

TESIS DEFENDIDA POR
EDGAR DIAZ TAPIA
Y APROBADA POR EL SIGUIENTE COMITÉ

Dr. José Luis Medina Monroy
Director del Comité

Dr. Arturo Velázquez Ventura
Miembro del Comité

Dr. Roberto Conte Galván
Miembro del Comité

M.C. José Luis Briseño Cervantes
Miembro del Comité

Dra. María del Carmen Maya Sánchez
*Coordinador del programa de posgrado
en electrónica y telecomunicaciones*

Dr. David Hilario Covarrubias Rosales
Director de Estudios de Posgrado

03 de diciembre de 2008

**CENTRO DE INVESTIGACIÓN CIENTÍFICA Y DE EDUCACIÓN SUPERIOR
DE ENSENADA**



**PROGRAMA DE POSGRADO EN CIENCIAS
EN ELECTRONICA Y TELECOMUNICACIONES**

**DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN REPETIDOR ACTIVO CON ANTENAS
PLANARES PARA APLICACIONES EN COMUNICACIONES INALAMBRICAS**

TESIS

que para cubrir parcialmente los requisitos necesarios para obtener el grado de
MAESTRO EN CIENCIAS

Presenta:

EDGAR DIAZ TAPIA

Ensenada, Baja California, México, Diciembre del 2008.

RESUMEN de la tesis de **Edgar Díaz Tapia**, presentada como requisito parcial para la obtención del grado de **MAESTRO EN CIENCIAS en ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES** con orientación en **ALTA FRECUENCIA**. Ensenada, Baja California. Diciembre del 2008.

DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN REPETIDOR ACTIVO CON ANTENAS PLANARES PARA APLICACIONES EN COMUNICACIONES INALAMBRICAS

Resumen aprobado por:

Dr. José Luis Medina Monroy
Director de Tesis

En este trabajo de tesis se propone una metodología para el diseño de repetidores activos de RF con aplicación en comunicaciones inalámbricas. El repetidor propuesto y presentado en este trabajo, se diseña para operar bajo el estándar WiFi 802.11b/g en el intervalo de frecuencias de 2.4 GHz-2.5 GHz. Se proponen y describen cuatro alternativas de diseño de un repetidor activo de RF, entre las cuales se elige la mejor opción considerando principalmente la facilidad de implementación, consumo de potencia, contaminación electromagnética y costo. Los repetidores están constituidos por: antenas planares de microcinta, filtros pasa banda y amplificadores. El repetidor propuesto se divide en dos partes independientes, colocando una parte cerca de un punto de acceso o ruteador y otra parte cerca de la computadora, para formar un sistema de amplificación bidireccional, evitando de esta manera efectos de retroalimentación dentro del sistema. Se diseñaron, construyeron y caracterizaron las antenas planares de microcinta de dos y cuatro elementos radiadores (parches) empleando una red de acoplamiento con doble stub con una separación (gap) propuesto en este trabajo. Asimismo, se desarrollaron los amplificadores unidireccionales de una y dos etapas de amplificación con filtros pasabanda integrados. El repetidor se valida en el laboratorio y efectuando una medición de los niveles de potencia promedio transmitidos por un punto de acceso en función de la distancia e insertando el repetidor propuesto en este trabajo, observándose un incremento sustancial en los niveles de potencia que se reciben. Finalmente se hace una prueba de campo in –situ con el repetidor completo en un enlace entre una punto de acceso y una computadora personal, mostrando resultados satisfactorios.

Palabras Clave: Repetidor activo de RF, Estándar WiFi, Antenas planares de microcinta.

ABSTRACT of the thesis presented by **Edgar Diaz Tapia** as a partial requirement to obtain the **MASTER OF SCIENCE** degree in **ELECTRONICS AND TELECOMMUNICATIONS** with orientation in **HIGH FREQUENCY**. Ensenada, Baja California, México. December 2008.

DESIGN AND FABRICATION OF AN ACTIVE REPEATER USING PLANAR ANTENNAS FOR WIRELESS COMMUNICATIONS APPLICATIONS.

In this thesis work, a methodology for the design of RF active repeaters with application in wireless communications is proposed. The repeater proposed and presented in this work was designed for operation under the standard WiFi 802.11b/g in the frequency range of 2.4 GHz-2.5 GHz. Four design alternatives of the RF active repeater were proposed, between them is selected the better option, considering mainly the implementation facility, power consumption, electromagnetic contamination and cost. The proposed RF repeaters are constituted by components like: microstrip planar antennas, band-pass filters and amplifiers. The repeater is separated into two independent parts, positioning one part near the router or access point, whereas the other part is located near the personal computers, in order to form a bidirectional amplification system, avoiding in this way feedback effects into the system. Microstrip planar antennas with two and four radiating elements (Patches) have been designed, built and characterized. Antennas were matched using a proposed double stub matching network that includes a gap in one of the series lines of the circuit. Besides, designed and built unidirectional amplifiers with one and two amplification stages with an integrated pass-band filter, were connected to two antennas in order to form the repeater. The repeater is validated by laboratory measurements of the power levels transmitted by an access point in function of distance, inserting in the link the proposed repeater, showing a substantial increase in the received power levels. At last, an additional field test “in-situ” inserting the complete repeater into a live link between an access point and a personal computer, showing satisfactory results.

Key Words: RF active repeater, Standard WiFi, microstrip planar antennas.

DEDICATORIAS

A mis padres, Tomás Díaz y Hortensia Tapia.

AGRADECIMIENTOS

Quiero agradecer a mis queridos padres, por todo el apoyo que siempre me han brindado en todo momento de mi vida.

A mi asesor, el Dr. José Luis Medina Monroy por haber aceptado dirigir este trabajo de tesis, los cursos que impartió, y ser mi maestro en el tiempo que estuve como estudiante en el CICESE.

Al Dr. Arturo Velázquez Ventura, Dr. Roberto Conte Galván y M.C. José Luis Briseño Cervantes, por formar parte del jurado de este trabajo de tesis.

Al personal del CICESE: Profesores y secretarias.

A CONACYT por la beca que me otorgo para poder realizar mis estudios de maestría

A mis amigos: Elizabeth Obiala, Deyanira Paz, Brenda Edith Figueroa, Leonardo Carmona, porque siempre me brindaron su amistad, por los trucos que me enseñaron, relajos y aventuras que compartimos en nuestra estancia como estudiantes...Muchas gracias y espero volver a encontrarlos en un futuro.

Quiero recordarme mí mismo, la lección de vida que aprendí estando en la ciudad de Ensenada. Cada vez que lea este trabajo de tesis siempre recordare todas las cosas, personas, momentos que me dejaron una valiosa lección. Y sobre todo siempre recordar que:

“La máxima victoria es la que se gana sobre uno mismo”

CONTENIDO

	Página
CAPÍTULO I. Introducción	1
I.1. Introducción	1
I.2. Antecedentes	2
I.3. Planteamiento del problema	7
I.4. Objetivos	9
I.5. Estructura de la tesis	10
CAPÍTULO II. Conceptos y fundamentos teóricos	12
II.1 Estándar WiFi	12
II.2 Pérdidas por propagación	14
II.3 Antenas planares de microcinta	17
II.3.1 Características de las antenas de microcinta	18
II.3.2 Ganancia de antena	19
II.3.3 Ancho de banda de antenas planares de microcinta.	19
II.3.4 Directividad de las antenas planares	20
II.3.5 Impedancia de entrada	20
II.3.6 Patrón de radiación	21
II.3.7 Ancho del Haz	22

CONTENIDO (Continuación)

	Página
II.3.8 Polarización	22
II.3.9 Eficiencia de la antena	23
II.4 Métodos de diseño y análisis de antenas rectangulares de microcinta	24
II.4.1 Método de líneas de transmisión	24
II.4.2 Método de Cavidad	25
II.4.3 Método de Momentos	27
CAPÍTULO III. Diseño y construcción de los componentes del repetidor	30
III.1 Alternativas de diseño del repetidor activo de RF	30
III.1.1 Repetidor con amplificador bidireccional.	31
III.1.2 Repetidor Independiente Aislado	36
III.1.3 Repetidor separado en directa	37
III.1.4 Repetidor separado en inversa	38
III.1.5 Comparación de las alternativas de diseño del repetidor activo RF	39
III.2 Diseño y construcción de las antenas planares de microcinta	40
III.2.1 Diseño de antenas planares de microcinta	40

CONTENIDO (Continuación)

	Página
III.2.2 Construcción y caracterización de las antenas de microcinta	66
III.2.2.1 Proceso de construcción de las antenas	66
III.2.2.2 Caracterización de las antenas planares de microcinta	71
III.2.3 Desarrollo de filtros pasabanda	80
III.2.4 Desarrollo de amplificadores	83
III.2.4.1 Diseño y construcción de los amplificadores	83
III.2.4.2 Medición de los amplificadores	90
III.2.4.3 Diseño y análisis de amplificadores bidireccionales.	93
CAPITULO IV. Ensamble y Medición del repetidor activo de RF	105
IV.1 Ensamble del repetidor activo de RF	105
IV.2 Medición del repetidor activo de RF de partes independientes	106
IV.3. Sensitividad del receptor	114
IV.4 Medición de los niveles de potencia utilizando el repetidor activo.	115
CAPITULO V. Conclusiones	119
Aportaciones	121
Recomendaciones	122

CONTENIDO (Continuación)

	Página
Referencias	123
Apendice 1	126
Apendice 2	135

LISTA DE FIGURAS

<i>Figura</i>		Página
1	Amplificadores Bidireccionales (a) Full Duplex y (b) Half Duplex.	4
2	Repetidor (o amplificador bidireccional) comercial para GSM.	5
3	Comunicación inalámbrica (a) directa sin repetidor de RF y (b) empleando repetidor.	9
4	Enlace de comunicación a Internet mediante el estándar WiFi.	13
5	Pérdidas por propagación a la frecuencia de 2.4 GHz.	16
6	Sistema de comunicación inalámbrica WiFi típico.	16
7	Niveles de potencia recibidos de un PA-PC, y de una PC-PA en un enlace con estándar WiFi.	17
8	(a) Antena de microcinta rectangular (b) algunas topologías diferentes.	19
9	Diagrama del patrón de radiación tridimensional de una antena.	21
10	Ancho del Haz.	22
11	(a) Polarización Líneal. (b) Polarización elíptica. (c) Polarización circular.	23
12	Cuatro alternativas de diseño del repetidor activo.	32
13	Amplificadores bidireccionales (a) Full-Duplex y (b) Half-Duplex.	33
14	Acopladores de tres puertos.	34
15	Niveles de potencia recibidos utilizando el repetidor con amplificador bidireccional.	36
16	Niveles de potencia recibidos sin repetidor y con el repetidor separado en directa.	38

LISTA DE FIGURAS (Continuación)

<i>Figura</i>		Página
17	Niveles de potencia recibidos sin repetidor y con el repetidor separado en inversa.	39
18	Ganancia de la antena en función del número de elementos y eficiencia.	44
19	Alimentación coaxial.	45
20	Interfaz Gráfica de la rutina en MATLAB para calcular las dimensiones de un parche.	47
21	Resultados de análisis electromagnético de un parche calculado con el método de líneas de transmisión.	48
22	Resultados de análisis electromagnético de un parche calculado con el método de cavidad.	49
23	Ganancia obtenida con las dimensiones del parche diseñado con el método de cavidad y con el método de líneas de transmisión.	50
24	Arreglo de dos parches en el plano H.	51
25	Red de acoplamiento de doble stub.	52
26	Discontinuidades de microcinta.	56
27	Red de acoplamiento de doble stub con GAP capacitivo.	58
28	Dimensiones de la antena de un parche con red de doble stub y gap capacitivo, acoplada a una impedancia de 100 Ω .	58
29	Comportamiento de la antena de un parche acoplada a 100 Ω .	59
30	Antena de 2 parches diseñada final.	59

LISTA DE FIGURAS (Continuación)

<i>Figura</i>		Página
31	Comportamiento de la impedancia de 2.3 a 2.7 GHz de la antena de dos parches.	60
32	(a) Respuesta en ganancia de la antena de dos parches diseñada, (b) y (c) Patrón de radiación de la antena.	60
33	Ganancia calculada de la antena de microcinta de dos parches.	61
34	Arreglo de cuatro parches en los planos E y H.	61
35	Dimensiones de la antena de un solo parche acoplado a 200 Ω .	63
36	Comportamiento de la antena de un parche acoplado con una red de doble stub a 200 Ω .	63
37	Arreglo final de la antena de cuatro parches optimizado.	64
38	Comportamiento de la impedancia de la antena de cuatro parches diseñada y optimizada.	64
39	Patrón de radiación de la antena planar de cuatro parches.	65
40	Ganancia de la antena de cuatro parches de microcinta diseñada.	65
41	Mascarillas de las antenas planares de: (a) dos y (b) cuatro parches.	67
42	Antenas planares de microcinta construidas: (a) de 2 parches y (b) de 4 parches.	69
43	Denominación de elementos de la antena de 2 parches.	69
44	Denominación de los elementos de la antena de 4 parches.	70
45	(a) Medición de las antenas planares (a) de 2 parches y (b) de 4 parches.	72
46	Pérdidas por regreso (S_{11}) medidas de cuatro antenas planares de 2 parches y su comparación con la respuesta teórica.	72

LISTA DE FIGURAS (Continuación)

<i>Figura</i>		Página
47	Pérdidas por regreso (S_{11}) medidas de dos antenas planares de 4 parches y su comparación con la respuesta teórica.	73
48	Comportamiento de la ganancia de cuatro antenas planares de dos parches.	75
49	Pérdidas por regreso y ganancia de cuatro antenas planares de dos parches.	76
50	Ganancia de las dos antenas planares cuatro parches construidas y su respuesta teórica.	76
51	Pérdidas por regreso y ganancia de las dos antenas planares de cuatro parches.	77
52	Banco de medición del patrón de radiación de las antenas planares de microcinta.	78
53	Patrón de radiación de una antena planar de dos parches (a) medido y (b) teórico.	79
54	Patrón de radiación de una antena planar de cuatro parches (a) medido y (b) teórico.	79
55	Filtro pasabanda diseñado con elementos concentrados LC.	81
56	(a) Respuesta del filtro diseñado (...) vs. analizado con elementos comerciales (___) y (b) valores ideales y comerciales de los elementos del filtro.	81
57	Características del filtro cerámico pasa banda.	82
58	(a) Mascarilla de la base de pruebas del filtro pasa banda y (b) filtro pasa banda ensamblado en la base de pruebas.	82

LISTA DE FIGURAS (Continuación)

<i>Figura</i>		Página
59	Respuesta del filtro cerámico pasa banda.	83
60	Características eléctricas del amplificador monolítico ERA 3+.	84
61	Red de polarización (a) circuito equivalente y (b) layout de la red de polarización.	85
62	Circuito esquemático de la red de polarización completa.	86
63	Respuesta del análisis de la red de polarización completa.	86
64	(a) Mascarilla del amplificador de una etapa y (b) Amplificador final de una etapa.	87
65	(a) Diagrama del regulador de voltaje de 5 volts y (b) regulador construido.	88
66	Topología y dimensiones del amplificador de dos etapas diseñado.	89
67	(a) Topología y posición de los componentes del amplificador y (b) valores de los componentes del amplificador de dos etapas.	89
68	Amplificadores de microondas de dos etapas construidos.	90
69	Respuesta experimental del amplificador de una etapa.	91
70	Respuesta experimental del amplificador #1 de dos etapas.	92
71	Respuesta experimental del amplificador #2 de dos etapas.	93
72	Diagrama de bloques una configuración bidireccional.	94
73	(a) Diagrama esquemático del amplificador bidireccional utilizando acopladores Branch-Line y (b) Respuesta en frecuencia del amplificador bidireccional.	95
74	(a) Diagrama esquemático del amplificador bidireccional con arreglo de 3 acopladores Branch-Line y (b) Comportamiento de 2.2 GHz a 2.7 GHz.	96

LISTA DE FIGURAS (Continuación)

<i>Figura</i>		Página
75	Respuesta del amplificador bidireccional utilizando 4 amplificadores y 6 acopladores híbridos Branch-Line.	97
76	(a) Arreglo del amplificador bidireccional utilizando acopladores Rat-race y (b) Respuesta del amplificador.	98
77	(a) Arreglo del amplificador bidireccional utilizando acopladores direccionales y (b) Respuesta del amplificador.	99
78	(a) Arreglo del amplificador bidireccional utilizando divisores Wilkinson. (b) Respuesta del amplificador bidireccional.	100
79	(a) Arreglo del amplificador bidireccional utilizando circuladores RF y (b) Respuesta en frecuencia del amplificador.	101
80	(a) Arreglo del amplificador bidireccional que utiliza cuatro circuladores de RF y (b) Respuesta en frecuencia del amplificador.	102
81	Repetidor activo de RF de partes independientes. (a) repetidor (Parte 1) y (b) repetidor (Parte 2).	106
82	Medición de dos antenas separadas una distancia de 2 metros sin la colocación de un repetidor (a) equipo y (b) resultados de la medición.	107
83	Enlace con la parte 1 del repetidor insertado en sentido directo (S_{21}): (a) Configuración y (b) respuesta medida de 2.2 GHz a 2.7 GHz.	108
84	Respuesta medida del enlace con la parte 2 del repetidor insertado en sentido inverso (S_{12}).	109
85	(a) Repetidor bidireccional en configuración vertical y (b) Respuesta de la medición.	110
86	Respuesta del repetidor bidireccional en configuración vertical invertida.	111

LISTA DE FIGURAS (Continuación)

<i>Figura</i>		Página
87	Repetidor bidireccional en configuración lateral. (a) equipo repetidor y (b) respuesta.	112
88	(a) Repetidor de RF en configuración lateral desplazada. (b) Respuesta de la medición.	113
89	Comparación de la medición directa (Dir) e insertando el repetidor bidireccional lateral desplazado (Rep).	113
90	Medición de los niveles de potencia recibidos en función de la distancia, a la frecuencia de 2.45 GHz.	115
91	Nivel de potencia recibido en el analizador de espectros (a) sin el repetidor y (b) con el repetidor de RF.	116
92	Configuración del experimento para medir los niveles de potencia emitidos por un PA y una PC.	117
93	Niveles de potencia de un enlace entre un PA y una PC en la banda de 2.4 GHz a 2.5 GHz: (a) directo sin repetidor y (b) con el repetidor bidireccional lateral desplazado.	118

LISTA DE TABLAS

<i>Tabla</i>		Página
I	Frecuencias de los canales disponibles del 802.11b para U.S.A y Canadá.	14
II	Comparación de las alternativas de diseño propuestas.	40
III	Características del sustrato FR-4	42
IV	Características del sustrato FR-4 suspendido	43
V	Dimensiones de un elemento calculadas por dos métodos de diseño	47
VI	Suma del ángulo de los coeficientes de reflexión obtenidos para los parches calculados con los métodos de cavidad y de líneas de transmisión.	50
VII	Ganancia de dos parches acoplados en el plano H en función de la distancia.	52
VIII	Ganancia de dos parches acoplados en el plano E en función de la distancia de separación.	62
IX	Comparación de las dimensiones Teóricas vs. Experimentales de la antena de 2 parches.	70
X	Comparación de las dimensiones Teóricas vs. Experimentales de la antena de 4 parches.	71
XI	Especificaciones de diseño del filtro	80
XII	Ventajas y desventajas de los acopladores utilizados en la implementación del diseño del amplificador bidireccional.	104
XIII	Sensitividad del repetidor activo de RF.	114

INTRODUCCIÓN

I.1. Introducción

El aumento de aplicaciones en el campo de las comunicaciones inalámbricas en años recientes, ha provocado el utilizar frecuencias de microondas y ondas milimétricas con el fin de descongestionar el espectro en frecuencias bajas, aumentar el ancho de banda, y poder transmitir mayor cantidad de información a velocidades más elevadas, además de mejorar su eficiencia y disminuir el tamaño de los sistemas principalmente. Para conectarse a una red de computadoras y poder enviar y recibir datos por medio de Internet inalámbrica (WiFi) se utiliza generalmente el protocolo 802.11b/g (2.4GHz) y el 802.11a (5.8GHz), que por ser frecuencias relativamente bajas, su longitud de onda es grande y por lo tanto su poder de penetración también. Un sistema de comunicación WiFi consiste de un punto de acceso (PA) conectado a Internet y una o varias computadoras personales (PC) localizadas en un radio típico menor a 30 metros.

A pesar del avance significativo en el campo de las comunicaciones inalámbricas, se tiene un problema de atenuación o pérdida de las señales que transportan la información hacia los sistemas receptores y transmisores, debida a la distancia y a los obstáculos que se encuentran entre ellos. Para contrarrestar estos efectos, y extender el alcance de la señal de RF, una opción consiste en aumentar la ganancia de las antenas lo cual provoca que la señal se haga más directiva y el tamaño de las mismas aumente. Otra alternativa consiste en aumentar la potencia de transmisión, lo cual no es muy recomendable ya que además de contribuir a la contaminación de ondas electromagnéticas que son perjudiciales para la salud, provoca un aumento en el consumo de energía, tamaño y costo del transmisor. Una opción adicional, consiste en disminuir el ruido de los receptores con el fin de hacerlos más sensitivos y que puedan detectar señales más pequeñas provenientes de un punto de acceso más lejano o de un ambiente con muchas reflexiones u obstáculos, a expensas de un

incremento en el costo de los puntos de acceso (PA) y de las computadoras (PC). Las alternativas antes mencionadas, implican modificar la infraestructura existente. Es decir, desconectar la antena del punto de acceso o de la computadora para agregarle un amplificador de potencia o de bajo ruido, o bien una antena con mayor ganancia.

Una solución que ha sido utilizada para evitar modificar los sistemas (PA y PC), es el empleo de repetidores activos o pasivos que permiten compensar las pérdidas y atenuación de la señal para cubrir mayor área de cobertura, hacer que la señal llegue a puntos más lejanos o comunicar lugares donde se tienen obstáculos como pueden ser: túneles, subterráneos, o dentro de edificios en donde el material empleado (varilla y concreto) para la construcción de las paredes o techos bloquea la señal.

El término repetidor se define como un componente electrónico que recibe una señal y la retransmite con un nivel más alto o de mayor potencia, haciendo que la señal pueda cubrir mayores distancias sin degradarse. En general, un repetidor pasivo consiste en un espejo reflector o antena reflectora, mientras que un repetidor activo esta formado por dos antenas y un amplificador, en donde se recibe una señal pequeña, la cual se amplifica y se retransmite para cubrir mayores distancias.

I.2. Antecedentes

Debido a los problemas que se presentan con el desvanecimiento de las señales de RF a mayores distancias, varias empresas han invertido en investigación relacionada con el diseño de repetidores de RF. Entre las organizaciones que incluyen repetidores de RF en su uso cotidiano se tienen: las compañías telefónicas, agencias gubernamentales y militares, en la aviación y organizaciones de seguridad nacional entre otros. En 1945 Arthur C. Clarke propuso emplear satélites geoestacionarios de comunicaciones como repetidores inalámbricos (Wireless) para grandes distancias, los cuales reciben una señal proveniente de una estación terrena (VSAT: Very Small Aperture Antenna) la cual se amplifica, se convierte a otra frecuencia, se filtra y se vuelve a amplificar para retransmitirla hacia la tierra. En particular, los satélites Mexicanos (SATMEX V) reciben señales del enlace de

subida en banda L(1.6465-1.66 GHz), C(5.9-6.4 GHz) y Ku(14-14.5 GHz), se amplifican mediante un amplificador de bajo ruido, se convierten a las frecuencias respectivas para el enlace de bajada dentro de las bandas: L(1.545-1.5585), C(3.7-4.2 GHz) y Ku(11.7-12.2 GHz) y se retransmiten nuevamente hacia la tierra. Por otro lado, los repetidores han sido utilizados desde hace más de cuatro décadas en la Red Federal de Microondas de la SCT, en donde se tiene cobertura desde el Distrito Federal hasta Tijuana e incluso Ensenada. Esta red cuenta con un repetidor cada 50 Km. aproximadamente y operan en banda C de microondas (4/6GHz). En este sistema, se emplea una banda de frecuencias (3.7-4.2 GHz) para transmitir en una dirección, y la otra banda (5.9-6.4GHz) para transmitir en la dirección contraria. Un ejemplo del empleo de repetidores alámbricos se tiene en los sistemas de distribución por cable (CATV: Community Antenna TV o Cable Television), en los cuales se han introducido amplificadores bidireccionales que operan en diferentes bandas. El enlace descendente (hacia el usuario) opera dentro de la banda de 54 a 862MHz y el ascendente o de retorno (hacia la compañía de cable) de 5 a 42 MHz. Se puede apreciar que en las aplicaciones anteriores se utilizan dos bandas de frecuencias, lo cual no ocurre para aplicaciones en WiFi, ya que no se separan las bandas de transmisión y recepción, haciendo más complejo el problema de diseño del repetidor.

Un repetidor inalámbrico se puede diseñar empleando antenas y amplificadores bidireccionales. Existen en el mercado algunos amplificadores bidireccionales del tipo Full Duplex y Half Duplex mostrados en las figuras 1a y 1b respectivamente. Los del tipo Full Duplex tienen la desventaja de ser demasiado costosos, no proporcionan suficiente ganancia, consumen demasiada corriente y contribuyen de manera considerable a la contaminación electromagnética. Como ejemplo se tiene al amplificador bidireccional Teletronics modelo FA-T2410R2453-3, el cual es del tipo Full Dúplex. Este amplificador tiene un costo de \$4,708.75 Dlls, transmite a la frecuencia de 2.41GHz con una potencia de salida de 3 Watts, tiene una ganancia de transmisión de 22 dB con un factor de ruido de 7 dB. En el otro sentido, este amplificador recibe señales a la frecuencia de 2.453 GHz con una ganancia de recepción de 10 dB y un factor de ruido de 4 dB. El amplificador solo dispone de conectores tipo N hembra y consume una potencia de 48 Watts (12V, 4A) ,

pero no se puede aplicar a WiFi, siendo exclusivo para utilizarse en productos Western Multiplex Tsunami and Lynk Ratios.

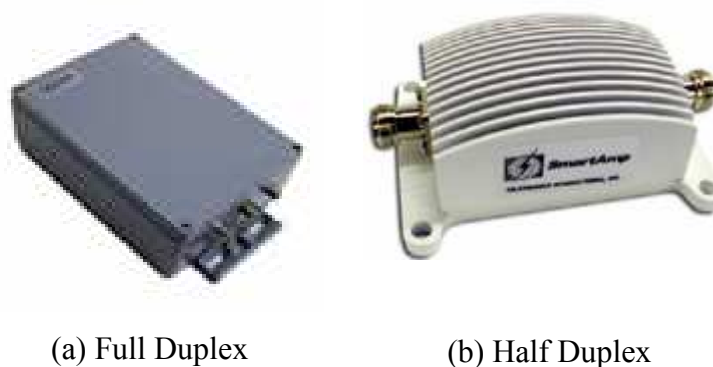


Figura 1. Amplificadores Bidireccionales (a) Full Duplex y (b) Half Duplex.

Por otro lado, los del tipo Half Duplex mostrados en la figura 1b, operan mediante una tecnología del tipo TDD (Time división dúplex). Este tipo de amplificadores, cuenta con un interruptor que conmuta hacia el transmisor (PA) mientras se transmite una señal hacia la PC durante un lapso de tiempo, y una vez transmitida, se conmuta automáticamente para recibir en el PA la señal enviada por la PC. La desventaja de este tipo de amplificadores es que no pueden transmitir y recibir señales simultáneamente, y que además requieren de un nivel suficientemente alto ($>4.7\text{dBm}$ o $> 3\text{mW}$) para efectuar la conmutación. Esta restricción limita su utilización como repetidor ya que están diseñados para conectarse directamente a la salida de un PA y no en un repetidor donde se reciben niveles muy bajos ($< -50\text{dBm}$). Existen varias empresas que utilizan este tipo de tecnología en sus amplificadores bidireccionales como lo son: Hiperlynk Technology y Streakwave. Los precios de estos amplificadores bidireccionales Half Duplex varían en función de la potencia de salida, su ganancia y consumo de corriente. Los precios de dichos amplificadores bidireccionales varían de 99 Dlls y hasta 2100 Dlls.

La ventaja que tienen algunos repetidores que operan en otras frecuencias diferentes a las de WiFi como lo es el caso de GSM, cuyas frecuencias de transmisión cubren de 890 MHz a 915 MHz y con frecuencias de recepción de 935 MHz a 960 MHz, es que se pueden usar amplificadores bidireccionales del tipo Full Duplex, ya que la frecuencia de transmisión es

diferente a la de recepción. En el caso de WiFi no ocurre lo mismo, ya que las frecuencias de transmisión y recepción están dentro del mismo rango de frecuencias, ocupando un ancho de banda muy pequeño, lo cual dificulta la utilización de tecnología Full Duplex. En la figura 2 se muestra un repetidor comercial GSM y sus características para operar en la banda de 900 MHz.

Repetidor GSM



Rango de frecuencia:

UL: 890 to 915MHz

DL: 935 to 960MHz

Potencia de salida máxima: +10dBm

Ganancia máxima: ≥ 50 dB

VSWR: $\leq 1.5:1$

Figura de ruido: ≥ 5 dB(típico)

Potencia de alimentación: 90 to 264V AC, 45 to 65Hz

Figura 2. Repetidor (o amplificador bidireccional) comercial para GSM.

Cabe mencionar que empresas como: ViewSonic, D-Link, Linksys y Buffalo ofrecen a la venta algunos “repetidores” para WiFi, sin embargo, este tipo de dispositivos son prácticamente puntos de acceso PA que pueden configurarse como repetidores y su costo varía desde los 99 Dlls hasta los 1000 Dlls, aumentando su costo cuando se utilizan dos o más PA para cubrir un enlace. Una desventaja adicional es el problema de compatibilidad, requiriéndose que los puntos de acceso y repetidores sean de una misma empresa.

El repetidor que se propone desarrollar en este trabajo de tesis, consta de varios componentes los cuales se deben conocer como funcionan, para así poder definir y proponer una metodología de diseño de repetidores activos de RF con características específicas que dependen de la aplicación y frecuencia. Algunos de los componentes que conforman a los repetidores son: antenas planares de microcinta, combinadores de señal, amplificadores, filtros pasa banda y circuitos de alimentación entre otros.

En el CICESE, y particularmente en el área de microondas ya se han desarrollado antenas planares con diversas aplicaciones en comunicaciones inalámbricas y para diferentes bandas de frecuencia [Windlin, M., 2005] con una antena de 16 parches a 10.5 GHz, [Flores Cuadras J.R.,2006] con una antena planar activa de 16 parches a 5.8 GHz y [Buenrostro Rocha S., 2007] una antena para WiMAX de 4 parches a 3.5 GHz. Gracias a estos trabajos, ya se conocen algunos métodos de diseño de antenas planares, lo cual resulta de mucha utilidad al realizar el diseño de las antenas que se emplean en el repetidor de RF propuesto en este trabajo de tesis.

En la literatura existen diferentes metodologías propuestas para el diseño de las antenas planares [P.Bhartia, 2001], [A.Balanis, 1997], en las cuales se proponen aproximaciones matemáticas de diseño de antenas planares construidas sobre un sustrato, considerando factores como la ganancia, ancho del haz y patrón de radiación principalmente. Para el estudio de las antenas activas existen diferentes métodos de análisis como lo son: las que emplean métodos empíricos, las basadas en métodos cuasi-empíricos y los métodos de análisis riguroso de onda completa. Los métodos empíricos se basan generalmente en ecuaciones simples, mientras que los métodos cuasi-empíricos son un híbrido entre los métodos de onda completa y los métodos empíricos, los cuales están soportados por técnicas analíticas y técnicas computacionales. Mediante estos métodos, se estudian los fenómenos de los modos de ondas de superficiales del metal. Por otro lado, los métodos de análisis de onda completa, se basan en un análisis riguroso electromagnético, ayudado extensamente por programas computacionales, en donde existen diferentes técnicas de análisis, como ejemplo se pueden nombrar: el método de momentos tanto para el dominio del tiempo como el de la frecuencia, el método de elementos finitos o el de diferencias finitas y el de la ecuación integral en tres dimensiones entre otros.

Además de las antenas, el repetidor también requiere de amplificadores, los cuales pueden ser de tipo bidireccional, conectados por un circuito acoplador de señales de tres puertos y filtros pasa banda, además de otros elementos.

El intervalo de frecuencias de operación del repetidor activo de RF que se desea diseñar es de 2.4 GHz a 2.5 GHz para operar bajo el estándar WiFi de comunicación inalámbrica. WiFi es un nombre más sencillo de recordar que la denominación oficial: 802.11. Ese nombre técnico es un estándar establecido por el IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers). Los ingenieros de IEEE crearon un sistema de transmisión de datos inalámbrico utilizando la frecuencia de 2.4 GHz, que estaba libre de regulaciones y usos comerciales (sin licencia). Es una frecuencia cercana a la de los hornos de microondas, Bluetooth y a la de los teléfonos inalámbricos domésticos. El primer estándar WiFi que se comercializó masivamente fue el 802.11b, que podía transmitir datos a la velocidad de 11 Mbps. Posteriormente se propuso el 802.11g con el cual se aumenta la velocidad de transferencia de datos a 54Mbps, aún lejos de las redes con cables, que funcionan a 100 Mbps (DSL o fibra óptica).

1.3. Planteamiento del problema

En la mayoría de las comunicaciones inalámbricas de microondas, se requiere expandir el área de cobertura, con el fin de satisfacer la demanda de los usuarios de dichos servicios. Existen áreas donde la señal de RF no puede llegar, debido a la absorción de la señal de RF, puntos de reflexión en las paredes o algún otro obstáculo que se presente en la trayectoria del transmisor y el receptor. Como ejemplo se tienen: algunos puntos de edificios públicos, subterráneos, localidades alejadas del centro de la ciudad, etc. Este tipo de inconvenientes no favorece a las empresas encargadas de brindar servicios de comunicaciones inalámbricas, además de los usuarios de dichos servicios. Por esta razón es muy importante proponer una metodología de diseño de repetidores de RF. Es muy importante proponer metodologías alternativas de diseño de repetidores activos de RF, ya que con esto se pueden construir repetidores con características particulares que dependen del tipo de servicio de comunicación inalámbrica que así lo requiera. Un parámetro muy importante a considerar son las pérdidas por propagación, las cuales son dependientes de la frecuencia y la distancia. Las pérdidas por propagación provocan el desvanecimiento de la señal de RF y esto evita tener una cobertura amplia en el servicio de comunicaciones inalámbricas. Para

aumentar el alcance del enlace o poder compensar las pérdidas que sufren las señales de RF en un medio determinado, se tienen las siguientes opciones:

- 1) **Aumentar la potencia de transmisión:** Esto contribuye a la contaminación de ondas electromagnéticas, además que aumenta el costo y consumo de energía.
- 2) **Aumentar la ganancia de las antenas:** Esto provoca en algunos casos que el tamaño de las antenas aumente y que además se vuelvan más directivas.
- 3) **Disminuir el ruido de los receptores:** Esto aumenta el costo de los receptores. Sin embargo, no es conveniente modificar el punto de acceso ni la PC.
- 4) **Uso de repetidores de RF:** Son económicos, amplían la cobertura, sin modificar los equipos existentes, aunque se requiere de un espacio extra para colocar el equipo.

La opción más recomendable es utilizar repetidores de RF. Por lo tanto, en este trabajo se propone el desarrollo de un repetidor de RF con características de baja potencia de transmisión y ganancia considerable, evitando de esta manera contribuir a la contaminación electromagnética. En un enlace bajo el estándar WiFi, se tiene comunicación entre un Punto de Acceso (PA) y un grupo de computadoras (PC) de manera continua. Es importante mencionar que no todas las PC reciben la misma intensidad de señal, debido a que no todas se encuentran cerca de un PA como se muestra en la figura 3a. Sin embargo al colocar un repetidor de RF en un punto estratégico como se muestra en la figura 3b, el nivel de señal que recibirán las computadoras se mejorará, teniéndose mayor cobertura en el servicio de red inalámbrica.

Una vez que se tenga establecida una metodología de diseño de repetidores activos de RF, se puede trasladar el diseño a otro rango de frecuencia de operación específico. Por la facilidad de probar el repetidor diseñado in situ, el repetidor activo que se diseñará y construirá dentro de este trabajo de tesis, será para su operación en el rango de frecuencia del estándar WiFi (2.4 GHz a 2.4835 GHz). Sin embargo también podría diseñarse para

operar en las frecuencias de telefonía Celular GSM (1.85-1.99GHz) o en la banda de WiMAX (3.3 GHz -3.6GHz).

