.4.

Dependiendo de la frecuencia de operación así como de los substratos utilizados para las antenas los fringing effects se presentan de diferente forma para cada diseño. Debido a los fringing effects la longitud y ancho efectivos de la antena no son de igual valor a las dimensiones físicas reales, por lo tanto debe de considerarse este efecto cuando se diseña una antena. A su vez los fringing effects en una antena de microstrip se presentan en dos medios: el aire y el substrato dieléctrico utilizado para la antena por lo que se tienen dos permitividades eléctricas distintas y la distribución de los campos será diferente de un medio al otro [2], [3], [9].

Figura No 2.4. Fringing Effects en una antena de parche rectangular



Fuente: [2]

El modelo de línea de transmisión supone una permitividad eléctrica efectiva,  $\epsilon_{\text{ref}}$ , combinando ambas permitividades eléctricas (aire y substrato) y asume que la antena se encuentra inmersa dentro de un solo medio homogéneo con dicha

permitividad constante en toda su superficie. La permitividad eléctrica es una cantidad que se calcula para que se tenga exactamente las mismas características eléctricas (principalmente constante de propagación) que se tienen para una línea de microstrip original [2]. A partir de considerar un solo medio con permitividad constante se procede a calcular el valor de la longitud efectiva de la antena a diseñar.

El diseño mediante el método de línea de transmisión se resume en los siguientes pasos: [2]

1. Se especifica la frecuencia de operación y el sustrato a utilizar para la construcción de la antena con lo cual se asignan los valores de [2]:

- $f_r$  (frecuencia de operación).
- $\epsilon_r$  (permitividad eléctrica del sustrato).
- $h$  (altura del sustrato).

2. Se obtiene el ancho efectivo de la antena de parche rectangular mediante la fórmula [2]:

$$W = \frac{1}{2f_r \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} = \frac{c}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad \text{Ecuación (2.1)}$$

Donde  $c$  es la velocidad de la luz en el espacio libre.

3. Se obtiene la permitividad eléctrica efectiva mediante la ecuación [2]:

$$\epsilon_{ref} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ 1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-1/2} \quad \text{Ecuación (2.2)}$$

4. Se obtiene la extensión  $\Delta L$  mediante la siguiente ecuación que derivará en la obtención de la longitud real de la antena considerando la longitud efectiva [2].

$$L_e = L + 2\Delta L$$

;  $L_e$  es la longitud eficaz o efectiva

$$\Delta L = 0.412h \frac{\left( \epsilon_{ref} + 0.3 \right) \left( \frac{W}{h} + 0.264 \right)}{\left( \epsilon_{ref} - 0.258 \right) \left( \frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad \text{Ecuación (2.3)}$$

5. Se obtiene la longitud real de la antena de parche rectangular considerando la longitud efectiva de ésta y el valor de  $\Delta L$  con [2]:

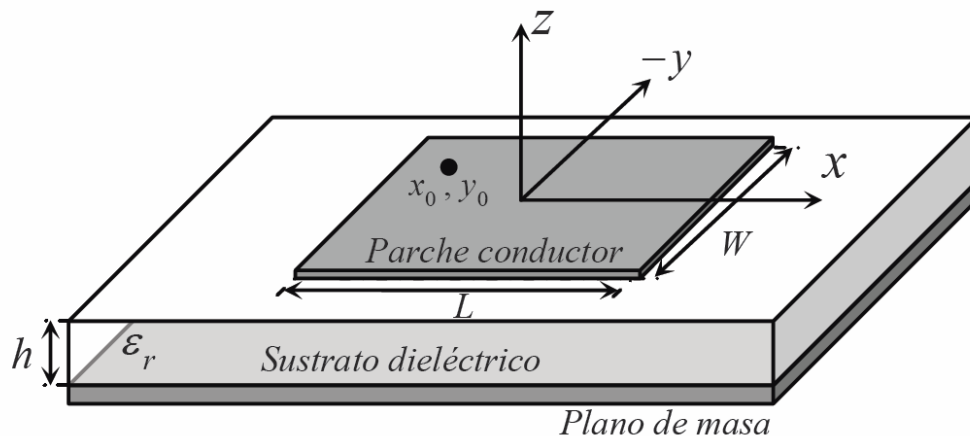
$$L = \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_{ref}}} - 2\Delta L \quad \text{Ecuación (2.4)}$$

El modelo de línea de transmisión produce una aproximación muy aceptable para diseñar una antena, sin embargo presenta un defecto al generar un ancho de la antena  $W$  mayor a la longitud  $L$  de la antena con fines de lograr una mayor radiación, sin embargo la eficiencia en el tamaño disminuye al excitar la parte menos larga de la antena cuando se podrían lograr tamaños más reducidos.

### 2.5.1.2 Modelo de Cavidad

Las antenas microstrip se comportan como cavidades resonantes disipativas. La región interna del parches modelada como una cavidad rodeada lateralmente por conductores magnéticos perfectos y los lados superior e inferior lo está por conductores eléctricos perfectos [2]. La siguiente figura 2.5 muestra la ubicación de los ejes  $x$ ,  $y$  y  $z$  en el parche.

Figura No 2.5. Ubicación de los ejes  $x$ ,  $y$  y  $z$  en el parche



Fuente: [2]

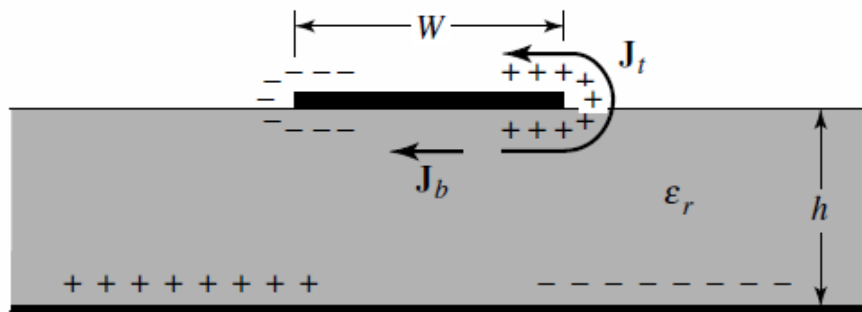
El modelo de cavidad es válido bajo las siguientes consideraciones:

- Los campos en la región interna se pueden considerar constante a lo largo del eje Z, si el sustrato es suficientemente delgado  $h \ll \lambda_0$  [2].
- El campo magnético tiene dos componentes transversales  $H_x$  y  $H_y$  entre la región limitada por el parche metálico y el plano de tierra, mientras que el campo eléctrico esta dado exclusivamente sobre z, componente  $E_z$ . Esta hipótesis es debida a la presencia de las dos paredes conductoras eléctricas perfectas [2].
- La corriente eléctrica en el parche, ortogonal a los bordes de la metalización es prácticamente nula; esto implica que la componente tangencial de H a lo largo de los bordes es despreciable. Pueden entonces ser consideradas cuatro paredes de conductores magnéticos perfectos desde el momento que  $dE/dn = 0$  [2].
- Cuando se refiere a un conductor eléctrico perfecto (CEP), se trata de un medio magnético ideal, teniendo una conductividad,  $\sigma$ , infinita [2].
- Cuando se refiere a un conductor magnético perfecto (CMP), se trata de un medio eléctrico ideal, con una permeabilidad magnética,  $\mu$ , infinita [2].

Los mecanismos de radiación de una antena microstrip pueden ser determinados a través de la distribución de los campos entre la metalización y el plano de masa. Como alternativa, la radiación puede ser descrita en términos de distribuciones de corrientes superficiales sobre la metalización del parche. El cálculo preciso y riguroso del campo o de las distribuciones de corriente es muy complicado, por lo que se suele tender a realizar una aproximación simplificada [2].

La figura 2.6 muestra la energía de la que se provee a la antena microstrip genera una distribución de carga sobre las superficies superior e inferior del parche, y sobre el plano de masa, alimentada por una fuente genérica de microondas [2].

Figura No 2.6. Distribución de cargas y creación de la densidad en el parche



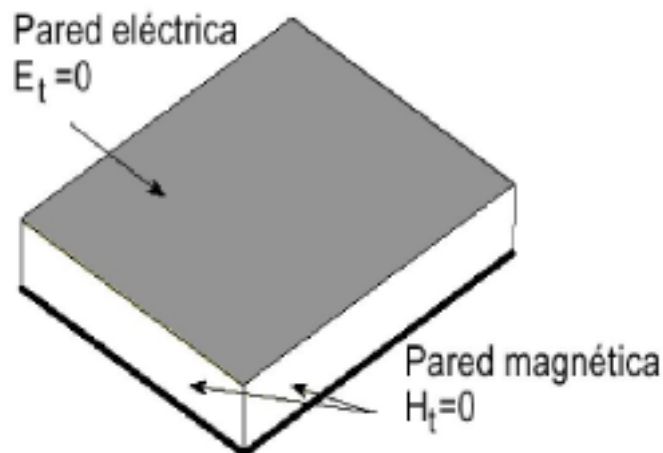
Fuente: [2]

La presencia de cargas positivas y negativas es debida al hecho de que el largo del parche es igual a media longitud de onda en el modo dominante. La fuerza repulsiva entre estas cargas empujan a algunas de ellas a colocarse a lo largo de los bordes, de las superficies superior e inferior del parche, generando así la densidad de corriente  $J_t$  y  $J_b$  [2].

Considerando casi siempre que la relación  $h/W$  sea muy pequeña, se produce un predominio de las fuerzas de atracción entre las cargas, permaneciendo así la mayor parte del flujo de corriente confinado en el parche. Sin embargo, una pequeña porción de corriente fluye en torno a los bordes hasta llegar a la superficie superior de la metalización, generando así un débil campo magnético paralelo a los bordes. Asumiendo este campo magnético nulo, se pueden considerar las paredes laterales de la antena como conductores magnéticos perfectos, considerando siempre un substrato fino ( $h \ll \lambda_0$ ) [2].

Para analizar los campos en el interior de la cavidad hay que resolver la ecuación de onda, sujeta a las condiciones de contorno de los campos tangenciales figura 2.7.

Figura No 2.7. Condiciones de Frontera



Fuente: [2].



El parche admite varias distribuciones de campo (modos) de acuerdo con las soluciones de la ecuación de onda homogénea [2].

$$\nabla^2 A_x + k^2 A_x = 0 \quad \text{Ecuación (2.5)}$$

La solución de la ecuación diferencial es [2].

$$A_x = A_{0np} \cos\left(\frac{n\pi}{L} y'\right) \cos\left(\frac{p\pi}{W} z'\right) \quad \text{Ecuación (2.6)}$$

Donde la frecuencia de resonancia depende del modo como se ve en siguiente ecuación

$$(f_r)_{0np} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{n\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{W}\right)^2} \quad \text{Ecuación (2.7)}$$

Para determinar el modo dominante con la resonancia más baja, necesitamos examinar las frecuencias resonantes. El modo con la frecuencia resonante de la orden más baja se refiere como el modo dominante. Poniendo las frecuencias resonantes en orden creciente determina la orden del modo de operación como se muestra en la figura 2.8. Para todo el  $h \ll L$  de las antenas de la microstrip y  $h \ll W$ . Si  $L > W > h$ , el modo con la frecuencia más baja (modo dominante) es el  $TM_{010}$  cuya frecuencia resonante es [2]:

$$\text{Si } L > W \quad (f_r)_{010} = \frac{c}{2L\sqrt{\epsilon_r}} \quad \text{Ecuación (2.8)}$$

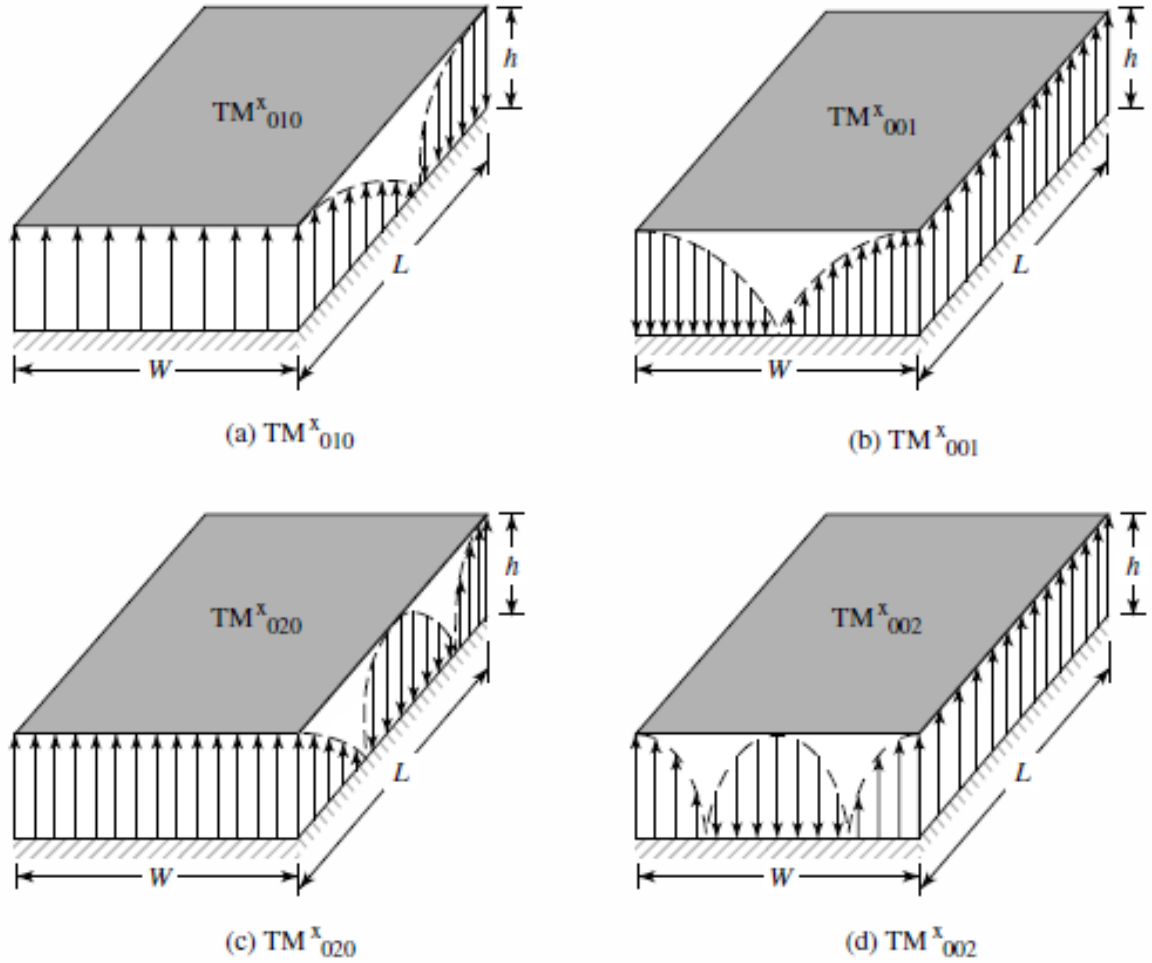
$$\text{Si } W > L \text{ o } L > W > L/2 \quad (f_r)_{001} = \frac{c}{2W\sqrt{\epsilon_r}} \quad \text{Ecuación (2.9)}$$

Se pueden excitar otros modos de orden superior

$$\text{Si } L > 2W \quad (f_r)_{020} = \frac{c}{L\sqrt{\epsilon_r}} \quad \text{Ecuación (3.0)}$$

$$\text{Si } W > 2L \quad (f_r)_{002} = \frac{c}{W\sqrt{\epsilon_r}} \quad \text{Ecuación (3.1)}$$

Figura No 2.8. Configuraciones de campo (modos) para el parche



Fuente: [2]

El campo radiado se obtiene aplicando el principio de equivalencia y el teorema de las imágenes [2].

El lado superior del parche se ha representado por una densidad de corriente eléctrica equivalente  $J_t$ , (también una densidad de corriente  $J_b$  en la parte inferior del parche que no es necesario para este modelo). Las cuatro ranuras laterales son representadas por la densidad de corriente eléctrica equivalente  $J_s$  y el magnético equivalente de la densidad de corriente  $M_s$ , como se muestra en la figura 2.9 [2].

