

UNIVERSIDAD DE SONORA



**DISEÑO, SIMULACIÓN Y FABRICACIÓN DE
ANTENAS MICROSTRIP PARA SISTEMAS
DE COMUNICACIONES INALÁMBRICOS**

TESIS

PARA OBTENER EL TÍTULO DE

MAESTRO EN CIENCIAS EN ELECTRÓNICA

PRESENTA

RENZO EMMANUEL TAPIA RODRÍGUEZ

DIRECTOR: ALEJANDRO GARCÍA JUÁREZ

CODIRECTOR: JOSÉ RAFAEL BENITO NORIEGA LUNA

HERMOSILLO, SON.

2018

“Con fundamento en los artículos 21 y 27 de la Ley Federal del Derecho de Autor y como titular de los derechos moral y patrimonial de la obra titulada **“Diseño, simulación y fabricación de antenas microstrip para sistemas de comunicaciones inalámbricos.”**, otorgo de manera gratuita y permanente a la Universidad de Sonora y a la Biblioteca Central, la autorización para que fijen la obra en cualquier medio, incluido el electrónico, y la divulguen entre sus usuarios, profesores, estudiantes o terceras personas, sin que pueda percibir por tal divulgación una contraprestación”.

AUTOR

FECHA

FIRMA

Resumen

Actualmente, tenemos la capacidad de enviar enormes cantidades de información vía inalámbrica por largos periodos de tiempo. Hoy en día existen sistemas que trabajan en diferentes bandas de frecuencia bajo los estándares de IEEE (Bluetooth, Zig Bee, TV digital, radar, redes 4G y 5G, Wi-MAX, WLAN). El desarrollo tecnológico de las antenas de radiofrecuencia (RF) y microondas, ha influido enormemente en la mejora de dichos sistemas de comunicaciones: mayor capacidad de transmisión de información, mayor cobertura, bajo consumo de potencia, bajo costo de fabricación, entre otros. Una de las tecnologías mas recientes son las antenas microstrip, que cumplen con la mayoría de las características antes mencionadas.

En este trabajo de tesis, se propone el diseño, simulación y fabricación de dos tipos de antenas microstrip. El primer diseño es una antena monopolo de $\lambda/4$ y el segundo diseño es una antena logoperiódica. Estas antenas microstrip fueron implementadas en dos sistemas de comunicaciones inalámbricos: un sistema unidireccional y uno bidireccional. Por tanto, se realiza un análisis completo de los parámetros característicos de ambos diseños y la comparación del desempeño de ambas antenas en los sistemas de comunicaciones inalámbricos.

Ambos diseños de antenas microstrip (monopolo $\lambda/4$ y logoperiódica), tienen un gran ancho de banda, tienen un perfil bajo en tamaño físico, son rápidas de fabricar, tienen un bajo costo y cuentan con diferente patrón de radiación. Estas antenas se implementaron en un sistema de comunicaciones transmitiendo señales de TV moduladas en canal 3 y 4 (61.25 MHz y 67.25 MHz, respectivamente).

Dedicatoria

A Corina, mi madre.

Agradecimientos

Agradezco primeramente a mis padres Manuel Tapia y Corina Rodríguez por haberme inculcado la disciplina y la perseverancia que, día con día, fueron los valores que influyeron enormemente en mi proceso de formación como estudiante y profesionista. Gracias eternamente. Asimismo, agradezco a mis hermanos Aldo Tapia y Daniel Tapia, por todo el apoyo incondicional que me brindaron a lo largo de esta etapa de formación académica. Siempre estaremos unidos.

Al personal académico del Departamento de Investigación en Física de la Universidad de Sonora (DIFUS), al hacer un gran esfuerzo por formar intelecto de muy alto nivel académico e inculcar siempre la autonomía y el autoaprendizaje.

A mi tutor Dr. Alejandro García Juárez, por apoyarme en todo momento y convertirse en un gran amigo. Hemos formado un gran equipo de trabajo en el área de sistemas de comunicaciones electrónicos. A mi cotutor el Dr. José Rafael Benito Noriega Luna, por sus consejos y jugar un papel importante en la fabricación de las antenas.

Al Dr. José Olvera Cervantes, por su apoyo en el proceso de diseño de la antena logoperiódica en el Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y Electrónica (INAOE). También al Dr. Enrique Ignacio Zaldivar Huerta, por realizar una colaboración excelente entre la UNISON y el INAOE.

A todos mis compañeros de maestría por haber estado en colaboración constante y por formar parte de un gran equipo de trabajo. Le agradezco

X

especialmente mis compañeros: M.C. José Antonio Icedo, M.C. Mario Orocio, Ing. Arturo Espinoza, M.C. Jorge Arizaga, M.C. José Humberto Abril, Ing. Antonio Gallardo, Ing. Francisco Arizaga, Ing. Anderson Romero, Ing. Joan Coballes, Ing. Omar Paredes. A todos ustedes por todo el apoyo y el gran compañerismo.

Para finalizar, un agradecimiento especial a mis amigos "los salsas" por haber compartido toda una vida de amistad, que seguramente durará muchos años más.

Índice general

Resumen	V
Dedicatoria	VII
Agradecimientos	IX
Índice de figuras	XV
Índice de tablas	XIX
1. Introducción General	1
1.1. Introducción	1
1.2. Introducción a la Ingeniería de Microondas	3
1.2.1. Características y Ventajas	3
1.2.2. Aplicaciones	4
1.3. Estado del Arte de Antenas Impresas	6
1.4. Hipótesis	7
1.5. Objetivo General	7
1.5.1. Objetivos Específicos	7
1.6. Motivación	8
1.7. Organización de la Tesis	8
2. Teoría de Antenas.	11
2.1. Introducción	11
2.2. Antenas	11
2.3. Antenas y Sistemas de Radiofrecuencia	12

2.4.	Parámetros Básicos de una Antena	13
2.4.1.	Patrón de Radiación	13
2.4.2.	Intensidad de Radiación	14
2.4.3.	Directividad	14
2.4.4.	Eficiencia	14
2.4.5.	Ganancia	15
2.4.6.	Ancho de Banda	15
2.4.7.	Polarización	16
2.4.8.	Impedancia de entrada.	16
2.5.	Antenas de cable	16
2.6.	Antenas Microstrip	25
2.6.1.	Ventajas	25
2.6.2.	Aplicaciones	26
2.6.3.	Métodos de Análisis	26
2.6.4.	Equivalencia de geometrías	30
2.6.5.	Técnicas de Alimentación	31
3.	Diseño, Simulación, Fabricación y Caracterización de las Antenas	33
3.1.	Introducción	33
3.2.	Diseño de Antena Monopolo de $\lambda/4$	33
3.2.1.	Aspectos Preliminares	34
3.2.2.	Proceso de Diseño	35
3.2.3.	Resultados de Simulación	39
3.2.4.	Resultados de Fabricación y Caracterización	44
3.3.	Diseño de Antena Logoperiódica	45
3.3.1.	Resumen	45
3.3.2.	Aspectos Preliminares	46
3.3.3.	Proceso de Diseño	47
3.3.4.	Resultados de Simulación	51
3.3.5.	Resultados de Fabricación y Caracterización	57
4.	Integración de Antenas en Sistemas de Comunicaciones	59
4.1.	Sistema de comunicaciones Point-to-Point	60
4.1.1.	Pruebas con antena monopolo de $\lambda/4$	61
4.1.2.	Pruebas con antena logoperiódica	64

<i>ÍNDICE GENERAL</i>	XIII
4.2. Sistema de comunicaciones bidireccional	66
4.2.1. Pruebas con antena monopolo de $\lambda/4$	67
4.2.2. Pruebas con antena logoperiódica	71
Conclusiones	74
Bibliografía	77
Apéndice A: Sustratos de Antenas Microstrip	83
Apéndice B: Proceso de Fabricación	85
Apéndice C: Artículo Publicado	87

Índice de figuras

1.1.	Diagrama esquemático de un sistema de comunicaciones utilizando cualquier medio de transmisión (cable, fibra o aire). [1]	2
1.2.	Diagrama esquemático de la variedad de sistemas inalámbricos del presente y futuro. [2]. Algunas imágenes obtenidas de Creative Commons con licencia libre y certificada por GNU General Public License y otras imágenes de libre dominio. .	2
2.1.	La antena como dispositivo de transición [3]	12
2.2.	Patrón de radiación omnidireccional [3].	14
2.3.	Evolución del dipolo cilíndrico de longitud l y diámetro d [4].	17
2.4.	Estructura y dimensiones de una antena logoperiódica [3].	18
2.5.	Estructura y dimensiones de una antena logoperiódica [3].	20
2.6.	Arreglo de dipolos con conexión recta [3].	21
2.7.	Arreglo de dipolos con conexión cruzada [3].	22
2.8.	Arreglo de dipolos con conexión coaxial [3].	23
2.9.	Estructura de una línea microstrip [3].	27
2.10.	Líneas de campo eléctrico y magnético [5].	27
2.11.	Distribución de campo electromagnético de una línea de transmisión de guía de onda coplanar (CPW). [4]	30
2.12.	Equivalencia de geometrías de una línea de cobre cilíndrica y una línea de cobre plana. [4]	30
3.1.	Estructura de antena monopolo de $\lambda/4$	36
3.2.	Estructura de antena monopolo de $\lambda/4$	38

3.3. Simulación de pérdidas de retorno (S_{11}) de antena monopolo de $\lambda/4$ en función de (a) L_3 (b) W_g y (c) W_3 . (d) Simulación y Medición de pérdidas de retorno (S_{11})	40
3.4. Patrón de radiación de antena monopolo de $\lambda/4$. (—) Polarización deseada E_θ y (- - -) Polarización cruzada E_ϕ	42
3.5. Distribución de corriente superficial de antena propuesta a (a) 3.3 GHz y (b) 5 GHz	43
3.6. Estructura de antena monopolo de $\lambda/4$	44
3.7. Pérdida de retorno simulada y medida de antena monopolo de $\lambda/4$ propuesta	45
3.8. Estructura de antena logoperiódica	47
3.9. (a) Simulación de parámetro S(1,1) de antena logoperiódica con 10 elementos o dipolos (rojo) en comparación con 11 elementos (azul). (b) Simulación de parámetro VSWR de antena logoperiódica variando el ancho de la línea de alimentación	52
3.10. Patrón de radiación de antena logoperiódica a 2 GHz. (—) Polarización deseada E_θ y (- - -) Polarización cruzada E_ϕ	53
3.11. Patrón de radiación de antena logoperiódica a 3.3 GHz. (—) Polarización deseada E_θ y (- - -) Polarización cruzada E_ϕ	54
3.12. Patrón de radiación de antena logoperiódica a 5.3 GHz. (—) Polarización deseada E_θ y (- - -) Polarización cruzada E_ϕ	55
3.13. Flujo de corriente superficial de antena logoperiódica en (a) 2GHz (b) 3.3GHz y (c) 5.3 GHz	56
3.14. Pérdida de retorno simulada y medida de antena logoperiódica propuesta	57
3.15. Pérdida de retorno simulada y medida de antena logoperiódica propuesta	58
4.1. Esquema de sistema de comunicaciones unidireccional o punto a punto	60
4.2. Densidad espectral de potencia de canal 3 (61.25 MHz) y canal 4 (67.25 MHz).	61

4.3. Espectro de señales de video transmitidas y recibidas con dos antenas monopolo. (a) Espectro de potencia de señal de video modulada en canal 3 y 4, modulada en una subportadora de 3.3 GHz. Ésta señal fué radiada por la antena monopolo 1. (b) Espectro de potencia de señal de video recibida por antena monopolo 2.	62
4.4. Densidad espectral de potencia de señal de video recuperada (canal 3 y 4).	63
4.5. Sistema de comunicaciones unidireccional implementando antenas monopolo $\lambda/4$	63
4.6. Espectro de señales de video transmitidas y recibidas con dos antenas logoperiódicas. (a) Espectro de potencia de señal de video modulada en canal 3 y 4, modulada en una subportadora de 3.3 GHz. Esta señal fue radiada por la antena logoperiódica 1. (b)Espectro de potencia de señal de video recibida por antena logoperiódica 2.	64
4.7. Densidad espectral de potencia de señal de video recuperada (canal 3 y 4).	65
4.8. Sistema de comunicaciones unidireccional implementando antenas logoperiódicas.	66
4.9. Esquema de sistema de comunicaciones bidireccional o full duplex.	67
4.10. Espectro de señales de video transmitidas con antena monopolo. (a) Espectro de señal de video (modulada en canal 3) transmitiéndose desde MODEM A. (b) Espectro de señal de video (modulada en canal 4) transmitiéndose desde MODEM B.	68
4.11. Espectro de señal de video montadas en portadoras 2.8 GHz y 3.22 GHz de MODEM A y MODEM B, respectivamente.	69
4.12. Espectro de señales de video recuperadas con antena monopolo. (a) Espectro de señal de video (modulada en canal 3) recuperada en MODEM B. (b) Espectro de señal de video (modulada en canal 4) recuperada MODEM A.	70
4.13. Sistema de comunicaciones bidireccional implementando antenas monopolo $\lambda/4$	70

4.14. Espectro de señales de video transmitidas con antena logoperiódica. (a) Espectro de señal de video (modulada en canal 3) transmitiéndose desde MODEM A. (b) Espectro de señal de video (modulada en canal 4) transmitiéndose desde MODEM B.	71
4.15. Espectro de señal de video montadas en portadoras 2.11 GHz y 2.3 GHz de MODEM A y MODEM B, respectivamente. .	72
4.16. Espectro de señales de video recuperadas con antena logoperiódica. (a) Espectro de señal de video (modulada en canal 3) recuperada en MODEM B. (b) Espectro de señal de video (modulada en canal 4) recuperada MODEM A.	73
4.17. Sistema de comunicaciones bidireccional implementando antenas logoperiódicas.	73
18. LPKF ProtoMat H100	86

Índice de tablas

1.1. Bandas de frecuencias de uso comercial o militar. [5]	4
3.1. Dimensiones de la antena monopolo de $\lambda/4$	39
3.2. Dimensiones de los elementos o dipolos de la antena logoperiódica.	51

Capítulo 1

Introducción General

1.1. Introducción

En los últimos años, los sistemas inalámbricos han contribuido enormemente en la sociedad. La demanda de usuarios por transmitir la mayor cantidad de información, a una mayor velocidad, a un menor costo y con una mayor cobertura, ha originado el desarrollo tecnológico de los sistemas de comunicaciones inalámbricos. Una tecnología que juega un papel importante en estos sistemas de comunicaciones inalámbricos, es el transductor o antena, que se encarga de convertir la energía guiada a energía electromagnética (y viceversa) [3]. Por tanto, se han realizado un arduo trabajo de investigación para el desarrollo de antenas, puesto que permite el funcionamiento de estos sistemas de comunicación inalámbricos. En la figura 1.1, se ilustra el diagrama esquemático de un sistema de comunicaciones con sus dos subdivisiones más importantes: transmisor y receptor. En el transmisor, el paso inicial es el procesamiento de la señal de información entrante (como filtrado y amplificación de bajo ruido). Después, en el convertidor de subida, se genera una señal portadora que es modulada por la señal de información y enviada por un medio o canal de transmisión (un cable, una antena, fibra óptica). Cualquier medio de transmisión puede generar ciertas señales de ruido o atenuaciones en las señales a transmitir. En el receptor, se recuperan las señales con el uso de un convertidor de bajada y de igual forma, se recuperan las señales con el uso de portadoras. Finalmente, se procesan las señales recuperadas con el objetivo de que la

información llegue al usuario final o destinatario.

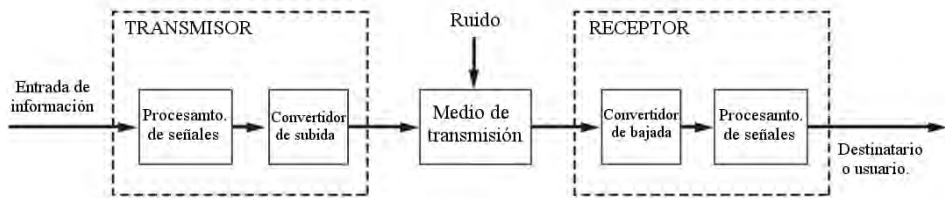


Figura 1.1: Diagrama esquemático de un sistema de comunicaciones utilizando cualquier medio de transmisión (cable, fibra o aire). [1]

En la figura 1.2 se muestra un esquema con una variedad de sistemas inalámbricos de telefonía celular, comunicaciones satelitales, así como redes de área local (WLAN) y sistemas de corto alcance como lo es el Bluetooth.

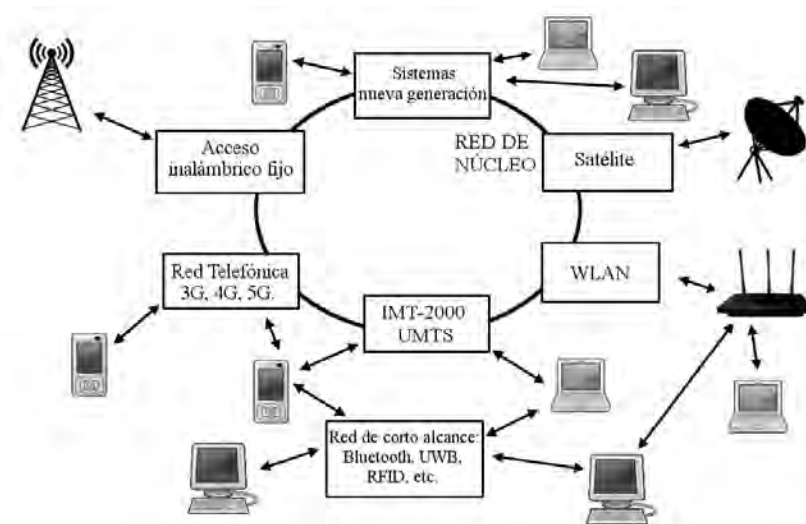


Figura 1.2: Diagrama esquemático de la variedad de sistemas inalámbricos del presente y futuro. [2]. Algunas imágenes obtenidas de Creative Commons con licencia libre y certificada por GNU General Public License y otras imágenes de libre dominio.

También se muestran los sistemas de nueva generación que transportan paquetes de información y servicios en una sola red [2]. Uno de los mayores retos en el diseño de antenas, es realizar su fabricación en la menor escala posible con un gran ancho de banda para su posterior integración en sistemas de comunicaciones inalámbricos.

1.2. Introducción a la Ingeniería de Microondas

El campo de la ingeniería de radio frecuencia (RF) y de microondas, abarca el estudio de señales de corriente alterna con frecuencias en el rango de 100 MHz hasta 1000 GHz. Las frecuencias de RF, van desde la banda de muy alta frecuencia (VHF) (30-300 MHz) hasta la banda de ultra alta frecuencia (UHF) (300-3000 MHz), mientras que el término *microondas* se usa típicamente para frecuencias del rango de 3-300 GHz, con una longitud de onda entre $\lambda = c/f = 10\text{cm}$ y $\lambda = 1\text{mm}$, respectivamente [5]. Las señales con longitudes de onda en el orden de milímetros son referidos como *ondas milimétricas*. En la tabla 1.1 se enlistan los canales y bandas de RF y de microondas con sus respectivos rangos de frecuencias [5].

En el rango de frecuencias de microondas, no es posible utilizar la teoría de circuitos estándar para resolver problemas de ingeniería de microondas. Esto se debe a que los componentes de microondas actúan como *elementos distribuidos*, en donde la fase del voltaje y la corriente cambia significativamente a través del dispositivo. Es por ello que, generalmente hay mayor interés en la magnitud de parámetros como potencia, impedancia, voltaje y corriente en las terminales [5].

1.2.1. Características y Ventajas

Las siguientes consideraciones podrían resultar útiles en la práctica:

- La ganancia de la antena es proporcional al tamaño eléctrico de la antena. Es decir, a frecuencias muy elevadas, la antena presenta una mayor ganancia, lo cual es una característica favorable en sistemas de microondas [5].
- Las señales de microondas que viajan en línea de vista no son afectadas por la ionosfera. Esto favorece a los sistemas de comunicaciones

Tabla 1.1: Bandas de frecuencias de uso comercial o militar. [5]

Canal	Frecuencia	Designación de Bandas	Frecuencia
AM	535-1605 kHz	Frecuencia media	300 kHz-3 MHz
Radio de onda corta	3-30 MHz	Frecuencia alta (HF)	3 MHz-30 MHz
FM	88-108 MHz	Frecuencia muy alta (VHF)	30 MHz-300 MHz
VHF TV (2-4)	54-72 MHz	Frecuencia ultra alta (UHF)	300 MHz-3 GHz
VHF TV (5-6)	76-88 MHz	Banda L	1-2 GHz
UHF TV (7-13)	174-216 MHz	Banda S	2-4 GHz
UHF TV (14-83)	470-890 MHz	Banda C	4-8 GHz
Telefonía celular (EUA)	824-849 MHz	Banda X	8-12 GHz
	869-894 MHz	Banda Ku	12-18 GHz
GSM celular (Europa)	880-915 MHz	Banda K	18-26 GHz
	928-960 MHz	Banda Ka	26-40 GHz
GPS	1575.42 MHz	Banda U	40-60 GHz
	1227.6 MHz	Banda V	50-75 GHz
Horno de microondas	2.45 GHz	Banda E	60-90 GHz
DBS (EUA)	11.7-12.5 GHz	Banda W	75-110 GHz
ISM (EUA)	902-928 MHz	Banda F	90-140 GHz
	2.400-2.484 GHz		
	5.725-5.850 GHz		
Radio UWB (EUA)	3.1-10.6 GHz		

satelitales. [5].

- Se puede obtener un mayor ancho de banda (directamente asociado con la tasa de transmisión de datos) en altas frecuencias. Esto es favorable para los sistemas de comunicaciones inalámbricos [3].