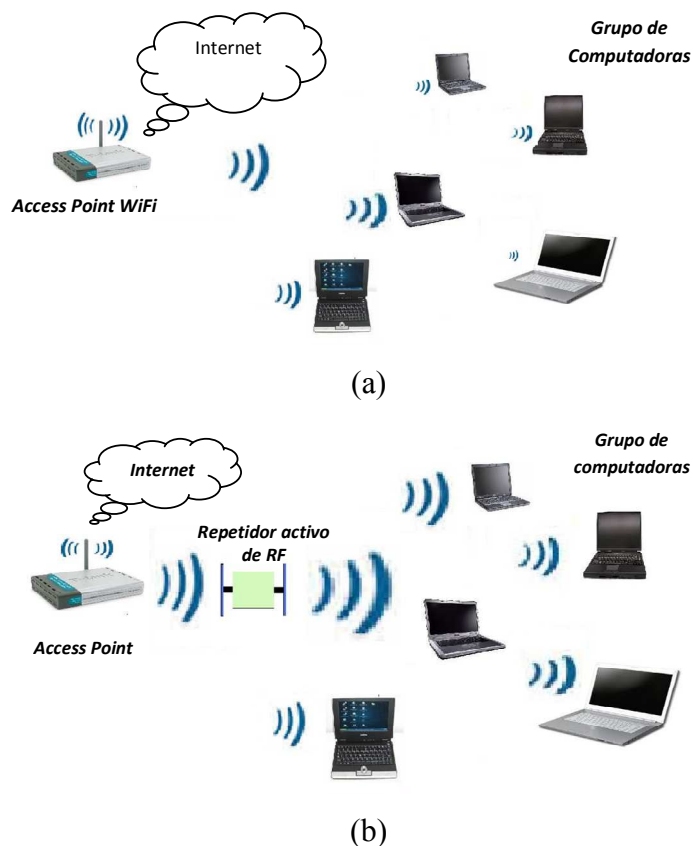


Figura 3. Comunicación inalámbrica (a) directa sin repetidor de RF y (b) empleando repetidor.

I.4. Objetivos

El objetivo general es definir una metodología de diseño de repetidores activos de microondas.

El objetivo particular de este trabajo de tesis, es diseñar y construir un repetidor activo para aplicaciones en WiFi en el intervalo de frecuencias de 2.4 GHz a 2.5 GHz, operando bajo el estándar 802.11 b/g.

El repetidor estará constituido por algunos componentes como: antenas planares, amplificadores, acoplador de señales y filtros pasabanda principalmente. Se diseñarán y

construirán las antenas planares de microcinta, además de algún otro componente adicional que permita cumplir las especificaciones de diseño requeridas. Para ello, se investigarán los métodos de diseño de los componentes antes mencionados y se definirán las estructuras más adecuadas para el repetidor.

I.5. Estructura de la tesis

En el capítulo II se describen las características del estándar 802.11 o WiFi, así como también se presenta la manera de obtener las pérdidas por propagación que se tienen entre un Punto de acceso o Ruteador PA y una computadora personal PC a la frecuencia de 2.4 GHz. Se mencionan algunos aspectos y características importantes de las antenas planares de microcinta y se definen los parámetros que las caracterizan como lo son: ganancia, patrón de radiación, ancho de banda entre otros. Además, se presentan las metodologías utilizadas para diseñar y efectuar el análisis electromagnético de las antenas planares.

En el capítulo III se proponen y estudian cuatro configuraciones de diseño del repetidor activo de RF, entre las cuales se selecciona el mejor diseño desde el punto de vista económico y de implementación práctica. Se describe la metodología de diseño de cada uno de los componentes que constituyen el repetidor activo (antenas, filtros y amplificadores). Además, se presentan los procesos de diseño, construcción y medición de las antenas planares de microcinta, filtros pasabanda y los amplificadores unidireccionales. Se presentan resultados obtenidos de la medición de las antenas planares de microcinta, filtros y amplificadores diseñados y construidos. Asimismo, se mencionan algunas alternativas para la realización de un amplificador bidireccional utilizando acopladores de tres puertos, mostrando las ventajas y desventajas que estos presentan.

En el capítulo IV se presenta el repetidor activo de RF final ensamblado. Se muestra la influencia que tiene el repetidor activo en un enlace de microondas que opera en el intervalo de frecuencias de 2.4GHz a 2.5GHz. Se proponen y estudian diferentes maneras de colocar las dos partes independientes que conforman el repetidor activo de RF, para formar un sistema bidireccional, describiendo algunos de los inconvenientes y efectos

presentados en algunas posiciones. Finalmente se presentan resultados de la aplicación del repetidor en un enlace WiFi in situ, demostrando que el nivel de potencia que se recibe en una PC se incrementa al colocar el repetidor activo de RF diseñado y construido en este trabajo de tesis.

En el capítulo V se presentan las conclusiones de este trabajo de tesis, resaltando las aportaciones principales. Finalmente se hacen algunas recomendaciones para trabajos futuros.

El Apéndice 1 muestra las características de los componentes acopladores de tres puertos diseñados.

En el Apéndice 2 se hace un análisis sobre el costo de las diferentes alternativas de los repetidores propuestos en este trabajo de tesis.

CONCEPTOS Y FUNDAMENTOS TEÓRICOS

En este capítulo se resalta la importancia de utilizar repetidores RF para expandir el área de cobertura de algunos servicios de comunicación inalámbrica. Se describe en qué consiste el estándar WiFi y los canales en que se divide. Se presenta el comportamiento de las pérdidas por propagación en función de la distancia y frecuencia, presentando los niveles de potencia que se reciben en un PA y en una PC en la frecuencia de 2.4 GHz bajo el estándar WiFi. También se hace mención de los conceptos teóricos más importantes de los componentes requeridos para diseñar el repetidor de RF propuesto en este trabajo. En este capítulo se describen elementos como: antenas planares y dispositivos de tres puertos.

II.1 Estandar WiFi

En esta sección, se presenta de manera general en que consiste una red WiFi, presentando algunas características del estándar 802.11b/g, los canales de comunicación en que se divide, así como algunas de sus ventajas y desventajas. La especificación IEEE 802.11 (ISO/IEC 8802-11) definida por la IEEE, es un estándar internacional que define las características de una red de área local inalámbrica (WLAN).

Una red WiFi típica es muy sencilla como se muestra en la figura 4. La radio base es el punto de acceso, que se conecta a su vez al módem ADSL (Asymmetric Digital Subscriber Line) o cualquier otra conexión a Internet. Algunos proveedores ofrecen un módem ADSL que tiene el punto de acceso WiFi incorporado. Basta con colocar cerca una computadora portátil (PC) que disponga de tarjeta WiFi para que automáticamente detecte que hay un punto de acceso inalámbrico y se efectúe la conexión a Internet a través de este punto.

Wi-Fi (algunas veces conocido como "Fidelidad inalámbrica"), es el nombre de la certificación otorgada por la Wi-Fi Alliance, anteriormente WECA (Wireless Ethernet Compatibility Alliance), grupo que garantiza la compatibilidad entre dispositivos que

utilizan el estándar 802.11. Por el uso indebido de los términos (y por razones de marketing) el nombre del estándar se confunde con el nombre de la certificación.



Figura 4. Enlace de comunicación a Internet mediante el estándar WiFi.

Con WiFi se pueden crear redes de área local inalámbricas de alta velocidad en distancias cortas. En la práctica, WiFi puede conectar computadoras portátiles, equipos de escritorio, asistentes digitales personales (PDA) o cualquier otro tipo de dispositivo de alta velocidad con propiedades de conexión de alta velocidad (11 Mbps o hasta 54Mbps) dentro de un radio de aproximadamente 30 metros en ambientes cerrados o dentro de un radio considerable al aire libre.

La frecuencia libre que comprende la banda de 2.4 GHz a 2.5 GHz utilizada por los dispositivos inalámbricos “Wireless”, se subdivide en canales como se muestra en la Tabla I, y que varían de acuerdo a las leyes de los diferentes países que los regulan. En Estados Unidos y Canadá existen 11 canales disponibles para el estándar 802.11b /g. [Outmesguine, 2004]. Se puede notar que las frecuencias se traslapan y no se encuentran separadas en bandas para transmisión y para recepción.

Las ventajas y desventajas del estándar 802.11b/g son las siguientes:

Ventajas:

- Es totalmente inalámbrica evitando el empleo de cables.
- Los dispositivos WiFi ofrecen gran comodidad en relación a la movilidad que ofrece esta tecnología.

- Es posible conectarse a Internet con diferentes puntos de acceso.
- Se puede aumentar el alcance del enlace.

Desventajas:

- Una de las desventajas que tiene el sistema WiFi, es la reducción de velocidad debido a las interferencias y pérdidas de señal que el ambiente puede provocar, en comparación con una conexión con cables.
- En el intervalo de frecuencias de WiFi 802.11b/g de 2.4 a 2.48 GHz se pueden tener interferencias provenientes de teléfonos inalámbricos, componentes con Bluetooth (teléfonos, teclados y mouse inalámbricos), hornos de microondas, etc.

Tabla I: Frecuencias de los canales disponibles del 802.11b para U.S.A y Canadá.

<i>Canales</i>	<i>Frecuencia borde inferior (GHz)</i>	<i>Frecuencia central (GHz)</i>	<i>Frecuencia borde superior (GHz)</i>
1	2.401	2.412	2.423
2	2.404	2.417	2.428
3	2.411	2.422	2.433
4	2.416	2.427	2.438
5	2.421	2.432	2.443
6	2.426	2.437	2.448
7	2.431	2.442	2.453
8	2.436	2.447	2.458
9	2.441	2.452	2.463
10	2.451	2.457	2.468
11	2.451	2.462	2.473

La desventaja fundamental de estas redes reside en el campo de la seguridad. Existen algunos programas capaces de determinar la contraseña de la red y de esta forma acceder a ella. Las claves de tipo WEP son relativamente fáciles de conseguir con este sistema. La alianza Wi-Fi arregló estos problemas al desarrollar el estándar WPA y posteriormente el WPA2, basados en el grupo de trabajo 802.11i que son más robustas.

II.2 Pérdidas por propagación

Las pérdidas por propagación son un parámetro importante que se considera en un enlace de comunicaciones, ya que este parámetro se refiere al nivel de atenuación que sufre una

señal en un medio de propagación, el cual generalmente es el espacio libre. Las pérdidas por propagación son dependientes de la frecuencia y de la distancia, y generalmente se expresan en decibeles. [Balanis, 1997]. Las pérdidas por propagación se definen como:

$$Pp = 10 \log \left[\left(\frac{\lambda}{4\pi D} \right)^2 \right] \quad (1)$$

donde:

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (2)$$

λ es la longitud de onda (m), D es la distancia de propagación (m), f es la frecuencia de operación (GHz), c es la velocidad de la luz en el vacío (m/seg).

En la figura 5 se muestran las pérdidas por propagación calculadas a la frecuencia de 2.4 GHz. Las pérdidas de la señal son significativas en los primeros 10 metros, lo cual indica que a mayor distancia la señal se degrada afectando seriamente la cobertura de algún servicio de comunicación inalámbrica como en el caso de WiFi.

En un sistema de comunicación inalámbrica que opera a la frecuencia de 2.4 GHz bajo el estándar WiFi como el mostrado en la figura 6, el punto de acceso (PA) tiene generalmente una potencia de transmisión pequeña, de aproximadamente 10dBm (10mW) con una antena cuya ganancia se encuentra entre 2 y 3 dBi, mientras que en una PC se tiene típicamente una potencia de transmisión de 5 dBm (3.16mW) y una antena con una ganancia entre 0 y 2 dBi, resultando una potencia recibida por debajo de -60 dBm (1mW) a una distancia de 60 metros, que en la mayoría de los casos se requiere aumentar.

Para poder determinar el nivel de potencia que se recibe en función de la distancia, la potencia de transmisión y la ganancia de las antenas, se utiliza la siguiente ecuación:

$$Prx = Ptx(dBm) + G_r(dB) + G_t(dB) + Pp(dB) \quad (3)$$

donde: P_{rx} es la potencia recibida (dBm), P_{tx} es la potencia de transmisión (dBm), G_r es la ganancia de la antena receptora (dB), G_t es la ganancia de la antena transmisora (dB) y P_p son las pérdidas por propagación (dB) dadas por la ecuación 1.

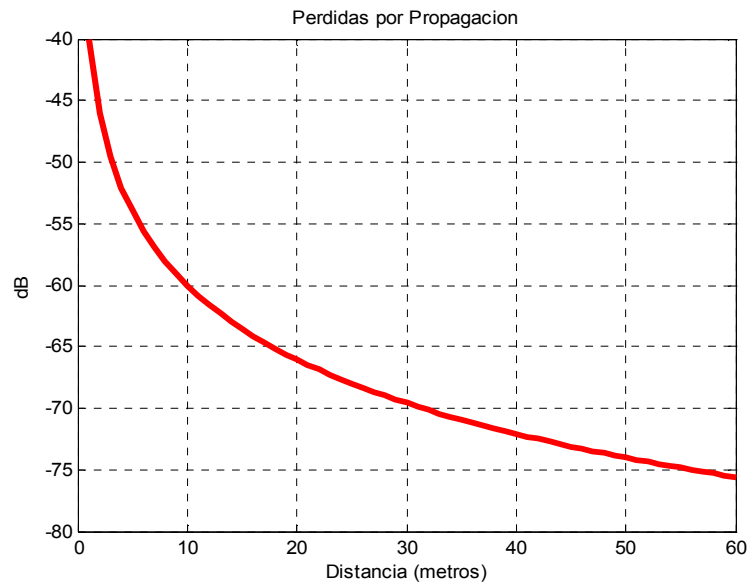


Figura 5. Pérdidas por propagación a la frecuencia de 2.4 GHz.

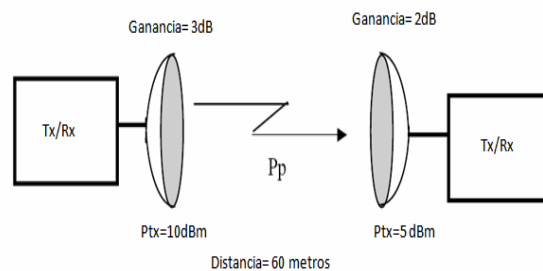


Figura 6. Sistema de comunicación inalámbrica WiFi típico.

En la figura 7 se muestran los niveles de potencia que se reciben de un punto de acceso PA a una computadora PC y de una computadora PC a un PA a una distancia de 60 metros. Se puede observar en la figura 7, que tanto los niveles de potencia recibidos en un PA como el nivel que recibe la PC son demasiado pequeños, típicamente menores a -60 dBm, teniéndose un área de cobertura limitada a distancias menores a 30 metros (~100 pies), para

poder recibir señales con un nivel adecuado. La opción del empleo de repetidores de RF es la más recomendable debido a que se logra elevar el nivel muy bajo que se presenta en un enlace de comunicaciones inalámbricas debido a las pérdidas por propagación.

Existe en el mercado una amplia gama de amplificadores bidireccionales que actúan como repetidores de RF para comunicaciones inalámbricas incluyendo GSM y WiFi. El precio de los repetidores de RF depende de sus características tales como la ganancia, potencia de transmisión, tecnología, etc. No obstante, se deben buscar nuevas alternativas para ampliar aún más el área de cobertura con el mínimo costo posible, así como con una mayor eficiencia. Algunas veces los repetidores comerciales son costosos y requieren un nivel de potencia alto para tener mayor cobertura, sin embargo esto contribuye fuertemente a la contaminación electromagnética que es nociva para la salud. En el capítulo III se presentan cuatro alternativas de diseño de repetidores de RF con aplicación en WiFi.

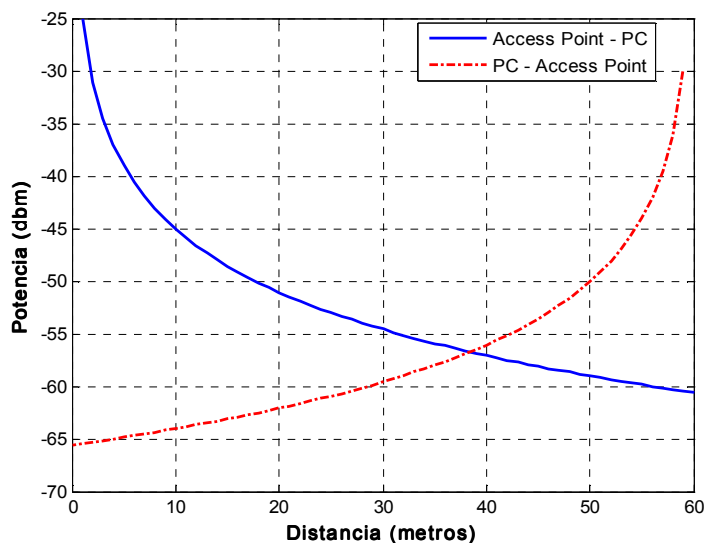


Figura 7. Niveles de potencia recibidos de un PA-PC, y de una PC-PA en un enlace con estándar WiFi.

II.3 Antenas planares de microcinta

Debido al gran avance que existe en aplicaciones espaciales, aeronáutica, satelitales y militares, donde el tamaño, el costo, la eficiencia y la fácil instalación son factores muy importantes. Algunas de las características más importantes de las antenas planares se presentan enseguida, describiéndose además los métodos de diseño de una antena planar de microcinta, así como los criterios utilizados para la selección del sustrato.

II.3.1 Características de las antenas de microcinta

Las antenas de microcinta son excelentes radiadores que se utilizan en diferentes aplicaciones. Sus ventajas y desventajas son las siguientes [Kumar, 2003]:

Ventajas:

- Pueden ser muy pequeñas, delgadas y ligeras en su configuración planar.
- Son fáciles de producir en masa utilizando la mascarilla del circuito impreso.
- La tecnología de construcción tiene bajo costo.
- Son fáciles de integrar con otros componentes y circuitos de microondas en el mismo sustrato.
- Algunas configuraciones de antenas planares se pueden diseñar de manera compacta para ser utilizadas en comunicaciones móviles personales.

Desventajas:

- Ancho de banda limitado.
- El tamaño depende de la ganancia.
- Manejo de potencia relativamente bajo.

Existe una gran variedad de topologías de antenas planares de microcinta como se muestra en la figura 8. La más utilizada utiliza la topología de parches rectangulares, ya que son los más comunes y fáciles de implementar.

Entre los parámetros más importantes que describen a las antenas se tienen: La ganancia, ancho de banda, impedancia, patrón de radiación, ancho del haz, directividad y tipo de polarización, los cuales se definen enseguida.

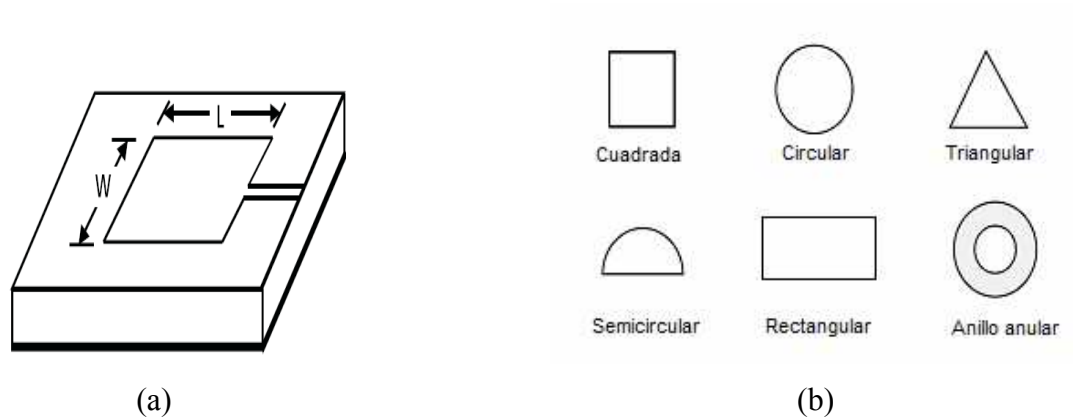


Figura 8. (a) Antena de microcinta rectangular (b) algunas topologías diferentes.

II.3.2 Ganancia de antena

La ganancia es una cantidad que está relacionada con la directividad, y se define como la relación de la máxima intensidad de radiación a la potencia de entrada P_{in} [Sainati, 1997]:

$$G = \frac{4\pi U_{max}}{P_{in}} \quad (4)$$

donde: G es la ganancia de la antena, U_{max} es la máxima intensidad de radiación, P_{in} es la potencia de entrada.

La ganancia es adimensional, pero generalmente se expresa en decibeles como:

$$Gan_{dB} = 10 \log(Gan) \quad (5)$$

donde: Gan_{dB} es la ganancia en (dB) y Gan es la ganancia de la antena (adimensional).

II.3.3 Ancho de banda de antenas planares de microcinta.

El ancho de banda de una antena planar se define como el rango sobre el cual la relación de onda estacionaria VSWR es 2:1 o menor. El ancho de banda de los parches de microcinta es de aproximadamente 1% al 5%, siendo además función del desacoplamiento. [Balanis, 1997].

$$\%BW = \frac{F_{VSWR}}{F_c} \times 100 \quad (6)$$

donde: $\%BW$ es el ancho de banda (porcentaje), F_{VSWR} es el rango de frecuencia donde el $VSWR \leq 2$ (Hz) y F_C es la frecuencia de operación (Hz).

II.3.4 Directividad de las antenas planares

La directividad es la relación de la máxima intensidad de radiación a la intensidad de radiación de una antena de referencia. Se requiere que la antena de referencia radie de manera isotrópica, esto es, que radie la misma potencia en todas direcciones. [Balanis, 1997]:

$$D = \frac{U_{max}}{U_0} \quad (7)$$

donde: D es la directividad, U_{max} es la máxima intensidad de radiación y U_0 es la intensidad de un radiador isotrópico.

II.3.5 Impedancia de entrada

La impedancia de entrada de una antena se define como la impedancia presentada por la antena en sus terminales, o de otro modo como una razón de voltaje - corriente, que depende de las propiedades de los campos eléctricos y magnéticos en ese punto. [Balanis, 1997]. Se tienen dos contribuciones, la impedancia de los resonadores y la impedancia mutua, en donde esta última se refiere al acoplamiento con otros objetos. En la teoría, la reactancia de la antena se anula cuando se hace resonar a una cierta frecuencia de diseño, y se define como:

$$Z_{Ant} = R_A + jX_A \quad (8)$$

$$R_A = R_r + R_L \quad (9)$$

donde: Z_{Ant} es la impedancia de la antena (Ω), R_A es la resistencia de la antena (Ω), X_A es la reactancia de la antena (Ω), R_r es la resistencia de radiación (Ω) y R_L son las pérdidas del conductor-dieléctrico (Ω).

La impedancia de entrada se puede representar por un coeficiente de reflexión (el parámetro de dispersión S_{11}), con pérdidas por regreso menores a -10 dB para tener un buen acoplamiento en un ancho de banda determinado.

II.3.6 Patrón de radiación

Un diagrama de radiación es una representación gráfica de las propiedades de radiación de la antena, en función de las distintas direcciones del espacio, a una distancia fija. Debido a que el campo magnético se deriva directamente del eléctrico, la representación podría realizarse a partir de cualquiera de los dos, siendo norma habitual que los diagramas se refieran al campo eléctrico.

Al observar a gran distancia una antena, se vería su radiación como si proviniera de un punto, es decir, los frentes de onda serían esféricos. A este punto se le denomina el centro de fase de la antena.

El diagrama de radiación se puede representar en forma tridimensional utilizando técnicas gráficas diversas, como las curvas de nivel o el dibujo en perspectiva. La figura 9 muestra el diagrama tridimensional de una antena en los planos E y H. Los niveles se expresan en decibeles con respecto a la radiación máxima. [Cardama *et al*, 2002].

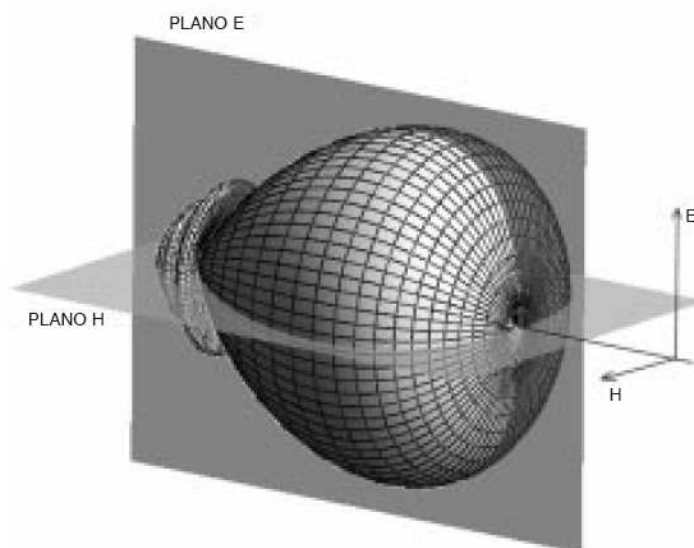


Figura 9. Diagrama del patrón de radiación tridimensional de una antena.

II.3.7 Ancho del Haz

El ancho del haz también conocido como haz de mediana potencia (HPBW), se expresa en grados y se define como el ángulo donde la potencia cae a la mitad (-3dB) de su nivel máximo, como se puede apreciar en la figura 10. Prácticamente se mide en el plano horizontal (magnético H), aunque también puede medirse en el plano vertical (eléctrico E). [Milligan, 2005].

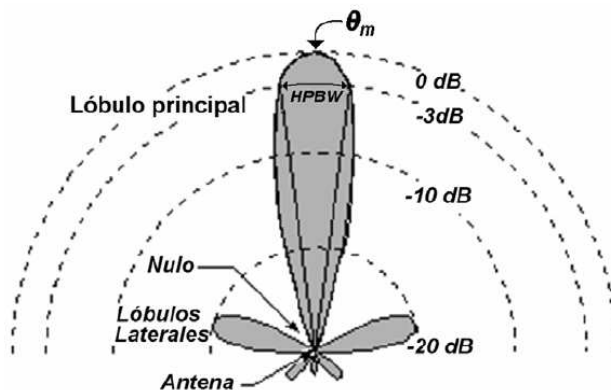


Figura 10. Ancho del Haz.

El ancho del haz entre nulos es la separación angular de las direcciones del espacio en las que el lóbulo principal toma un valor mínimo. [Cardama et al,2002]. El nivel de los lóbulos laterales (Signal Lobe Level SLL) también es importante y debe ser menor a -10 dB del lóbulo principal. Valores pequeños de $SLL \leq -20\text{dB}$, solo es posible obtenerlos en arreglos de antena grandes o en antenas con ganancia y directividad altas.

II.3.8 Polarización

La polarización de una antena en una dirección dada se define como el vector eléctrico instantáneo que se mueve en función del tiempo sobre un punto fijo en el espacio. La punta del vector describe la figura geométrica que forma la polarización. La polarización lineal se tiene cuando el campo eléctrico, se mueve a lo largo de una línea recta. La onda polarizada linealmente se define con respecto a un plano local de tierra. Una onda polarizada horizontalmente es aquella que oscila de manera paralela con el plano de tierra como la que se muestra en la figura 11a. [Balanis, 1997].

Cuando dos componentes polarizados linealmente no están en fase, su vector que representa la suma gira sobre la dirección de propagación, mientras que su amplitud puede ser periódica. En este caso las puntas de los vectores del campo eléctrico forman una elipse cuya forma y orientación se controlan por la amplitud relativa y fase de las componentes como se muestra en la figura 11b. Cuando dos componentes polarizados linealmente de un campo polarizado elípticamente mostrado en la figura 11b, tienen la misma amplitud y están en cuadratura (desfasados 90° grados), la elipse se convierte en circular como se muestra en la figura 11c. En la polarización elíptica y circular se tienen dos tipos de rotaciones de las cuales una es en sentido de las manecillas del reloj y la otra en sentido contrario a las manecillas del reloj.

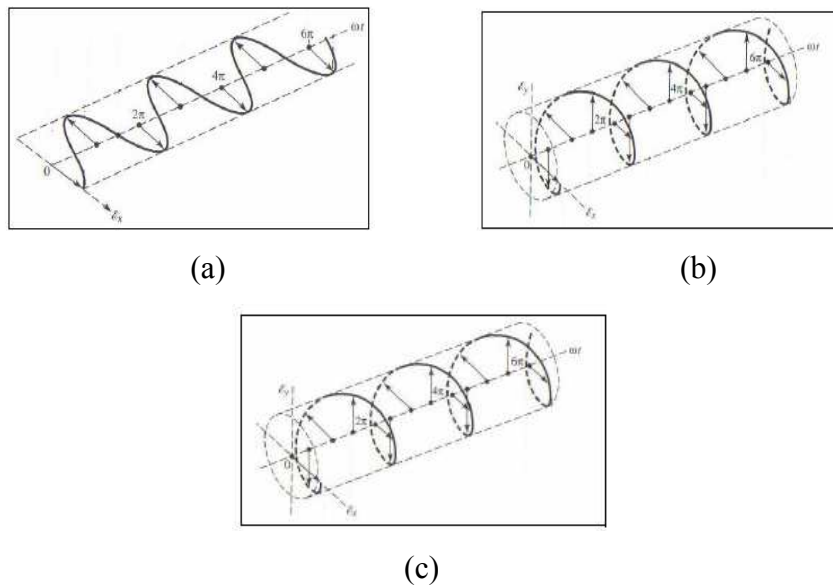


Figura 11. (a) Polarización Lineal. (b) Polarización elíptica. (c) Polarización circular.

II.3.9 Eficiencia de la antena

La eficiencia de una antena planar denotada comúnmente como η , es un parámetro que indica la capacidad que tiene la antena para radiar, y se define como la razón de la potencia radiada a la potencia de entrada. Además, se puede relacionar la eficiencia de la antena con la conductancia de radiación G_{rad} , con la conductancia de entrada G_{in} y con la resistencia de radiación R_{rad} . [Balanis, 1997]. La eficiencia se puede calcular como sigue:

$$\eta = \frac{G_{rad}}{G_{in}} = \frac{1}{G_{in} R_{rad}} \quad (10)$$

II.4 Métodos de diseño y análisis de antenas rectangulares de microcinta

Existen en la literatura varios métodos de análisis y síntesis de líneas de microcinta. Uno de los más precisos y simples es el descrito en [Hammerstad, 1980] que se basa en aproximaciones cuasi-estáticas, válido para frecuencias relativamente bajas, ya que no considera el efecto de dispersión. Para incluir este efecto y aumentar el rango de frecuencias, se debe incluir un conjunto de ecuaciones adicionales [Kirshing & Jansen, 1980] que consideran el efecto de dispersión en la ϵ_{eff} .

Para efectuar el diseño de las antenas de microcinta, existen dos métodos de diseño que se emplean para obtener las dimensiones preliminares de un parche, los cuales se describen enseguida.

II.4.1 Método de líneas de transmisión

Este método puede aplicarse únicamente para el diseño de parches con forma rectangular o cuadrada [P.Bhartia, 1991]. El parche se realiza con tecnología de microcinta, sobre un sustrato con una constante dieléctrica (ϵ_r), un espesor del sustrato (h), un espesor del conductor (t). Las dimensiones del parche: ancho W y largo L se determinan por el método de líneas de transmisión que incluyen las ecuaciones de [Hammerstad, 1980] como sigue:

$$W = \frac{c}{2fr} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} \quad (11)$$

$$\epsilon_{r_{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10}{W/h} \right)^{-ab} \quad (12)$$

$$a = 1 + \frac{1}{49} \ln \left(\frac{(W/h)^4 + (W/52h)^2}{(W/h)^4 + 0.432} \right) + \frac{1}{18.7} \ln \left(1 + \left(\frac{w/h}{18.1} \right)^3 \right) \quad (13)$$

$$b = 0.564 \left(\frac{\epsilon_r - 0.9}{\epsilon_r + 3} \right)^{0.053} \quad (14)$$

$$L = \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_{reff}}} - 2\Delta l \quad (15)$$

$$\Delta l = 0.412h \left(\frac{\epsilon_{reff} + 0.3}{\epsilon_{reff} - 0.258} \right) \left(\frac{(W/h) + 0.264}{(W/h) + 0.813} \right) \quad (16)$$

donde: W es el ancho del parche (mm), c la velocidad de la luz (m/s), ϵ_r la constante dieléctrica relativa, f_r la frecuencia de resonancia (Hz), ϵ_{eff} la constante dieléctrica efectiva, Δl el efecto de borde (mm), H la altura del substrato (mm) y L la longitud del parche (mm).

II.4.2 Método de Cavidad

Este modelo puede utilizarse en principio para diseñar antenas de microcinta con parches de diferente forma (circular, triangular, cuadrado, rectangular). Este método básicamente trata a la antena como una cavidad con paredes (complejas) de alta impedancia. El conductor y el plano de tierra representan las paredes eléctricas, mientras que los bordes representan las paredes magnéticas. [P.Bhartia, 1991]. El algoritmo de cálculo, incluye las ecuaciones de [Hammerstad, 1980] y se presenta enseguida:

$$Z_0 = 60 \ln \left(\frac{X_1 h}{W} + \sqrt{1 + \left(\frac{2h}{W} \right)^2} \right) \quad (17)$$

$$X_1 = 6 + (2\pi - 6) e^{\left(-\left(\frac{30.666h}{W} \right)^{0.7528} \right)} \quad (18)$$

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10}{W/h} \right)^{-ab} \quad (19)$$

$$a = 1 + \frac{1}{49} \ln \left(\frac{(W/h)^4 + (W/52h)^2}{(W/h)^4 + 0.432} \right) + \frac{1}{18.7} \ln \left(1 + \left(\frac{w/h}{18.1} \right)^3 \right) \quad (20)$$

$$b = 0.564 \left(\frac{\epsilon_r - 0.9}{\epsilon_r + 3} \right)^{0.053} \quad (21)$$

$$Z_w = \left(\frac{120\lambda_0/W}{1 + 2\epsilon_{reff}\Delta l/h} \right) \left(\frac{1}{0.7747 + 0.5977(W/L-1) - 0.1638(W/L-1)^2} \right) \quad (22)$$

$$\Delta l = 0.412h \left(\frac{\epsilon_{reff} + 0.3}{\epsilon_{reff} - 0.258} \right) \left(\frac{(W/h) + 0.264}{(W/h) + 0.813} \right) \quad (23)$$

$$\alpha_{10} = j \frac{2\pi Z_0 h}{\lambda_0 Z_w W} \quad (24)$$

$$\Delta_1 = \frac{2\alpha_{10} L \pi}{(\alpha_{10} L)^2 - \pi^2} \quad (25)$$

$$\Delta_2 = \frac{2\alpha_{10} L (\pi - \Delta_1)}{(\alpha_{10} L)^2 + 2\Delta_1 \pi - \Delta_1^2 - \pi^2} - \frac{\Delta_1^3}{3} \quad (26)$$

$$\Delta_3 = \frac{2\alpha_{10} L (\pi - \Delta_2)}{(\alpha_{10} L)^2 + 2\Delta_2 \pi - \Delta_2^2 - \pi^2} - \frac{\Delta_2^3}{3} \quad (27)$$

$$\Delta_4 = \frac{2\alpha_{10} L (\pi - \Delta_3)}{(\alpha_{10} L)^2 + 2\Delta_3 \pi - \Delta_3^2 - \pi^2} - \frac{\Delta_3^3}{3} \quad (28)$$

$$k_{10} = \frac{\pi - \Delta_4}{L} \quad (29)$$

$$f_r = \frac{1.5\pi \operatorname{Re}(k_{10})}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (30)$$

donde: Z_0 es la impedancia característica (Ω), Z_w la impedancia de microcinta (Ω), α_{10} dato (adimensional), $\Delta_1 \dots \Delta_4$ Iteraciones (adimensional), k_{10} Eigen valor (adimensional).

El método de cavidad tiene la ventaja principal de obtener una frecuencia de resonancia más precisa, en comparación con el método de líneas de transmisión. Este método junto con el de líneas de transmisión fueron implementados en una rutina con MATLAB. Una vez que se obtienen las dimensiones del parche a la frecuencia de resonancia deseada, es necesario realizar un análisis electromagnético donde se consideren efectos de acoplamiento mutuo y realizar una optimización para sintonizar las dimensiones del parche a la frecuencia deseada. Momentum, es una herramienta de diseño del software de ADS Agilent, el cual utiliza el método de momentos para realizar el análisis electromagnético. El método de momentos se describe en la siguiente sección.

II.4.3 Método de Momentos

Para el diseño y simulación de antenas, se utiliza el software “ADS – Momentum” de la compañía Agilent, el cual se basa en el método de momentos para realizar el análisis electromagnético. La idea básica es reducir una ecuación funcional (diferencial o integral) a una ecuación matricial, y resolver la ecuación matricial por técnicas conocidas. [Sadiku, 2001].