Las cuatro ranuras laterales son representadas por:

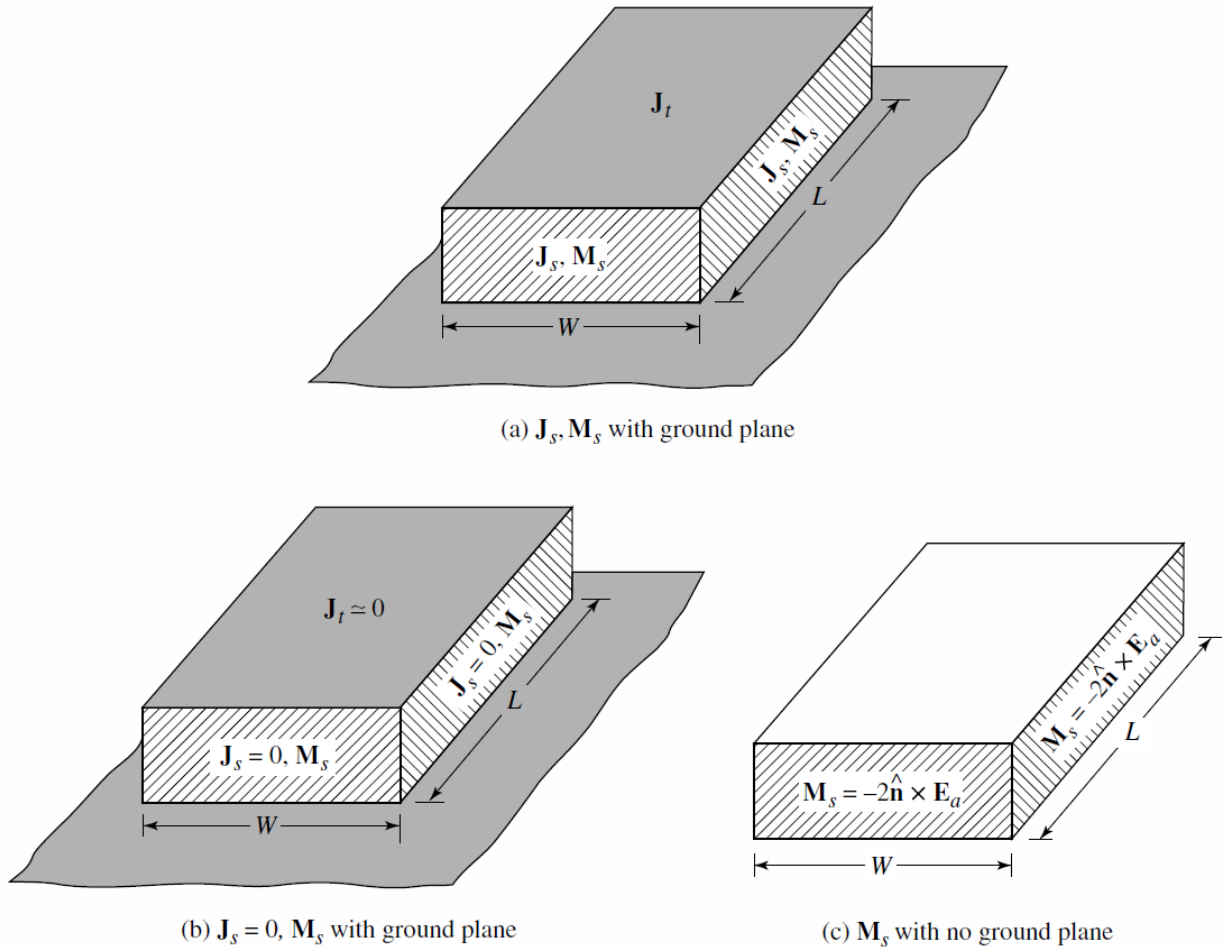
$$J_s = \hat{n} \times H_a \quad \text{Ecuación (3.2)}$$

y

$$M_s = -\hat{n} \times E_a \quad \text{Ecuación (3.3)}$$

Donde  $E_a$  y  $H_a$  representan los campos eléctricos y magnéticos respectivamente en las ranuras.

Figura No 2.9. Densidades de corrientes equivalentes en cuatro lados del parche rectangular



Fuente: [2]

En la figura 2.9 (b) muestra la presencia del plano de tierra el cual podría considerarse por la teoría de imágenes que doblará la densidad de corriente magnética equivalente, por lo tanto el equivalente final es dos veces la densidad de corriente magnética [2].

$$M_s = -2\hat{n} \times E_a \quad \text{Ecuación (3.3)}$$

Si se asume que el modo dominante dentro de la cavidad es el modo  $TM_{010}$ , los componentes del campo eléctrico y magnético se reducen a

$$E_x = E_0 \cos\left(\frac{\pi}{L} y'\right)$$

$$H_z = H_0 \sin\left(\frac{\pi}{L} y'\right)$$

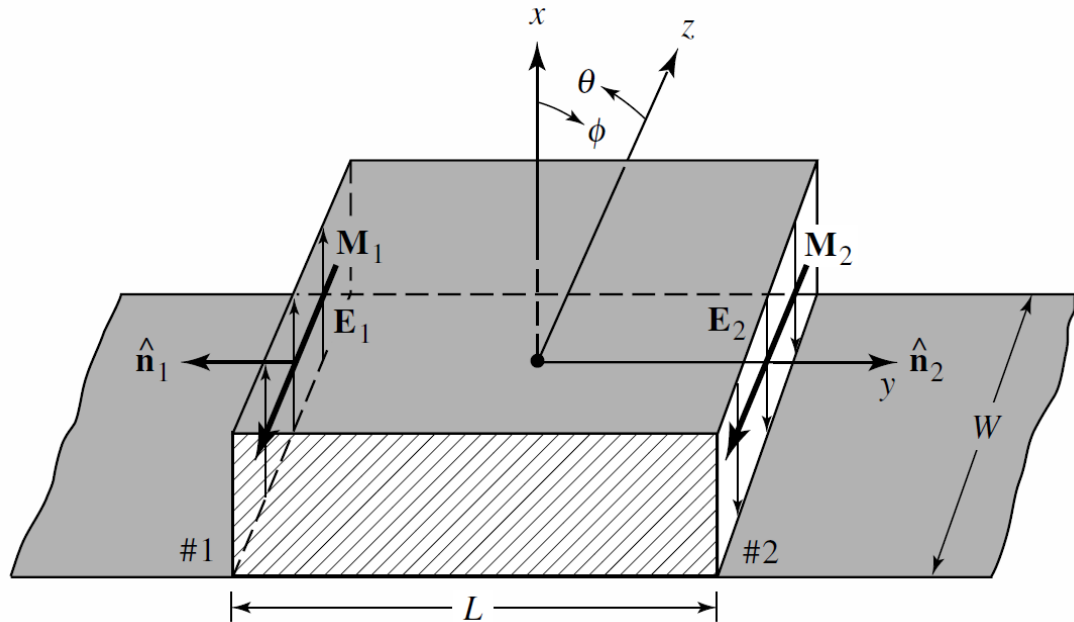
Ecuaciones (3.4)

$$E_y = E_z = H_x = H_y = 0$$

Donde  $E_0 = -j\omega A_{010}$  y  $H_0 = (\pi/\mu L)A_{010}$

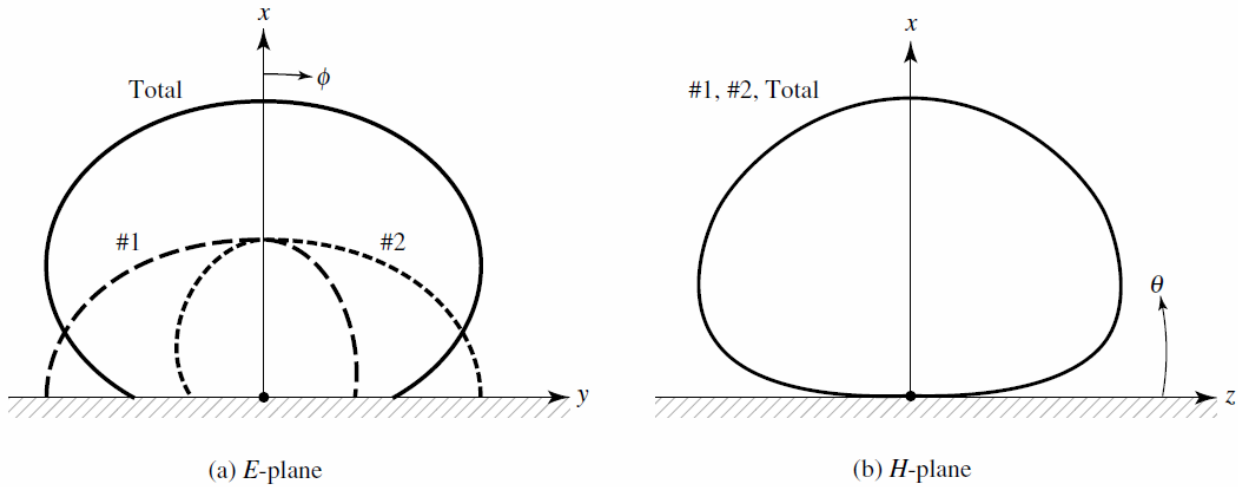
Según el principio de equivalencia cada ranura irradia los mismos campos como en un dipolo magnético con el  $M_s$  de igual densidad de corriente. Las densidades de corrientes magnéticas equivalentes a lo largo de las dos ranuras son de la misma magnitud y de la misma fase, cada uno de ancho  $W$  y altura  $h$ , separado por la longitud  $L$  como se muestra en la figura 3.0. Estas dos fuentes agregan una normal de la dirección al parche y al plano de tierra que forman un patrón amplio. Esto se ilustra en la figura 3.1 (a), donde el patrón de radiación normalizado de cada ranura en el plano principal  $E$  se bosqueja individualmente junto con el patrón total de los dos. En el plano  $H$ , el patrón normalizado de cada ranura y de los dos juntos es igual como se ilustra en la figura 3.1 (b) [2].

Figura No 3.0. Parche Rectangular que irradia en las ranuras densidades corrientes magnéticas equivalentes



Fuente: [2]

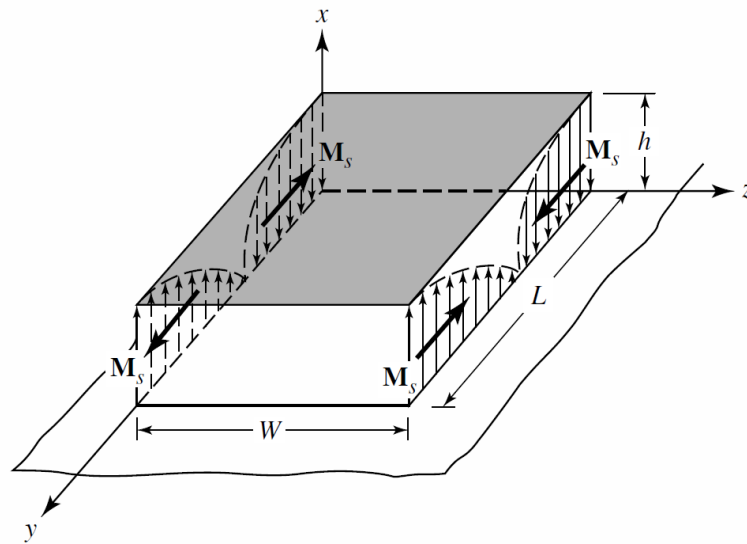
Figura No 3.1. Patrones típicos del plano E y H de cada ranura del parche.



Fuente: [2]

El campo total es la suma del conjunto de los dos elementos que representa cada ranura, ya que las ranuras son idénticas. La figura 3.2, muestra un parche de modo  $TM_{010}$ .

Figura No 3.2. Densidades corrientes en modo  $TM_{010}$



Fuente: [2]

Según el procedimiento similar a éste usado para analizar la abertura, resumido en la tabla 12.1, referenciado en Constantine A. Balanis., Antenna Theory, Analysis And Design., Tercera Edition., John Wiley y Sons., 2005., pag 672. Los campos

eléctricos de la zona lejana irradiados por cada ranura, usando las densidades de corrientes equivalentes de la ecuación (3.3), se escribe como [2].

$$E_r \cong E_\theta \cong 0 \quad \text{Ecuación (3.4)}$$

$$E_\phi = +j \frac{k_0 h W E_o e^{-jk_o r}}{2\pi r} \left\{ \sin \theta \frac{\sin(X)}{X} \frac{\sin(Z)}{Z} \right\} \quad \text{Ecuación (3.5)}$$

Donde

$$X = \frac{k_0 h}{2} \sin \theta \cos \phi \quad \text{Ecuación (3.6)}$$

$$Z = \frac{k_0 W}{2} \cos \theta \quad \text{Ecuación (3.6)}$$

Para las alturas muy pequeñas ( $k_0 h \ll 1$ ), se reduce a

$$E_\phi \approx +j \frac{V_0 e^{-jk_o r}}{\pi r} \left\{ \sin \theta \frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos \theta\right)}{\cos \theta} \right\} \quad \text{Ecuación (3.7)}$$

Donde  $V_0 = h E_0$

Cuando los campos de igual magnitud y fase en dos ranuras separadas por una distancia  $L$ , se puede explicar con el factor de arsenal para los dos elementos, propuesto en la literatura [2].

$$(AF)_y = 2 \cos\left(\frac{k_0 L_e}{2} \sin \theta \sin \phi\right) \quad \text{Ecuación (3.8)}$$

Donde  $L_e$  es la longitud eficaz ecuación (2.4), al campo eléctrico para las dos ranuras y también para la antena microstrip es

$$E_\phi^t = +j \frac{k_0 h W E_o e^{-jk_o r}}{\pi r} \left\{ \sin \theta \frac{\sin(X)}{X} \frac{\sin(Z)}{Z} \right\} \times \cos\left(\frac{k_0 L_e}{2} \sin \theta \sin \phi\right) \quad \text{Ecuación (3.9)}$$

Para los valores pequeños de  $h$  ( $k_0 h \ll 1$ ), se reduce a

$$E_{\phi}^t \approx +j \frac{2V_0 e^{-jk_0 r}}{\pi r} \left\{ \sin \theta \frac{\sin \left( \frac{k_0 W}{2} \cos \theta \right)}{\cos \theta} \right\} \cos \left( \frac{k_0 L_e}{2} \sin \theta \sin \phi \right) \quad \text{Ecuación (4.0)}$$

El plano E principal para la antena microstrip, el plano x-y ( $\theta = 90^\circ$ ,  $0^\circ \leq \Phi \leq 90^\circ$  y  $270^\circ \leq \Phi \leq 360^\circ$ ), para los campos irradiados las expresiones de la ecuaciones (4.0) y (3.6) se reducen a

$$E_{\phi}^t \approx +j \frac{k_0 W V_0 e^{-jk_0 r}}{\pi r} \left\{ \frac{\sin \left( \frac{k_0 h}{2} \cos \phi \right)}{\frac{k_0 h}{2} \cos \phi} \right\} \cos \left( \frac{k_0 L_e}{2} \sin \phi \right) \quad \text{Ecuación (4.1)}$$

Normalizando la ecuación (4.1)

$$E_{\phi}^t \approx \left\{ \frac{\sin \left( \frac{k_0 h}{2} \cos \phi \right)}{\frac{k_0 h}{2} \cos \phi} \right\} \cos \left( \frac{k_0 L_e}{2} \sin \phi \right) \quad \text{Ecuación (4.2)}$$

El plano H principal de la antena microstrip, el plano x-z ( $\Phi = 0^\circ$ ,  $0^\circ \leq \theta \leq 180^\circ$ ), para los campos irradiados las expresiones de la ecuaciones (3.9) y (3.6) se reducen a

$$E_{\phi}^t \approx +j \frac{k_0 W V_0 e^{-jk_0 r}}{\pi r} \left\{ \sin \theta \frac{\sin \left( \frac{k_0 h}{2} \sin \theta \right) \sin \left( \frac{k_0 W}{2} \cos \theta \right)}{\frac{k_0 h}{2} \sin \theta \frac{k_0 W}{2} \cos \theta} \right\} \quad \text{Ecuación (4.3)}$$

Normalizando la ecuación (4.1)

$$E_{\phi}^t \approx \left\{ \sin \theta \frac{\sin \left( \frac{k_0 h}{2} \sin \theta \right) \sin \left( \frac{k_0 W}{2} \cos \theta \right)}{\frac{k_0 h}{2} \sin \theta \frac{k_0 W}{2} \cos \theta} \right\} \quad \text{Ecuación (4.4)}$$

Por medio del modelo de línea de transmisión se puede diseñar una antena y por el modelo de cavidad obtuvimos el patrón de radiación para la respectiva creación y simulación del mismo, con un algoritmo y un entorno visual GUI (Graphic User Interface) creado en el software Matlab.

## **2.6 MÉTODOS DE ALIMENTACIÓN**

Existen diferentes métodos para alimentar una antena microstrip con el fin de radiar lo más eficiente posible en las frecuencias deseadas mediante un correcto acoplamiento de impedancias. Éstos se pueden condensar en 3 categorías principales: Alimentación Directa, Alimentación por Proximidad y Alimentación por Apertura [3], [9].

