



**BENEMÉRITA UNIVERSIDAD
AUTÓNOMA DE PUEBLA**

FACULTAD DE CIENCIAS DE LA ELECTRÓNICA

**“DISEÑO DE UNA ANTENA F INVERTIDA CON LÍNEAS
COPLANARES EN SUBSTRATO FLEXIBLE EN LAS BANDAS
GSM 1800 E ISM 2.45 GHZ”**

TESIS

QUE PARA OBTENER EL GRADO DE:
LICENCIADO EN ELECTRÓNICA

PRESENTA:

MIGUEL ANGEL BOLAÑOS TORRES

ASESORES DE TESIS:

DR. RICHARD TORREALBA MELENDEZ (FCE-BUAP)

DR. JESÚS MANUEL MUÑOS PACHECO (FCE-BUAP)

DRA. LUZ DEL CARMEN GÓMEZ PAVÓN (FCE-BUAP)

PUEBLA, PUE.

NOVIEMBRE 2016

Agradecimientos

Este trabajo ha sido realizado gracias al apoyo de mis asesores en especial al Dr. Richard quien me ha brindado su apoyo incondicional a lo largo de la elaboración de esta tesis. También le doy un gran reconocimiento a mi familia quienes me han brindado su apoyo moral y económico a lo largo de mi estancia en la carrera. Por ellos, este logro muy importante en mi experiencia profesional que he cumplido satisfactoriamente se los dedico de manera orgullosa. De manera muy sincera expreso con entusiasmo mi felicitación a los docentes que me entregaron parte de su tiempo en mi preparación profesional dentro de las aulas y en su asesoría fuera de ellas.

También expreso mis agradecimientos a los dirigentes de la institución donde me he formado como profesional, por los recursos recibidos y el tiempo dedicado a mi persona. Finalmente un reconocimiento,

Al Proyecto VIEP 2016 Antenas en substrato Flexible.

Al Proyecto PRODEP Antenas en substrato Flexible para electrónica vestible DSA/103.5/16/10420.

Por las bases en el desarrollo de esta tesis.

Índice

Capítulo 1.	1
Introducción	1
1.1 Marco histórico	1
1.2 Justificación	4
1.3 Objetivos	6
1.3.1 Objetivos particulares	6
1.4 Metodología	7
1.5 Organización de la tesis.....	8
Capítulo 2.	10
Teoría de antenas.....	10
2.1 Introducción	10
2.2 Antenas	10
2.3 Definición de antena	11
2.4 Tipos de antenas	11
2.4.1 Antenas de alambre	11
2.4.2 Antenas de apertura.....	12
2.4.3 Antenas de microcinta	12
2.4.4 Antenas coplanares.....	13

2.4.5 Arreglos de antenas	13
2.4.6 Antenas reflectoras	14
2.4.7 Antenas de lente	14
2.5 Clasificación según su funcionamiento	14
2.6 Parámetros de las antenas.....	15
2.6.1 Mecanismos de radiación	15
2.6.2 Forma de operación de una antena	16
2.6.3 Patrón de radiación o diagrama de radiación	19
2.6.4 Impedancia de entrada	23
2.6.5 Eficiencia de antena	26
2.6.6 Ganancia directiva.....	26
2.6.7 Ganancia de potencia.....	27
2.6.8 Polarización	27
2.6.9 Ancho de banda (BW)	28
2.6.10 Coeficiente de reflexión S11	28
2.7 Conclusiones.....	29
Capítulo 3.	31
Antena F Invertida Plana con alimentación coplanar	31
3.1 Introducción	31
3.2 Principios de la PIFA	31

3.3 Características de la PIFA en microcinta	32
3.4 Estructuras coplanares e integración de la PIFA	33
3.5 Diseño de la PIFA.....	37
3.6 Construcción de la PIFA para la obtención de resultados del S11	42
3.6.1 Esquema de la simulación.....	44
3.7 Resultados de la simulación	45
3.8 Conclusiones.....	45
Capítulo 4.	47
Análisis y resultados	47
4.1 Introducción	47
4.2 Resultados de las pérdidas de retorno.....	47
4.2.1 Simulación y medición de la PIFA sin doblez.....	48
4.2.2 Mediciones de la PIFA con dobleces	51
4.3 Diagramas 3D y distribución de corriente.....	53
4.4 Cálculo de ganancias	55
4.5 Medición del coeficiente de reflexión en textiles	61
4.6 Comparaciones con otros trabajos	63
4.7 Conclusiones.....	64
Capítulo 5.	65
Conclusiones	65

5.1 Sobre el S11.....	65
5.2 Sobre la ganancia	66
5.3 Sobre el sustrato	66
5.4 Sobre el equipo	67
5.5 Sobre los diagramas de radiación 3D.....	67
Apéndice A	68
Referencias.....	73

Índice de Figuras

Figura	Página
1.1. Antena F invertida en microcinta	6
2.1. Antenas de alambre. a) Antena dipolo. b) Antenas loop. c) Antena de hélice ..	12
2.2. Antenas de apertura. a) Tubular como guía de onda. b) Antena piramidal. c) Antena cónica	12
2.3. Antenas de microcinta. a) Parche cuadrado. b) Parche circular	13
2.4. Antena de configuración semejante al arreglo Yagi-Uda.....	13
2.5. Arreglos de antenas. a) Parches Microstrip. b) Arreglo de apertura. c) Guía de onda perforado	13
2.6. Antenas con geometrías similares a las lentes	14
2.7. Representaciones de los tipos de construcciones resonantes, a) cable curvado. b) cable doblado. c) cable desacoplado. d) cable conectado a carga. e) cable truncado	16
2.8. Radiación de una línea de transmisión al espacio libre	16
2.9. Representación de una distribución uniforme de carga en un área de sección transversal de un cilindro.....	17
2.10. Modelo simple de una línea de transmisión y una carga	18
2.11. Ejemplo de un patrón de radiación en coordenadas polares.....	20
2.12. Diagrama de radiación en coordenadas polares y rectangulares	20

2.13. Diagrama de radiación con características de campo eléctrico	21
2.14. Parámetros del diagrama de radiación.....	22
2.15. Ejemplo de un patrón de radiación omnidireccional en 3D	23
2.16. Esquema para la propagación de una onda hacia la carga o antena	29
3.1. Antenas PIFA. a) F invertida utilizada en las DECT, por ejemplo, en teléfonos inalámbricos y otros dispositivos móviles. b) Ésta es una antena de ultra ancho de banda que se utiliza en teléfonos y aplicaciones	32
3.2. Esquema de la PIFA microcinta	33
3.3. Esquema de la PIFA coplanar.....	34
3.4. Características de las estructuras coplanares	34
3.5. Vista frontal de una estructura coplanar	35
3.6. PIFA coplanar. a) Geometría general. b) PIFA con integración de segundo resonador para la operación en otra banda	38
3.7. Nomenclatura de las dimensiones para la PIFA	39
3.8. Construcción de la PIFA en el simulador HFSS con la inclusión del conector tipo SMA	40
3.9. Gráfica del análisis paramétrico en el ancho de los resonadores.....	41
3.10. Gráfica del análisis paramétrico en el ancho del plano de tierra	41
3.11. Estructura de la línea de alimentación (conductor)	42
3.12. Geometría de diseño de la PIFA coplanar a 1.8 GHz y 2.45 GHz	43
3.13. PIFA integrada en el simulador HFSS en sustrato con dimensiones finales...	44

3.14. Perspectivas de la PIFA en el simulador HFSS	44
3.15. Gráfico de S11 del funcionamiento de la PIFA a 1800 MHz y 2.45 GHz	45
4.1. Vistas de la PIFA fabricada	48
4.2. Comparación de la simulación y la medición del S11	48
4.3. Curva de S11 para la banda de 1800 MHz y la inclusión de la banda de 1700 MHz en la medición.....	49
4.4. Perspectivas de los dobleces. a) Vista frontal del doblez de la PIFA. b) Vista transversal del doblez de la PIFA	51
4.5. Ángulos de medición de la PIFA.....	51
4.6. Resultados del S11 con diferentes ángulos de doblez en la PIFA.....	52
4.7. Diagramas de radiación en 3D para la banda de 1800 MHz	53
4.8. Diagramas de radiación en 3D para la banda de 2.45 GHz	54
4.9. Distribución de corriente. a) Operación a 1800 MHz. b) Operación a 2.45 GHz	55
4.10. Componentes principales para la medición de ganancias.....	55
4.11. Definición de las pérdidas en un sistema de medición de ganancias	56
4.12. Sistema de antenas para el cálculo de ganancias	56
4.13. Configuración de las antenas para las mediciones de potencia	57
4.14. Equipo de laboratorio utilizado para medición de potencia	59
4.15. Respuestas de S11 en la PIFA con la interacción de textiles comerciales	61

Índice de Tablas

Tabla	Página
3.1. Dimensiones de los resonadores	38
3.2. Dimensiones de la PIFA	43
4.1. Medición del S11	50
4.2. Ángulos de flexión de la PIFA	53
4.3. Ganancias de la PIFA sin flexión	59
4.4. PIFA con flexión a 40°.....	60
4.5. PIFA con flexión a 80°.....	60
4.6. PIFA con flexión a 100°.....	61
4.7. Comparación de FBW en la utilización de textiles	62
4.8. Comparaciones del trabajo realizado con investigaciones publicadas	63

Resumen

En esta tesis se presenta la investigación y el diseño de una antena F invertida flexible con geometría coplanar, que opera en las bandas de comunicación móvil, 1900 MHz y 2.45 GHz, para la transmisión y recepción de manera simultánea en ambas bandas, como parte del análisis se presentan las distribuciones de corrientes sobre la estructura de la antena. Se presentan el diseño y simulación de la antena a través de un análisis paramétricos de sus componentes. Se incluyen simulaciones de la antena en el software de simulación HFSS para el estudio de su coeficiente de reflexión y diagramas de radiación en tres dimensiones. Además se presentan mediciones del coeficiente de reflexión con diferentes perturbaciones mecánicas en la estructura de la antena, esto es, se realizaron mediciones del coeficiente de reflexión en la antena con diferentes dobleces a través de los segmentos resonadores, además, se realizaron pruebas en la operación de la antena para montaje sobre materiales textiles más comunes de uso en el vestido, para la comparación del coeficiente de reflexión contra los resultados obtenidos de su aplicación sin flexión. También se realizaron mediciones de la ganancia en las dos bandas con y sin dobleces. Finalmente como parte adicional se exponen las comparaciones contra otros trabajos.

Capítulo 1.

Introducción

1.1 Marco histórico

Existen múltiples aplicaciones de las antenas las cuales han sido desarrolladas a partir de sistemas enfocados a la comunicación. Entre los acontecimientos más destacados de la comunicación inalámbrica se encuentran los siguientes: En 1894 Oliver Lodge y Guglielmo Marconi cada uno por su cuenta, logran la comunicación inalámbrica para una distancia aproximada de 137 metros y de tres cuartos de milla, respectivamente. En el año de 1900 Guglielmo Marconi realizó la primera transmisión de señal trasatlántica. En 1905 Reginald Fessenden transmite voz y música por medio de la radio. En 1907 se crea la Sociedad de ingenieros telegrafistas de comunicación inalámbrica (Society of Wireless Telegraph Engineers) en EUA. En 1909 se establece el Instituto de comunicación inalámbrica (Wireless Institute) en EUA. Para el año de 1920 en EUA se iniciaron las emisiones comerciales de radio en Amplitud Modulada. En 1933 Edwin Howard Armstrong inventó la Frecuencia Modulada. y en 1936 se iniciaron las emisiones comerciales. Alrededor de 1950 se desarrolló el teléfono y la comunicación de microondas. En 1957 la antigua URSS envió el primer satélite al espacio, *Sputnik 1*. En 1961 se iniciaron las transmisiones de FM en EUA. En 1962 se transmitió una señal de televisión

entre EUA y Europa con el satélite *Telstar 1*. En 1972 el primer teléfono celular fue presentado por Motorola a la Comisión Federal de Comunicaciones (Federal Communications Commission 'FCC'). En 1989 se desarrolló el Sistema de Posicionamiento Global (GPS) con el uso de satélites. En los inicios del siglo XXI se desarrollaron sistemas de banda ancha, sistemas digitales satelitales, televisión digital y sistemas personales de comunicación (Personal Communication System 'PCS') [17].

Desde la aparición de los medios de comunicación como la radio y la televisión se ha tenido la necesidad de enviar información tal como: la voz, las imágenes, etc., por medio de las antenas, pero los requerimientos de dispositivos para la transmisión eran irrealizables respecto a los cálculos de bajas frecuencias, que requerían de la implementación de antenas que midieran una altura semejante a la de un rascacielos o aún mayor. Por lo tanto el desarrollo de las comunicaciones parte de la operación en las bandas AM y FM, que permitían una mejor implementación de una antena. Con el avance de la tecnología se llegó a la necesidad de crear sistemas más pequeños que permitieran una mejor comunicación sin la necesidad de recurrir a grandes antenas, así que la forma de disminuir las dimensiones de las antenas es mediante el incremento de la frecuencia de operación de los dispositivos que realizan la transmisión y recepción de información.

La investigación en el área de las antenas ha brindado las bases para el diseño de antenas de diferentes características, y por tanto se requiere de métodos específicos en el desarrollo de geometrías de diseño. Respecto al diseño en tecnología coplanar y microcinta, las antenas han tenido una gran aceptación, éstas tuvieron un gran auge en los años setenta en la industria espacial, pero en la actualidad las antenas de este tipo son utilizadas en el gobierno y en aplicaciones comerciales.

Las comunicaciones se encuentran en un rápido crecimiento debido a la necesidad de desarrollo de los países, con ello la búsqueda de nuevos métodos de comunicación que incluyan: portabilidad, rapidez, bajos costos, eficiencia, entre otras características, ha generado el requerimiento de dispositivos que funcionen en el rango de las microondas, siendo sus componentes internos cada vez más pequeños. En consecuencia se requiere la aplicación de antenas compactas y de fácil integración para la transmisión de información en bandas de operación de GHz.

En la actualidad el uso de antenas flexibles ha crecido, debido principalmente a la gran cantidad de frecuencias para aplicaciones de investigación que son requeridas en estos días, en el desarrollo de este tipo de tecnología están incluidas la electrónica vestible [1]-[2] y dispositivos implantados en el cuerpo humano para aplicaciones médicas [3], así como también su uso en la vida diaria en teléfonos celulares, tabletas, computadoras portátiles, etc. [4]. La electrónica flexible puede considerarse como una tecnología bien establecida ya que presenta un alto grado de madurez en el cumplimiento de los requisitos de montaje de los circuitos electrónicos, proporcionando conexiones eléctricas confiables donde la flexión del dispositivo es aplicada durante su uso normal o cuando las características del sustrato o tarjeta, (espesor, peso, o limitaciones de espacio) son factores para conducción de las señales [5]. Junto con los avances en el diseño de sustratos y tarjetas circuitos impresos (Printed Circuit Board 'PCB'), se presenta un nuevo desafío en el proceso de diseño de sistemas inalámbricos, principalmente basado en tener antenas capaces de proveer los parámetros requeridos para la operación del sistema bajo diferentes condiciones de flexibilidad mecánica.

En este contexto las antenas en sustrato flexible (FSAs por sus siglas en inglés) toman un papel importante en la integración y el embalaje de sistemas de comunicación inalámbricos

y redes de sensores [6]. Estas antenas deben de estar diseñadas para que su respuesta en frecuencia se mantenga a pesar de que las antenas experimenten dobleces, estiramientos o torsiones. Además de que estas antenas están siendo colocadas en materiales textiles (ropa, zapatos, etc.), calcomanías y en pantallas flexibles.

1.2 Justificación

El presente estudio es importante porque la construcción de sistemas en dimensiones pequeñas o miniaturización de los elementos de construcción son de suma importancia en los avances tecnológicos.

El impacto de las comunicaciones se observa tanto en las áreas tecnológicas como en las sociales, ya que se requiere el monitoreo de sistemas o ciclos biológicos de gran interés, así como de las mejoras de la forma de vivir y del cuidado de la salud.

Respecto al costo de la implementación de dispositivos de transmisión de información se debe tomar en cuenta que la mejor opción es la de sistemas económicos, pero eficientes. Sin embargo, aún no se tienen bases concretas para el diseño de tales dispositivos, debido a que se parte del cálculo de dimensiones aproximadas, por ello se requiere de una metodología de diseño en el desarrollo de antenas.

El tema central para el desarrollo de ésta investigación es la definición de técnicas que permitan la construcción de una antena que opere en el rango de las microondas y que posea bandas selectivas. Para ello se requiere de la manipulación del diseño mediante la modificación de diversas características tales como: ecuaciones matemáticas, materiales de diseño, geometrías de diseño, resultados de simulación, etc.

Las antenas diseñadas en substrato flexible han emergido rápidamente como una tecnología conveniente para su aplicación en las tarjetas de identificación por radio frecuencia (Radio

Frequency Identification 'RFID'), en dispositivos de aplicaciones específicas, sistemas de cómputo vestible y en ropa inteligente. Además ha despertado un interés en nuevas aplicaciones como lo son el sensado inalámbrico, monitoreo de construcciones, aplicaciones médicas y en la integración de en sistemas satelitales para búsqueda y rescate [18].

La introducción de nuevos conceptos de diseño, nuevos materiales y nuevos procesos de fabricación, han despertado el interés por el desarrollo de antenas flexibles. Las investigaciones en este tipo de antenas se basan principalmente en resolver problemas de eficiencia, confiabilidad, costo, peso, forma y reproducibilidad.

Por otro lado en la actualidad existe un gran número de sistemas de comunicaciones inalámbricos ubicados en diferentes bandas de frecuencia, dentro de estos se encuentran las comunicaciones de campo cercano (13.56 MHz), tarjetas de radio identificación en la banda de UHF (860 MHz), sistemas de navegación satelital (de la banda L2 a 1.227GHz y de la banda L1 a 1.575GHz), GSM 1800(1710-1880MHz), PCS1900 (1859-1990MHz), UMTS (190-2170 MHz), redes de área local inalámbricas, WiFi y WiMaX (2.4, 5.1 GHz), Bluetooth (2.4GHz), sistemas de banda ultra ancha (UWB 3.1-10.6GHz), e incluso en aplicaciones científicas en la banda Ku (12-18GHz) [17]. En estas bandas mencionas previamente existen aplicaciones de antenas en substrato flexible [7]-[8]. Es evidente la necesidad de continuar con el desarrollo e investigación de las antenas en substrato flexible.