Los problemas electromagnéticos se pueden resolver a partir de la ecuación no homogénea:

$$L(f) = g \quad (31)$$

donde, L es un operador diferencial, integral o integro-diferencial, g es la excitación o función fuente y f es la función desconocida que se busca determinar.

El procedimiento del método de momentos para resolver la ecuación (31) consiste en los cuatro pasos siguientes:

- Derivación de una ecuación integral (IE) apropiada.
- Conversión (o discretización) de la IE en una ecuación matricial utilizando funciones base (o exponenciales).
- Evaluación de los elementos matriciales.
- Resolver la ecuación matricial y obtener los parámetros de interés.

Una ecuación integral (IE) se representa por una ecuación que envuelve una función desconocida (f) bajo el signo de integral. Ejemplo simple: ecuaciones integrales de Fourier, Laplace, y Hankel. Clasificación de ecuaciones integrales: 1) Fredholm 2) Volterra.

La cual se puede expresar como una serie de funciones de la siguiente manera:

$$f = \sum_n \alpha_n f_n \quad (32)$$

Donde, f_n es la función de expansión o función base, por lo que para obtener una solución exacta se tendría un número infinito de funciones base. Sin embargo, para fines prácticos se trunca a un número finito, resultando solo una aproximación de la siguiente forma:

$$\sum_n \alpha_n L(f_n) = g \quad (33)$$

Se pueden definir las funciones llamadas de peso o de prueba en el rango de L, y tomando el producto interno de cada una de ellas se tiene:

$$\sum_n \alpha_n \langle w_m, Lf_n \rangle = \langle w_m, g \rangle \quad (34)$$

Donde la ecuación 34 se puede escribir en forma matricial como:

$$[I_{mn}] [\alpha_n] = [g_n] \quad (35)$$

donde I_{mn} , α_n , y g_n se dan por :

$$[I_{mn}] = \begin{bmatrix} \langle w_1, Lf_1 \rangle & \langle w_1, Lf_2 \rangle & \cdot & \cdot \\ \langle w_2, Lf_1 \rangle & \langle w_2, Lf_2 \rangle & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \end{bmatrix} \quad (36)$$

$$[\alpha_n] = \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \cdot \\ \cdot \end{bmatrix} \quad [g_n] = \begin{bmatrix} \langle w_1, g \rangle \\ \langle w_2, g \rangle \\ \cdot \\ \cdot \end{bmatrix} \quad (37)$$

Si la matriz $[I_{mn}]$ no es singular, entonces su inversa existe y se da por:

$$[\alpha_n] = [I_{mn}]^{-1} [g_m] \quad (38)$$

Con lo cual la solución de la ecuación 32 se obtiene determinando las funciones f_n mediante la siguiente ecuación:

$$[f_n] = [f_1, f_2, f_3, \cdot, \cdot, \cdot] \quad (39)$$

y finalmente la incógnita f , se obtiene como:

$$f = [f_n][\alpha_n] = [f_n][I_{mn}]^{-1}[g_m] \quad (40)$$

DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE LOS COMPONENTES DEL REPETIDOR

En este capítulo se presentan cuatro alternativas de diseño de un repetidor activo de RF, resaltando las ventajas y desventajas de cada uno de ellos. Se describe la metodología de diseño de cada uno de los componentes que conforman el repetidor activo de RF, así como sus parámetros más importantes. Se presentan resultados obtenidos de la medición de las antenas planares de microcinta, filtros y amplificadores diseñados y construidos. Finalmente, se presenta la alternativa de diseño más adecuada para la implementación práctica del repetidor activo de RF.

III.1 Alternativas de diseño del repetidor activo de RF

En esta sección se proponen y estudian cuatro alternativas de diseño del repetidor activo de RF que se desarrollará en este trabajo de tesis, requerido para aumentar el alcance de enlaces WiFi que operan en la banda de 2.4 a 2.5 GHz (802.11b/g). Las características de diseño del repetidor se determinan principalmente en función de las frecuencias de operación, las pérdidas por propagación, la ganancia total requerida, el aislamiento y los niveles de potencia disponibles.

Para el estándar de comunicación inalámbrica 802.11b/g (WiFi), la potencia de transmisión de un punto de acceso PA es aproximadamente de 10dBm (10 mW), mientras que para una computadora es de 5dBm (3.16mW). Si se considera una distancia de 60 metros entre un PA y una PC, el nivel de potencia recibido en ambos sentidos es demasiado pequeño y resulta insuficiente, ya que las pérdidas por propagación son demasiado grandes debidas a la frecuencia de operación, a la distancia y a los obstáculos que se encuentran entre el PA y la PC. Para poder detectar esos niveles pequeños o aumentar la distancia del enlace, una opción consiste en aumentar la ganancia de las antenas lo cual provoca que la señal se haga más directiva y el tamaño de las mismas aumente. Otra manera consiste en aumentar la

potencia de transmisión, pero esto contribuye a la contaminación de ondas electromagnéticas que son perjudiciales para la salud, provocando un aumento en el consumo de energía, así como en el tamaño y costo del transmisor. Una opción adicional, consiste en disminuir el ruido de los receptores con el fin de aumentar su sensibilidad y puedan detectar señales más pequeñas provenientes de un punto de acceso más lejano o de un ambiente con muchas reflexiones u obstáculos, a expensas de un incremento en el costo de los PA y de las PC. Estas alternativas implican modificar la infraestructura existente, ya sea desconectar la antena del punto de acceso o de la computadora para agregarle un amplificador de potencia o de bajo ruido, o bien reemplazar la antena por una de mayor ganancia.

La solución que se propone en este trabajo para evitar modificar los sistemas (PA y PC), es el desarrollo de un repetidor activo que permita reforzar la señal compensando las pérdidas y cubrir de esta manera una mayor área de cobertura llegando la señal a puntos más lejanos. Este repetidor se inserta en la trayectoria de propagación de la señal, entre el PA y la PC. En la figura 12 se presentan las cuatro alternativas estudiadas para el diseño del repetidor, las cuales se describen con detalle en las siguientes secciones.

III.1.1 Repetidor con amplificador bidireccional.

La primera alternativa mostrada en la figura 12a, está conformada por dos antenas planares y un amplificador bidireccional, el cual puede ser del tipo Full-Duplex o Half-Duplex, cuyos diagramas a bloques se muestran en las figuras 13a y 13b respectivamente. Un amplificador bidireccional es un componente que tiene la propiedad de amplificar señales en ambos sentidos, es decir, del puerto 1 al puerto 2 y del puerto 2 al puerto 1. El amplificador bidireccional del tipo Half-Duplex, no opera simultáneamente en los dos sentidos, ya que éste se controla por un interruptor automático que se activa por la señal transmitida. Generalmente los amplificadores Half-Duplex se conectan a un punto de acceso PA “Access-Point” o a un MODEM. En este tipo de amplificadores se requieren potencias mayores a 3 mW para activar el interruptor, lo cual limita a este tipo de amplificadores para utilizarse en un sistema repetidor de RF de largo alcance, ya que los niveles de potencia que se reciben en un repetidor pueden ser menores a -60dBm.

Por otro lado, el amplificador bidireccional del tipo Full-Duplex tiene la propiedad de amplificar las señales que entran y salen en ambos sentidos sin necesidad de interruptor, lo cual tiene una ventaja en aplicaciones de servicios de red inalámbrica. Los amplificadores bidireccionales del tipo Full-Duplex no requieren de una potencia mínima para ser activados, pero la tecnología de fabricación es muy costosa, ya que estos poseen un alto aislamiento entre puertos, pero su ganancia está limitada a un valor de aproximadamente 22 dB en un sentido y 10 dB en el otro.

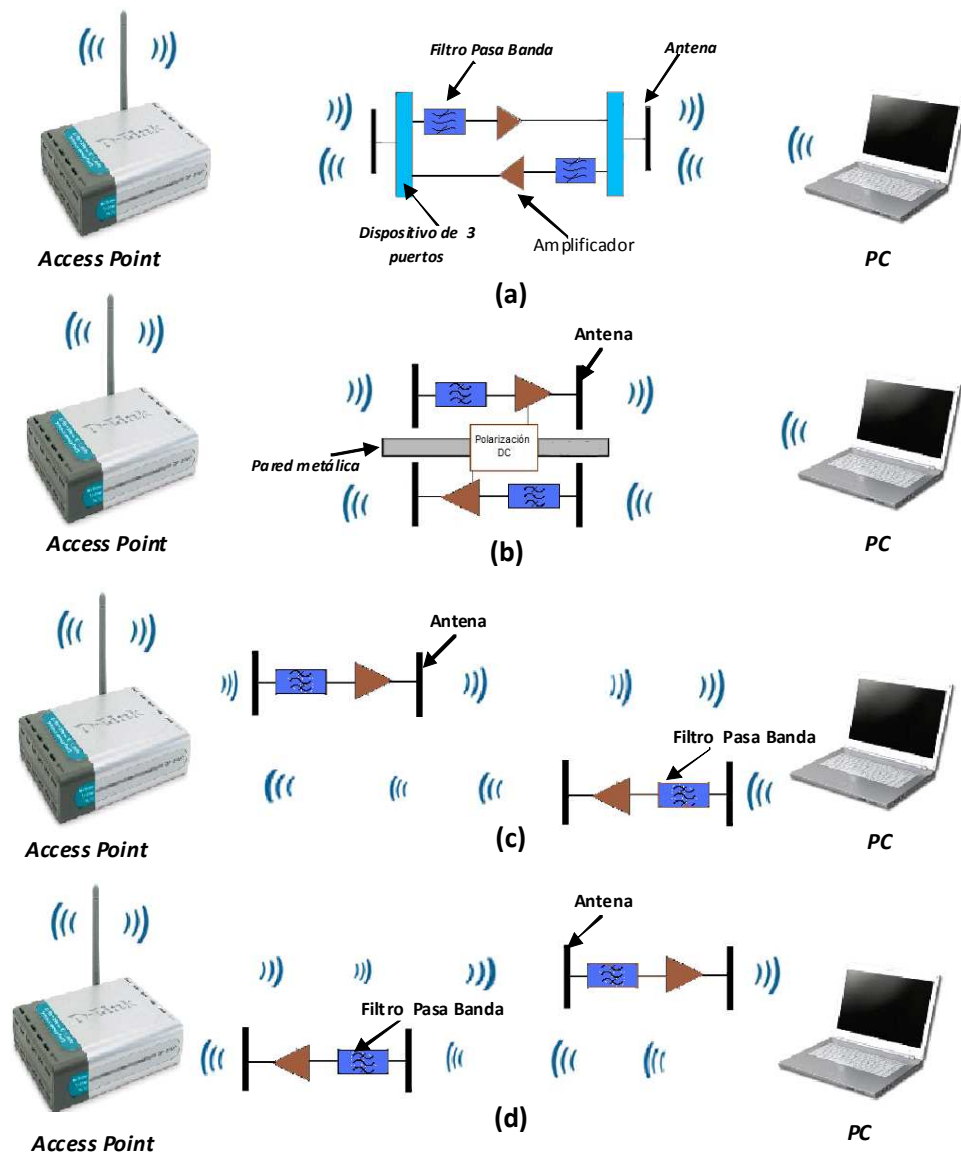


Figura 12. Cuatro alternativas de diseño del repetidor activo.

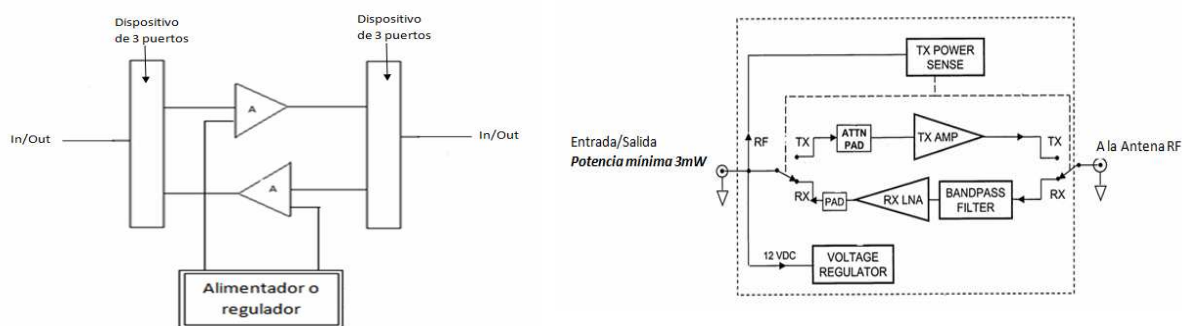


Figura 13. Amplificadores bidireccionales (a) Full-Duplex y (b) Half-Duplex.

Los amplificadores del tipo Full-Duplex emplean dos componentes de tres puertos en los cuales se conectan los dos amplificadores y la antena. Los componentes de 3 puertos pueden ser de los tipos mostrados en la figura 14. Entre ellos se tienen los acopladores híbridos, acopladores direccionales, divisores/combinadores y circuladores de RF, además de algunas configuraciones especiales que se utilizan para aumentar el aislamiento entre los puertos.

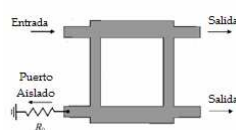
Los acopladores híbridos se muestran en la figura 14a y pueden ser del tipo Branch-Line, Rat Race o interdigitados, los cuales han sido estudiados desde hace más de seis décadas [Rajesh Mongia, 1999]. La potencia presentada en el puerto uno del acoplador híbrido, se divide entre los brazos 2 y 3, con una diferencia de fase de 90 grados. En el puerto 4 no se tiene potencia debido a que el puerto está aislado, y la potencia se absorbe por la carga de 50Ω [Grebennikov, 2008]. El aislamiento típico de un acoplador tipo Branch-Line generalmente es entre 20 dB y 30 dB.

Un acoplador direccional se muestra en la figura 14 b y es un dispositivo de 4 puertos, en el cual dos líneas de transmisión pasan muy cerca una de otra de manera paralela acoplando la energía de una línea a la otra. En este tipo de acoplador, la potencia incidente en el puerto 1 se acopla parcialmente en el puerto 3. Por ejemplo en un acoplador de 10 dB la potencia en el puerto 3, referenciada con la entrada (puerto 1) será 10dB menor (-10 dB o 0.1 de potencia), teniendo un acoplamiento de 10 dB [Macom, 2008]. Los 9/10 de potencia restante pasarán a través del acoplador al puerto 2 (con -.46 dB de pérdidas). El puerto 4, llamado “Puerto aislado” idealmente no recibirá potencia y se carga con una impedancia de 50Ω . Similarmente, si la potencia incidente entra del puerto 2, esta se acoplará al puerto 4,

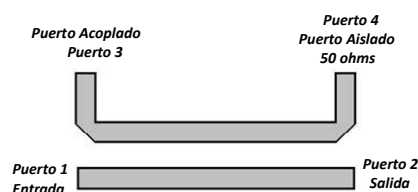
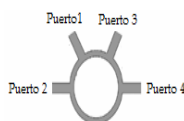
mientras que el puerto 3 sería el puerto aislado y el puerto 1 se convertiría en la salida de bajas pérdidas. Existen acopladores con acoplamientos de 10, 20, 30 y hasta 60 dB.

Los combinadores y divisores de potencia más utilizados son los resistivos y los reactivos del tipo Wilkinson mostrados en la figura 14c. Un divisor Wilkinson consiste de dos líneas de un cuarto de onda y una resistencia de valor $R_0 = 2Z_0$ conectadas en paralelo. En este acoplador las señales de salida caen 3 dB y las señales salen en fase (0 o 180 grados). Los puertos 2 y 3 se encuentran aislados (15 a 30 dB) en un ancho de banda dado [Grebennikov, 2008].

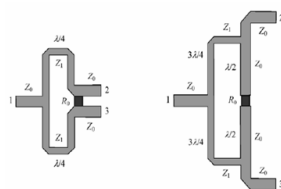
Los circuladores de RF se presentan en la figura 14d, los cuales son dispositivos pasivos no-recíprocos de 3 puertos que se utilizan para controlar el flujo de la señal en un circuito. Los circuladores permiten que la señal pase con muy pocas pérdidas por inserción de un puerto a otro en dirección de las manecillas del reloj pero no o en sentido inverso. Las pérdidas por inserción entre puertos que presentan los circuladores son de aproximadamente entre 0.15- 0.5dB con un VSWR típico de 1.2: 1 y aislamientos entre 15 y 45 dB en cada uno de los puertos [Medina Monroy J.L., 2007a]. Ya que el circulador de RF posee propiedades magnéticas, esto garantiza que exista un buen aislamiento entre puertos, sin embargo su costo es elevado (entre 150 y 300 Dlls), dependiendo del aislamiento y frecuencias de operación.



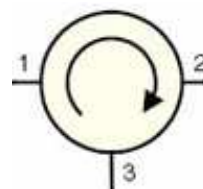
a) Acopladores Híbridos (Branch Line y Rat-Race)



b) Acoplador Direccional



c) Divisor/ Combinador (Wilkinson)



d) Circulador

Figura 14. Acopladores de tres puertos.

Para el diseño del repetidor con un amplificador bidireccional del tipo Full-Duplex, se colocan dos amplificadores en sentido inverso uno del otro separados por un componente de 3 puertos, el cual debe tener un aislamiento adecuado entre los puertos donde se conectan los amplificadores para evitar que estos se retroalimenten. Se considera que cada amplificador tiene una ganancia de 44 dB, un factor de ruido de 3 dB, una potencia en el punto de compresión $P_{1dB} = 10\text{dBm}$, $VSWR \leq 1.5$, $IP3 = +20\text{dBm}$ y un voltaje de alimentación de 12 volts. Se incluye un filtro pasa banda en la entrada de cada amplificador para su protección contra señales espurias de alto nivel y que opera en el intervalo de frecuencias de 2.4-2.5 GHz con unas pérdidas de 2 dB. Los componentes de tres puertos pueden ser del tipo Híbrido, acopladores direccionales, divisores Wilkinson y circuladores de RF. Las antenas consideradas para esta alternativa de diseño son dos antenas planares de microcinta con una ganancia de 15 dB y un VSWR máximo de 2:1. Interconectando todos los componentes, se obtiene una ganancia total del sistema de 65 dB.

Los niveles de potencia que se reciben tanto en el PA como en la PC, se calculan considerando una distancia de 60 metros entre ellos. Los niveles de potencia que se reciben de manera directa e introduciendo el repetidor a una distancia de 30 metros, con las características antes mencionadas, se muestran en la figura 15. Se puede observar que el nivel de potencia de la señal se incrementa considerablemente ampliando la distancia de cobertura. Esta configuración sin embargo tiene algunos inconvenientes al implementar el amplificador bidireccional, ya que puede ocurrir retroalimentación cuando los acopladores no tienen un buen aislamiento, y además se debe incrementar la ganancia de los amplificadores para compensar las pérdidas por inserción de los dos acopladores de tres puertos que pueden llegar a ser mayores a 7 dB.

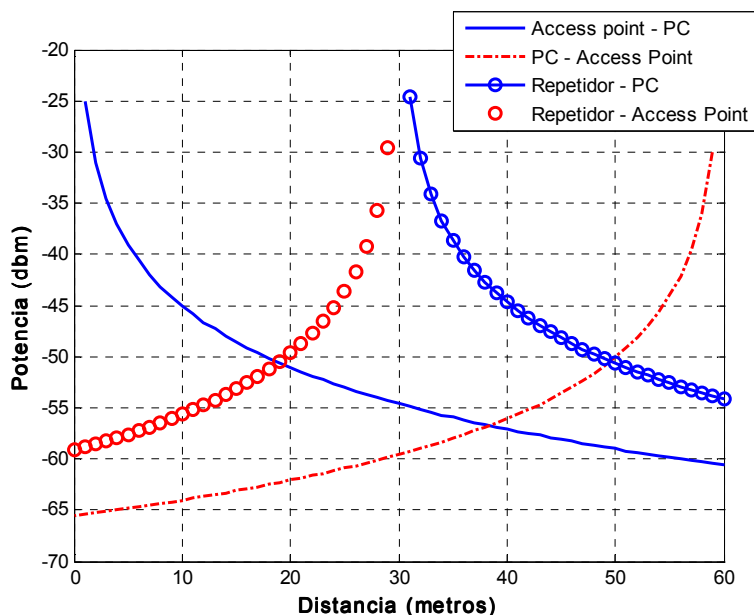


Figura 15. Niveles de potencia recibidos utilizando el repetidor con amplificador bidireccional.

III.1.2 Repetidor Independiente Aislado

En la segunda alternativa de diseño mostrada en la figura 12b, se divide el repetidor en dos partes, evitando el amplificador bidireccional y los componentes de tres puertos. Cada parte consiste de dos antenas planares, un filtro pasa banda y un amplificador, y cada una de ellas opera de manera independiente, colocándose en sentido inverso una de la otra y separándolas por una pared metálica, la cual evita que la radiación entre las dos antenas genere un lazo de retroalimentación. En esta configuración las dos partes operan de manera simultánea cumpliendo características tipo full-dúplex. Las características de los componentes son las mismas que las del repetidor con amplificador bidireccional, excepto la ganancia de los amplificadores que ahora es de 37 dB, ya que en esta alternativa no existen los acopladores de tres puertos que reducen la ganancia 7 dB, lo cual representa una ventaja sobre la primera alternativa. La ganancia total del sistema es también de 65 dB debido a que se redujo la ganancia de los amplificadores. Por esta razón, los niveles de potencia recibidos al introducir este repetidor son iguales a los que se muestran en la figura 15. Es conveniente mencionar que debido a que en este repetidor se utilizan cuatro antenas, su tamaño aumentaría al doble con respecto a la primera alternativa. Otra opción para reducir su tamaño es utilizar antenas más pequeñas, las cuales tendrían una ganancia más

pequeña pero un patrón de radiación más amplio, teniéndose que aumentar la ganancia de los amplificadores. Mediante esta opción, se consideran antenas con ganancias de 10.5 dB y amplificadores con ganancias de 46dB para tener una ganancia total del sistema igual a 65 dB.

III.1.3 Repetidor separado en directa

La tercera alternativa es similar a la segunda y se muestra en la figura 12c Sin embargo, en vez de utilizar una pared metálica y de tener juntos los dos equipos, en esta configuración se encuentran separados y trabajando de manera totalmente independiente, cuando se colocan a una distancia adecuada. En esta alternativa, se buscó la manera de hacer más compacto el repetidor activo de RF, y se propone disminuir el tamaño de las antenas, así como la ganancia de los amplificadores. El repetidor activo de RF se dividió en dos partes, en donde cada parte tiene un amplificador unidireccional. Cabe mencionar que si se coloca la parte 1 del repetidor a una distancia de dos metros del PA en dirección de la PC, y la parte 2 a un metro de la PC en dirección del PA en un enlace total de 60 metros, el comportamiento del repetidor de RF completo será óptimo siempre y cuando se tengan amplificadores de potencia en ambas direcciones (del PA a la PC y de la PC al PA). Las antenas tendrán una ganancia de 10.5 dB, con un VSWR $\leq 2:1$ dentro de la banda de 2.4 a 2.5 GHz, mientras que los amplificadores tendrán una ganancia de 31 dB (incluyendo las pérdidas del filtro pasa banda), un VSWR $\leq 1.5:1$ pero una potencia mayor a +27dBm requiriendo mayor consumo de potencia de DC, y que además de contribuir en mayor proporción a la contaminación electromagnética, provoca un aumento en el costo del repetidor. En esta alternativa se considera una ganancia total del sistema de 52dB lo cual representa una ventaja sobre las dos primeras alternativas en las cuales se requerían 65 dB. En la figura 16 se muestran los niveles de potencia que se reciben al colocar el repetidor activo de RF separado en directa. Se puede notar una mejoría (mayor a 10 dB) en los niveles recibidos al insertar el repetidor, alcanzando niveles mayores a -50dBm.

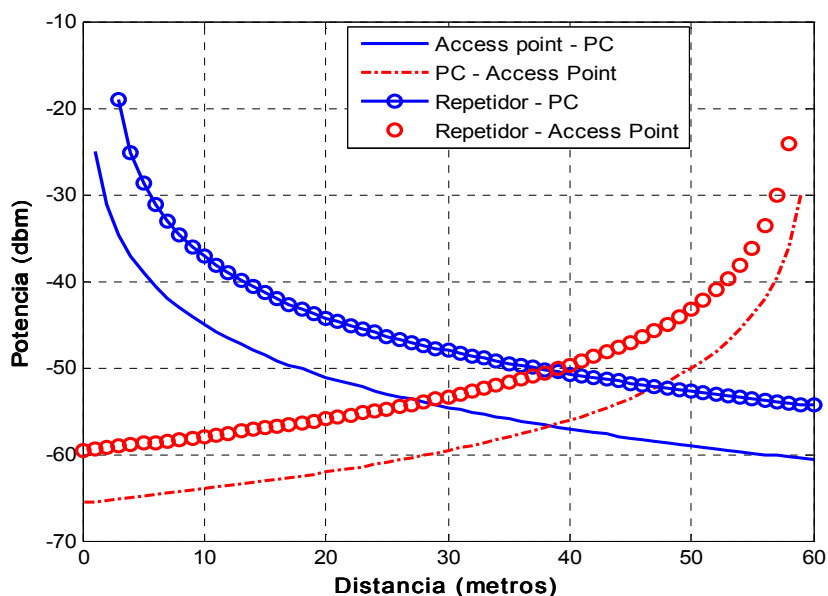


Figura 16. Niveles de potencia recibidos sin repetidor y con el repetidor separado en directa.

III.1.4 Repetidor separado en inversa

La cuarta y última alternativa de diseño del repetidor activo de RF dada en la figura 12d, consta también de dos partes independientes, siendo cada una de ellas formada por dos antenas, un filtro y un amplificador unidireccional. Las especificaciones técnicas de los componentes que conforman esta alternativa de diseño son similares a las que se presentaron en la alternativa anterior, sin embargo el amplificador debe tener bajo ruido ($\leq 3\text{dB}$) y con una potencia $P_{1\text{dB}} = +10\text{dBm}$, reduciéndose así la contaminación electromagnética, consumo de potencia y costo, además de que la colocación es diferente. En esta alternativa, se considera también una ganancia total del sistema de 52 dB. El repetidor se puede colocar de la siguiente manera considerando un enlace de transmisión - recepción entre el PA y la PC a una distancia de 60 metros: La parte 1 se coloca a una distancia de 59 metros en dirección PA - PC, mientras que la parte 2 se coloca a una distancia de 58 metros en dirección PC - PA. En la figura 17 se muestran los niveles de potencia que se reciben en el PA y en la PC de manera directa y al insertar el repetidor. Se puede observar en la figura 17, que los niveles de potencia que se pueden recibir tanto en el PA como en la PC se incrementan de manera considerable (más de 15 dB), haciendo posible el enlace al recibirse niveles superiores a los -50dBm . Además, se tiene la ventaja

de que las antenas planares de microcinta de menor ganancia se pueden realizar con solo dos parches resultando más pequeña, económica y con un patrón de radiación más amplio, que las antenas empleadas en las dos primeras alternativas las cuales ocupaban el doble del área.

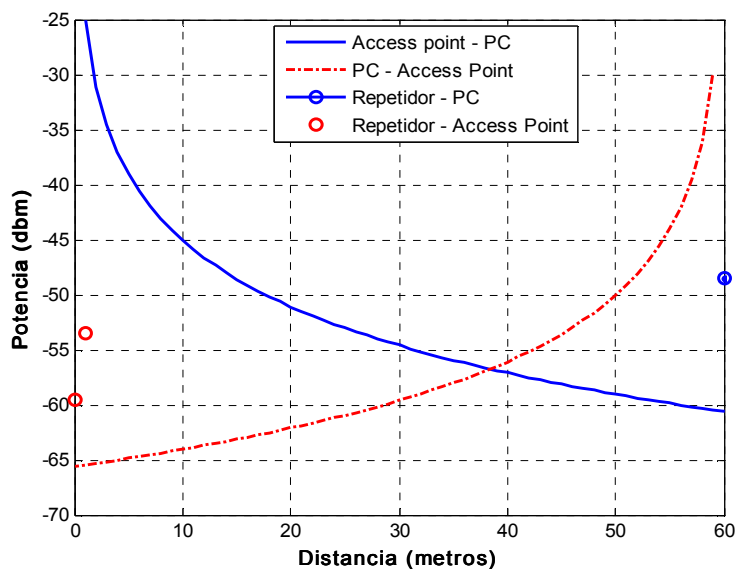


Figura 17. Niveles de potencia recibidos sin repetidor y con el repetidor separado en inversa.

III.1.5 Comparación de las alternativas de diseño del repetidor activo RF

En las alternativas de diseño del repetidor activo de RF propuestos se tienen algunas diferencias significativas, como lo son la ganancia, factor de ruido y potencia de salida de los amplificadores, la ganancia y tamaño de las antenas planares y el aislamiento entre puertos, entre otros. En algunos de los diseños propuestos se requiere mayor ganancia en comparación que otros diseños, sin embargo esto tiene un costo, el cual va desde las dimensiones físicas del repetidor hasta un mayor aislamiento entre los puertos, lo cual de manera práctica es difícil de conseguir en algunas ocasiones. En la Tabla II se presenta una comparación de algunas características de las alternativas de diseño del repetidor activo de RF propuestos. Se puede notar que la alternativa 4 es la más adecuada ya que los amplificadores tienen menos ganancia, las antenas son más pequeñas, su patrón de

radiación es más amplio, es más económica, no contribuye a la radiación electromagnética y consume menos energía de DC.

Tabla II: Comparación de las alternativas de diseño propuestas.

Característica	Alternativa de diseño 1	Alternativa de diseño 2	Alternativa de diseño 3	Alternativa de diseño 4
Aislamiento necesario	≥ 60 dB	≥ 50 dB	NA	NA
Número de Antenas	2 (4-p)	4 (4-p)	4 (2-p)	4 (2-p)
Ganancia de antena planar c/u	15 dB	15dB	10.5 dB	10.5 dB
Ancho del Haz	32°	32°	53°	53°
Ganancia Amplificador	Bidireccional 44 dB	Unidireccional 37 dB	Unidireccional 31dB	Unidireccional 31dB
LNA	Si(3dB)	Si(3dB)	No(6dB)	Si(3dB)
HPA	No (+10dBm)	No (+10dBm)	Si (+27dBm)	No (+10dBm)
Costo	Alto	Medio	Medio-Alto	Bajo
Dimensiones físicas	Grande 20 x 20 cms	Muy grande 20 x 40 cms	Pequeña 20 x 10 cms	Pequeña 20 x 10 cms
Contaminación Electromagnética	No	No	Si	No

III.2 Diseño y construcción de las antenas planares de microcinta

En esta sección se describe la metodología propuesta en este trabajo de tesis, para el diseño de antenas planares de 2 y 4 elementos o parches que operan dentro del rango de frecuencias de 2.4-2.5 GHz. Asimismo, se presentan resultados del análisis de las antenas diseñadas y se describe de manera breve el proceso de construcción de las mismas. Finalmente se muestra la respuesta obtenida de la medición de las antenas planares construidas.

III.2.1 Diseño de antenas planares de microcinta

La metodología consiste de los siguientes pasos:

1. Definir especificaciones
2. Seleccionar el substrato

3. Determinar número de elementos o parches de la antena
4. Definir manera de alimentación y tipo de conector
5. Diseño de un parche (Método de línea de transmisión o de cavidad)
6. Analizar y optimizar un parche mediante un análisis electromagnético
7. Analizar arreglo de dos parches y determinar separaciones óptimas
8. Diseñar redes de acoplamiento
9. Analizar arreglo de cuatro parches y determinar separaciones óptimas
10. Diseñar y optimizar redes de acoplamiento
11. Optimizar dimensiones físicas.

A continuación se describe con detalle cada uno de los pasos de la metodología de diseño propuesta.

1. Definir Especificaciones.

Como primer paso se establecen las especificaciones que deberá satisfacer la antena las cuales son:

Intervalo de frecuencias: 2.4 – 2.5 GHz

Ganancia: 15 dB

Ancho del haz (HPBW): $\leq 32^\circ$

VSWR máximo: 2:1

Nivel de Lóbulos Laterales SLL ≤ -10 dB

2. Seleccionar el sustrato.

El siguiente paso es seleccionar el sustrato. Para el diseño de antenas planares de microondas y de ondas milimétricas, se consideran algunos factores importantes los cuales permiten satisfacer los requerimientos de diseño [P.Bhartia, 1991]. Para ello, se deben conocer las características del sustrato como son: La constante dieléctrica relativa (ϵ_r), el espesor del dieléctrico (h), el espesor del conductor (t), conductividad del conductor (σ) pérdidas tangenciales o factor de disipación ($\tan\delta$), etc. Algunos criterios adicionales que se

deben considerar son: los efectos de dispersión sobre la constante dieléctrica, requerimientos físicos y mecánicos como las dimensiones, peso y costo de la antena, los efectos de vibración, temperatura y humedad, la anisotropía del sustrato y la posibilidad de excitación de ondas superficiales. Las ondas superficiales pueden degradar el patrón de radiación o las características de polarización. Estas se incrementan con el espesor del sustrato y la constante dieléctrica. En arreglos grandes de antenas planares pueden ocurrir ondas superficiales que provocan interferencias destructivas. [Pozar, 1992].

Para nuevos diseños, prototipos y configuraciones de las antenas planares de microcinta, se utilizan sustratos de bajo costo, pero que generalmente tienen pérdidas ($\tan\delta$) altas, razón por la cual es importante conocer el efecto que tienen las pérdidas tangenciales en el desempeño de la antena. Un incremento en las pérdidas tangenciales provoca que el ancho de banda aumente y la eficiencia disminuya, manteniendo invariables tanto la frecuencia de resonancia como la directividad. [Kumar, 2003].

Se ha encontrado en este trabajo que cuando las pérdidas tangenciales tienen valor alto, como ocurre en sustratos de bajo costo (FR-4), las pérdidas en el material dieléctrico aumentan pero su impedancia de entrada Z_{in} disminuye, recorriéndose hacia el lado izquierdo en la carta de Smith.

En este trabajo se seleccionó como sustrato el FR-4 fabricado con fibra de vidrio y resinas que tiene las características mostradas en la Tabla III:

Tabla III. Características del sustrato FR-4

ϵ_r	4.0871
h	0.269 mm
t	0.01778 mm
σ	5.8e-7 Siemens/m
$\tan\delta$	0.02

Las propiedades de radiación y el ancho de banda de las antenas planares de microcinta son directamente proporcionales al espesor del sustrato (h) e inversamente proporcional a la

raíz cuadrada de la constante dieléctrica ($1/\sqrt{\epsilon_r}$) [Kumar, 2003]. Razón por la cual un sustrato con h grande y ϵ_r pequeña se utiliza generalmente para obtener anchos de banda grandes, pero desafortunadamente esto provoca un aumento en el acoplamiento de los modos de onda superficial, existiendo un valor límite de h .

La constante dieléctrica efectiva equivalente del sustrato con características (ϵ_r , y espesor h_d) promediada con la capa de aire ($\epsilon_r=1$ y espesor h_a), se determina con la siguiente ecuación:

$$\epsilon_{eq} = \frac{\epsilon_r(h_d + h_a)}{\epsilon_r h_a + h_d} \quad (41)$$

Para mejorar las características de radiación y ancho de banda de las antenas, se suspendió el sustrato delgado con $h_d=0.269$ mm en una capa de aire de $h_a= 7$ mm mediante unas bases de goma, con lo cual se obtiene una altura total $h_t= h_d+ h_a= 7.269$ mm y una constante dieléctrica calculada mediante la ecuación 41 resultando $\epsilon_r=1.0288$. Se puede notar que la constante dieléctrica que domina es la del aire debido al espesor de la capa de aire considerado.

Por otro lado, se ha notado que en las primeras antenas construidas durante el desarrollo de este trabajo de tesis, se tiene una frecuencia de resonancia e impedancia de entrada desplazadas. Se ha determinado que dicho error disminuye cuando se incrementa el valor de las pérdidas tangenciales del FR-4 proporcionadas por el fabricante que son $\tan\delta=0.02$ a un valor de $\tan\delta=0.06$.

Las características del sustrato promediadas con el aire dadas en la Tabla IV, se consideran para diseñar las antenas planares de microcinta desarrolladas en este trabajo de tesis.