Para este proyecto solo se utilizó la alimentación directa que se describe a continuación.

### **2.6.1 Alimentación Directa**

Este tipo de alimentación requiere de un contacto directo entre la estructura de alimentación y la antena radiante. Los dos principales métodos de alimentación en esta categoría son: alimentación por línea de transmisión (línea microstrip) y alimentación por conector coaxial [3], [9].

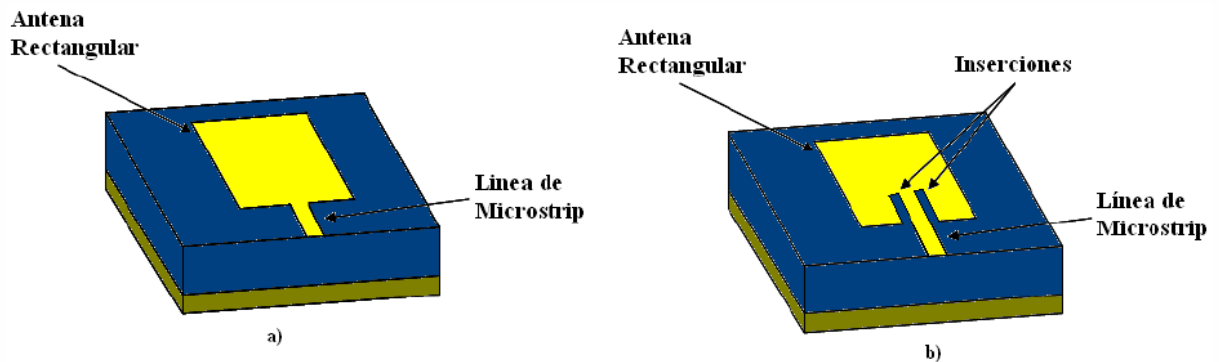
#### **2.6.1.1 Alimentación por Línea de Transmisión o Línea Microstrip**

Este método consiste en alimentar al parche rectangular conectándole directamente la línea de transmisión (diseñada para tener la impedancia característica deseada). Existen dos formas del método por línea de transmisión, conectando la línea de transmisión directamente en un borde del parche y conectando la línea de transmisión en un borde con inserciones en el parche [3], [9].



El acoplamiento de impedancia se puede modificar en las dos formas de alimentación con microstrip, en el caso de la conexión directa variando la posición al borde del parche generará un mayor o mejor acoplamiento de impedancia y en el caso de la alimentación con línea de transmisión por medio de inserciones, la profundidad de la inserción establece según lo deseado el acoplamiento de impedancia. En la figura 3.3 se muestran estos dos tipos de alimentación [3], [9].

Figura No 3.3 Alimentación por línea de transmisión: a) Conexión directa y b) conexión con inserciones.

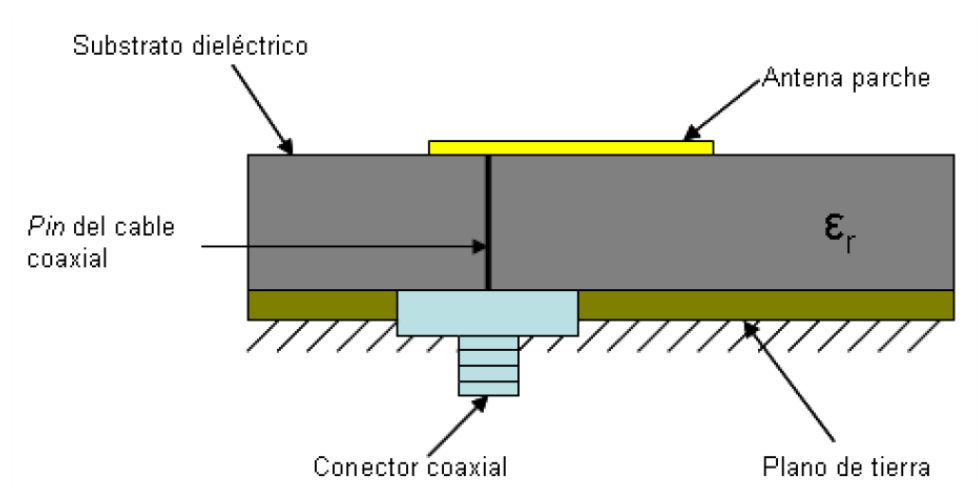


Fuente [9]

#### 2.6.1.2 Alimentación Directa con Sonda Coaxial

Este método consiste en hacer que el pin del cable coaxial haga contacto directamente al parche rectangular, mientras que la parte negativa de éste se conecte al plano de tierra de la antena microstrip, esta conexión directa se realiza por la parte inferior de la antena, es decir en el plano de tierra. El acoplamiento de impedancia depende de la posición de la sonda coaxial en relación con el parche rectangular de tal forma que colocándola correctamente generará un mejor acoplamiento. La figura 3.4 muestra éste método de alimentación [3], [9].

Figura No 3.4 Alimentación por sonda de cable coaxial.



Fuente: [2]

### 3. INTEGRACIÓN NUMERICA

Para encontrar una solución aproximada de la Directividad, siendo un parámetro importante de la antena, se implementaron tres métodos de integración numérica, debido que la ecuación (1.5) está compuesta principalmente por una integral.

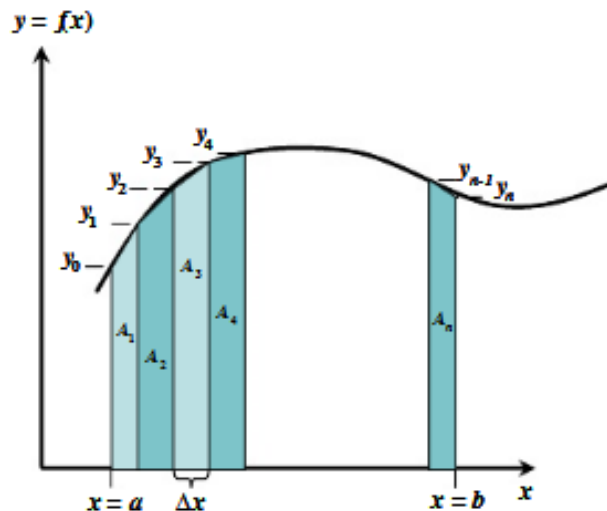
- Método Trapezoidal
- Método de Simpson
- Método de Cuadratura de Gauss

#### 3.1 Método Trapezoidal o Regla del Trapecio

La regla del trapecio o regla trapezoidal es una de las fórmulas cerradas de Newton-Cotes [16].

Considérese la función  $f(x)$ , cuya gráfica entre los extremos  $x = a$  y  $x = b$  se muestra en la figura 3.5. Una aproximación suficiente al área bajo la curva se obtiene dividiéndola en  $n$  columnas (fajas o tiras) de ancho  $\Delta x$  y aproximando el área de cada columna mediante un trapecio [16].

Figura No 3.5 Distribución de las áreas bajo la curva



Fuente: [16]

Llamando a las ordenadas  $y_i$  ( $i = 0, 1, 2, 3, \dots, n$ ), las áreas de los trapezios son:

$$A_1 = \Delta x \left( \frac{y_0 + y_1}{2} \right) \quad A_2 = \Delta x \left( \frac{y_1 + y_2}{2} \right) \quad A_3 = \Delta x \left( \frac{y_2 + y_3}{2} \right) \quad \dots \quad A_n = \Delta x \left( \frac{y_{n-1} + y_n}{2} \right) \quad (4.5)$$

El área total comprendida entre  $x = a$  y  $x = b$  está dada por:

$$A_n = \int_a^b f(x) dx \cong \frac{\Delta x}{2} (y_0 + 2y_1 + 2y_2 + \dots + 2y_{n-1} + y_n) \quad \text{Ecuación (4.6)}$$

La cual recibe el nombre de Fórmula Trapezoidal, y se puede expresar como:

$$I \cong \frac{\Delta x}{2} \left( y_0 + 2 \sum_{i=1}^{n-1} y_i + y_n \right) \quad \text{Ecuación (4.7)}$$

$$I \cong \frac{\Delta x}{2} (y_0 + 2 \sum \text{resto de las Ordenadas})$$

En esencia, la técnica consiste en dividir el intervalo total en intervalos pequeños y aproximar la curva  $y = f(x)$  en los diversos intervalos pequeños mediante alguna curva más simple cuya integral puede calcularse utilizando solamente las ordenadas de los puntos extremos de los intervalos [16].

### 3.2 Método de Simpson

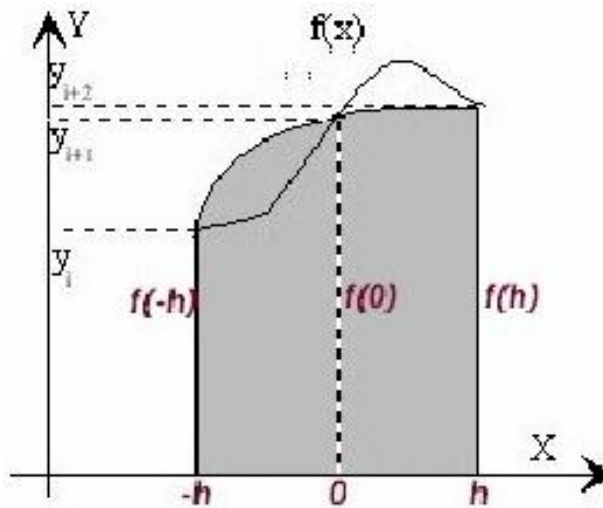
Además de aplicar la regla trapezoidal o Rectangular con segmentos o sub áreas cada vez más pequeñas, otra manera de obtener una estimación aún más exacta de una integral, es la de usar polinomios de orden superior para conectar los puntos, en el caso particular del método que usa orden 2, es decir de la forma  $ax^2+bx+c$  [16].

En este procedimiento se toma el intervalo de anchura  $2h$ , comprendido entre  $x_i$  y  $x_{i+2}$ , y se sustituye la función  $f(x)$  por la parábola que pasa por tres puntos  $(x_i, y_i)$ ,  $(x_{i+1}, y_{i+1})$ , y  $(x_{i+2}, y_{i+2})$ . El valor del área aproximada, sombreada en la figura 3.6, se calcula con un poco más de complejidad y el resultante es  $(h/3)[y_i + 4y_{i+1} + y_{i+2}]$  [16].

$$\int_a^b f(x)dx = \frac{b-a}{3n} \left[ f(a) + \left\{ 4 \sum_{\substack{i=1 \\ \text{impar}}}^{n-1} f(a+ih) + 2 \sum_{\substack{i=2 \\ \text{par}}}^{n-2} f(a+ih) \right\} + f(b) \right]$$

Ec.(4.8)

Figura No 3.6 Área aproximada de la curva



Fuente: [16]

### 3.3 Método de Cuadratura de Gauss

Las fórmulas de Trapecios y Simpson utilizan nodos equidistantes y dan valores exactos para polinomios de grado menor o igual que  $n$  ( $n = 1$  en el caso de Trapecios y  $n = 2$  en el caso de Simpson). La elección de puntos equidistantes no es la mejor. Puede seleccionarse los puntos de manera que mejore la aproximación. La cuadratura gaussiana selecciona los puntos de manera óptima [16].

El método consiste en seleccionar los nodos  $x_1, x_2, \dots, x_n$  en  $[a, b]$  y los coeficientes  $c_1, c_2, \dots, c_n$  que minimicen el error de la aproximación [16].

$$\int_a^b f(x)dx \approx \sum_{i=1}^n c_i f(x_i)$$

Ecuación (4.9)

Reglas de Cuadratura Gaussiana: Consideramos por el momento integrales de la forma

$$I(f) = \int_{-1}^1 f(x) dx$$

Ecuación (5.0)

Note que si el integral esta dado en un intervalo arbitrario [a,b] entonces mediante el cambio de variables [16].

$$t = \frac{x - \frac{a+b}{2}}{\frac{b-a}{2}}$$

Ecuación (5.1)

Tenemos que

$$\int_a^b f(x) dx \approx \frac{b-a}{2} \sum_{i=1}^n w_i f\left(\frac{b-a}{2} x_i + \frac{a+b}{2}\right)$$

Ecuación (5.2)

### III. METODOLOGÍA DEL PROYECTO

#### 4. DESARROLLO DEL PROYECTO

Se realizó una investigación acerca de la antena microstrip, desde su procedencia hasta sus últimas tecnologías, parámetros importantes, modelos de análisis, los métodos de alimentación. Para la construcción de la antena diseñada se estudiaron diferentes tipos de sustratos dieléctricos como CEM y FR4.

Los sustratos dieléctricos CEM, están fabricados principalmente por cerámica, tiene un grosor  $h$  de 0.16 cm y éste presenta altas pérdidas cuando se utilizan en antenas que tienen frecuencias de resonancia muy altas. Tiene valores de constante dieléctrica mayores de 6. Las dimensiones del parche se obtienen con el simulador, ingresando los parámetros anteriores, las dimensiones son  $W = 0.80$  cm y  $L = 0.54$  cm. Se realizaron algunas pruebas con este material, pero los resultados no fueron los mejores, ya que la antena está diseñada para una frecuencia de resonancia de 10 GHz. Otro inconveniente fue el tipo de alimentación por sonda coaxial, ya que la antena al girar  $180^\circ$ , el cable coaxial interfiere en el espacio de recepción, generando un lóbulo grande y malformado. En la figura 3.7 muestra la antena en posición a)  $0^\circ$  y b)  $180^\circ$  y la figura 3.8 muestra el plano E y H de la antena.

Figura 3.7 Posición de la Antena Diseñada con Alimentación Sonda Coaxial



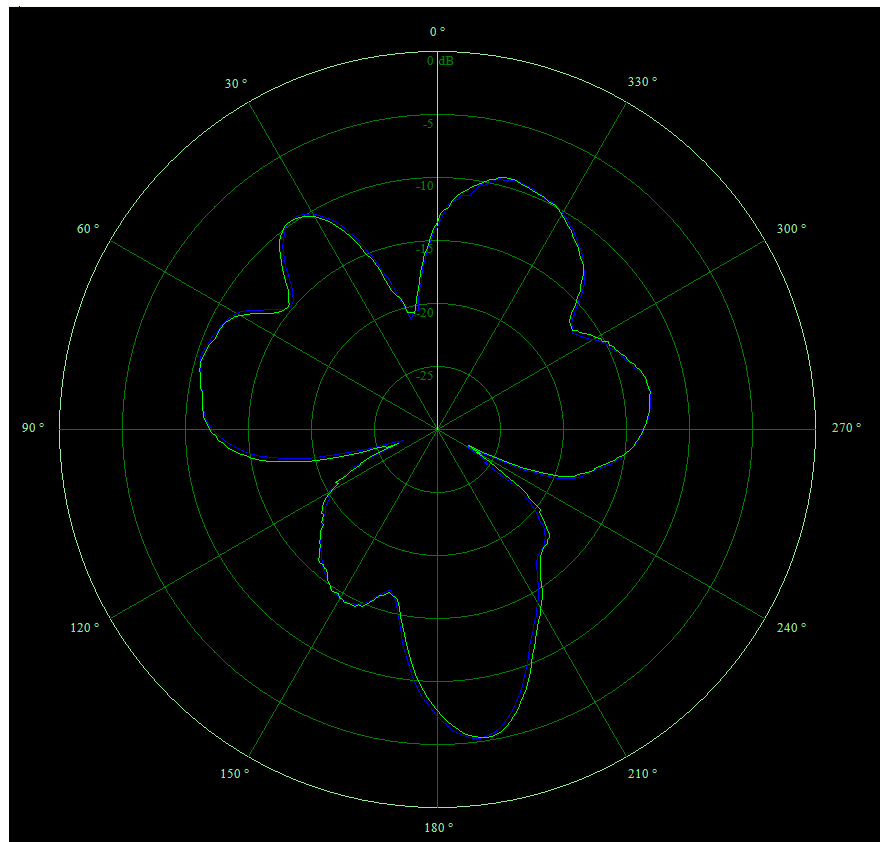
a) Posición en  $0^\circ$



b) Posición en  $180^\circ$

Fuente: Autor

Figura No 3.8 Plano E y Plano H de la Antena Diseñada



Fuente: Software LVDAM-ANT

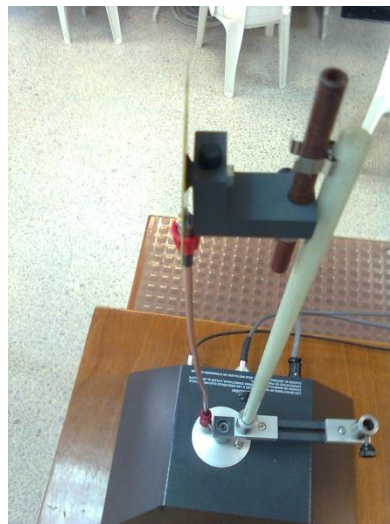
Los substrato dieléctrico FR4 1/1, están fabricados en resina poliepóxido de fibra de vidrio que le dan una resistencia mecánica excepcional y una excelente estética en el circuito final. Tiene un mejor desempeño al operar con altas frecuencias. Este material tiene una constante dieléctrica de 4.5 y se realizaron pruebas con grosor  $h$  de 0.08 cm, a una frecuencia de resonancia de 10 GHz. Las dimensiones del parche se obtienen por medio del simulador, ingresando los parámetros anteriores, el cual son  $W = 0.90$  cm y  $L = 0.68$  cm. (esta antena se denominó como “Antena No 3”). El método de alimentación es por línea de transmisión, esto hace que el cable coaxial quede en línea recta desde la antena al eje rotatorio receptor del módulo LVDAM-ANT, como recomendación del manual de dicho módulo, para óptimos resultados. En la figura 3.9 se muestra la antena diseñada (No 3) y la figura 4.0 muestra el plano E y H de dicha antena.