Una de las antenas más empleadas tanto en cuestiones comerciales y de investigación es la Antena F Invertida Plana (PIFA por sus siglas en inglés, que a partir de este punto se hace referencia a la antena como la PIFA), debido a su características que presenta: tamaño compacto, ligera y presenta una simplicidad en su diseño. La PIFA ha sido extensamente

estudia en la literatura y existen varios diseños que mejoran su desempeño para cumplir con los requerimientos de sistemas de comunicaciones inalámbricos modernos como lo son operación multibanda, alta ganancia, mejor eficiencia y cobertura, y un ancho de banda amplio [9]-[11].

Dentro de los diseños de la F Invertida se encuentran las diseñadas con tecnología de microcinta, estas tienen la desventaja que se requiere hacer vía a tierra para hacer el corto circuito que requiere la antena, como se observa en la Figura 1, el tener un vía a tierra complica el diseño de cualquier dispositivo de microondas. Por otro lado se encuentran las antenas con tecnología coplanar, al emplear esta tecnología se evita la vía a tierra, además de que simplifica el proceso de diseño de este tipo de antenas.

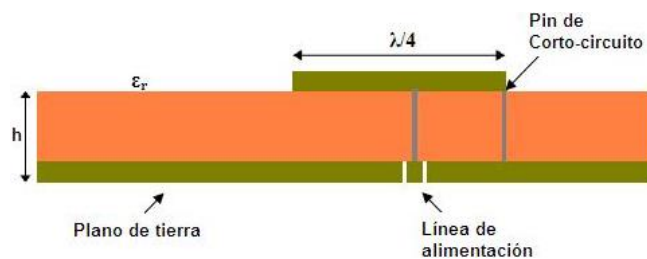


Figura 1.1. Antena F invertida en microcinta

1.3 Objetivos

Diseñar una antena F invertida con líneas coplanares en sustrato flexible que opere en las bandas GSM 1800 y la banda ISM de 2.45 GHz.

1.3.1 Objetivos particulares

- Estudiar antenas con líneas coplanares y la F invertida.
- Diseñar la antena F invertida en sustrato flexible.

- Simular las pérdidas por retorno y diagramas de radiación en tres dimensiones de la antena F invertida.
- Medir las pérdidas por retorno y la ganancia de la antena.
- Analizar la robustez de la antena midiendo las pérdidas por retorno doblándola y colocándola en materiales textiles y de plástico.
- Comparar resultados.

1.4 Metodología

Esta tesis se iniciara realizando una investigación de antenas coplanares y del estudio de la antena F invertida. Posteriormente se realizarán el diseño de la antena y se emplearan programas de simulación de onda completa (High Frequency Structural Simulator - HFSS) para poder obtener sus principales parámetros como lo son: las pérdidas por retorno, ganancia y diagramas de radiación en tres dimensiones.

Para el desarrollo de esta tesis se tomarán como base diseños de antenas F invertidas planas que operan en el rango de frecuencias de microondas, principalmente se modificara el diseño de la F invertida del artículo [13].

La antena será diseñada y construida con el substrato Ultralam 3850 (Rogers corp.), con una permitividad relativa $\epsilon_r=2.9$, con un grosor de dieléctrico $h=0.1$ mm y con un grosor de la capas de cobre $t=17.5$ μm . La antena se diseñará para operar en dos bandas GSM1800 y la banda ISM de los 2.45GHz debido a que estas bandas son las más utilizadas en los sistemas de comunicaciones personales.

El proceso de fabricación se llevará al cabo con el método de diseño por película fotosensible. En este proceso se utiliza una impresión del negativo del diseño en una

película de revelado. Este negativo se usa para cubrir una película fotosensible, para determinar el área a la cual es necesario retirar el cobre del sustrato. Para marcar el área la película fotosensible ya cubierta se expone a la luz ultravioleta. Posteriormente se emplearán dos soluciones, una reveladora y la otra limpiadora, para dejar impreso el diseño en el sustrato. Finalmente el sustrato se sumerge en cloruro férrico para retirar el cobre.

Una vez construida la antena se procederá a su caracterización, realizando la medición de sus pérdidas por retorno (parámetro S11) y su ganancia, estas se compararán con los resultados simulados. Finalmente se analizará la robustez de la antena midiendo sus pérdidas por retorno realizando un doblado a la antena y colocándola sobre materiales textiles y recipientes de plástico.

1.5 Organización de la tesis

Capítulo 1. En la primera parte se presentan las características del trabajo de la tesis a realizar, se hace referencia a una pequeña reseña de la evolución en las comunicaciones inalámbricas, se presenta el porqué del trabajo, lo que se pretende del mismo, y por último, se plantea el modelo de la antena propuesta.

Capítulo 2. En la segunda parte de la tesis se expone la definición de una antena, se presenta los tipos de antenas más comunes, su clasificación, se realiza un breve repaso de la teoría de un dispositivo radiador en general, y se presentan los parámetros más importantes para el cálculo de las propiedades de una antena.

Capítulo 3. En este capítulo se aborda parte de los inicios de la antena plana F invertida y sus aplicaciones, también, se presentan las componentes principales de una PIFA en su diseño de microcinta y en su diseño coplanar, se incluye la teoría de las estructuras coplanares junto con las ecuaciones de cálculo para su construcción. Además, se

realizan los cálculos de las partes que conforman a la antena para las dos bandas requeridas, se realiza un esquema del diseño final y se presentan los resultados de la simulación en su coeficiente de reflexión, con el software que se incluye en las especificaciones del trabajo. Por último, se presentan las conclusiones del capítulo.

Capítulo 4. En esta última parte se presentan los análisis y resultados de las simulaciones y mediciones realizadas en el laboratorio, se representa la forma en la que se opera la PIFA y como son las manipulaciones de su estructura, se muestran los resultados por medio de comparativas con las curvas del coeficiente de reflexión y por medio de tablas, y se expone como es el funcionamiento obtenido por las pruebas realizadas.

Capítulo 2.

Teoría de antenas

2.1 Introducción

Debido a la evolución de las comunicaciones, las antenas han sido parte fundamental de los sistemas de comunicación para el tratamiento de infinidad de señales eléctricas codificadas, es interesante sumergirse en el estudio de las antenas, y analizar que la forma de alimentación y la geometría de los diferentes diseños de antenas proporcionan una solución para la adquisición de una señal a procesar. En este capítulo se definirá la entidad de una antena, se hará una breve descripción de los tipos de antenas existentes, la clasificación de las mismas, se abordarán las características más importantes y la teoría general de las antenas.

2.2 Antenas

En la actualidad existen diferentes formas de antenas. Dependiendo de la aplicación o del problema a resolver será como se construya la antena más adecuada para las comunicaciones móviles.

Las antenas son dispositivos con la capacidad de emitir señales de audio, video y datos tratados de manera eléctrica, sin la necesidad de tener un medio físico guiado.

La portabilidad de éstas es aún más selectiva en la construcción de diseño, debido a que se consideran características de radiación y de alimentación.

2.3 Definición de antena

Según el diccionario Webster una antena es definida como ‘un dispositivo metálico para la radiación o recepción de ondas de radio’, por otra parte la definición del estándar IEEE de términos para antenas (IEEE Std 145-1983) la define como ‘un objeto para radiación o recepción de ondas de radio’ [14].

Por lo tanto, se concluye que una antena es un conductor con la capacidad de emitir y recibir ondas electromagnéticas que posee un solo puerto de conexión. En otras palabras se dice que una antena es una estructura de transición entre un medio guiado y el espacio libre, y viceversa [15].

Una característica importante de una antena es la siguiente: es un dispositivo recíproco pasivo; pasivo porque este elemento no realiza la amplificación de una señal, aunque debido a otras propiedades se puede tener una ganancia sobre la misma señal, y recíproco en cuanto a que sus características de transmisión y recepción son casi idénticas.

2.4 Tipos de antenas

2.4.1 Antenas de alambre

Son aquellas que sólo cuentan con una forma recta o curva y delgada. Además, también son consideradas como antenas de alambre las formas “Loop” o lazo con diferentes geometrías. En la Figura 2.1 se presenta un bosquejo común de algunas antenas [14, 15].

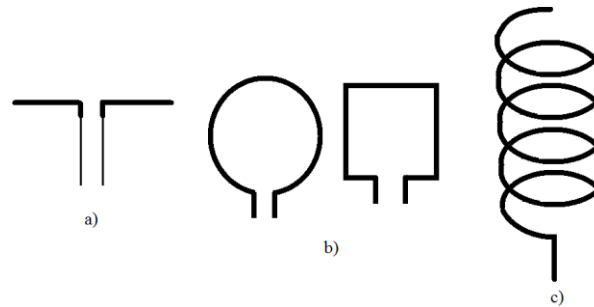


Figura 2.1 Antenas de alambre. a) Antena dipolo. b) Antenas loop. c) Antena de hélice.

2.4.2 Antenas de apertura

Este tipo de antenas se orienta a aplicaciones de alta frecuencia y son utilizadas en las áreas marítima, aérea y espacial. Algunos tipos muy comunes son mostrados en la Figura 2.2 [14].

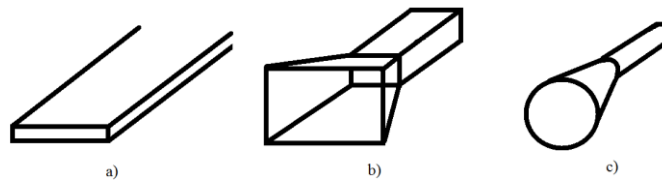


Figura 2.2. Antenas de apertura. a) Tubular como guía de onda. b) Antena piramidal. c) Antena cónica.

2.4.3 Antenas de microcinta

El diseño de una antena de este tipo se basa en la implementación de un parche metálico sobre un sustrato, es decir, se realiza un moldeado de geometrías diversas sobre una delgada lámina de cobre montada en un material específico. Sin embargo, las formas más utilizadas son la del parche cuadrado y el parche circular, debido a su simplicidad de cálculo e implementación, estos son mostrados en la Figura 2.3. Además, los diseños de antenas de microcinta (microstrip) son muy económicos y pequeños, y se les puede manipular en un ancho de banda extenso. Las aplicaciones de éstas antenas se dirigen a sistemas o dispositivos móviles.

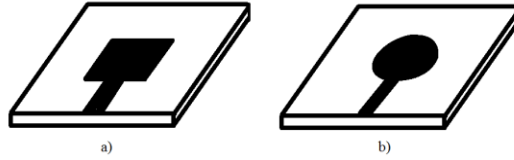


Figura 2.3. Antenas de microcinta. a) Parche cuadrado. b) Parche circular.

En 1953 surge la idea de que una antena puede ser trazada y en 1955 se obtiene la patente.

2.4.4 Antenas coplanares

Este tipo de antenas consisten de un parche metálico envuelto por el plano de tierra, con un conductor coplanar (Co-Planar Wire - CPW) aterrizado en el mismo plano; la técnica de diseño es similar al de antenas de microcinta. Dentro de las características de diseño que destacan este tipo de antenas están: banda amplia, multibanda, omnidireccional, compacta, fácil construcción, bajo costo y bajo consumo de potencia.

2.4.5 Arreglos de antenas

Estos arreglos dependen de las aplicaciones de radiación y para ello se dispone de varias antenas del mismo tipo arregladas de una manera específica que permitirán definir la forma del patrón de radiación, el más conocido es el arreglo Yagi-Uda que se muestra en la Figura 2.4. En la Figura 2.5 se presentan otros arreglos comunes [14].

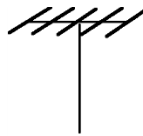


Figura 2.4. Antena de configuración semejante al arreglo Yagi-Uda.

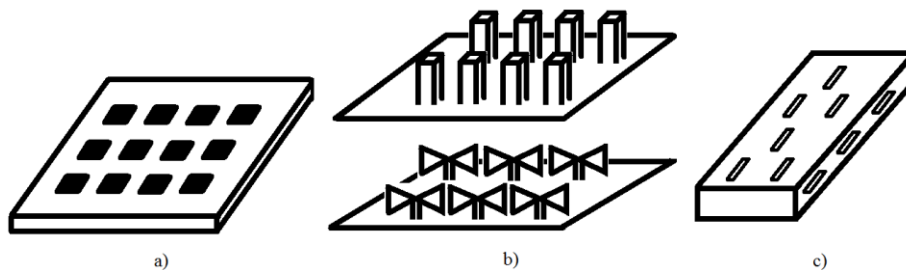


Figura 2.5. Arreglos de antenas. a) Parches Microstrip. b) Arreglo de apertura. c) Guía de onda perforado.

2.4.6 Antenas reflectoras

Las antenas reflectoras poseen una geometría parabólica y son diseñadas para el envío y la recepción de información a grandes distancias. Tales antenas son utilizadas de modo común en la transmisión de televisión por cable, la telefonía y más recientemente en las áreas de estudio del universo donde sus dimensiones son de decenas de metros, ya que permiten trabajar con señales que viajan millones de kilómetros [14].

2.4.7 Antenas de lente

Estas antenas cuentan con propiedades como las de una lente y funcionan como tal, es decir, poseen la capacidad de hacer converger y divergir las ondas. Su operación se define por el material con el que se fabrican y trabajan a muy altas frecuencias [15].

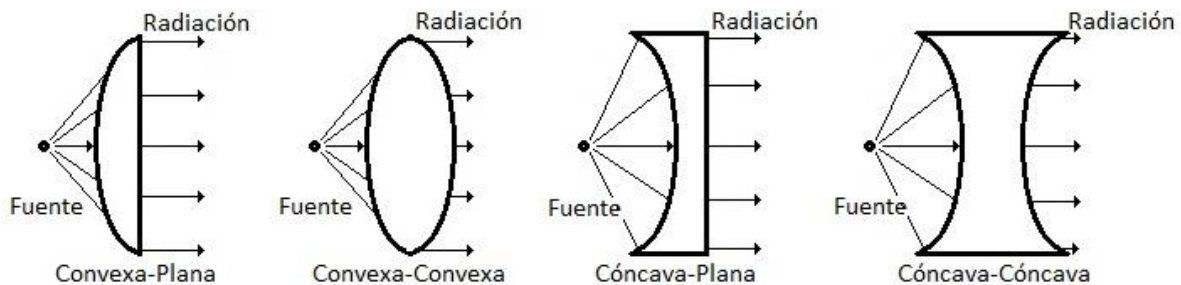


Figura 2.6. Antenas con geometrías similares a las lentes.

2.5 Clasificación según su funcionamiento

Existen de manera general tres clasificaciones para las antenas, en las que se define su funcionamiento:

a) Antenas de banda ancha: se define así al grupo cuya operación se realiza en un extenso rango de frecuencias. Por ejemplo, las antenas de apertura (también llamadas de bocina), las cuales poseen una estructura piramidal o cónica y se utilizan para realizar

mediciones de radiación, generalmente en una cámara anecoica¹. Como aplicación, para una antena de bocina en pruebas se puede abarcar un rango de 800 MHz a 5 GHz [15].

b) Antenas miniatura: se definen de esta manera a los dispositivos de radiación que poseen una dimensión menor a la que implica la longitud de onda de operación, por ejemplo, las antenas de parche que presentan una estructura de diagrama impreso en la tarjetas de infinidad de dispositivos electrónicos [15].

c) Antenas multifrecuencia: son aquellas que poseen dos o más bandas de operación en la misma estructura, por ejemplo las antenas de las estaciones base y terminales móviles que operan los estándares GSM900 y GSM1800 [15].

2.6 Parámetros de las antenas

2.6.1 Mecanismos de radiación

Para la emisión de radiación, solo es necesaria una corriente variante en el tiempo o una aceleración o desaceleración de la carga. En el caso de la aceleración o desaceleración de la carga un cable debe ser curvado, doblado, discontinuo, terminado o truncado.

1. Si una carga no está en movimiento, no existirá corriente y no habrá radiación.
2. Si la carga está en movimiento con una velocidad uniforme: no existirá radiación si el cable es largo; existirá radiación si el cable es curvado, doblado, discontinuo o terminado. Si la carga es oscilante en el tiempo se radiará si el cable es largo.

¹Es un cuarto diseñado de manera especial en el cual se simulan las condiciones de espacio libre en este se realizan pruebas y mediciones de las antenas.

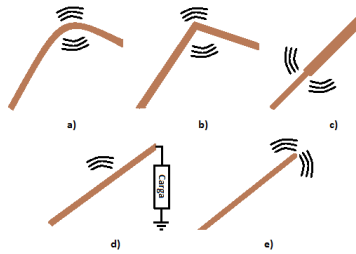


Figura 2.7. Representaciones de los tipos de construcciones resonantes, a) cable curvado. b) cable doblado. c) cable desacoplado. d) cable conectado a carga. e) cable truncado.

2.6.2 Forma de operación de una antena

Cuando una línea de transmisión posee un circuito abierto, una parte de la energía es radiada y la otra es reflejada. La onda radiada realiza una inversión en la fase de la onda de voltaje, debido a que, la energía incidente en el punto de discontinuidad es abrupta. La energía radiada es muy pequeña, y se requiere el cálculo de la eficiencia de radiación. La eficiencia de radiación es la razón entre la energía radiada y la reflejada. En la Figura 2.8 se muestra una radiación para la antena tipo cable [19].

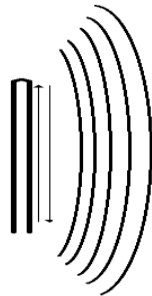


Figura 2.8. Radiación de una línea de transmisión al espacio libre.

Considerando un solo conductor y las características de este material para el flujo de carga, podemos asumir que se tiene una densidad de carga volumétrica, representada por q_v [C/m^3], la cual está distribuida de manera uniforme en un alambre circular con un área de sección transversal A y volumen V , tal como se muestra en la Figura 2.9. La carga total Q dentro de un volumen V está en movimiento en la dirección z con una velocidad v_z [14].

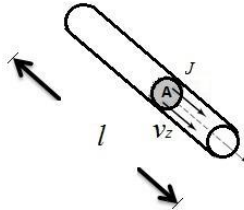


Figura 2.9. Representación de una distribución uniforme de carga en un área de sección transversal de un cilindro.