1.2.2. Aplicaciones

En la mayoría de las aplicaciones con tecnología de RF y microondas se encuentran sistemas de comunicaciones con redes inalámbricas, sistemas de seguridad inalámbricos, sistemas de radar, sensores remotos y sistemas electrónicos de uso médico. La telefonía inalámbrica moderna se basa en el concepto de *reúso de frecuencia celular*, que fue una técnica propuesta por los Laboratorios Bell en 1947 e implementada por primera vez hasta 1970 [5]. Hasta ese momento, los avances en miniaturización de tecno-

logía electrónica, así como el incremento en la demanda en comunicaciones inalámbricas, originó a la introducción de nuevos sistemas de telefonía celular en Europa, Estados Unidos y Japón [5]. Estos sistemas son referidos como sistemas celulares de *primera generación* o 1G. Los sistemas celulares de *segunda generación* lograron un mejor desempeño utilizando esquemas de modulación digital, con sistemas como GSM, CDMA, DAMPS, PCS y PHS, siendo algunos de los estándares más utilizados en 1990 en Estados Unidos, Europa y Japón. Gracias a estas técnica de múltiple acceso es posible que varios usuarios puedan acceder en un mismo canal de comunicación, al mismo tiempo y a largas distancias [6]. Estos sistemas pueden procesar voz digitalizada, así como señales de datos, con tasas de transmisión típicos entre 8 y 14 kbps. En años más recientes, ha surgido una gran variedad de nuevos estándares que han llevado a los servicios de conectividad personal que incluyen transmisión de voz, texto, datos, ubicación y acceso a internet. Estos estándares se conocen como 2.5G, 3G, 3.5G, 3.75G, 4G y 5G. Se espera que la tecnología 5G se implemente en 2020 y alcance desde los 10GBps hasta los 20GBps de subida. [5] Los sistemas satelitales también dependen de tecnología de RF y microondas, estos han sido desarrollados para proveer servicios de comunicación de voz, video y conexiones de datos a la telefonía celular en todo el mundo. Las redes de área local inalámbricas (WLANs) proveen una alta velocidad de transmisión en dispositivos móviles en distancias cortas, y la gran demanda de esta tecnología ha permanecido constante [6]. El estándar de *Interoperabilidad Mundial para Acceso por Microondas* (WiMAX) pertenece a los sistemas más recientes, diseñados para proveer una comunicación de datos de alta velocidad (>10 MBps) a lo largo de largas distancias desde enlaces de punto a punto hasta un acceso completo a teléfonos celulares a una banda ancha de frecuencias. El estándar original de WiMAX con norma IEEE 802.16 fue especificado de 10 a 66 GHz. Después fué actualizado en 2004 a IEEE 802.16-2004 y se agregó un nuevo rango de frecuencias que va de 2 a 11 GHz. El ancho de banda de frecuencia es extremadamente ancha, sin embargo, las bandas de frecuencia más utilizadas de WiMAX, se encuentran alrededor de 3.5 GHz, 2.3/2.5 GHz y 5 GHz. En la referencia [7], se propone implementar una conectividad más eficiente y rápida a través de WiFi Direct entre dispositivos o usuarios. Los sistemas de radar, tienen aplicaciones en el campo militar, comercial y científico. En el campo

militar , es utilizado para detectar y localizar objetos en el aire, tierra y mar, así como guía de misiles y control de disparo. En el sector comercial, la tecnología de radar se utiliza para el control de tráfico aéreo, detectores de movimiento (alarmas y puertas de seguridad), evasión de vehículos, y medición a distancia. Entre las aplicaciones científicas, se encuentran la predicción del clima, sensores remotos en la atmósfera, océanos y el suelo, así como en diagnósticos y terapias médicas [1].

1.3. Estado del Arte de Antenas Impresas

El gran crecimiento y la enorme demanda de usuarios para utilizar redes de comunicación inalámbrica, han influido enormemente en el desarrollo de nuevas tecnologías y dispositivos electrónicos (como filtros, resonadores, antenas, etcétera). El principal objetivo es mejorar el desempeño de los sistemas de comunicaciones inalámbricos. Una de las tecnologías más recientes en el estudio de sistemas de comunicaciones es la antena impresa o antena *microstrip* (microcinta). Este tipo de antenas cuentan con características particulares que favorecen el desempeño de los sistemas de comunicaciones inalámbricos. Como lo es su gran ancho de banda, bajo consumo de potencia, gran cobertura, alta ganancia, bajo costo, fácil y rápida fabricación, su capacidad para integrarse con componentes y en sistemas de comunicaciones. Además, las antenas microstrip tienen un gran uso en sistemas de comunicaciones comerciales y militares a lo largo del gran espectro de frecuencia de 3.1-10.6 GHz [8]. Algunas de las aplicaciones más relevantes son la identificación por radio frecuencia (RFID, del inglés Radio-Frequency Identification), radiodifusión, sistemas móviles, sistemas de localización (GPS, del inglés Global Positioning System), televisión, sistemas satelitales, sensores remotos, el procesamiento de imágenes, entre otros [8]. Los sistemas de comunicaciones inalámbricas más modernos involucran técnicas de modulación por multiplexación utilizando varias bandas de frecuencia (OFDM, del inglés Orthogonal Frequency Division). Lo cual requiere el uso de antenas de un gran ancho de banda para la transmisión de información a través de diferentes bandas de frecuencia con el uso de varias portadoras [9]. Hoy en día, el uso de la tecnología de fibra óptica ha sido un factor muy importante en el avance en los sistemas de comunicaciones inalámbricos. Actualmente, existen sistemas de fibra-radio (RoF, del

inglés Radio-over-Fiber) que integran filtros de microondas y antenas para realizar sistemas de comunicación inalámbricos que requieren de un ancho de banda [1]. Estos sistemas operan con una tasa de transmisión de alta velocidad, lo cual permite el uso de grandes rangos de frecuencias. En la referencia [10], se presenta una aplicación interesante, en donde se realiza un esquema híbrido para la transmisión de señales de video analógico y digital. Asimismo, es posible implementar filtros con la misma tecnología microstrip en sistemas de comunicaciones. En las referencias [11] y [12], se implementan filtros microstrip (pasa bajas y pasa banda, respectivamente) en diferentes esquemas de sistemas de comunicaciones fibra-radio. En un futuro cercano, el concepto de sistemas de comunicaciones inalámbricos 5G full-duplex tendrá como objetivo, integrar sistemas de múltiple acceso (MIMO, del inglés Multiple-Input Multiple-Output) para la transmisión de grandes cantidades de datos, a una alta velocidad, con mayor capacidad de usuarios y en tiempo real [13]. Para lograr esto, se requiere incrementar la tasa de transmisión de datos, una alta eficiencia espectral, mejorar el rendimiento y la estabilidad y lograr una mayor capacidad de red [14].

1.4. Hipótesis

Las antenas impresas o microstrip, cuentan con características y capacidad necesarias para transmitir señales de TV satisfactoriamente en un esquema de transmisión unidireccional y bidireccional, operando en la banda S (2-4GHz).

1.5. Objetivo General

Diseñar, fabricar y caracterizar dos tipos de antenas impresas operando en la banda S y comparar el desempeño de ambas antenas a través de su integración en dos tipos de sistemas de comunicaciones (unidireccional y bidireccional) para la transmisión de señales de TV.

1.5.1. Objetivos Específicos

- Diseñar, fabricar y caracterizar una antena impresa monopolo $\lambda/4$ de banda ancha y una antena impresa logoperiódica.

- Integrar un par de antenas microstrip en un sistema de comunicaciones unidireccional y en uno bidireccional
- Comparar el desempeño de ambas antenas fabricadas en los dos sistemas de comunicaciones.

1.6. Motivación

Debido a la gran demanda de la sociedad por transmitir grandes cantidades de información de manera inalámbrica, resulta interesante proponer nuevas tecnologías que permitan el avance en el estudio de componentes de radiofrecuencia, como las antenas. Se propone el diseño de antenas microstrip, dado que, además de contar con características muy benéficas (como bajo perfil físico, bajo consumo de potencia, de bajo costo, etc.) es una tecnología novedosa con innumerables aplicaciones. Aunado a eso, la integración de ambas antenas en un sistema de comunicaciones inalámbrico, permite evaluar el desempeño de la antena y comprobar que el resultado del diseño de antenas es el esperado.

1.7. Organización de la Tesis

El presente trabajo se organiza en cuatro capítulos y se describen a continuación:

- **Capítulo 1: Introducción.** Este capítulo contiene una breve introducción a los sistemas de comunicaciones más recientes y la importancia del diseño de la antena para su posterior integración. Además, se incluyen algunos de los avances más significativos en relación al diseño de antenas impresas o microstrip. Finalmente, se describen los objetivos principales y la motivación de este trabajo de tesis.
- **Capítulo 2: Teoría de Antenas.** Se presenta una breve introducción a teoría de antenas. Asimismo, se describe el funcionamiento general de las antenas y su integración en sistemas de comunicaciones. Además, se describen los parámetros básicos que definen el funcionamiento de las antenas. Adicionalmente, se explica el funcionamiento y

el proceso de diseño de los dos tipos de antenas propuestos para este trabajo de tesis. Finalmente, se describen las propiedades y métodos de análisis de las antenas microstrip.

- **Capítulo 3: Diseño, Simulación, Fabricación y Caracterización de las Antenas.** Se describe el diseño, simulación, caracterización y fabricación de las antenas microstrip propuestas en este trabajo. Como paso inicial, se presenta el proceso de diseño de la antena monopolo de $\lambda/4$, seguido de los resultados de simulación y medición de los principales parámetros que describen su funcionamiento. Por último, se analiza el proceso de diseño de la antena logoperiódica seguido de los resultados de los parámetros más importantes que fueron simulados y medidos.
- **Capítulo 4: Integración de Antenas en Sistemas de Comunicaciones.** Se describen los dos esquemas de sistemas de comunicaciones inalámbricos propuestos en este trabajo de tesis: unidireccional y bidireccional. Asimismo, se presentan los resultados de la transmisión de señales de TV en la banda de frecuencia S implementando ambas antenas diseñadas.
- **Conclusiones:** Incluye un análisis del proceso de diseño de las antenas propuestas, así como de los resultados obtenidos. Asimismo, se proponen los trabajos a futuro de este trabajo de investigación.

Capítulo 2

Teoría de Antenas.

2.1. Introducción

En este capítulo se presenta la teoría general de antenas, con la finalidad de introducir los conceptos básicos necesarios para el diseño y la medición de los parámetros principales que describen el funcionamiento de las antenas. Asimismo, se presenta la teoría de antenas microstrip, haciendo un enfoque específico a antenas de monopolo de $\lambda/4$ y antenas logoperiódicas, siendo los dos tipos de antenas impresas que se estudiarán en este trabajo de tesis. De esta forma, se estudiarán las características más relevantes y los parámetros principales de los dos tipos de antenas impresas mencionadas anteriormente.

2.2. Antenas

El *Estándar en Definiciones de Términos para Antenas de IEEE* (IEEE Std. 145-1983) define a la antena como “un medio para radiar o recibir señales de radiofrecuencia”. En la figura 2.1, se muestra un diagrama del funcionamiento de una antena. Se puede observar como el campo eléctrico generado por la fuente, pasa por la línea de transmisión, para excitar la antena y, por consiguiente, generar ondas electromagnéticas radiadas al espacio libre [3].

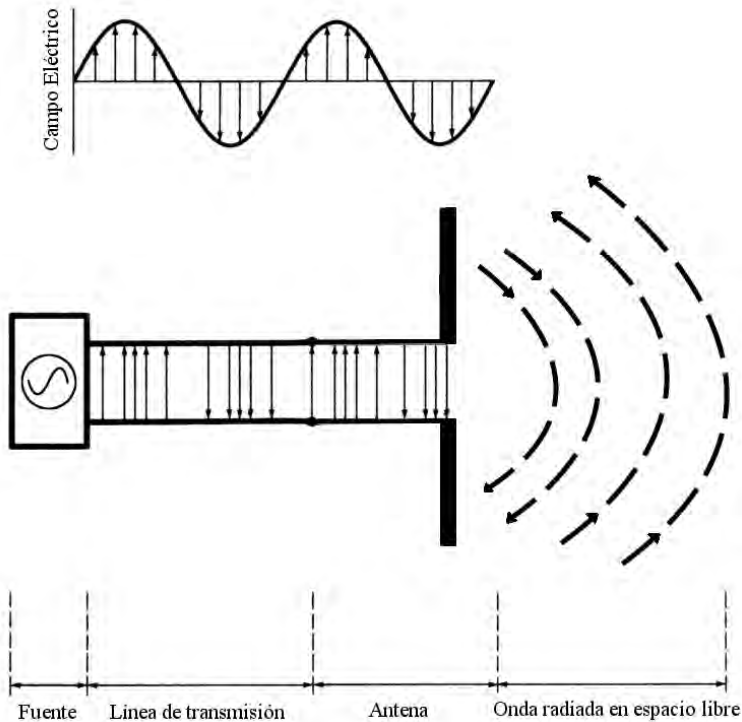


Figura 2.1: La antena como dispositivo de transición [3]

2.3. Antenas y Sistemas de Radiofrecuencia

Un sistema de radiofrecuencia es generalmente considerado un sistema electrónico que emplea ondas de radiofrecuencia hasta el orden de los gigahertz (GHz). A pesar de que el gran avance en la ingeniería de antenas no influye por completo en el desarrollo de sistemas de comunicaciones inalámbricos, el desarrollo de antenas juega un papel importante, puesto que favorece en el funcionamiento general de los sistemas de radiofrecuencia [2]. Entre las ventajas más relevantes de un sistema de comunicaciones inalámbrico, se incluyen:

- **Movilidad:** La movilidad y el acceso remoto, es esencial en los sistemas de comunicación inalámbricos [6].

- **Gran cobertura:** La radiación de energía electromagnética de una antena, puede cubrir un area grande, lo cual es favorable en sistemas de TV, radiodifusión y sistemas de comunicación móviles [2].

2.4. Parámetros Básicos de una Antena

A continuación, se describen los parámetros más importantes que definen el comportamiento de la antena a lo largo de su frecuencia de operación. Algunos de estos parámetros están relacionados entre sí, lo cual facilita su análisis. Muchos de estos parámetros están en la *Definición Estándar de Términos para Antenas de IEEE* (IEEE Std 145-1983) [3].

2.4.1. Patrón de Radiación

El patrón de radiación de una antena se define como una representación gráfica de las propiedades de radiación de la antena en función de coordenadas esféricas. La propiedad de radiación es representada generalmente en la distribución de energía radiada en un espacio de dos o tres dimensiones [2]. Para antenas polarizadas linealmente, el desempeño de las antenas se describe en términos de sus campos electromagnéticos E y H . El *plano E* es definido como el plano que contiene el vector de campo eléctrico y la dirección de mayor radiación, mientras que el *plano H* , contiene el vector de campo magnético y la dirección de mayor radiación [3].

Patrón Isotrópico, Direccional y Omnidireccional

Un *patrón isotrópico* se define como una antena hipotética sin pérdidas con una radiación igual en todas direcciones. Si bien, no es posible lograrlo en la práctica, es una referencia para expresar la directividad de las antenas. Un *patrón direccional* de una antena, es aquel que tiene la propiedad de radiar energía electromagnética más eficientemente en algunas direcciones que en otras. El *patrón omnidireccional* es aquel que tiene un patrón esencialmente no direccional en cierto plano (plano acimut) y un patrón direccional en cualquier plano ortogonal (plano de elevación). En la figura 2.2, se ilustra un patrón de radiación omnidireccional, el cual tiene

un número infinito de planos E principales (plano de elevación; $\phi = \phi_c$) y un plano H principal (plano acimutal; $\theta = 90$) [3].

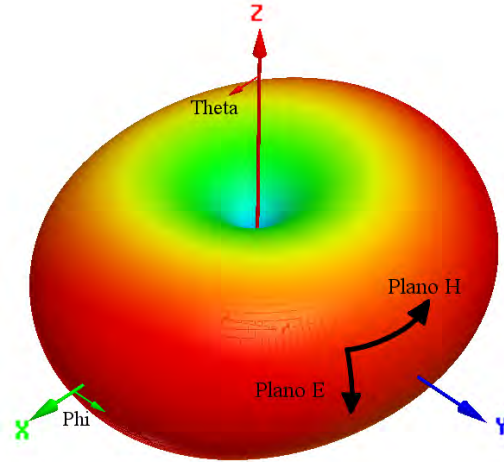


Figura 2.2: Patrón de radiación omnidireccional [3].

2.4.2. Intensidad de Radiación

La *intensidad de radiación* en una determinada dirección se define como la potencia radiada de una antena por unidad de ángulo sólido [3].

2.4.3. Directividad

La *directividad* de una antena, se define como la relación entre la intensidad de radiación en una dirección y la intensidad de radiación promedio en todas direcciones. En otras palabras, la directividad de una antena no isotrópica es igual a la relación entre su intensidad de radiación en una dirección sobre la de una antena isotrópica [3].

2.4.4. Eficiencia

La eficiencia de una antena se utiliza para tomar en cuenta las pérdidas en las terminales de entrada y dentro de la estructura de la antena. Esas pérdidas se deben a reflexiones causadas por un mal acoplamiento de

impedancias entre la línea de transmisión y la antena. Otro factor se debe a las pérdidas en la conducción y en el dieléctrico [4].

2.4.5. Ganancia

A pesar de que la ganancia de una antena está relacionada con la directividad, es una medida que toma en cuenta la eficiencia de la antena. Por tanto, la *ganancia*, se define como la relación entre la intensidad de radiación en determinada dirección y la intensidad de radiación que se obtendría si la potencia obtenida por la antena sería radiada isotrópicamente [3].

2.4.6. Ancho de Banda

El *ancho de banda* de una antena se define como el rango de frecuencias en el cual la antena opera de una manera satisfactoria, conforme a ciertas características. El ancho de banda de una antena, abarca un rango de frecuencias centradas en la frecuencia de resonancia (generalmente la resonancia para un dipolo). Dentro de este ancho de banda, los parámetros de la antena (como impedancia, patrón de radiación, polarización ganancia, directividad, eficiencia de radiación) están dentro de un valor aceptable en la frecuencia de resonancia [3]. Para antenas de gran ancho de banda, se expresa el ancho de banda como una relación entre la frecuencia mayor y la frecuencia menor que están dentro del rango aceptable de operación. Por ejemplo, una antena con un ancho de banda de 10:1, indica que la frecuencia mayor es 10 veces más grande que la frecuencia menor. Para antenas de ancho de banda estrecha, se expresa como el porcentaje de diferencia en frecuencia de la frecuencia mayor menos la menor.

$$BW = \frac{f_{max} - f_{min}}{f_c} \times 100 \% \quad (2.1)$$

Por ejemplo, si una antena tiene un ancho de banda de 5 %, se indica que la diferencia en frecuencia de ancho de banda de operación aceptable es el 5 % de la frecuencia central [3].

2.4.7. Polarización

La *polarización* es una propiedad de una onda electromagnética describiendo una variación de la dirección en el tiempo. La *polarización de una onda radiada* se define como la propiedad de una onda electromagnética que describe la dirección a través del tiempo y la magnitud relativa del vector de campo eléctrico. La polarización se puede clasificar en lineal, circular y elíptica. En la polarización *lineal* el campo eléctrico en un punto en el espacio siempre está dirigida a lo largo de una línea. La polarización *circular* al igual que la lineal, es un caso, especial de la polarización elíptica. La polarización lineal y circular se pueden obtener cuando la polarización elíptica se forma como una línea recta o un círculo respectivamente [3].

2.4.8. Impedancia de entrada.

La impedancia de una antena es un parámetro que juega un papel muy importante en el diseño de antenas. Como en cualquier sistema de comunicaciones, el acoplamiento de impedancias es elemental para que haya la mínima reflexión de potencia (por lo tanto una mayor transmisión de potencia) entre la fuente y la antena. La *impedancia de entrada* de una antena define la relación que hay entre el voltaje y la corriente (o la relación de los componentes eléctricos y magnéticos) en sus terminales de entrada. Es por ello que, la impedancia de entrada se define como uno de los parámetros más importantes durante el diseño de una antena [5].

2.5. Antenas de cable

En esta investigación, se realizará un enfoque específico en antenas de cable. A continuación, se describen los tres tipos de antenas de cable que se utilizaron: antenas dipolo, antenas monopolo y antenas logoperiódicas.

Antenas Dipolo.

El dipolo es el tipo de antena más básico. En su estructura más simple, se forma de dos cables metálicos que son de igual longitud. Una vez conocida su distribución de corriente, es posible conocer otros parámetros como el patrón de radiación e impedancia de entrada. En la figura 2.3 se muestra

al dipolo como una estructura que es producto de una evolución de una línea de transmisión de dos cables, a una línea de transmisión abierta y finalmente, a un dipolo cilíndrico con longitud l y diámetro d . La impedancia de entrada de un dipolo se determina con estas dimensiones [4].

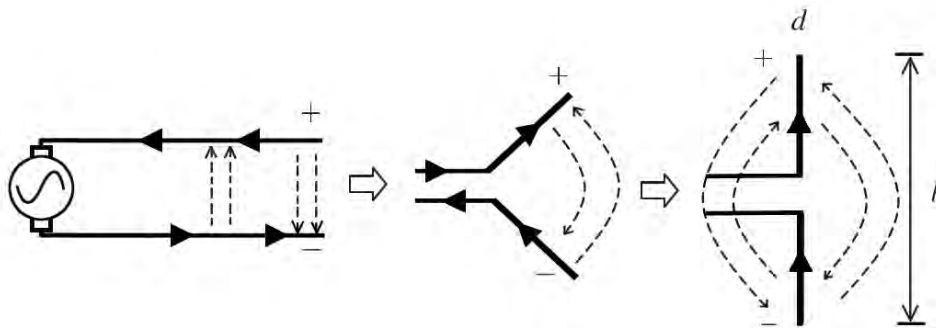


Figura 2.3: Evolución del dipolo cilíndrico de longitud l y diámetro d [4].

En la referencia [3], se ilustran dos curvas, en donde se grafican los valores de resistencia y reactancia de la impedancia de entrada de un dipolo cilíndrico variando la proporción l/d . Se puede observar que ambas curvas presentan una variación menos pronunciada conforme disminuye la proporción l/d , proveyendo un mayor ancho de banda. Además, se puede observar en estas curvas, que a pesar de las diferentes dimensiones de estos dipolos, tienen su resonancia cerca de media longitud de onda eléctrica ($0,5\lambda$) [3].

Antenas Dipolo de $\lambda/2$.

Las antenas dipolo de 0.5λ de longitud eléctrica, presentan varias características que las hacen ser las más utilizadas [4]:

1. Su patrón de radiación es omnidireccional en el plano H, el cual es requerido en muchas aplicaciones incluyendo las comunicaciones móviles.
2. Su directividad (2.15 dBi) es razonable (es mayor que los dipolos más cortos y menor que los dipolos de λ de longitud eléctrica) [4].

3. La impedancia de entrada no depende del radio del dipolo y se encuentra alrededor de 73Ω , la cual es frecuentemente acoplada con la impedancia de muchas líneas de transmisión de 75Ω o 50Ω .