Figura No 3.9 Antena No 3



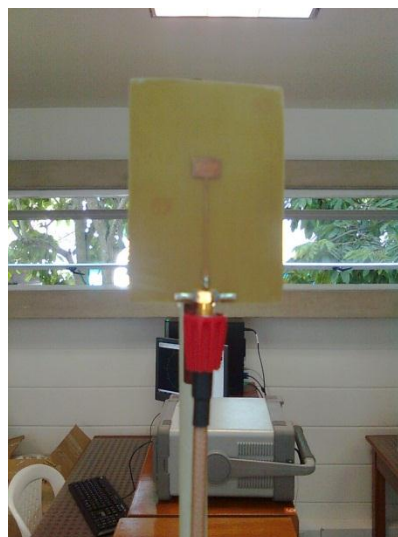
a)



b)



c)

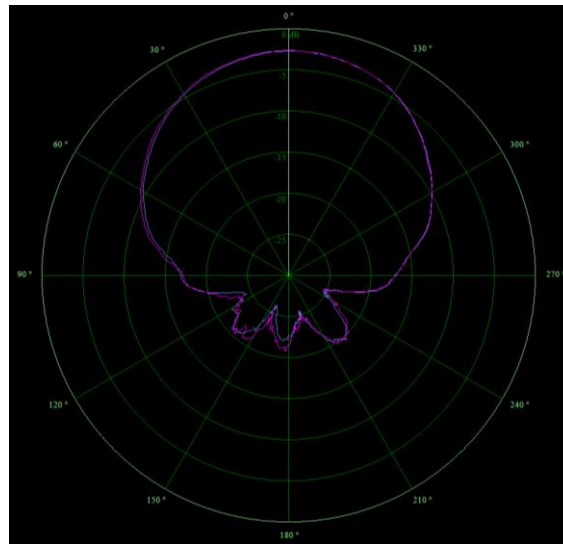


d)

Fuente: Autor

- a) Imagen de la Antena No 3, en posición  $0^\circ$ .
- b) Imagen de la Antena No 3, visualizando la línea recta del cable coaxial con el eje rotatorio receptor.
- c) Imagen de la Antena No 3, visualizando el plano de tierra.
- d) Imagen frontal de la Antena No 3.

Figura No 4.0 Plano E y H de la Antena No 3

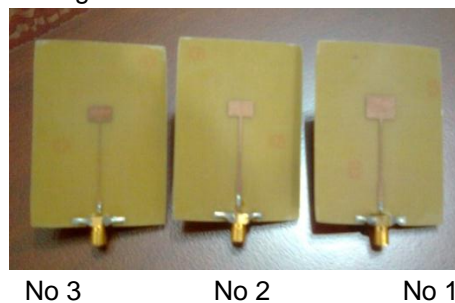


Fuente: Software LVDAM-ANT

Basados en los datos anteriores, del material dieléctrico y la frecuencia de resonancia, se construyó la antena No. 3. El simulador tiene la posibilidad de diseñar el parche, en la sección de “Diseño” (mostrado en el capítulo 5.3) se puede variar las dimensiones del parche y visualizar que efecto causa en el patrón de radiación.

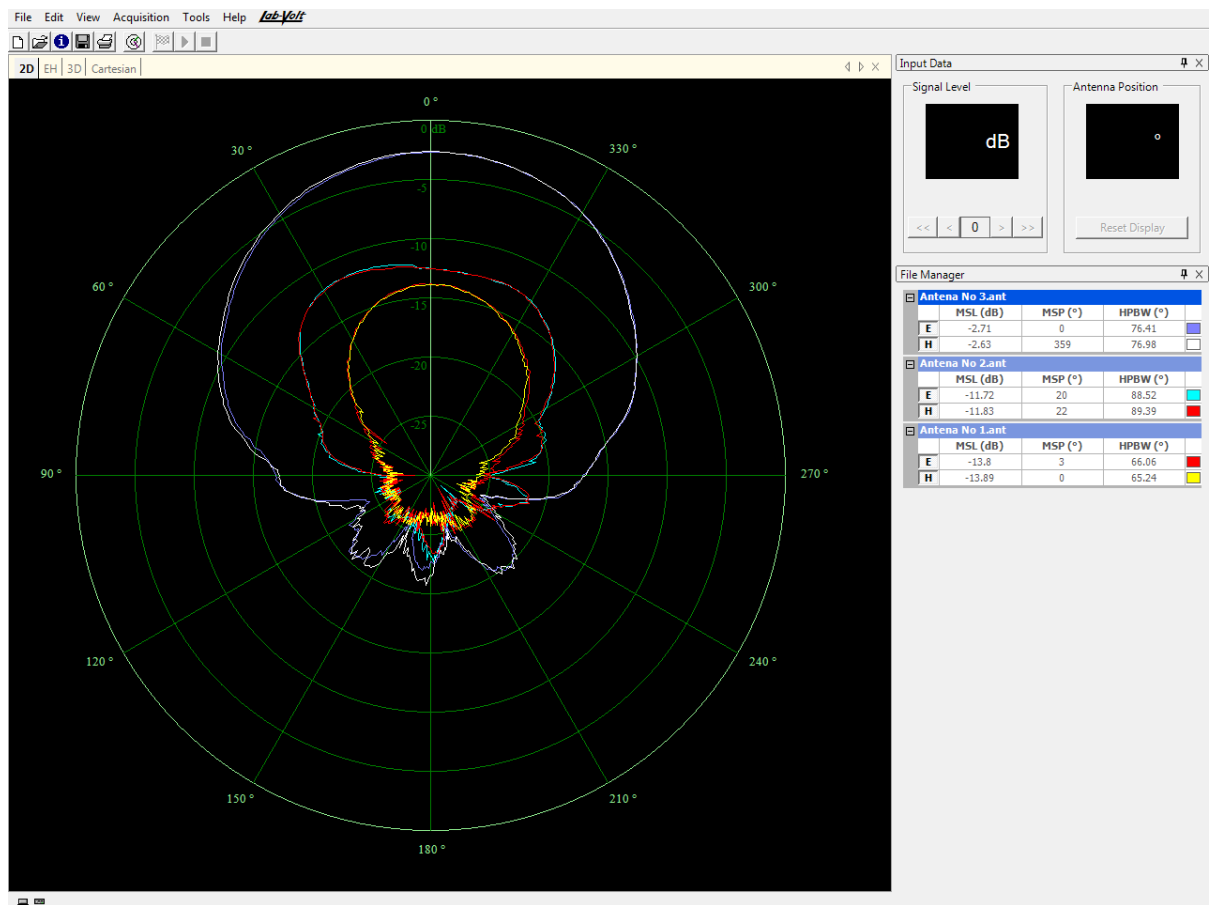
Se construyó dos antenas con las siguientes dimensiones diseñadas, antena No 2 con  $W = 1$  cm y  $L = 0.6$  cm y antena No 1 con  $W = 1.2$  cm y  $L = 0.91$  cm, En la figura 4.1 muestra las tres antenas construida. Aumentando las dimensiones del parche se puede visualizar en la figura 4.2 las alteraciones en el patrón de radiación.

Figura 4.1 Antenas construidas



Fuente: Autor

Figura No 4.2 Gráficas del Patrón de Radiación para cada antena



Fuente: Software LVDAM-ANT

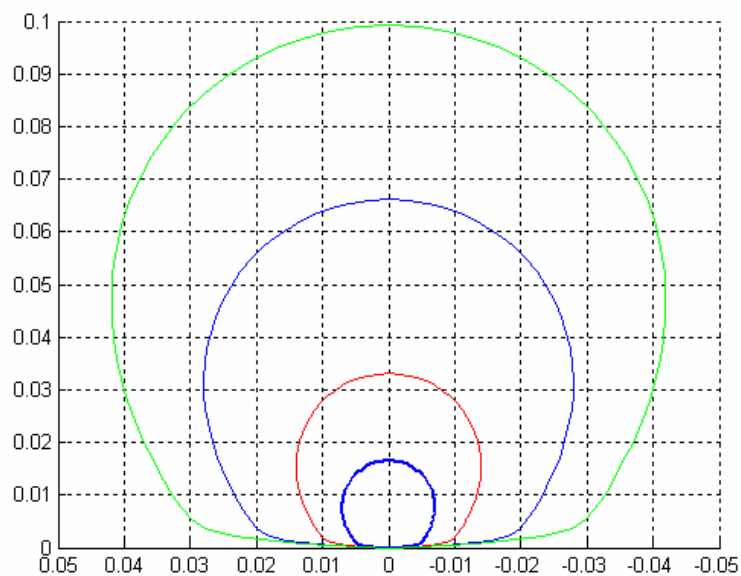
En el capítulo V, se realiza el análisis y las comparaciones de los datos obtenidos por el software LVDAM-ANT con los datos Simulados.

Analizando las anteriores antenas diseñadas No 1, No 2 y No3, se deduce que modificando el largo  $L$  o el ancho  $W$ , la permitividad del sustrato  $\epsilon_r$  y su grosor  $h$ , se observan las siguientes alteraciones del campo radiado como se muestra en la figura 4.3.

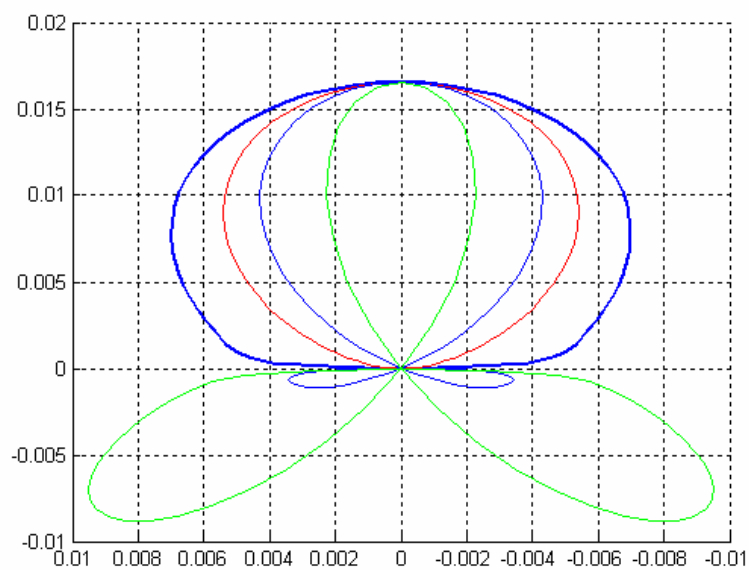
Cuando se disminuye el valor de  $W$ , la potencia radiada tendrá un mayor ancho de haz de potencia media y unos planos E y H más amplios en el diagrama, es decir que se radiará más potencia.

Cuando se aumenta  $L$ , el lóbulo superior tiende a afilar, pero si el aumento de esta dimensión es mayor, hace que los lóbulos secundarios aumenten de tamaño.

Figura No 4.3 Alteraciones en la potencia radiada, en el plano H, al modificar a) el ancho  $W$  del parche, b) el largo  $L$  del parche, c) la constante dieléctrica  $\epsilon_r$  y d) grosor  $h$ .

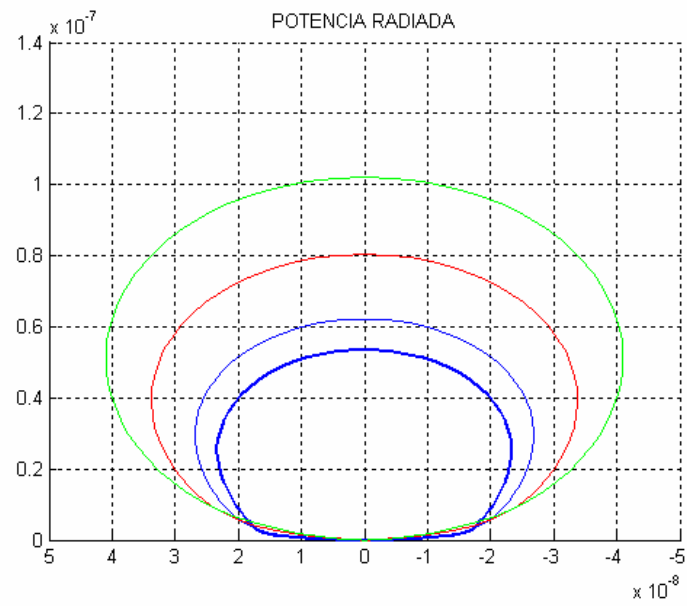


a)  $W$ ,  $2W$ ,  $4W$ ,  $6W$

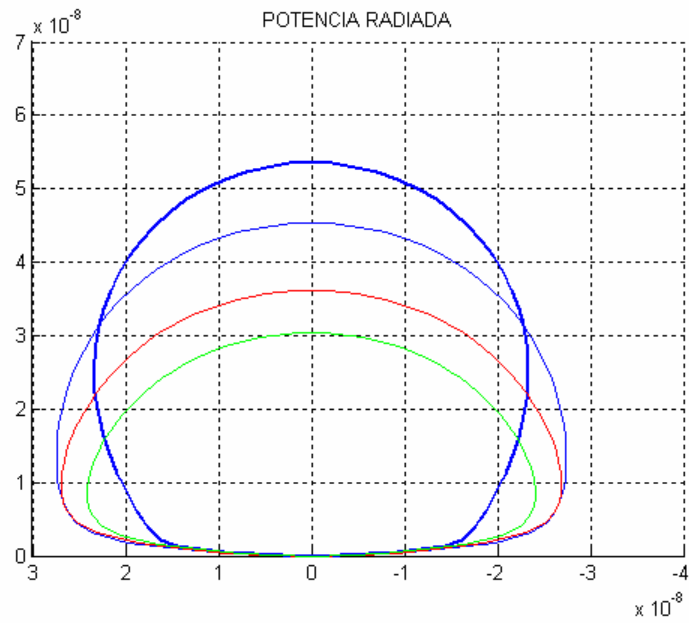


b)  $L$ ,  $1^{1/2}L$ ,  $2L$ ,  $4L$

En las siguientes graficas se observa las alteraciones que se pueden lograr seleccionando un material dieléctrico específico.



c)  $6h, 4h, 2h, h$



d)  $\epsilon_r, 2\epsilon_r, 4\epsilon_r, 6\epsilon_r$

Fuente: Autor

#### IV. RESULTADOS Y MANUAL O PROCEDIMIENTOS DE USO

A continuación se muestra la representación gráfica del algoritmo utilizado para la creación del software en Matlab.

Diagrama de flujo para la simulación y comparación con el valor real del patrón de radiación de una antena microstrip rectangular.