Se muestra que la densidad de corriente J_z [A/m^2] sobre la sección transversal del alambre está dada por

$$J_z = q_v v_z \quad 2.1$$

Si el alambre está hecho de un conductor eléctrico ideal, la densidad de corriente J_s [A/m] reside sobre la superficie del alambre y es dada por

$$J_s = q_s v_z \quad 2.2$$

donde q_s [C/m^2] es la densidad de carga superficial. Si el alambre es muy delgado, entonces la corriente en el alambre puede ser representado por

$$I_z = q_l v_z \quad 2.3$$

donde q_l [C/m] es la carga por unidad de longitud.

Para la simplificación del problema se considera un alambre con una carga por unidad de longitud. Si la corriente es variante en el tiempo, entonces la derivada de la corriente para nuestro caso, puede ser escrita como,

$$\frac{dI_z}{dt} = q_l \frac{dv_z}{dt} = q_l a_z \left[\frac{Cm}{s^2} \right] \quad 2.4$$

donde $dv_z/dt = a_z$ [m/s^2], con l la longitud del alambre, entonces puede ser escrita

$$l \frac{dl_z}{dt} = l q_l a_z \quad 2.5$$

La ecuación anterior es la relación básica entre carga y corriente y también sirve como la relación fundamental de la radiación electromagnética. Es claro que para generar radiación debe haber una corriente variante en el tiempo una aceleración o desaceleración de la carga. Para producir un cambio de velocidad en la carga el alambre debe ser curvado, doblado, discontinuo o desacoplado. La aceleración periódica de carga o corriente variante en el tiempo es también obtenida cuando la carga es oscilante de manera armónica. Por lo tanto, si una carga no está en movimiento, la corriente no es generada y no hay radiación.

Por otra parte, un mecanismo de radiación puede ser diseñado si se considera una fuente de pulsos unida a un conductor abierto y terminado, el cual podría ser conectado a la tierra a través de una carga discreta en el final abierto como se muestra en la Figura 2.10.



Figura 2.10. Modelo simple de una línea de transmisión y una carga.

Cuando el alambre es inicialmente energizado, la carga en él comienza a moverse por las líneas de fuerza generadas en la fuente. Cuando las cargas son aceleradas desde la fuente, al llegar al alambre son desaceleradas produciendo una reflexión en este punto. Esto sugiere que se producen campos radiados en cada final y a lo largo de la parte restante del alambre. La radiación con más potencia y con una amplia banda en su espectro ocurre si los pulsos son más cortos o de muy pequeña duración, mientras que una oscilación a cierta frecuencia produce idealmente, radiación de una sola frecuencia en su espectro.

La aceleración de las cargas es acompañada por la fuente externa en la cual las fuerzas colocan las cargas en movimiento y producen el campo radiado asociado. La desaceleración de las cargas en el final del alambre es acompañada por las fuerzas internas asociadas con el campo inducido debido a las formaciones de concentraciones de carga en el final del alambre. Las fuerzas internas reciben energía de la formación de cargas cuando su velocidad es reducida a cero en el final del alambre. Por lo tanto, la aceleración de la carga es debida a un campo eléctrico excitante y la desaceleración es debida a la impedancia de las discontinuidades o a las curvas suaves del alambre, las cuales son los mecanismos responsables de la radiación electromagnética. Mientras que la densidad de corriente y la densidad de carga aparecen como términos de una fuente en las ecuaciones de Maxwell, la carga es vista como una cantidad fundamental, especialmente para campos trascientes.

2.6.3 Patrón de radiación o diagrama de radiación

El patrón de radiación se define como una función matemática o una representación gráfica de las propiedades de radiación de la antena en función del espacio. Para la realización del diagrama se tiene como punto de partida a la antena en el origen del espacio a una distancia r de la misma, y aplicando su ubicación en sistema de coordenadas esféricas. Las propiedades de radiación pueden ser: densidad de flujo de potencia, intensidad de radiación, campo externo, directividad, fase, o polarización, por ejemplo. En la Figura 2.11 se presenta la intensidad de radiación de una antena en coordenadas polares.

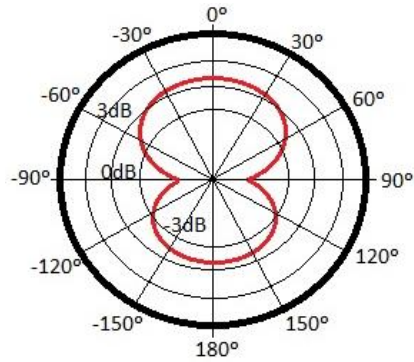


Figura 2.11. Ejemplo de un patrón de radiación en coordenadas polares.

En el bosquejo de un diagrama de radiación, ya sea en coordenadas polares o rectangulares; se realiza la obtención del par de planos para los valores de ϕ o θ constantes, partiendo del sistema de coordenadas esféricas. En la Figura 2.12 se presenta de manera general los diagramas de radiación para las dos maneras de representación de radiación.

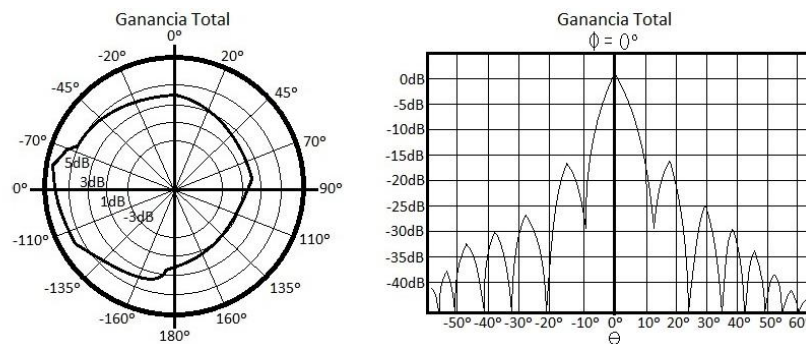


Figura 2.12. Diagrama de radiación en coordenadas polares y rectangulares.

Existen dos tipos de patrones de radiación. El patrón localizado en las cercanías de la antena denominado *campo cercano* para una distancia de D^2/λ , tal que, D es el diámetro de la antena y λ la longitud de onda, El patrón situado a una distancia lejana llamado *campo lejano*, donde, este último es de suma importancia y no varía en función de la distancia. También, se observa que es proporcional al cuadrado del módulo del campo eléctrico.

El diagrama de radiación es la representación gráfica de las características de propagación de una onda electromagnética respecto de las coordenadas en el espacio a una determinada

distancia. Este permite analizar las intensidades de la densidad de potencia en posiciones angulares respecto a la posición de la antena. Un patrón de radiación respecto del campo eléctrico o la densidad de potencia, recibe el nombre de patrón de radiación absoluto. En cambio sí se traza las características de campo eléctrico o densidad de potencia respecto de un punto de referencia, se denomina patrón de radiación relativo.

Utilizando las propiedades de campo eléctrico en la radiación se proporciona el ejemplo de la Figura 2.13.

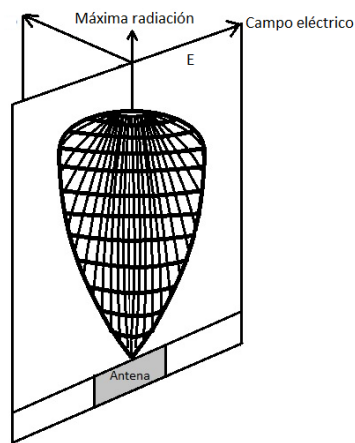


Figura 2.13. Diagrama de radiación con características de campo eléctrico.

Al considerar, distancias mayores a la del campo lejano, el diagrama de potencia presenta las mismas características de la radiación de campo.

Para una polarización lineal con simetría axial se presentan los máximos del campo eléctrico y campo magnético.

A continuación se presentan las características principales del diagrama de radiación.

- Lóbulo principal: indica la máxima radiación de la antena.
- Lóbulos laterales: indican la radiación máxima de puntos localizados fuera del lóbulo principal.
- Lóbulo secundario: es el lóbulo lateral con mayor radiación.

- Lóbulo posterior: se define como lóbulo en dirección opuesta al lóbulo principal respecto del origen.
- Ancho de haz a -3 dB ($\Delta\theta_{-3dB}$): se refiere a la separación angular de las direcciones para las que el diagrama de radiación de potencia toma la mitad del máximo, tal que, la potencia contiene el 50% de la energía para efectos de estudio.
- Ancho de haz entre ceros ($\Delta\theta_z$): se refiere a la separación angular en las direcciones en las que el lóbulo principal toma un valor mínimo de potencia.
- Relación delante-atrás (D/A): es el cociente de los valores máximos entre el lóbulo principal y el lóbulo posterior, expresados en dB.
- Relación lóbulo principal a secundario (Nexus Lobule Principal Secondary-NLPS²): es el cociente entre los máximos del lóbulo principal y el lóbulo secundario, expresados en dB.

Para una antena que posee un lóbulo principal de radiación se dice que presenta un comportamiento direccional, debido a que se tiene una dirección de máxima radiación, como la ilustración que se presenta en la Figura 2.14.

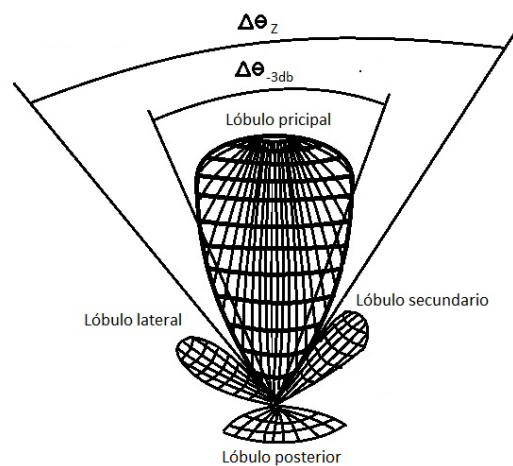


Figura 2.14. Parámetros del diagrama de radiación.

² También conocido como SLL del inglés Side Lobe Level.

Una antena con la capacidad de radiar en todas direcciones es denominada omnidireccional, en otras palabras, si el patrón de radiación presenta una geometría esférica u ovoide en torno a un eje, radia la misma energía en todos los puntos a su alrededor, como ejemplo se presenta la Figura 2.15.

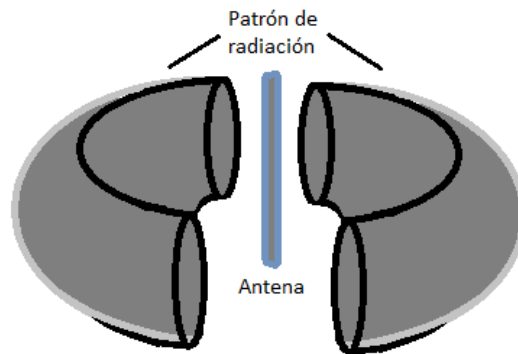


Figura 2.15. Ejemplo de un patrón de radiación omnidireccional en 3D.

2.6.4 Impedancia de entrada

Una antena es un dispositivo de un puerto que presenta una impedancia de entrada. Esta es la relación entre la tensión y la corriente en el puerto de entrada. Considerando las condiciones de voltaje-corriente a la entrada de la antena, se puede establecer la impedancia de entrada Z_{θ} y se da como la razón del voltaje de entrada y la corriente de entrada.

$$Z_{\theta} = \frac{v}{i} [\Omega] \quad 2.6$$

Tal que,

v : es el voltaje de entrada [V].

i : es la corriente de entrada [A].

Un análisis fasorial de las condiciones de corriente y voltaje define una parte real $R_{\theta}(\omega)$ y una parte imaginaria $X_{\theta}(\omega)$, que dependen de la frecuencia de operación. Se dice que la antena es resonante a una frecuencia f_o si la parte imaginaria es nula ($X_{\theta}(\omega) = 0$). Una antena presenta muchas resonancias.

Habitualmente interesa que la antena esté adaptada al generador. De esta manera la potencia transmitida hacia el generador pasa a la antena y ésta se radia al espacio. Si la antena no está adaptada, parte de la potencia incidente que procede del generador se reflejará hacia el mismo. Esto podría dañar las etapas de amplificación del generador si las potencias de transmisión fuesen elevadas. Por lo tanto, por lo general interesa que la antena esté adaptada. Se analiza el problema de adaptación de impedancias cuando se abordan los parámetros de recepción de la antena.

Una antena es un dispositivo de un punto, por lo que presenta una impedancia de entrada, Z_A , que no es más que la relación entre la tensión y la corriente presente en este puerto.

$$Z_A = R(\omega) + jX(\omega) \quad 2.7$$

$$Z_A = R_r(\omega) + R_{\Omega}(\omega) + jX(\omega) \quad 2.8$$

La impedancia de entrada tiene una parte real ($R(\omega)$) y una parte imaginaria ($X(\omega)$); ambas dependientes de la frecuencia. Este parámetro también se ve afectado por otras antenas u objetos cercanos, pero de momento se asume que la antena se encuentra aislada.

$$P_r = \frac{1}{2} I^2 R_r \quad 2.9$$

donde,

P_r : se define como la potencia de radiación.

R_r : resistencia de radiación. Representa la potencia o energía que la antena radia hacia el espacio libre. Se define R_r como el valor de la resistencia que disiparía la misma potencia que la radiada por la antena.

$$P_{\Omega} = \frac{1}{2} I^2 R_{\Omega} \quad 2.10$$

tal que,

P_{Ω} : es la potencia de pérdidas por resistencia.

R_{Ω} : resistencia de pérdidas. Representa las pérdidas que se producen en la antena, en los conductores y/o dieléctricos, aunque en las antenas de ferrita también se producen pérdidas en el núcleo. En la mayoría de antenas $R_{\Omega} \ll R_r$. Sin embargo, R_{Ω} es significativa en antenas eléctricamente pequeñas, donde las dimensiones son mucho más pequeñas que una longitud de onda.

La potencia entregada a la antena será la suma de las dos anteriores:

$$P_A = P_r + P_{\Omega} = \frac{1}{2} I^2 (R_r + R_{\Omega}) \quad 2.11$$

La parte real de la impedancia de entrada (R_r) representa la densidad de potencia activa que la antena radia en zonas del espacio alejadas de ésta (campo lejano). En este sentido R_{Ω} representa la parte de potencia disipada en forma de calor. La parte imaginaria de la impedancia de entrada ($X_{\theta}(\omega)$) representa la densidad de potencia reactiva que se encuentra almacenada en zonas alrededor de la antena (campo cercano). Como veremos en el tercer capítulo, la distancia a la antena para la cual las densidades de potencia activa y reactiva son iguales para el caso de un dipolo ideal es de $\lambda/2\pi$.

La impedancia de entrada es un parámetro de gran trascendencia ya que condiciona el valor de tensión que debe suministrar el generador para obtener una corriente determinada en la antena y, en consecuencia, una potencia radiada concreta:

Si X_A aumenta, implica el aumento de la tensión del generador para obtener una corriente apreciable.

Si R_r disminuye, la corriente tiene que ser muy grande para obtener una potencia radiada apreciable.

2.6.5 Eficiencia de antena

Se define como la relación de la potencia radiada (P_{rad}) y la potencia entregada a la antena ($P_{rad} + P_{dis}$) y está dada como:

$$\eta = \frac{P_{rad}}{P_{rad} + P_{dis}} * 100\% \quad 2.12$$

En donde,

P_{rad} : es la potencia radiada [W].

P_{dis} : es la potencia disipada [W].

2.6.6 Ganancia directiva

Es la razón de la densidad de potencia radiada para un punto en particular y la densidad de potencia radiada por una antena de referencia al mismo punto.

$$D = \frac{P_P}{P_{REF}} \quad 2.13$$

donde,

P_P : es la densidad de potencia en un determinado punto [W/m^2].

P_{REF} : es la densidad de potencia de una antena de referencia al mismo punto [W/m^2].

La máxima ganancia se denomina *directividad* y se obtiene cuando una antena tiene la capacidad de concentrar la potencia que radia o recibe en cierta dirección.

2.6.7 Ganancia de potencia

Para ésta ganancia es considerada la ganancia directiva y la potencia total de alimentación con la misma capacidad de radiación, de esta manera la ganancia de potencia se define por:

$$G = D * \eta \quad 2.14$$

donde,

D: es la ganancia directiva.

η : es la eficiencia de la antena.

Definiendo la ganancia de potencia en decibeles (dB)

$$G = 10 \log \left(\frac{P_P * \eta}{P_{REF}} \right) \quad 2.15$$

2.6.8 Polarización

Se basa en la orientación de la radiación del campo eléctrico en un punto fijo en el espacio con respecto al tiempo, por lo tanto, se genera una geometría y se distinguen tres formas de polarización:

- Polarización lineal. Se da a lo largo de un plano y es trazada por el extremo del vector de campo eléctrico.
- Polarización circular. Se da en forma curva y se origina en el sentido de las manecillas del reloj o en sentido contrario, desde la perspectiva de un origen.

- Polarización elíptica. Es un trazo general y de aquí se derivan los casos especiales de la polarización lineal y la circular.

2.6.9 Ancho de banda (BW)

Es considerado como el intervalo de frecuencias de resonancia de la antena. Este se puede cuantificar como el límite de frecuencias en que opera la antena con las especificaciones diseñadas y la frecuencia central. Se puede calcular de la siguiente manera.

$$BW = \frac{f_{sup} - f_{inf}}{f_0} \quad 2.16$$

donde,

f_{sup} : es la frecuencia de operación límite máxima.

f_{inf} : es la frecuencia de operación límite mínima.

f_0 : es la frecuencia central de operación.

2.6.10 Coeficiente de reflexión S11

Mediante la representación de una línea de transmisión como se muestra en la Figura 3.16, considerada sin pérdidas y conectada a una batería de impedancia resistiva R_s a una resistencia de carga R_L . En el instante t_0 el interruptor es cerrado y la onda transmitida tiene presente las impedancias R_s y Z_0 en serie. Por lo tanto, la corriente para $z = -l, t = 0^+$ es: $I(-l, 0^+) = I_0 = V_s / (R_s + Z_0)$ y la tensión inicial es: $V(-l, 0^+) = V_0 = I_0 \cdot Z_0 = V_s \cdot Z_0 / (R_s + Z_0)$. Al cerrar el interruptor las ondas $i^+ = I_0$ y $v^+ = V_0$ se propagan hacia la carga con la velocidad $c = 1/\sqrt{LC}$. Por lo tanto, el frente de ondas tarda $t_1 = l/c$ en llegar a la. Así, la tensión y corriente en la carga serán la superposición de las ondas incidente y la reflejada.