Tabla IV. Características del sustrato FR-4 suspendido

ϵ_r	1.0288
h	7.269 mm
t	0.01778 mm
σ	$5.8e-7$ Siemens/m
$\tan\delta$	0.06

3. Determinar número de elementos o parches de la antena.

La ganancia de una antena planar de microcinta, depende del número de elementos o parches que esta tenga, así como de su eficiencia. La ganancia se puede calcular con la siguiente ecuación [Medina Monroy JL , 2007b]:

$$G_{ant} = 10\log(16N\eta^4) \quad (42)$$

donde: N es el número de parches y η es la eficiencia de la antena.

Una antena típica tiene una eficiencia entre el 70 y 75%. Cuando la antena se suspende en aire, la eficiencia aumenta alcanzando un valor entre el 80 y 85%. En la figura 18 se muestra la ganancia de la antena en función del número de parches y eficiencias entre el 70% y 85%. Se puede observar que para una eficiencia del 75% un parche tendrá una ganancia de 7dB.

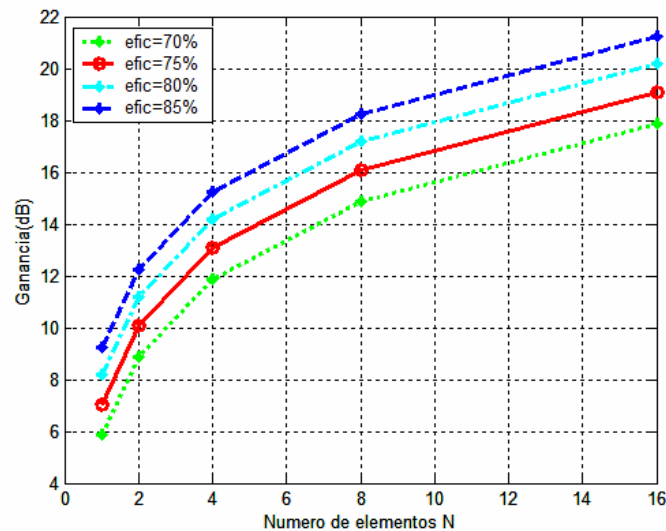


Figura 18. Ganancia de la antena en función del número de elementos y eficiencia.

Las ganancias requeridas para las antenas que se utilizarán en los repetidores, de acuerdo a la Tabla IV, son de 15dB y de 10.5 dB, las cuales corresponden a 4 y 2 parches respectivamente.

4. Definir manera de alimentación y tipo de conector.

Existen diferentes maneras de alimentar las antenas de microcinta. Entre ellas se tiene la alimentación en serie, la alimentación enterrada, por ranura y la coaxial [Flores Cuadras J., 2006]. El tipo de alimentación utilizado para el desarrollo de las antenas planares de este trabajo de tesis, es del tipo coaxial, el cual se presenta en la figura 19. Se puede apreciar en esta figura que la alimentación es perpendicular al plano de tierra y la parte externa del conector coaxial se conecta al plano de tierra, mientras que el conductor central del conector, atraviesa el plano de tierra sin tocarlo y pasa por el substrato hasta hacer contacto con el parche.

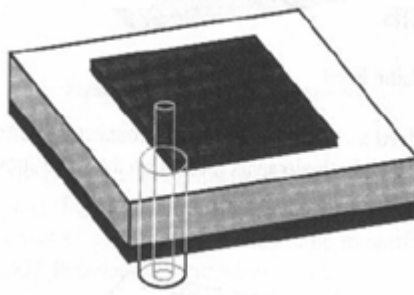


Figura 19. Alimentación coaxial.

El tipo de conector, su diámetro y longitud pueden afectar el comportamiento de las antenas planares y se deben considerar. Una antena planar rectangular como las que se desarrollan en este trabajo, puede alimentarse con diferentes tipos de conectores. Entre ellos se tienen los del tipo: TNC, BNC, N y SMA los cuales se utilizan dependiendo de la aplicación y la frecuencia de trabajo. Los diámetros de los conectores son diferentes y a medida que el diámetro del conector de prueba aumenta, la inductancia del conector central disminuye. Generalmente la longitud del conector se modela como un inductor, debido a que la impedancia del conector es predominantemente inductiva. Sin embargo, para mejorar el modelo del conector sobre el parche y obtener un valor de la impedancia con mayor exactitud, se agrega una reactancia capacitiva X_C y una reactancia inductiva X_L entre el parche y el plano de tierra, las cuales se dan por [Kumar, 2003]:

$$X_C = -\frac{1}{\omega C} = \frac{h}{\omega \epsilon_0 \epsilon_r L_e W_e} \quad (43)$$

$$X_L = \frac{120\pi h}{\lambda_0} \left[\ln\left(\frac{2\lambda_0}{\pi d}\right) \right] - 0.577 \quad (44)$$

donde: L_e es la longitud efectiva (m), W_e es el ancho efectivo (m), d es el diámetro del conector (m), h el espesor del dieléctrico (m), ϵ_0 es la constante dieléctrica en el espacio libre, ω es la frecuencia de operación (Hz), λ_0 es la longitud de onda en el espacio libre (m).

5. Diseño de un parche

Para el diseño de antenas planares, se deben tener en cuenta algunas consideraciones de diseño. Para ello, se deben aumentar los efectos de radiación [E.H Fooks, 1990] en los parches, pero en los elementos de acoplamiento debe ocurrir lo contrario, es decir, no deben radiar energía. Para el diseño de antenas de microcinta, se emplean elementos resonantes o parches anchos (W grande) o de baja impedancia, construidos sobre un sustrato con ϵ_r bajo y espesor h grande, a pesar de que esas condiciones tienden a aumentar el acoplamiento de los modos de onda superficial. La radiación en los elementos resonantes, ocurre en los bordes del parche en el plano eléctrico E , incrementando la intensidad de los campos.

El diseño de un solo elemento o parche de microcinta se realiza mediante el Método de Línea de Transmisión o el de Cavidad descritos en el capítulo II. Aplicando dichos métodos, se calculan las dimensiones de un parche rectangular: W (ancho) y L (largo), a la frecuencia de resonancia deseada. En este caso se realizó a la frecuencia central del intervalo de frecuencias de 2.4 a 2.5 GHz, es decir, 2.45 GHz. Para ello, se desarrolló una rutina en lenguaje MATLAB que proporciona las dimensiones del parche de la antena y se basa en los métodos de línea de transmisión y el de cavidad. Para realizar este cálculo, se toman en cuenta las características del sustrato FR-4 suspendido en aire, proporcionadas en la Tabla IV. Cuya constante dieléctrica es $\epsilon_r=1.0288$ y con espesor $h_t=7.269$ mm.

En la figura 20 se muestra la interfaz gráfica de la rutina realizada en MATLAB para el cálculo de las dimensiones de un parche. Se puede observar en ella que se introducen los datos del sustrato y la frecuencia de resonancia o operación de la antena, y entrega las dimensiones del parche W y L calculadas tanto por el método de líneas de transmisión como por el de cavidad.



Figura 20. Interfaz Gráfica de la rutina en MATLAB para calcular las dimensiones de un parche.

Las dimensiones obtenidas por ambos métodos se proporcionan en la Tabla V.

Tabla V. Dimensiones de un elemento calculadas por dos métodos de diseño

Método	W (mm)	L (mm)
Líneas de transmisión	60.74	50.72
Cavidad	60.74	52.72

6. Analizar y Optimizar un parche mediante un análisis electromagnético en 3-D

Una vez calculadas las dimensiones del parche de microcinta mediante los métodos de línea de transmisión y el de cavidad, se procede a realizar el análisis electromagnético con el programa ADS-MOMENTUM de la compañía Agilent. Se utiliza este programa para verificar el comportamiento de los parches diseñados y en particular su frecuencia de resonancia. La frecuencia de resonancia se determina en la gráfica de fase, la cual ocurre cuando la fase es cero. Para analizar los parches, se introducen en el programa ADS-

MOMENTUM los datos del substrato y las dimensiones físicas del parche obtenidas con ambos métodos, con el fin de verificar cual de los métodos se aproxima más a la frecuencia de resonancia deseada.

Los resultados obtenidos del análisis electromagnético con ADS-MOMENTUM basado en el método de momentos, para el parche cuyas dimensiones son: $W=60.74\text{mm}$ y $L=50.72\text{mm}$, calculadas mediante el método de líneas de transmisión, se muestran en la figura 21 para el intervalo de frecuencias de 2.2 a 2.7 GHz. Se puede observar que la frecuencia de resonancia se encuentra en 2.539 GHz, la cual está un poco desplazada de la frecuencia de diseño que es 2.45GHz.

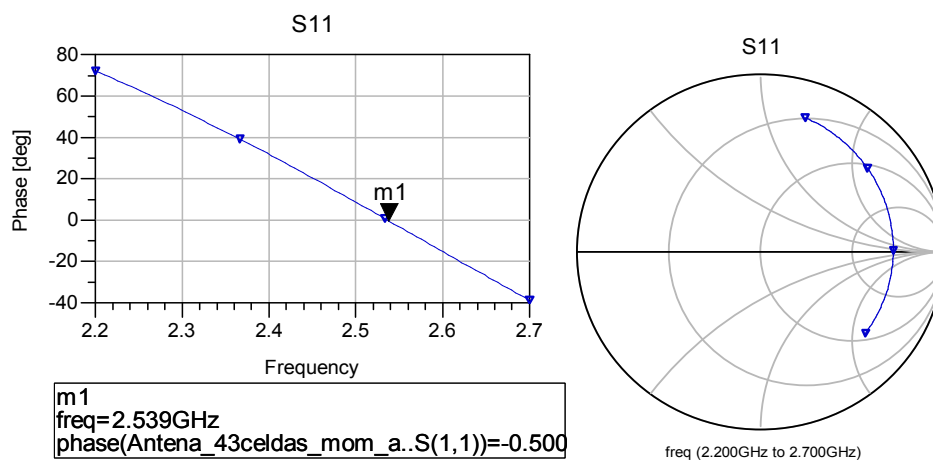


Figura 21. Resultados de análisis electromagnético de un parche calculado con el método de líneas de transmisión.

Por otro lado, analizando el parche cuyas dimensiones obtenidas con el método de cavidad fueron: $W=60.74\text{mm}$ y $L=52.72\text{mm}$, se obtuvieron los resultados que se muestran en la figura 22. Se puede observar de esta figura, que la frecuencia de resonancia se aproxima mejor a la frecuencia de diseño de 2.45GHz, que la determinada para el parche diseñado con el método de líneas de transmisión. Esto no siempre se cumple y la frecuencia de resonancia podría quedar recorrida ligeramente, con lo cual se recurre a un proceso de optimización.

La relación Largo – Ancho L/W determinada con el modelo de líneas de transmisión es 0.8350, mientras que la calculada con el modelo de cavidad es 0.8679. Esta relación es de

suma importancia, ya que si se desea tener buena ganancia en la antena de microcinta diseñada, la relación L/W deberá ser menor, mientras que para lograr mayor ancho de banda esta relación deberá aumentarse.

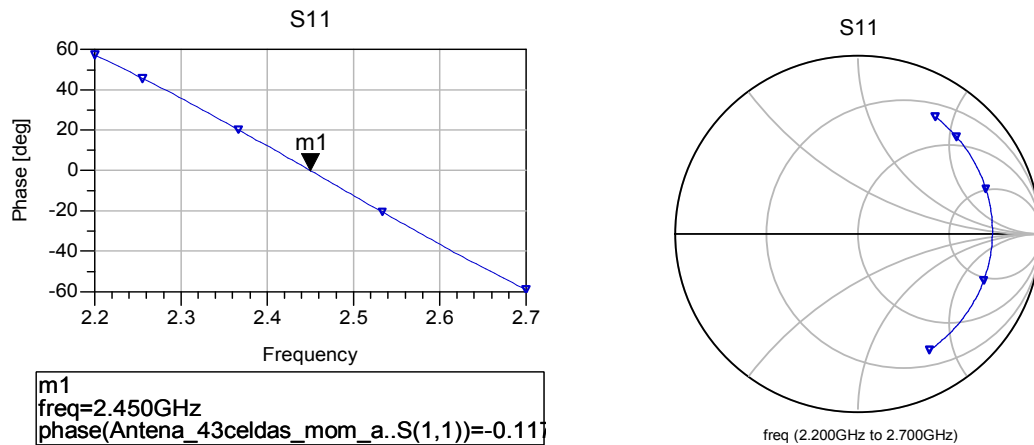


Figura 22. Resultados de análisis electromagnético de un parche calculado con el método de cavidad.

El ancho de banda que se puede obtener con un solo parche, se puede visualizar en la carta de Smith determinando la diferencia de ángulo de los coeficientes de reflexión, en los extremos del rango de frecuencias de análisis, que en este caso fue de 2.2 GHz a 2.7 GHz. Entre menor sea la diferencia del ángulo, mayor será el ancho de banda posible de obtener, pero provocando una disminución en la ganancia. Por esta razón, se debe buscar un equilibrio entre el ancho de banda y la ganancia. En la Tabla VI se muestra la suma del ángulo de los coeficientes de reflexión S_{11} determinada para los parches calculados con los métodos de línea de transmisión y el de cavidad. Se puede observar la columna de la suma de ángulos en la cual se determina la suma entre la fase del S_{11} a la frecuencia de 2.2 GHz y la fase del S_{11} a la frecuencia de 2.7GHz. Se puede observar que el ángulo total es ligeramente menor para el parche diseñado mediante el método de líneas de transmisión, lo cual indica que el ancho de banda sería un poco mayor que el del parche diseñado por el método de cavidad, pero a expensas de reducir su ganancia.

Tabla VI: Suma del ángulo de los coeficientes de reflexión obtenidos para los parches calculados con los métodos de cavidad y de líneas de transmisión.

MÉTODO	SUMA DE ANGULOS	ANGULO TOTAL
Línea de transmisión	72.209-(-38.684)	110.893
Cavidad	57.299-(-58.988)	116.28

En la figura 23, se presenta la ganancia obtenida para un parche diseñado mediante el método de cavidad y con el método de líneas de transmisión. Se puede apreciar que a la frecuencia de 2.45 GHz ambos métodos proporcionan la misma ganancia, cuyo valor es aproximadamente 9.76 dB. Para el diseño de las antenas de este trabajo de tesis, se tomaron las dimensiones obtenidas mediante el método de cavidad.

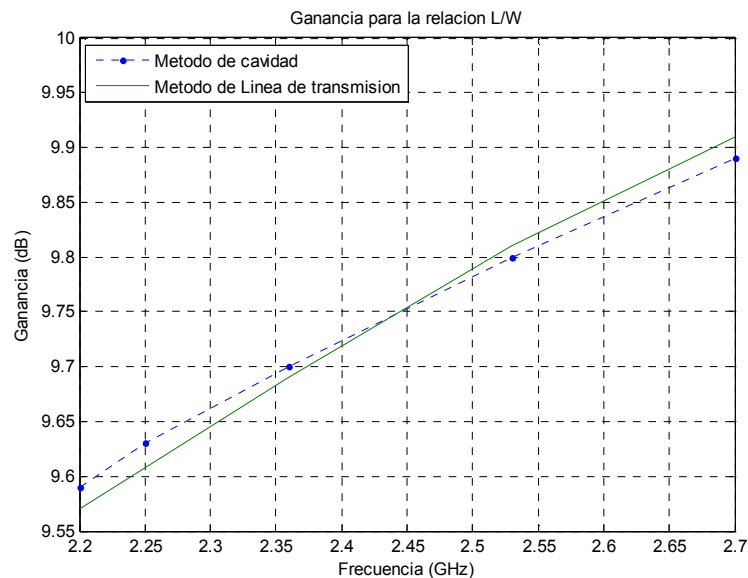


Figura 23. Ganancia obtenida con las dimensiones del parche diseñado con el método de cavidad y con el método de líneas de transmisión.

7. Analizar arreglo de dos parches y determinar separaciones óptimas

En algunos casos, se requiere que la antena diseñada tenga una ganancia mayor que la que puede proporcionar un solo parche. Cuando la ganancia de una antena planar se aumenta, ésta tiende a volverse más directiva, concentrando la mayor parte de la energía en la dirección del lóbulo principal y un poco en lóbulos laterales. Para aumentar la ganancia de la antena, se recurre al diseño de un arreglo de varios parches, acoplados de tal manera que

la contribución de cada parche ayude a aumentar la ganancia. Se pueden formar arreglos lineales configurados en serie, en paralelo o arreglos planares o multicapas [Buenrostro Rocha, 2007]. En este trabajo se utilizan arreglos planares de parches, los cuales se pueden distribuir a lo largo del plano H o del plano E.

Para formar un arreglo de dos parches en el plano H, una vez que se tienen las dimensiones de un solo parche calculadas mediante el método de cavidad, se coloca otro parche en dirección del plano H a una distancia “d” adecuada, para obtener la ganancia deseada. Esta distancia se muestra en la figura 24, la cual debe cumplir con la condición dada por la ecuación (45) [Balanis,1997].

$$d > \frac{\lambda_0}{2} \quad (45)$$

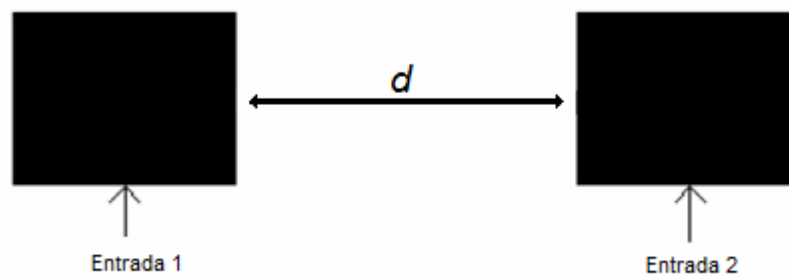


Figura 24. Arreglo de dos parches en el plano H.

Cabe mencionar que si los parches se colocan a una distancia “d” muy grande, los parches dejan de acoplarse y la ganancia disminuye. Esto no se recomienda debido a que la antena resulta con dimensiones muy grandes, aumentando su costo.

En la Tabla VII se presenta la variación de la ganancia y la directividad, obtenidas acoplando dos parches de microcinta, en función de la distancia entre ellos, calculadas para la frecuencia de resonancia de 2.45 GHz. Para el diseño de la antena de dos parches de este trabajo de tesis, se colocó el segundo parche a una distancia de 40 mm en dirección del plano H, la cual es menor que $\lambda_0/2=61.22$ mm recomendada por la ecuación 45. Esto se

hizo con la finalidad de reducir las dimensiones de la antena lo mayor posible, sin afectar la ganancia de manera considerable.

Tabla VII: Ganancia de dos parches acoplados en el plano H en función de la distancia.

Distancia d(mm)	10 mm	20 mm	40 mm	60 mm	80mm
Ganancia (dB)	11.64	12.05	12.64	12.89	12.87
Directividad (dB)	11.65	12.06	12.66	12.90	12.88

8. Diseñar y optimizar redes de acoplamiento.

Para diseñar las redes de acoplamiento de las antenas con características de ancho de banda grande, una opción es utilizar redes con doble stub balanceado [Buenrostro Rocha S.,2007]. Estas redes tienen la finalidad de acoplar la impedancia del parche, que generalmente tiene un valor grande ($\sim 377\Omega$), a un valor de impedancia característica dada (50Ω). La impedancia del parche en el punto de alimentación a 2.45 GHz es: $Z_0 = 328.2 - j2.15$.

Una red de acoplamiento con doble stub se muestra en la figura 25, donde la carga Y'_L puede estar cercana o alejada del primer stub. Los elementos denominados stubs pueden estar en cortocircuito o en circuito abierto [Pozar, 1998]. El diseño consiste en encontrar la distancia d y las impedancias y longitudes de los dos stubs. Existen métodos gráficos [Liao Samuel, 1980] y analíticos [Pozar, 1998] basados en el método de doble stub. Enseguida se presenta la solución del tipo analítico:

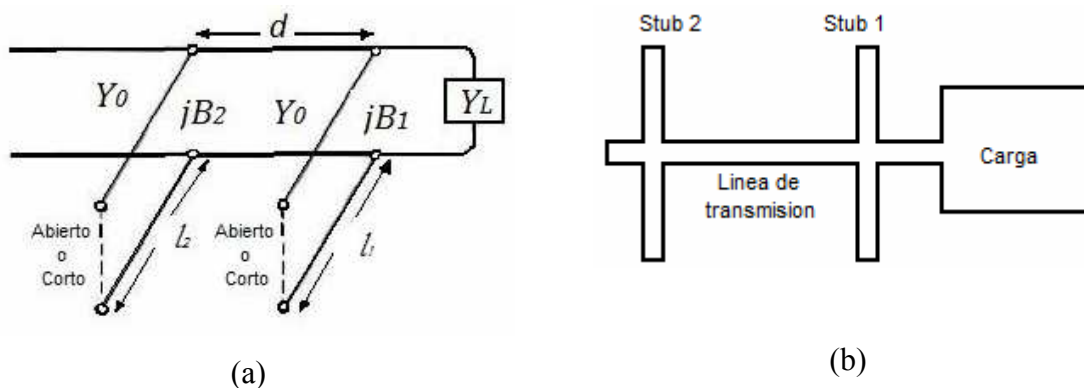


Figura 25. Red de acoplamiento de doble stub.

La solución analítica se obtiene mediante una rutina escrita en lenguaje Matlab, que realiza el cálculo de la red de doble stub basada en el siguiente procedimiento [Pozar, 1998]:

En el lado izquierdo del primer stub mostrado en la figura 25, la admitancia es:

$$Y_1 = G_L + j(B_L + B_1) \quad (46)$$

donde $Y_L = G_L + jB_L$ es la admitancia de la carga, y B_1 es la susceptancia del primer stub. Realizando una transformación de la admitancia del primer stub a una distancia “ d ”, la admitancia en el lado derecho del segundo stub se calcula por:

$$Y_2 = Y_0 \frac{G_L + j(B_L + B_1 + Y_0 t)}{Y_0 + jt(G_L + jB_L + jB_1)} \quad (47)$$

donde: $t = \tan \beta d$, $Y_0 = 1/Z_0$, β es la constante de fase y Z_0 la impedancia característica.

En este punto, la parte real de Y_2 debe ser igual a Y_0 , lo cual conduce a la siguiente ecuación:

$$G_L^2 - G_L Y_0 \frac{1 + t^2}{t^2} + \frac{(Y_0 - B_L t - B_1 t)^2}{t^2} = 0 \quad (48)$$

Resolviendo para G_L resulta:

$$G_L = Y_0 \frac{1 + t^2}{2t^2} \left[1 \pm \sqrt{1 - \frac{4t^2(Y_0 - B_L t - B_1 t)^2}{Y_0^2(1 + t^2)^2}} \right] \quad (49)$$

debido a que G_L es real, la cantidad dentro de la raíz cuadrada de (49) no debe ser negativa, y por lo tanto:

$$0 \leq \frac{4t^2(Y_0 - B_L t - B_1 t)^2}{Y_0^2(1 + t^2)^2} \leq 1 \quad (50)$$

lo cual implica que:

$$0 \leq G_L \leq Y_0 \frac{1 + t^2}{t^2} = \frac{Y_0}{\sin^2 \beta d} \quad (51)$$

esto proporciona un intervalo de G_L que puede acoplarse para una separación determinada entre los stubs “ d ”. Después de fijar la distancia “ d ”, la susceptancia del primer stub se puede determinar de la ecuación 48 como:

$$B_1 = -B_L + \frac{Y_0 \pm \sqrt{(1 + t^2)G_L Y_0 - G_L^2 t^2}}{t} \quad (52)$$

mientras que la susceptancia del segundo stub se puede calcular utilizando el negativo de la parte imaginaria de la ecuación 47:

$$B_2 = \frac{\pm Y_0 \sqrt{(1+t^2)G_L Y_0 - G_L^2 t^2} + G_L Y_0}{G_L t} \quad (53)$$

Los signos en las ecuaciones 52 y 53 corresponden a las mismas soluciones. Finalmente la longitud del stub en circuito abierto se obtiene como:

$$\frac{l_0}{\lambda} = \frac{1}{2\pi} \tan^{-1} \left(\frac{B}{Y_0} \right) \quad (54)$$

mientras que la longitud del stub en corto circuito se encuentra con:

$$\frac{l_s}{\lambda} = -\frac{1}{2\pi} \tan^{-1} \left(\frac{Y_0}{B} \right) \quad (55)$$

donde: $\mathbf{B} = \mathbf{B}_1$ o \mathbf{B}_2 .

Las dimensiones W y L de cada uno de los elementos de la red de acoplamiento se pueden obtener realizando un proceso iterativo empleando el modelo de [Hammerstad,1980] o mediante un proceso de síntesis [Wheeler, 1977], cuyas ecuaciones son las siguientes:

$$W \approx \begin{cases} \frac{4h}{\left[\frac{e^A}{2} - e^{-A} \right]} & W/h \leq 2 \\ h \left[\frac{\epsilon_r - 1}{\pi \epsilon_r} \left(\text{Log}(B-1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right) + \frac{2}{\pi} (B-1 - \text{Log}(2B-1)) \right] & W/h \geq 2 \end{cases} \quad (56)$$

$$A = \sqrt{2(\epsilon_r + 1)} \cdot \frac{\pi \cdot Z_m}{\eta_0} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \cdot \frac{0.23 + 0.11}{\epsilon_r} \quad (57)$$

$$B = \frac{\pi \cdot \eta_0}{2Z_m \sqrt{\epsilon_r}} \quad (58)$$

donde,

$$\eta_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 376.73 \, \Omega \approx 120\pi \quad (59)$$

$$\varepsilon_{\text{eff}} = \begin{cases} \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \cdot \left(\left(1 + \frac{12h}{W} \right)^{-\frac{1}{2}} + 0.041 \left(1 - \frac{W}{h} \right)^2 \right) - \frac{\varepsilon_r - 1}{4.6} \cdot \frac{t/h}{\sqrt{W/h}} & W/h \leq 1 \\ \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \cdot \left(1 + \frac{12h}{W} \right)^{-\frac{1}{2}} - \frac{\varepsilon_r - 1}{4.6} \cdot \frac{t/h}{\sqrt{W/h}} & W/h \geq 1 \end{cases} \quad (60)$$

$$L = \frac{\theta_m}{2\pi} \cdot \lambda_m \quad (61)$$

En estas ecuaciones, c_0 es la velocidad de la luz en el vacío $2.99792458 \cdot 10^8$ m/s, ε_0 es la permitividad en el vacío $8.8541878176 \cdot 10^{-12}$ F/m, μ_0 es la permeabilidad en el vacío $4\pi \cdot 10^{-8}$ N/A², t es el espesor del conductor (mm).

Cabe mencionar que en las redes de acoplamiento se pueden presentar diferentes tipos de discontinuidades como los que se muestran en la figura 26. Entre ellas, se tienen la unión T, la cruz (Cross), extremos abiertos (Open End), dobleces (Bend) y cambios de impedancia (Step), la cual se puede “suavizar” con elementos tipo Tapper. Una discontinuidad en circuitos de microcinta se causa por cambios abruptos en la geometría de la línea conductora, modificando la distribución de los campos eléctricos y magnéticos cerca de las discontinuidades. Las antenas planares muchas veces crean radiación no deseada, alterando el patrón de radiación.

Las discontinuidades de microcinta son difíciles de analizar, debido a su naturaleza no homogénea y a la presencia de radiación junto con el fenómeno de propagación. Sin embargo el análisis en las discontinuidades en microcinta se basa en consideraciones cuasi-estáticas, involucrando cálculos de capacitancias e inductancias a frecuencias bajas [Liong Yeo, 2000].

La unión T se utiliza en circuitos divisores de potencia o combinadores de señal y para conectar dos elementos en paralelo. Para conseguir la máxima transferencia de potencia en la unión T, algunas veces se ponen los puertos de salida con una impedancia del doble que en el puerto de entrada, con el fin de que el paralelo de los dos puertos de salida, sea igual al del puerto de entrada. Las líneas en ángulo se utilizan para cambiar la dirección de las

líneas de transmisión y en otros casos para incrementar o disminuir la distancia entre dos puntos. Al doblar la línea mostrada en la figura 26, se tiende a concentrar energía en la esquina interna, produciendo una acumulación de los campos y provocando radiaciones espurias. Cuando las líneas en ángulo se recortan en diagonal en las esquinas externas, se reducen las capacitancias espurias. El porcentaje de recorte óptimo se encuentra entre el 60% y el 70%. [Balanis, 1997].

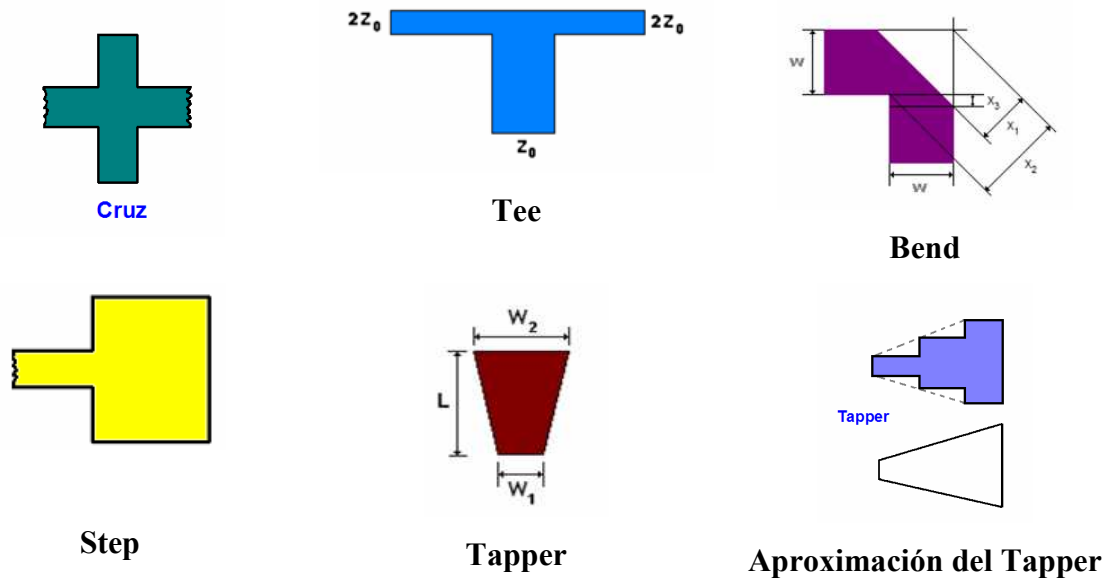


Figura 26. Discontinuidades de microcinta.

El elemento denominado Tapper, se utiliza para suavizar las discontinuidades en la microcinta en los cambios de impedancia abruptos. Con ello se logra disminuir las radiaciones espurias y la concentración de la corriente en las transiciones. Este elemento se describe por tres dimensiones que son: el ancho inferior W_1 , el ancho superior W_2 y el largo del tapper L [Anón, 1998].

Las pérdidas por inserción P para la unión T y para la línea en ángulo, se modelan de la siguiente manera [Windlin, 2005].

$$P = \frac{60(2\pi h / \lambda_0)^2}{Z} F \quad (62)$$

Para la unión T, el factor F se calcula como:

$$F = \frac{(3\epsilon_r + 1)^2}{8\epsilon_{eff}^{3/2}} \ln \frac{\sqrt{\epsilon_{eff}} + 1}{\sqrt{\epsilon_{eff}} - 1} - \frac{\epsilon_{eff}}{2\epsilon_{eff} - 1} \ln \frac{\epsilon_{eff} + \sqrt{2\epsilon_{eff} - 1}}{\epsilon_{eff} - \sqrt{2\epsilon_{eff} - 1}} - \frac{\epsilon_{eff} + 1}{4\epsilon_{eff}} \quad (63)$$

Mientras que para la línea en ángulo se obtiene:

$$F = \frac{\epsilon_r + 1}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln \frac{\sqrt{\epsilon_{eff}} + 1}{\sqrt{\epsilon_{eff}} - 1} - \frac{2\epsilon_{eff}}{\sqrt{2\epsilon_{eff} - 1}} \ln \frac{\sqrt{2\epsilon_{eff} - 1} + 1}{\sqrt{2\epsilon_{eff} - 1} - 1} \quad (64)$$

$$M = \frac{x_1}{x_2} = \frac{x_1}{\sqrt{2}w} \quad (65)$$

$$x_3 = \sqrt{2}x_1 - w = w(2M - 1) \quad (66)$$

donde: h es el espesor del dieléctrico (m), λ_o la longitud de onda en espacio libre (m), Z la impedancia en la línea de entrada (Ω), ϵ_{eff} la constante dieléctrica efectiva, ϵ_r la constante dieléctrica relativa, M el porcentaje de recorte (%) y W ancho del conductor (m).

Para aplicar este método en el acoplamiento de las antenas realizadas en este trabajo, se realizó una rutina en MATLAB con las ecuaciones de acoplamiento de doble stub.

Para diseñar la antena planar de microcinta de dos parches, en primer lugar se diseña la red de acoplamiento de un solo parche para acoplar la impedancia del elemento a una impedancia de 100 Ω . Esto se realiza porque al agregar otro parche en paralelo resultará una impedancia total de 50 Ω . Con este programa se obtuvieron las dimensiones de los elementos de la red de acoplamiento a la frecuencia central de 2.45 GHz.

En este trabajo se propone agregar una separación (GAP) entre la primera línea y el primer stub, la cual proporciona un efecto capacitivo. Esta red se muestra en la figura 27. La inclusión de un GAP de 0.2mm ayuda a disminuir las dimensiones de la red, a efectuar el acoplamiento de manera más fácil, hace que la red sea menos sensible a variaciones y ayuda a mejorar el ancho de banda de impedancia de las antenas de microcinta.

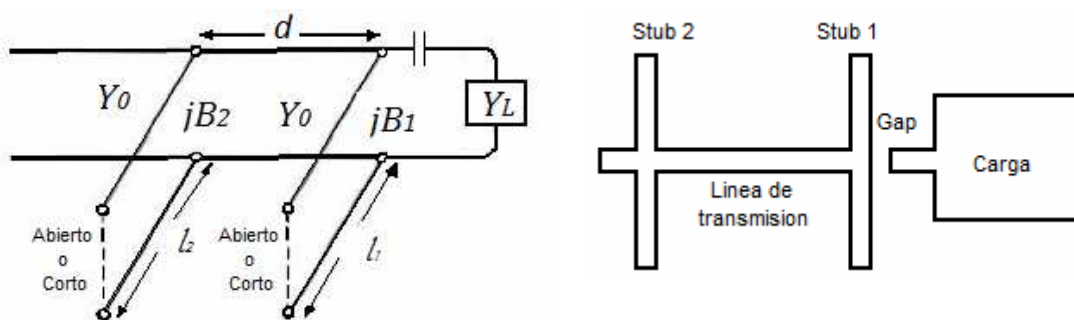


Figura 27. Red de acoplamiento de doble stub con GAP capacitivo.

Para diseñar la antena de dos parches, en primer lugar se determina la impedancia del parche en el punto central inferior y se calculan las dimensiones de los elementos de acoplamiento para acoplar a una impedancia de 100Ω , con la finalidad de que al conectar el otro parche en paralelo se tengan 50Ω . El comportamiento del parche con la red de doble stub diseñada no es completamente satisfactorio, requiriéndose efectuar un proceso de optimización dentro del ancho de banda deseado, con el cual se ajustan las dimensiones de la red de doble stub y los elementos de interconexión entre los parches para obtener un mejor comportamiento. Las dimensiones de la antena de un parche y su red de acoplamiento se muestran en la figura 28. Mientras que en la figura 29 se muestra el comportamiento de la impedancia en el ancho de banda de 2.3 a 2.8 GHz. Se puede observar una doble resonancia con un ancho de banda total de aproximadamente 300 MHz.