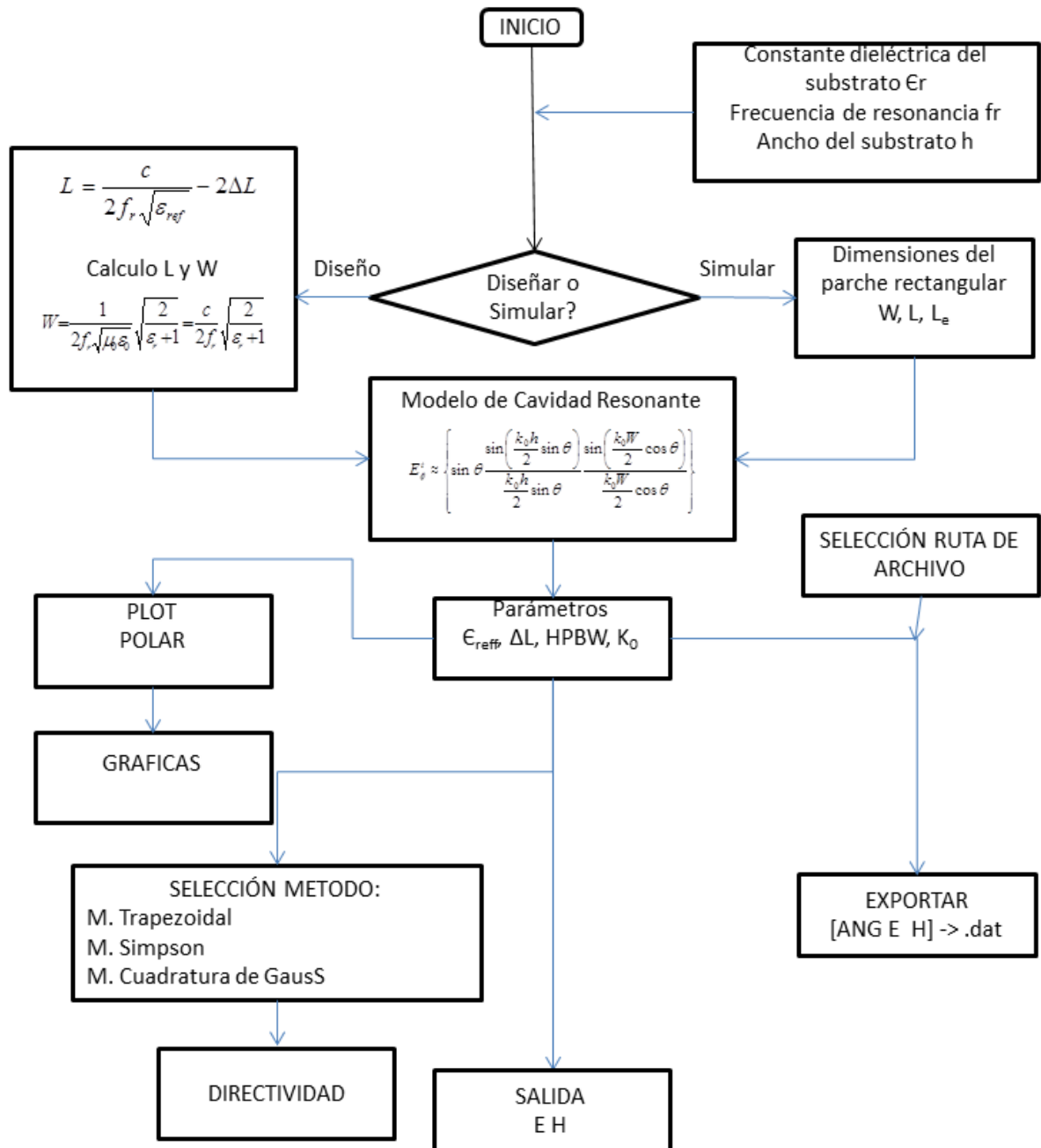
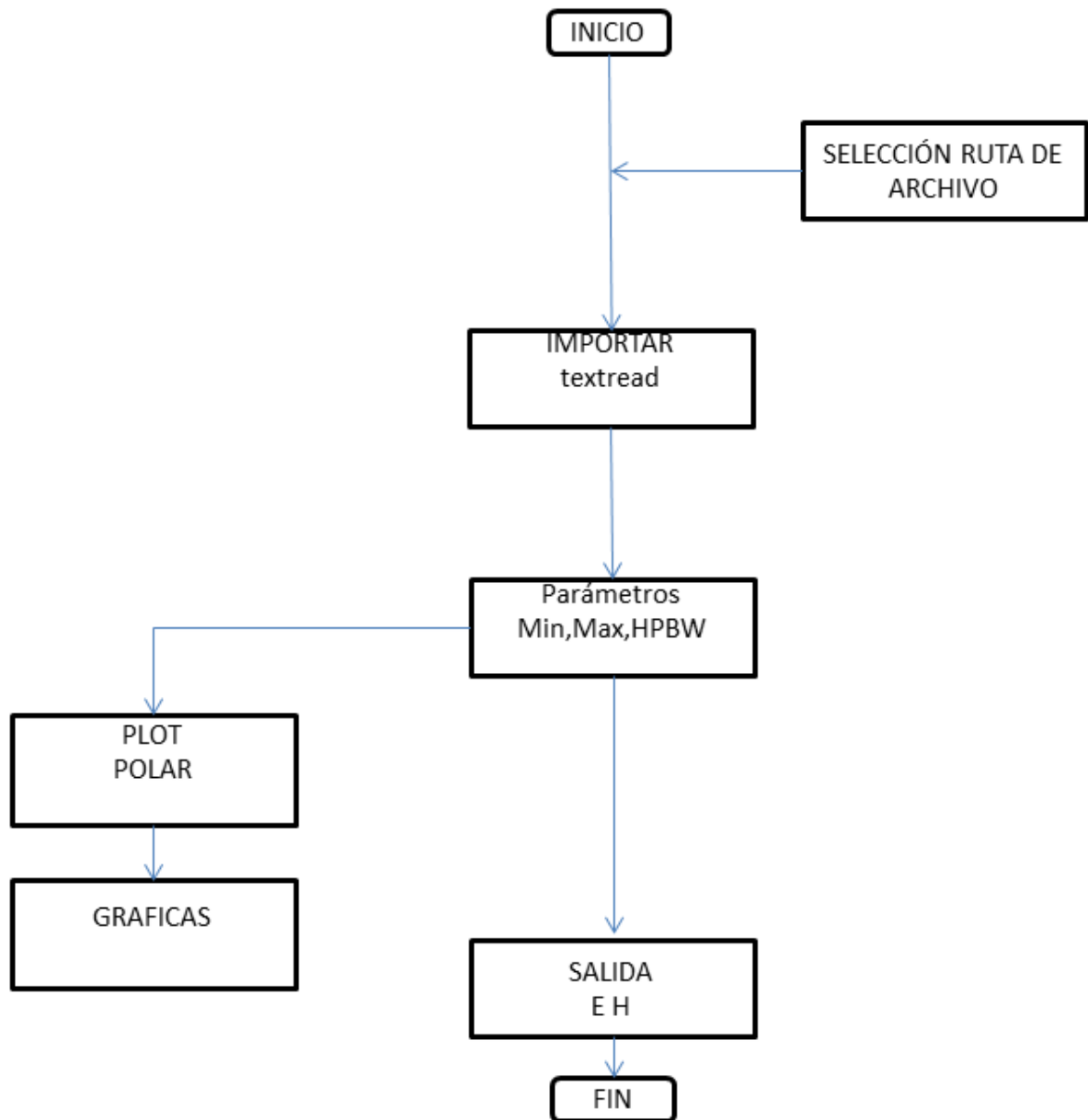
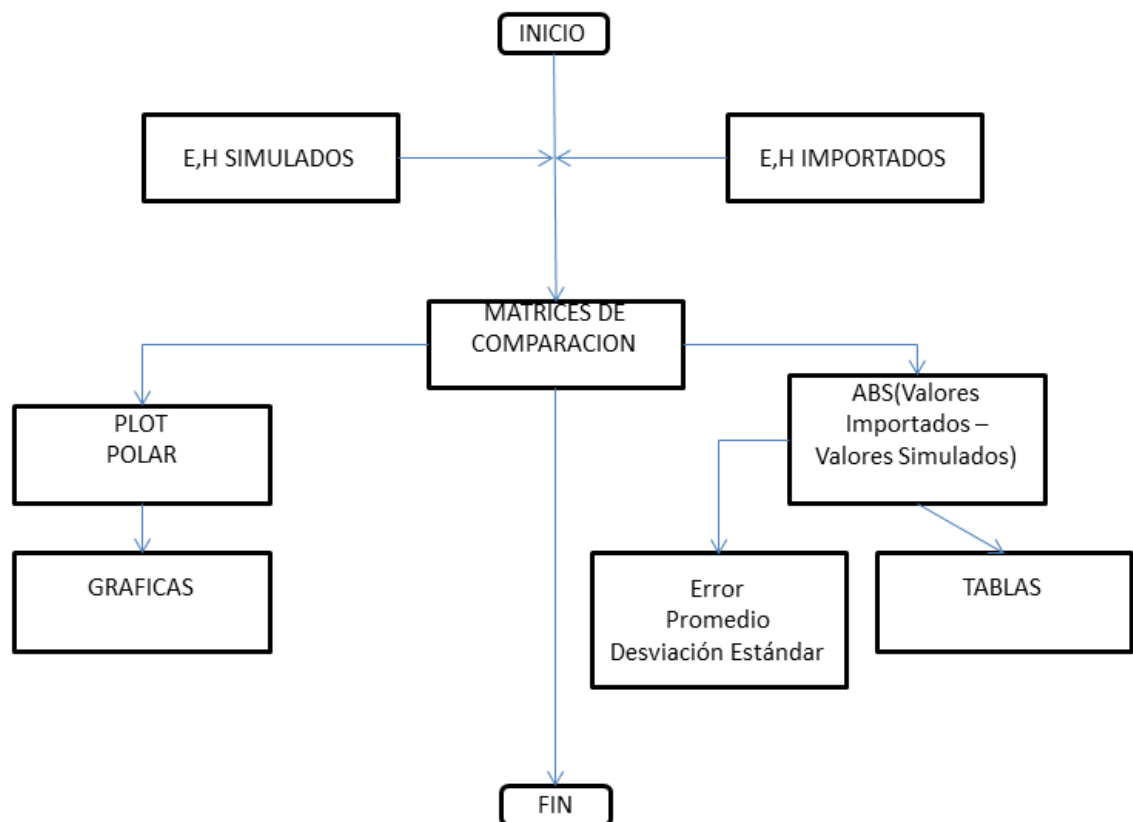
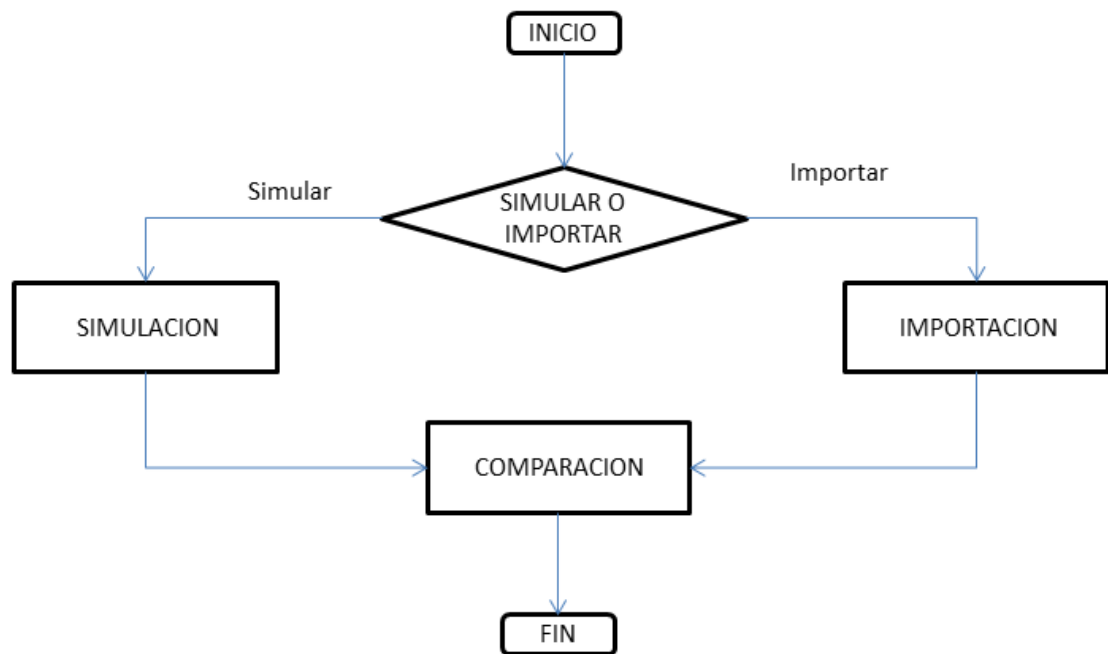


Diagrama de flujo para importar los datos obtenidos por el módulo LVDAM-ANT al simulador.





Diagramas de flujo de la comparación de datos y proceso general del simulador



Fuente: Autor



## **5.1 Herramienta utilizada para el desarrollo del simulador en el software Matlab**

Una Interfaz Gráfica de Usuario (Graphic User Interface, GUI) es una plataforma de diseño personalizada que permite el ingreso, la interacción y la visualización de información por parte del usuario de la aplicación desarrollada.

En el ambiente computacional de desarrollo y análisis numérico MATLAB es posible diseñar GUI's altamente funcionales y adicionalmente se aprovecha todo su potencial de procesamiento y análisis numérico.

## **5.2 Requerimientos de instalación y uso**

Para poder realizar una correcta instalación y uso del simulador se debe cumplir las siguientes condiciones:

El simulador siempre debe estar acompañado del compilador con el que se creó dicho simulador, esto sucede cuando se pretende generar archivos ejecutables .exe en Matlab, al compilar los códigos fuentes o los algoritmos, la herramienta presenta conflictos si se desea ejecutar el simulador en otro equipo cómputo con diferente Matlab, es decir que el simulador será exclusivo de dicho compilador, por lo tanto es necesario adjuntarlo en el equipo de cómputo el cual vaya ser utilizado el simulador.

El conflicto de compilar el simulador tiene una gran ventaja, debido a que en cualquier equipo cómputo que no tenga instalado el software Matlab y se requiera utilizar el simulador, el compilador adjunto al simulador puede ejecutarlo sin ningún inconveniente.

El compilador tiene como nombre "MCRInstaller.exe" y el simulador "SimulacionAntena.exe".

Cuando se copien los dos archivos al pc, el compilador se instala en el equipo siguiendo todos los pasos que él mismo indica. Posteriormente se reinicia el equipo o el pc.

El archivo "SimulacionAntena.exe" debe ejecutarse y funcionar correctamente después de haber reiniciado el equipo de cómputo.

### 5.3 GUI Simulador

En primera instancia la interfaz gráfica de usuario muestra el nombre del simulador “Simulador del Patrón de Radiación para Antenas Microstrip Rectangulares” acompañado de los creadores, ubicación y el logotipo de la Universidad Pontificia Bolivariana, así como se muestra en la figura 4.4.

Figura No 4.4. Ventana de Presentación



Fuente: Autor

Posicionando el cursor del ratón y presionando el botón izquierdo del ratón sobre el botón “entrar”, se abre un menú de acceso en el cuál se muestran las siguientes opciones y en la figura 4.5:

- Simular Patrón (botón)
- Importar Patrón (botón)
- Comparación (botón)

Figura No 4.5. Menú Acceso



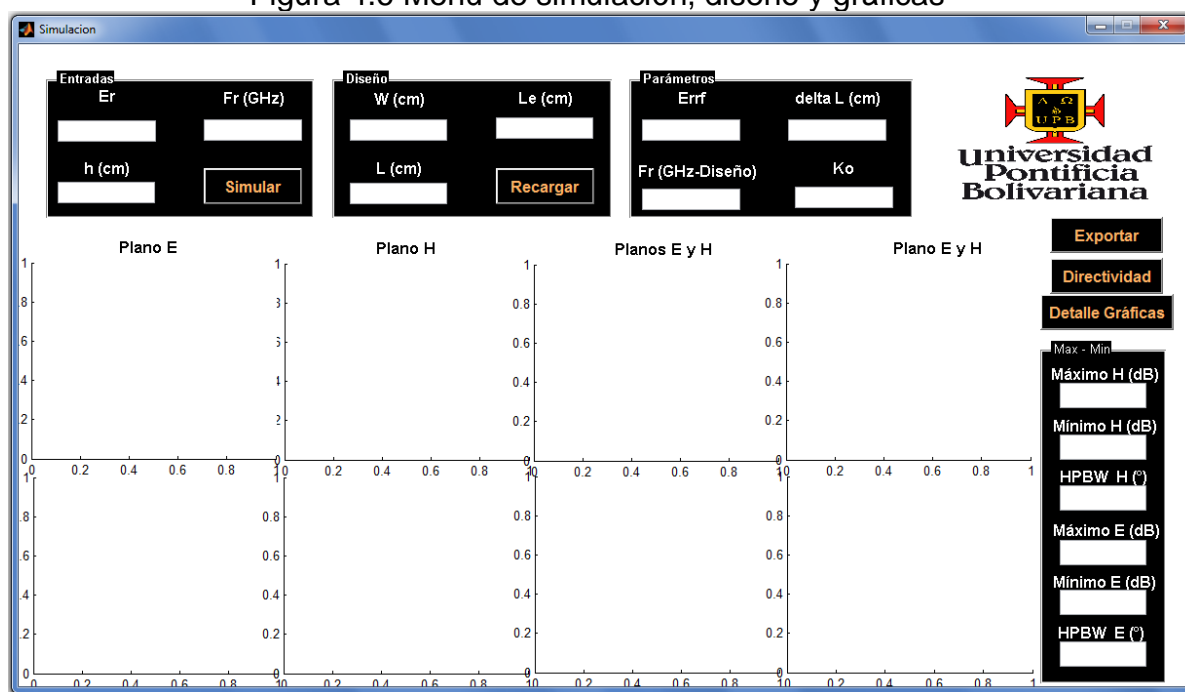
Fuente: Autor

Al seleccionar la opción “Simular Patrón” posicionando el cursor del ratón y oprimiendo el botón izquierdo del ratón en el botón respectivo, se abre un menú de acceso el cual muestra las siguientes opciones y en la figura 4.6:

- Entradas: permite el ingreso de los parámetros  $\epsilon_r$ ,  $f_r$  y  $h$ .
  - Simular (botón)
- Diseño: indica y permite variar las dimensiones del parche.
  - Recargar (botón)
- Parámetros: Indica los parámetros de la simulación.