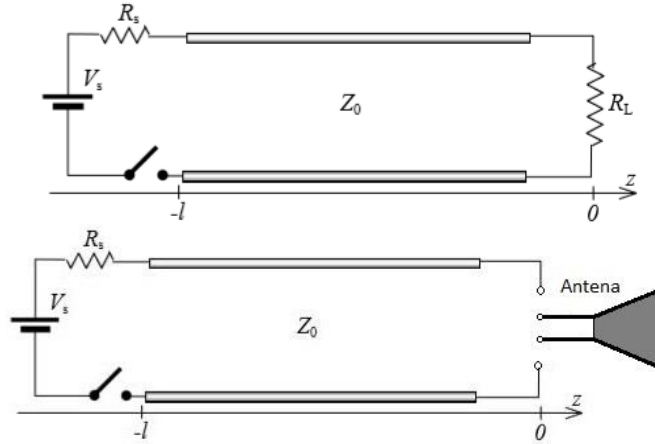


Figura 2.16. Esquema para la propagación de una onda hacia la carga o antena.

$$V(0, t_1) = v^+ + v^- = (1 + \rho_L)V_0$$

$$I(0, t_1) = i^+ + i^- = (1 + \rho_L)I_0$$

donde

$$\rho_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$$

Se define como el coeficiente de reflexión.

En las antenas el coeficiente de reflexión se mide a la entrada de su estructura debido a que poseen una impedancia característica (Z_0).

2.7 Conclusiones

A partir de las definiciones abordadas se tiene una perspectiva de cuáles son los parámetros necesarios para el diseño de un dispositivo radiador, estableciendo las condiciones de operación que se requieren para un óptimo funcionamiento.

Es muy importante conocer las condiciones del ambiente en el que se realizan las mediciones y los cálculos, ya que de ello depende la aproximación de los resultados calculados y los esperados para la construcción del dispositivo radiador.

Como dato interesante, se ha visto a lo largo del capítulo que una antena no es solo un simple conductor estático; ya que existe un tratamiento de corriente y voltaje a través del dispositivo, y más aún se pueden fabricar antenas con materiales dieléctricos y mezclas de metales y dieléctricos dependiendo de las aplicaciones a las que se deseen implementar.

Capítulo 3.

Antena F Invertida Plana con alimentación coplanar

3.1 Introducción

En este capítulo se aborda los diferentes aspectos para el diseño y construcción de la Antena F Invertida Plana. Como la descripción de las características de la PIFA, los cálculos para la construcción de la PIFA, la utilización del software de simulación HFSS³, la parametrización para algunos de sus elementos en el proceso de optimización de su respuesta en frecuencia, la integración de sus elementos en el diseño final, la descripción de su estructura final y por último la presentación de resultados con base al funcionamiento del coeficiente de reflexión (S_{11}).

3.2 Principios de la PIFA

La antena F invertida tradicional, se muestra en la Figura 3.1. Esta es un dispositivo de uso extendido en las comunicaciones inalámbricas. Conocida como antena plana F invertida, este tipo de antena tiene origen en la década de los 50s y se conoce así debido a que la alimentación se realiza por medio del segmento central de su estructura. El diseño primario se realizó con una antena tipo cable doblado, basado en el modelo de antena aérea que se presenta en la Figura 3.1a; en la actualidad se utiliza en los dispositivos de comunicaciones móviles.

³ Se utilizará el software de simulación de onda completa por las siglas en inglés HFSS (High Frequency Structural Simulator) de la compañía Ansys, para diseños de elementos que operan en la banda de microondas



Figura 3.1. Antenas PIFA. a) F invertida utilizada en las DECT⁴, por ejemplo, en teléfonos inalámbricos y otros dispositivos móviles. b) Ésta es una antena de ultra ancho de banda que se utiliza en teléfonos y aplicaciones⁵.

La PIFA consiste de un monopolo en paralelo con el plano de tierra y puesto en corto (o aterrizado) en un extremo del segmento resonante. La antena es alimentada en un punto intermedio a cierta distancia del cortocircuito, ésta parte permite manipular la impedancia de acoplamiento y frecuencia de resonancia. Como características principales se tiene un diseño más compacto que un monopolo común y el acoplamiento de impedancia es más simple en la construcción sin la necesidad de componentes externos.

Para los diseños con estructura plana los más comunes emplean los modelos coplanares y de microcinta.

3.3 Características de la PIFA en microcinta

Para el caso de microcinta, parche o monopolos se diseñan en una cara del sustrato y el plano de tierra se coloca en la cara contraria.

El parche es una capa delgada de cobre con una geometría rectangular y se define como el elemento resonante de la antena, el sustrato es un material dieléctrico de espesor, h , y con una permitividad relativa ϵ_r que permite la interacción del parche y del plano de tierra, formando entre estos las líneas de campo eléctrico, en la Figura 3.2 se muestra la estructura

⁴ Telecomunicaciones Inalambricas digitales (Digital Enhanced Cordless Telecommunications), imagen tomada de Free Encyclopedia.

⁵ Imagen tomada del artículo Progress In Electromagnetics Research C, Vol. 43, 109–120, 2013.

general de la antena. Se considera un cuarto de la longitud onda a la frecuencia de operación de la antena como dimensión lateral del parche, siendo esta una característica de diseño de los monopolos. Esta propiedad nos proporciona un diseño en el orden de los centímetros y es característico de las PIFA.

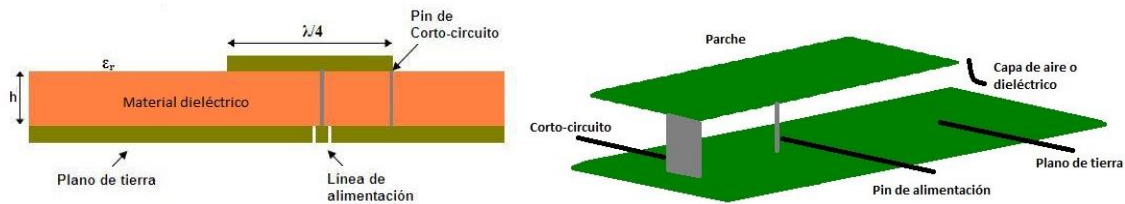


Figura 3.2. Esquema de la PIFA microcinta.

La desventaja de este tipo de estructura es que se tiene que realizar una vía a tierra a través del sustrato tanto para el corto-circuito como para la alimentación, lo cual complica las magnitudes de diseño calculadas, en cuanto a la frecuencia de resonancia y a la impedancia de acoplamiento, debido a que la vía a tierra debe estar en un punto preciso para evitar distorsiones.

Como solución a los problemas mencionados, se plantea el diseño de una antena coplanar.

3.4 Estructuras coplanares e integración de la PIFA

El uso de estructuras coplanares en el diseño de la PIFA permite la inclusión de su pin de corto-circuito y su pin de alimentación en el mismo plano de la geometría del parche resonante, como se muestra en la Figura 3.3, las dimensiones del parche resonante son calculadas de la misma manera que una antena en estructura microstrip.

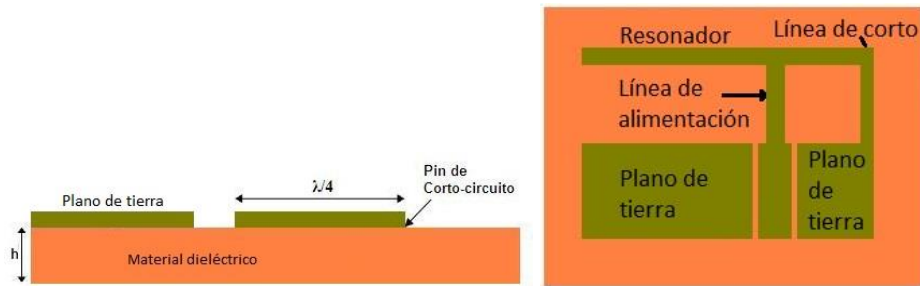


Figura 3.3. Esquema de la PIFA coplanar.

Una de las principales ventajas de usar estructuras coplanares es atribuida a su único lado. Los componentes aterrizados no requieren la realización de perforaciones a través del sustrato. Otra característica de las estructuras coplanares es que se pueden trazar líneas para acoplar componentes con distintos anchos del conductor conservando la impedancia característica [18]. Las dimensiones a calcular se realizan para el largo del conductor (L) y su ancho (W). Se tiene que el plano de tierra debe ser aproximado en extensión cinco veces la distancia del ancho del conductor incluida la separación de los planos de tierra (G), como se muestra en la Figura 3.4.

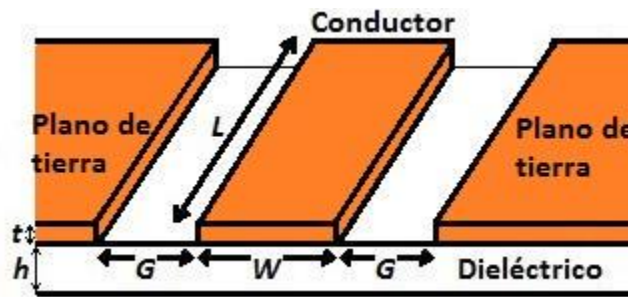


Figura 3.4. Características de las estructuras coplanares.

A continuación se presentan las ecuaciones de diseño y su correspondiente función.

Se define la impedancia característica Z_0 como parte fundamental del acoplamiento entre la alimentación y la estructura de la antena, la ecuación está conformada por la razón de dos funciones que emplean los valores de manufactura y los valores de diseño.

En la Figura 3.5 se representa una vista transversal del sustrato, donde se enmarcan sus parámetros más importantes como son, grosor del sustrato (h), grosor de la capa de cobre (t), ancho de la línea de alimentación (a) y ancho de ranuras y línea de alimentación (b).

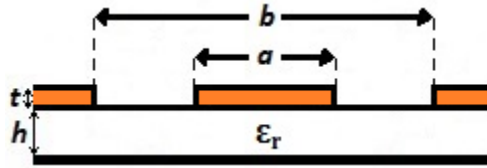


Figura 3.5. Vista transversal de una estructura coplanar.

$$Z_0 = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_{ef,t}}} \frac{K(k'_t)}{K(k_t)} \quad 3.1$$

$$\epsilon_{ef,t} = \epsilon_{ef} - \frac{\epsilon_{ef} - 1}{\frac{\frac{[b-a]}{2} K(k)}{0.7t} K'(k) + 1} \quad 3.2$$

donde

$K(k'_t)$ y $K(k_t)$: son notaciones de funciones integradas por parámetros del sustrato y las dimensiones de los trazos de la antena.

ϵ_{ef} : es la permitividad efectiva, es decir, la permitividad real en la construcción de la antena.

$\epsilon_{ef,t}$: es la permitividad efectiva considerando el espesor del sustrato.

La permitividad relativa efectiva la cual es utilizada como parámetro importante para la elaboración del diseño es integrado en la ecuación 3.2, es dependiente del grosor de la capa de cobre y relaciona la permitividad relativa en la manufactura del material, además la aplicación de las dimensiones de los conductores en la estructura coplanar y el espesor del cobre para el sustrato. La permitividad efectiva está definida entonces como:

$$\varepsilon_{ef} = 1 + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \frac{K(k')K(k_1)}{K(k)K(k_1)} \quad 3.3$$

donde los valores de K se obtienen mediante las ecuaciones siguientes:

$$k_t = \frac{a_t}{b_t} \quad 3.4a$$

siendo a_t, b_t son notaciones de funciones dependientes al grosor de la capa de cobre (t).

En la ecuación 3.4b se presenta el cálculo de una constante por medio de los valores del ancho de la línea de alimentación y las dimensiones de las ranuras.

$$k = \frac{a}{b} \quad 3.4b$$

donde

a : es el ancho de la línea de alimentación.

b : es la suma del ancho de la línea de alimentación y las ranuras de separación para los planos de tierra.

Las ecuaciones 3.5 a y b involucran las ecuaciones obtenidas para k y k_t .

$$k'_t = \sqrt{1 - k_t^2} \quad 3.5a$$

$$k' = \sqrt{1 - k^2} \quad 3.5b$$

Las ecuaciones 3.5a y 3.5b son evaluadas con los valores de 3.4 a y b, de esta manera serán las funciones que se requieren en el cálculo de la impedancia característica.

En la ecuación 3.6 se realiza el cálculo de k_1 tomando el grosor del sustrato (h) y las funciones a_t , b_t desarrolladas más adelante.

$$k_1 = \frac{\sinh((\pi a_t)/(4h))}{\sinh((\pi b_t)/(4h))} \quad 3.6$$

De 3.6 se deriva la ecuación 3.7 siendo esta nombrada k'_1 .

$$k'_1 = \sqrt{1 - k_1^2} \quad 3.7$$

Finalmente se presentan las ecuaciones principales de diseño hacia el cálculo de la impedancia característica, tal que, contienen los parámetros de la línea de alimentación.

$$a_t = a + \frac{1.25t}{\pi} \left(1 + \ln \left(\frac{4\pi a}{t} \right) \right) \quad 3.8$$

$$b_t = b - \frac{1.25t}{\pi} \left(1 + \ln \left(\frac{4\pi a}{t} \right) \right) \quad 3.9$$

donde

a : es la dimensión para el ancho de la línea de alimentación.

b : es la dimensión de las ranuras de una línea coplanar sumada al ancho de la línea de alimentación.

3.5 Diseño de la PIFA

En el análisis de este problema se debe incluir el grupo de resonadores que permitirán la operación en dos frecuencias diferentes, esto se representa en la Figura 3.6.



Figura 3.6. PIFA coplanar. a) Geometría general. b) PIFA con integración de segundo resonador para la operación en otra banda.

La antena será diseñada y construida con el sustrato Ultralam 3850 (Rogers Corp.), las propiedades del material son las siguientes: permitividad relativa $\epsilon_r=3.1$, grosor del dieléctrico $h=0.1$ mm, grosor de la capa de cobre $t=17.5$ μm y una pérdida tangencial $Tand=0.002$.

Utilizando la ecuación para el cálculo de la longitud de onda, se procede a hallar la dimensión de los resonadores.

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad 3.10$$

tal que f es la frecuencia de operación (resonancia) y c la velocidad de la luz en el espacio libre de 3×10^8 m/s.

En la Tabla 3.1 se encuentran resumidas las dimensiones de los resonadores para cada frecuencia de operación.

Tabla 3.1. Dimensiones de los resonadores.

Frecuencia	Longitud de onda (λ)	Longitud de resonador ($\lambda/4$)
1800 MHz	0.166 m.	0.041 m.
2.45 GHz	0.125 m.	0.031 m.

La línea de alimentación (conductor, Figura 3.4), debe tener una impedancia característica $Z_0=50 \Omega$, y una longitud eléctrica $E=90^\circ$, debido a que estos valores son estándares de los diseños impresos y de los componentes comerciales para la alimentación de la antena. Con estos datos y mediante el LineCalc del software ADS⁶ se obtuvieron de las dimensiones la línea coplanar de alimentación; $R_{\text{slot}}=0.2 \text{ mm}$; $W_{\text{LC}}=5.27 \text{ mm}$ y $L_{\text{LC}}=24.49 \text{ mm}$ ('slot' referente a las ranuras del diseño y 'LC' referente al cálculo obtenido en LineCalc). En la Figura 3.7 se representa la nomenclatura de cada componente de la PIFA.

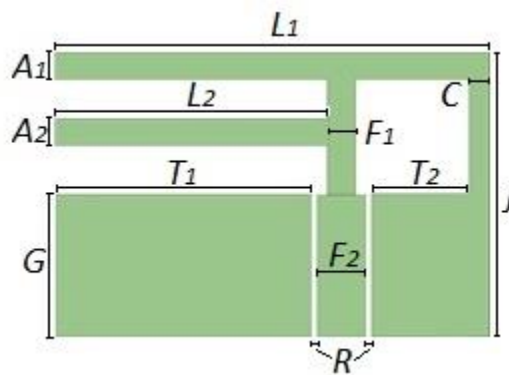


Figura 3.7. Nomenclatura de las dimensiones para la PIFA.

El largo del plano de tierra poseerá una dimensión $T=25 \text{ mm}$ ⁷. Se realiza una comparación de efectos del largo plano de tierra contra el comportamiento de S_{11} , de este modo, la geometría del plano de tierra requerirá la siguiente partición tomando como referencia la línea de alimentación: 5 cm serán trazados entre la línea de cortocircuito y la línea de alimentación, y 18 cm se trazarán partiendo de la línea de alimentación hacia la extensión de los resonadores, a modo de seguir conservando la analogía de la F (Figura 3.7).

⁶ ADS: Software de Diseño Avanzado.

⁷ Wadell, Brian C. Transmission Line Design Handbook. USA: Teradyne, Inc. 1991 (Pag. 73). Considerando la característica de cinco veces la extensión del plano de tierra en una línea coplanar respecto del grosor para la línea de alimentación 'W'.

La línea de aterrizaje será calculada para una longitud aproximada $J=13$ mm (tomando como referencia ' L_{LC} ', aproximado por los cálculos realizados para líneas coplanares), con un ancho $C=1.5$ mm.

En la siguiente parte del diseño se realiza un análisis paramétrico para la obtención de la estructura final, con lo cual se procede a realizar la integración de los elementos en el simulador HFSS, tal como se muestra en la Figura 3.8.

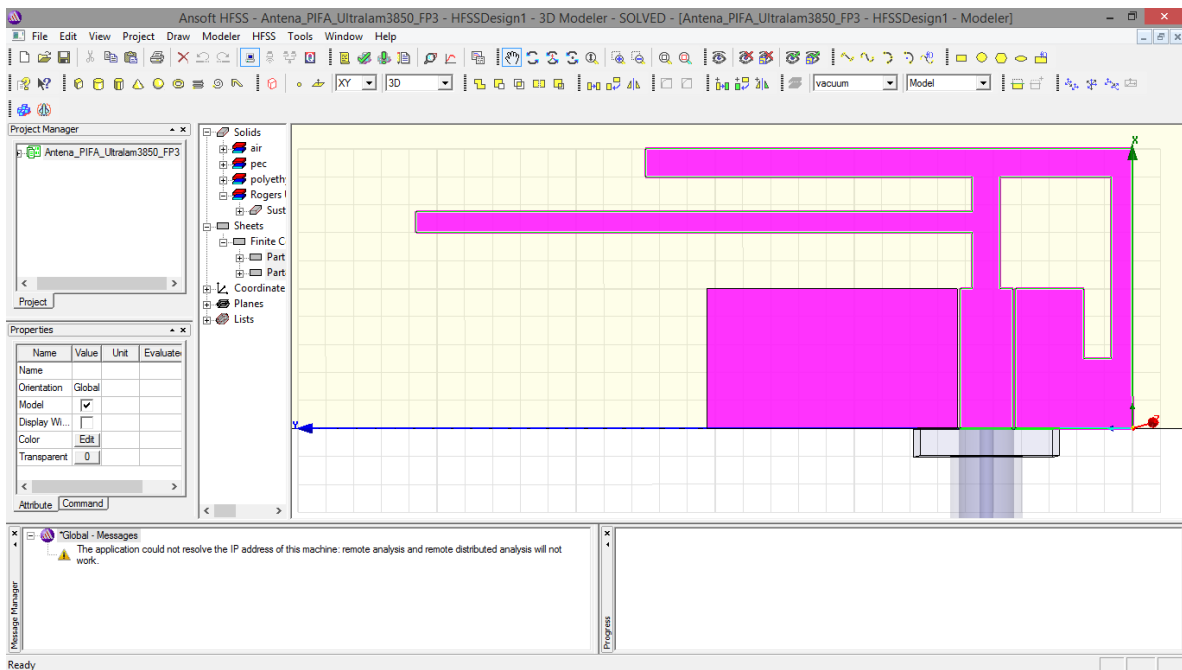


Figura 3.8. Construcción de la PIFA en el simulador HFSS con la inclusión del conector tipo SMA.