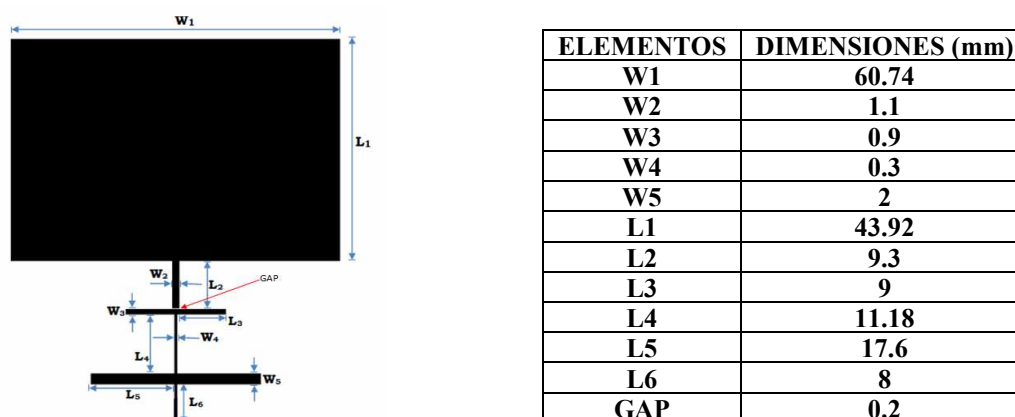
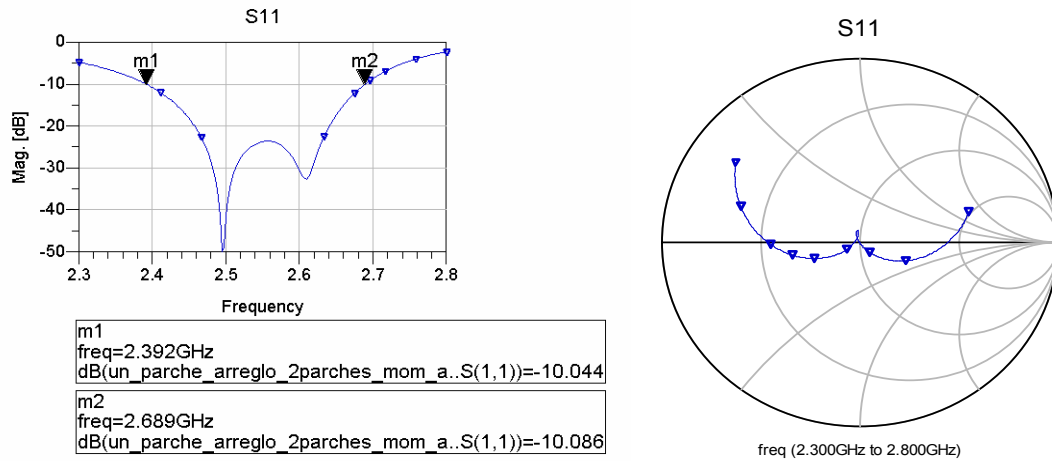


Figura 28. Dimensiones de la antena de un parche con red de doble stub y gap capacitivo, acoplada a una impedancia de 100Ω .



(b)

Figura 29. Comportamiento de la antena de un parche acoplada a 100Ω .

Para el arreglo de dos parches, se consideran dos parches acoplados a 100Ω conectados en paralelo y acoplados en el plano H. Al realizar la interconexión entre parches, se recurre nuevamente a efectuar un proceso de optimización en las líneas de conexión, debido a los efectos inductivos que se producen a lo largo de la línea. Se agregaron líneas en ángulo para la interconexión de dos parches como se muestra en la figura 30. Se puede observar el punto central que es el punto de alimentación de 50Ω . En la figura 31 se presenta el comportamiento de la impedancia y pérdidas por regreso, mientras que en la figura 32 se muestran las características de ganancia y el patrón de radiación de la antena de dos parches final.

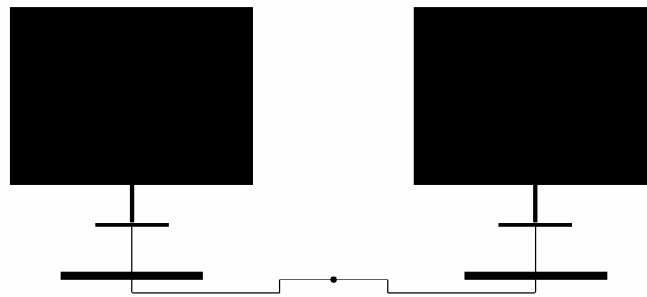


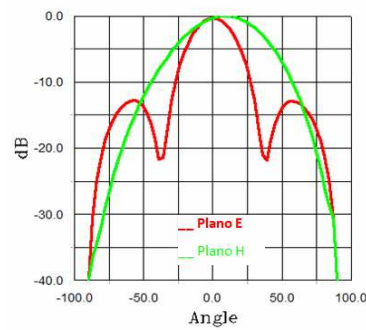
Figura 30. Antena de 2 parches diseñada final.



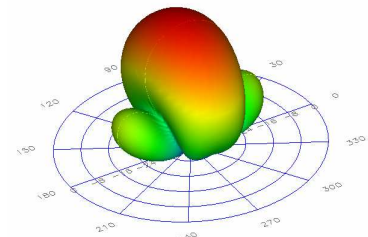
Figura 31. Comportamiento de la impedancia de 2.3 a 2.7 GHz de la antena de dos parches.

Frecuencia (GHz)	Ganancia (dB)
2.3	11.07
2.35	11.23
2.4	11.25
2.5	11.05
2.6	10.76
2.7	10.05
2.75	9.06

(a)



(b)



(c)

Figura 32. (a) Respuesta en ganancia de la antena de dos parches diseñada, (b) y (c) Patrón de radiación de la antena.

Se puede apreciar de la figura 31, un ancho de banda efectivo de 406 MHz para la antena planar de dos parches diseñada. En la figura 33 se muestra la gráfica de ganancia en un rango de frecuencias de 2.3 GHz a 2.75 GHz. Se puede observar que la ganancia a la frecuencia de 2.4GHz es de 11.25 dB, la cual corresponde a la ganancia máxima.

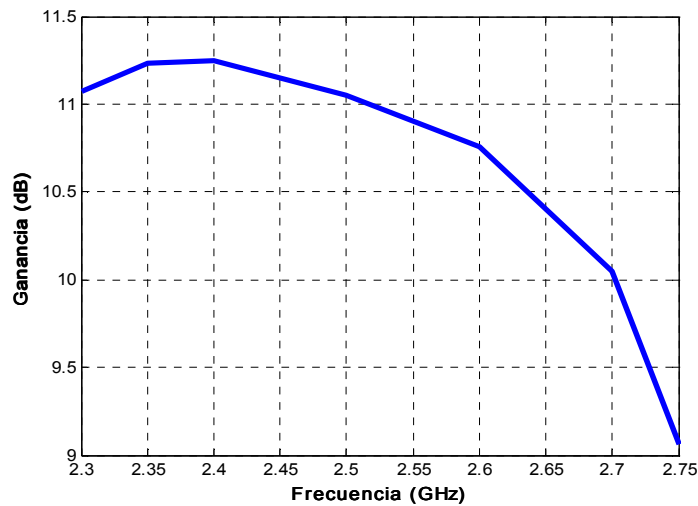


Figura 33. Ganancia calculada de la antena de microcinta de dos parches.

9. Analizar arreglo de cuatro parches y determinar separaciones óptimas

Para lograr una ganancia mayor, se diseña un arreglo de cuatro parches acoplando dos antenas de dos parches en el plano E. De manera similar al acoplamiento en el plano H, la ganancia también es función de la separación de los dos parches en el plano E [Balanis, 1997] y se debe cumplir la condición 67 dada como:

$$D < 1/2\lambda_0 \quad (67)$$

En la figura 34 se muestra el arreglo de 4 parches, en la cual se puede notar la separación D en el plano E.

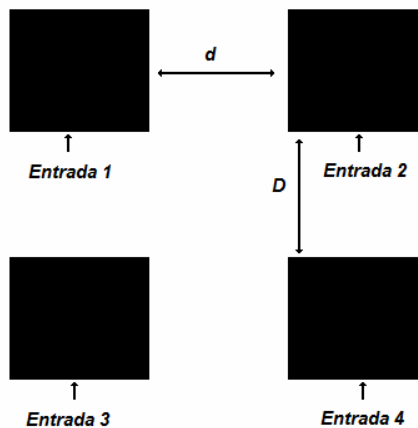


Figura 34. Arreglo de cuatro parches en los planos E y H.

Para el diseño de la antena presentada en este trabajo, la separación D entre los parches en el plano E fué de 56.35 mm, con el propósito de minimizar el tamaño del diseño original sin afectar substancialmente la ganancia. En la Tabla VIII, se presentan los valores de ganancia para diferentes distancias “ D ” en el plano E .

Tabla VIII. Ganancia de dos parches acoplados en el plano E en función de la distancia de separación.

Distancia D (mm)	40 mm	52.3 mm	56.35 mm	60 mm	70mm
Ganancia (dB)	15.20	15.49	15.58	15.64	15.76
Directividad (dB)	15.22	15.51	15.60	15.66	15.78

10. Diseñar redes de acoplamiento

Para diseñar las redes de acoplamiento del arreglo de 4 parches, se efectúa un procedimiento similar al de 2 parches, pero acoplando la impedancia del parche $Z = 328.2 - j2.15$ a una impedancia real de 200Ω . Esto se realiza ya que al interconectar los 4 parches resultará una impedancia de 50Ω en el punto medio de interconexión entre ellos, lugar donde se coloca el conector tipo SMA que sirve para alimentar la antena. Para interconectar los parches acoplados, se respetaron las distancias de separación de los parches en los planos H y E mencionados en las Tablas VII y VIII respectivamente. Se propuso un ancho de línea inicial de la red de acoplamiento de 2 mm y se calculó la longitud de onda en la microcinta correspondiente a la frecuencia de 2.45 GHz, resultando: $\lambda_m = 121.39$ mm. La distancia propuesta de la carga al primer stub fué de $1/8 \lambda_m$, mientras que la distancia del primer stub al segundo stub establecida fué también de $1/8 \lambda_m$. Para balancear el stub, se dividen entre 2 los valores de las susceptancias B_1 y B_2 : $B_1/2$ y $B_2/2$, graficando estas susceptancias en la carta de Smith, se determinan las longitudes de los dos stubs: $l_{s1} = 0.104\lambda_m$ c/u y $l_{s2} = 0.126\lambda_m$, obteniendo las dimensiones físicas de la red de doble stub. Las dimensiones de un parche acoplado a una impedancia real de 200Ω el cual se requiere para el arreglo de 4 parches se muestra en la figura 35. En la figura 36 se presenta el comportamiento de la impedancia del parche acoplado a 200Ω , en donde se puede apreciar una doble resonancia con un ancho de banda de 300 MHz. Cabe mencionar que también se

diseño otra antena de un parche acoplada con doble stub balanceado pero sin utilizar el GAP y el máximo ancho de banda conseguido fue de 200 MHz.

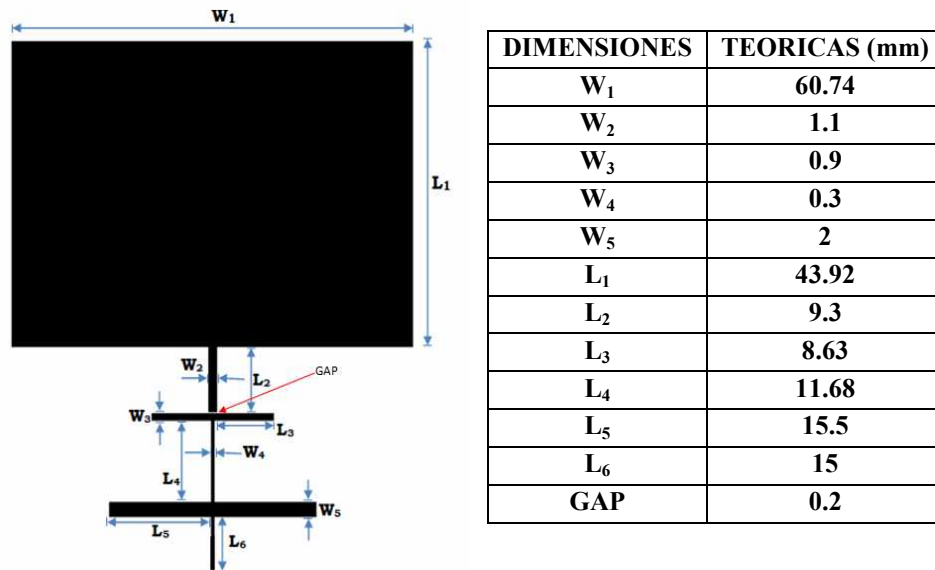
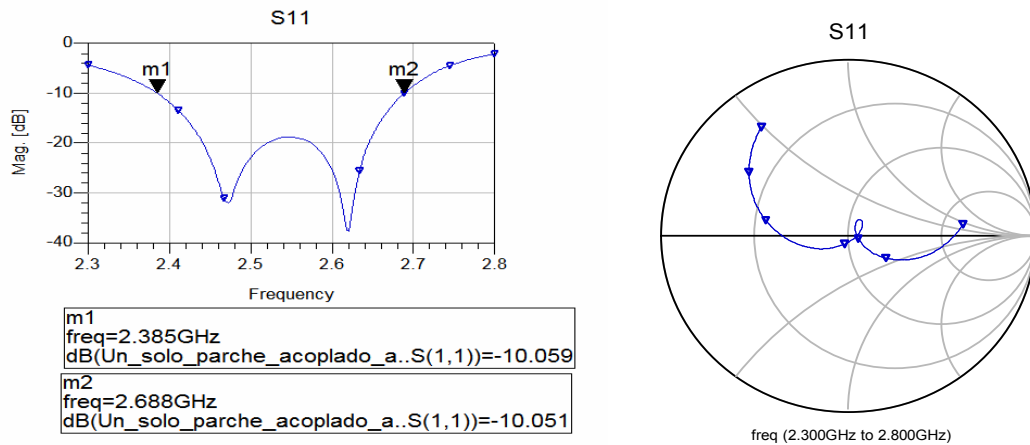


Figura 35. Dimensiones de la antena de un solo parche acoplado a 200Ω .



(b)

Figura 36. Comportamiento de la antena de un parche acoplado con una red de doble stub a 200Ω .

11. Optimizar dimensiones físicas

El arreglo de la antena de cuatro parches se obtiene utilizando cuatro antenas de un solo parche acopladas a 200Ω separadas en el plano H una distancia de 40 mm. y en el plano E una distancia de 56.35 mm, dadas en las Tablas IX y X respectivamente. Las líneas de

interconexión de los parches agregan efectos inductivos que modifican la respuesta de la antena y por ello se requirió efectuar una optimización. Al igual que en la antena planar de 2 parches, se doblaron las líneas agregando una discontinuidad del tipo Bend para poder hacer menos abrupto el cambio de impedancia en las líneas. Además, se agregaron elementos con discontinuidades del tipo Tapper para mejorar el acoplamiento y optimizar la respuesta de la antena. En la figura 37 se muestra el arreglo final de la antena de 4 parches optimizado. El comportamiento de la impedancia se puede apreciar en la figura 38, lográndose un ancho de banda de 300 MHz en el rango de 2.3 GHz a 2.6 GHz.

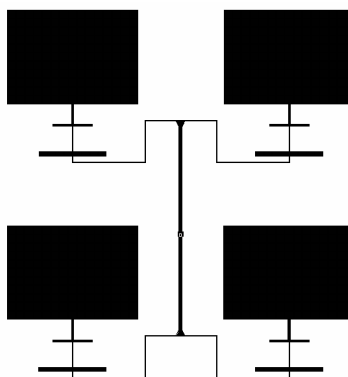


Figura 37. Arreglo final de la antena de cuatro parches optimizado.

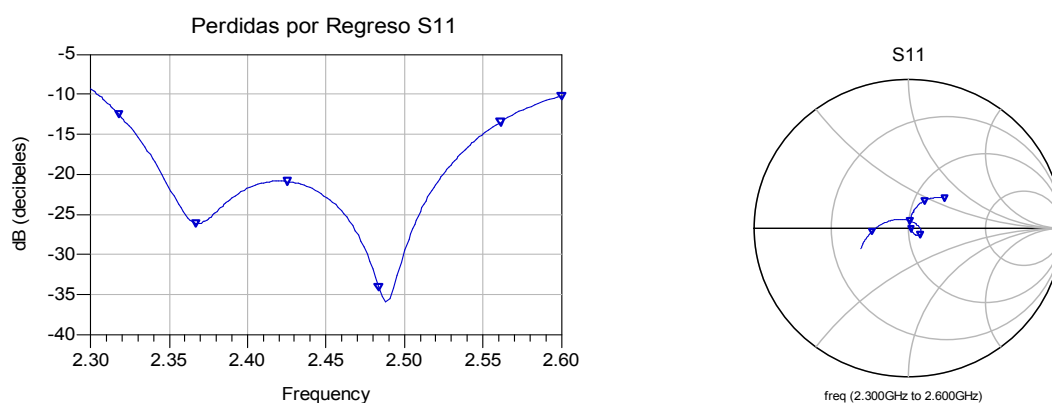


Figura 38. Comportamiento de la impedancia de la antena de cuatro parches diseñada y optimizada.

El patrón de radiación en los planos E y H para la antena de cuatro parches final diseñada se muestra en la figura 39.

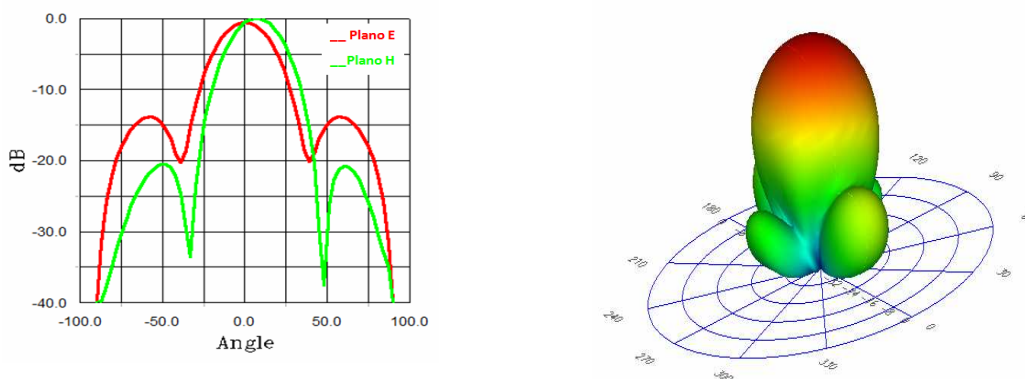
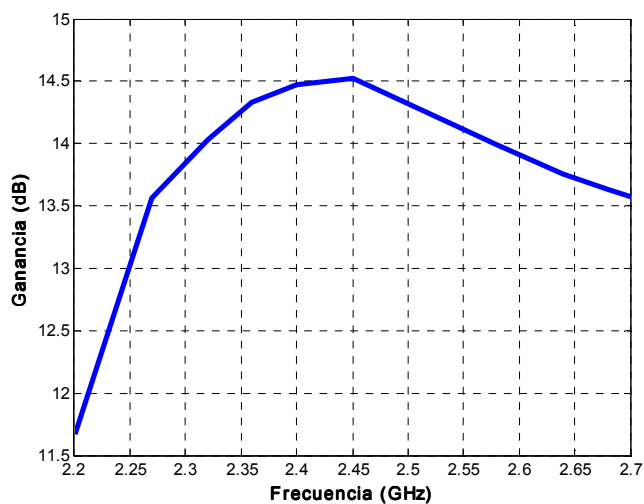


Figura 39. Patrón de radiación de la antena planar de cuatro parches.

Se puede observar que la antena presenta un comportamiento óptimo en un ancho de banda efectivo de 300 MHz y que en el plano H los lóbulos laterales son menores a -20 dB. En la figura 40 se presenta la ganancia de la antena obtenida mediante el programa ADS Momentum. Se puede apreciar que a la frecuencia de 2.4GHz se tiene una ganancia máxima de 14.47 dB. Una vez diseñadas las antenas de dos y cuatro parches, se procede a construirlas efectuando el proceso de construcción que se describe en la siguiente sección.



Frecuencia (GHz)	Ganancia (dB)
2.2	11.67
2.27	13.56
2.32	14.03
2.36	14.33
2.4	14.47
2.45	14.52
2.58	13.99
2.64	13.76
2.68	13.63
2.7	13.57

Figura 40: Ganancia de la antena de cuatro parches de microcinta diseñada.

III.2.2 Construcción y caracterización de las antenas de microcinta

En esta sección se describe de manera breve el proceso mediante el cual se llevo a cabo la construcción de las antenas planares de microcinta diseñadas. Asimismo, se describe el proceso utilizado para efectuar la caracterización de las antenas planares de microcinta. Finalmente, se muestra la respuesta experimental de las características de las antenas construidas, y se comparan con su respuesta teórica.

III.2.2.1 Proceso de construcción de las antenas

El proceso que se siguió para la construcción de las antenas planares de microcinta diseñadas en la sección III.2.1, consiste en los siguientes pasos:

- Obtención de la mascarilla
- Grabado de la antena de microcinta en el substrato seleccionado
- Decapado del material
- Ensamble de la antena de microcinta

En el primer paso, la mascarilla de la antena se realiza con las dimensiones obtenidas después de seguir la metodología de diseño descrita en la sección III.2.1. Para esto, se realiza el dibujo de la topología “Layout” de las antenas diseñadas, el cual puede ser a una escala mayor (20:1) o a la escala normal 1:1. Cuando el dibujo se hace a escala, se toma una fotografía para reducir la mascarilla a la escala 1:1. En este trabajo se optó por obtener la mascarilla a la escala normal, dadas las dimensiones relativamente grandes para las antenas de cuatro parches (~20 x 20 cms) y las de dos parches (~20 x 10 cms). En particular, en este trabajo se generaron archivos del “Layout” en formato DXF y Gerber con el programa ADS- Momentum y se enviaron a fabricar a la empresa *THE PHOTOPLOT STORE's*. Las dimensiones de la mascarilla proporcionadas por el fabricante se midieron y resultaron con una excelente precisión comparadas con el diseño original. Siendo el error en las dimensiones muy pequeño, se puede suponer que la respuesta experimental de las antenas planares de microcinta será satisfactoria. Las mascarillas de las antenas planares de dos y cuatro parches se muestran en las figuras 41a y 41b respectivamente.

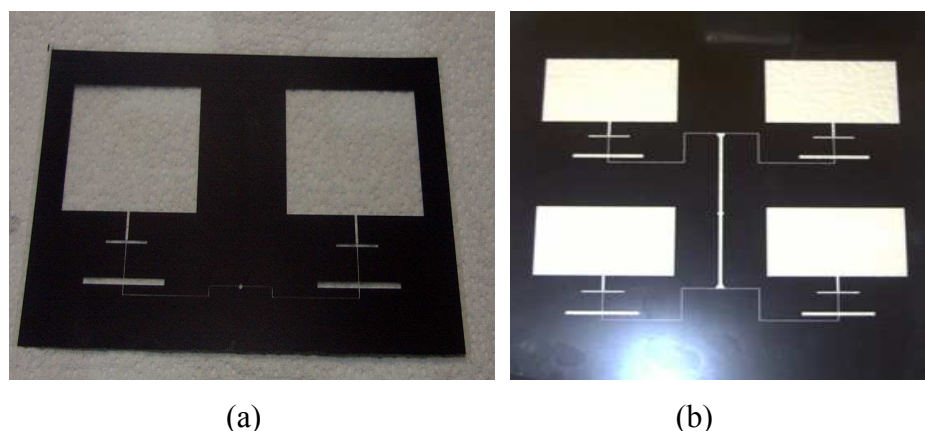


Figura 41. Mascarillas de las antenas planares de: (a) dos y (b) cuatro parches.

El siguiente paso en la metodología de construcción es efectuar el grabado de la antena sobre el sustrato seleccionado, que es este trabajo fue el FR-4 con conductor de cobre. Antes de iniciar el grabado, se procede a limpiar el conductor de cobre y a reducir su espesor, introduciendo el sustrato FR-4 que se va a utilizar en Cloruro Férrico (nuevo) por un tiempo de un minuto con 20 segundos. El espesor de las capas de cobre se reduce con la finalidad de disminuir el tiempo de decapado en el Cloruro Férrico y lograr una mejor precisión en el grabado de líneas delgadas y separaciones (GAP). Si no se adelgaza el cobre, se aumenta el tiempo de decapado, haciendo que el ancho de las líneas se reduzca de manera considerable.

Una vez que se tiene listo el sustrato con el cobre adelgazado, se pule suavemente la superficie del sustrato con un limpiador de metales (Brasso) hasta que quede completamente limpia. Enseguida se limpia la superficie con acetona y alcohol para eliminar los restos de grasa que pudiesen quedar en la superficie.

El siguiente paso es colocar el material fotosensible sobre la superficie del sustrato, evitando las burbujas de aire que pudiesen quedar entre ambos materiales, ya que las burbujas podrían provocar fracturas en el diseño. Posteriormente se introduce el sustrato con la filmina en un rodillo térmico, el cual se encargara de adherir completamente la filmina a la superficie del sustrato. Una vez que el material fotosensible se encuentra adherido correctamente en la superficie del sustrato, se procede a colocar la mascarilla sobre el sustrato donde se desea grabar el diseño de la antena y se expone a la fuente de

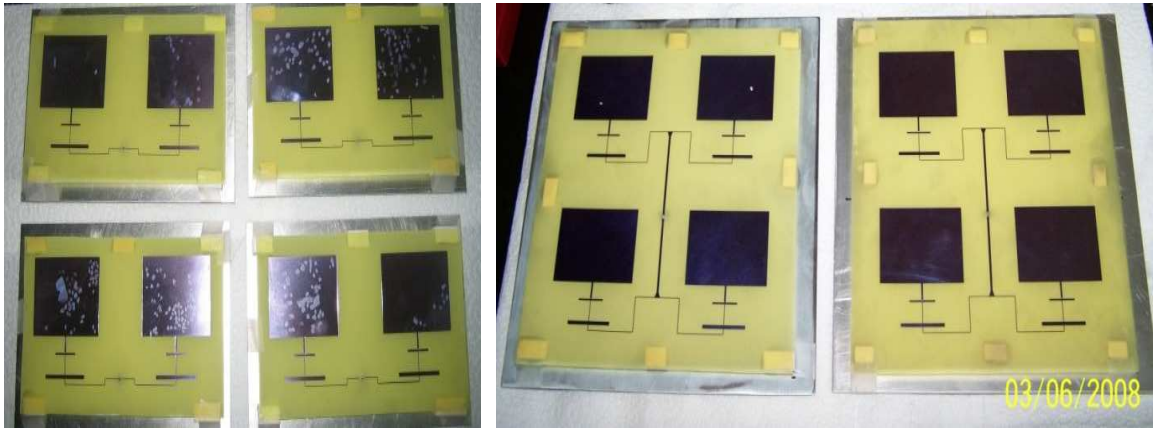
luz ultravioleta *Colight M-218* por un tiempo de 2 minutos aproximadamente, con la finalidad de asegurar que el diseño de la antena quede grabado correctamente sobre la filmina y en la superficie del sustrato.

Posteriormente se retira la muestra, se remueve la mascarilla y se inspecciona verificando que los parches y las líneas queden bien grabados. Después se eliminan los restos de filmina sumergiendo la muestra en el revelador de filmina y se inspecciona nuevamente para verificar que no existan líneas abiertas en cortocircuito.

El siguiente paso es efectuar el decapado del cobre excedente. Para ello, se introduce el sustrato en Cloruro Férrico por un tiempo de 4 minutos aproximadamente, aunque este tiempo puede variar dependiendo de la antigüedad del Cloruro Férrico. Se debe tener extremo cuidado en el tiempo, ya que si se introduce demasiado tiempo el sustrato en el Cloruro Férrico, las líneas se adelgazan de más provocando errores en las dimensiones.

Finalmente se lleva a cabo el ensamble de la antena. Para ello, se cortan las placas de aluminio que servirán de plano de tierra y de soporte del sustrato ya grabado. Enseguida, se perfora la placa de aluminio en el punto donde se colocará el conector tipo SMA que se utilizará para alimentar la antena. Debido a que las antenas se diseñaron para construirla sobre un sustrato suspendido, se requiere suspender el sustrato a una altura de 7 mm. Para ello, se colocaron unas gomas (material aislante) de 16 x 8 mm con 7 mm de espesor para separar y sostener el sustrato sobre el plano de tierra. Una vez que se tiene el conector SMA sujeto al plano de tierra, se adhieren las gomas a la placa de aluminio y sobre ellas se coloca el sustrato grabado y se solda el conector SMA al punto de alimentación.

En la figura 42 se muestran las fotografías de las antenas planares de microcinta construidas, mostrando en la figura 42a cuatro antenas de dos parches con dimensiones de 20 x 12cms cada una, y en la figura 42b dos antenas de cuatro parches cuyas dimensiones son de 23 x 23 cms. Las dimensiones de las líneas obtenidas experimentalmente para las antenas de 2 y 4 parches resultaron muy similares a las dimensiones teóricas.



(a) (b)
Figura 42. Antenas planares de microcinta construidas: (a) de 2 parches y (b) de 4 parches.

En la figura 43 se muestra la denominación de cada elemento para la antena de dos parches y en la Tabla IX se presenta una comparación de las dimensiones de la antena de dos parches obtenidas del diseño (teórica) vs. medición de la antena construida con un microscopio (experimental). Por otro lado, en la figura 44 se presenta la denominación de cada elemento para la antena de cuatro parches y en la Tabla X la comparación de las dimensiones obtenidas de manera teórica vs. experimentales. Se puede observar que la diferencia mínima fue de 2.7 micras y la máxima de 110 micras, lo cual puede alterar el comportamiento final de las antenas desarrolladas.

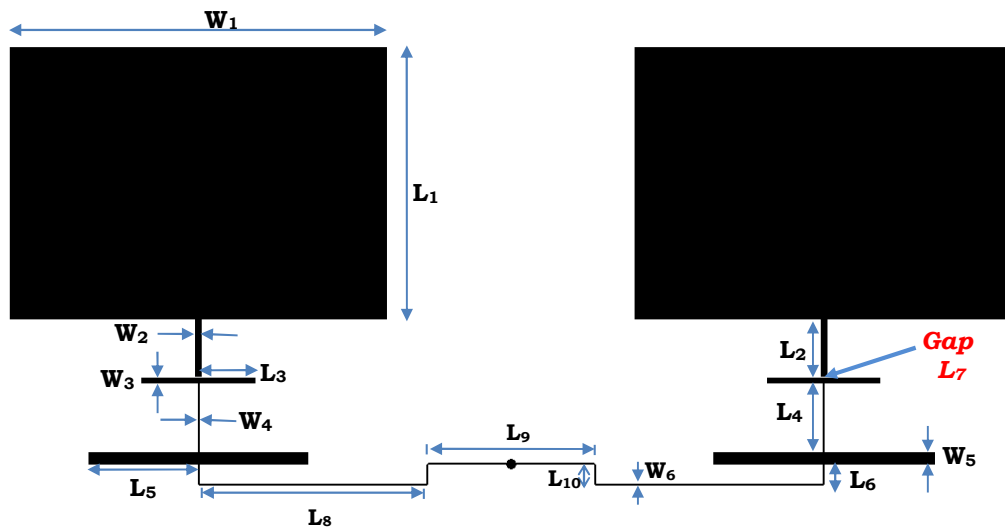


Figura 43. Denominación de elementos de la antena de 2 parches.

Tabla IX. Comparación de las dimensiones teóricas vs. experimentales de la antena de 2 parches.

DIMENSIONES	TEORICAS (mm)	CONSTRUIDAS (mm)
W_1	60.7	60.72
W_2	1.1	1.15
W_3	0.9	0.92
W_4	0.3	0.37
W_5	2	2.02
W_6	0.3	0.38
L_1	43.42	43.31
L_2	9.3058	9.31
L_3	9	9.02
L_4	11.18	11.10
L_5	17.6	17.61
L_6	3	3.02
L_7 (Gap)	0.2	0.147
L_8	36.5973	36.6
L_9	26.613	26.6
L_{10}	2.99	3

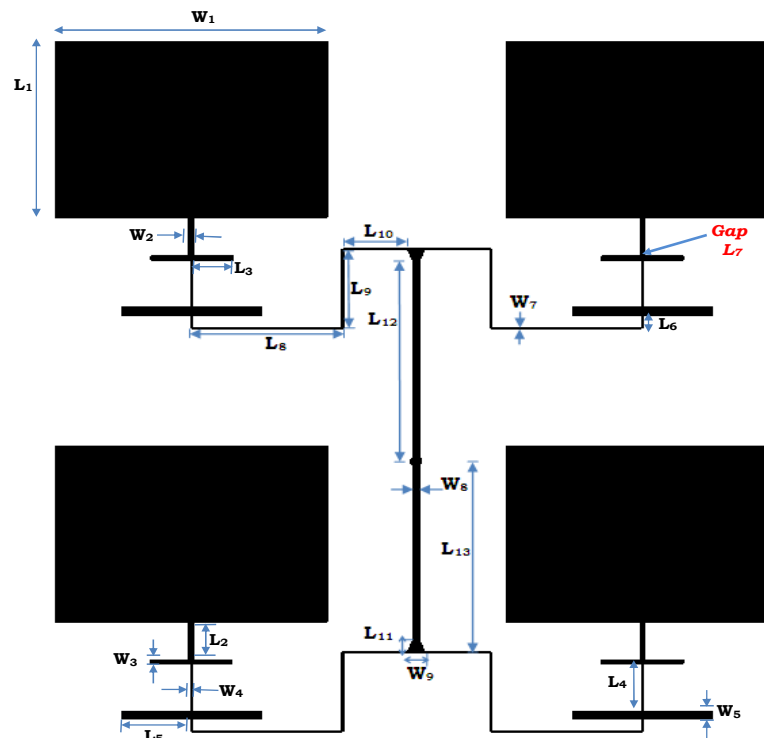


Figura 44. Denominación de los elementos de la antena de 4 parches.

Tabla X. Comparación de las dimensiones teóricas vs. experimentales de la antena de 4 parches.

DIMENSIONES	TEORICAS (mm)	CONSTRUIDAS (mm)
W₁	60.7	60.76
W₂	1.1	1.19
W₃	0.9	0.92
W₄	0.3	0.32
W₅	2	1.98
W₆	0.3	0.32
W₇	1.5	1.51
W₈	3.99	4.09
L₁	43.42	43.40
L₂	9.3	9.35
L₃	8.61	8.62
L₄	11.68	11.66
L₅	15.5	15.44
L₆	3	2.95
L₇ (GAP)	0.2	0.150
L₈	33.5	33.52
L₉	20.59	20.52
L₁₀	14.39	14.4
L₁₁	2.792	2.74
L₁₂	52.42	52.48
L₁₃	47.07	47.091

III.2.2.2 Caracterización de las antenas planares de microcinta

En esta sección se describe la metodología empleada para conocer el comportamiento y obtener las características de las antenas desarrolladas en este trabajo de tesis. Asimismo, se presentan resultados de los parámetros más importantes como son: Las pérdidas por regreso, la ganancia, el patrón de radiación y el ancho del haz.

Para medir las pérdidas por regreso (S_{11}) de las antenas planares de microcinta construidas, se utilizó un analizador de redes HP8510C, que opera en un rango de frecuencias de 45 MHz a 50 GHz, disponible en el laboratorio de alta frecuencia del CICESE. El analizador se calibró mediante la técnica de calibración SOLT (Short-Open Load-Thru) con remoción

de adaptadores “adapter-removal” para conectores tipo SMA hembra que tienen las antenas planares, en el rango de frecuencias de 1 GHz a 6 GHz con 401 puntos. Las antenas se colocaron a una distancia de 2 metros y se conectaron al analizador de redes como se muestra en la figura 45a para las antenas de 2 parches y en la figura 45b para la de 4 parches.



(a)

(b)

Figura 45. (a) Medición de las antenas planares (a) de 2 parches y (b) de 4 parches.

En la figura 46 se muestran las pérdidas por regreso S_{11} de las cuatro antenas planares de microcinta de 2 parches que se midieron, las cuales presentaron un acoplamiento satisfactorio en el rango de frecuencias requerido de 2.4GHz-2.5GHz. En dicha figura, se incluye la respuesta teórica obtenida de realizar el análisis electromagnético de la antena. Se puede notar que la antena 2 tiene un ancho de banda mayor a 400 MHz, debido a que sus dimensiones son más cercanas a la antena diseñada que las de las otras tres.

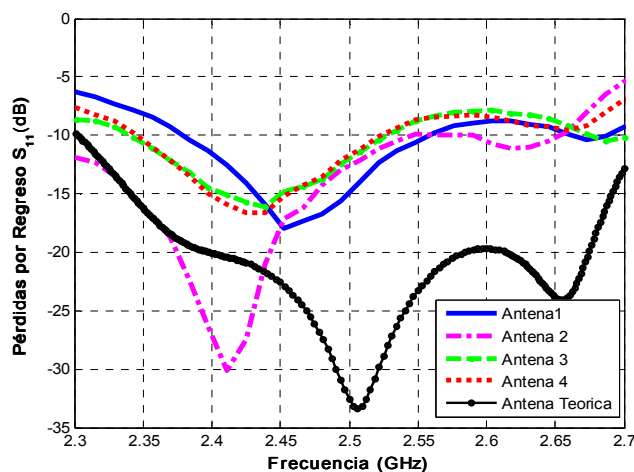


Figura 46. Pérdidas por regreso (S_{11}) medidas de cuatro antenas planares de 2 parches y su comparación con la respuesta teórica.