- Exportar (botón): permite guardar la simulación en una dirección específica por el usuario.
- Directividad (botón): menú de acceso a los métodos numéricos empleados para calcular dicho parámetro.
- Detalles Gráficas (botón): ilustra las gráficas detalladamente.
- Max – Min: Indica los valores máximos tanto para el plano E como el plano H e indica el ancho de haz de potencia media.
- Planos de Gráficas.
- Logo de la Universidad Pontificia Bolivariana.

Figura 4.6 Menú de simulación, diseño y gráficas

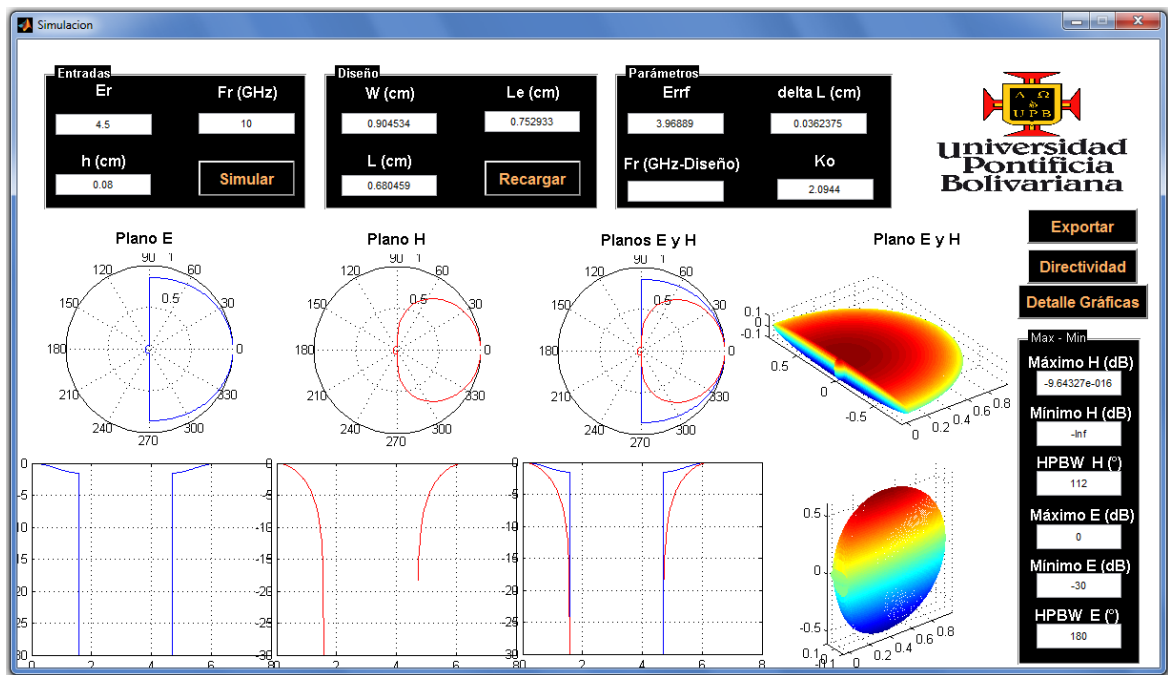


Fuente: Autor

Ingresa los parámetros y condiciones correspondientes  $\epsilon_r = 4.5$ ,  $f_r = 10\text{GHz}$  y  $h = 0.08\text{cm}$ , según el material dieléctrico en que se vaya a construir la antena y la frecuencia a la que se quiere operar. Después selección “Simular” posicionando el cursor del ratón y oprimiendo el botón izquierdo del ratón en el botón respectivo. Indique las dimensiones del parche (en la sección de diseño) e indique los parámetros de la antena (en la sección de parámetros). También ingrese los

valores de nivel de la potencia radiada y el ancho de haz de potencia (en la sección max-min). Con esto se ilustran las gráficas en coordenadas polares, cartesianas y en 3D. La figura 4.7 ilustra la GUI de simulación.

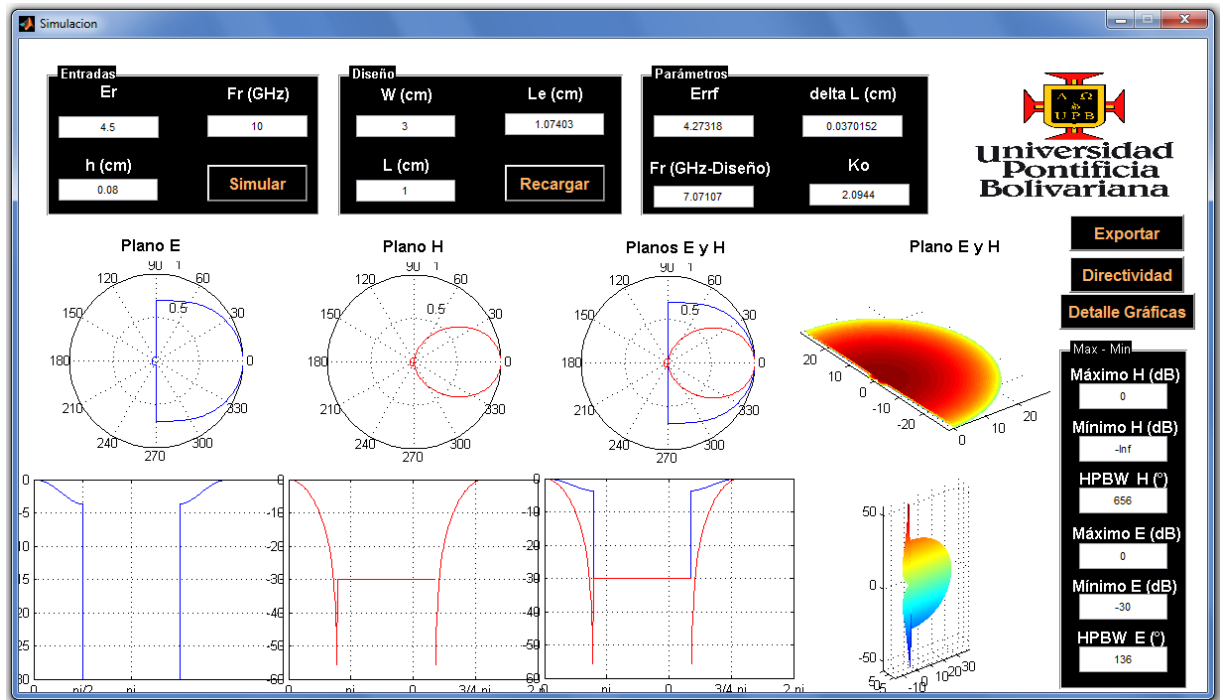
Figura No 4.7. Simulación y Gráficas



Fuente: Autor

Si el usuario desea una antena con dimensiones específicas, como por ejemplo de  $W = 3$  cm,  $L = 1$  cm y  $L_e$ , ingrese los valores en la sección de diseño y seleccione la opción "Recargar" posicionando el cursor del ratón y oprimiendo el botón izquierdo del ratón en el botón respectivo. Indique nuevamente la simulación con base en los nuevos datos ingresados. La figura 4.8 ilustra el ingreso de valores distinto de dimensiones y la simulación.

Figura No 4.8. Diseño, simulación y Gráficas

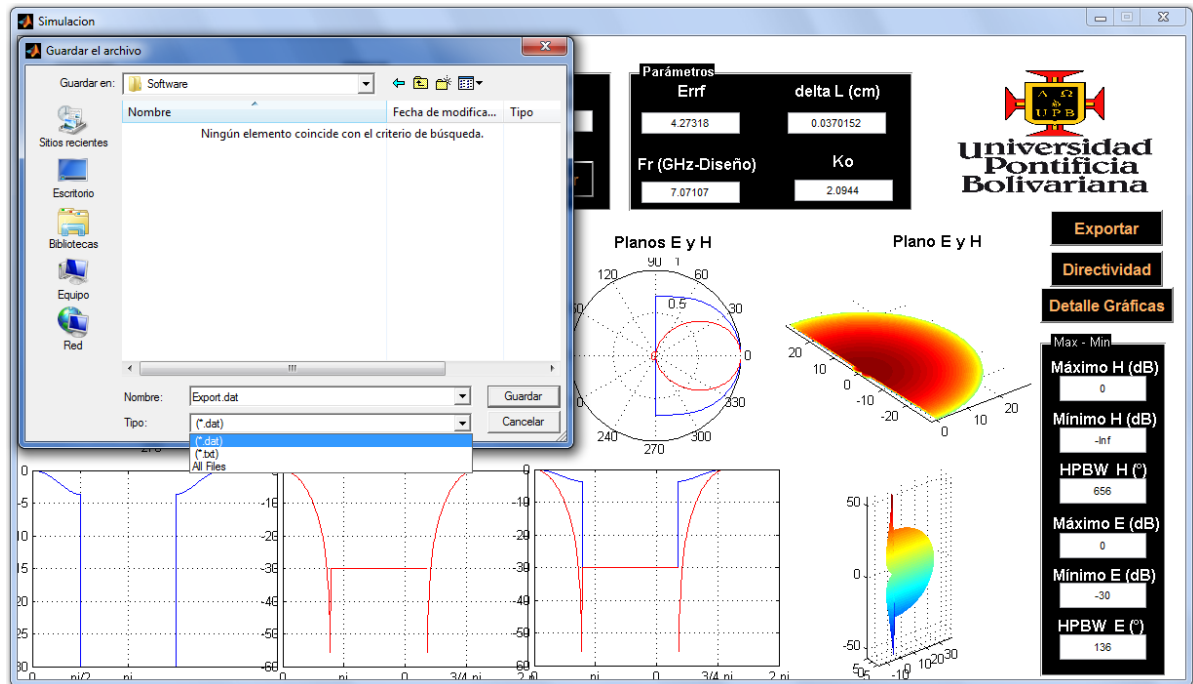


Fuente: Autor

La sección de parámetros también tiene un indicador con nombre “ $F_r$  (Diseño)”, este solo indica cuando se diseña y muestra en que frecuencia de resonancia quedará operando la antena diseñada.

Volviendo a los valores establecidos por el material dieléctrico y la frecuencia de resonancia, después de simular y se quiere guardar la simulación obtenida, selecciona la opción “Exportar” posicionando el cursor del ratón y oprimiendo el botón izquierdo del ratón en el botón respectivo, se abre una ventana de información y direccionamiento para guardar la simulación en una dirección determinada por el usuario. Para guardar la simulación existen dos tipos de archivos, en .dac y en .txt, se indica el nombre del archivo y selecciona la opción “Guardar” posicionando el cursor del ratón y oprimiendo el botón izquierdo del ratón en el botón respectivo, se utiliza dos tipos de archivos para diferenciar el archivo simulado con el archivo real del módulo LVDAM-ANT el cual esté siempre lo exporta en .txt. La figura 4.9 ilustra lo mencionado anteriormente.

Figura No 4.9. Guardar Datos



Fuente: Autor

Después de guardar la simulación se selecciona la opción “Directividad” posicionando el cursor del ratón y oprimiendo el botón izquierdo del ratón en el botón respectivo, se abre un menú que indica la directividad cuando selecciona la opción “Directividad” posicionando el cursor del ratón y oprimiendo el botón izquierdo del ratón en el botón respectivo, según el método seleccionado en la sección de “método”, seleccionada por la opción “M. Trapezoidal”, “M. Simpson” y “M. Cuadratura de Gauss” posicionando el cursor del ratón y oprimiendo el botón izquierdo del ratón en uno de los botones anteriores. En esta GUI se indica el valor de la directividad. Como se ilustra en la figura 3.9.

La selección de diferentes métodos numéricos para calcular la directividad se realiza, ya que la ecuación (1.5) de directividad está constituida por una integral y con la opción de los tres métodos numéricos se puede obtener una aproximación.

Figura No 5.0 Directividad por el M. Simpson

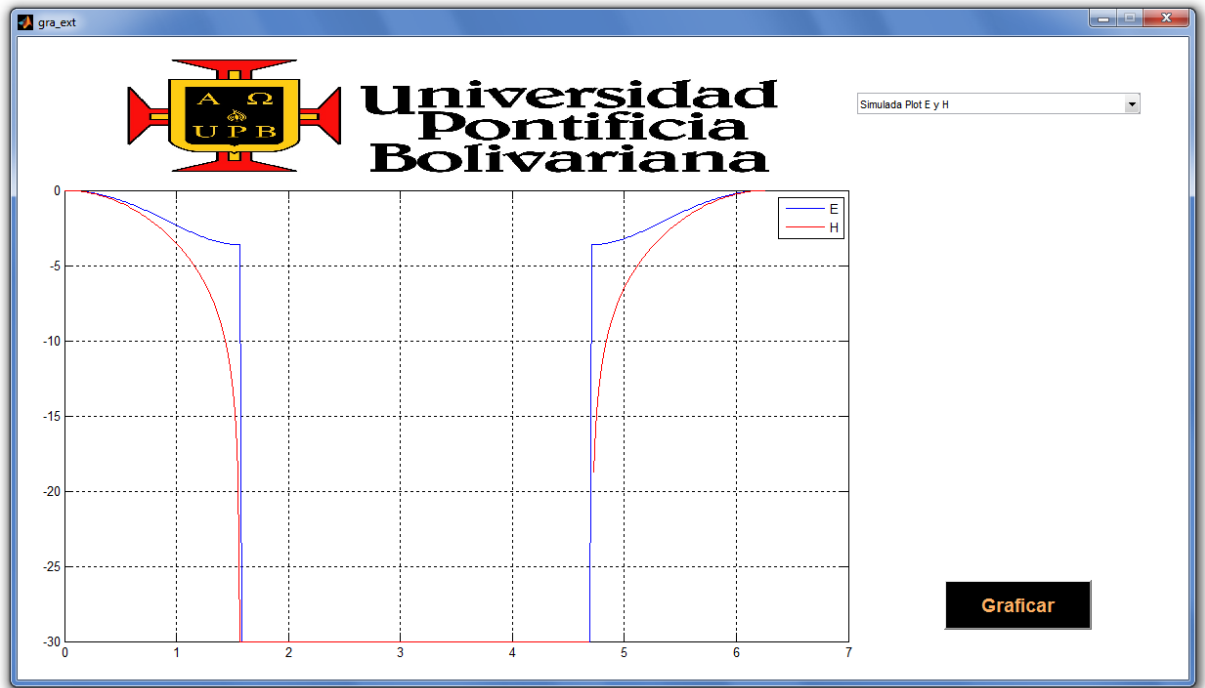


Fuente: Autor

Para obtener gráficas detalladas y de igual forma poder realizar comparaciones gráficas se selecciona la opción "Detalle Gráficas" posicionando el cursor del ratón y oprimiendo el botón izquierdo del ratón en el botón respectivo, se abre una GUI con interfaces gráficas con la opción de indicar cual gráfica se desea ver cuando selecciona la opción de enlaces posicionando el cursor del ratón y oprimiendo el botón izquierdo del ratón en el botón respectivo, por ejemplo en este caso se seleccionó "Simulada Plot E y H" y selecciona la opción "Graficar" posicionando el cursor del ratón y oprimiendo el botón izquierdo del ratón en el botón respectivo, en este caso ilustrando el campo eléctrico y campo magnético en plano cartesiano, así como se muestra la siguiente figura 5.1.