Con la ayuda del simulador HFSS se realiza un análisis paramétrico con respecto a la comparación del S_{11} contra distintos anchos del resonador a 2.45 GHz (A_1) para obtener la respuesta de reflexión más adecuada. De la misma manera que en el resonador L_1 , se realiza el análisis paramétrico de A_2 para distintos anchos y así se encuentran las dimensiones específicas, como se ilustra en la Figura 3.9.

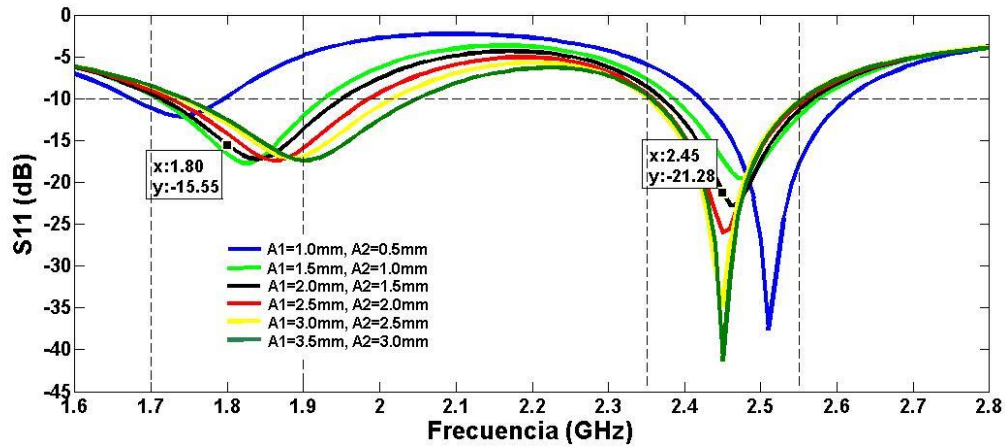


Figura 3.9. Gráfica del análisis paramétrico en el ancho de los resonadores.

De la Figura 3.9 se observa que las mejores dimensiones de los resonadores del diseño son: $A_1=2$ mm y $A_2=1.5$ mm, debido a que con estas dimensiones se obtienen los valores de las frecuencias de operación más cercanos a la frecuencia central para ambas bandas. En las otras dimensiones se desplazan las frecuencias centrales quedando fuera por lo menos una de ellas.

De forma similar y con las dimensiones de los resonadores ya calculadas, se realiza un análisis paramétrico para la anchura del plano de tierra, partiendo del ancho W_{LC} , se realiza la comprobación de distintos anchos y los resultados se presentan en la Figura 3.10.

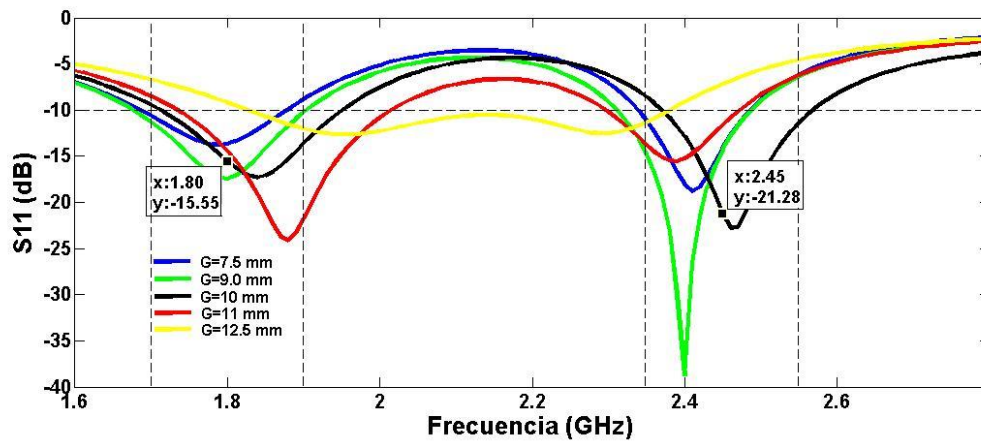


Figura 3.10. Gráfica del análisis paramétrico en el ancho del plano de tierra.

En la Figura 3.10 se obtiene la mejor respuesta en la curva de reflexión para $G_{1,2}=10$ mm, esto es, para distintos anchos del plano de tierra, en los cuales las otras dimensiones desplazan el punto de operación, del mismo modo se realiza el proceso para determinar el largo de cada segmento del plano de tierra.

Así, la dimensión del largo del primer resonador es definida como $L_1=35$ mm y ancho $A_1=1.5$ mm, el segundo resonador poseerá las siguientes dimensiones $L_2=40$ mm y $A_2=2$ mm. Para el plano de tierra las dimensiones serán de $G_1=10$ mm y $T_1=18$ mm, $G_2=10$ mm y $T_2=5$ mm. De ésta manera, la línea de alimentación en paralelo con ancho del plano de tierra será seccionada en dos partes, manteniendo su impedancia característica y su longitud eléctrica, como se muestra en la Figura 3.11. Con el uso del software ADS LineCalc la medidas son las siguientes: la sección principal tendrá un largo $H_1=10$ mm y un ancho $W_1=3.8$ mm, la sección secundaria será de $H_2=8$ mm y $W_2=2$ mm.

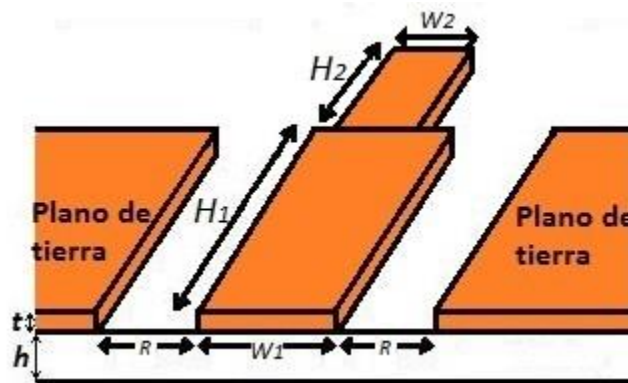


Figura 3.11. Estructura de la línea de alimentación (conductor).

3.6 Construcción de la PIFA para la obtención de resultados del S11

Reuniendo las medidas calculadas para cada trazo de la antena el diseño final para su implementación se muestra en la Figura 3.12.

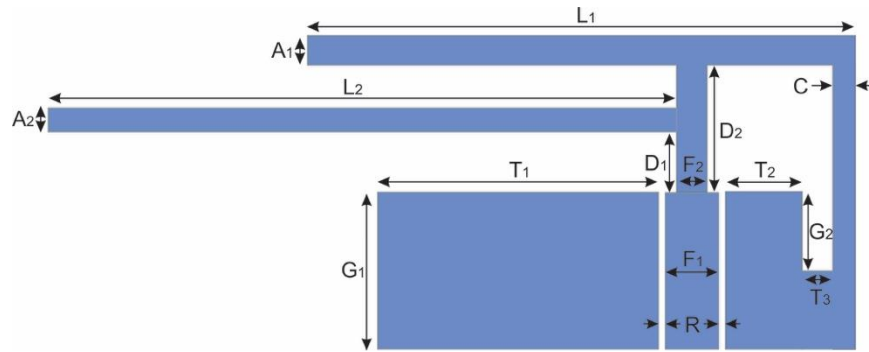


Figura 3.12. Geometría de diseño de la PIFA coplanar a 1.8 GHz y 2.45 GHz.

Tabla 3.2. Dimensiones de la PIFA.

Nomenclatura	Dimensión en mm
L_1	35.0
L_2	40.0
A_1	2.0
A_2	1.5
F_1	3.8
F_2	2.0
D_1	4.0
D_2	8.0
G_1	10.0
G_2	5.0
T_1	18.0
T_2	5.0
T_3	2.0
R	0.2
C	1.5

Nomenclatura y definiciones de las dimensiones:

- L_1 : Largo del resonador a 2.45 GHz.
- L_2 : Largo del resonador a 1800 MHz.
- A_1 : Ancho del resonador a 2.45 GHz.
- A_2 : Ancho del resonador a 1800 MHz.
- F_1 : Ancho de la primera sección de la línea de alimentación.
- F_2 : Ancho de la segunda sección de la línea de alimentación.
- D_1 : Separación del resonador respecto al plano de tierra.
- D_2 : Altura de la segunda sección del resonador.
- G_1 : Ancho del plano izquierdo de tierra.

- G_2 : Ancho del segmento derecho del plano de tierra.
- T_1 : Largo del plano izquierdo de tierra.
- T_2 : Largo del segmento derecho del plano de tierra.
- T_3 : Ancho del segmento de acoplamiento con la línea de corto-circuito (aterrizaje).
- R : Dimensión de las ranuras de diseño (slots).
- C : Ancho de la línea de corto-circuito para el aterrizaje de la antenna.

3.6.1 Esquema de la simulación.

En las Figuras 3.13y 3.14 se presenta la construcción de la PIFA en el software de simulación HFSS, para el análisis por pérdidas de retorno (S11).

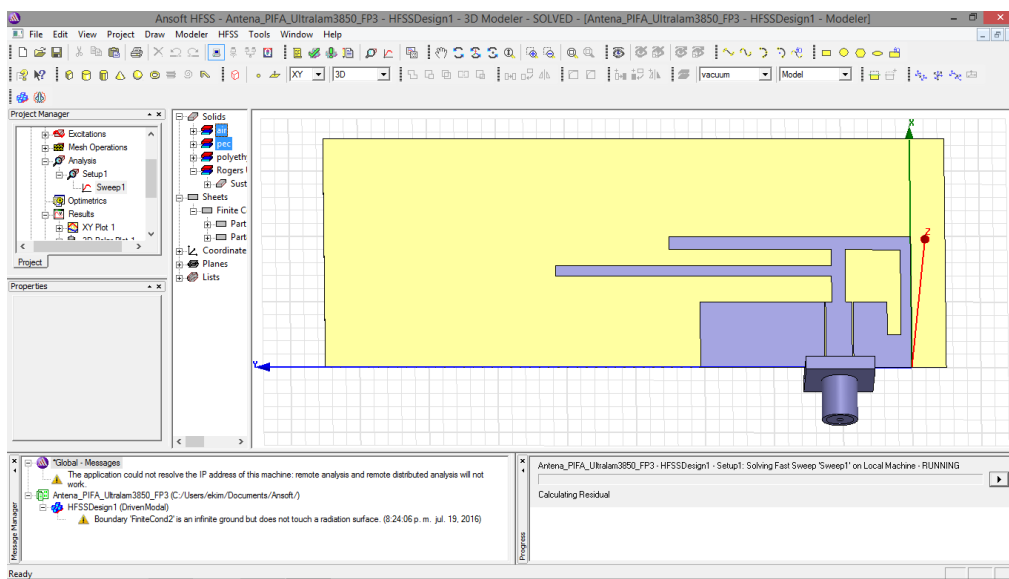


Figura 3.13. PIFA integrada en el simulador HFSS en sustrato con dimensiones finales.

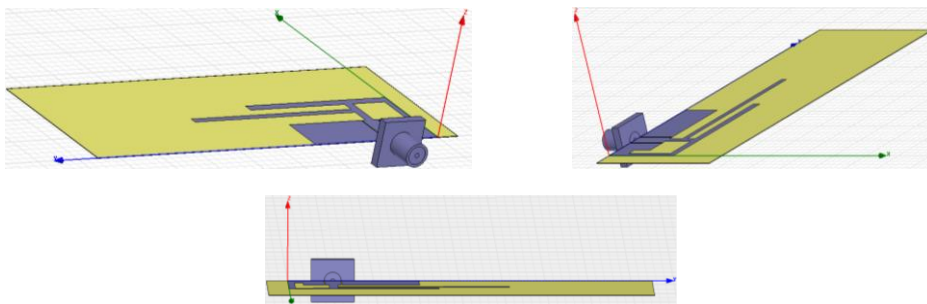


Figura 3.14. Perspectivas de la PIFA en el simulador HFSS.

3.7 Resultados de la simulación

En la Figura 3.15 se presenta la respuesta simulada del diseño construido, en la respuesta se puede observar que la operación de ambas frecuencias esta por debajo de -10 dB, lo que significa que la potencia de procesamiento de la antena será mayor al 67 % de la energía total radiada o recibida.

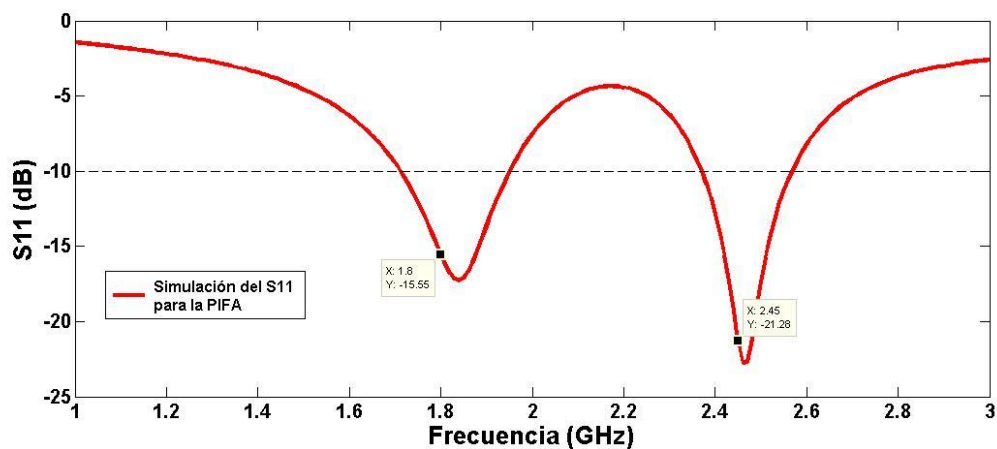


Figura 3.15. Gráfico de S11 del funcionamiento de la PIFA a 1800 MHz y 2.45 GHz.

La simulación es realizada con las condiciones de radiación en el espacio libre y con la construcción del conector de alimentación SMA (Subminiature version A) con especificaciones de conductor en oro y material dieléctrico en poliuretano.

3.8 Conclusiones

Se ha visto en las ecuaciones de cálculo que a pesar de ser una herramienta para la aproximación de las dimensiones en entornos ideales, son la base suficiente para el análisis en un esquema general de un dispositivo a desarrollar, ya que permiten establecer un punto de partida.

A lo largo del trabajo, se ha recurrido al análisis paramétrico donde se permite evaluar los puntos de funcionamiento más adecuados del diseño, además, de que se obtuvo una característica muy interesante, en la que se aprecia la inclusión de la frecuencia a 1700 MHz y 1900 MHz; esto, debido a que las frecuencias mencionadas son muy próximas a 1800 MHz, lo que permite simplificar el diseño con un solo resonador para ambas frecuencias.

Capítulo 4.

Análisis y resultados

4.1 Introducción

Este capítulo presenta los resultados de la caracterización de la antena F invertida propuesta mediante simulaciones y mediciones. Se presentan simulaciones de las pérdidas por retorno con la antena sin flexión mecánica que son comparados con su contraparte experimental. Como parte del análisis, se presentan los diagramas de radiación simulados en tres dimensiones para las frecuencias de operación.

Por otra parte, con la finalidad de probar la funcionalidad de la antena bajo situaciones de flexión mecánica; se muestran resultados experimentales de las pérdidas por retorno cuando la antena está bajo diferentes ángulos de flexión mecánica. Además, este capítulo presenta mediciones de la ganancia de la antena cuando la misma está sin flexión y cuando esta se flexiona, en estas mediciones de ganancia se emplean el método de las tres antenas. Finalmente este capítulo presenta la medición de las pérdidas por retorno para aplicaciones de la antena en electrónica vestible.

4.2 Resultados de las pérdidas de retorno

La antena construida es presentada en la Figura 4.1 y a partir de este dispositivo se realizan las mediciones de las pérdidas de retorno. En las imágenes de la Figura 4.1 se aprecian las características más importantes del diseño, como lo son: las dimensiones, la

flexibilidad, el bajo perfil y las características físicas del analizador de cable y antenas Site Master Anritsu.

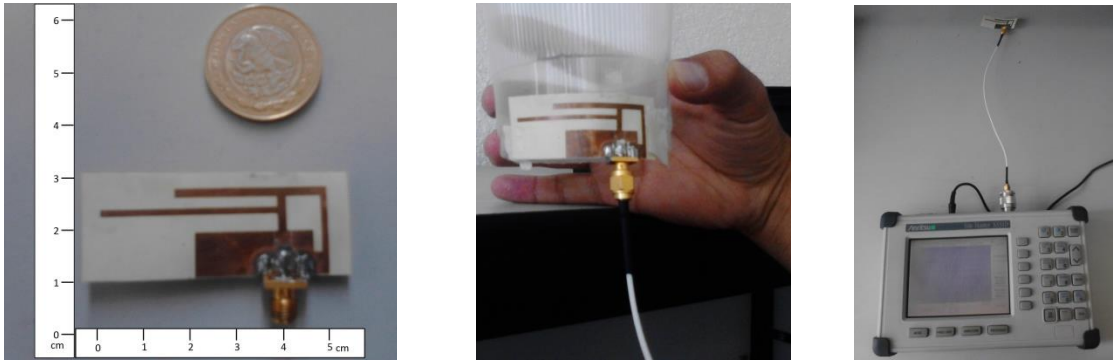


Figura 4.1. Vistas de la PIFA fabricada.