Antenas Monopolo

La antena monopolo está conformada por un brazo conductor y un plano de tierra. En la figura 2.4, se ilustra la estructura de un monopolo con un plano de tierra en la parte inferior del mismo. En el caso del monopolo, la energía radiada por el brazo conductor, no solamente es radiada a 360 grados alrededor de la antena, sino que parte de la energía radiada hacia el plano de tierra, es reflejada. Por tanto, las antenas monopolo tienen el doble de directividad que las antenas dipolo [4]. A continuación, se enlistan las ventajas del monopolo frente al dipolo:

1. El tamaño del monopolo, es la mitad de su dipolo equivalente.
2. La directividad del dipolo dobla a la de su dipolo correspondiente.
3. La impedancia de entrada es la mitad que la de su dipolo correspondiente.

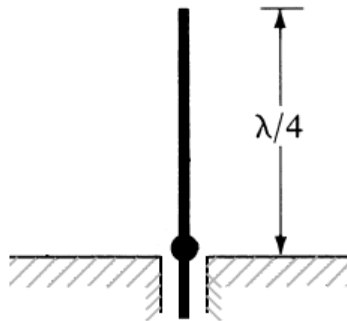


Figura 2.4: Estructura y dimensiones de una antena logoperiódica [3].

Antenas Monopolo de $\lambda/4$.

La longitud del monopolo de $\lambda/4$, en su estructura física, representa la mitad del dipolo. La distribución de corriente a lo largo de su estructura,

es la misma que en el dipolo, por tanto, su patrón de radiación tiene un comportamiento muy similar [4]. El monopolo de $\lambda/4$ es el equivalente al dipolo de $\lambda/2$. Su impedancia de entrada se encuentra alrededor de los 37Ω , la cual es posible acoplar con las líneas de transmisión estándar de 50Ω . Estas características han hecho posible que el monopolo de $\lambda/4$ se haya vuelto una de las antenas más populares. Podemos encontrarla en muchas aplicaciones, desde torres de radiodifusión hasta teléfonos móviles [4].

Antenas Logoperiódicas.

El concepto de antena logoperiódica fue introducido por primera vez por DuHamel e Isbell en 1957. Los primeros prototipos de antenas logoperiódicas fueron fabricadas con planos de metal conductor en forma de espiral. Con el paso de los años, se desarrollaron antenas logoperiódicas con diferentes geometrías con el fin de optimizar el tamaño y funcionamiento de este tipo de antenas. [15]

Descripción General.

Las antenas logoperiódicas o arreglo de dipolos, consisten en una serie de dipolos cuyas dimensiones son determinadas en un factor de escala específico (τ).

$$\frac{1}{\tau} = \frac{l_2}{l_1} = \frac{l_{n+1}}{l_n} = \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_{n+1}}{R_n} = \frac{d_2}{d_1} = \frac{d_{n+1}}{d_n} = \frac{R_2}{s_1} = \frac{s_{n+1}}{s_n} \quad (2.2)$$

Las dimensiones de la antena logoperiódica son establecidas por el largo de cada elemento o dipolo del arreglo (l_n), el espaciado entre éstos (R_n), sus diámetros (d_n) y el espaciado en la línea de alimentación entre brazos de los dipolos (s_n). Estas dimensiones se van calculando en relación con el factor de escala τ . En la figura (2.5) podemos observar la geometría de una antena logoperiódica cilíndrica.

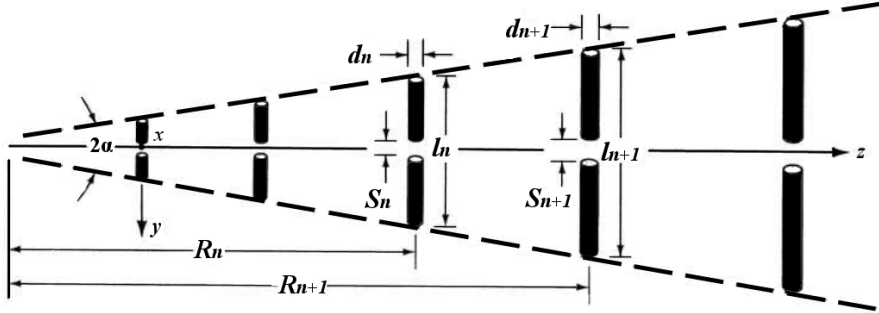


Figura 2.5: Estructura y dimensiones de una antena logoperiódica [3].

La separación entre elementos se denotará como S_n , que es la diferencia entre la longitud del punto de alimentación al siguiente elemento (R_{n+1}) y la longitud del punto de alimentación al dipolo previo (R_n) [3]. Esta separación (S_n) se determina con el factor de separación (σ) y la longitud del dipolo previo (l_n):

$$\sigma = \frac{R_{n+1} - R_n}{2l_n} = \frac{S_n}{2l_n} < 1 \quad (2.3)$$

Respecto al funcionamiento en frecuencia de la antena logoperiódica, las dimensiones y más específicamente, el largo de los dipolos, definirán el ancho de banda en el que opera la antena. La frecuencia de corte más baja es definido por el dipolo de $\lambda/2$ con mayor longitud, mientras que la frecuencia de corte más alta está definida por el dipolo de $\lambda/2$ con menor longitud del arreglo. Además, el número de elementos del arreglo, debe ser truncado, por tanto, se tendrá un ancho de banda específico y dependiente de las dimensiones de los dipolos que conforman la antena [3].

En el capítulo 11 de la referencia [3], se ilustra una gráfica en donde se relacionan los tres parámetros más importantes que determinarán las dimensiones de la antena logoperiódica (el factor de escala τ , el factor de separación σ , y el ángulo de inclinación α). En estas gráficas de diseño, se observa que conforme aumentan el factor de escala y el factor de separación, la antena adopta un comportamiento orientado hacia una dirección. Además, de la gráfica se observa el valor óptimo del factor de

separación, siguiendo la curva lineal punteada. La relación que guardan estos tres parámetros mencionados anteriormente es la siguiente [3]:

$$\alpha = \tan^{-1}\left(\frac{1 - \tau}{4\sigma}\right) \quad (2.4)$$

Tipos de Alimentación

También se definen diferentes formas de alimentación para los arreglos de dipolos. En la figura 2.6, se puede observar una conexión “recta”, con este forma de alimentación, las corrientes en los elementos tienen la misma relación de fase respecto a la fase de la alimentación.

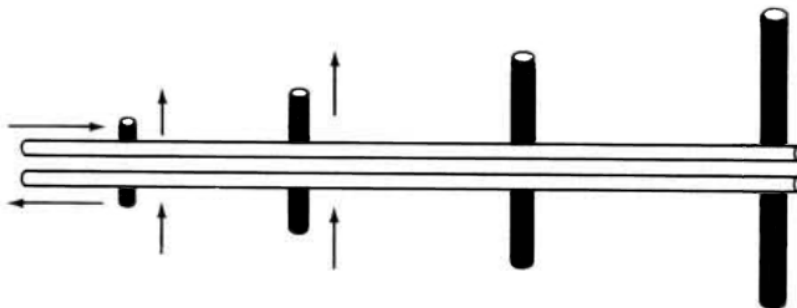


Figura 2.6: Arreglo de dipolos con conexión recta [3].

Esto produce un patrón de radiación direccionado hacia los dipolos más largos, lo cual produce una interferencia que se refleja en el patrón de radiación [3].

Después se comprobó en [15], que realizando una alimentación cruzada de los elementos del arreglo de dipolos, se genera una corriente con un desfase de 180 grados en cada elemento del arreglo. Por tanto, desde que las fases entre los elementos son opuestas, muy poca energía es radiada por estos, y, por tanto, la interferencia entre ellos es casi nula [3]. Sin embargo,

los elementos más largos radían simultáneamente sin problema. Este método, se logra con una línea de alimentación balanceada conformada por dos conductores conectados a los elementos del arreglo. La progresión de fase que se genera al utilizar esta estructura, produce una radiación de la energía en dirección a los elementos mas pequeños del arreglo. La estructura de conexión cruzada, descrita anteriormente, se ilustra en la figura 2.7 [3].

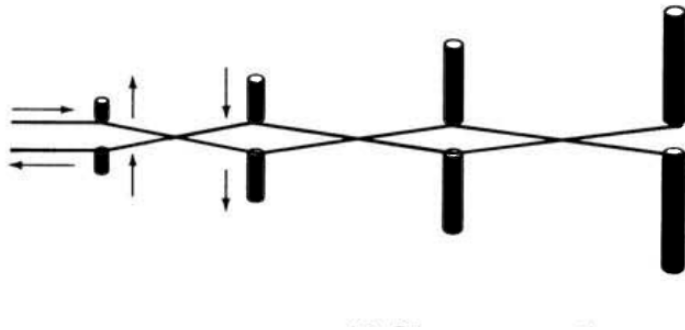


Figura 2.7: Arreglo de dipolos con conexión cruzada [3].

Al utilizar una estructura cruzada cilíndrica, como se muestra en la Figura 2.8, es conveniente hacer uso de una conexión coaxial balanceada, es decir, se requiere un balance entre la antena y la línea de alimentación. Esto se logra conectando un tramo de cable coaxial conformado por un conductor interno y uno externo, el conductor externo se suelda a lo largo de toda la línea de alimentación de un lado de la antena, mientras que el conductor interno, se prolonga y se conecta a la otra línea de alimentación de la antena. En tecnología microstrip, esto es posible, realizando una perforación del sustrato en la parte superior, muy cercano al dipolo más pequeño del arreglo [5]. Véase la Figura 2.8.

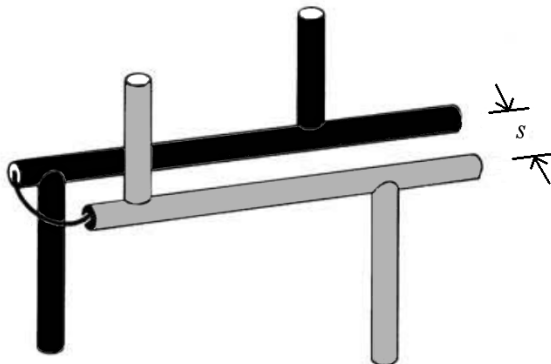


Figura 2.8: Arreglo de dipolos con conexión coaxial [3].

Diseño de Arreglo de Dipolos

A continuación, se detalla el procedimiento para realizar el diseño de antenas logoperiódicas de acuerdo a las necesidades en cuestión de directividad, ancho de banda, longitud de línea de alimentación, número de elementos o dipolos e impedancia característica.

1. El ancho de banda de operación de la antena está determinado por el elemento más grande y el más pequeño del arreglo. La región central de los dipolos resonantes de $\lambda/2$. El ancho de banda en la región activa se obtiene de la siguiente manera [3]:

$$B_{ra} = 1,1 + 7,7(1 - \tau)^2 \cot(\alpha) \quad (2.5)$$

Una vez obtenido el valor anterior, se puede obtener el ancho de banda de diseño, que se calcula de la siguiente manera [3]:

$$B_s = BB_{ra} = B[1,1 + 7,7(1 - \tau)^2 \cot(\alpha)] \quad (2.6)$$

En donde B, es el ancho de banda deseado, que simplemente es la relación entre el valor deseado de frecuencia mayor y el valor de frecuencia menor de la antena logoperiódica ($B = f_{max}/f_{min}$) [3].

2. Después se obtiene L , que es la longitud de la estructura desde l_{min} hasta l_{max} [3]:

$$L_T = \frac{\lambda_{max}}{4} \left(1 - \frac{1}{B_s}\right) \cot \alpha \quad (2.7)$$

En donde λ_{max} es la longitud del dipolo más grande del arreglo, por tanto, se relaciona con la frecuencia de corte menor [3]:

3. Lo siguiente es determinar el número de elementos o dipolos que tendrá el arreglo [3]:

$$N = 1 + \frac{\ln(B_s)}{\ln(1/\tau)} \quad (2.8)$$

4. La separación s entre elementos del arreglo, se determina especificando la impedancia de entrada (50). Para lograr esto, se define la impedancia característica promedio de los elementos con la siguiente expresión [3]:

$$Z_a = 120 \left[\ln\left(\frac{l_n}{d_n}\right) - 2,25 \right] \quad (2.9)$$

Después de determinar el valor de la impedancia característica, se relaciona con la impedancia de entrada y con la ayuda de las curvas de σ , τ y α de [3], se puede determinar la impedancia característica de la línea, con la finalidad de obtener la separación entre líneas de alimentación de los dipolos.

Por tanto, la separación dependerá de la impedancia característica de la línea de alimentación [3]:

$$s = d \cosh\left(\frac{Z_0}{120}\right) \quad (2.10)$$

A continuación se resume el procedimiento para determinar los parámetros más importantes y lograr un diseño satisfactorio de una antena logoperiódica. Después de definir la directividad, la impedancia de entrada, el diámetro de los elementos, y los límites de frecuencia baja y alta, se procede como sigue [3]:

1. Determinar σ , τ y α .
2. Determinar B_{ar} y B_s .
3. Encontrar L y N .
4. Determinar Z_a y $\sigma' = \sigma/\sqrt{\tau}$.
5. Determinar Z_a/R_{in} .
6. Calcular s .

2.6. Antenas Microstrip

Una antena microstrip en su configuración más simple, se conforma por un parche de cobre impreso radiante de un lado de una sustrato dieléctrico y un plano de cobre de tierra en el otro lado. En la figura 3.1, se puede apreciar un ejemplo de antena microstrip, en la cual se la región azul se constituye de cobre.

2.6.1. Ventajas

A continuación se enlistan algunas de las ventajas más importantes de las antenas microstrip:

- Son ligeras, compactas y tienen de una estructura de perfil bajo.
- Se pueden acoplar con componentes activos (como capacitores e inductores).
- Son de bajo costo de fabricación y es fácil de producir en masa utilizando tecnología de circuitos impresos.
- Son fáciles de integrar con microchips (MICs, del inglés *Monolithic Integrated Circuits*).
- Pueden ser polarizados linealmente y circularmente.
- Pueden operar en más de un rango de frecuencias [16].

2.6.2. Aplicaciones

Las ventajas que presentan las hacen apropiadas para numerosas aplicaciones. Las antenas microstrip se utilizan para la telemetría y monitoreo de misiles. Los altímetros de radar usan arreglos pequeños de antenas microstrip. Otras aplicaciones en aeronáutica incluyen el uso de estas antenas para comunicaciones telefónicas y satelitales. Los arreglos de antenas microstrip han sido utilizadas para transmitir imagen satelital. Asimismo, se utilizan para enlaces de comunicación entre barcos y satélites. Sistemas de armas inteligentes utilizan antenas microstrip por su perfil delgado. El *sistema global para las comunicaciones móviles* (GSM, del inglés Global System for Mobile communications) y el *sistema de posicionamiento global* (GPS, del inglés Global Positioning System) son las aplicaciones en donde más se utilizan las antenas microstrip [9].

2.6.3. Métodos de Análisis

Los métodos de análisis de las antenas microstrip se dividen en dos grupos. En el primer grupo están los métodos basados en el flujo magnético alrededor de los bordes del parche. En este primer grupo hay tres técnicas de análisis:

- Modelo de línea de transmisión.
- Modelo de cavidad.
- Modelo de red de multipuertos (MNM, del inglés *Multiport Network Model*).

En el segundo grupo, los métodos se basan en la distribución de corriente eléctrica en el parche de la antena y el plano de tierra (utilizado en conjunto con métodos de análisis numéricos y simulación). Algunos de estos métodos numéricos para analizar antenas microstrip se enlistan a continuación [16]:

- El método de momentos (MoM, del inglés *method of moments*).
- El método de elemento finito (FEM, del inglés *finite-element method*).

- El método de dominio espectral (SDT, del inglés *spectral domain technique*).
- El método de dominio del tiempo de diferencia finita (MNM, del inglés *Multiport Network Model*).

Modelo de línea de transmisión

Se detallará sólo este método de análisis, ya que fue el método utilizado para lograr el diseño de la línea de alimentación de ambas antenas microstrip. La geometría de una línea de microstrip rectangular se puede apreciar en la figura 2.9, en donde se detallan las dimensiones que implica analizar una línea microstrip. En la figura 2.10 se ilustra la distribución del campo eléctrico y magnético vista desde una sección transversal de la línea microstrip.

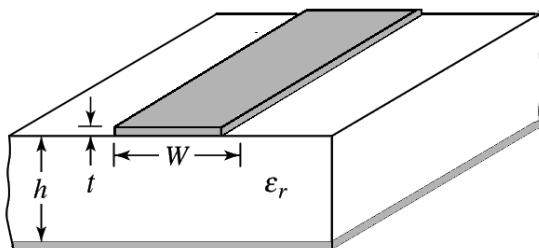


Figura 2.9: Estructura de una línea microstrip [3].

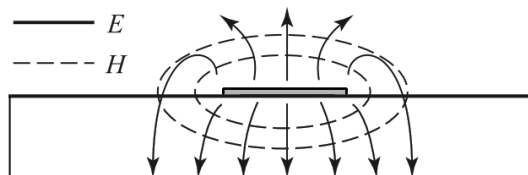


Figura 2.10: Líneas de campo eléctrico y magnético [5].

Si el sustrato dieléctrico no estuviera presente, se tendría una línea de transmisión de dos conductores, formado por una línea microstrip y un plano de tierra rodeado de un medio homogéneo (aire). Esto constituiría una línea de transmisión TEM simple, con una velocidad de fase $v_p = c_0$ y una constante de propagación $\beta = k_0$. Sin embargo, el hecho de que el sustrato dieléctrico no cubra por encima de la línea microstrip, complica el análisis del funcionamiento de la misma. Las líneas de los campos electromagnéticos que se esparcen en el aire libre, viajan más rápidamente que las ondas entre la línea de microstrip y el dieléctrico, es por eso que se consideran ondas de modo quasi-TEM. Por lo tanto, se consideran la velocidad de fase y la constante de propagación en función de la constante dieléctrica efectiva [5]:

$$v_p = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2.11)$$

En donde, v_p es la velocidad de fase, c_0 es la velocidad de la luz, $v_p = c_0$ es la velocidad de fase, y ϵ_{eff} es la constante dieléctrica efectiva del sustrato [15]. Debido a estos efectos, la constante dieléctrica efectiva se expresa como sigue:

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12h/W}} \quad (2.12)$$

En donde, W es la anchura de la línea de alimentación y h es el grosor del sustrato dieléctrico [5]. La longitud de una línea microstrip para una frecuencia dada, se expresa de la siguiente manera:

$$\frac{\Delta l}{h} = 0,412 \frac{(\epsilon_{eff} + 0,3)(\frac{W}{h} + 0,264)}{(\epsilon_{eff} - 0,258)(\frac{W}{h} + 0,8)} \quad (2.13)$$

En donde, Δl es la prolongación de la línea microstrip. Por tanto, la frecuencia de resonancia f_r y la longitud de una línea microstrip se relaciona de la siguiente manera [3]:

$$f_r = \frac{1}{2l\sqrt{\epsilon_{eff}}\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} = \frac{c_0}{2l\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2.14)$$

En donde l es la longitud de la línea microstrip. Por tanto, la longitud efectiva o longitud final de esa línea microstrip se determina con la siguiente expresión [3]:

$$l_{eff} = l + 2\Delta l \quad (2.15)$$

Por otro lado, la impedancia de entrada de una línea de alimentación microstrip como la que se muestra en la figura 2.9, está dada por [5]:

$$Z_c = \frac{87}{\sqrt{\epsilon_r + 1,41}} \ln\left(\frac{5,98h}{0,8W + t}\right) \quad (2.16)$$

En donde, ϵ_r es la constante dieléctrica relativa del sustrato y h altura del sustrato. W es el ancho y t el grosor del conductor central de la línea de microstrip. Por tanto, para valores constantes de ϵ_r , h y t , la impedancia característica puede modificarse simplemente variando el ancho W del conductor central [3].

Guía de onda coplanar

La alimentación con guía de onda coplanar es una de las líneas de transmisiones mas populares. Como la línea microstrip, su estructura se considera como una mejora del cable coaxial. En la figura 2.11, se puede apreciar la estructura de una guía de onda coplanar. En donde el conductor o plano central de cobre, se encuentra separado de otros dos planos de tierra. Además de ser una estructura fácil de fabricar e integrarle circuitos, es posible trabajar con extremadamente altas frecuencias (100 GHz o más) [5]. También se puede obtener una impedancia característica constante en el conductor central, ajustando su ancho. Asimismo, es posible realizar un transformador de impedancia haciendo una línea de alimentación cónica para lograr conseguir un mejor acoplamiento de impedancias. Las antenas microstrip con esta estructura en la alimentación tienen una distribución del campo electromagnético como se muestra en la figura 2.11. Debido a que la velocidad de las ondas es mayor en el aire que en el sustrato, el modo de propagación de esta estructura es *quasi-TEM*. En esta estructura coplanar, son generados modos de resonancia de orden mayor y modos de superficie así como en las líneas de transmisión microstrip [4].

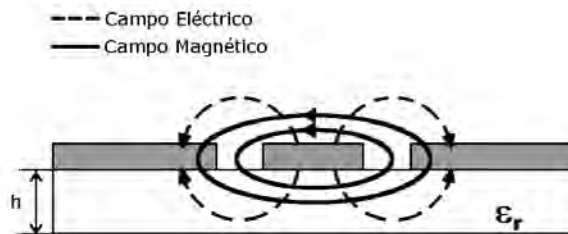


Figura 2.11: Distribución de campo electromagnético de una línea de transmisión de guía de onda coplanar (CPW). [4]

2.6.4. Equivalencia de geometrías

Un factor importante que se debe considerar al momento de diseñar el ancho de una línea de alimentación planar o micristrip es la equivalencia de geometrías entre una línea de cobre cilíndrica y una línea de cobre planar. En la figura 2.12, se puede apreciar la equivalencia de geometrías de una línea de cobre cilíndrica y una línea de cobre planar.

$$d = 0,25W \quad (2.17)$$

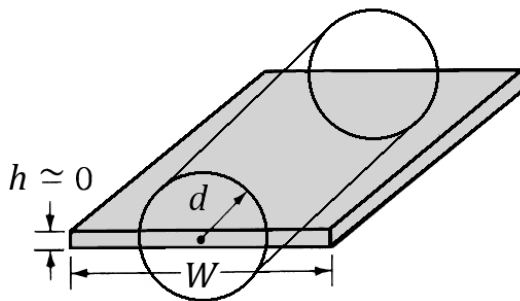


Figura 2.12: Equivalencia de geometrías de una línea de cobre cilíndrica y una línea de cobre plana. [4]

2.6.5. Técnicas de Alimentación

Las técnicas más prominentes son la alimentación coaxial, alimentación microstrip, de proximidad, de apertura y alimentación de guía de onda coplanar. La selección de la técnica de alimentación depende de varios factores. La consideración más importante es la eficiente transferencia de potencia entre la estructura radiante y la estructura de alimentación, lo que representa el acoplamiento efectivo de impedancias entre ambas. Asociado a este acoplamiento, se tienen estructuras como transformadores, curvaturas, terminaciones, uniones, transiciones, y más [17].