Las pérdidas por regreso correspondientes a las dos antenas de cuatro parches, se presentan en la figura 47. El ancho de banda efectivo obtenido para las antenas planares de 4 parches fue de 335 MHz (2.18 GHz hasta 2.515 GHz) para pérdidas por regreso menores a -10 dB, lo cual indica que en ese rango existe un $VSWR < 2$ lo cual es satisfactorio. Cabe mencionar que existe un corrimiento en la frecuencia de resonancia de aproximadamente 100 MHz para ambas antenas en comparación con el diseño teórico. Este corrimiento en frecuencia se atribuye a efectos de construcción como la variación de las dimensiones físicas, la no idealidad del substrato, los efectos inductivos del conector y el plano de tierra entre otros.

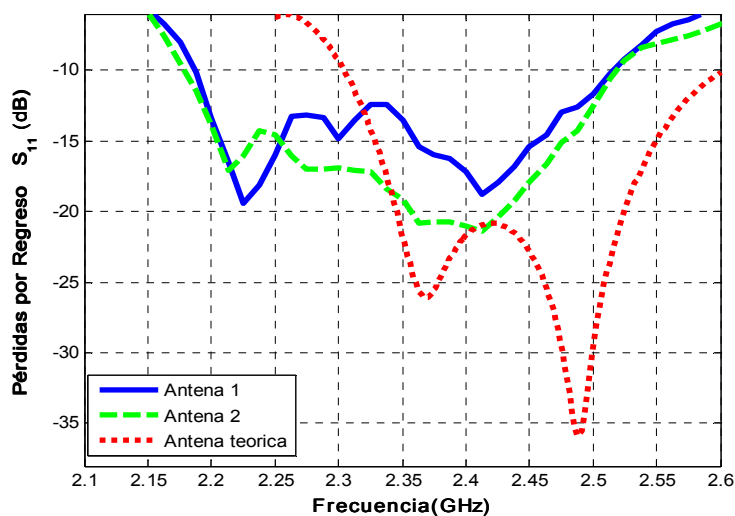


Figura 47. Pérdidas por regreso (S_{11}) medidas de dos antenas planares de 4 parches y su comparación con la respuesta teórica.

La ganancia de las antenas planares se puede obtener también con el analizador de redes vectorial HP8510B mostrado en la figura 45, utilizando dos, tres o cuatro antenas [Medina Monroy J.L et al, 2008]. Cuando se emplean dos antenas, éstas se colocan a una distancia determinada (en este caso de 2 metros) y se mide el parámetro S_{21} , al cual se le restan las pérdidas por propagación (P_p) correspondientes a la distancia de medición. En el caso de la medición de ganancia empleando 3 antenas, se realizan 3 mediciones: entre la antena 1 y la antena 2 (Med12), entre la antena 1 y la 3 (Med13) y entre la antena 2 y la 3 (Med23). Al

tener tres mediciones (Med12, Med13, Med23) y tres incógnitas (Gant₁, Gant₂ y Gant₃), se plantea un sistema de tres ecuaciones simultáneas:

$$\begin{bmatrix} Gant_1 \\ Gant_2 \\ Gant_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.5 & 0.5 & -0.5 \\ 0.5 & -0.5 & 0.5 \\ -0.5 & 0.5 & 0.5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Med12 \\ Med13 \\ Med23 \end{bmatrix} \quad (68)$$

Cuya solución es:

$$Gant_1 = \frac{Med12 + Med13 - Med23}{2} \quad (69)$$

$$Gant_2 = \frac{Med12 - Med13 + Med23}{2} \quad (70)$$

$$Gant_3 = \frac{-Med12 + Med13 + Med23}{2} \quad (71)$$

donde Med_{ij}=20log (S_{21ij}) - P_p (Pérdidas por propagación) para i=1,2 y j=2,3. Mediante este método, se tiene la ventaja de que permite determinar la ganancia correspondiente a cada una de las antenas y simultáneamente su impedancia de entrada, sobre un gran ancho de banda, mientras que el método de las dos antenas, supone que la ganancia de las dos antenas es la misma.

Un método desarrollado recientemente [Medina Monroy J.L et al, 2008], emplea 4 antenas y se realizan 6 mediciones, formando un sistema sobredeterminado de 6 ecuaciones con 4 incógnitas, con lo cual se mejora la precisión en la obtención de la ganancia de las antenas. Las mediciones se efectúan entre las antenas 1 y 2 (Med12), entre las antenas 1 y 3 (Med13), entre las antenas 1 y 4 (Med14), entre las antenas 2 y 3 (Med23), entre las antenas 2 y 4 (Med24), y entre las antenas 3 y 4 (Med34). Considerando 6 mediciones y solo 4 incógnitas se mejora la precisión, ya que se tienen más mediciones que incógnitas. El sistema de ecuaciones resulta como:

$$\begin{bmatrix} Gant_1 \\ Gant_2 \\ Gant_3 \\ Gant_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Med12 \\ Med13 \\ Med14 \\ Med23 \\ Med24 \\ Med34 \end{bmatrix} \quad (72)$$

Donde el signo (-) en la ecuación 72, indica la pseudoinversa izquierda de la matriz, y entonces el sistema se resuelve por medio del método de mínimos cuadrados para minimizar el error.

Empleando este método, se determinaron las ganancias de las cuatro antenas planares de dos parches, las cuales se muestran en la figura 48 y se comparan con la respuesta teórica obtenida del análisis electromagnético. En el rango de frecuencia de 2.4 GHz a 2.5 GHz se tuvo una mayor a 10 dB y una variación promedio de aproximadamente 0.75 dB en comparación a la ganancia obtenida en el análisis electromagnético. En la figura 49 se grafica el comportamiento del S_{11} junto con la ganancia de las cuatro antenas de dos parches.

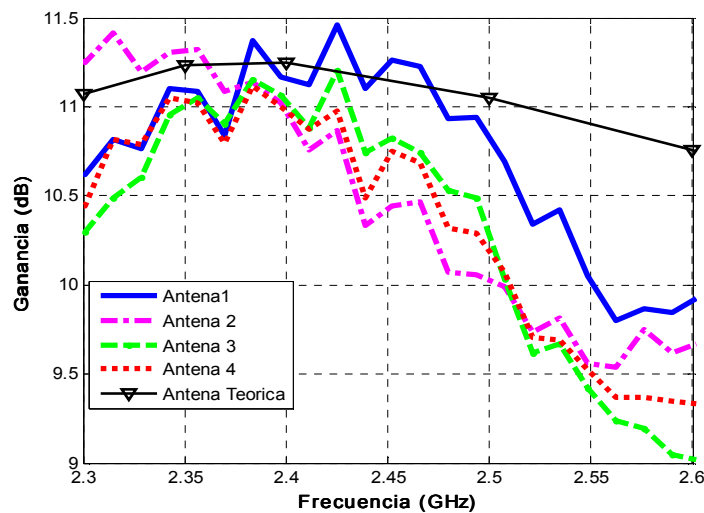


Figura 48. Comportamiento de la ganancia de cuatro antenas planares de dos parches.

El comportamiento en ganancia de las dos antenas de cuatro parches se presenta en la figura 50, comparado con la ganancia obtenida en el análisis electromagnético. Se puede apreciar que la ganancia resultó mayor a 12.4 dB y menor a la respuesta teórica aproximadamente 0.8 dB. En la figura 51 se grafica el comportamiento del S_{11} junto con la ganancia de las dos antenas de cuatro parches. En general su comportamiento es satisfactorio ya que se obtuvo una ganancia mayor a 13 dB a frecuencias menores a 2.475 y con un S_{11} menor a -10 dB.

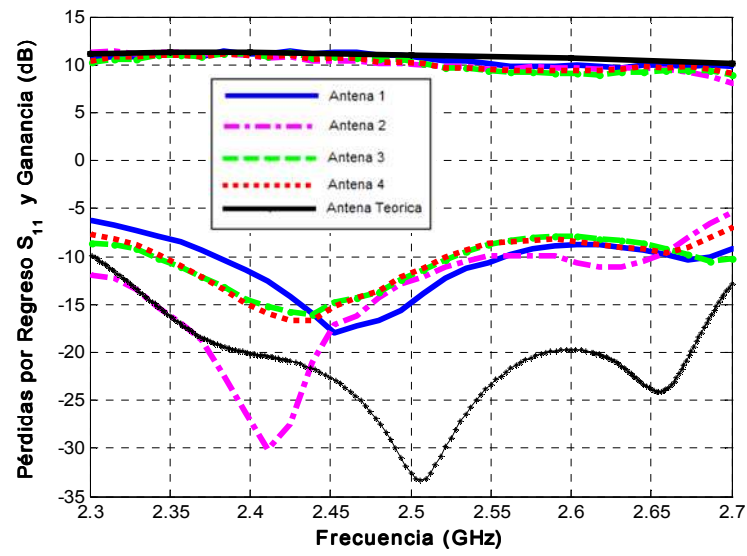


Figura 49. Pérdidas por regreso y ganancia de cuatro antenas planares de dos parches.

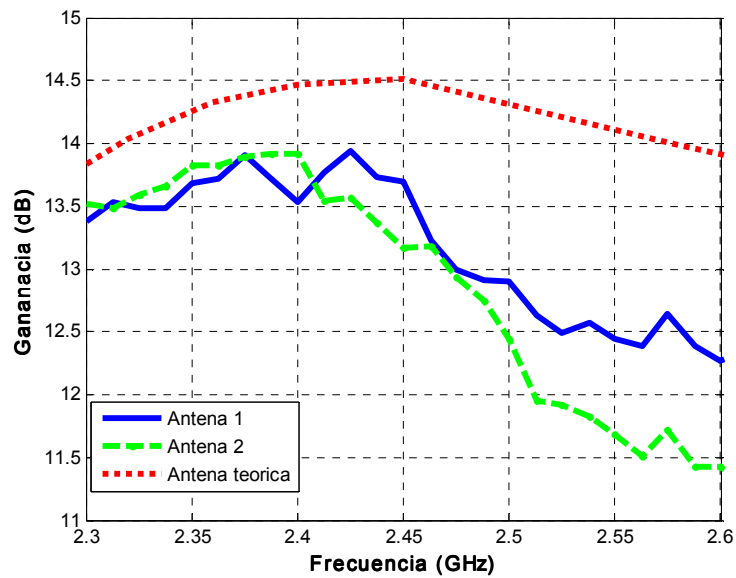


Figura 50. Ganancia de las dos antenas planares cuatro parches construidas y su respuesta teórica.

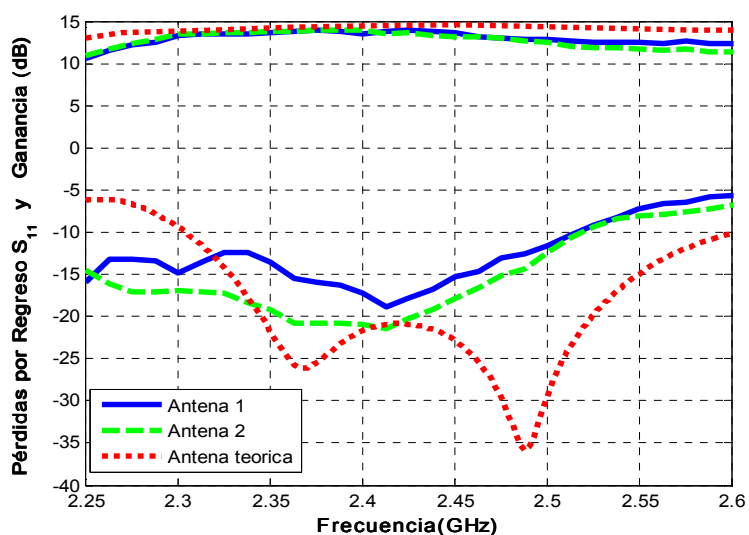


Figura 51. Pérdidas por retorno y ganancia de las dos antenas planares de cuatro parches.

Para medir el patrón de radiación de las antenas planares de microcinta desarrolladas, se requiere un lugar libre de reflexiones para evitar obtener mediciones erróneas. En este trabajo la medición se realizó en la azotea del edificio de física aplicada del CICESE, debido al campo abierto que se tiene en dicho lugar. Para medir el patrón de radiación, se utilizó un sintetizador de señales HP83620A, el cual opera en un rango de frecuencias de 10 MHz a 20 GHz, y un analizador de espectros Rhode & Schwarz FSP, que cubre de 9 KHz hasta 40 GHz. Antes de realizar la medición del patrón de radiación, se efectuó una calibración entre el sintetizador y el analizador de espectros. En el sintetizador se estableció una potencia de salida de +12.5dBm a la frecuencia de 2.45GHz, que es la frecuencia central del rango de frecuencias de operación. Al establecer el nivel de potencia, se consideraron las pérdidas de los cables flexibles del tipo conformable utilizados para conectar las antenas y obtener una potencia de +10 dBm en el plano de la antena. Las antenas se colocaron a una distancia de 16 metros una de la otra recibiendo una potencia en el analizador de espectros de -26.7 dBm. En la figura 52 se muestra el banco de medición utilizado para medir el patrón de radiación de las antenas construidas.



Figura 52. Banco de medición del patrón de radiación de las antenas planares de microcinta.

Para poder determinar el patrón de radiación de las antenas desarrolladas tanto en el plano E como en el H, se sigue el siguiente procedimiento: Se alinean las antenas en dirección horizontal para el campo E y en dirección vertical para el campo H, colocándolas sobre una base giratoria. Una de las antenas permanece fija, mientras que la otra se gira en el sentido de las manecillas del reloj los 360 grados en pasos de 1 grado. Para cada posición, se miden los niveles de potencia recibida en el analizador de espectros, se normalizan al nivel máximo recibido correspondiente a cero grados y se grafican para obtener el patrón de radiación.

En la figura 53 se puede visualizar el patrón de radiación obtenido para una antena planar de dos parches. El nivel de los lóbulos laterales medidos tanto en el plano E como en el plano H, son muy similares a los obtenidos teóricamente dados en la figura 53b. Se puede observar que en el plano H el patrón es más amplio que en el E. El ancho del haz en el plano E para la antena planar de dos parches es de 28.5 grados, mientras que en el plano H es de 48 grados, con una relación F/B de 22dB.

El comportamiento del patrón de radiación para la antena de cuatro parches se puede observar en la figura 54, donde se muestran tanto el campo E como el campo H. Se puede observar que en esta antena se presentaron dos lóbulos laterales en el plano E y dos lóbulos laterales en el plano H, en donde los lóbulos laterales en el plano H resultaron ligeramente mayores con respecto a su respuesta teórica mostrada en la figura 54b. El ancho del haz de

la antena de cuatro parches en el plano E es de 35 grados, mientras que en el plano H, es de 25.5 grados, con una relación F/B de 23dB.

Los resultados obtenidos indican que al utilizar la antena planar de dos parches en la implementación del repetidor activo de RF, se tendrá un rango más amplio de cobertura, ya que el ancho del haz en el plano H tiene 48 grados.

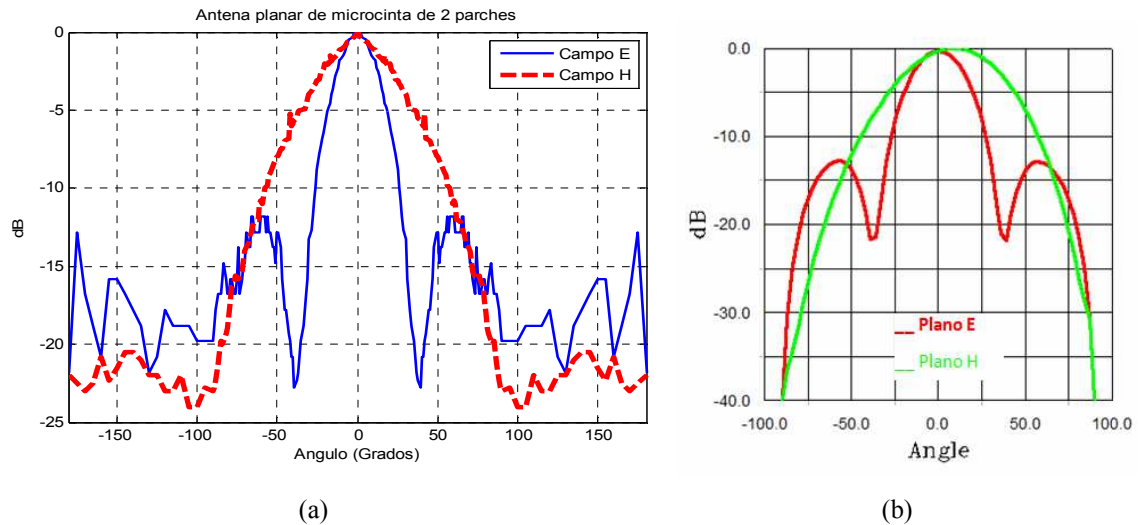


Figura 53. Patrón de radiación de una antena planar de dos parches (a) medido y (b) teórico.

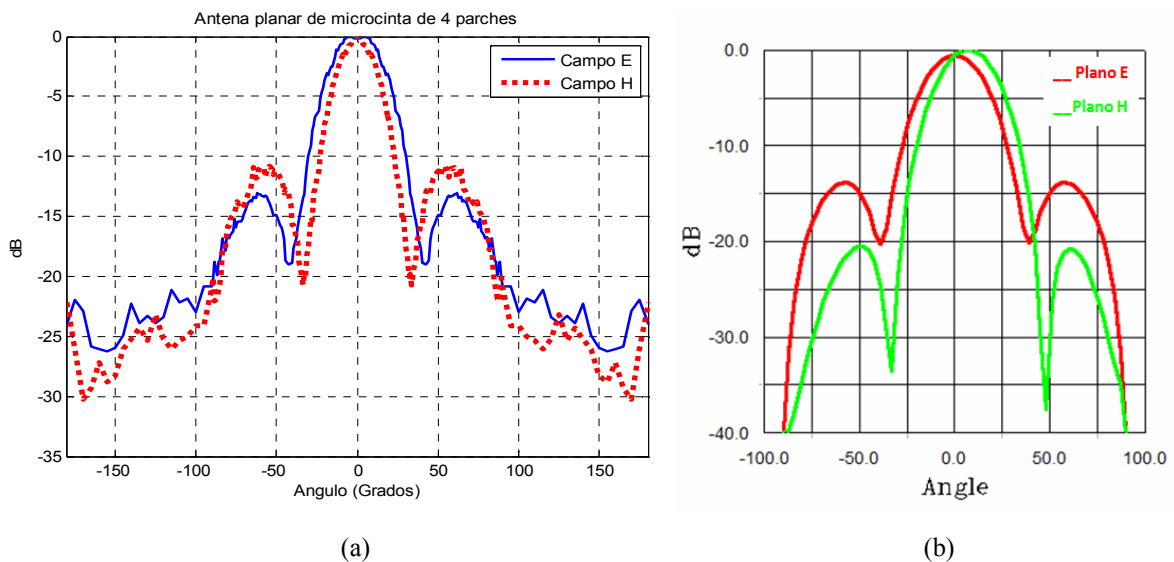


Figura 54. Patrón de radiación de una antena planar de cuatro parches (a) medido y (b) teórico.

III.2.3 Desarrollo de filtros pasabanda

Los filtros son redes de dos puertos utilizados para controlar la respuesta en frecuencia de un sistema de RF y microondas, permitiendo la transmisión de ciertas frecuencias dentro de la banda pasante y atenuando las no deseadas (espurias) dentro de la banda de rechazo.

En este trabajo de tesis se utiliza un filtro del tipo pasa banda, con el fin de bloquear señales fuera de la frecuencia de interés (2.4 GHz – 2.5 GHz) que pudiesen interactuar con el repetidor de RF, y dañar tanto a los amplificadores del repetidor como a las PC's cercanas al repetidor mismo. Las especificaciones del filtro a diseñar se proporcionan en la Tabla XI.

Tabla XI. Especificaciones de diseño del filtro

Frecuencias de operación	2.4 GHz – 2.5 GHz
Pérdidas por inserción	< -2 dB
VSWR	< 2:1
Pérdidas por regreso	< -10 dB
Atenuación en la banda de rechazo	< 20 dB de 0.85 GHz – 1.9 GHz < 20 dB de 3.0 GHz – 6 GHz
Impedancias ent/sal	50 Ω
Potencia de entrada min.	+20 dBm

Se diseñaron varios filtros pasabanda con elementos concentrados LC utilizando la metodología de diseño descrita en [Matthaei, 1980] que satisfagan las especificaciones mencionadas. En la figura 55 se muestra un filtro ideal de 5 resonadores, diseñado para la banda de interés 2.4 GHz - 2.5 GHz. Cada elemento que constituye el filtro (inductores, capacitores) tiene un porcentaje de variación sobre su valor nominal, lo cual puede provocar variaciones en la respuesta del filtro. Además, se presentan efectos de capacitancias e inductancias parásitas al interconectar los elementos concentrados en el circuito (PAD's) de microcinta, alterando aún más la respuesta del filtro.

En la figura 56a se presenta la respuesta del filtro diseñado con elementos ideales (valores calculados), comparada con la respuesta calculada utilizando valores de elementos comerciales (línea continua) dados en la figura 56b. Se puede observar que la respuesta obtenida del análisis con elementos comerciales difiere de la ideal, haciéndose muy angosta de banda de tal manera que no satisface los requerimientos.

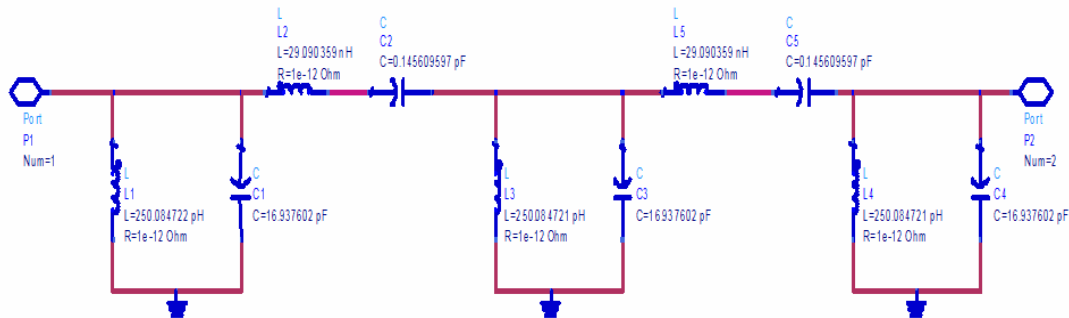


Figura 55. Filtro pasabanda diseñado con elementos concentrados LC.

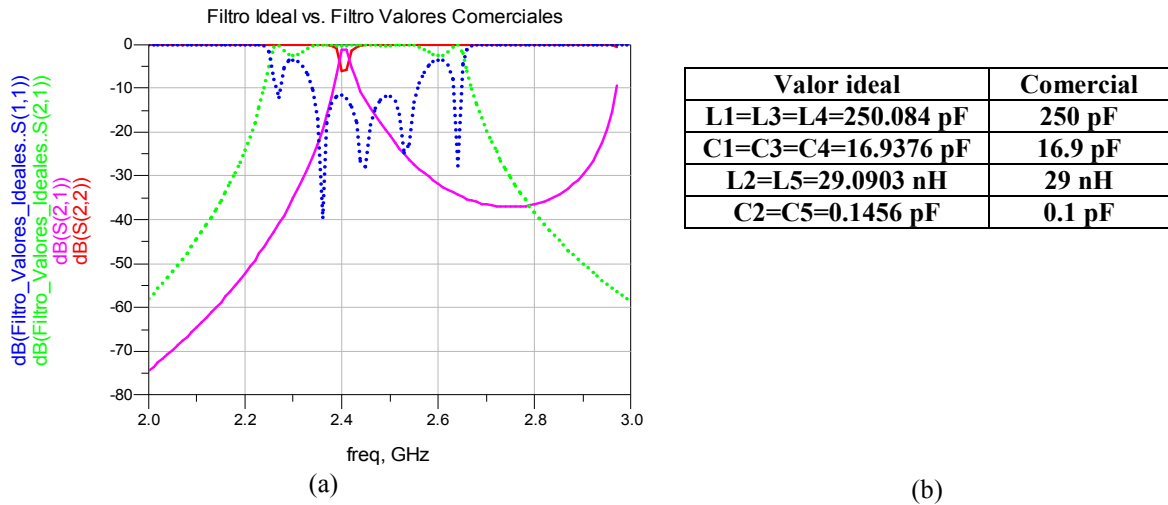
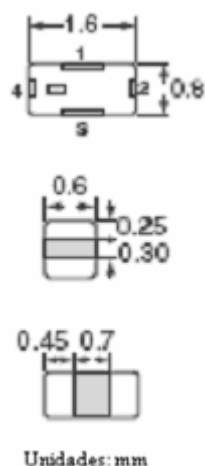


Figura 56. (a) Respuesta del filtro diseñado (...) vs. analizado con elementos comerciales (____) y (b) valores ideales y comerciales de los elementos del filtro.

Al realizar un filtro con elementos concentrados, su tamaño aumenta si se desea que sea selectivo en frecuencia como uno de 5 secciones que utiliza 5 inductores y 5 capacitores, o aún más si éstos se ajustan agregando elementos en serie o en paralelo. Debido a esto, se optó por utilizar un filtro cerámico comercial con características similares a las requeridas, que tiene las ventajas de ser más pequeño y más económico. Esto se debe a que el costo total de los 10 o más elementos concentrados del filtro diseñado y la mano de obra requerida para soldarlos, resulta más costoso que el filtro cerámico comercial.

El filtro cerámico comercial utilizado lo fabrica la compañía Murata con número de parte (LFB182G45SG9B740), cuyas características se muestran en la figura 57.



Número de parte	LFB182G45SG9B740
Frecuencia central nominal	2450.00 MHz
Pérdidas por inserción	1.80 dB max. a 25° C 2.10 dB max. a -40~+85 °C
Atenuación	27 dB min a 800 ~ 900 MHz 34 dB min a 4800 ~ 5000 MHz 34 dB min a 7200 ~ 7500 MHz
V.S.W.R en ancho de Banda	2.00 Max
Máxima potencia de entrada	500 mW

Figura 57. Características del filtro cerámico pasa banda.

Con el propósito de caracterizar el filtro cerámico y obtener sus parámetros “S” y su respuesta real, se diseñó y construyó una base de pruebas. En la figura 58a se muestra la mascarilla de la estructura diseñada (Layout) de la base de pruebas del filtro pasa banda, donde se incluyen las características del substrato utilizado para realizar las líneas de 50 Ω , las cuales tienen un ancho $W = 0.57$ mm. En la figura 58b se presenta la fotografía del filtro pasabanda con conectores SMA ya ensamblado en la base de pruebas.

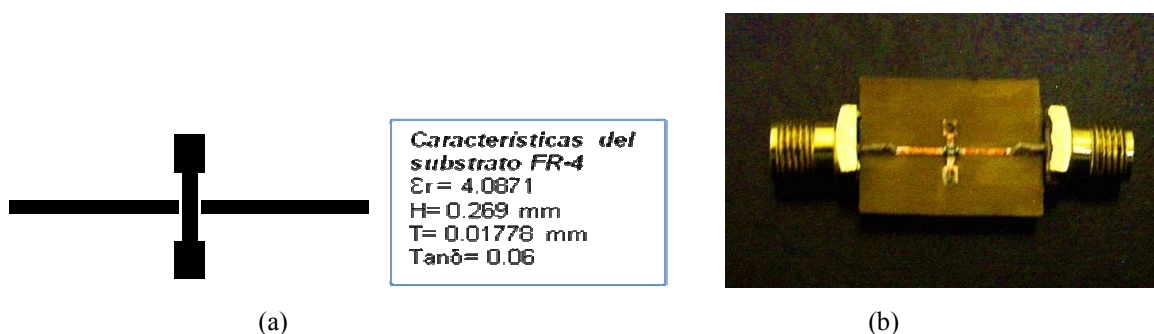


Figura 58. (a) Mascarilla de la base de pruebas del filtro pasa banda y (b) filtro pasa banda ensamblado en la base de pruebas.

Una vez construido el filtro pasabanda, se procedió a realizar la medición del mismo mediante el analizador de redes vectorial calibrado con la técnica SOLT y empleando la remoción de adaptadores dentro del ancho de banda de 1 a 4 GHz. En la figura 59 se presentan los resultados obtenidos de la medición del filtro, donde se puede observar que

dentro del intervalo de frecuencias de operación (2.4 GHz – 2.5 GHz), las pérdidas por inserción son de aproximadamente 2 dB, con pérdidas por regreso menores a -10 dB y una atenuación en la banda de rechazo satisfactorias. Si se desea aumentar la atenuación en la banda de rechazo, se pueden poner dos filtros en cascada, pero sus pérdidas por inserción se incrementan al doble (4 dB).

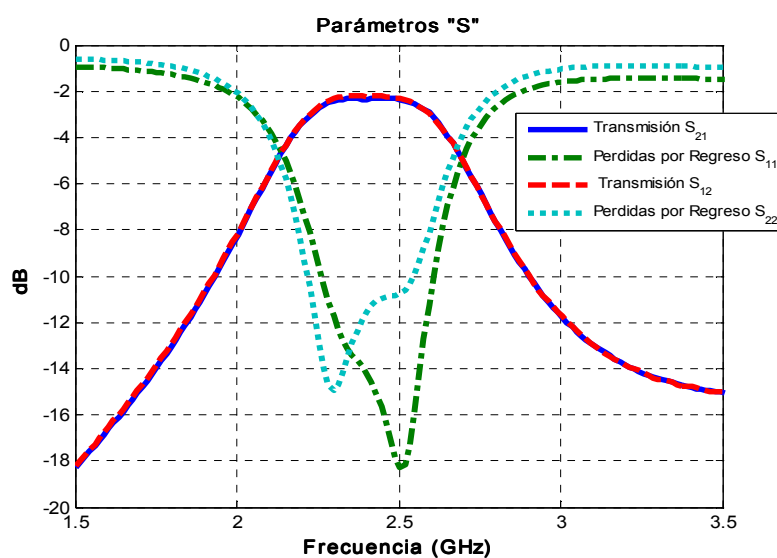


Figura 59. Respuesta del filtro cerámico pasa banda.

III.2.4 Desarrollo de amplificadores

En esta sección se presentan las metodologías utilizadas tanto para el diseño y construcción de amplificadores, como para su caracterización. Asimismo, se presentan resultados experimentales de la medición de los mismos, dentro de la banda de frecuencias de 2.4 a 2.5 GHz.

III.2.4.1 Diseño y construcción de los amplificadores

Se presenta el proceso de diseño y construcción de los amplificadores requeridos para integrar los repetidores objetivo de este trabajo de tesis. Los amplificadores se realizan empleando amplificadores monolíticos encapsulados de banda ancha. Los amplificadores seleccionados son fabricados por la compañía MiniCircuits, modelo ERA +3, los cuales tienen las características que se muestran en la figura 60. Este amplificador se alimenta con un voltaje de 3-3.4 volts, consume una corriente de 35 mA y opera en el intervalo de

frecuencias de 1GHz a 3 GHz, proporcionando una ganancia de aproximadamente 17 dB con un factor de ruido de 2.8 dB a la frecuencia de 2.45 GHz. En la figura 60 se incluye el circuito ERA +3 con la numeración y configuración de sus terminales. Se puede observar que se requieren dos capacitores bloqueadores de DC, una resistencia de polarización, un capacitor bypass y una red de alimentación representada por un inductor. Para alimentar este amplificador se requiere un voltaje de 3.2 volts, por lo cual se establece un voltaje V_{cc} de 5volts y se calcula el valor de la resistencia de polarización $R_{bias}=(5-3.2)/35mA=51.4 \Omega$.

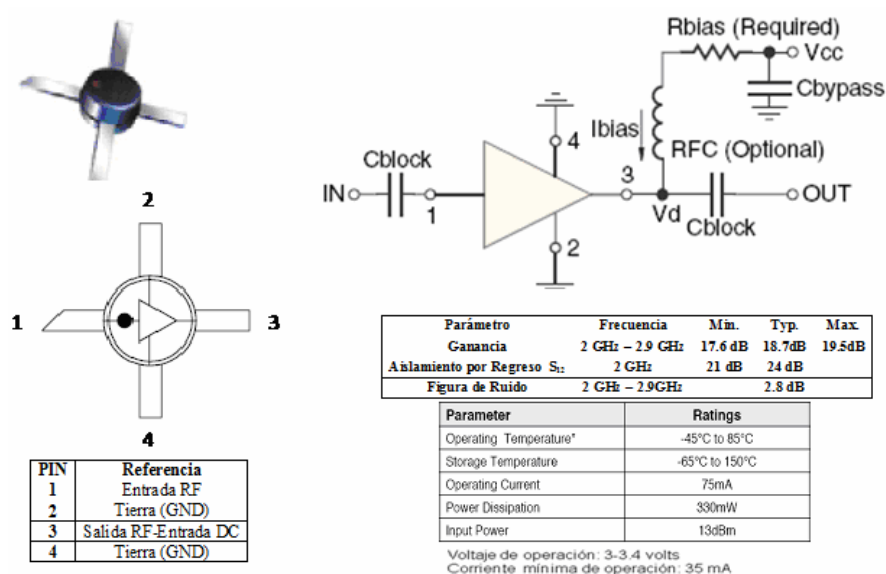


Figura 60. Características eléctricas del amplificador monolítico ERA 3+.

La red de polarización se diseña para operar en el rango de frecuencias de interés, la cual es una red de tres puertos como la que se muestra en la figura 61. En la figura 61a se muestra su circuito equivalente con elementos concentrados y en la figura 61b se muestra la red equivalente en elementos distribuidos.

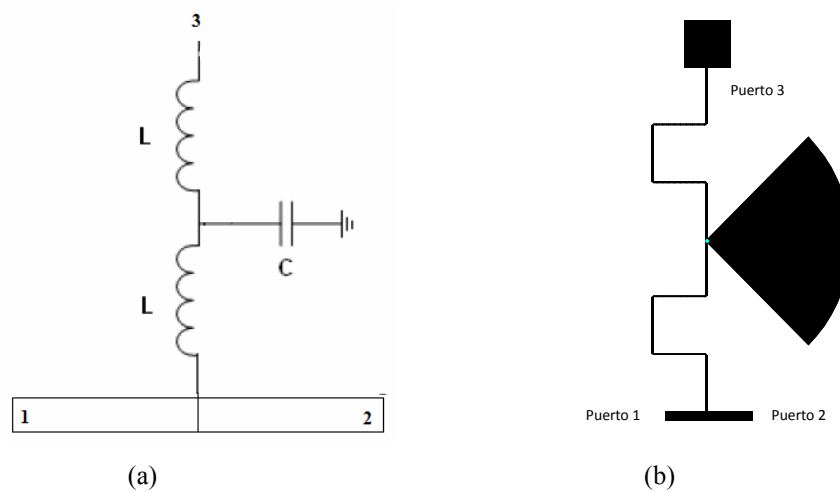


Figura 61. Red de polarización (a) circuito equivalente y (b) layout de la red de polarización.

Esta red tiene una línea de 50Ω entre los puertos 1 y 2 y un filtro pasa bajas conectado del centro de la línea al puerto 3. Esta red permite el paso de la señal de RF del puerto 1 al 2 y permite el paso de la señal de DC bloqueando la señal de RF hacia el puerto 3. El comportamiento del amplificador depende en gran parte del diseño de la red de polarización.

La red de polarización se diseñó empleando tecnología de microcinta, utilizando el sustrato FR-4 cuyas características se proporcionaron anteriormente. Las líneas del circuito distribuido dado en la figura 61b tienen una longitud eléctrica de 90° y la abertura del stub radial es de 90° . Los dobleces de 90° que se hicieron en las líneas se diseñaron para ahorrar espacio y minimizar las dimensiones físicas de las redes de alimentación.

El diagrama esquemático de la red de polarización diseñada y optimizada se muestra en la figura 62, donde se pueden apreciar las dimensiones de cada línea ($W=0.3\text{mm}$ y $L=3\text{mm}$), la resistencia de polarización $R_{\text{byas}}=50\Omega$, los valores de los capacitores bloqueador de DC ($C1=82\text{pF}$) y de bypass ($C2=1800\text{pF}$). La red de tres puertos que se incluye en la figura 62 son los resultados de analizar mediante ADS-Momentum el circuito distribuido dado en la figura 61b.