4.2.1 Simulación y medición de la PIFA sin doblez

En la Figura 4.2 se presenta el resultado obtenido para la curva de operación del S11, en la medición con un dispositivo de análisis de pérdidas por retorno.

La especificación de operación para procesamiento de las señales en un dispositivo comercial, señala que las pérdidas por retorno deben ser menores a -10 dB, en la Figura 4.2 se presenta la comparación del S11 para la respuesta simulada y la respuesta medida.

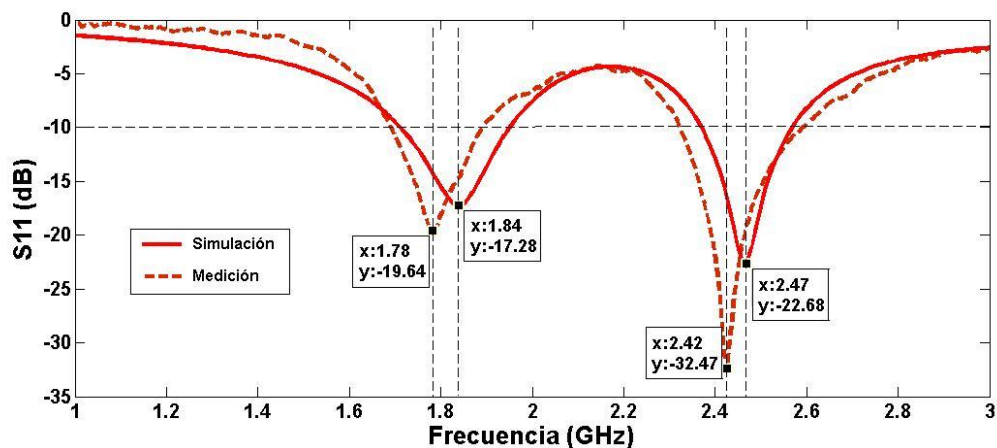


Figura 4.2. Comparación de la simulación y la medición del S11.

Se observa que ambas curvas poseen un desplazamiento de la frecuencia central para los puntos de operación a 1800 MHz y 2.45 GHz. En la primera frecuencia se tiene un desplazamiento de 40 MHz en incremento para la simulación y de 20 MHz en decremento para la medición. En la segunda frecuencia se presentan los desplazamientos de la frecuencia central a 20 MHz en incremento para la simulación y 30 MHz en decremento para la simulación. Sin embargo las frecuencias propuestas son cubiertas y se presentan para magnitudes por debajo de -10 dB. Además se observa la operación en la frecuencia de 1700 MHz, la cual integra al conjunto de las GSM 1800, en la Figura 4.3 se presenta el resultado.

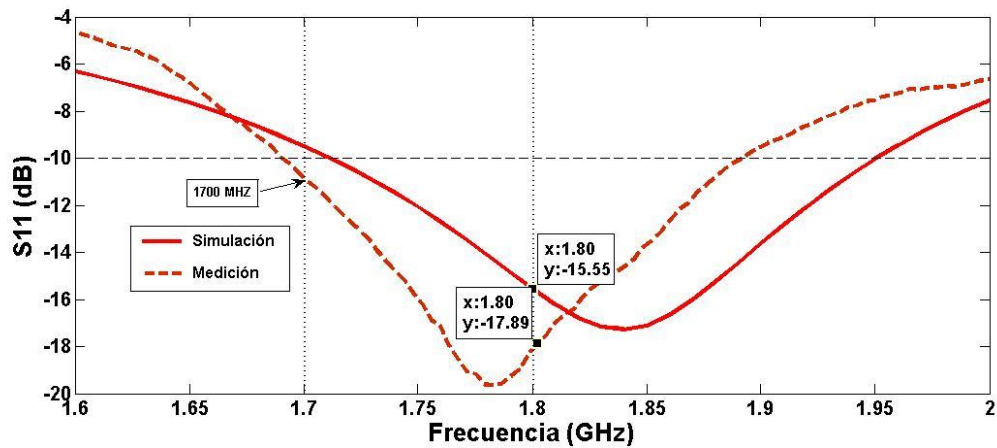


Figura 4.3. Curva del S11 para la banda de 1800 MHz y la inclusión de la banda de 1700 MHz en la medición.

Un parámetro importante es el ancho de banda fraccional (FBW por sus siglas en inglés) el cual se obtiene de la siguiente manera:

$$FBW = \frac{F_{LI} - F_{LS}}{F_{Oper}} \times 100\% \quad 4.1$$

En donde,

- F_{LI} : es la frecuencia límite inferior.
- F_{LS} : es la frecuencia límite superior.
- F_{Oper} : frecuencia de operación.

Tomando la curva de simulación del S11 en la Figura 4.2, se obtienen las frecuencias F_{LI} y F_{LS} para las dos bandas de operación y se calcula el FBW, los resultados se presentan en la Tabla 4.1.

Tabla 4.1. Medición del S11.

S11	Banda 1800 MHz				Banda 2.45 GHz			
	F_{Oper} (central en GHz)	F_{LI} (GHz)	F_{LS} (GHz)	FBW	F_{Oper} (central en GHz)	F_{LI} (GHz)	F_{LS} (GHz)	FBW
Simulación	1.84	1.71	1.95	13.04%	2.46	2.37	2.57	8.13%
Medición	1.78	1.69	1.89	11.23%	2.42	2.32	2.58	10.74%

Se tiene que para la frecuencia de 1800 MHz, en la simulación se posee un ancho de banda operable del 13.04%, es decir, la banda en la que opera la antena a esta frecuencia es de 240 MHz de extensión, mientras que en la medición la fracción operable es de 11.23% correspondiente a 200 MHz. El límite establecido para banda simple es de 20% en el ancho de banda fraccional, debido a que una operación superior al 20% se entra a la categoría para dispositivos de Ultra Ancho de Banda (Ultra BandWide - UBW).

Para la frecuencia teórica de 2.45 GHz, en la simulación el ancho de banda operable es de 8.13%, equivalente a 200 MHz, y para medición se obtuvo una fracción de 10.74%, lo que es igual a 260 MHz.

4.2.2 Mediciones de la PIFA con dobleces

Se requiere un análisis del S11 de la PIFA con diferentes ángulos de doblez, por lo tanto se realiza la medición de S11 para los siguientes dobleces en la antena: 40°, 80° y 100°, en la Figura 4.4 se muestra el esquema para los dobleces de la antena.

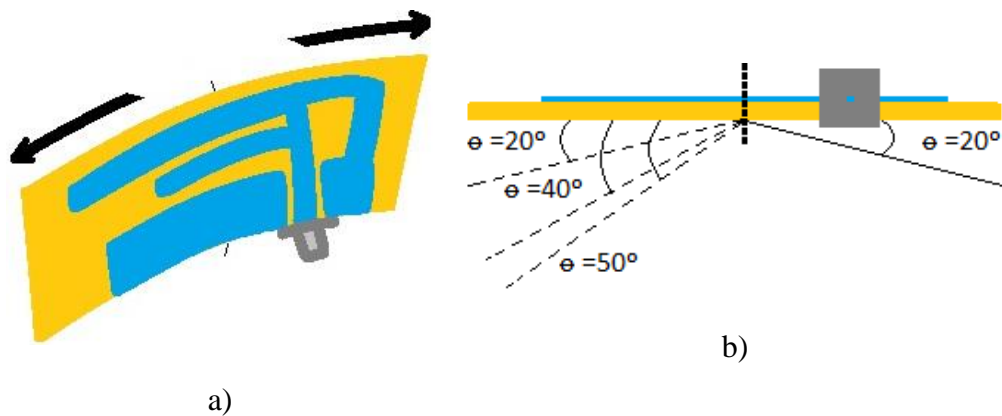


Figura 4.4. Perspectivas de los dobleces. a) Vista frontal del doblez de la PIFA. b) Vista transversal del doblez de la PIFA.

En la Figura 4.5 se presentan las configuraciones de la PIFA durante las mediciones realizadas en laboratorio, se observa cómo se realiza la flexión a través de los resonadores, lo que permite analizar la operación eficiente de la PIFA.

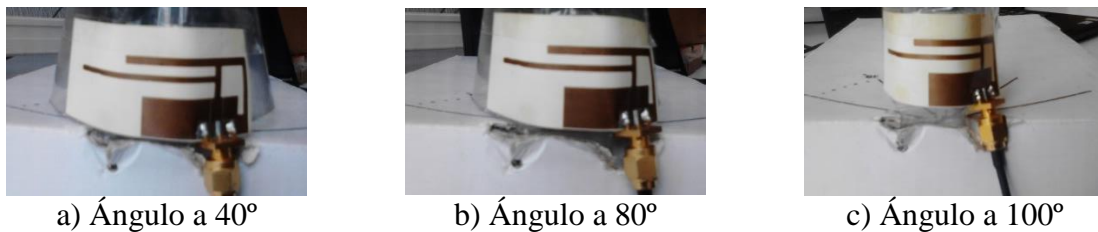


Figura 4.5. Ángulos de medición de la PIFA.

En la Figura 4.6 se tiene la comparación de curvas para los diferentes dobleces realizados en la PIFA, se observa una respuesta situada por debajo de los -10 dB en las bandas de operación a 1800 MHz y 2.45 GHz, lo cual permite tener una operación eficiente de la PIFA.

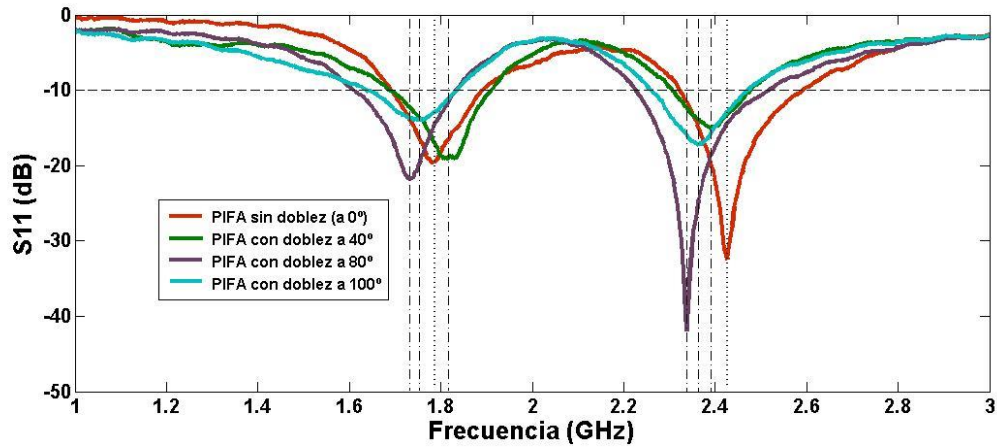


Figura 4.6. Resultados del S11 con diferentes ángulos de doblado en la PIFA.

Tal como se esperaba por las propiedades del material, las condiciones de operación de la PIFA se mantienen en las frecuencias deseadas, en cuanto a la frecuencia central para cada doblado tiene lo siguiente.

Para la frecuencia de 1800 MHz, se tiene que a 40° se presenta un desplazamiento de la frecuencia central con una magnitud de 10 MHz. Para 80° el desplazamiento presentado es de 70 MHz. Para 100° se obtuvo un desplazamiento de 50 MHz. Los desplazamientos de las frecuencias centrales se producen debido a la deformidad del material (sustrato) y a la perturbación de la geometría de los resonadores (curvatura).

Sin embargo, se siguen cubriendo las bandas propuestas en el diseño, además de la banda de 1700 MHz. En cuanto a la potencia transmitida o recibida esta es superior al 67% de la potencia necesaria, lo que asegura la operación adecuada de la PIFA.

Realizando un análisis del ancho de banda fraccional, se obtienen los resultados de la Tabla 4.2.

Tabla 4.2. Ángulos de flexión de la PIFA.

Doblez	Banda 1800 MHz				Banda 2.45 GHz			
	F _{Oper} (central en GHz)	F _{LI} (GHz)	F _{LS} (GHz)	FBW	F _{Oper} (central en GHz)	F _{LI} (GHz)	F _{LS} (GHz)	FBW
40°	1.81	1.69	1.91	12.15%	2.39	2.30	2.47	7.11%
80°	1.73	1.60	1.83	13.29%	2.33	2.22	2.51	12.44%
100°	1.75	1.64	1.83	10.85%	2.36	2.26	2.46	8.47%

4.3 Diagramas 3D y distribución de corriente

Como parte del análisis de radiación de la PIFA, se presentan los diagramas de radiación 3D de las dos bandas de operación.

En la Figura 4.7 se presenta el diagrama para la banda de 1800 MHz con una característica omnidireccional. Por medio de la escala situada a la izquierda, se observa que la máxima radiación se concentra en la parte exterior del ‘anillo’, con una ganancia total de 2.5 dB, lo que significa una concentración de la radiación a lo largo del plano XZ.

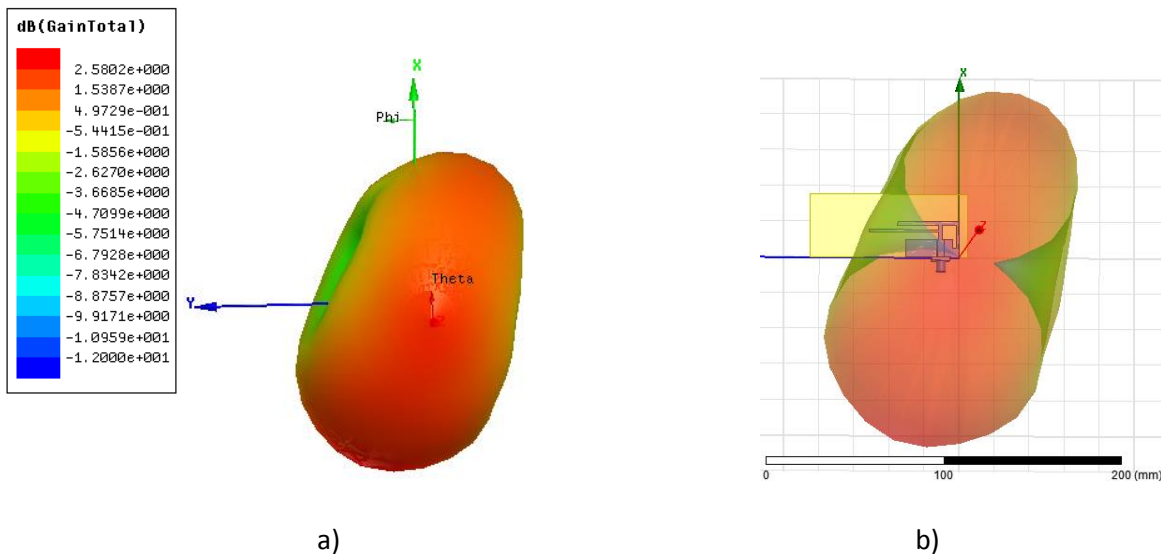


Figura 4.7. Diagrama de radiación en 3D para la banda de 1800 MHz.

En la Figura 4.7b se muestra la orientación de la PIFA con su diagrama a 1800 MHz.

Para la banda de 2.45 GHz se obtienen las características de radiación que se muestran en la Figura 4.8.

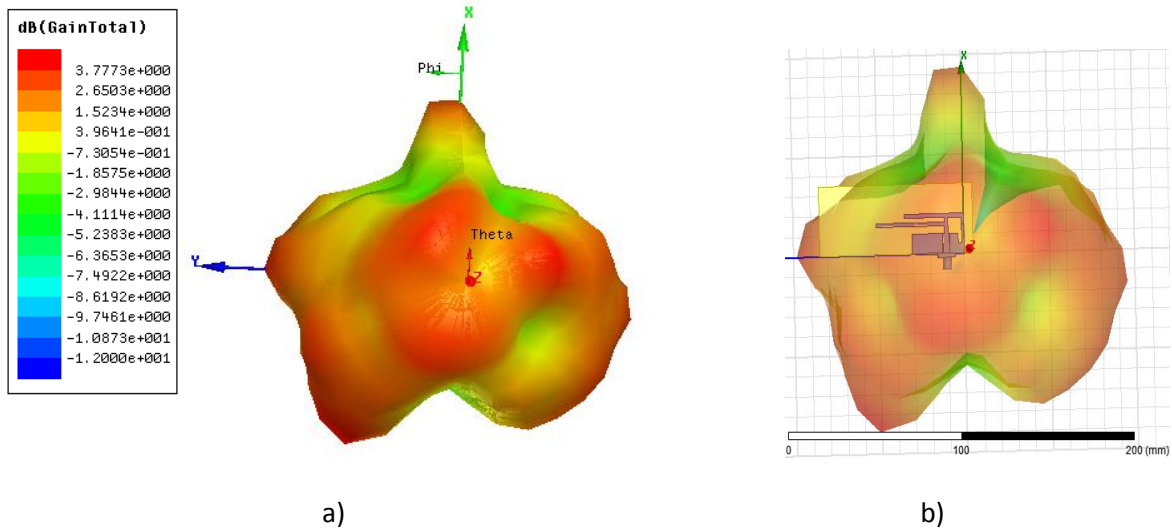


Figura 4.8. Diagrama de radiación en 3D para la banda de 2.45 GHz.

En la Figura 4.8b se observa la orientación de la PIFA y su diagrama para la banda de operación a 2.45 GHz. La ganancia total máxima que posee es de 3.77 dB y se concentra a lo largo del plano YZ, lo que significa que la operación de transmisión y recepción se realiza dentro del margen para dispositivos comerciales.

La PIFA posee una operación dual de transmisión y recepción sin la interferencia de las frecuencias de operación. En la Figura 4.9 se muestra la distribución de corriente, con ello se observa una operación independiente debido a que el funcionamiento de cada resonador se realizará solo cuando la frecuencia de operación sea la indicada y la corriente fluya en el resonador apropiado.