Figura No 5.1 Detalles de Gráficas



Fuente: Autor

De igual forma se podrá detallar las gráficas del patrón de radiación real de la antena diseñada y simulada exportándola por el módulo LVDAM-ANT e importándola por el Simulador. Esto se explica posteriormente.

Ya realizada la simulación y construida la antena parche rectangular, se obtienen los datos reales de la visualización del patrón de radiación mediante el módulo LVDAM-ANT desarrollado por LAB-VOLT adquirido para el laboratorio de la Universidad Pontificia Bolivariana.

## 5.4 Exportar Datos Reales del Módulo LVDAM-ANT

Para la visualización del patrón de radiación mediante el módulo LVDAM-ANT, éste debe de estar conectado a un pc y tener instalado el programa de dicho módulo llamado Sistema Didáctico y Medición en Antenas “LVDAM-ANT”.

Cuando se menciona el término exportar datos se refiere a guardar los datos en diferentes tipos de archivos, en el caso del Módulo LVDAM-ANT que siempre guarda los datos gráficamente, lo guardaría en .txt. A continuación se ilustrará el procedimiento para exportar los datos.

**NOTA:** Los datos exportados por el módulo LVDAM-ANT los guarda como vectores en archivo .txt, los cuales están separados las decimales por una coma (,). La adquisición de datos de Matlab reconoce la coma (,) como separador de columna con fila o de posición en matrices y vectores, debido a esto se tiene que realizar una configuración al equipo donde se esté utilizando el software del módulo antes de exportar los datos del mismo, para que las decimales estén separadas por puntos (.).

### 5.4.1 Para equipos con Windows Vista

- Ingresar en “Panel de Control”.
- Ingresar en “Configuración Regional y de Idioma”.
- En dicha ventana, en la sección de “Formatos”, posicionar el cursor del ratón en el botón “Configuración Adicional”.
- En dicha ventana, en la sección “Números”, en “Símbolo Decimal” se cambia la (,) por (.).
- Se aceptan todos los cambios.

### 5.4.2 Para equipos con Windows XP

- Ingresar en “Panel de Control”.
- Ingresar en “Reloj, Idioma y Región”.
- Ingresar en “Cambiar teclado u otros métodos de entrada”.
- En dicha ventana, en la sección de “Formatos”, posicionar el cursor del ratón en el botón “Personalizar este Formato”.
- En dicha ventana, en la sección “Números”, en “Símbolo Decimal” se cambia la (,) por (.).
- Se aceptan todos los cambios.

## 5.5 Obtención de los Datos con el Módulo LVDAM-ANT

Después de visualizar los campo eléctrico y campo magnético, el patrón de radiación en 3D, como por ejemplo se ilustra en la figura 4.1. Datos de ejemplos de una antena microstrip rectangular.

Figura No 5.2. a) Campo E y Campo H en Polar

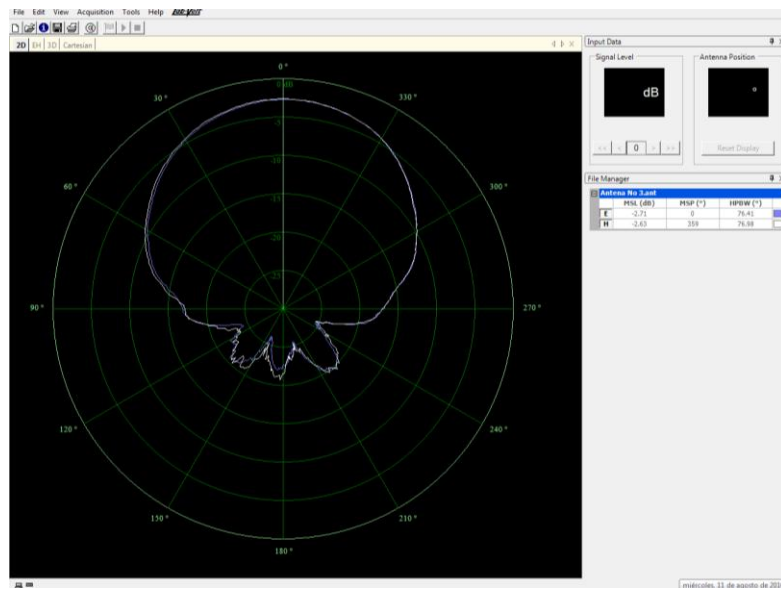
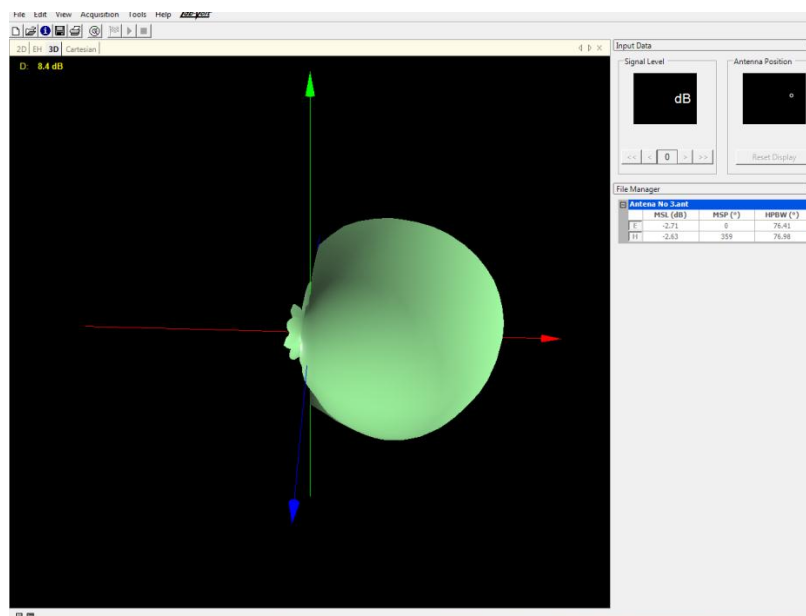


Figura No 5.2. B) Patrón de radiación en 3D



Fuente: Software LVDAM-ANT

Antes de ir a guardar los datos se ubica los valores máximos de los campos E y H en 0° grados. Después se posiciona el cursor del ratón en la opción “File” y se oprime el botón izquierdo del ratón en el botón respectivo, y se abre un menú de acceso y se selecciona la opción “Export...”, así como se ilustra en las siguientes figuras 4.2 a) y b).

Figura 5.3 a) Opción File

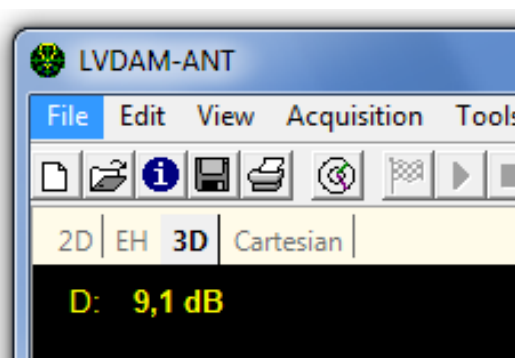
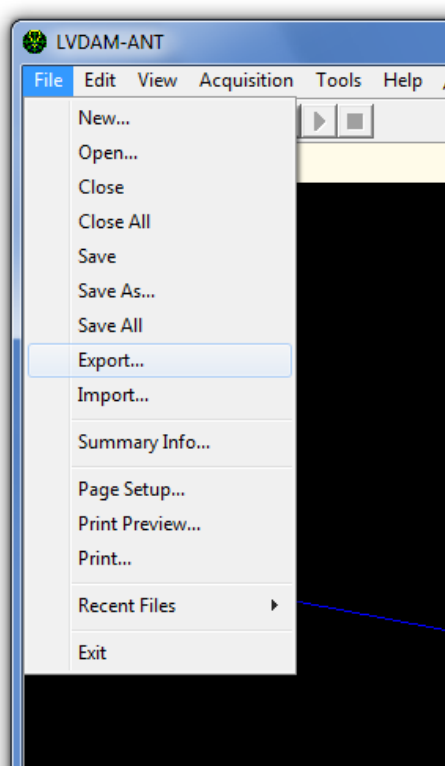


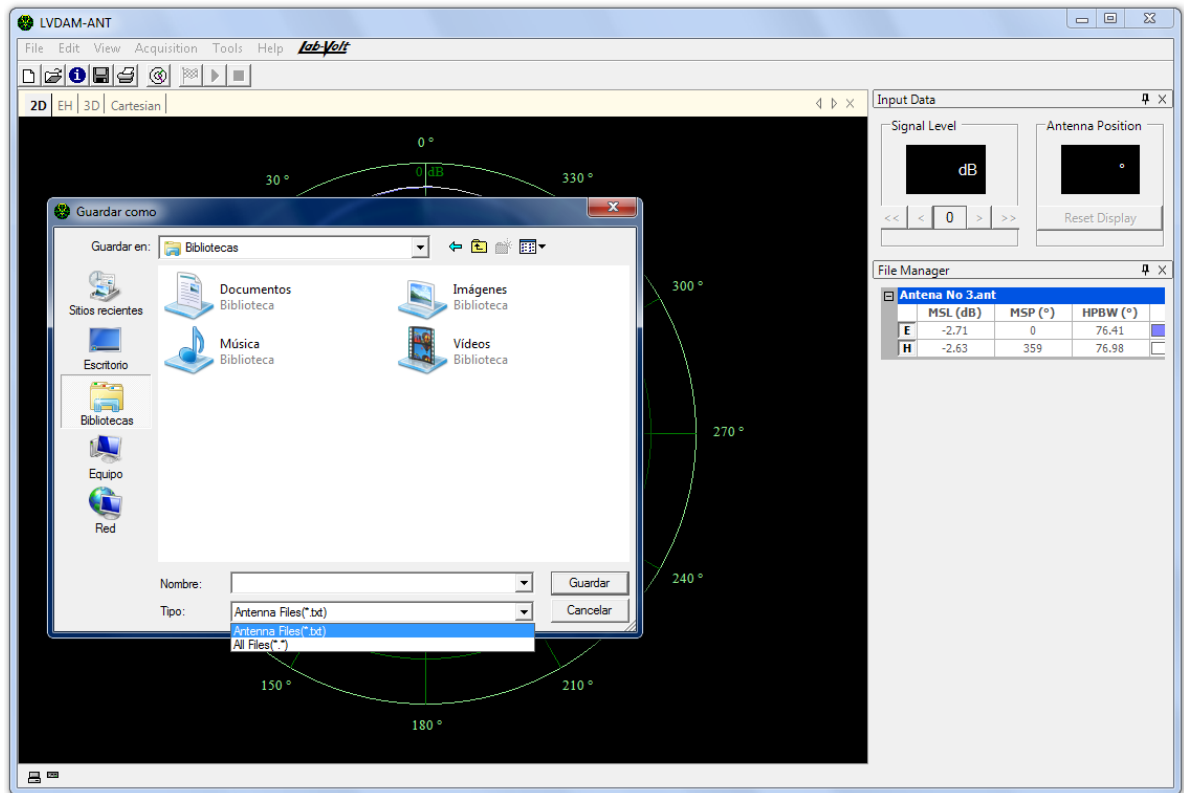
Figura 5.3 b) Opción Export



Fuente: Software LVDAM-ANT

Después se selecciona la carpeta en que el usuario desee guardar el archivo como .txt único tipo de archivos disponible para el Software LVDAM-ANT, en este procedimiento se guardan los datos en vectores. Ilustración del procedimiento en la figura 4.3.

Figura 5.4 Guardar los datos reales



Fuente: Software LVDAM-ANT

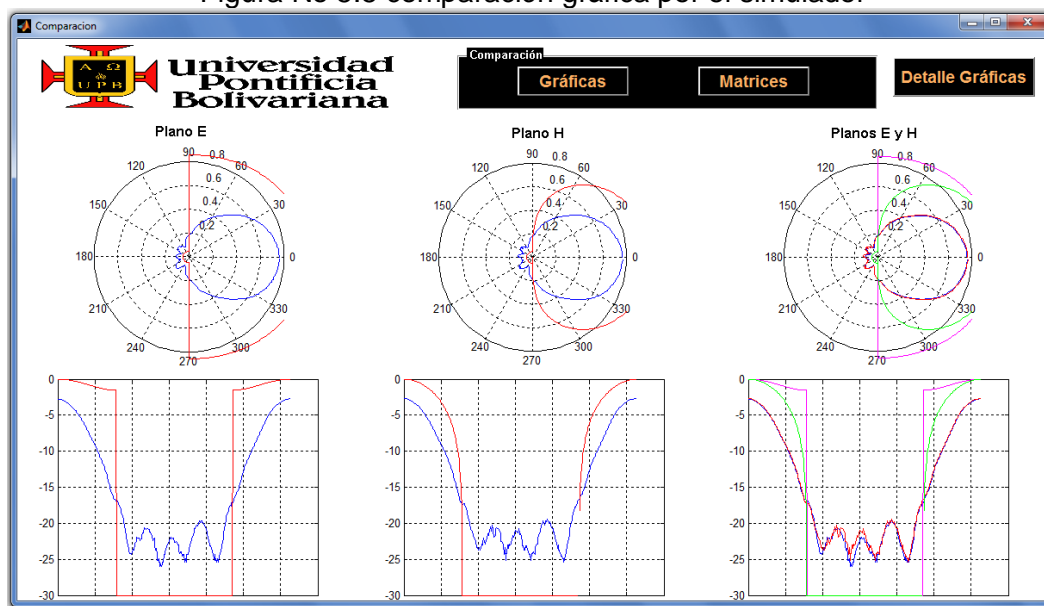
## V. ANÁLISIS DE RESULTADOS

Para analizar los resultados del simulador se realizó la comparación gráfica, matricial y análisis estadístico de los datos de la simulación y los datos importados por el Software LVDAM-ANT.

Únicamente se toman los datos del plano H, tanto de la simulación como los obtenidos por el módulo LVDAM-ANT, ya que los métodos de análisis investigados para el estudio del patrón de radiación o el campo eléctrico (plano E) y campo magnético (plano H), solo toma dos ranuras (W) que irradian potencia del parche rectangular (esto se explica en el capítulo 2.5.1.1 “Modelo de línea de Transmisión”). Esto también se puede explicar con las consideraciones del modelo de cavidad resonante (capítulo 2.5.1.2), este modelo indica que la densidad de corriente eléctrica es aproximadamente cero, ya que el campo magnético tangencial a los bordes del parche es muy pequeño. La ecuación (4.2), que es el modelo matemático del plano E, depende del grosor del sustrato y de la longitud efectiva  $L_e$ , donde la longitud efectiva es un valor que indica el fringing effects (Efecto de interferencia por difracción en los bordes), expuesto mediante el modelo de línea de transmisión.

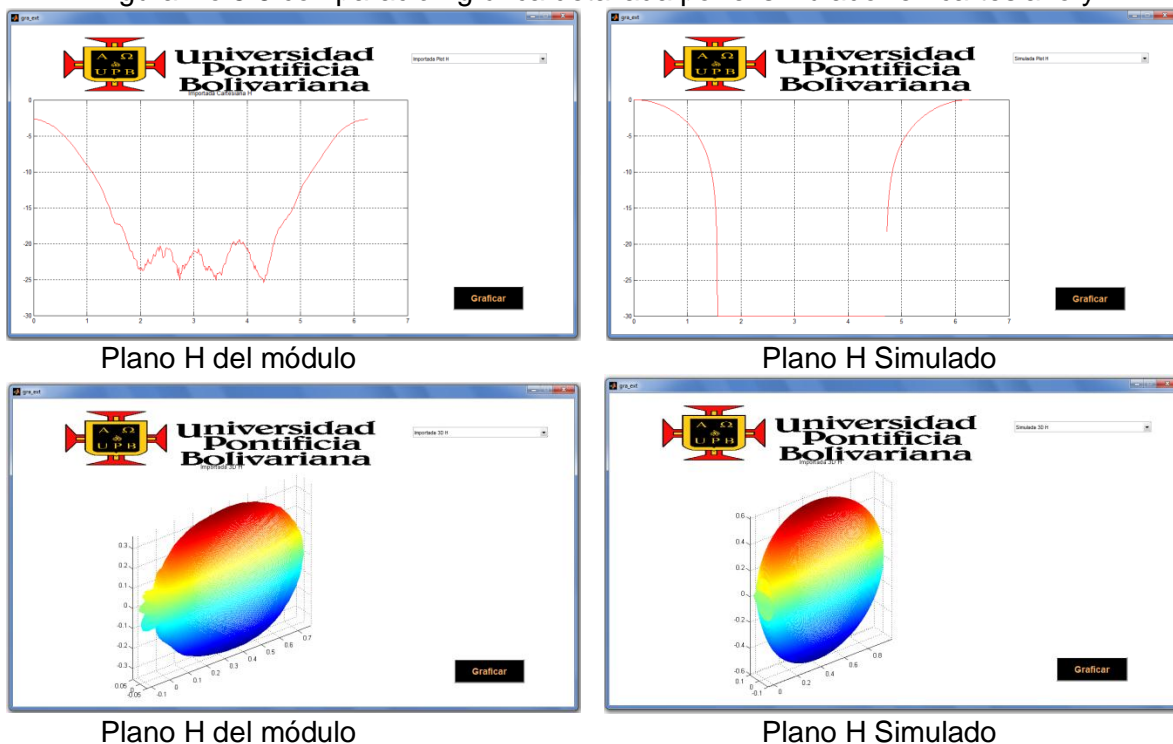
Siguiendo con los datos de la Antena No 3 simulados, (capítulo 4 “Desarrollo del proyecto”) y con los datos reales de la misma antena obtenida con el módulo LVDAM-ANT, se desarrolla la comparación por medio del simulador. La figura 4.4 y 4.5 muestra comparación gráfica. La figura 4.6 muestra la comparación matricial.