Después de haber estudiado algunos de los temas más importantes de la teoría de antenas, a continuación se presentarán los procesos de diseño de las antenas propuestas: antena monopolo de $\lambda/4$ y la antena logoperiódica.

Capítulo 3

Diseño, Simulación, Fabricación y Caracterización de las Antenas

3.1. Introducción

En este capítulo se describe a detalle, el proceso de diseño de la antena monopolo de $\lambda/4$ y de la antena logoperiódica. Además, se incluyen los resultados de la simulación de los principales parámetros obtenidos con el uso del software HFSS. Asimismo, se explica paso a paso, cómo se logró la fabricación de ambas antenas impresas y la serie de pasos que se siguieron. Finalmente, se presentan los resultados de la caracterización de ambas antenas y un análisis comparativo del desempeño de ambas antenas en relación a los parámetros más importantes implicados en el diseño de una antena.

3.2. Diseño de Antena Monopolo de $\lambda/4$

En esta sección se describe el proceso de diseño de la antena monopolo de $\lambda/4$ con línea de alimentación coplanar, en base a la teoría de antenas

estudiada en el capítulo anterior. Se presenta el diseño de una antena monopolo de $\lambda/4$ con alimentación de guía de onda coplanar (CPW), con un patrón de radiación muy cercano al omnidireccional. La antena propuesta opera en bandas de frecuencias anchas centradas en 3.3 GHz y 5 GHz, cubriendo las bandas de 5.2 GHz de WLAN y las de 3.5/5.5 WiMAX que están establecidas por los estándares de IEEE 802.11. Además, la estructura de la antena consiste en una línea de alimentación microstrip cónica que permite una transformación de impedancias entre la antena monopolo $\lambda/4$ y la impedancia de 50Ω del conector SMA (del inglés, Sub-Miniature versión A) coaxial. Con el objetivo de analizar la antena a diferentes frecuencias de operación, el parámetro S_{11} fue simulado y medido. Se proponen variaciones en las dimensiones de la antena con la finalidad de evaluar la eficiencia del acoplamiento de impedancias. Finalmente, con el objetivo de evaluar el funcionamiento de la antena, se integró en dos sistemas de comunicaciones inalámbricos (point-to-point y full duplex). Ambos sistemas fueron utilizados para transmitir señales de video con portadoras ubicadas en la banda S (2-4 GHz).

3.2.1. Aspectos Preliminares

El rápido desarrollo de los sistemas de comunicaciones inalámbricos y la transmisión de grandes cantidades de información (imágenes, audio, video y datos), ha demandado el diseño, fabricación y medición de componentes de microondas que se integran en dichos sistemas [18]. La estructura de esta antena se basa en la propuesta de la antena diseñada en [19] con algunas modificaciones propuestas que permiten realizar un ajuste en el funcionamiento de la antena respecto a su frecuencia de operación. Hoy en día, los sistemas inalámbricos como Bluetooth, ZigBee, Wi-Fi, 5G, Ultra-Wideband (UWB) y satelitales, proveen distintas ventajas al usuario final, como dispositivos móviles, radio digital, bajo consumo de datos por autonomía [7], altas tasas de transmisión, gran ancho de banda de comunicación [13], aplicaciones de sensores remotos, ambientes de alta seguridad [20], difusión de radio y televisión y servicios de comunicación de datos [21]. Bajo este contexto, la integración de filtros y antenas de microondas es esencial no solo en los sistemas inalámbricos, sino también en los sistemas de comunicaciones fotónicos [10–12,22], reduciendo su tamaño físico lo más posible.

Estos sistemas de banda ancha requieren antenas que operan en diferentes bandas de frecuencia. Estas características de operación, juegan un rol importante en redes inalámbricas como WLAN (del inglés Wireless Local Area Network) que opera en 2400-2484 MHz, 5150-5350 MHz y 5728-5825 MHz), WiMAX (del inglés Worldwide Interoperability for Microwave Access) que opera en 2690 MHz, 3400-3690 MHz y 5250-5825 MHz [20]. Con el objetivo de diseñar antenas que cubren el mayor ancho de banda posible, se emplean técnicas de diseño que permiten obtener antenas de dos o más bandas de frecuencia de operación. Una antena microstrip de doble banda es propuesta en [23]. Una antena monopolo con línea de alimentación coplanar es diseñada en [24]. Una antena de 4 bandas con línea de alimentación coplanar fue diseñada en [25]. Una antena monopolo multibanda con planos de tierra minimizados fue presentada en [26]. Se puede observar que de estos trabajos se presentan propuestas de diseño con la finalidad de obtener una buena cobertura a diferentes bandas de frecuencia. A pesar de que estas antenas presentan características muy favorables para su funcionamiento en sistemas de comunicaciones inalámbricos, ninguna de estas antenas fue integrada a un sistema. En resumen, en este trabajo de tesis se propone el diseño de una antena monopolo con línea de alimentación coplanar, y además su integración en dos sistemas de comunicaciones inalámbricos.

3.2.2. Proceso de Diseño

En la figura 3.1 se puede apreciar la estructura de esta antena junto con una vista transversal de la parte inferior que conecta a la línea de alimentación. En esta figura también se puede observar cómo el monopolo con forma de U, es energizada por la línea de alimentación cónica. En donde, t es el grosor del plano de cobre. Las dimensiones del sustrato son $28 \times 36 \text{ mm}^2$ y está formado por vidrio epoxi FR4, el cual tiene una permitividad relativa $\epsilon_r = 4,4$, un grosor de $h = 1,31 \text{ mm}$ de grosor del sustrato y un grosor de $t = 0,1 \text{ mm}$ de los planos de cobre. En el Apéndice A, se especifican algunos de los materiales más utilizados en placas de circuitos impresos.

A continuación, se resumen los pasos que se siguieron para realizar el diseño de la antena monopolo de $\lambda/4$ con línea de alimentación coplanar:

1. Como primer paso, se consideró la estructura de monopolo de $\lambda/4$ con forma de U de [27], utilizando una forma trapezoidal diferente en

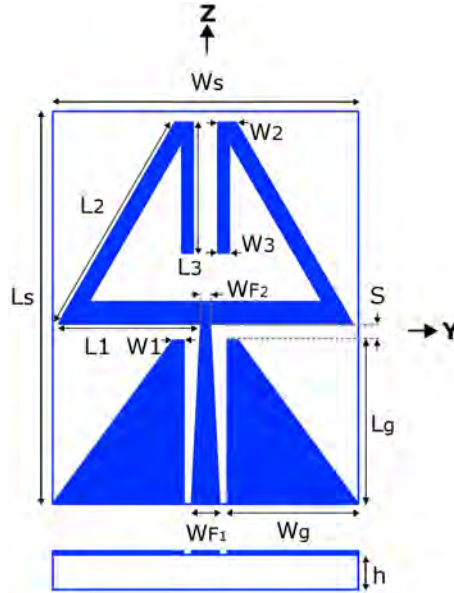


Figura 3.1: Estructura de antena monopolo de $\lambda/4$

los planos de tierra.

- Debido a que los componentes del campo electromagnético se distribuyen no solo en el dieléctrico, sino en el aire, se calculó la constante dieléctrica efectiva ϵ_{eff} :

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12h/W_{F1}}} \quad (3.1)$$

En donde W_{F1} es el ancho de la línea de alimentación cónica en la parte inferior del sustrato (véase la figura 3.1). De esta ecuación se obtiene:

$$\epsilon_{eff} = \frac{4,4 + 1}{2} + \frac{4,4 - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12(0,00131)/0,0027}} = 3,3078$$

3. Con el objetivo de que la antena opere en una frecuencia de resonancia específica, se debe realizar un ajuste en la longitud del monopolo de $\lambda/4$. Esta frecuencia de resonancia dependerá de la separación entre los planos de tierra y el monopolo (S) y del largo de las tiras (L_1 , L_2 y L_3). Entonces se tiene la siguiente expresión con la cual se calcula dicha frecuencia de resonancia:

$$L_T = \frac{0,96c_0}{f_1\sqrt{\epsilon_{reff}}} \quad (3.2)$$

En donde $L_T = S + L_1 + L_2 + L_3$, c_0 es la velocidad de la luz, f_1 es la frecuencia de resonancia fundamental y S es la distancia entre la estructura del monopolo y la parte superior de ambos planos de tierra trapezoidales. La proporción de 0,96 fue calculada haciendo una relación entre la longitud del monopolo físico y la longitud de un monopolo calculado teóricamente (λ_0):

$$\lambda = \frac{c_0}{f\sqrt{\epsilon_{eff}}} = \frac{3 \times 10^8}{3,3 \times 10^9 \times \sqrt{\epsilon_{eff}}} = 0,0499m$$

$$\frac{L_T}{\lambda} = \frac{0,0478}{0,0499} = 0,9572$$

4. Se implementó el diseño de la línea de alimentación de forma cónica. En la figura 3.1, se puede observar que la línea de alimentación tiene un ancho W_{F1} en la parte inferior y un ancho W_{F2} en la parte superior. Esto permite que la línea de alimentación funcione como un transformador de impedancia. Por tanto, para que la antena logre tener una impedancia de entrada de 50Ω (impedancia estándar de los conectores coaxiales SMA), se utiliza la siguiente expresión:

$$Z_c = \frac{87}{\sqrt{\epsilon_r + 1,41}} \ln\left(\frac{5,98h}{0,8W_F + t}\right) \quad (3.3)$$

La impedancia Z_{c1} corresponde al ancho W_{F1} de la parte inferior y tiene un valor de $Z_{c1} = 49.99 \Omega$, la cual es un valor muy próximo a los 50Ω de impedancia característica de entrada. Mientras que

$Z_{c_2} = 83,22 \Omega$ corresponde al ancho superior W_{F_2} y representa la impedancia de la parte superior de la línea de alimentación, la cual fue ajustada para obtener una respuesta óptima. En la Figura 3.2, se puede observar la curva de la impedancia característica de la línea de alimentación en función de la proporción entre el ancho de la línea de alimentación y el grosor del sustrato. También se ilustran los valores de impedancia característica correspondientes a W_{F_1} y W_{F_2} .

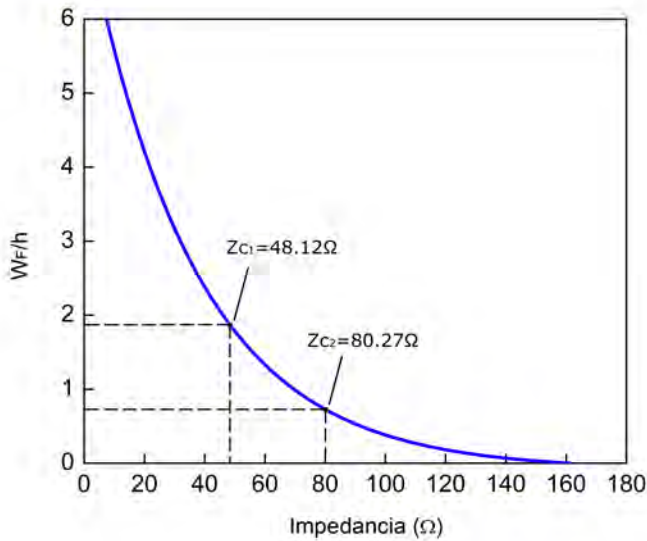


Figura 3.2: Estructura de antena monopolo de $\lambda/4$

- Finalmente, se ajustó el largo L_3 del monopolo en forma de U con el objetivo de sintonizar la frecuencia de operación deseada.

En la tabla 3.1 se enlistan los parámetros que representan las dimensiones de la antena monopolo de $\lambda/4$.

Parámetro	Valor (mm)
W_s	28
L_s	36
W_g	12
L_g	15
W_1	1
W_2	2
W_3	1
L_1	13
L_2	21.31
L_3	12
S	1.5
W_{F1}	2.7
W_{F2}	1

 Tabla 3.1: Dimensiones de la antena monopolo de $\lambda/4$.

3.2.3. Resultados de Simulación

A continuación se presentan los resultados de simulación de los parámetros más importantes (tanto parámetros de dimensiones como de funcionamiento), implicados en el diseño de la antena monopolo de $\lambda/4$.

Análisis de Parámetros

Uno de los parámetros más importantes para evaluar el funcionamiento de las antenas es la pérdida de retorno. Este parámetro fue simulado en el software High Frequency Electromagnetic Field Simulation (HFSS). En la figura 3.3a, se ilustra una gráfica simulada del parámetro S_{11} en donde se hace variar el parámetro L_3 con el objetivo de evaluar el cambio en frecuencia de operación de la antena. Se puede observar que a medida que L_3 se incrementa, la frecuencia de operación de la antena va decrementando, por tanto, el ancho de banda de las dos frecuencias de resonancia se ven afectadas. De este resultado, se puede observar que cuando $L_3 = 12 \text{ mm}$ se obtiene el mayor ancho de banda, en el cual se obtienen dos frecuencias de resonancia ubicadas alrededor de 3.3 GHz y 5 GHz. Es importante resaltar que, estas dos frecuencias de operación, se encuentran por debajo

de -10 dB de pérdida de retorno, por tanto, se consideran como rangos de frecuencia de operación óptima para transmitir/recibir información.

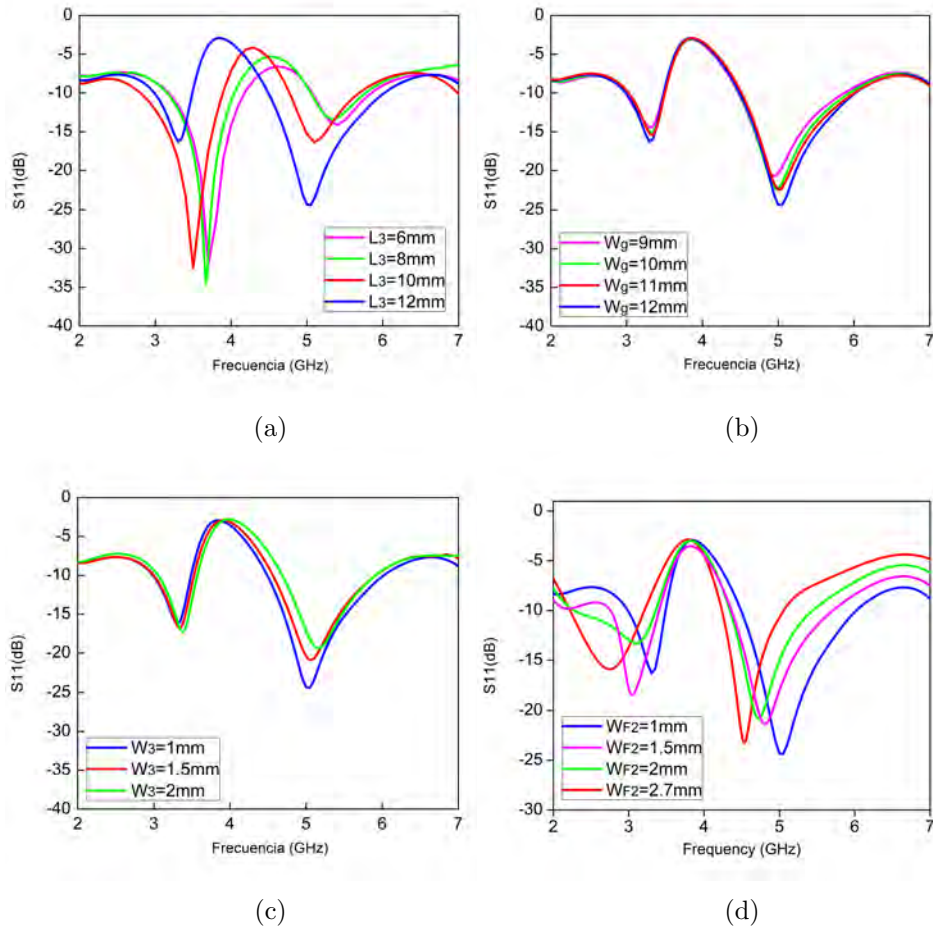


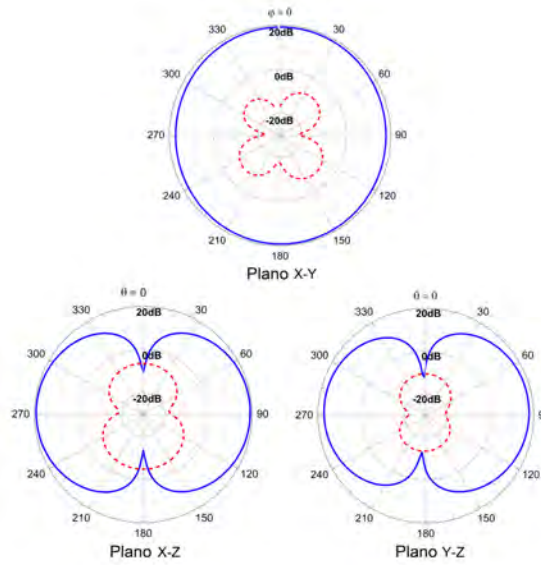
Figura 3.3: Simulación de pérdidas de retorno (S_{11}) de antena monopolo de $\lambda/4$ en función de (a) L_3 (b) W_g y (c) W_3 . (d) Simulación y Medición de pérdidas de retorno (S_{11})

Después, se ajustó $L_3 = 12\text{ mm}$ y se hizo nuevamente la simulación del parámetro S_{11} con una variación del parámetro W_g . En la Figura 3.3b,

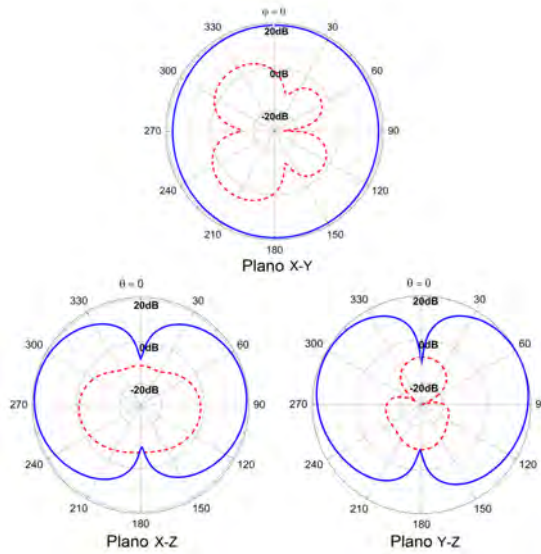
en donde se ilustra esta variación, se puede observar que a medida que W_g incrementa, las pérdidas de retorno se desplazan ligeramente a lo largo de varias frecuencias, haciéndose más notorio un decremento alrededor de 3 GHz y 5GHz cuando $W_g = 12 mm$. Por tanto, la dimensión W_g se ajusta $W_g = 12 mm$ en la simulación, puesto que en ese valor se consigue el mejor acoplamiento de impedancias. Después de ajustar las dimensiones L_3 y W_g , se realiza la misma simulación con una variación del parámetro W_3 . En la Figura 3.3c, se puede apreciar un cambio más notorio alrededor de 5 GHz, permitiendo un acoplamiento de impedancias más eficiente con $W_3 = 1 mm$ entre la antena y la fuente. Finalmente, se hizo una última variación del parámetro W_{F2} . En la Figura 3.3d se ilustran las curvas de pérdidas de retorno en función del parámetro W_{F2} . Se puede observar que la variación del ancho superior de la línea de alimentación influye drásticamente en los dos anchos de banda de operación. Este valor fue ajustado a $W_{F2} = 1 mm$, pues es el valor recomendado en [19] y se obtiene el rango de frecuencia de operación óptimo.

Patrón de Radiación

El patrón de radiación de la antena monopolo de $\lambda/4$, que se ilustra en la figura 3.4, fue simulado en el software HFSS. Se consideraron los planos X-Y, X-Z y Y-Z para las frecuencias 3.3 GHz y 5 GHz. En el plano H (plano X-Y) tanto el patrón de radiación de 3.5 GHz como el de 5 GHz presentan un nivel de 20 dB de polarización deseada (E_θ). En el plano E (planos X-Z y Y-Z) de las frecuencias mencionadas (3.3 GHz y 5 GHz), se obtuvo un patrón de radiación muy parecido al del dipolo en los niveles de polarización deseada. Los niveles de polarización cruzada (E_ϕ) son ligeramente mayores en 5 GHz que en 3.3 GHz. En el patrón de radiación de 3.3 GHz, la diferencia entre los niveles máximos de polarización deseada y polarización cruzada es menor a 30 dB, mientras que en 5 GHz varía entre 15 y 30 dB. Por tanto, se tiene un patrón de radiación más estable en 3.3 GHz que en 5 GHz.



(a)



(b)

Figura 3.4: Patrón de radiación de antena monopolo de $\lambda/4$. (—) Polarización deseada E_θ y (---) Polarización cruzada E_ϕ

Análisis de Corriente

El parámetro de distribución de corriente superficial ayuda a analizar como es que los modos resonantes fluyen en las dimensiones de la antena propuesta. En la figura 3.3a, se puede observar que la pérdida por retorno de la antena propuesta muestra dos bandas de frecuencia de operación. Bajo esta condición, la distribución de corriente superficial es analizada con el software HFSS. En este proceso de simulación se consideran las dos frecuencias de resonancia mencionadas anteriormente (3.3 GHz y 5 GHz). Los resultados de esta simulación se ilustran en la Figura 3.5 e indican que la antena exhibe dos corrientes superficiales que están distribuidas a lo largo de diferentes trayectorias. En la Figura 3.5a, la distribución de corriente a 3.3 GHz es claramente uniforme a lo largo de ambos brazos del monopolo en forma de U. Indicando que esa área forma al elemento más radiante de toda la estructura a 3.3 GHz. En la Figura 3.5b, se ilustra esta misma concentración de flujo de corriente superficial no solo en el monopolo, sino en la línea de alimentación cónica a 5 GHz. Se puede observar que esta última distribución disminuyó gradualmente comparada con la de 3.3 GHz. Este resultado indica que se tiene una mayor distribución de corriente en la línea de alimentación cónica a 5GHz, demostrando que el modo de resonancia a dicha frecuencia, se debe principalmente a la línea de alimentación.