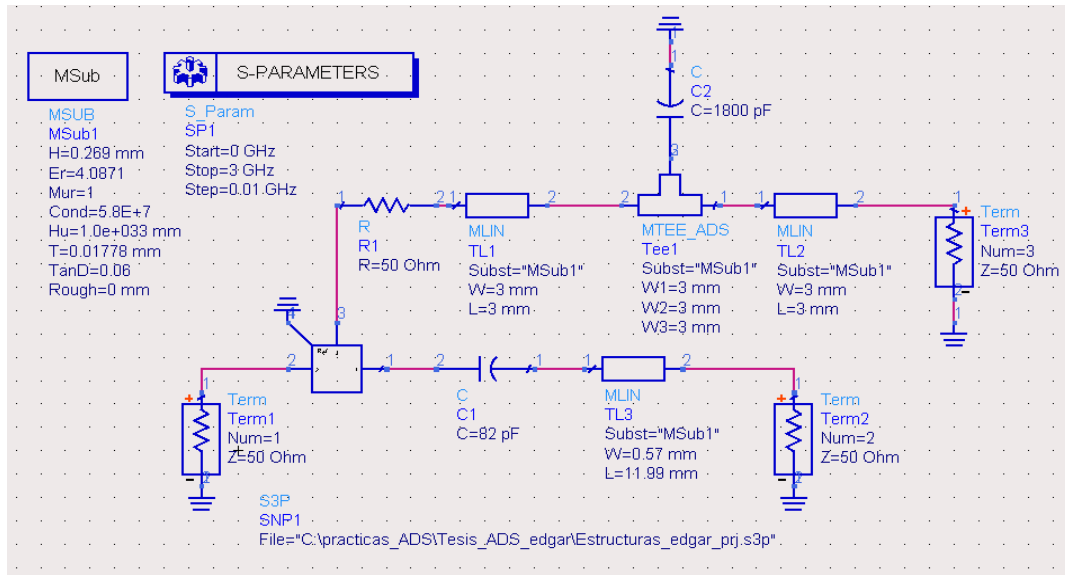


Figura 62. Circuito esquemático de la red de polarización completa.

En la figura 63 se presenta la respuesta de la red de polarización completa optimizada. Se puede observar que la red de polarización permite el paso de la señal de DC y frecuencias bajas, mientras que la señal de RF se atenúa (< -90 dB) a la frecuencia de 2.4 GHz. Las pérdidas por transmisión de la red entre el puerto 1 y el puerto 2 a la frecuencia de 2.4 GHz son de 0.539 dB. Por lo cual, esta red de polarización cumple con las especificaciones requeridas para efectuar la polarización del amplificador monolítico.

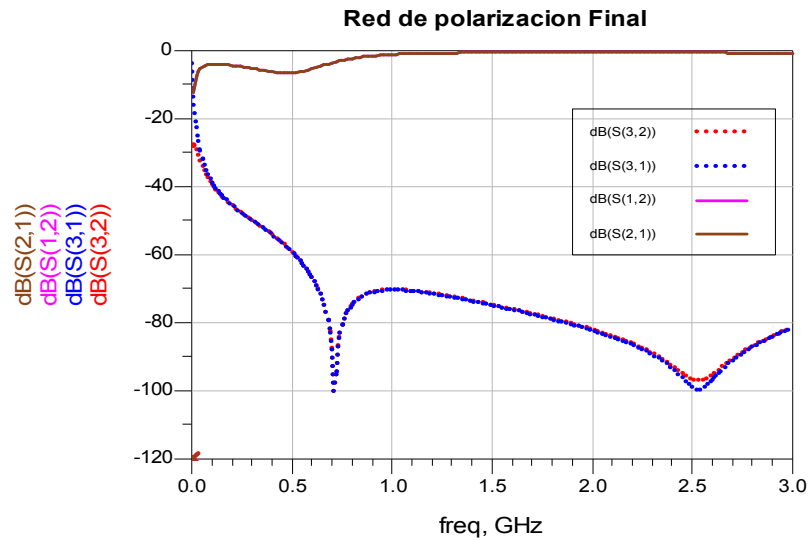


Figura 63. Respuesta del análisis de la red de polarización completa.

Una vez diseñada y analizada electromagnéticamente la red de polarización que se utilizará para alimentar el amplificador ERA +3, se diseñó y construyó un amplificador de una etapa de amplificación que tiene los siguientes componentes: un filtro pasabanda a su entrada, dos capacitores bloqueadores de 82pF, un amplificador monolítico ERA +3, una resistencia de 50 Ω , un capacitor bypass de 1800pF y dos conectores SMA. Es necesario mencionar que antes de soldar los componentes se verifica que no existan cortocircuitos o líneas abiertas y que las dimensiones del circuito sean las correctas. Los componentes se adhirieron con epoxy conductivo de plata Epotek H20. Además se verificó que el plano de tierra sea uniforme, que los amplificadores monolíticos y los componentes concentrados no presenten algún falso contacto y que los conectores de 50 Ω estén bien colocados y soldados. La figura 64a muestra la mascarilla del amplificador de una etapa y en la figura 64b el amplificador completo de una etapa ya ensamblado en el substrato FR-4.

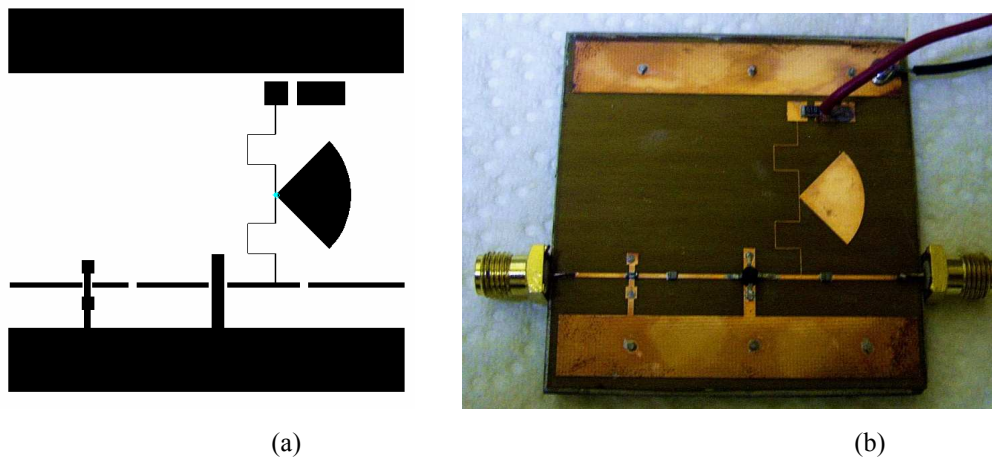


Figura 64. (a) Mascarilla del amplificador de una etapa y (b) Amplificador final de una etapa.

Para alimentar los amplificadores ERA +3, se utiliza una batería de 12 volts y un circuito regulador de voltaje diseñado que entrega los 5 volts requeridos por el amplificador. Cuando la batería se descargue de 12 hasta aproximadamente 6 volts, el amplificador seguirá operando, prolongando el tiempo de operación del repetidor. El regulador de voltaje utilizado es el modelo L7805CV, el cual se conecta a un diodo y dos capacitores de 1 μ F. El diagrama del circuito regulador de voltaje se presenta en la figura 65a y en la figura 65b se muestra el circuito ya ensamblado.

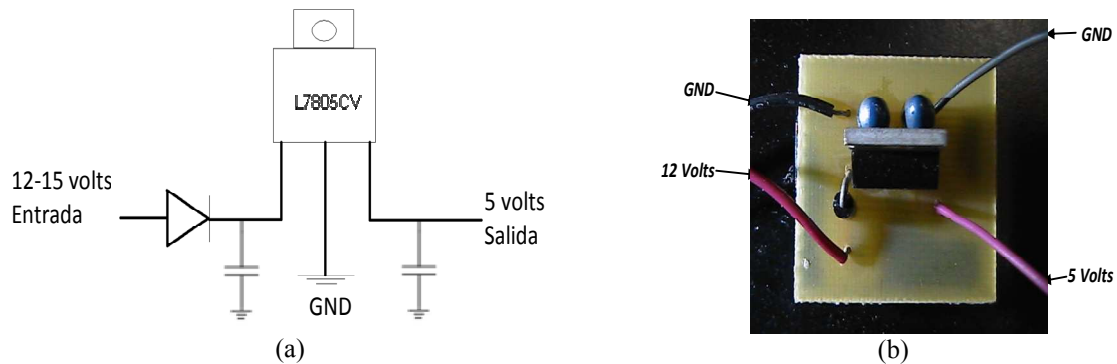
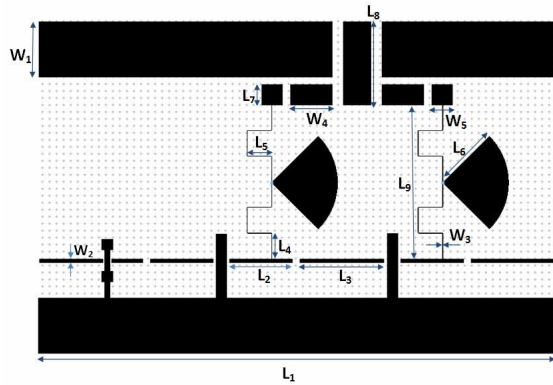


Figura 65. (a) Diagrama del regulador de voltaje de 5 volts y (b) regulador construido.

Con el propósito de lograr una mejor ganancia, enseguida se presentan los resultados correspondientes al diseño y construcción de un amplificador de dos etapas. Para diseñar el amplificador de dos etapas, se utilizan dos amplificadores monolíticos ERA +3, un filtro pasabanda, tres capacitores bloqueadores de DC ($C_1=82\text{pF}$), dos resistencias de $50\ \Omega$, dos capacitores bypass ($C_2=1800\text{pF}$), dos redes de alimentación diseñadas y mostradas en las figuras 61 y 62, y cuyo comportamiento se proporciona en la figura 63, así como dos conectores tipo SMA. El circuito completo requerido para montar y alimentar los amplificadores monolíticos, se diseñó para el substrato FR-4 y se analizó electromagnéticamente en ADS-Momentum. Cabe mencionar que las dimensiones de la red de polarización del amplificador de dos etapas son iguales a las del amplificador de una etapa presentado anteriormente. Las dimensiones del circuito se diseñaron para obtener un buen comportamiento del amplificador dentro del ancho de banda requerido de 2.4 GHz a 2.5 GHz, considerando la red de polarización y tomando en cuenta el tamaño físico de los componentes que se requieren (capacitores, resistencias, filtro, amplificadores y conectores). La topología y dimensiones del amplificador de dos etapas diseñado se muestran en la figura 66.



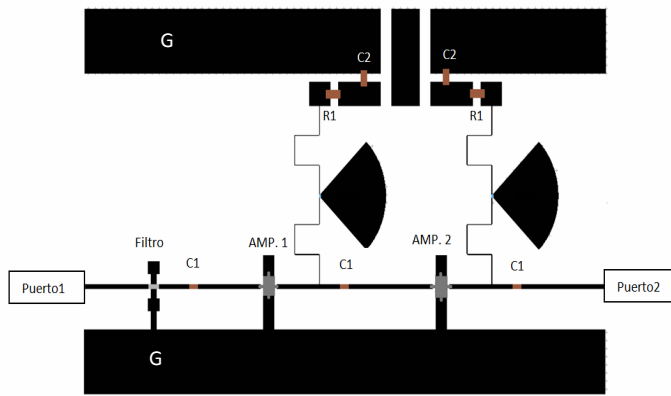
(a)

Ancho (mm)	Largo (mm)
$W_1=8$	$L_1=73.47$
$W_2=0.56$	$L_2=8.99$
$W_3=0.1$	$L_3=11.99$
$W_4=6$	$L_4=3.6$
$W_5=3$	$L_5=3.4$
	$L_6=9.25$
	$L_7=3$
	$L_8=12$
	$L_9=21.96$

(b)

Figura 66. Topología y dimensiones del amplificador de dos etapas diseñado.

Una vez diseñado el amplificador de dos etapas, se procedió a ensamblar los componentes que lo integran. En la figura 67a se muestra la topología del circuito indicando la posición de cada uno de los componentes, necesaria para su colocación y el ensamble del circuito. Asimismo, en la figura 67b se muestran los valores de los elementos concentrados que se soldarán al circuito distribuido de microcinta. Se puede observar que cada amplificador proporciona una ganancia de 17 dB y el filtro tiene unas pérdidas de 2.1 dB, de tal manera que la ganancia total esperada será de 32 dB.



(a)

ELEMENTO	VALOR
C1	82 pF
C2	1800 pF
AMP.1 (Amplificador 1) ERA +3	$G_1=17$ dB
AMP. 2 (Amplificador 2) ERA +3	$G_2=17$ dB
R1	50 Ω
DC	5 volts
Filtro cerámico	2.4-2.5GHz $IL=2.1$ dB

(b)

Figura 67. (a) Topología y posición de los componentes del amplificador y (b) valores de los componentes del amplificador de dos etapas.

Finalmente, se construyeron dos amplificadores de dos etapas. Se realizaron dos circuitos de microcinta en el sustrato FR-4, sobre el cual se ensamblaron los dos amplificadores ERA +3, los 2 conectores SMA y los componentes concentrados. La figura 68a muestra uno de los amplificadores construidos, mientras que en la figura 68b se presenta una fotografía de los dos amplificadores de dos etapas construidos, los cuales se denominaron como: Amplificador #1 y Amplificador #2.

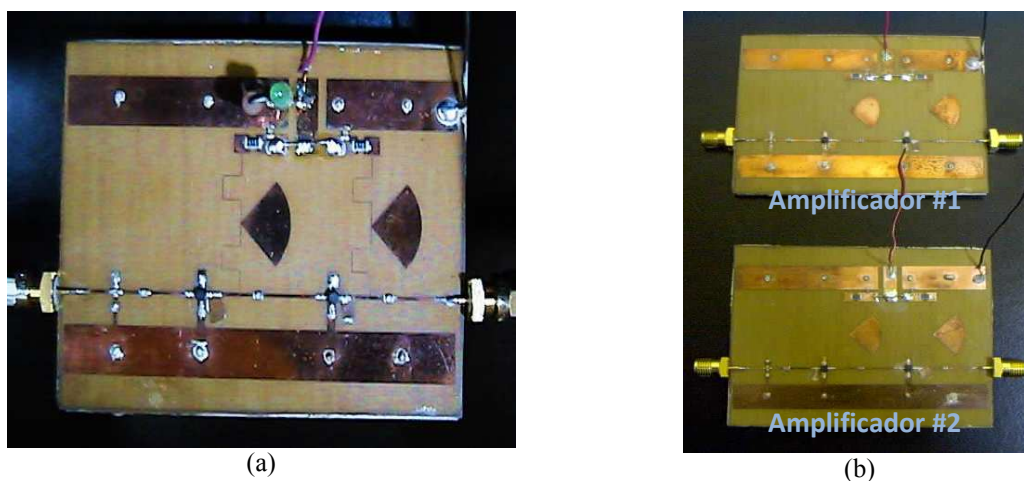


Figura 68. Amplificadores de microondas de dos etapas construidos.

Cabe mencionar que para garantizar un buen plano de tierra en los amplificadores, se hicieron diez hoyos metalizados (Via-hole), ya que el plano de tierra determina el buen comportamiento de los amplificadores y filtros de microondas.

III.2.4.2 Medición de los amplificadores

En esta sección se muestran los resultados de la caracterización de los amplificadores diseñados y construidos de una y de dos etapas presentados en las figuras 64 y 68 respectivamente. En primer lugar, el amplificador de una etapa ya ensamblado se conectó al circuito regulador de voltaje construido y mostrado en la figura 65, así como a una fuente de poder de 12 volts. Enseguida, se midió mediante un analizador de redes vectorial HP8510C calibrado en el intervalo de frecuencias de 0.5 GHz a 6 GHz con 401 puntos y estableciendo un nivel de potencia de entrada en los puertos de -5 dBm. La respuesta del amplificador de una etapa en el intervalo de frecuencias de 1.5 GHz a 3.5 GHz se presenta

en la figura 69. Se puede observar que el amplificador tiene un buen acoplamiento de impedancias en el rango de frecuencias de 2.4 GHz-2.5 GHz resultando menor a -12 dB, con una ganancia de 14.5 ± 0.5 dB y un aislamiento menor a -25 dB, los cuales son satisfactorios. La ganancia resultó menor a la proporcionada por el fabricante, ya que en este amplificador se incluye un filtro pasabanda con pérdidas de 2.1 dB.

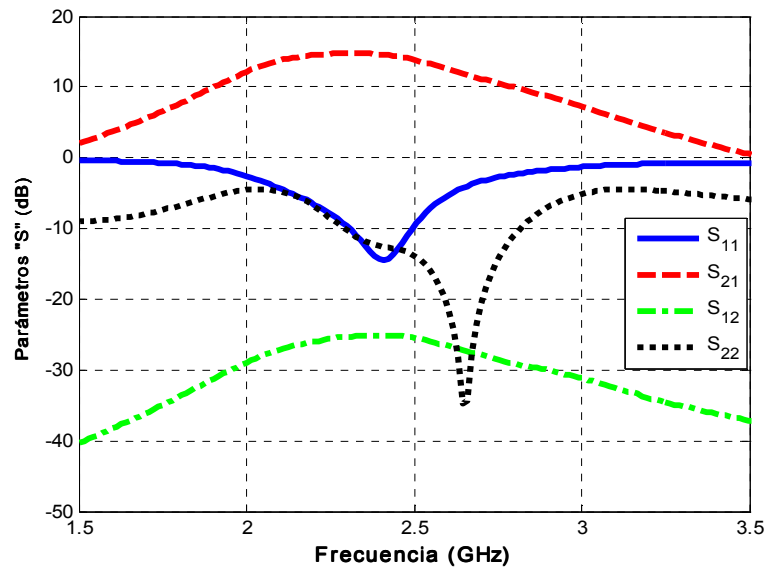


Figura 69. Respuesta experimental del amplificador de una etapa.

Los resultados del amplificador de una etapa se utilizan para diseñar y analizar los amplificadores bi-direccionales que se presentan en las secciones siguientes.

Además, se midieron los dos amplificadores de dos etapas construidos. Los resultados obtenidos de la medición del amplificador #1 de dos etapas se muestran en la figura 70, mientras que los resultados correspondientes al amplificador #2 se pueden observar en la figura 71. En la figura 70, se puede observar que la ganancia del amplificador #1 a la frecuencia central de 2.45 GHz fue de 32.83 dB con pérdidas por regreso a la entrada y salida menores a -16 dB y un aislamiento menor a -49 dB.

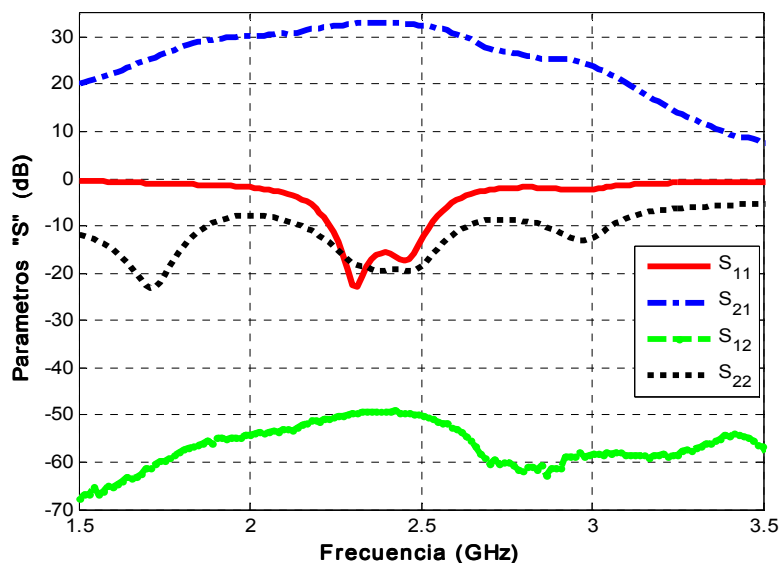


Figura 70. Respuesta experimental del amplificador #1 de dos etapas.

Por otro lado, se puede apreciar en la figura 71 que el amplificador #2 muestra una ganancia de 31.47 dB con pérdidas por regreso menores a -10 dB para el puerto de entrada y -12 dB para el puerto de salida, con un aislamiento menor a -50 dB dentro del ancho de banda de 2.4 GHz a 2.5 GHz. Aunque el amplificador #2 tuvo una ganancia ligeramente menor que el amplificador #1, se puede decir que ambos amplificadores proporcionan características satisfactorias en el rango de frecuencias de interés (2.4 GHz - 2.5 GHz) para utilizarlos en los repetidores WiFi. Esta diferencia en ganancia se atribuye a una diferencia entre los amplificadores monolíticos comerciales, a la sintonía de las redes de acoplamiento y a la diferencia en los conectores SMA y filtros utilizados.

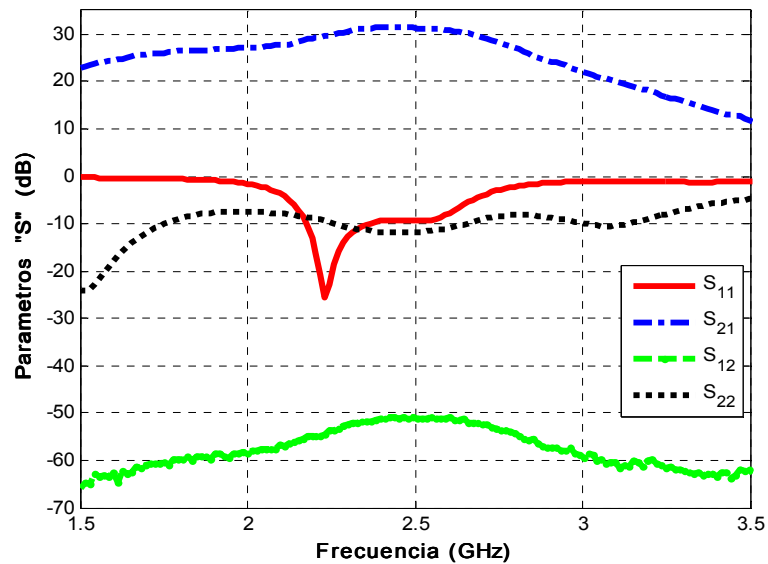


Figura 71. Respuesta experimental del amplificador #2 de dos etapas.

III.2.4.3 Diseño y análisis de amplificadores bidireccionales.

En esta sección se describen diferentes configuraciones de amplificador bidireccional del tipo Full-Dúplex, que se pueden formar empleando los componentes acopladores de tres puertos diseñados, mismos que se proporcionan en el Apéndice 1. Un amplificador tipo Full-Dúplex tiene la ventaja de satisfacer el servicio de comunicación inalámbrica de manera simultánea, resultando más efectiva. Se proponen y analizan diferentes alternativas de amplificadores bidireccionales empleando acopladores de tres puertos de los tipos siguientes:

1. Acopladores híbridos Branch-line sencillos y de tres secciones
2. Acopladores híbridos Rat-Race
3. Acoplador Direccional
4. Divisor de potencia Wilkinson
5. Circulador sencillo y de dos secciones

Se determina cual es la configuración más adecuada para formar un amplificador bidireccional, y se presentan los efectos que limitan la configuración de un amplificador tipo Full-dúplex empleando acopladores de microcinta de los tipos mencionados.

1. Amplificador bidireccional con acopladores híbridos Branch-Line.

Existen diversas configuraciones para poder formar un amplificador bidireccional, sin embargo, esto no es sencillo de implementar, ya que pueden ocurrir algunos efectos de retroalimentación no deseados. El diagrama a bloques general del amplificador bidireccional utilizando acopladores tipo Branch-Line se muestra en la figura 72. El aislamiento entre puertos de los acopladores es un punto muy importante que se debe considerar en el diseño de un amplificador bidireccional del tipo Full-Dúplex para evitar una retroalimentación y generación de frecuencias espurias.

Las características y respuesta de un acoplador híbrido tipo Branch-Line diseñado en este trabajo que se utiliza para formar la configuración bidireccional, se presentan en el apéndice 1. El acoplador se analizó mediante el programa de análisis electromagnético ADS-Momentum y se generó un archivo en formato Touchtone. El formato Touchtone generado contiene los parámetros de dispersión “S” del acoplador Branch-Line en un rango de frecuencia de análisis determinado. Empleando la matriz de parámetros “S” del acoplador Branch-Line, así como también la respuesta experimental del amplificador de una etapa, cuya ganancia fue de 14 dB, se introduce el diagrama esquemático del amplificador bidireccional dado en la figura 73a en el software ADS-Momentum. El comportamiento del amplificador bidireccional dentro de la banda de 2.2 GHz a 2.7 GHz se muestra en la figura 73b, en la cual se puede observar que su ganancia es aproximadamente de 7.5 dB en el rango de 2.4 GHz a 2.5 GHz y sus pérdidas por regreso son deficientes.

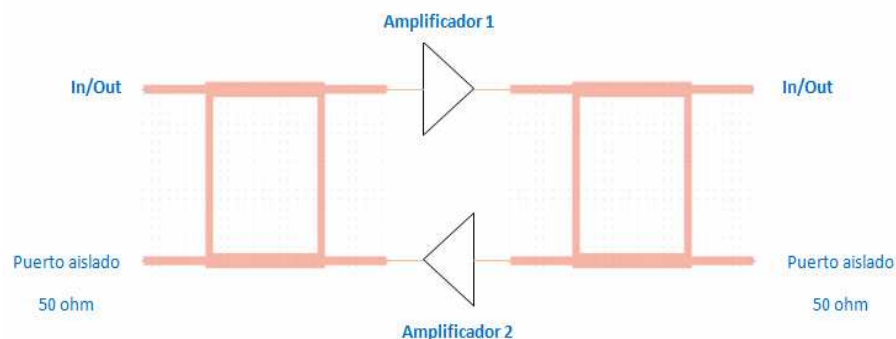
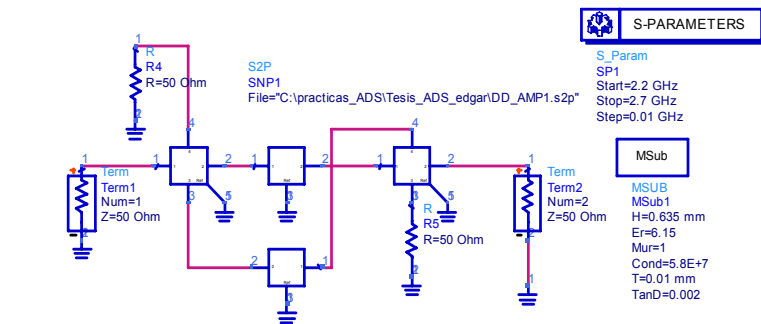
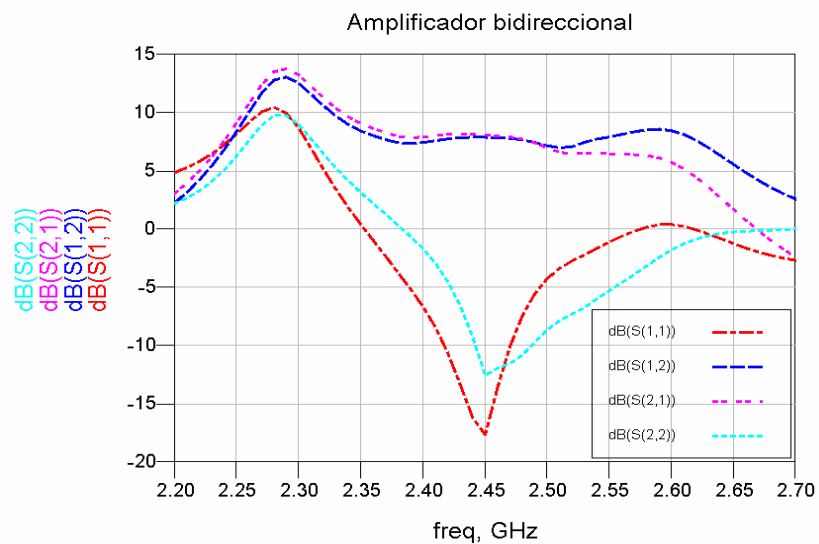


Figura 72. Diagrama de bloques una configuración bidireccional.



(a)



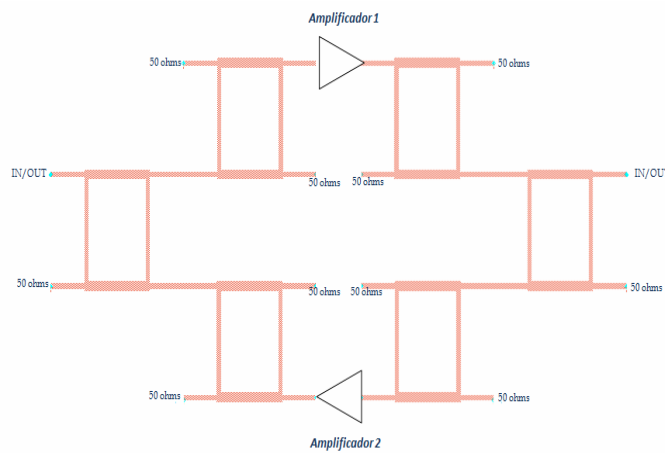
(b)

Figura 73. (a) Diagrama esquemático del amplificador bidireccional utilizando acopladores Branch-Line y (b) Respuesta en frecuencia del amplificador bidireccional.

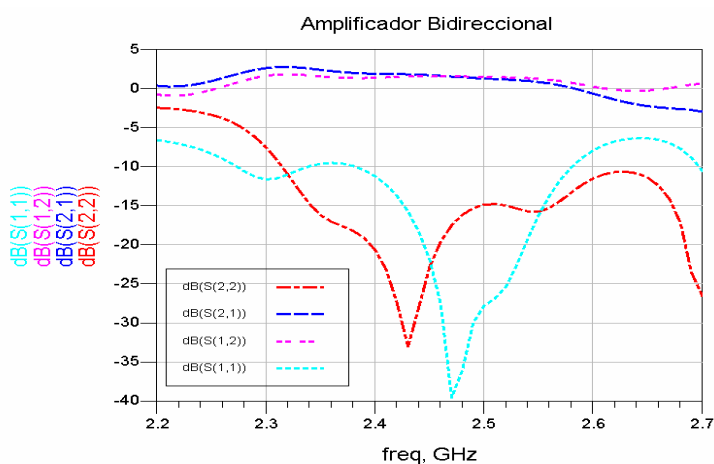
La ganancia se redujo debido a que las pérdidas de cada acoplador Branch-Line son 3.25 dB. Dado que la ganancia es muy pequeña, se incluyó en la estructura otra etapa de amplificación en cascada resultando una ganancia total de 28 dB, sin embargo al analizar el amplificador bidireccional se obtuvieron oscilaciones parásitas debidas a la falta de aislamiento entre puertos de los acopladores híbridos Branch-Line.

Con la finalidad de aumentar el aislamiento entre los puertos del acoplador Branch-Line, se analizó la topología mostrada en la figura 74a que consiste una etapa de amplificación en cada dirección y de tres acopladores a la entrada y tres en la salida. La configuración de 3 acopladores, se considera como si fuera un solo acoplador Branch-Line, donde se consideran solo 3 puertos principales y los restantes se terminan con cargas de 50Ω. El

comportamiento del amplificador bidireccional dado en la figura 74a, se presenta en la figura 74b en el intervalo de frecuencias de 2.2 GHz a 2.7 GHz.



(a)



(b)

Figura 74. (a) Diagrama esquemático del amplificador bidireccional con arreglo de 3 acopladores Branch-Line y (b) Comportamiento de 2.2 GHz a 2.7 GHz.

Como se puede observar en la figura 74b, el acoplamiento del amplificador bidireccional es adecuado en el rango de frecuencia 2.4GHz a 2.5GHz, sin embargo existe una deficiencia en ganancia, resultando de 2 dB. Este valor tan bajo de la ganancia se atribuye a las pérdidas que presentan los acopladores Branch-line (6 dB cada uno), sin considerar las pérdidas que de manera práctica presentan los conectores. Sin embargo, esta configuración mejora el aislamiento entre puertos (de 27 dB a 43 dB para uno solo y de 33 dB a 48 dB para la configuración de tres acopladores) de 2.4 GHz a 2.5 GHz.

Ya que la ganancia del amplificador bidireccional es muy baja ($G=2$ dB), se agregó una etapa de amplificación adicional resultando una ganancia de 28 dB. Los resultados del análisis del amplificador bidireccional que utiliza 4 amplificadores (dos en cada dirección) y 6 acopladores Branch-Line (tres en cada puerto), se muestran en la figura 75. Se puede observar de esta figura que los parámetros S_{11} y S_{22} dentro de la banda de 2.2 GHz a 2.7 GHz fueron mayores que la unidad, indicando oscilaciones parásitas en la estructura. Además, se observó una ganancia de 12.5 dB en la banda de interés (2.4 GHz – 2.5 GHz), pero que aumenta hasta 19 dB a la frecuencia de 2.57 GHz. En general, se observó que entre más grande es la ganancia de los amplificadores, la retroalimentación que se presenta es más fuerte, provocando oscilaciones en el amplificador bidireccional. Para evitar retroalimentación, el aislamiento entre puertos que se requiere es tan grande (> 100 dB) que muchas veces es imposible de lograr de manera práctica. Por este motivo la ganancia de los amplificadores Full-dúplex está limitada.

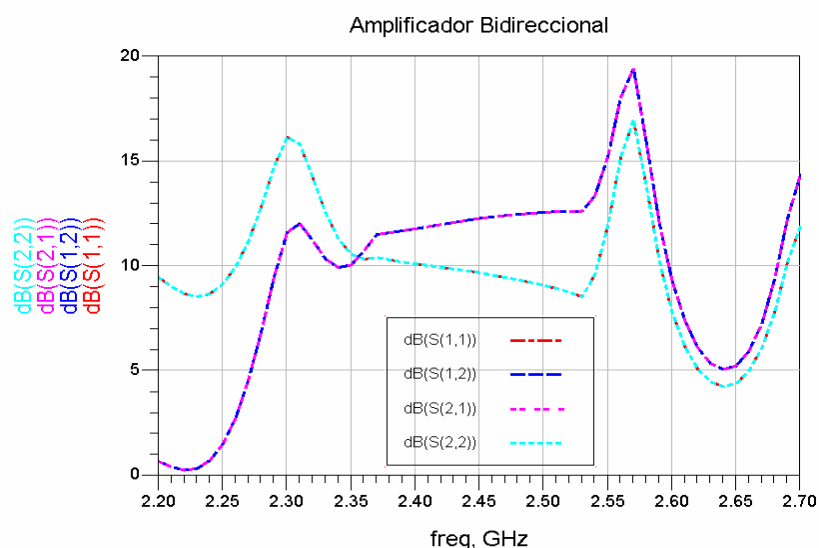


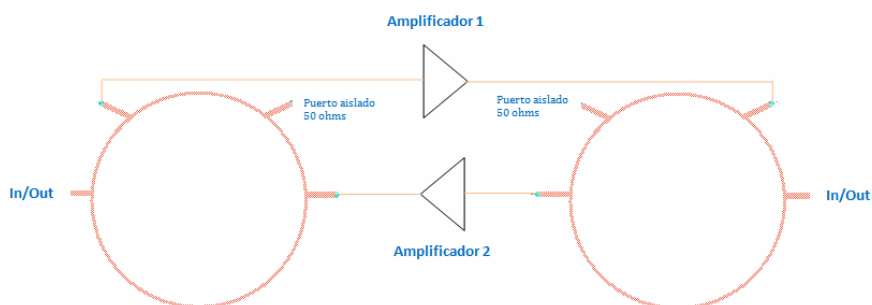
Figura 75. Respuesta del amplificador bidireccional utilizando 4 amplificadores y 6 acopladores híbridos Branch-Line.

Se puede mencionar que no es adecuado utilizar acopladores Branch-line en la implementación de un amplificador bidireccional de alta ganancia y que a pesar de que las diferentes configuraciones de acopladores Branch-Line mejoran el aislamiento, éstas

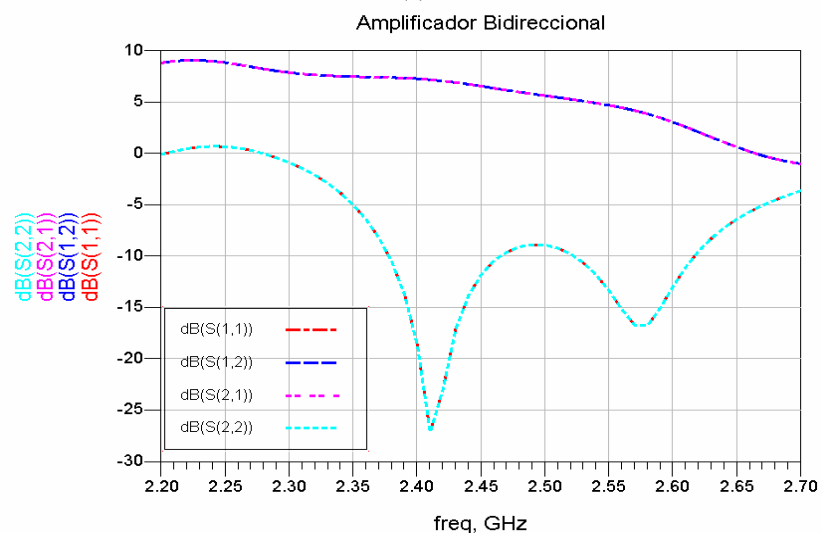
introducen demasiadas pérdidas reduciendo la ganancia de los amplificadores que conforman el amplificador bidireccional.