Figura No 5.5 comparación gráfica por el simulador



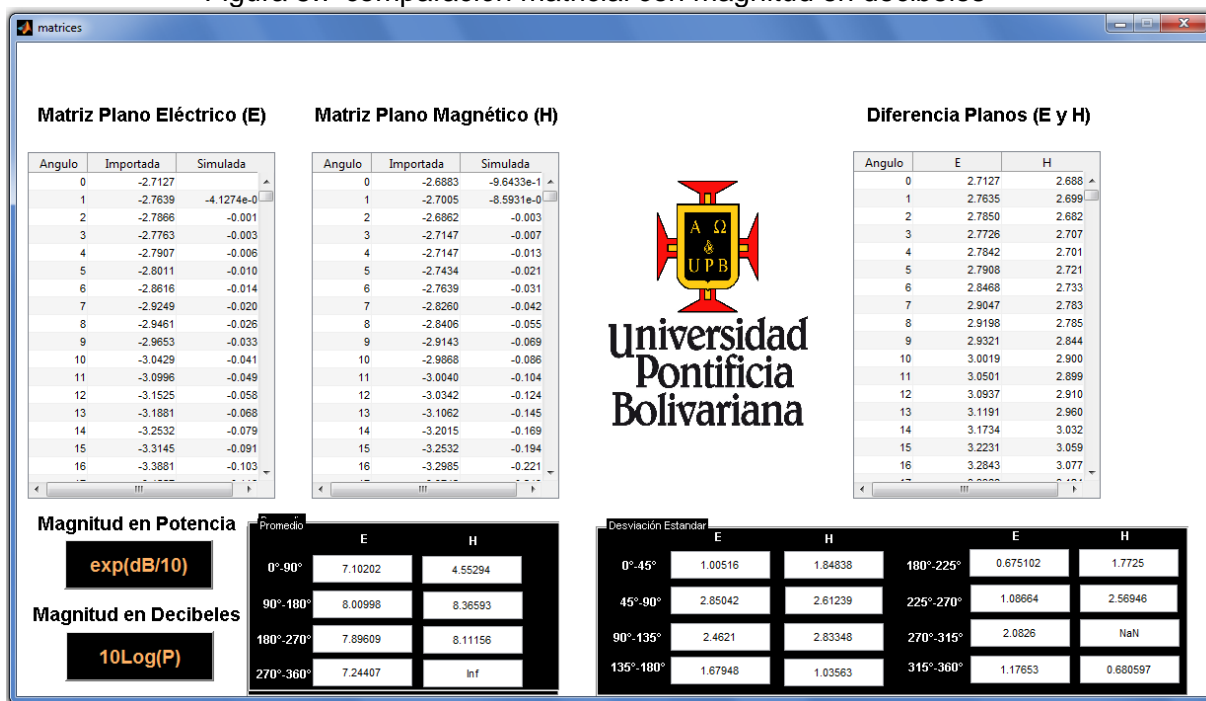
Fuente: Autor

Figura No 5.6 comparación gráfica detallada por el simulador en cartesiano y



Fuente: Autor

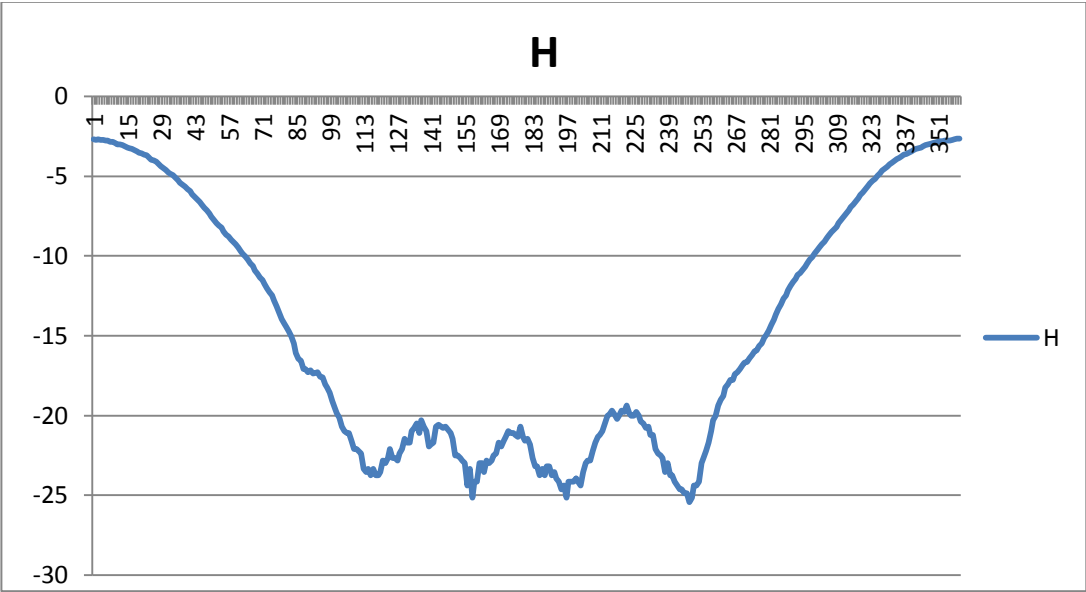
Figura 5.7 comparación matricial con magnitud en decibeles



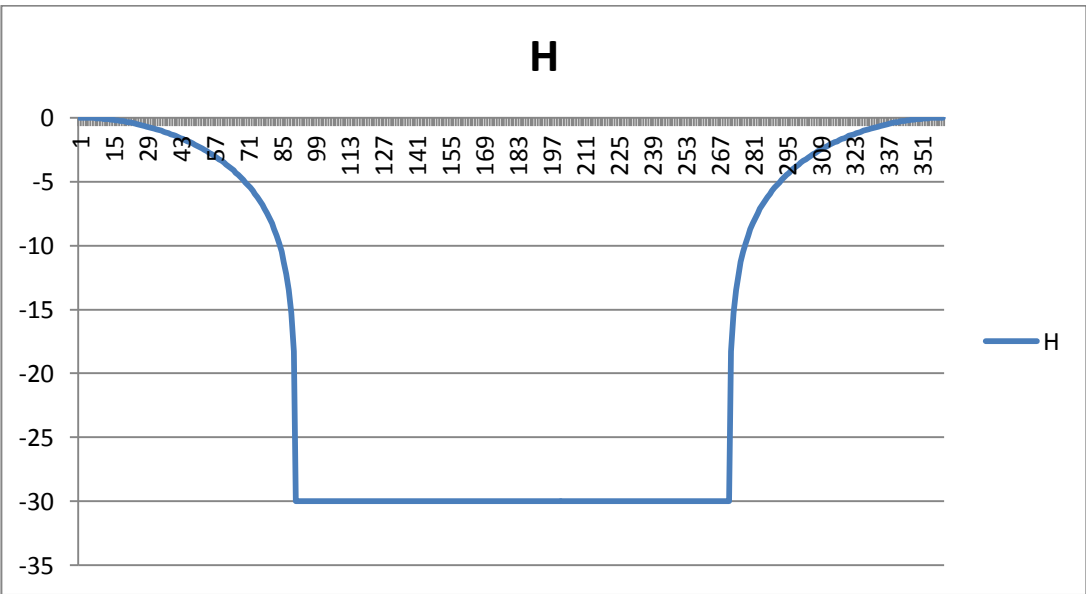
Fuente: Autor

La gráfica 4.6 muestra el promedio (error) de los datos del plano H en cuatros cuadrantes y en ocho cuadrantes la desviación estándar. La gráfica 4.7 muestra las los planos H.

Figura 5.8. Gráficas del plano H



Módulo LVDAM-ANT



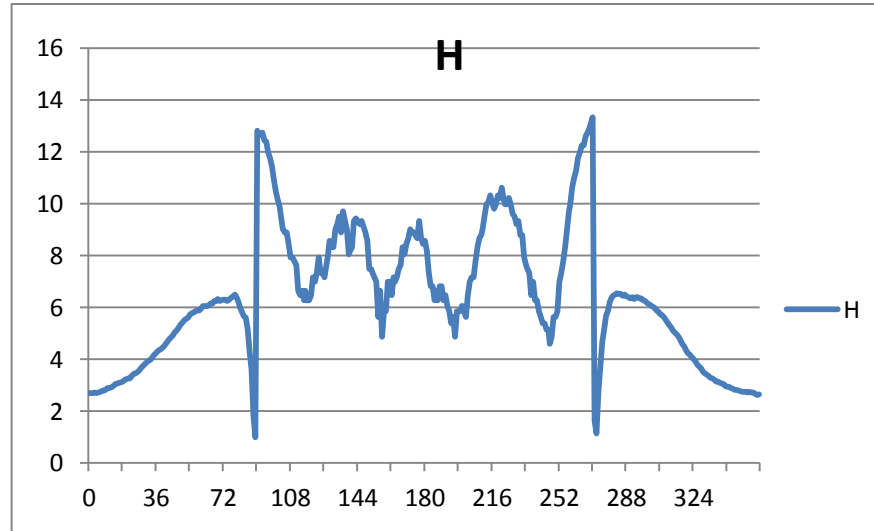
Simulador

Fuente: Autor



La figura 4.8 muestra la gráfica del promedio, se obtiene restando en valor absoluto los dos vectores H (simulado-real)

Figura No 5.9 Gráfica del Promedio



Fuente: Autor

La Tabla No 1. Los vectores con  $360^\circ$  se dividen en cuatros cuadrantes y se realiza el promedio, también se divide en ocho cuadrante y se realiza la desviación estándar.

Promedio	E	H
0-90	7.17649718	4.63787578
90-180	7.92185734	8.44919791
180-270	7.9504789	8.16541549
270-360	7.13369821	4.50066921
DesviaEsta	E	H
0-45	1.04437405	0.69848568
45-90	2.91250113	1.50989429
90-135	2.43344278	2.05933393
135-180	1.66132141	1.16603661
180-225	1.86170667	1.79120883
225-270	2.67236581	2.63899506
270-315	2.78920826	1.64602363
315-360	1.03067774	0.67866402

Fuente: Autor

<i>Estadísticas de la regresión</i>	
Coeficiente de correlación múltiple	0.999091678
Coeficiente de determinación $R^2$	0.998184181
$R^2$ ajustado	0.998142912
Error típico	0.024254082
Observaciones	46

La regresión se realiza tomando los valores del plano H simulados con los datos del plano H del LabVol.

La estadística de la regresión es una herramienta que nos ayuda a tomar decisiones y establecer la eficiencia de un proceso.

El coeficiente de correlación es 0.999091678 acercándose a +1. El valor de +1 indican que las dos variables  $x$  y  $y$  están perfectamente relacionadas con una relación lineal, analizando que los puntos de todos los datos se encuentran en una línea recta que tiene pendiente positiva confirmando que es conviene implementar el simulador por que proporciona una relación muy cercana a la real.

Para encontrar el valor del intervalo, se halló el valor de  $t$  que corresponde a un área de 0.025 en ambos extremos de la distribución, cuando existen 45 grados de libertad, se busca en la tabla  $t$  y el valor apropiado es de 2.423.

Al obtener el intervalo de confianza +0.4617 y -0.4617

## VI. CONCLUSIONES

- ✚ Con la realización de este proyecto la Universidad Pontificia Bolivariana podrá contar con un método de diseño y una herramienta para el laboratorio de Antenas-Microondas donde los estudiantes de pregrado y posgrado pueden simular y diseñar antenas microchip.
- ✚ Por medio del simulador se puede obtener un ancho de haz de potencia media HPBW constante sin necesidad de ajustar el valor máximo en los campos E y H, ya que este mismo valor obtenido por el software LVDAM-ANT presenta alteraciones en la medida.
- ✚ Para obtener valores aproximados de la directividad teniendo en cuenta que la ecuación está compuesta por una integral, se utilizaron tres métodos diferentes M. Trapezoidal, M. Simpson y M. de Cuadratura de Gauss, deduciendo un menor error en el cálculo por medio de los métodos de Simpson y Cuadratura de Gauss.
- ✚ Gracias a este proyecto se puede ofrecer un método de análisis del patrón de radiación exclusivo para antenas microstrip rectangulares inhibiendo los métodos a prueba y error, comparándolo con los datos reales obtenidos por el software LVDAM-ANT.

## **TRABAJO FUTURO**

En este proyecto se investigaron diferentes métodos de análisis para el diseño de las antenas microstrip que se nombraron en tres categorías modelos: modelos empíricos, modelos semi-empíricos y modelos de onda completa. Se podría realizar diferentes métodos para el análisis del patrón de radiación de una antena microstrip, donde el simulador ofrezca la opción para seleccionar por el usuario que método a utilizar. Sería la continuación de esta investigación ya que se podría comparar la eficiencia de los métodos dependiendo la precisión y aproximación a los datos reales obtenidos por el software LVDAM-ANT.

## BIBLIOGRAFÍA

- [1] Ferrando Bataller Miguel, Valero Nogueira Alejandro., Antenas [Recurso electrónico-CD-ROM]., Valencia-España: Editorial UPV., 2001.
- [2] Constantine A. Balanis., Antenna Theory, Analysis And Design., Tercera Edition., John Wiley y Sons., 2005,
- [3] Bhartia, P, K.V.S Rao, y R.S. Tomar., Millimeter-wave microstrip and printed circuit antennas., Norwood: Artech house., 1991.
- [4] Che, B. Fu, P. Yao and Y. L. Chow., Substrate Integrated Horn Antenna With Dielectric Lens, Wiley Microwave and Optical Technology Letters., volumen 49, páginas 168 - 170, Noviembre 2006.
- [5] <http://www.ihf.uni-stuttgart.de/forschung/forschungsgebiete/uwb/index.en.html>
- [6] <http://www.indiamart.com/company/1119707/other-products.html>
- [7] [http://www.dipolerfid.com/products/RFID\\_readers/RFID\\_antennas/Default.aspx](http://www.dipolerfid.com/products/RFID_readers/RFID_antennas/Default.aspx)
- [8] Murphy, Arteaga Roberto S., Apuntes de la clase: líneas de transmisión y antenas., Universidad de las Américas – Puebla., Otoño 2007.
- [9] Jean-Francois Zürcher and Fred E. Gardiol., Broadband patch antennas., Boston: Artech house., c1995. Xiii, 209 p. : ill. ; 24 cm.
- [10] Vaughan Rodney y Jorgen Bach Andersen., Channels, propagation and antennas for mobile communications., Londres: The Institution of Electrical Engineers., 2003.
- [11] D.U. Sim y J.I. Choi., A compact wideband modified planar inverted F antenna (PIFA) for 2.4/5 GHz WLAN application., Vehicular Technology Conference., páginas 1304 – 1307, 25-28 Septiembre 2005.
- [12] Yong-Xin Guo Chia y Zhi Ning Chen., Miniature built-in multiband antennas for mobile handsets., IEEE Transactions on Antennas and Propagation., Volumen 52., páginas: 1936 – 1944., Agosto 2004.
- [13] M. Ali, R.A. Sadler y G.J. Hayes., A uniquely packaged internal inverted-F antenna for Bluetooth or wireless LAN application., IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters., volumen 1., páginas 5 – 7., 2002.W.

[14] [http://es.wikipedia.org/wiki/Circuito\\_integrado\\_de\\_microondas](http://es.wikipedia.org/wiki/Circuito_integrado_de_microondas)

[15] [http://michaelrequena.blogspot.com/2008\\_07\\_01\\_archive.html](http://michaelrequena.blogspot.com/2008_07_01_archive.html)

[16] CHAPRA, Steven C., CANALE, Raymond P., Métodos Numéricos para Ingenieros. Quinta Edición. McGraw Hill. México. 2007.