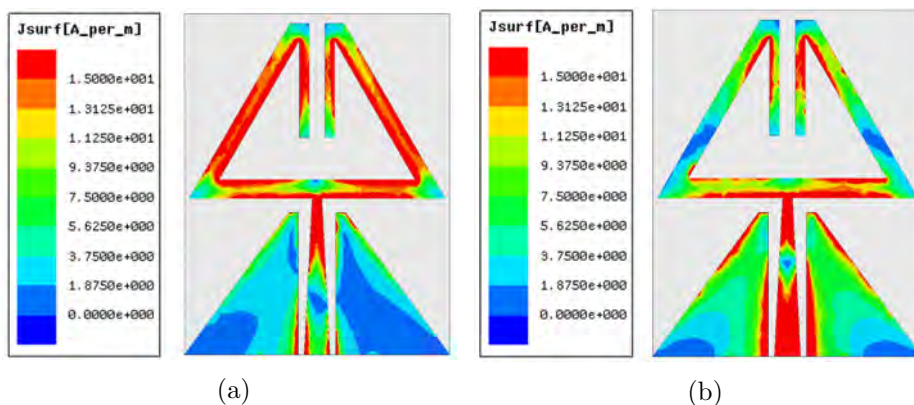


Figura 3.5: Distribución de corriente superficial de antena propuesta a (a) 3.3 GHz y (b) 5 GHz

3.2.4. Resultados de Fabricación y Caracterización

Una vez que todos los parámetros fueron definidos, se procedió a fabricar la antena. El proceso de fabricación a detalle, se puede consultar en el Apéndice B. En la figura 3.13, se ilustra la estructura física de la antena monopolo de $\lambda/4$ propuesta después de haber realizado el proceso de fabricación. Después de ajustar los valores óptimos de los parámetros de diseño (constante dieléctrica efectiva, dimensiones de antena, impedancia, coeficiente de reflexión, patrón de radiación, distribución de corriente) previamente analizados, se obtuvo la mejor respuesta a lo largo de la frecuencia de operación. En la figura 3.7, se comparan las curvas de simulación y medición de las pérdidas de retorno de la antena $\lambda/4$ propuesta. La medición de las pérdidas de retorno se realizaron con un Analizador de Espectros Vectorial (VNA, del Inglés *Vector Network Analyzer*). En esta figura se puede observar que se obtuvo un buen acercamiento en la curva de medición respecto a la simulada en HFSS. Además, se observa que se generaron dos bandas de frecuencia de operación. La primer banda se encuentra centrada alrededor de 3 GHz y la segunda banda alrededor de 5 GHz. Tomando en cuenta que a partir de -10 dB o menos se considera un valor óptimo de operación, se generaron dos bandas: la primera va desde 3 GHz a 3.6 GHz y la segunda abarca desde 4.85 GHz hasta 5.6 GHz.

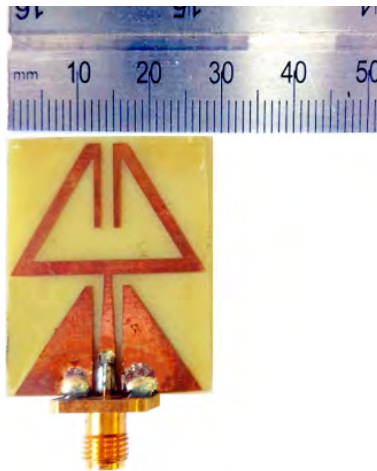


Figura 3.6: Estructura de antena monopolo de $\lambda/4$

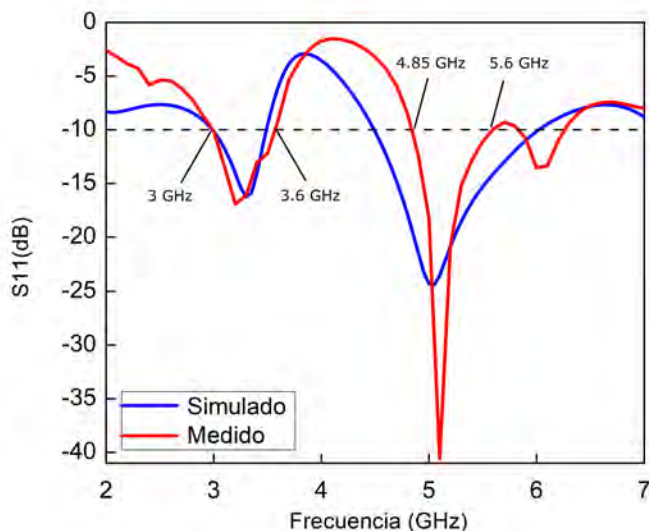


Figura 3.7: Pérdida de retorno simulada y medida de antena monopolo de $\lambda/4$ propuesta

3.3. Diseño de Antena Logoperiódica

En esta sección se explica a detalle, el procedimiento que se siguió para lograr el diseño de la antena logoperiódica.

3.3.1. Resumen

Se presenta el diseño de una antena logoperiódica (LPDA, del inglés Log-Dipole Dipole Array) que opera entre 1.63 y 3.7 GHz, con un VSWR menor que 2. La estructura de la antena consiste en 11 dipolos maquinados en un sustrato compuesto por FR4 con dimensiones de $91 \times 155 \text{mm}^2$. La antena cubre la banda WLAN (2.4 GHz) y la banda WiMAX (3.5 GHz) establecidos por el estándar IEEE 802.11. La antena logoperiódica, tiene una estructura de alimentación cruzada, el cual contribuye a un acoplamiento de impedancias eficiente y a un patrón de radiación direccionado hacia la

línea de alimentación. La distribución de corriente fue simulada, mostrando resultados favorables a la fase de la corriente con la que se alimentan los dipolos.

3.3.2. Aspectos Preliminares

En años recientes, la tecnología en sistemas de comunicaciones ha avanzado a pasos agigantados. Las antenas impresas han jugado un papel importante en estos sistemas, no solo gracias a su tamaño compacto, si no a su fácil fabricación. Actualmente, el estudio de antenas de banda ancha y arreglos de antenas es un tema de interés que satisface los requerimientos para operar con tasas altas de transmisión de datos como el internet, la televisión de alta definición (HDTV, del Inglés High-Definition Television), etc [28]. Se ha hecho un enorme esfuerzo por estudiar a las antenas logoperiódicas para integrarlas en sistemas de comunicaciones inalámbricos [29–31]. Por ejemplo, en [32], una antena logoperiódica fue diseñada utilizando una sola capa de antena alimentada por una guía de onda con conductor acoplado (CBCPW, del inglés Conductor-Backed Coplanar Waveguide), obteniendo una acoplamiento de impedancia eficiente. En [33], se presentaron varios diseños de antenas logoperiódicas que fueron simuladas y medidas utilizando una alimentación cruzada; sin embargo, las antenas fueron limitadas a 8 dipolos. En [30], una antena multibanda es diseñada para operar en la banda C, X y Ku. En [34], Una antena logoperiódica con una configuración de alimentación recta, es diseñada y estudiada experimentalmente. Finalmente, en [35], se presenta una antena logoperiódica alimentada por una línea de alimentación microstrip (MSL, del Inglés MicroStrip Line) y entrega corriente eléctrica a una línea de alimentación paralela (DSPSL, del Inglés Double Sided Parallel StripLine). El objetivo de este trabajo es diseñar y fabricar una antena logoperiódica con frecuencias de operación ubicadas entre 1.63 y 3.7 GHz. Por un lado, con el objetivo de evitar problemas en la alimentación con línea coaxial, la antena propuesta es diseñada sin balun. Por otro lado, la antena es alimentada por una línea microstrip, la cual contribuye a que la antena sea integrada más fácilmente a los sistemas de comunicaciones inalámbricos. Además, de la contribución al campo, el diseño de este tipo de antenas, son una tecnología muy atractiva para realizar sistemas de comunicaciones inalámbricos

Fibra-Radio (RoF, del inglés Radio over Fiber).

3.3.3. Proceso de Diseño

En la figura 3.8 se muestra la geometría de la antena logoperiódica de 11 elementos. Se puede observar que el dipolo extra implementado, tiene el mismo largo, anchura y separación que su dipolo precedente. Asimismo, se puede observar que la estructura de la línea de alimentación es cruzada, el arreglo marcado en color verde es una cara de cobre que va de un lado del sustrato y la parte marcada en color azul se encuentra en la otra cara del sustrato. Se puede observar cómo la longitud, anchura y separación de los dipolos, tienen un factor de escala $\tau=0.88$. Nótese también que, la alimentación se estableció en la parte final de la línea que alimenta al dipolo más pequeño.

Cabe mencionar que, se utilizó una técnica recomendada en [30], en donde se agrega un dipolo extra después del dipolo más pequeño del arreglo. Esto con la finalidad de lograr una mejor respuesta de la antena logoperiódica impresa a lo largo de la frecuencia [30].

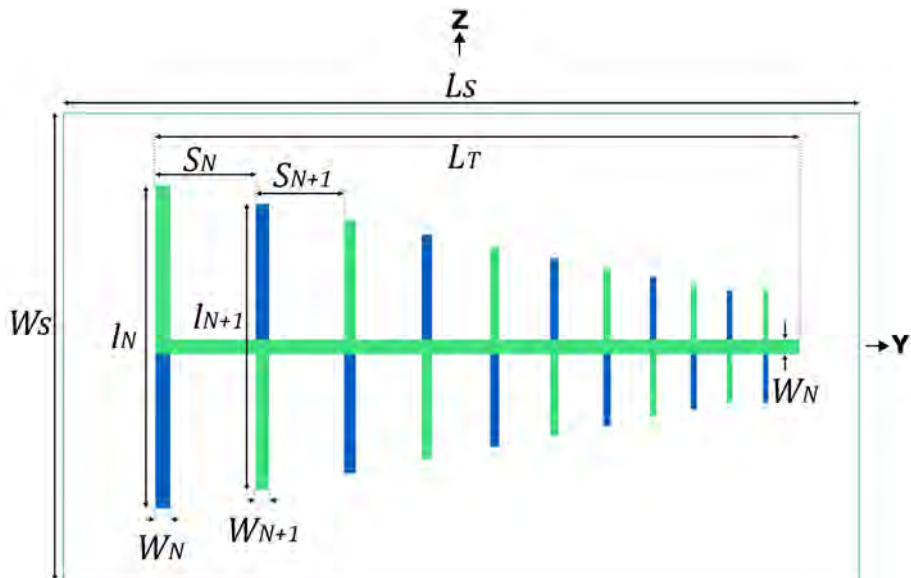


Figura 3.8: Estructura de antena logoperiódica

De acuerdo al procedimiento para diseñar antenas logoperiódicas descrito en el capítulo anterior, se detalla su calculo en esta sección. A continuación, se resume este procedimiento paso a paso junto con los valores de los parámetros principales y ecuaciones de diseño de la antena logoperiódica propuesta:

1. Los tres principales parámetros que describen las dimensiones de la antena fueron calculados con la ecuaciones 2.2, 2.3 y 2.4:

$$\tau = 0,88 \quad (3.4)$$

$$\sigma = 0,16284 \quad (3.5)$$

$$\alpha = 10,43855 \quad (3.6)$$

2. Se encontró el parámetro del ancho de banda de diseño, con las ecuaciones 2.5 y 2.6:

$$B_{ar} = 1,70185 \quad (3.7)$$

$$B_s = 3,40371 \quad (3.8)$$

3. Utilizando las ecuaciones 2.7 y 2.8, se calculó la longitud total de la línea de alimentación y se encontró el número de dipolos del arreglo:

$$L_T = 104,66mm \quad (3.9)$$

$$N = 10,58 \approx 10 \quad (3.10)$$

4. Se determinó la relación entre la longitud del dipolo más grande y su anchura. El valor de W_N es equivalente a la mitad del diámetro d_n , en el caso de que fuera una antena logoperiódica cilíndrica ($W_N/2 = d_n$). Como paso siguiente, se determinó la impedancia característica

del elemento o dipolo con la finalidad de determinar la impedancia característica relativa del mismo:

$$\frac{l_{max}}{d_{max}} = \frac{60}{2,7/2} = 44,4444 \quad (3.11)$$

$$Z_a = 120[\ln(\frac{l_{max}}{d_{max}}) - 2,25] = 185,3086 \quad (3.12)$$

Tomando en cuenta que $R_{in}=50\Omega$:

$$\frac{Z_a}{R_{in}} = 3,7061 \quad (3.13)$$

5. Se calculó:

$$\sigma' = \frac{\sigma}{\sqrt{\tau}} = 0,1735 \quad (3.14)$$

6. Teniendo el valor de la impedancia característica relativa de un dipolo, se determina la impedancia característica relativa de la línea de alimentación con la gráfica del capítulo 11 de la referencia [3]:

$$\frac{Z_0}{R_{in}} \approx 1,1 \quad (3.15)$$

$$Z_0 \approx 1,1 * 50 = 55\Omega \quad (3.16)$$

7. Considerando que $W_n/2 = d_n$, se procede a determinar la separación entre dipolos s (o espaciamiento entre dipolos de ambas caras del sustrato):

$$s = d \cosh(\frac{Z_0}{120}) = (0,0027/2) \cosh(\frac{55}{120}) = 1,49mm \quad (3.17)$$

Por tanto, el espaciamiento entre caras ($s=1.49$), se aproxima al grosor del sustrato ($h=1.51$). Esto indica que la separación entre ambos planos de cobre es corresponde al grosor del sustrato utilizado.

Diseño de Dipolos

A continuación, se describe el diseño del primer dipolo, el de mayor longitud, por tanto, el que opera a la frecuencia más baja:

1. La anchura de la línea de alimentación (W_1), es equivalente a la anchura del dipolo más grande (W_N), y se ajusta al valor de la anchura de la antena monopolo de $\lambda/4$. Esto, con el objetivo de lograr el mejor acoplamiento de impedancias entre la antena logoperiódica y el conector coaxial SMA de 50Ω :

$$W_1 = 2,7mm \quad (3.18)$$

2. Se calcula la constante dieléctrica efectiva, utilizando la ecuación 2.12:

$$\epsilon_{reff} = 3,35 \quad (3.19)$$

3. Con la ecuación 2.13, se calcula la prolongación de la longitud del dipolo,:

$$\Delta l = 4,87 \times 10^{-4}m \quad (3.20)$$

4. Tomando en cuenta que la frecuencia mínima ($f_{min} = 1,5GHz$) corresponde a la frecuencia de resonancia del dipolo más largo, se obtiene la longitud de dipolo l_1 y la prolongación l_{eff} (se utilizaron las ecuaciones 2.14 y 2.15):

$$l_1 = \frac{c_0}{2 * f_{min} * \sqrt{\epsilon_{reff}}} = 0,5463m = 54,63mm \quad (3.21)$$

$$l_{eff} = 0,05512 = 55,12mm \quad (3.22)$$

5. Espaciado entre dipolo más grande y el dipolo siguiente se determina de la siguiente manera:

$$S_1 = 2 * 0,16284 * 54,16 = 19,54mm \quad (3.23)$$

Diseño con dipolo extra

Después de obtener las dimensiones del primer dipolo, es muy sencillo obtener las dimensiones de los demás elementos del arreglo. Cada dimensión del dipolo y su espaciado con el siguiente elemento, se multiplica por el factor de escala ($\tau = 0,88$). Las dimensiones resultantes de los dipolos, se describen en la tabla 3.2. La longitud del dipolo más grande se ajusta a $l_1 = 60\text{ mm}$ con la intención de abarcar frecuencias más bajas. También se puede observar que la antena contiene 10 elementos previstos y un dipolo extra que es sugerido en [30]. Este dipolo extra tiene las mismas dimensiones que el dipolo más pequeño del arreglo (dipolo 10) y su misma separación.

	Frecuencia (GHz)	Longitud (mm)	Anchura (mm)	Separación (mm)
Dipolo 1	1.5	60	2.7	19.54
Dipolo 2	1.57	52.8	2.37	17.18
Dipolo 3	1.76	46.46	2.09	15.13
Dipolo 4	2	40.88	1.83	13.31
Dipolo 5	2.27	35.98	1.61	11.71
Dipolo 6	2.59	31.66	1.42	10.31
Dipolo 7	2.94	27.86	1.25	9.07
Dipolo 8	3.34	24.52	1.10	7.98
Dipolo 9	3.79	21.57	0.97	7.02
Dipolo 10	4.31	18.98	0.85	7.02
Dipolo extra	4.31	18.98	0.85	7.02

Tabla 3.2: Dimensiones de los elementos o dipolos de la antena logoperiódica.

3.3.4. Resultados de Simulación

A continuación se presentan los resultados de simulación de los parámetros más importantes (tanto parámetros de dimensiones como de funcionamiento), implicados en el diseño de la antena logoperiódica.

Análisis de Parámetros

De igual manera que en el análisis de parámetros de la antena monopolo de $\lambda/4$, se utilizó el software HFSS para realizar la simulación de los parámetros más importantes (tanto de dimensiones como de funciona-

miento) del diseño de la antena logoperiódica propuesto. Con el objetivo de evaluar el desempeño de un arreglo de 10 dipolos en comparación con uno de 11 dipolos, se propuso simular el parámetro de S_{11} y este se ilustra en la Figura 3.9a. Se puede observar que la antena de 11 elementos tiene un comportamiento más satisfactorio a lo largo del barrido de frecuencia. Se puede observar también, que se generan dos anchos de banda ubicados alrededor de 1.5 a 3.5 GHz y un segundo ancho de banda alrededor de 5 a 9.5 GHz, lo cual nos brinda la posibilidad de trabajar en un amplio rango de frecuencias.

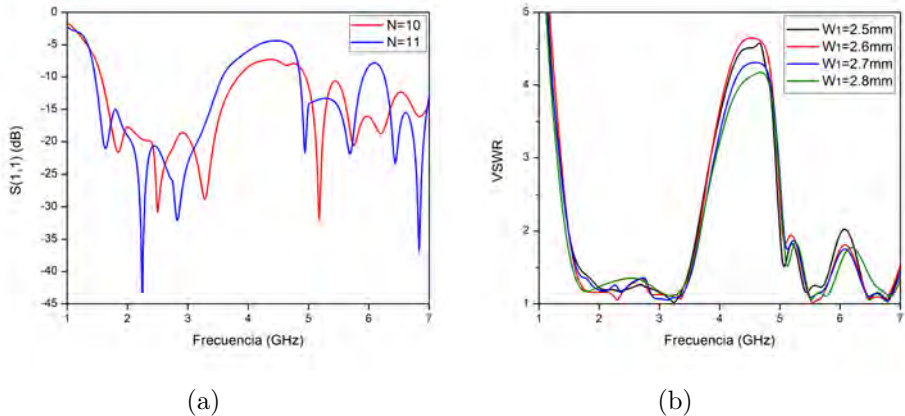


Figura 3.9: (a) Simulación de parámetro $S(1,1)$ de antena logoperiódica con 10 elementos o dipolos (rojo) en comparación con 11 elementos (azul). (b) Simulación de parámetro VSWR de antena logoperiódica variando el ancho de la línea de alimentación

Por otra parte, se evaluaron diferentes anchuras de la línea de alimentación. Se propuso simular el parámetro VSWR haciendo variar el ancho de la línea de alimentación de $2,5\text{ mm}$ a $2,8\text{ mm}$ y así, determinar el valor que logre un mejor acoplamiento de impedancias entre la antena y la fuente. En la figura 3.9b, se puede observar que el valor de $2,7\text{ mm}$ es el más adecuado (como se confirmó en el proceso de diseño de la antena monopolo $\lambda/4$) para establecer un acoplamiento de impedancias efectivo.

Patrón de Radiación

En las figuras 3.10, 3.11 y 3.12 se ilustra el patrón de radiación simulado de la antena logoperiódica a las frecuencias de resonancia de 2 GHz, 3.3 GHz y 5.3 GHz, respectivamente. De estas figuras se puede observar que los planos X-Y, X-z y Y-Z fueron considerados. En el plano H (plano X-Y), los patrones de las tres frecuencias muestran niveles de polarización deseada (E_θ) de 20 dB direccional hacia los 90 (dirección de la línea de alimentación). Para el plano H de la frecuencia de 3.3 GHz (ver Figura 3.11), la diferencia entre los niveles de polarización deseada (E_θ) y polarización cruzada (E_ϕ) se encuentran alrededor de 30 dB.

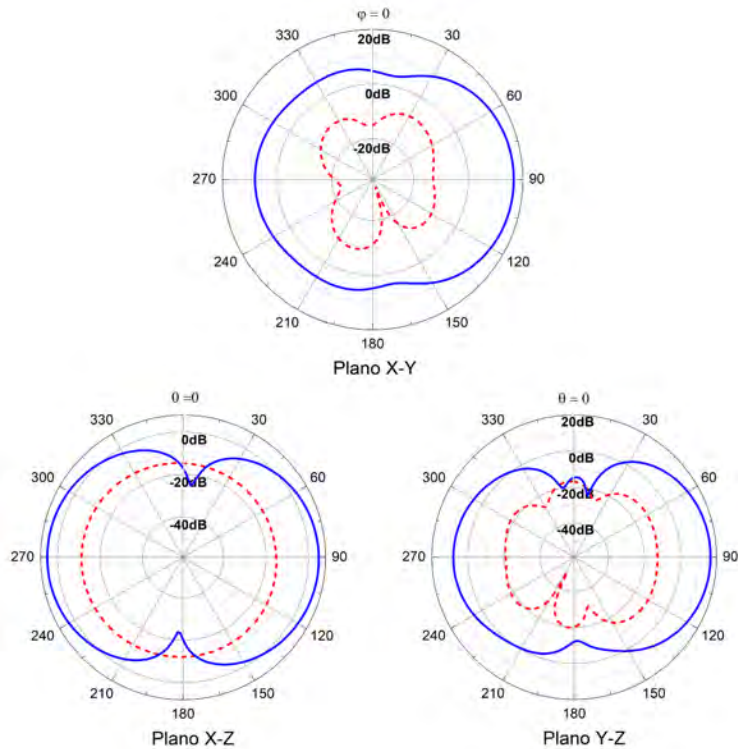


Figura 3.10: Patrón de radiación de antena logoperiódica a 2 GHz. (—) Polarización deseada E_θ y (---) Polarización cruzada E_ϕ

Sin embargo, a 3.3 GHz, los niveles en el plano E (planos X-Z y Y-Z), son los más bajos en comparación con los patrones de radiación de las otras dos frecuencias. En el plano E de las frecuencias de 2 GHz y 3.3 GHz (ver figuras 3.10 y 3.11) se puede observar un patrón de radiación muy parecido al patrón de radiación de un dipolo en los niveles de polarización deseada; mientras que en la frecuencia de 5.3 GHz (ver figura 3.12) el patrón de radiación muestra cierta aproximación al de un dipolo. La antena propuesta tiene un patrón de radiación direccionado hacia su línea de alimentación.