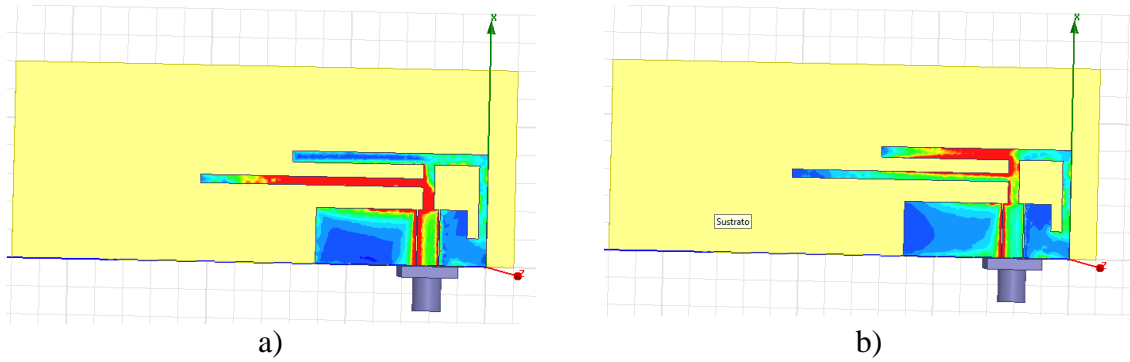


Figura 4.9. Distribución de corriente. a) Operación a 1800 MHz. b) Operación a 2.45 GHz.

4.4 Cálculo de ganancias

El método de las tres antenas es ampliamente usado cuando no se conocen las ganancias de ninguna de las tres antenas. El desarrollo del método proporcionará un sistema de ecuaciones con tres incógnitas que son las ganancias de las antenas empleadas. En la Figura 4.10 se muestra un esquema para realizar las mediciones de ganancia, este consta de un generador de señales de microonda, un analizador de espectro, las antenas y cables que cubren la banda a medir.

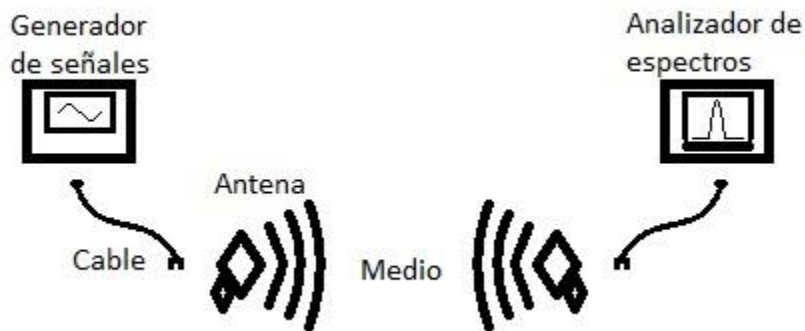


Figura 4.10. Componentes principales para la medición de ganancias.

Los parámetros necesarios para aplicar este método son los siguientes:

- a) La distancia entre las antenas.
- b) La potencia de transmisión de la señal (P_{TX}).
- c) La potencia de recepción de la señal (P_{RX}).

- d) Las pérdidas que se originan por el uso de cables (P_C).
- e) Las pérdidas por propagación (P_{PROP}) en el espacio libre.

En la Figura 4.11 se representan los parámetros para la medición de potencia y el cálculo de la ganancia.

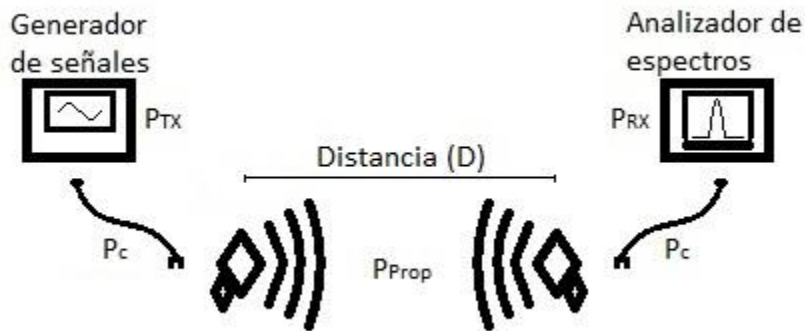


Figura 4.11. Definición de las pérdidas en un sistema de medición de ganancias.

El método de las tres ganancias se basa en el esquema mostrado en la Figura 4.12, donde se parte de realizar tres mediciones de potencia recibida (P_{RX}), las cuales se toman de las configuraciones entre: antena 1 y antena 2 (M_{12}), antena 1 y antena 3 (M_{13}) y antena 2 a antena 3 (M_{23}). Esto proporciona tres constantes y tres incógnitas (G_1 , G_2 , G_3), de esta manera, se recurre a una solución con arreglo de matrices, tal como se presenta en la ecuación 4.1. Como siguiente paso se realiza el cálculo de los siguientes valores del sistema y se realiza la sustitución de valores en las ecuaciones 4.2 a 4.4.

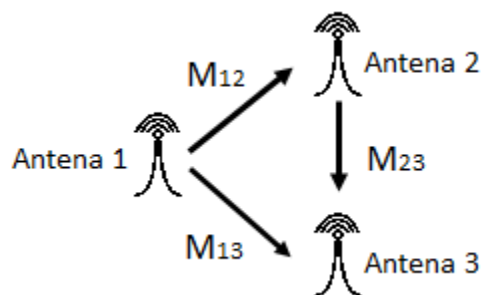


Figura 4.12. Sistema de tres antenas para el cálculo de ganancias.

En las mediciones se utilizaron dos antenas PIFA y una antena logarítmica, con la configuración que se presenta en la Figura 4.13.

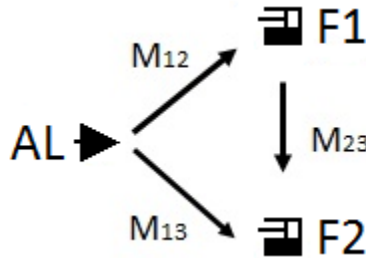


Figura 4.13. Configuración de las antenas para las mediciones de potencia.

Donde la nomenclatura es la siguiente:

- AL: Antena Logarítmica.
- F1: PIFA 1 (Antena a caracterizar).
- F2: PIFA 2.

La matriz generada se define de la siguiente manera.

$$\begin{bmatrix} G_1 \\ G_2 \\ G_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.5 & 0.5 & -0.5 \\ 0.5 & -0.5 & 0.5 \\ -0.5 & 0.5 & 0.5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} M_{12} \\ M_{13} \\ M_{23} \end{bmatrix} \quad 4.1$$

En la que el resultado final está dado por:

$$G_1 = \frac{M_{12} + M_{13} - M_{23}}{2} \quad 4.2$$

$$G_2 = \frac{M_{12} - M_{13} + M_{23}}{2} \quad 4.3$$

$$G_3 = \frac{-M_{12} + M_{13} + M_{23}}{2} \quad 4.4$$

Se define la distancia de separación entre las antenas, la cual será mayor al campo lejano (C_L) y es dada por la ecuación 4.5.

$$C_L = \frac{2D_{max}^2}{\lambda} \quad 4.5$$

donde, D_{max} es la dimensión de extremo a extremo sobre el eje horizontal de la antena y λ la longitud de onda de la frecuencia de resonancia. De esta manera, la distancia de separación (D) será de 2 m, la cual es una distancia estándar de dispositivos inalámbricos de baja potencia.

A continuación se mide la potencia de transmisión, la cual será fija para las tres configuraciones, se mide la potencia de recepción, se resta a la potencia de transmisión y de recepción la pérdida generada en los cables de alimentación.

$$P_{TX_Total} = P_{RX} + P_C + P_{Prop} \quad 4.6$$

donde, P_C se define como pérdidas de los cables medidas con el analizador de redes. P_{Prop} representa las pérdidas por propagación en el medio (aire).

Las pérdidas por propagación se calculan por la ecuación 4.7.

$$P_P = 20 \log_{10} \left(\frac{\lambda}{4\pi D} \right) \quad 4.7$$

En la ecuación de pérdidas por propagación se incluyen la longitud de onda y la distancia de separación las cuales son parámetros importantes del medio donde se transmite la señal.

El coeficiente de transmisión se puede aproximar por medio de la ecuación 4.8.

$$S_{21} = \sqrt{\frac{P_{RX}}{P_{TX}}} \quad 4.8$$

Donde se puede observar que es un valor medio de la razón de la potencia de transmisión y de recepción.

En la ecuación 4.9 se tiene la relación del coeficiente de transmisión y la pérdida por propagación para el cálculo de los M_{mn} de las ecuaciones 4.2 a 4.4.

$$M_{mn} = \frac{20 \log(S_{21}) - P_{Prop}}{2} \quad 4.9$$

Para la obtención de las potencias de transmisión y recepción, se realizan las configuraciones ya presentadas para el cálculo de la ganancia.

En la Figura 4.14 se presenta la configuración física para las mediciones realizadas en el laboratorio se realizaron.



Figura 4.14. Equipo de laboratorio utilizado para medición de potencia.

Se realizaron las mediciones para las tres bandas cubiertas y los resultados se presentan en la Tabla 4.3 para la antena F1 sin flexión.

Tabla 4.3. Ganancias de la PIFA sin flexión.

Ganancias (dB)	Antena	Frecuencias de operación		
		2.45 GHz	1800 MHz	1700 MHz
Medición	F1	2.60	1.28	1.10
Simulación	F1	3.70	2.50	NA

El resultado obtenido para las mediciones quedan a 1 dB por debajo de los valores obtenidos en la simulación, esta variación se debe a que en la simulación se considera la concentración más grande de potencia en alguno de los puntos del diagrama, de otra manera la ganancia mantiene una proporción de 1.2 dB aproximados de una banda a otra,

con lo que se observa una correspondencia de crecimiento de 1.2 dB de 1800 MHz a 2.45 GHz.

Para los cálculos de las siguientes ganancias se realizan las configuraciones en la medición de potencia para el cálculo de ganancia, a excepción de realizar una flexión en la PIFA 1. De esta manera se obtendrán resultados próximos a los de la antena sin flexión debido a las propiedades de flexión que posee la PIFA 1, Tabla 4.4.

Tabla 4.4. PIFA con flexión a 40°.

Ganancias (dB)	Antena	Frecuencias de operación		
		2.45 GHz	1800 MHz	1700 MHz
	F1	1.50	1.30	1.75

En la siguiente medición se conservan las configuraciones de medición de potencia establecidas en el cálculo de una flexión más amplia en la antena que permitirá comprobar las ganancias calculadas, esto se presenta en la Tabla 4.5.

Tabla 4.5. PIFA con flexión a 80°

Ganancias (dB)	Antena	Frecuencias de operación		
		2.45 GHz	1800 MHz	1700 MHz
	F1	3.00	2.80	2.75

Se observa un cambio proporcional de 2:1 aproximadamente en la comparación de las ganancias respecto de las mostradas en la Tabla 4.4, y esto es debido a que se perturba ligeramente la geometría de la antena; sin embargo, la operación de la antena es adecuada para los propósitos de la investigación.

En la tercera medición se realiza una flexión más pronunciada en la PIFA 1, con la finalidad de verificar sus propiedades y se observa un cambio de magnitud en la ganancia

de la PIFA 1. Esto se debe a que se ha alcanzado el nivel máximo de perturbación de la antena y por tanto la ganancia tiende a obtener un comportamiento fuera del diseño original, lo que significa la antena deja de funcionar como se observa en la Tabla 4.6.

Tabla 4.6. PIFA con flexión a 100°.

Ganancias (dB)	Antena	Frecuencias de operación		
		2.45 GHz	1800 MHz	1700 MHz
	F1	1.50	-2.69	-0.24

4.5 Medición del coeficiente de reflexión en textiles

Como parte fundamental de las aplicaciones de la PIFA se requiere un funcionamiento óptimo en la parte vestible (ropa), por tanto se realizó un análisis de las perturbaciones que se producen en las respuestas del S11 con la interacción de algunos textiles comerciales y que son muy comunes en el vestido, en la Figura 4.15 se muestran los resultados para el montaje de la PIFA sobre textiles.

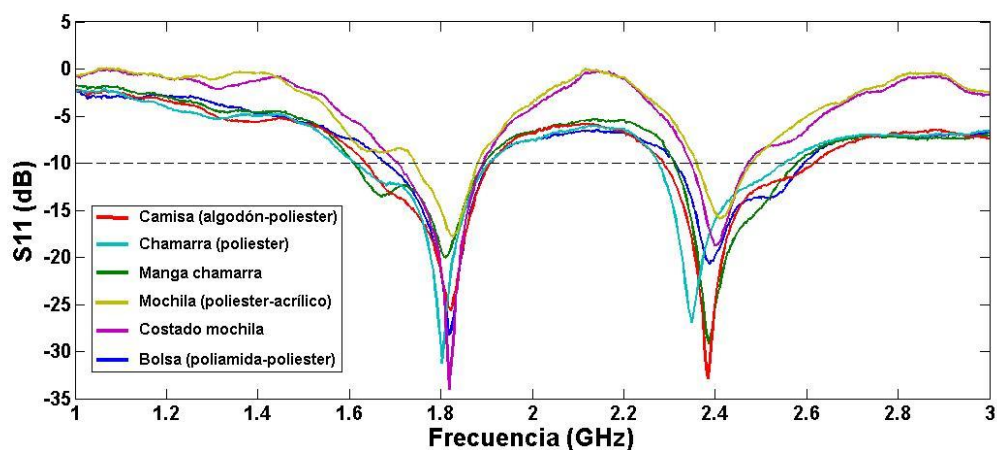


Figura 4.15. Respuestas de S11 en la PIFA con la interacción de textiles comerciales.

Como resultado se observa que el funcionamiento de la PIFA es ligeramente variante respecto del analizado en la PIFA plana, tiene una respuesta por debajo de -10 dB para las bandas de estudio y una cobertura excelente para la aplicación de la antena.

Tabla 4.7. Comparación de FBW en la utilización de textiles.

Textiles	Banda 1800 MHz				Banda 2.45 GHz			
	F _{Oper} (central en GHz)	F _{LI} (GHz)	F _{LS} (GHz)	FBW	F _{Oper} (central en GHz)	F _{LI} (GHz)	F _{LS} (GHz)	FBW
Camisa	1.82	1.63	1.90	14.83%	2.38	2.28	2.61	13.86%
Chamarra	1.80	1.61	1.90	16.11%	2.34	2.27	2.55	11.96%
Manga c.	1.81	1.60	1.89	16.02%	2.38	2.31	2.57	10.9%
Mochila	1.82	1.74	1.88	7.69%	2.41	2.35	2.48	5.39%
Costado m.	1.81	1.70	1.89	10.49%	2.39	2.34	2.47	5.43%
Bolsa	1.82	1.67	1.90	12.63%	2.38	2.31	2.59	11.76%

De la Tabla 4.7 se observa que la operación de la frecuencia central con la combinación de materiales sintéticos en interacción con la antena es muy semejante para materiales utilizados, de aquí que los anchos de banda fraccionales permiten verificar que materiales son los que modifican la banda de manera apreciable. Sin embargo, el funcionamiento cumple con la condiciones de operación.

4.6 Comparaciones con otros trabajos

En la Tabla 4.8 se presentan las características más destacadas de las investigaciones comparadas con el trabajo realizado.

Tabla 4.8. Comparaciones del trabajo realizado con investigaciones publicadas.

Referencia	Multibanda	Sustrato	Cálculo de FBW	Pruebas de flexión	Pruebas de uso con materiales
[25]	Se realiza la operación en dos bandas.	Construcción en sustrato rígido, diseño coplanar.	No realizado.	No aplica.	No realizado.
[24]	Se realiza la operación en tres bandas.	Construcción en sustrato rígido, diseño coplanar.	No realizado.	No aplica.	No realizado.
[22]	Se realiza la operación en dos bandas.	Construcción en sustrato rígido.	Se realiza cálculo de anchos de banda.	No aplica.	No realizado.
[21]	Se realiza la operación en dos bandas.	Construcción en sustrato rígido.	No realizado.	No aplica.	No realizado.
[20]	Se realiza la operación en tres bandas.	Construcción en sustrato rígido.	No realizado.	No aplica.	No realizado.
[13]	Se realiza la operación en dos bandas.	Construcción en sustrato flexible y geometría coplanar.	No realizado.	Simulación de flexiones.	No realizado.
[12]	Se realiza la operación en dos bandas.	Construcción en sustrato rígido.	No realizado.	No aplica.	No realizado.
Esta Tesis	Se realiza la operación en dos bandas.	Construcción en sustrato flexible y elaboración de geometría coplanar.	Calculo de anchos de banda para flexiones y montaje en materiales sintéticos	Medición de coeficiente de reflexión en laboratorio	Montaje en materiales textiles para análisis de respuesta.

Dentro de las pruebas de flexión realizadas en la referencia [13], se tienen solo los resultados de simulación.

De la Tabla 4.8, se observa que una gran parte de los trabajos se centran en dispositivos de microcinta los cuales son complicados en el diseño de su estructura; otra característica de importancia en el diseño es el cálculo de su ancho de banda fraccional (FBW), la cual solo ha sido considerada en la referencia [22], sin embargo, posee una banda angosta en sus frecuencias de operación, siendo del 3.5% en una banda y del 5.8% en la otra banda, haciendo la PIFA muy selectiva y que podría limitar su aplicación.

En cuanto a las mediciones, se tienen análisis de los prototipos sin interacciones con materiales de prueba o con perturbaciones de la estructura del dispositivo, lo que limitaría obtener la respuesta real del dispositivo.

4.7 Conclusiones

En este capítulo se ha obtenido el comportamiento real de la PIFA comparado con las diferentes perturbaciones de su estructura, y se ha observado la operación deseable de la misma con las especificaciones de diseño. Además, se hace referencia por medio de tablas que la operación de las bandas es muy próxima a lo establecido en la justificación.

Se presentó un esquema de las flexiones realizadas, y que permitirá en trabajos futuros el estudio y la réplica de resultados.

Capítulo 5.

Conclusiones

Los avances de las tecnologías en la actualidad son cada vez más rápidos, por ello, el plantearse un problema a resolver es un reto, se compite con la innovación, los bajos costos y la calidad.

Se ha visto que el estudio de un fenómeno en específico es esencial para poder entender la naturaleza de las cosas, por lo tanto, es necesario el uso de bases para el desarrollo de nuevas técnicas de estudio y diseño para el desarrollo de nuevos dispositivos que mejoren la calidad de vida.

5.1 Sobre el S11

En el análisis de las pérdidas de retorno se ha observado que los resultados obtenidos en la simulación y en la medición de la PIFA sin doblez son ligeramente desplazados en la frecuencia central, esto sucede debido a las condiciones que presentan los medios en donde se realizan las pruebas, sin embargo, los resultados son acordes a investigaciones similares y a la propiedades de dispositivos comerciales.