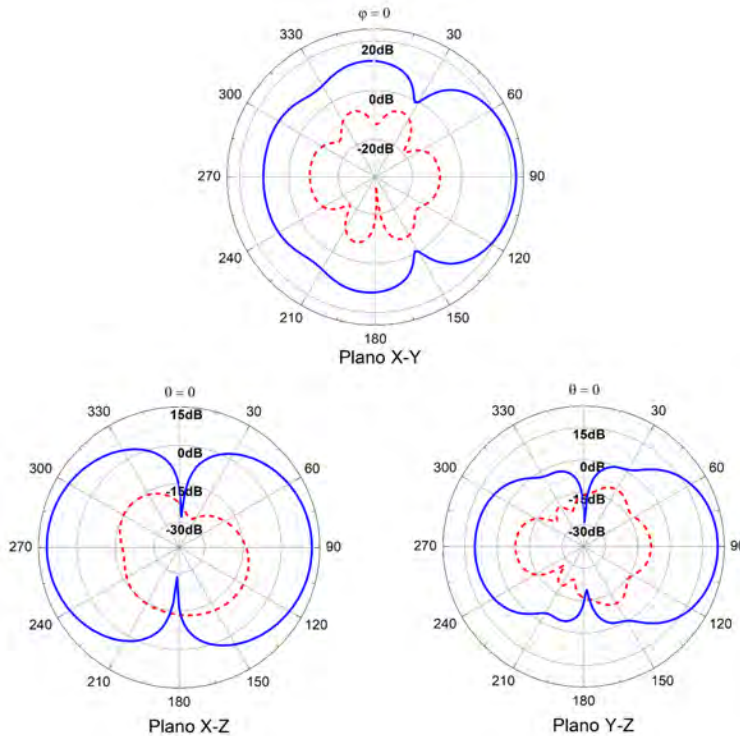


Figura 3.11: Patrón de radiación de antena logoperiódica a 3.3 GHz. (—) Polarización deseada E_θ y (---) Polarización cruzada E_ϕ

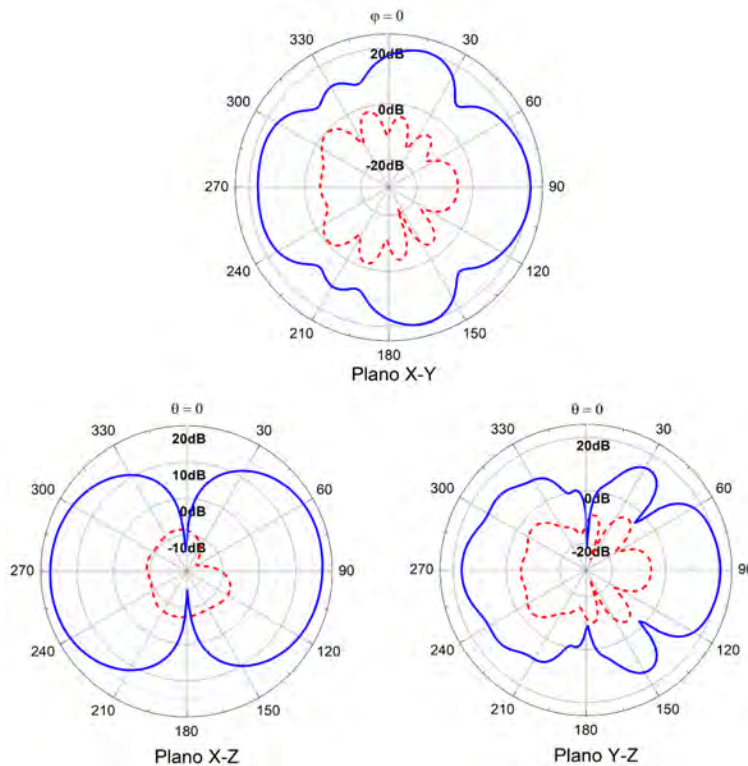
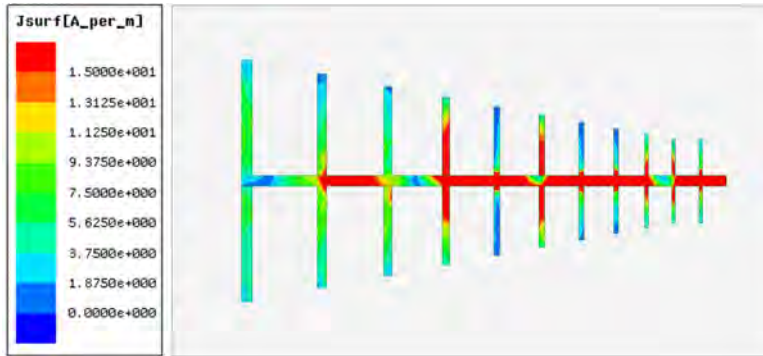


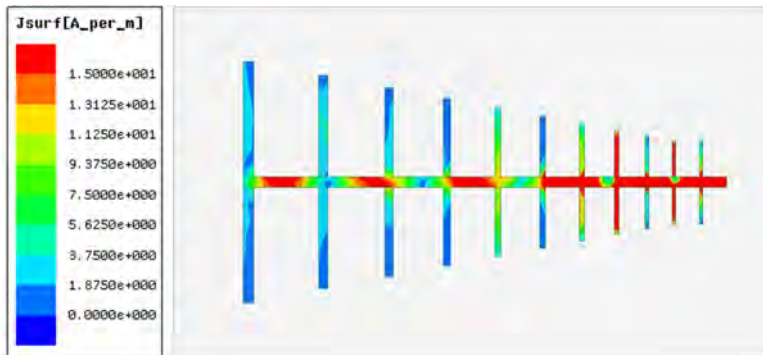
Figura 3.12: Patrón de radiación de antena logoperódica a 5.3 GHz. (—) Polarización deseada E_θ y (---) Polarización cruzada E_ϕ

Análisis de Corriente

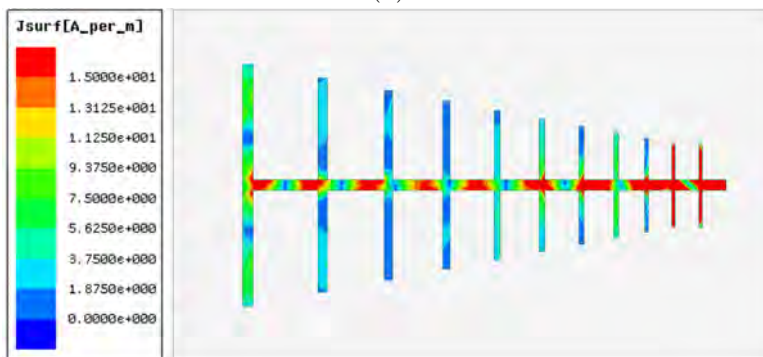
La distribución de corriente superficial es una medida que ayuda a saber como es que fluyen los modos resonantes a través de la superficie de la antena logoperiódica. Para este análisis de distribución de corriente superficial, se consideran las frecuencias de 2 GHz, 3.3 GHz y 5.3 GHz. En la Figura 3.13a, se ilustra la distribución de corriente a 2 GHz. Se puede observar que la mayor concentración de corriente se encuentra en el 4^{to} dipolo, cuya frecuencia de resonancia corresponde correctamente a los 2 GHz (ver Tabla 3.2).



(a)



(b)



(c)

Figura 3.13: Flujo de corriente superficial de antena logoperiódica en (a) 2GHz (b) 3.3GHz y (c)5.3 GHz

En el resultado del análisis de distribución de corriente a 3.3 GHz que se muestra en la Figura 3.13b, se puede observar una fuerte concentración de corriente a lo largo del 8^{vo} dipolo, el cual corresponde a su respectiva frecuencia de resonancia, como se muestra en la Tabla 3.2. Finalmente, la distribución de corriente superficial a 5.3 GHz se muestra en la Figura 3.13c. En esta última distribución, la corriente se concentra en el 10^{mo} y 11^{vo}. A medida que la frecuencia incrementa, la distribución de corriente cambia a lo largo de la estructura metálica de ambos lados de la antena logoperiódica. También se puede observar una progresión de fase de la corriente a lo largo de toda la estructura metálica de ambos lados de la antena logoperiódica. Lo anterior demuestra porque la antena tiene un patrón unidireccional hacia la línea de alimentación.

3.3.5. Resultados de Fabricación y Caracterización

Al igual que la antena monopolo $\lambda/4$, los parámetros de la antena logoperiódica fueron calculados y después, la antena fué fabricada (ver Apéndice B). En la Figura 3.14, se puede observar la estructura física de la antena logoperiódica fabricada.

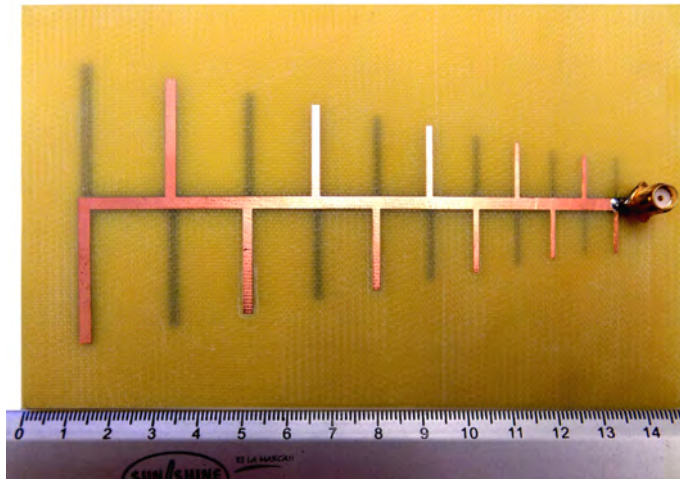


Figura 3.14: Pérdida de retorno simulada y medida de antena logoperiódica propuesta

El conductor externo del conector coaxial está soldado en el lado superior del sustrato, mientras que el conductor interno está soldado al lado inferior del sustrato. En la Figura 3.15, se comparan las curvas de simulación y medición de las pérdidas de retorno de la antena logoperiódica propuesta. En esta figura, ambas curvas tienen un amplio rango de frecuencia de operación de la antena. En la curva de medición, se generaron dos bandas de frecuencia de operación: la primera desde 1.63 GHz hasta 3.7 GHz, y la segunda banda, desde 5 hasta 5.6 GHz.

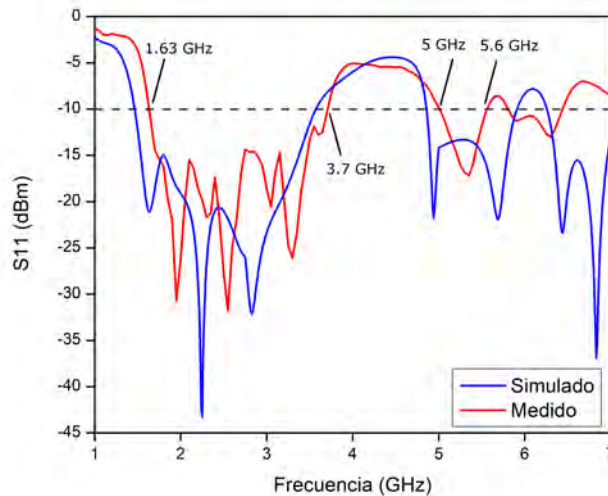


Figura 3.15: Pérdida de retorno simulada y medida de antena logoperiódica propuesta

Capítulo 4

Integración de Antenas en Sistemas de Comunicaciones

Con el objetivo de estudiar el funcionamiento de ambos diseños de antenas microstrip propuestos en este trabajo de tesis, se propone integrarlas en un sistema de comunicaciones unidireccional (o también conocido como point-to-point) y en un sistema bidireccional (también conocido como full duplex). En ambos sistemas de comunicaciones, se transmiten señales de video ubicadas en el canal 3 y 4 (61.25 MHz y 67.25 MHz respectivamente). El objetivo principal es comparar los desempeños de ambos diseños de antenas microstrip, a través de la medición de la potencia de dichas señales transmitidas y recibidas por vía inalámbrica. La medición de la densidad espectral de potencia, se realizó con la ayuda de un analizador de espectros (VNA, del inglés Vector Network Analyzer). Ambas antenas (monopolo de $\lambda/4$ y logoperiódica) fueron colocadas a una distancia no mayor a 1 metro, procurando recibir una buena potencia de las señales a transmitir. A continuación se describirá el proceso experimental de ambos diseños de antenas microstrip, en los dos esquemas de sistemas de comunicación mencionados anteriormente.

4.1. Sistema de comunicaciones Point-to-Point

A continuación, se describe el sistema de comunicaciones unidireccional o point-to-point. El objetivo principal de esta aplicación es transmitir simultáneamente dos señales de TV analógicas ubicadas en 61.25 MHz y 67.25 MHz (canal 3 y 4, respectivamente). Estas señales fueron combinadas y desplazadas con una portadora de 3.3 GHz. La señal modulada resultante es radiada y recibida utilizando un par de antenas. En la figura 4.1, se puede observar un esquema del sistema de comunicaciones unidireccional propuesto.

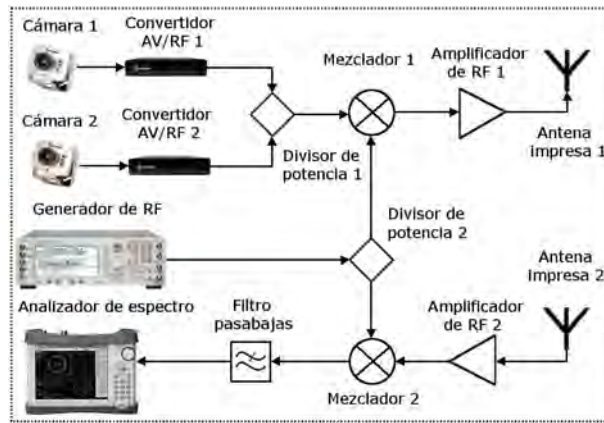


Figura 4.1: Esquema de sistema de comunicaciones unidireccional o punto a punto .

Se puede observar que la cámara 1 y la cámara 2 son conectadas a los convertidores de AV/RF 1 y 2, respectivamente. Por tanto, las señales de banda base de la cámara 1 y 2 se ubicarán en los canales 3 y 4 respectivamente. Después, estas dos señales moduladas son conectadas al Divisor de potencia 1, y la salida de éste va conectada al Mezclador 1. En este Mezclador 1, se introduce una portadora de 3.3 GHz, por medio del Divisor de potencia 2. Lo cual significa que la señales de video que fueron sumadas en el Divisor de potencia 1, modulan a una subportadora de 3.3 GHz. Después, esta señal es amplificada por Amplificador de RF 1 y radiada por la antena 1 (monopolo $\lambda/4$ o logoperiódica). La Antena impresa 2 recibe esta señal

por vía inalámbrica y es amplificada por Amplificador de RF 2. Finalmente, con el uso del Mezclador 2, la señal recibida es demodulada y filtrada, para después ser medida en el analizador de espectros. En la Figura 4.2, se puede observar la densidad espectral de potencia de los canales 3 y 4. Esta es la señal que se mide en la salida del Divisor de potencia 1, que no es más que la suma de las señales de video de la Cámara 1 y la Cámara 2 montadas en las portadoras de 61.25 MHz y 67.25 MHz, respectivamente.

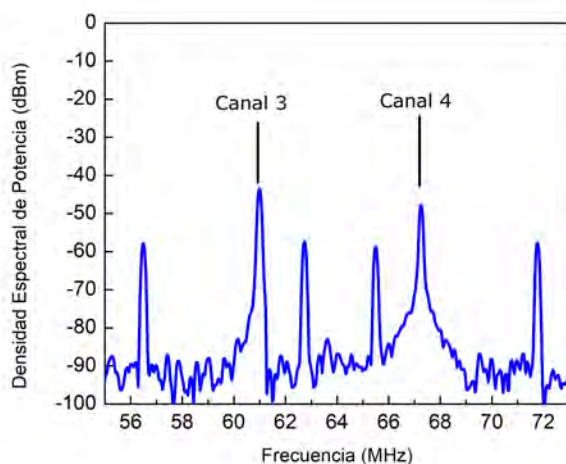


Figura 4.2: Densidad espectral de potencia de canal 3 (61.25 MHz) y canal 4 (67.25 MHz).

4.1.1. Pruebas con antena monopolo de $\lambda/4$

A continuación, se describe el análisis del desempeño de la antena monopolo de $\lambda/4$ en el sistema de comunicaciones unidireccional o punto a punto. Las antenas monopolo fueron implementadas en el sistema, y con la ayuda del analizador de espectros, se logró medir la densidad espectral de potencia que recibe la Antena impresa 2 (véase la Figura 4.1). En la Figura 4.3a, se puede observar el espectro de la señal que emite la Antena impresa 1. Mientras que en la Figura 4.3b, se ilustra el espectro de la señal que recibe la antena 2.

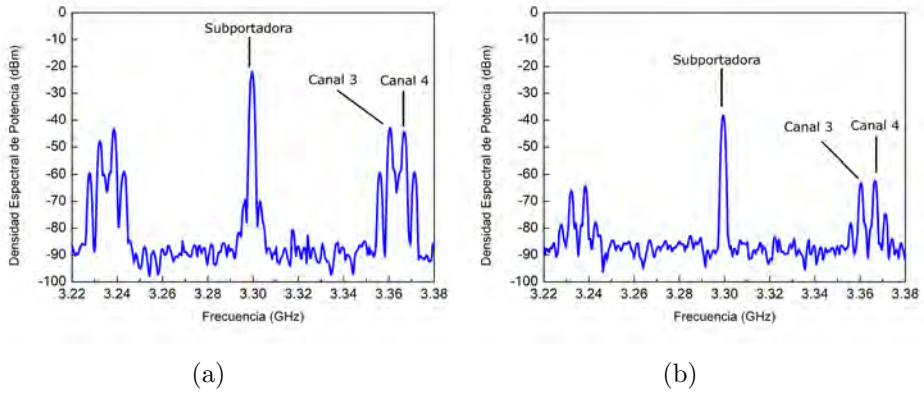


Figura 4.3: Espectro de señales de video transmitidas y recibidas con dos antenas monopolo. (a) Espectro de potencia de señal de video modulada en canal 3 y 4, modulada en una subportadora de 3.3 GHz. Ésta señal fué radiada por la antena monopolo 1. (b) Espectro de potencia de señal de video recibida por antena monopolo 2.

De esta manera, se puede apreciar fácilmente que hay una disminución en el nivel de potencia de la señal transmitida por vía inalámbrica. Esta disminución representa una pérdida alrededor de 20dB, tomando como referencia los picos del espectro de potencia de la señal de video. Es por eso que esta pérdida es compensada utilizando el Amplificador de RF 2. Finalmente, el espectro de potencia de la señal de video que se desea recuperar se ilustra en la Figura 4.4. La señal de video se recuperó obteniendo una potencia promedio de -60dB para las portadoras de los canales 3 y 4.

En la Figura 4.5, se ilustra el espacio de trabajo en donde se realizaron las pruebas de laboratorio. En esta figura, se puede observar cómo las antenas monopolo de $\lambda/4$ fueron implementadas en el esquema del sistema de comunicaciones unidireccional físico. Asimismo, se puede observar que la señal de video fue recuperada con una calidad de imagen buena. Ambas antenas se posicionaron a una distancia de 75 centímetros entre sí.

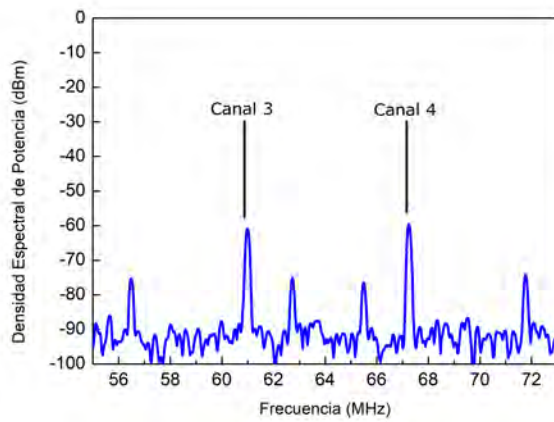


Figura 4.4: Densidad espectral de potencia de señal de video recuperada (canal 3 y 4).

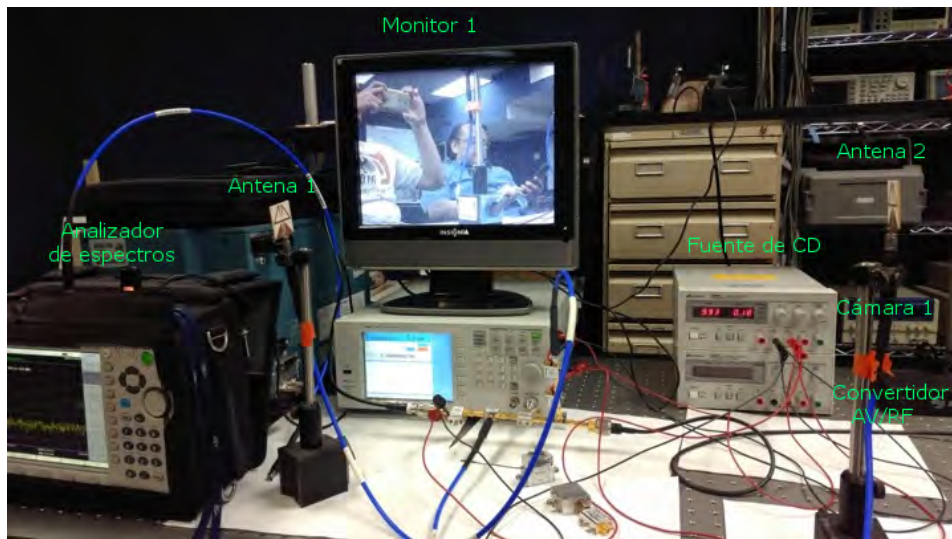


Figura 4.5: Sistema de comunicaciones unidireccional implementando antenas monopolo $\lambda/4$.

4.1.2. Pruebas con antena logoperiódica

A continuación, se describe el análisis del desempeño de la antena logoperiódica en el sistema de comunicaciones unidireccional. Ambas antenas fueron alineadas con el objetivo de que se recibiera una mayor potencia de la señal de video recuperada (traducida a una mejor calidad de imagen). Al igual que con la antena monopolo de $\lambda/4$, se evaluaron las pérdidas que hay en la transmisión de potencia desde la antena 1 hasta la antena 2 (véase la Figura 4.1). En la Figura 4.6a, se ilustra el espectro de potencia que la antena 1 radía. Mientras que en la Figura 4.6b, se puede observar el espectro de potencia de la señal recuperada por la antena 2.

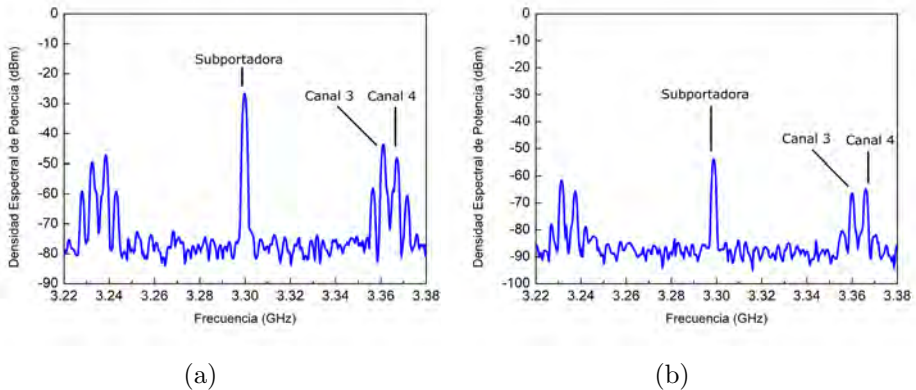


Figura 4.6: Espectro de señales de video transmitidas y recibidas con dos antenas logoperiódicas. (a) Espectro de potencia de señal de video modulada en canal 3 y 4, modulada en una subportadora de 3.3 GHz. Esta señal fue radiada por la antena logoperiódica 1. (b) Espectro de potencia de señal de video recibida por antena logoperiódica 2.

Al igual que los resultados utilizando la antena monopolo, hay una pérdida de potencia evidente. Esta pérdida de potencia tiene un valor promedio de 13.5 dB. Lo cual confirma que la antena logoperiódica tiene una mayor directividad que la antena monopolo. Lo cual se tradujo en una mayor concentración de potencia en una dirección del eje axial de la antena logoperiódica (en este caso hacia la línea de alimentación). Esta es una

ventaja notable de la antena logoperiódica frente a la antena monopolo, dado que tiene la capacidad de transmitir a una mayor distancia. En la figura 4.7, se puede observar el espectro de potencia de la señal de video recuperada.

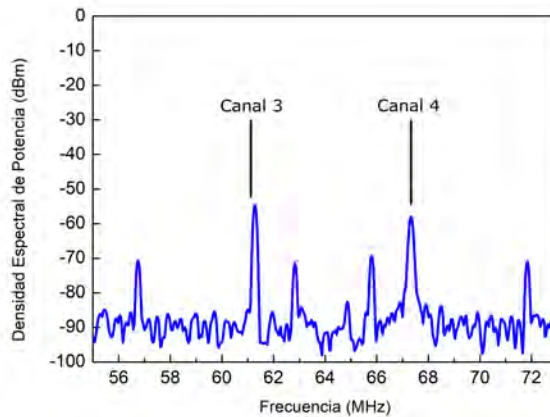


Figura 4.7: Densidad espectral de potencia de señal de video recuperada (canal 3 y 4).

El nivel de potencia promedio de las portadoras de los canales 3 y 4, es de -56 dB. Lo cual demuestra que se obtiene una mejor recepción de potencia, y, por tanto, de calidad de imagen. En la Figura 4.8, se observa el sistema de comunicaciones unidireccional implementando dos antenas logoperiódicas. Se puede observar que ambas antenas están alineadas de tal manera que se consigue una línea de vista orientadas hacia la línea de alimentación. Este caso, las antenas se colocaron a 1 metro de distancia entre ambas antenas logoperiódicas.

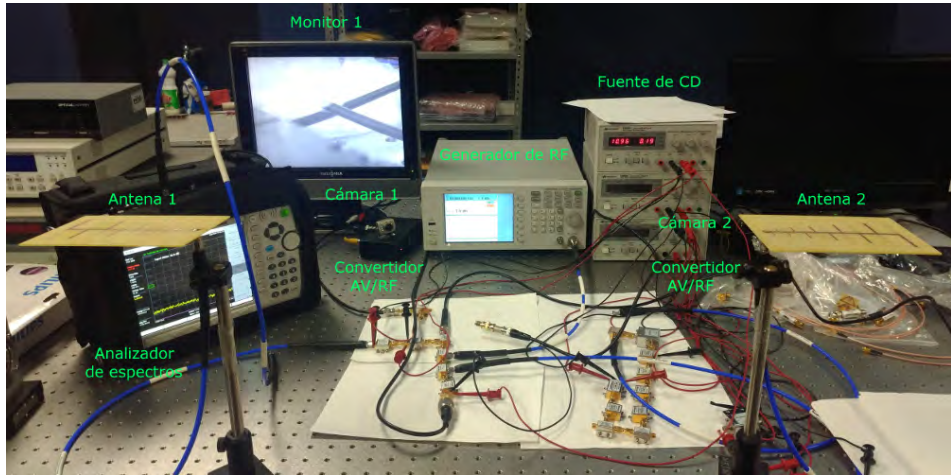


Figura 4.8: Sistema de comunicaciones unidireccional implementando antenas logoperiódicas.

4.2. Sistema de comunicaciones bidireccional

A continuación, se describirá como se implementaron ambos diseños de antenas (monopolo de $\lambda/4$ y logoperiódica), en el sistema de comunicaciones bidireccional para la transmisión de señales de TV. A diferencia del sistema de comunicaciones unidireccional, el sistema bidireccional tiene la ventaja de enviar y recibir simultáneamente información de un punto a otro (en este caso MODEM A y MODEM B). En la Figura 4.9, se puede observar el esquema del sistema de comunicaciones bidireccional propuesto. Como fue mencionado anteriormente, en esta imagen se pueden observar dos puntos de comunicación: MODEM A y MODEM B. En el MODEM A, la señal de video de la Cámara 1 modula a la portadora de 61.25 MHz del canal 3, utilizando el Convertidor AV/RF 1. Después, utilizando el Mezclador 1, esta señal es trasladada a una portadora proveniente del Divisor de potencia 1, suministrada por el generador de RF. Después, esta señal es amplificada por el Amplificador de RF 1 y después, esta señal pasa desde el puerto 1 al puerto 2 del Circulador 1. De tal manera que, esta señal será emitida por la antena 1 para que la Antena impresa 2 la reciba. Esta señal recibida por la antena 2, pasa del puerto 2 al puerto 3 del Circulador 2. Después,

esta señal es demodulada con el Mezclador 4 y recuperada en el Monitor 2 (Canal 3).

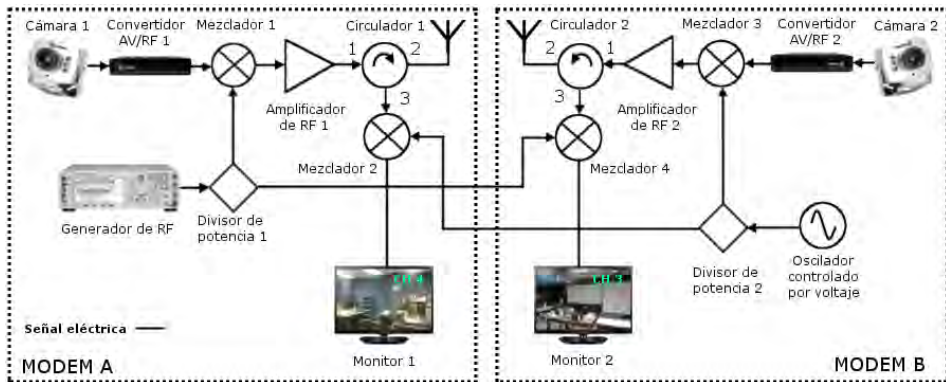


Figura 4.9: Esquema de sistema de comunicaciones bidireccional o full duplex.

En el MODEM B, utilizando el Convertidor AV/RF 2, la señal de video de la Cámara 2 es trasladada a una portadora de 67.25 MHz (canal 4). Después, con el Mezclador 3, se moduló nuevamente una subportadora proveniente del Divisor de potencia 2, la cual fue generada por el Oscilador controlado por voltaje (VCO, del Inglés Voltage Controlled Oscillator). Esta señal fue amplificada por el Amplificador de RF 2 y enviada a la Antena impresa 2 a través del puerto 1 al puerto 2 del Circulador 2. Después, esta señal fue recibida por la Antena impresa 1 y enviada desde el puerto 2 al puerto 3 del Circulador 1. De igual manera, esta señal fue demodulada y recuperada en el Monitor 1 (canal 4).

4.2.1. Pruebas con antena monopolo de $\lambda/4$

Como paso inicial, se propuso integrar un par de antenas monopolo $\lambda/4$ en el sistema bidireccional propuesto (ver la Figura 4.9). Una vez integradas, utilizando el VNA, se realizó la medicion del espectro de potencia en los puntos más importantes del sistema bidireccional. En la Figura 4.10a, se puede observar el espectro de la señal de video (ubicada en canal 3), modulando una subportadora de 2.8 GHz.

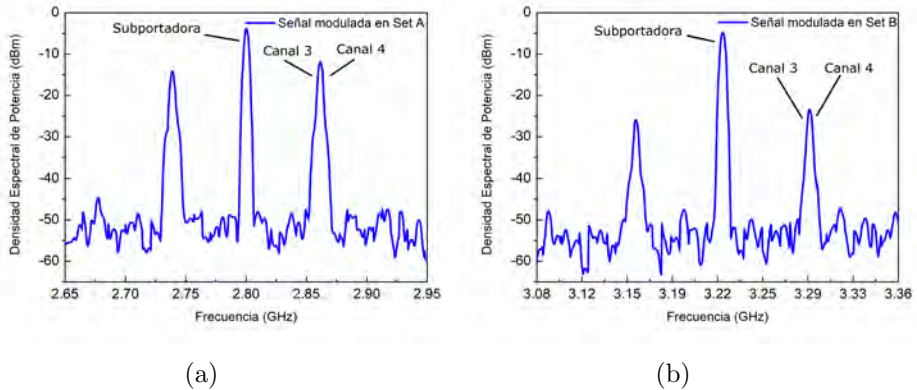


Figura 4.10: Espectro de señales de video transmitidas con antena monopolo. (a) Espectro de señal de video (modulada en canal 3) transmitiéndose desde MODEM A. (b) Espectro de señal de video (modulada en canal 4) transmitiéndose desde MODEM B.

Esta señal se tomó a la salida del Amplificador de RF 1, en el MODEM A. Mientras que en la Figura 4.10b, se ilustra el espectro de potencia de la señal de video (montada en canal 4), modulando una subportadora de 3.22 GHz. Esta señal, es tomada a la salida del Amplificador de RF 2, en el MODEM B.

En la Figura 4.11, Se puede observar el espectro de potencia de las señales que radían ambas antenas monopolo. De esta figura, se pueden observar algunos componentes espectrales desde alrededor de 2.97 GHz hasta 3.06 GHz. Estas señales representan interferencia que podrían ser eliminadas con un filtro rechaza banda. Sin embargo, en este caso, estas señales no influyen considerablemente en la recuperación de las señales de video en este esquema propuesto.

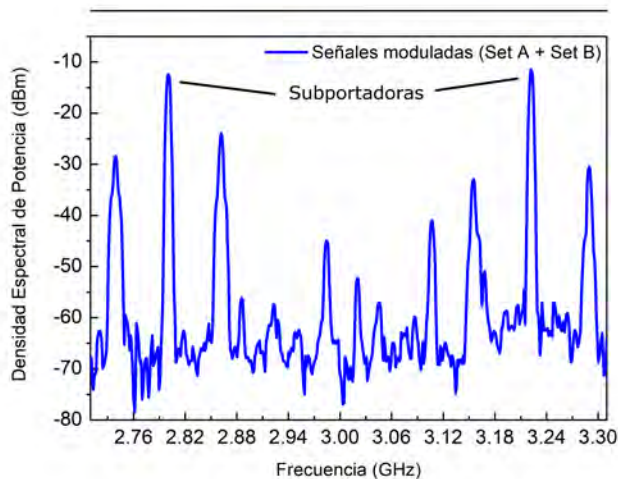


Figura 4.11: Espectro de señal de video montadas en portadoras 2.8 GHz y 3.22 GHz de MODEM A y MODEM B, respectivamente.

En la Figura 4.12a, se ilustra el espectro de potencia de la señal de video recuperada en el MODEM B. Se puede observar que esta señal de video (ubicada en canal 3), es recuperada con una menor potencia en el Monitor 2 (véase la Figura 4.9). Por tanto se registró una pérdida de 39 dB en la señal recuperada en el MODEM B. Mientras que en la Figura 4.12b, se ilustra el espectro de potencia de la señal recuperada en el MODEM A. De igual manera, se recupera la señal de video (ubicada en canal 4), con una potencia menor en el Monitor 1. En este caso se obtuvo una pérdida de potencia de 34 dB en el MODEM A.

En la figura 4.13, se ilustra una imagen del esquema experimental del sistema de comunicaciones bidireccional, integrando las antenas monopolo de $\lambda/4$. Se puede observar que con los niveles de potencia de las señales de video recuperadas de la figura 4.12, son suficientes para obtener una recuperación de la señal de video con muy buena calidad. Sin embargo, la distancia entre ambas antenas fue reducida a 10cm.

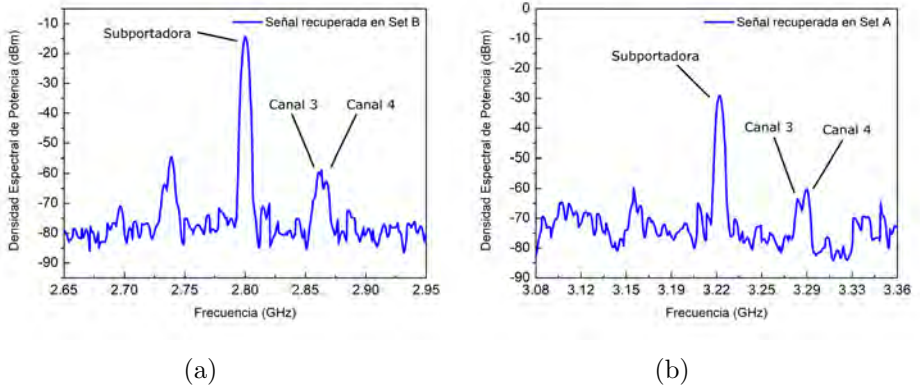


Figura 4.12: Espectro de señales de video recuperadas con antena monopolo. (a) Espectro de señal de video (modulada en canal 3) recuperada en MODEM B. (b) Espectro de señal de video (modulada en canal 4) recuperada MODEM A.

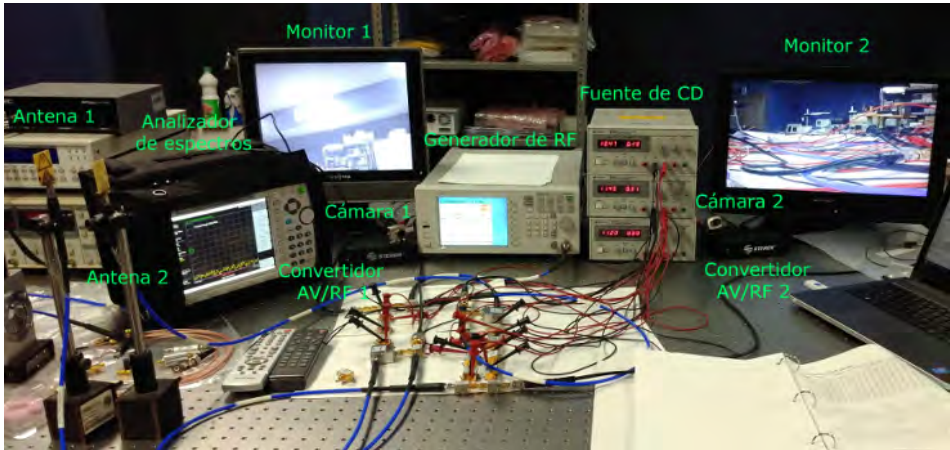


Figura 4.13: Sistema de comunicaciones bidireccional implementando antenas monopolo $\lambda/4$.

4.2.2. Pruebas con antena logoperiódica

De la misma manera que con la antena monopolo, se propuso integrar el diseño de la antena logoperiódica en el sistema de comunicaciones bidireccional (ver la Figura 4.9). En la Figura 4.14a, se puede observar el espectro de potencia de la señal de video (ubicada en canal 3), modulando una subportadora de 2.3GHz.

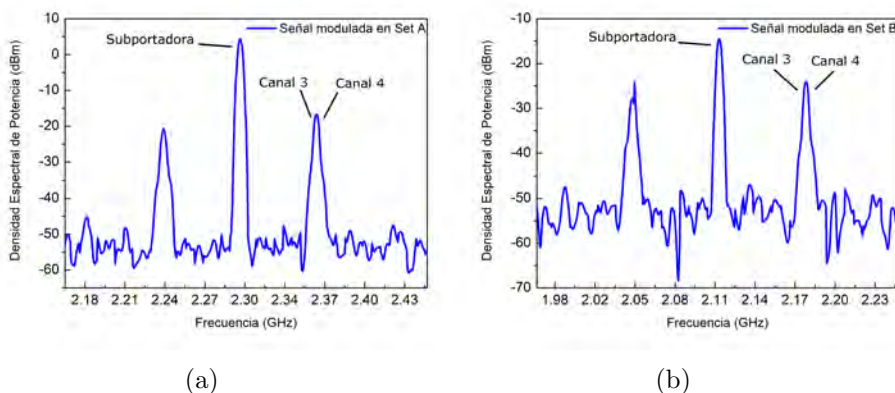


Figura 4.14: Espectro de señales de video transmitidas con antena logoperiódica. (a) Espectro de señal de video (modulada en canal 3) transmitiéndose desde MODEM A. (b) Espectro de señal de video (modulada en canal 4) transmitiéndose desde MODEM B.

Esta señal es tomada a la salida del Amplificador de RF 1, y después, radiada por la antena logoperiódica del MODEM A. Mientras que en la Figura 4.14b, se puede observar el espectro de potencia de la señal de video (montada en canal 4), modulando una subportadora de 2.11 GHz. Esta señal es tomada a la salida del Amplificador de RF 2, y después, enviada a la antena logoperiódica del MODEM B.

Estos dos espectros de potencia se pueden observar en la Figura 4.15, los cuales fueron visualizados con el Analizador de espectros. De esta figura, se puede observar que existe una mayor potencia de transmisión de la señal de video montada en 2.3 GHz, en comparación con la montada en 2.11; de lo cual se puede esperar que se obtendrá una recepción de imagen en el

Monitor 2 (ver la Figura 4.9).

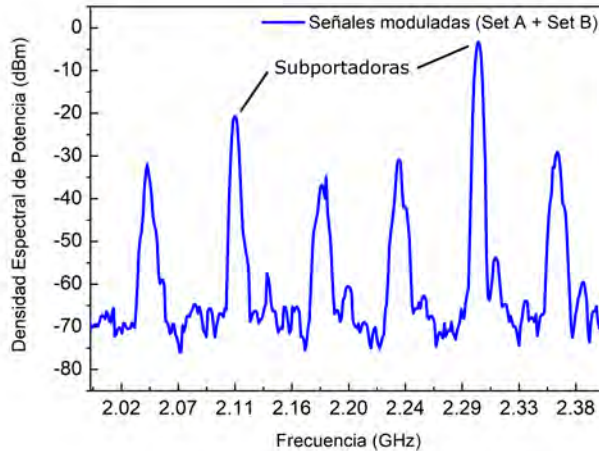


Figura 4.15: Espectro de señal de video montadas en portadoras 2.11 GHz y 2.3 GHz de MODEM A y MODEM B, respectivamente.

En la Figura 4.16a, se ilustra la señal de video (montada en canal 3), recuperada por el Monitor 2, en el MODEM B. Lo cual se traduce a que hubo una pérdida de potencia de 28 dB de la señal recuperada en el MODEM B. Mientras que en la Figura 4.16b, se ilustra el espectro de potencia de la señal recuperada por el Monitor 1, en el MODEM A. En este caso, la pérdida de potencia en la señal recuperada en el MODEM A es de 33dB. El espectro de potencia de ambas señales radiadas por las antenas logoperiódicas de los MODEM A y B, tienen un nivel de potencia muy parecido entre sí.

En la Figura 4.17, se ilustra una imagen del sistema de comunicaciones bidireccional, integrando las antenas logoperiódicas. De esta imagen, se observa que la calidad de las imágenes recibidas en ambos monitores, es lo suficientemente buena para transmitir las en forma inalámbrica a una distancia no mayor a 1 metro de distancia entre ambas antenas logoperiódicas.

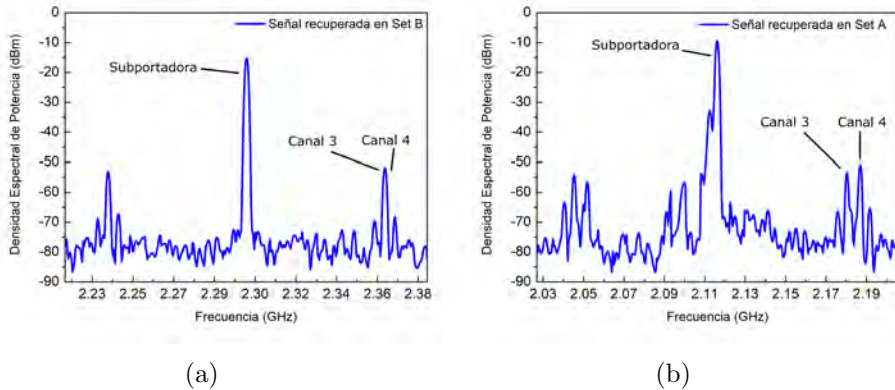


Figura 4.16: Espectro de señales de video recuperadas con antena logoperiódica. (a) Espectro de señal de video (modulada en canal 3) recuperada en MODEM B. (b) Espectro de señal de video (modulada en canal 4) recuperada MODEM A.