Para las mediciones realizadas con las flexiones se tiene un comportamiento óptimo respecto a las condiciones establecidas en los objetivos, ya que la potencia tratada en los diferentes ángulos se sitúa por debajo del límite a -10 dB, con una extensión de la banda a 190-230 MHz para la transmisión y recepción de potencia, en la frecuencia de 1800 MHz,

en cuanto a la frecuencia de 2.45 GHz se tienen de 170-290 MHz para el tratamiento de la potencia.

Con las mediciones de la PIFA aplicada al montaje en textiles se tiene una banda de operación de 140-290 MHz para el tratamiento de la potencia con la frecuencia de 1800 MHz, en el caso de la frecuencia de 2.45 GHz, la banda de operación tiene un rango de 130-330 MHz.

5.2 Sobre la ganancia

Los cálculos realizados para la obtención de la ganancia, se realizaron con las características del ambiente, por lo tanto, las mediciones son definidas de manera real; en la utilización de las antenas para la medición del coeficiente de reflexión se utilizaron antenas con ganancia desconocida, lo que permitió ser más analítico en cuanto a los resultados obtenidos, debido a que se realiza una relación de las magnitudes que se deben obtener para cada componente que integra el sistema de medición. Se observó, que a mayor flexión de la PIFA los resultados cambian en la ganancia final, transformándose esta en una magnitud negativa provocada por la distorsión de su propia estructura; esto indica un límite para la flexión mecánica permitida en el diseño.

5.3 Sobre el sustrato

Para el diseño de la PIFA se ha elegido el sustrato Ultralam Rogers 3550 por sus propiedades de manufactura como la baja permitividad relativa, que permite un diseño más compacto. Otra propiedad de importancia es el espesor del sustrato que es una característica que permite la fabricación de un dispositivo suficientemente delgado y flexible.

5.4 Sobre el equipo

Las características del equipo son importantes en la medición de parámetros; de ello depende la exactitud de los resultados a la hora de realizar los cálculos. La precisión del trazado de puntos, también, otro factor importante son los dispositivos de calibración los cuales permiten adaptar el equipo de medición a las condiciones más reales en las que se someterá el dispositivo que se construirá, como lo es en este caso la PIFA.

5.5 Sobre los diagramas de radiación 3D

El software de simulación proporciona herramientas de utilidad como lo son los diagramas de radiación en 3D, debido a que estos permiten obtener una perspectiva de la orientación en la radiación respecto del trazado del diseño, además, se obtiene un análisis de la dirección para la máxima radiación, tal como se presentó en el capítulo 4 y que se muestra una perpendicularidad entre los diagramas de radiación localizados en el plano XY y en el plano YZ para las frecuencias 1800 MHz y 2.45 GHz respectivamente.

Apéndice A

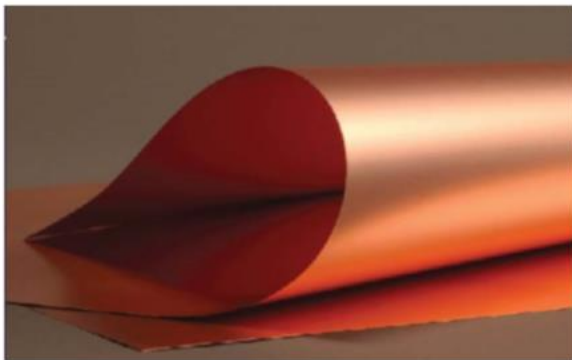
Hoja de datos del sustrato



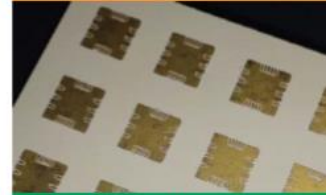
ULTRALAM® 3850HT Liquid Crystalline Polymer Circuit Material Double-Clad Laminates

The dielectric material used in ULTRALAM® 3850HT laminates has a melt temperature of 330C which can simplify the process of building multilayer boards and lead to increased yields. ULTRALAM 3850HT laminate circuit materials from Rogers Corporation, utilize highly temperature resistant liquid crystalline polymer (LCP) as the dielectric film. These products were developed specifically for single layer and multilayer substrate constructions. These adhesiveless laminates are well suited for high speed and high frequency applications used in mobile internet devices (phones/tablets), automotive radar, and moisture sensitive MMIC and chip packaging applications.

ULTRALAM 3850HT circuit materials are characterized by thin cores with low and stable dielectric constant and dielectric and copper loss, which are key requirements for high frequency, high-speed products. ULTRALAM 3850HT is offered as a double copper clad laminate offered in panels. It can be used, for multilayer constructions with ULTRALAM 3908 bonding film.



Data Sheet



FEATURES AND BENEFITS:

Higher melt temperature

- Greater multilayer processing window
- Reduced softening and improved multilayer registration
- Reduced outgassing helps to resist blister formation
- Survives multiple solder reflow exposures

Excellent high frequency properties

- Stable electrical properties for tightly controlled impedance matching
- Excellent thickness uniformity for maximum signal integrity
- Allows use of thinner dielectric layer with minimal signal distortion

Good dimensional stability, low modulus

- Bends easily for flex and conformal applications
- Offers design flexibility and maximizes circuit density requirements

Extremely low moisture absorption

- Reduces bake times
- Maintains stable electrical, mechanical and dimensional properties in humid environments

Flame resistant

- Halogen-free - Meets WEEE
- UL94VTM/0 - meets requirement for consumer products

SOME TYPICAL APPLICATIONS:

- High speed rigid flex boards
- MMIC/chip packaging
- Mobile phone/tablet antennas
- Hybrid substrates
- Automotive radar
- Mobile phone/tablet high speed cables

Advanced Connectivity Solutions
100 S. Roosevelt Avenue, Chandler, AZ 85226
Tel: 480-961-1382 Fax: 480-961-4533 www.rogerscorp.com

Property	Typical Value	Units	Test Method
Mechanical Properties			
Dimensional Stability	MD	-0.006	IPC 2.2.4 Condition B
	CMD	0.012	
	MD	-0.027	
	CMD	0.029	
Peel Strength	1.29 (7.38)	N/mm (lbs/in)	IPC 2.4.8 (1/2 oz. ED foil)
Initiation Tear Strength	1.9 (4.2)	Kg (lbs)	IPC 2.4.17 2 mil film
Tensile Strength	282 (41) MD 206 (30) CMD	MPa (Kpsi)	IPC 2.4.16
Tensile Modulus	3406 (494) MD 4047 (587) CMD	MPa (Kpsi)	IPC 2.4.19
Density	1.4	gm/cm ³	
Thermal Properties			
Coefficient of Thermal Expansion, CTE (30°C to 150°C)	X	18	IPC 2.4.41.3 4mil film
	Y	18	
	Z	200	
Solder Float, Method B (288°C)	PASS		IPC 2.4.13
Melting Temperature	330	C	DSC
Relative Thermal Index - RTI	mechanical	190	3850HT Addition to UL file pending
	electrical	240	
Thermal Conductivity	0.2	W/m ² /°K	ASTM C518
Thermal Coefficient of ε _r , -50°C to 150°C	(+) 24	ppm/°C	IPC 2.5.5.5, 8 GHz
Electrical Properties			
Dielectric Constant, 10 GHz, 23°C (Design)	3.14		Differential Phase Length, 4 mil, ½ oz RT VLP ED copper
Dissipation Factor, 10 GHz, 23°C	0.0020		
Surface Resistivity	1 x 10 ¹⁰	MOhm	IPC 2.5.17
Volume Resistivity	1 x 10 ¹²	MOhm cm	IPC 2.5.17
Dielectric Breakdown Strength	1378 (3500)	KV/cm (V/mil)	ASTM-D-149
Environmental Properties			
Chemical Resistance	98.7	%	IPC 2.3.4.2
Water Absorption (23°C, 24 hours)	0.04	%	IPC 2.6.2
Coefficient of Hygroscopic Expansion, CHE (60°C)	4	ppm/%RH	60°C
Flammability	VTM-0		UL-94

Typical values are a representation of an average value for the population of the property. For specification values contact Rogers Corporation.

Standard Thickness	Standard Panel Size	Standard Copper Cladding
0.001" (25µm) 0.002" (50µm) 0.004" (100µm) 0.007" (175µm)	18" X 12" (457mm x 305mm) panel 18" X 24" (457 mm x 610 mm) panel Custom sizes available upon request	½ oz. (9µm), ¾ oz. (18µm) Copper Type: Very low profile ED copper per IPC 4562 3.4.5 (<Rz 5.1 µm), ½ oz. (18µm), 1 oz. (35µm) & 2 oz. (70µm) rolled copper available upon request

The information contained in this datasheet is intended to assist you in designing with Rogers' liquid crystalline polymer circuit materials. It is not intended to and does not create any warranties, express or implied, including any warranty of merchantability or fitness for a particular purpose or that the results shown on this datasheet will be achieved by a user for a particular purpose. The user is responsible for determining the suitability of Rogers' liquid crystalline polymer circuit materials for each application. These commodities, technology and software are exported from the United States in accordance with the Export Administration regulations. Diversion contrary to U.S. law prohibited. ULTRALAM and the Rogers' logo are trademarks of Rogers Corporation or one of its subsidiaries
© 2019 Rogers Corporation, Printed in U.S.A. All rights reserved. Revised 1233 021216 Publication #92-103

Características del equipo

Analizador de cable y antenna: Site master.

El equipo es diseñado para la medición: de pérdidas por retorno, VSWR, pérdidas de Cable y de sistemas de cable-antena. Posee un rango de 25 MHz a 4 GHz. La medición integrada de distancia a falla puede ser usada para localizar la precisión por una falla dentro de un sistema en la línea de alimentación. Integra una alta aproximación de medición de potencia y un potente monitor, el equipo se muestra en la Figura A1.



Figura A1. Analizador de cable y antenna.

El Site Master posee un puerto para la conexión de antena, además de un conector de configuración serial para la transferencia de datos, en la Figura A2 se presenta una vista de estos puertos. El trazo o división del monitor puede ser escalada con marcadores de frecuencia y líneas de límite.



Figura A2. Vista superior del analizador.

Características y hoja de datos de los componentes

Terminales: Open, Short y Load (OSL).

Los componentes utilizados para la calibración del equipo son de manufactura especial debido a que permite adaptar el equipo con las condiciones del entorno, en la Figura A3 se muestran los componentes de calibración, terminal Abierto (Open), terminal Corto (Short) y terminal de Carga (Load).



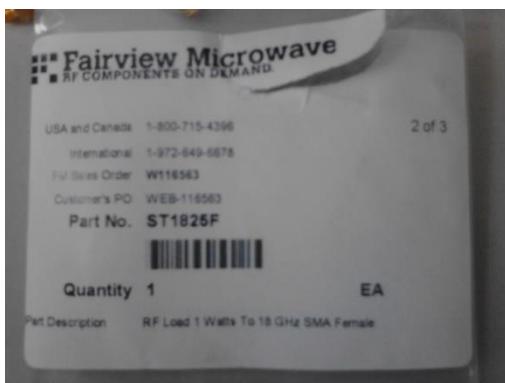
a)



b)

Figura A3. Componentes de calibración.

En la Figura A4 se presentan las características de empaque de los componentes de calibración.



a)



b)



c)

Figura A4. Características de empaque de componentes de calibración.

Características de cables de alimentación.

Los cables utilizados en las mediciones del coeficiente de reflexión poseen la característica de operación en la banda de microondas, con una pérdida de potencia de 1 dB, en la Figura A5 se muestran las condiciones de los cables.



Figura A5. Cables para la medición de señales de microondas.

Referencias

- [1]. Das, R.N.; Egitto, F.D.; Poliks, M., "Development of biocompatible coatings on flexible electronics," in Electronic Components and Technology Conference (ECTC), 2013 IEEE 63rd , vol., no., pp.1060-1065, 28-31 May 2013.,doi: 10.1109/ECTC.2013.6575704.
- [2]. Honda, W., Harada, S., Arie, T., Akita, S. and Takei, K. (2014), Wearable, Human-Interactive, Health-Monitoring, Wireless Devices Fabricated by Macroscale Printing Techniques. *Adv. Funct. Mater.*, 24: 3299–3304. doi: 10.1002/adfm.201303874.
- [3]. Nathan, A.; Ahnood, A.; Cole, Matthew T.; Sungsik Lee; Suzuki, Y.; Hiralal, P.; Bonaccorso, F.; Hasan, T.; Garcia-Gancedo, L.; Dyadyusha, A.; Haque, S.; Andrew, P.; Hofmann, S.; Moultrie, J.; Daping Chu; Flewitt, A.J.; Ferrari, A.C.; Kelly, M.J.; Robertson, J.; Amaratunga, G.; Milne, William I., "Flexible Electronics: The Next Ubiquitous Platform," in Proceedings of the IEEE , vol.100, no.Special Centennial Issue, pp.1486-1517, May 13 2012
doi: 10.1109/JPROC.2012.2190168.
- [4]. Khaleel, H.R.; Al-Rizzo, H.M.; Rucker, D.G., "Compact Polyimide-Based Antennas for Flexible Displays," in Display Technology, Journal of , vol.8, no.2, pp.91-97, Feb. 2012
doi: 10.1109/JDT.2011.2164235.
- [5]. Wong, William S., Salleo, Alberto (Eds.), *Flexible Electronics Materials and Applications*, Springer, 2009.
- [6]. Carles Fernández-Prades, Hendrik Rogier, Ana Collado, and Manos M. Tentzeris, "Flexible Substrate Antennas," *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2012, Article ID 746360, 2 pages, 2012. doi:10.1155/2012/746360.
- [7]. Alqadami, A.S.M.; Jamlos, M.F., "Design and development of a flexible and elastic UWB wearable antenna on PDMS substrate," in Applied Electromagnetics (APACE), 2014 IEEE Asia-Pacific Conference on , vol., no., pp.27-30, 8-10 Dec. 2014.
- [8]. Subramaniam, S.; Dhar, S.; Patra, K.; Gupta, B.; Osman, L.; Zeouga, K.; Gharsallah, A., "Miniaturization of wearable electro-textile antennas using Minkowski fractal geometry," in Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), 2014 IEEE , vol., no., pp.309-310, 6-11 July 2014
doi: 10.1109/APS.2014.6904486.
- [9]. Trajkovikj, J.; Zurcher, J.-F.; Skrivervik, A., "Soft and flexible UHF antennas for W-BAN applications," in Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), 2014 IEEE , vol., no., pp.305-306, 6-11 July 2014
doi: 10.1109/APS.2014.6904484.

- [10]. El-sheakh, D.M.; Safwat, A.M.E., "Multi-band CPW- fed printed IFA," in Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), 2012 IEEE , vol., no., pp.1-2, 8-14 July 2012 doi: 10.1109/APS.2012.6347977
- [11]. Loizou, L.; Buckley, J.; O'Flynn, B., "Design and Analysis of a Dual-Band Inverted-F Antenna With Orthogonal Frequency-Controlled Radiation Planes," in Antennas and Propagation, IEEE Transactions on , vol.61, no.8, pp.3946-3951, Aug. 2013 doi: 10.1109/TAP.2013.2260316.
- [12]. Yu-Shin Wang; Ming-Chou Lee; Shyh-Jong Chung, "Two PIFA-Related Miniaturized Dual-Band Antennas," in Antennas and Propagation, IEEE Transactions on , vol.55, no.3, pp.805-811, March 2007 doi: 10.1109/TAP.2007.891843.
- [13]. Abbosh, A.; Al-Rizzo, H.; Abushamleh, S.; Bihnam, A.; Khaleel, H.R., "Flexible CPW-IFA antenna for wearable electronic devices," in Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), 2014 IEEE , vol., no., pp.1720-1721, 6-11 July 2014 doi: 10.1109/APS.2014.6905186.
- [14]. Balanis A. Constantine. ANTENNA THEORY ANALYSIS AN DESIGN. Third edition. U.S.A: Wiley interscience 2005.
- [15]. Anguera Jaume; Pérez Antonio. TEORÍA DE ANTENAS Guía de estudio. España: Creative Commons Deed 2008. (Sin obra derivada 2.5: Ingeniería La Salle, estudios semipresenciales).
- [16]. Cardama Aznar Ángel; [et alt]. Antenas. España: Ediciones UPC 2002. (Primera edición: Septiembre de 1998).
- [17]. Couch, W. Leon, II. Sistemas de comunicaciones digitales y analógicos. México, 2008. Séptima edición. Pearson educación.
- [18]. Wadell, Brian C. Transmission line design handbook. U.S.A. Boston, Massachusetts, 1991. Teradyne, Inc.
- [19]. Tomasi, Wayne. Sistemas de comunicaciones electrónicas. Cuarta edición. Pearson, Prentice Hall.
- [20]. O.Bayarmaa1; Kab-ki Kim; Young-Hun Lee. "Multi-band Planar Inverted-F Antenna for mobile communication aplicaciones", Advanced Science and Technology Letters Vol.51 (CES-CUBE 2014), pp.192-196 <http://dx.doi.org/10.14257/astl.2014.51.44>.
- [21]. Adnan Iftikhar; Muhammad Nadeem Rafiq; Muhammad Mubeen Masud; Bilal Ijaz; Sayan Roy; Benjamin D. Braaten, "A Dual Band Balanced Planar Inverted F Antenna

(PIFA) for Mobile Applications”, Department of Electrical and Computer Engineering North Dakota State University Fargo, ND, USA 58102.

[22]. K. Rama Krishna; G Sambasiva Rao; P.R.Ratna Raju.K, “Design and Simulation of Dual Band Planar Inverted F Antenna (PIFA) For Mobile Handset Applications”, International Journal of Antennas (JANT) Vol.1, No.1, October 2015.

[23]. Hoon Park; Kyungho Chung; Jaehoon Choi, Member IEEE, “Design of a Planar Inverted-F Antenna With Very Wide Impedance Bandwidth”, IEEE microwave an wireless components letters, vol. 16, No. 3, March 2006.

[24]. Mr. Prapoch Jirasakulporn, “A Coplanar Waveguide-Fed Inverted-F Slot Antenna”, Major Field: Communications Engineering King Mongkut's Institute of Technology North Bangkok, Thesis Advisor: Associate Professor Dr.Prayoot Akkaraekthalin, Academic Year: 2007.

[25]. Ahmad Rashidy Razali; Amin M Abbosh; Marco A Antoniadis, “Compact Planar Multiband Antennas for Mobile Applications”, <http://dx.doi.org/10.5772/52053>.

[26]. <http://www.us.anritsu.com>.