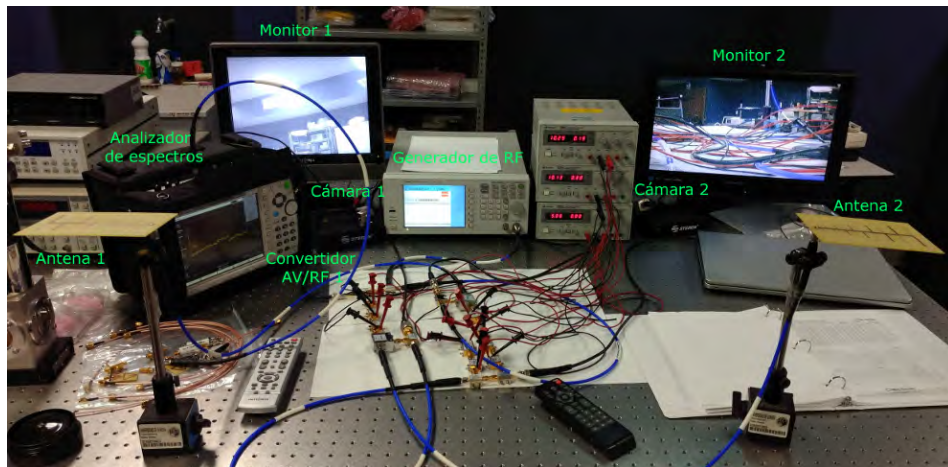


Figura 4.17: Sistema de comunicaciones bidireccional implementando antenas logoperiódicas.

Conclusiones

Se realizó el diseño, fabricación, simulación y medición de dos tipos de antenas impresas (antena monopolo de $\lambda/4$ y antena logoperiódica) Los parámetros más relevantes que describen el desempeño de las antenas impresas, fueron simulados con la ayuda del software HFSS y medidas con un analizador de redes vectoriales (VNA), obteniendo resultados satisfactorios. La variación en ciertas dimensiones de las antenas propuestas, contribuyó a una mejor comprensión de los resultados respecto al funcionamiento de ambas antenas. Una de las principales debilidades al momento de diseñar antenas impresas es que los resultados de simulación pueden ser muy distantes a los resultados experimentales. Es por ello que se debe tener mucha cautela con los calculos, mediciones y sobre todo, en el proceso de fabricación. Ambos diseños de antenas impresas fueron fabricados con el centro de maquinado CNC LPFK Protomat 100, con la ayuda de los software Proteus 8, Circuit Maker y Protomat Software. El proceso de fabricación representó una etapa de muchos cuidados en relación a limpieza, soldadura, devastado, configuración de parámetros y dimensiones iniciales y finales. A pesar de las complicaciones que esto puede causar, el proceso es rápido (comparado con otras técnicas de fabricación) y es de bajo costo. Se implementaron ambos diseños de antenas impresas en dos sistemas de comunicación inalámbricos (sistemas unidireccional y bidireccional), para la transmisión de señales de video. Esto comprobó que efectivamente, las antenas se desempeñan eficientemente en las frecuencias en las que fueron diseñadas. Se logró la transmisión y recuperación de las señales de video de ambos sistemas de comunicación inalámbricos, tomando en cuenta que se transmitió una señal de información con un gran ancho de banda ubicada en VHF. A pesar de que la mayoría de los sistemas de comunicaciones mo-

ernos no manejan señales de TV analógicas, el uso de las mismas puede comprobar de manera eficiente y de bajo costo, los resultados del diseño de antenas impresas. Se logró realizar una comparación de los desempeños de ambos tipos de antenas impresas en cuanto a la potencia de transmisión de las señales de TV. Ambas antenas realizaron una transmisión de buena calidad, la antena logoperiódica presentó un mejor desempeño (en cuanto a directividad y ancho de banda), en comparación con la antena monopolo de $\lambda/4$.

Trabajo a futuro

Hoy en día, el diseño de antenas es un tema de mucho interés en Electrónica, por ello, se propone seguir con el trabajo de investigación con la finalidad de estudiar más a fondo este tipo de tecnología. Dado que es enorme la variedad de tipos antenas de banda ancha, es interesante ampliar el campo de investigación en relación a sus diferentes estructuras. Como trabajo a futuro, se propone realizar una mejora a la estructura y al desempeño de ambas antenas impresas (ancho de banda, consumo de potencia, cobertura, tamaño y demás parámetros importantes). Estas características son favorables para mejorar el desempeño de cualquier sistema de comunicaciones inalámbrico. Asimismo, se propone realizar la medición del patrón de radiación en una cámara anecóica, con la finalidad de realizar una comparación más completa entre resultados de simulación y medición. Actualmente se está haciendo un gran esfuerzo por mejorar los sistemas de comunicaciones inalámbricos, integrando la tecnología de fibra óptica y antenas impresas. Por tanto, debido a la gran demanda por mejorar la tasa de transmisión en los sistemas de comunicaciones inalámbricos, se propone implementar ambos diseños de antenas en un sistema de comunicaciones híbrido (Radio over Fiber) RoF, trabajando en el rango de frecuencias de 1-10 GHz. Uno de los retos a resolver durante esta propuesta, es ampliar el ancho de banda del diseño de antena y mejorar su funcionamiento para transmitir señales digitales, con el objetivo de lograr una excelente calidad de transmisión. Por tanto, el tamaño reducido, el bajo costo de fabricación, su bajo consumo de potencia y la gran cobertura de las antenas impresas, reúnen las características necesarias para su estudio profundo y su posterior implementación en diferentes sistemas de comunicaciones.

Bibliografía

- [1] Couch Leon W. *Digital and analog communications systems*. Pearson, University of Florida, Gainesville, 2013.
- [2] Waterhouse Rod. *Printed Antennas for Wireless Communication*. John Wiley I& Sons INC, Pharad, Maryland, USA, 2008.
- [3] Constantine A. Balanis. *Antenna theory analysis and design*. John Wiley I& Sons, Honoken, New Jersey, 2005.
- [4] Huang Yi and Boyle Kevin. *Antennas from theory to practice*. John Wiley I& Sons INC, West Sussex, United Kingdom, 2008.
- [5] Pozar David M. *Microwave engineering*. John Wiley & Sons INC, Amherst, Massachusetts, 2011.
- [6] Simon Haykin. *Communication systems*. John Wiley I& Sons INC, McMaster University, 2001.
- [7] Radu-Corneliu Marin, Radu-Ioan Ciobanu, and Ciprian Dobre. Improving opportunistic networks by leveraging device-to-device communication. *IEEE Communications Magazine*, 55:86–91, November 2017.
- [8] Narang Tanisha and Jain Shubhangi. Microstrip patch antenna- a historical perspective of the development. *Conference on Advances in Communication and Control Systems 2013 (CAC2S 2013) Microstrip*, 2:445–449, January 2013.

- [9] Ning Chen Zhi, J. Ammann Max, Qing Xianming, Hui Wu Xuan, S.P. See Terence, and Ailian Cai. *Plannar Antennas*. IEEE microwave magazine, Dublin, Ireland, 2006.
- [10] A. García Juárez R. Gómez Colín, I. E. Zaldívar Huerta, A. Vera Marquina, L. A. García Delgado, A. L. Leal Cruz, and R. Gómez Fuentes. An experimental distribution of analog and digital information in a hybrid wireless visible light communication system based on acousto-optic modulation and sinusoidal gratings. *Journal of Optics*, 18:1–14, Febrero 2016.
- [11] J. A. Icedo-Navarro, R.E Tapia-Rodriguez, A.García Juárez, J.R. Noriega-Luna, L.A. González-Mondragón, A.G. Correa-Mena, and I.E. Zaldivar-Huerta. Transmission system for digital tv-signal distribution through a passive optical network in the microwave s-band. *IEEE Latin-American Conference on Communications*, 2:8–10, November 2017.
- [12] Johanny Escobar-Peláez, Jose-Luis Olvera-Cervantes, Ignacio E. Zaldívar-Huerta, Alonso CoronaChávez, Alejandro García-Juárez, and Jorge Rodríguez-Asomoza. Novel microwave bandpass filter with compact size and good out-of-band performance for microwave photonic filter applications. *IEEE 55th International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS)*, 2:129–133, November 2012.
- [13] M. A. M. Albreem. 5g wireless communication systems: Vision and challenges. *International Conference on Computer, Communications, and Control Technology (I4CT)*, 14:493–497, Nov 2015.
- [14] Meerasri Pawinee, Uthansakul Peerapong, and Widjaja Damar. Design of rf cancellation for 5g full-duplex mimo systems. *Suranaree J. Sci. Technol.* 24, 2:127–135, May 2017.
- [15] R. Carrel. Analysis and design of the log-periodic dipole antenna. Technical report, University of Illinois, 1961.
- [16] Kumar Girish. *Boradband Microstrip Antennas*. Artech House INC., Norwood, MA, 2011.

- [17] Ramesh Garg. *Microstrip Antenna Design Handbook*. Artech House, Norwood, MA, 2001.
- [18] Wei-Jun Wu, Ying-Zeng Yin, Shao-Li Zuo, Zhi-Ya Zhang, and Jiao-Jiao Xie. A new compact filter-antenna for modern wireless communication systems. *IEEE antennas and wireless propagation letters*, 10:1131–1134, October 2011.
- [19] Xian-Ling Liang, Shun-Shi Zhong, and Wei Wang. Design of compact dualwideband antenna with assembled monopoles. *IEEE Microwave and Optical Technology Letters*, 48:1242–1244, December 2006.
- [20] S. Karamzadeh, V. Rafiei, and H. Saygin. Compact size cognitive radio with non- and uni-planar parasitic coupled section for uwb and wlan/wimax application. *IET Microwaves, Antennas and Propagation*, 11:1661–1666, September 2017.
- [21] Anil K. Maini and Varsha Agrawal. Communication satellites. *Satellite Technology: Principles and Applications*, 10:473–523, October 2014.
- [22] Ignacio E Zaldivar-Huerta, Alejandro García-Juárez, Pablo Hernández-Nava, and Jorge Rodríguez-Asomoza. Experimental transmission in a fiberradio system using a microwave photonic filter at 2.8 ghz. *IEICE Electronics Express*, 10:1–10, November 2013.
- [23] W. Tan and Z. Shen. A dual-band dual-sleeve monopole antenna. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 16:2951–2954, Sep 2017.
- [24] R. Z. Wu, P. Wang, Q. Zheng, and R. P. Li. Compact cpw-fed triple-band antenna for diversity applications. *Electronics Letters*, 51:735–736, May 2015.
- [25] H. Li, Y. Zhou, X. Mou, Z. Ji, H. Yu, and L. Wang. Miniature four-band cpw-fed antenna for rfid/wimax/wlan applications. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 13:1684–1688, Aug 2014.
- [26] R. Khan, A. A. Al-Hadi, P. J. Soh, M. Ali, O. Owais, and I. Islam. Multiband monopole antenna with minimised ground plane influence

- for portable devices. *IET Microwaves, Antennas and Propagation*, 11:1829–1835, Oct 2017.
- [27] Qing-Xin Chu and Liang-Hua Ye. Tapered cpw-fed printed monopole antenna. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 58:4063–4066, December 2010.
- [28] Wenbin Dou, Zhongxiang Shen, Xiuping Li, and Shaoqiu Xiao. Broadband antennas and antennas arrays. *International Journal of Antennas and Propagation*, 2014:1–2, Jan 2014.
- [29] F. Merli, J. F. Zurcher, A. Freni, and A. K. Skrivervik. Analysis, design and realization of a novel directive ultrawideband antenna. *IEEE Trans. Antennas Propag*, 57:3458–3466, Nov 2009.
- [30] Casula Giovanni, Maxia Paolo, Mazzarella Giuseppe, and Montisci Giorgio. Design of a printed log-periodic dipole array for ultrawideband applications. *Progress in Electromagnetics Research C*, 38:15–26, January 2013.
- [31] G. Bozdag and A. Kustepeli. Subsectional tapered fed printed lpga antenna with a feeding point patch. *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, 2015:437–440, Jan 2016.
- [32] Guohua Zhai, Yong Cheng, Qiuyan Yin, Shouzheng Zhu, and Jianjun Gao. Simplified printed log-periodic dipole array antenna fed by cbcpw. *International Journal of Antennas and Propagation Volume*, 2013:1–5, Sep 2013.
- [33] Ávila Navarro Ernesto. *Diseño, modelado, fabricación y medida de antenas impresas para comunicaciones inalámbricas*. PhD thesis, Universidad Miguel Hernández de Elche, 2008.
- [34] Chun-Ying Kang, Shu Lin, Zhi-Hua Zhao, and Li-Wen Jing. The simulation and experiment of a non-cross-feeding printed log-periodic antenna. *International Journal of Antennas and Propagation*, 2015:1–8, March 2015.

- [35] Zhou Yang, Huang Jingjian, WuWeiwei, and Yuan Naichang College. A printed lpda antenna fed by a microstrip line to double sided parallel strip line from backside. *International Journal of Antennas and Propagation*, 2017:1–7, Oct 2017.

Apéndice A: Sustratos de Antenas Microstrip

Un sustrato dieléctrico es el constituyente principal de una estructura microstrip, ya sea si es una línea de transmisión, circuito o antena. Para aplicaciones en antenas, entre más delgado es el sustrato y más baja es su constante dieléctrica, se incrementan los efectos de borde y por tanto la radiación electromagnética. Otro parámetro importante es la pérdida tangencial ($\tan \delta$). Este parámetro indica las pérdidas del dieléctrico, la cual incrementa con la frecuencia. Para lograr una mayor eficiencia en la antena, es conveniente utilizar un sustrato con una baja pérdida tangencial $\tan \delta$, lo cual incrementa el precio del material. Los materiales sintéticos son usados más frecuentemente para aplicaciones en antenas. Estos tienen una baja permitividad eléctrica (ϵ_r) y una baja pérdida tangencial ($\tan \delta$) y están disponibles en varios grosores. Generalmente, son materiales delicados y pueden moldearse a cualquier superficie. Algunos de los más comunes son el teflon, el polipropileno y el poliestireno. Los materiales compuestos se fabrican agregando una cantidad adecuada de fibra de vidrio, cuarzo o cerámica en materiales sintéticos u orgánicos. El sustrato de epoxy, es el más utilizado en PCBs, y es referido como FR4. Es uno de los materiales más fabricados y más accesibles en cuanto a precio. A pesar de que su frecuencia de operación óptima se mantiene por debajo de 1 GHz (debido a su relativamente alta pérdida dieléctrica), es muy utilizado para fabricar nuevos diseños y también reducir el costo [16].

En la siguiente tabla, se pueden observar los distintos materiales dieléctricos junto con sus parámetros más importantes que juegan un papel importante en el análisis de antenas de microstrip.

Sustrato	ϵ_r	Perdida tangencial	Comentarios
Aluminio	9.8	0.0004	Baja pérdida y costo, estable y difícil de maquinar.
<i>LaAlO₃</i>	24	0.0001	Baja pérdida y alto costo.
MgO	9.8	0.00001	Muy baja pérdida, alto costo y frágil.
Cuarzo	3.8	0.0004	Baja pérdida y baja permitividad, ideal con ondas milimétricas y frágil.
Safiro (<i>Al₂O₃</i>)	9.4 y 10.8	0.00002	Muy baja pérdida, anisotrópico.
Epoxy (FR4)	4.43 @ 1 GHz	0.01	Relativamente alta pérdida, bajo costo, PCB más popular
FR2	4.5 @ 1 GHz	0.025	Similar a FR4, barato y recomendado hasta aprox. 1 GHz
GaAs	13	0.0006	Baja pérdida, alto costo y usado para integrar con MMICs.
LCP	3.1	0.002	Mediana pérdida alta permitividad, delicado y alto costo
PTFE (Teflon)	2.1	0.0004	Baja pérdida, mediano costo y baja permitividad.
PTFE (vidrio)	2.1-2.55	0.001	Mediana pérdida y costo, baja permitividad.
PTFE (cerámico)	10.2	0.002	Mediana pérdida, alta permitividad, delicado y alto costo.
RT/Duroid 5870	2.33	0.0012	Mediana pérdida, bajo costo y baja permitividad. Hasta 40 GHz.
RT/Duroid 5880	2.22	0.0009	Baja pérdida, bajo costo y baja permitividad. Hasta 77 GHz.
RT/Duroid 6002,6202	2.94	0.0012	Mediana pérdida, bajo costo y mediana permitividad.

Algunos de los materiales dieléctricos más comunes para tecnologías microstrip a 10 GHz [4].

Apéndice B: Proceso de Fabricación

Una vez que las dimensiones de la antena son definidas en el proceso de diseño, es necesario simular los parámetros más importantes (pérdidas de retorno, patrón de radiación y distribución de corriente). El software utilizado para simular componentes en alta frecuencia es High Frequency Electromagnetic Field Simulation (HFSS), el cual es el software estándar para realizar simulaciones en campos electromagnéticos de alta frecuencia. En este programa se utiliza el Método de Elementos Finitos (FEM, del inglés *Finite Element Method*), con el cual se resuelve una gran variedad de aplicaciones, incluyendo antenas. Un archivo con extensión dxf es exportada al software Proteus, en donde se validan las dimensiones del sustrato y el patch de la antena para generar un archivo con formato Gerber. Después, el archivo Gerber, es importado en el programa Computer-Aided Design (CAD) de la máquina de Control Numérico Computarizado (CNC, del Inglés *Computer Numeric Control*). Finalmente, la máquina CNC de marca LPKF ProtoMat H100, fabricó el diseño final de la antena, véase la siguiente figura.



Figura 18: LPKF ProtoMat H100

Apéndice C: Artículo Publicado

A continuación, se presenta el artículo sometido en el congreso “15th International Conference on Electrical Engineering, Computing Science and Automatic Control (CCE 2018)” que se llevó a cabo en el Politécnico Nacional en Ciudad de México los días 5, 6 y 7 de septiembre del presente año. El título del artículo que se presentó es “Design of Log-Periodic Dipole Array Antenna with Implemented Extra Dipole”, el cual fue realizado en colaboración con los siguientes autores: Dr. Alejandro García Juárez, Dr. José Rafael Benito Noriega Luna, Dr. Luis Arturo García Delgado, M.C. María del Rocío Gómez Colin, Dr. Ignacio Zaldivar Huerta y Dr. José Luis Olvera Cervantes. Esta fue una colaboración entre la Universidad de Sonora (UNISON) y el Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y Electrónica (INAOE).

Design of Log-Periodic Dipole Array Antenna with Implemented Extra Dipole

¹R. E. Tapia-Rodríguez, ^{1*}A. García-Juárez, ¹J. R. Noriega-Luna,
¹L. A. García-Delgado, ²R. Gómez-Colin
¹Departamento de Investigación en Física
 Universidad de Sonora Hermosillo, Sonora, México, 83000
²Departamento de Física
 Universidad de Sonora
 Hermosillo, Sonora, México, 83000
 *agarcia@cifus.uson.mx

³I. E Zaldívar-Huerta *Senior member IEEE*, ³J. L. Olvera-Cervantes
³Departamento de Electrónica
 Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y Electrónica
 Tonantzintla, Puebla, México, 72840

Abstract—A Log-Periodic Dipole Array (LPDA) antenna operating between 1.63 and 3.7 GHz for VSWR less than 2 is designed and presented in this paper. The antenna structure consists of 11 dipoles printed on a FR4 substrate with dimensions of $91 \times 155\text{mm}^2$. The antenna covers the WLAN band (2.4 GHz) and the WiMAX band (3.5 GHz) established by the IEEE 802.11 standard. The antenna has a crisscross feeding structure, which contributed to a good impedance matching and an end-fire radiation pattern. The simulated current distribution results show a progressive phase feeding of the LPDA antenna elements and a good agreement with radiation pattern results.

Keywords—Microwave antennas, microstrip antennas, broadband antennas.

I. INTRODUCTION

Recently, the technology in communication systems has been developed and improved drastically. In this regard, thanks to their compact size and simplicity in its manufacturing, printed antennas play an important role in these systems. Currently, the study of wideband antennas and arrays is a research topic of interest due to the high data rate required by services as internet, High Definition Television (HDTV), etc. [1]. In particular, several efforts have been carried out in the design of printed LPDA antennas for wireless communication systems [2]-[4]. For example, in [5] a printed LPDA antenna was designed by using a single-layer antenna fed by a conductor-backed coplanar-waveguide (CBCPW) obtaining a good impedance matching. However, its manufacturing is complicated due to the formation of via-holes. In [6], several wideband LPDA antennas were simulated and manufactured by using a crisscross feed line configuration; however, antennas were limited to only 8 dipoles. In [7], a multiband printed LPDA antenna was implemented to operate in the C, X and Ku bands (4–18 GHz), showing very good performances. In [8], a non-cross-feeding LPDA antenna was designed and studied experimentally. Finally, in [9] a novel planar printed log-periodic dipole array (LPDA) antenna fed by tapered microstrip line (MSL) to double sided parallel strip line (DSPSL) is presented. The aim of this work is to design and manufacture a wideband LPDA with operating frequencies located between 1.63 and 3.7 GHz. On one hand, in order to avoid complex feeding with long coaxial line, the proposed antenna is implemented without a balun. On the other hand, the antenna is fed by a balanced stripline, which help to make the antenna easily integrated into any wireless

communication system. Besides as a contribution to the field, the design of this type of antenna is very attractive in order to configure full-duplex wireless-fiber communication systems.

II. ANTENNA DESIGN

The layout of the LPDA antenna is depicted in Fig. 1. Lines green and blue lines indicate the copper region of the top and bottom side of the substrate, respectively. The 11 dipoles used in this design allow the overall antenna bandwidth to be increased, as suggested in [6]. Both, the eleventh and tenth dipoles have the same dimensions (length, width and spacing). The design procedure starts by selecting three important parameters, which are: the geometric ratio τ , the spacing factor σ , and the apex angle α . From [10], these values are selected as $\tau=0.88$, $\sigma=0.1628$ and $\alpha=10.4385^\circ$. Knowing of these parameters accurately allows the designed bandwidth and the active region bandwidth to be computed as $B_s=3.0403$ and $B_{ar}=1701$ respectively. The total length of the feed line is calculated as $L_T=104.66\text{mm}$ and the number of elements in the array is $N=10.58$. Since the electromagnetic field components are not confined only to the substrate, the effective dielectric constant must be considered to calculate the antenna dimensions [10]. The effective dielectric constant ϵ_{eff} is computed as:

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12h/W}} \quad (1)$$

Where h is the substrate thickness, ϵ_r corresponds to the relative dielectric constant of the substrate (FR4 in this case) and W is the width of a copper strip line. Because the printed antenna must be fed by a 50Ω coaxial connection, the characteristic impedance parameter of the feed line (balanced stripline) can be computed as [10]:

$$Z_c = \frac{87}{\sqrt{\epsilon_r + 1.41}} \ln \left(\frac{5.98h}{0.8W + t} \right) \quad (2)$$

Here t is the thickness of the copper sheet. The substrate dimensions are $91 \times 155\text{mm}^2$. The FR4 substrate exhibits, $\epsilon_r=4.4$, $t=0.1\text{mm}$ and $h=1.51\text{mm}$. A value of $W=2.7\text{mm}$ was selected for the feed line width. Substituting these values in (2), an impedance value of $Z_c=49.99\Omega$ is obtained.