2. Amplificador bidireccional con acopladores híbridos Rat-Race.

El acoplador Rat-race diseñado se analizó mediante el software ADS, de la misma manera que el acoplador Branch-line descrito en la sección anterior. La respuesta de este acoplador se presenta en el Apéndice 1, el cual presenta ligeramente un mayor aislamiento entre puertos y pérdidas por inserción mayores, con respecto al acoplador Branch-line mostrado anteriormente. En la figura 76a se muestra la configuración de un amplificador bidireccional utilizando acopladores Rat-race, mientras que su respuesta en el ancho de banda de 2.2 GHz a 2.7 GHz se proporciona en la figura 76b.



(a)



(b)

Figura 76. (a) Arreglo del amplificador bidireccional utilizando acopladores Rat-race y (b) Respuesta del amplificador.

Se puede observar de la figura 76b, que la ganancia del amplificador bidireccional Rat – Race es similar a los diseños anteriores (6 dB – 7.5 dB), sin embargo el acoplamiento (S_{11} , S_{22}) que presenta tiene mayor ancho de banda. Se puede mencionar que esta alternativa tampoco es adecuada, ya que la ganancia no cumple con las especificaciones de diseño requeridas del repetidor de RF.

3. Amplificador bidireccional con acopladores direccionales.

El diseño de este dispositivo de tres puertos se proporcionó en el Apéndice 1. El diagrama esquemático del amplificador bidireccional que emplea dos acopladores direccionales de 10 dB y dos amplificadores con una ganancia de 14 dB, se muestra en la figura 77a y su comportamiento correspondiente se proporciona en la figura 77b. Se puede apreciar que la ganancia es 5.6 dB con valores de S_{11} y S_{22} de -0.5 dB, indicando que esta alternativa tampoco es adecuada para realizar el amplificador bidireccional.

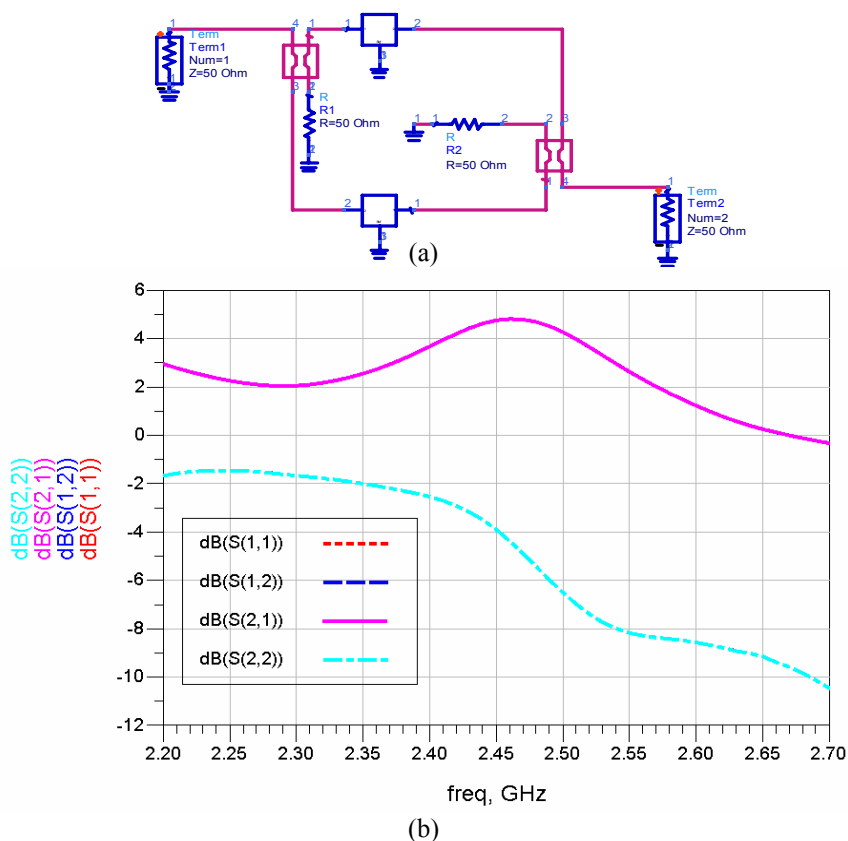


Figura 77. (a) Arreglo del amplificador bidireccional utilizando acopladores direccionales y (b) Respuesta del amplificador.

4. Amplificador bidireccional con divisores Wilkinson.

En el Apéndice 1 se presenta el diseño de un divisor tipo Wilkinson, para el cual se obtuvo un aislamiento menor a -37 dB. En la figura 78a, se muestra el diagrama a bloques de un amplificador bidireccional que utiliza acopladores Wilkinson, mientras que en la figura 78b se muestra su respuesta en frecuencia. Se puede notar que la ganancia proporciona aproximadamente 8 dB con S_{11} y S_{22} por debajo de -10 dB. A pesar que este amplificador proporciona mayor ganancia que los mostrados anteriormente, es aún insuficiente. Cabe mencionar que esta alternativa de diseño es muy sensible a variaciones en las dimensiones del divisor Wilkinson, alterando la respuesta del amplificador bidireccional de manera considerable.

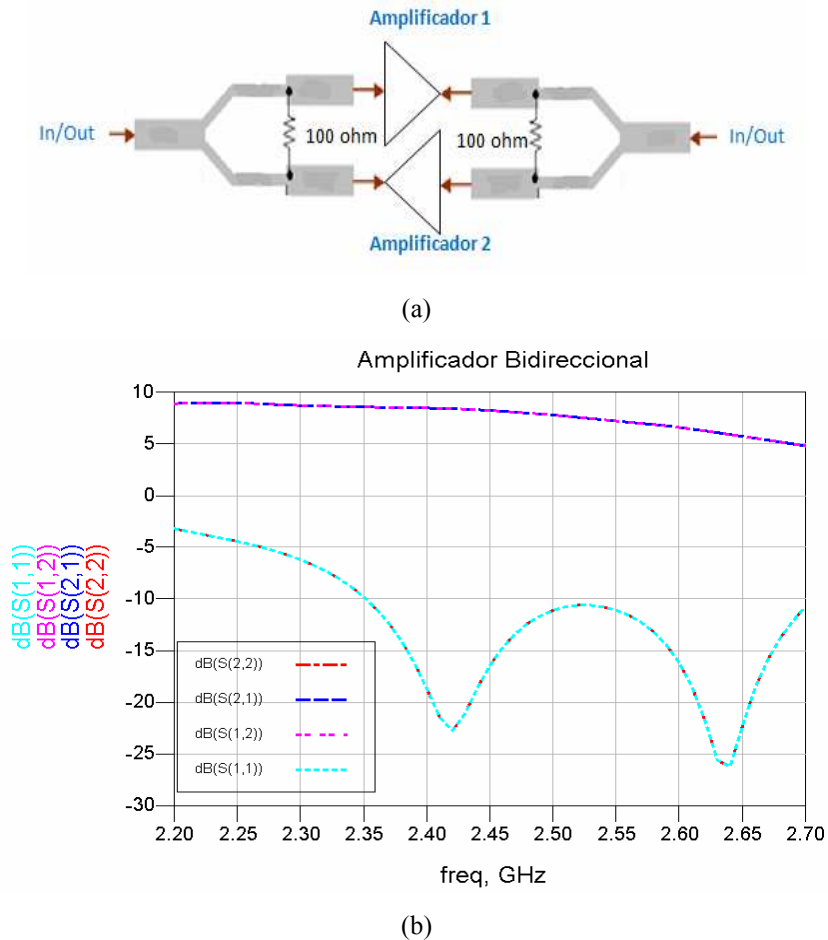
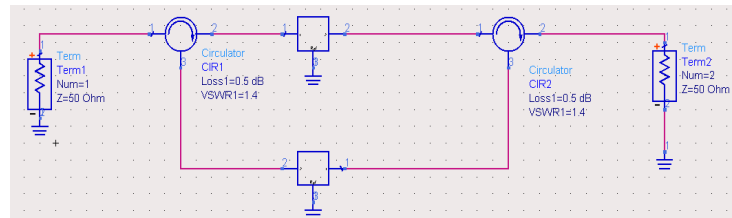


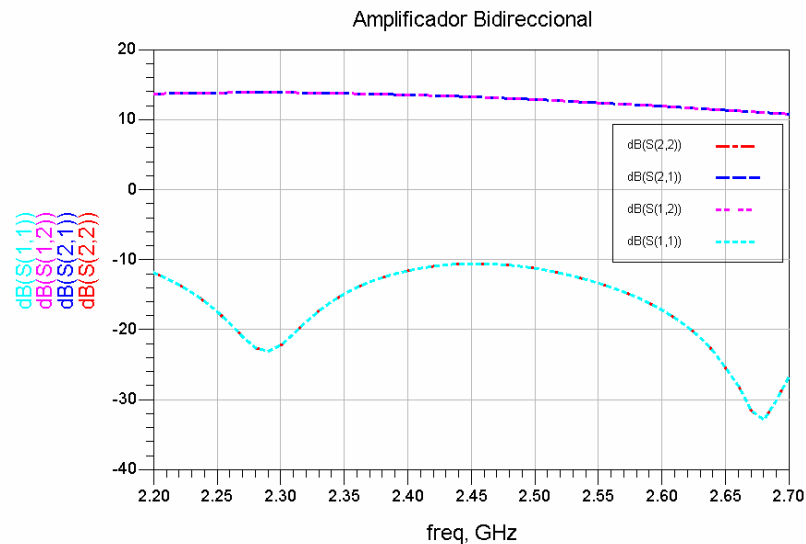
Figura 78. (a) Arreglo del amplificador bidireccional utilizando divisores Wilkinson. (b) Respuesta del amplificador bidireccional.

5. Amplificador bidireccional utilizando circuladores de RF

En el Apéndice 1 se muestra el comportamiento en frecuencia de un circulator de RF. El circulator de RF es un componente no recíproco y ofrece un buen aislamiento entre puertos (-43 dB), con pocas pérdidas por inserción (<-0.5 dB). Las desventajas de los circuladores son su ancho de banda pequeño y sobre todo su costo elevado. Los cuales aumentan el costo de los amplificadores bidireccionales. Cuando se desea aumentar el aislamiento, se emplean dos o más circuladores, aumentando aún más el costo del amplificador. En la figura 79a se muestra el diagrama esquemático en ADS de un amplificador bidireccional que utiliza dos circuladores de RF, y su respuesta en frecuencia se presenta en la figura 79b. En general se observa un buen comportamiento tanto en la ganancia (13.5 dB) como en el S_{11} y S_{22} (<-10dB) en el ancho de banda de 2.2 GHz a 2.7 GHz.



(a)

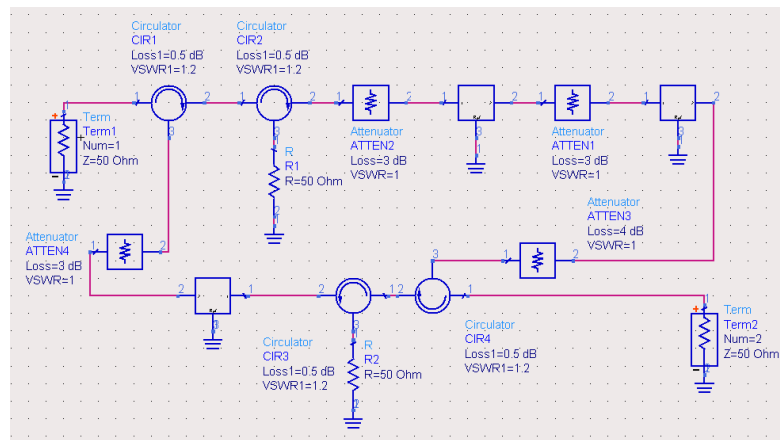


(b)

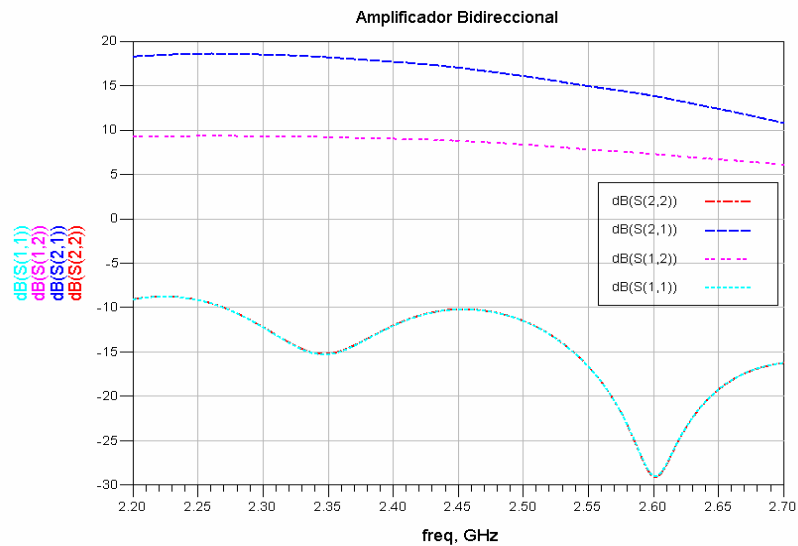
Figura 79. (a) Arreglo del amplificador bidireccional utilizando circuladores RF y (b) Respuesta en frecuencia del amplificador.

Sin embargo, el amplificador mostrado en la figura 79a no satisface los requerimientos de ganancia para utilizarse como repetidores.

Después de analizar varias alternativas, se propuso un nuevo diseño de un amplificador bidireccional que utiliza cuatro circuladores, cuatro atenuadores y 3 amplificadores. En la figura 80a se muestra el diagrama esquemático del diseño de un amplificador bidireccional y en la figura 80b se proporciona su comportamiento en el intervalo de frecuencias de 2.2 GHz a 2.7 GHz.



(a)



(b)

Figura 80. (a) Arreglo del amplificador bidireccional que utiliza cuatro circuladores de RF y (b) Respuesta en frecuencia del amplificador.

El amplificador bidireccional mostrado en la figura 80a tiene una ganancia de 17.5 dB en un sentido, y en el sentido opuesto es de 9 dB, con pérdidas por regreso menores a -10 dB,

lo cual es un valor aceptable. Cabe mencionar que al aumentar la ganancia en las trayectorias, las pérdidas por regreso se deterioran pudiendo llegar a la oscilación. Construir este amplificador resultaría costoso, ya que tiene características similares al amplificador bidireccional Full-Dúplex fabricado por la compañía Teletronics, modelo FA-T2410R2453-3 descrito en la introducción y cuyo costo es de \$4,708.75 Dlls, pero tiene la desventaja de utilizar dos rangos de frecuencia diferentes: transmite a la frecuencia de 2.41GHz con características ($FR=7\text{dB}$, $G=22\text{dB}$ y $P_{1\text{dB}}=3\text{ W}$) y recibe a la frecuencia de 2.453 GHz con características ($FR=4\text{dB}$, $G=10\text{ dB}$ y $P_{1\text{dB}}=20\text{mW}$). El amplificador consume una potencia de 48 Watts (12V, 4A), lo cual representa una desventaja adicional a la del costo tan elevado y a la contaminación electromagnética que provoca.

En la Tabla XII se muestran las ventajas y desventajas que presentaron los componentes de 3 puertos y su influencia en la implementación de los amplificadores bidireccionales diseñados. Se puede mencionar que es posible utilizar el amplificador bidireccional diseñado con cuatro o más circuladores para implementar el repetidor de RF conectándole una antena de cuatro parches en el puerto de entrada y otra antena similar en la salida. Al hacer esto, se tendría una ganancia total de 47.5 dB en un sentido y una ganancia de 39 dB en el otro. Con esto se podrían construir los repetidores para extender el alcance de la señal, sin embargo tendría un costo muy elevado (ver Apéndice 2).

Debido a que el repetidor de RF con amplificadores bidireccionales basado en circuladores es muy costoso, grande y pesado, se buscó una alternativa más adecuada para la implementación del repetidor de RF.

En función de los efectos presentados en los amplificadores bidireccionales estudiados, la poca viabilidad económica y con el fin de minimizar el tamaño del repetidor, se eligió la cuarta alternativa de diseño del repetidor activo presentado en la sección III.1.4 y llamado: Repetidor separado en inversa. Esta alternativa emplea dos antenas de dos parches con una ganancia de 10.5 dB cada una y dos amplificadores unidireccionales con ganancia de 31 dB, resultando una ganancia total del sistema de 52 dB en las dos direcciones. Esta alternativa es de bajo costo, pequeña, bajo consumo de energía y no contribuye a la contaminación electromagnética.

Tabla XII: Ventajas y desventajas de los acopladores utilizados en el diseño del amplificador bidireccional.

ACOPLADOR	VENTAJA	DESVENTAJA
Acoplador Híbrido (Branch-Line)	Económico. Pequeño. Se utilizan solo dos acopladores Pérdidas totales solo 6 dB	Aislamiento insuficiente (27 dB– 33 dB). Ganancia del amplificador baja=7.5 dB. Requiere etapas de amplificación adicionales
Arreglo de 3 acopladores Híbridos (Branch-Line)	Económico Mayor aislamiento (43 dB-48 dB)	Pérdidas del acoplador muy altas = 12 dB. Ganancia del amplificador muy baja=2dB. Requiere etapas de amplificación adicionales
Acopladores Rat-Race	Económico. Presenta pocas pérdidas (2-6 dB).	Aislamiento (<33 dB) Ganancia del amplificador baja =(6 dB – 7.5 dB)
Acopladores Direccionales	Económico Pequeño	Aislamiento insuficiente (-23dB). Ganancia del amplificador baja =5.6dB, Pérdidas por regreso =-0.5dB Susceptible de oscilar
Divisores Wilkinson	Económicos Pequeños Acoplamiento de impedancia adecuado < -10 dB	Aislamiento insuficiente (37 dB). Ganancia del amplificador baja=8 dB Sensible a cambios en sus dimensiones físicas.
Circuladores de RF	Alto aislamiento (>43 dB) Pérdidas por inserción pequeñas (0.2-0.5 dB) No degradan la ganancia del amplificador. Acoplamiento de impedancia del amplificador adecuado < -10 dB	Ganancia del amplificador baja=13.5 dB Un amplificador bidireccional utiliza más de cuatro circuladores Costo elevado (200–300DLS) cada aislador Tamaño grande Pesados

Ensamble y medición del repetidor activo de RF

En este capítulo se muestra el repetidor activo de RF propuesto ya ensamblado, así como también los componentes que lo conforman. Se presentan resultados del estudio de diferentes configuraciones en las cuales el repetidor separado en inversa puede ser colocado y los efectos que se presentan. Además, se muestra la influencia que las partes 1 y 2 del repetidor activo de RF tienen en los niveles de potencia recibidos en una PC y en un PA respectivamente. Finalmente, se presentan resultados de la prueba in situ colocando las dos partes del repetidor activo de RF en la posición más adecuada, logrando obtener resultados satisfactorios en los niveles de potencia recibidos.

IV.1 Ensamble del repetidor activo de RF

De las cuatro alternativas de diseño del repetidor activo estudiadas y descritas en la sección III.1, se eligió la cuarta alternativa presentada en la sección III.1.4 llamada: Repetidor separado en inversa. Esta alternativa es de bajo costo, pequeña, con bajo consumo de energía y no contribuye a la contaminación electromagnética. Este repetidor consiste de dos antenas de dos parches mostradas en la figura 42a las cuales dentro del ancho de banda de interés, tienen una ganancia entre 10 y 11.5 dB, de dos amplificadores unidireccionales de dos etapas dados en la figura 68 y los cuales tienen ganancias de 32.83 dB para el amplificador 1 y de 31.47 dB para el amplificador 2, resultando una ganancia total del sistema entre 51-53 dB y aislamientos entre -49 y -50 dB en las dos direcciones dentro del ancho de banda de 2.4 GHz a 2.5 GHz.

Las antenas se conectaron a los amplificadores (con los filtros integrados) utilizando adaptadores SMA macho-macho. Estas transiciones se colocaron de manera provisional para realizar la medición del repetidor activo de RF, aunque de manera práctica y más

económica, se recomienda conectar los amplificadores de dos etapas de manera directa a las antenas planares mediante un cable coaxial semirigido corto. Cada uno de los amplificadores de dos etapas se alimentó con dos baterías de 12 volts y el circuito regulador de voltaje dado en la figura 65b. En la figura 81a se muestra la parte 1 del repetidor activo de RF ensamblado y en la figura 81b la parte 2 del repetidor. La parte 1 del repetidor se emplea para elevar la potencia en el sentido del punto de acceso o ruteador (PA) a la computadora personal (PC), mientras que la parte 2 del repetidor para elevar la potencia de la PC al PA.

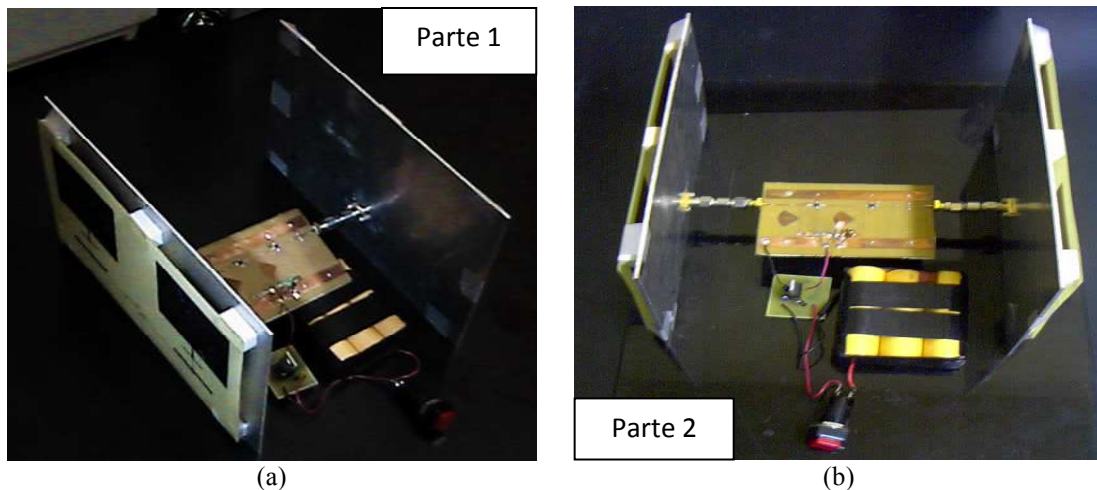


Figura 81. Repetidor activo de RF de partes independientes. (a) Repetidor (Parte 1) y (b) Repetidor (Parte 2).

IV.2 Medición del repetidor activo de RF de partes independientes

Los repetidores independientes (parte 1 y parte 2) diseñados y construidos presentados en la figura 81, se midieron empleando los diferentes esquemas propuestos siguientes:

1. Enlace directo entre dos antenas de cuatro parches a una distancia de dos metros
2. Medición introduciendo la parte 1 del repetidor en sentido directo
3. Medición introduciendo la parte 2 del repetidor en sentido inverso
4. Medición introduciendo ambos repetidores en configuración vertical normal
5. Medición introduciendo ambos repetidores en configuración vertical invertida
6. Medición introduciendo ambos repetidores en configuración lateral
7. Medición introduciendo ambos repetidores en configuración lateral desplazada

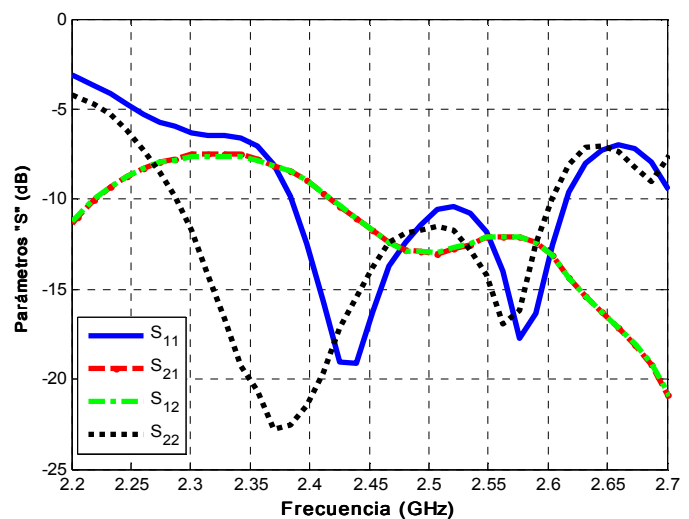
Antes de efectuar la medición del repetidor activo de RF, se realizó una calibración del analizador de redes vectorial HP8510C del tipo SOLT en un rango de frecuencias de 0.5 GHz a 6 GHz con 401 puntos y una potencia de entrada de -5dBm. Cabe mencionar que la potencia de -5dBm proporcionada por el sintetizador de frecuencias, se atenúa hasta -14.3 dBm debido a los componentes internos del equipo de prueba (Test-Set) y de los cables conformables (con longitud de un metro) utilizados para conectar las antenas de prueba. Enseguida se presentan los resultados de la medición de los repetidores colocados en las diferentes configuraciones propuestas.

1. Enlace directo entre dos antenas de cuatro parches a una distancia de dos metros

En la primera medición, se colocan y conectan al analizador de redes dos antenas planares de microcinta de cuatro parches utilizadas como sistema transmisor-receptor a una distancia de 2 metros como se puede apreciar en la figura 82a. Los parámetros de dispersión “S” obtenidos de la medición sin colocar ningún repetidor entre la trayectoria de las antenas, se muestran en la figura 82b. Se puede observar de esta figura, que el nivel de los parámetros S_{12} y S_{21} son iguales y que los parámetros S_{11} y S_{22} son menores a -10 dB en el rango de frecuencias de interés (2.4 GHz a 2.5 GHz).



(a)



(b)

Figura 82. Medición de dos antenas separadas una distancia de 2 metros sin la colocación de un repetidor (a) equipo y (b) resultados de la medición.

2. Medición introduciendo la parte 1 del repetidor en sentido directo

En esta configuración se colocó en el centro del enlace de microondas solamente la parte 1 del repetidor activo de RF en el sentido directo (S_{21}). Es decir que el repetidor se inserta en un punto medio (a una distancia de 1 metro) entre las dos antenas planares de microcinta de 4 parches como se muestra en la figura 83a. En la figura 83b se muestra la respuesta obtenida para esta configuración dentro del intervalo de frecuencias de 2.2 GHz a 2.7 GHz. Se puede observar que en este esquema el parámetro S_{21} se incrementó hasta aproximadamente 0 dB y es mayor que el parámetro S_{12} el cual se redujo hasta -25 dB.

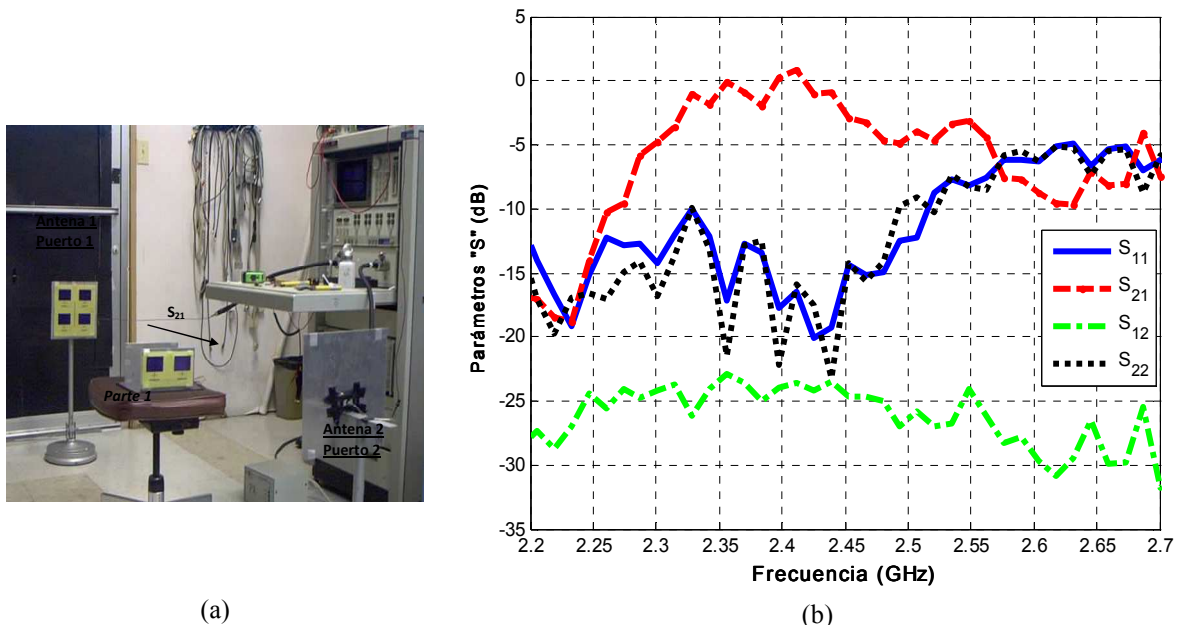


Figura 83. Enlace con la parte 1 del repetidor insertado en sentido directo (S_{21}): (a) Configuración y (b) respuesta medida de 2.2 GHz a 2.7 GHz.

3. Medición introduciendo la parte 2 del repetidor en sentido inverso

En esta configuración se colocó en el centro del enlace de microondas, a una distancia de 1 metro, solamente la parte 2 del repetidor activo de RF pero en el sentido inverso (S_{12}). En la figura 84 se muestra la respuesta obtenida para esta configuración dentro del intervalo de frecuencias de 2.2 GHz a 2.7 GHz. Se puede observar que en este esquema ocurre lo opuesto al esquema anterior, en donde se puede apreciar que el parámetro S_{12} se incrementó

hasta aproximadamente 0 dB y es mayor que el parámetro S_{21} el cual se redujo hasta -23 dB en el intervalo de frecuencias de interés (2.4 GHz a 2.5 GHz).

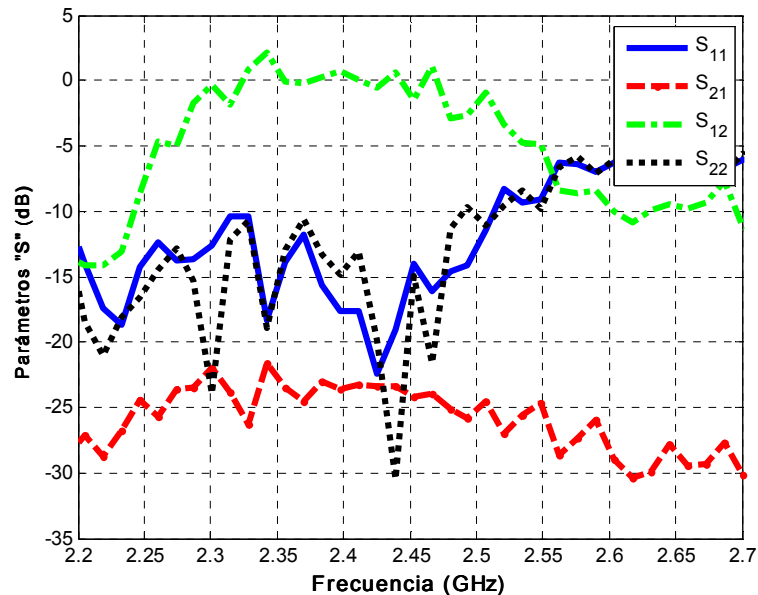


Figura 84. Respuesta medida del enlace con la parte 2 del repetidor insertado en sentido inverso (S_{12}).

Los resultados experimentales mostrados en las figuras 83b y 84 indican que el diseño del repetidor activo de RF mostrado en este trabajo de tesis, tiene una influencia muy importante en el incremento del nivel de la señal que se encuentra en la frecuencia de 2.4 GHz a 2.5 GHz. Es conveniente notar que las pérdidas por propagación que se presentan en los primeros metros son significativas, sin embargo al colocar el repetidor separado en partes independientes, el nivel de la señal tiende a incrementarse, lo cual indica que el repetidor diseñado y construido funciona de manera satisfactoria.

4. Medición introduciendo ambos repetidores en configuración vertical normal

Se estudió otra manera alternativa de colocar los repetidores llamada configuración vertical normal. En esta configuración, se insertan ambas partes del repetidor (parte 1 y parte 2), en el centro del enlace y colocados uno arriba del otro y dirigidos en sentido contrario, es decir uno en configuración directa (S_{21}) y el otro en inversa (S_{12}). En la figura 84a se muestra la

configuración vertical del repetidor de RF, y en la figura 85b se muestra la respuesta obtenida de la medición con dicha configuración.

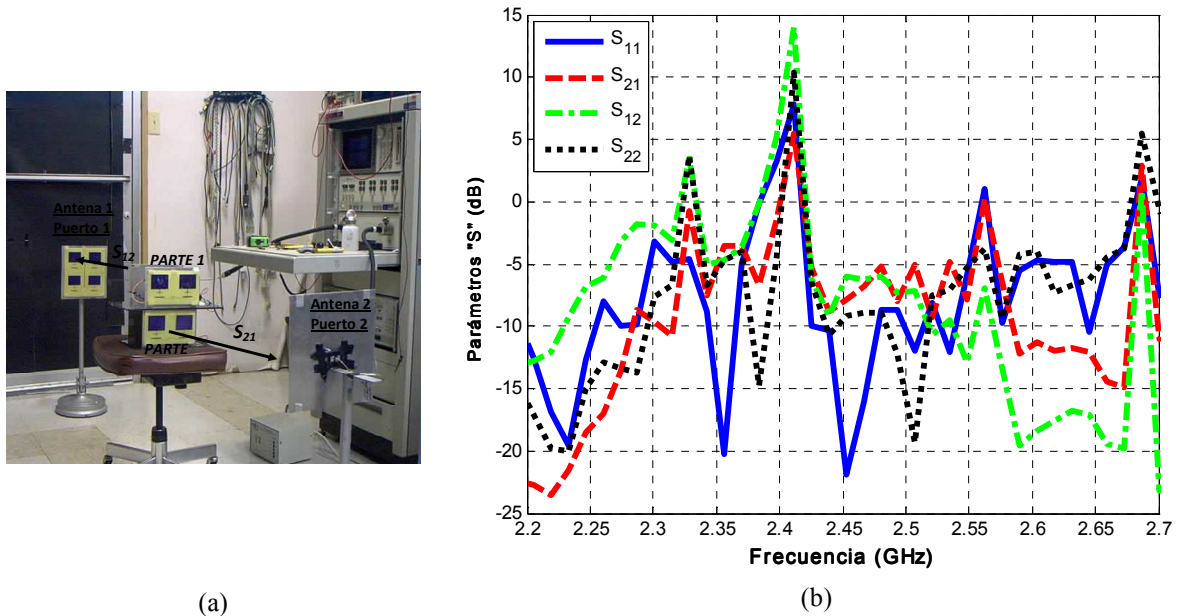


Figura 85. (a) Repetidor bidireccional en configuración vertical y (b) Respuesta de la medición.

La respuesta obtenida con la configuración vertical mostrada en la figura 85a no es satisfactoria, ya que se presentan problemas de retroalimentación debido a la cercanía entre las dos partes del repetidor activo de RF. Se puede apreciar que en algunas frecuencias se tienen valores de S_{11} y S_{22} mayores a 0 dB (magnitudes mayores que la unidad), lo cual indica que el sistema se encuentra oscilando por la retroalimentación y por el acoplamiento de los campos electromagnéticos de ambas antenas. Cabe mencionar que también se colocó una pared metálica de aluminio para aislar la parte 1 y la parte 2 del repetidor, sin embargo esto no tuvo un efecto significativo y continuaron apareciendo los efectos de retroalimentación en el repetidor de RF.

5. Medición introduciendo ambos repetidores en configuración vertical invertida

Se estudió una segunda configuración vertical, pero a diferencia de la configuración mostrada en la figura 85a, la parte 2 del repetidor se colocó de manera invertida respetando el mismo sentido de transmisión. En esta configuración las redes de doble stub de las antenas se encuentran cercanas. La respuesta obtenida utilizando la configuración vertical

invertida se muestra en la figura 86. Se puede observar de esta figura, que el repetidor es menos susceptible de oscilar ya que S_{11} y S_{22} son menores a 0 dB. Sin embargo, ésta configuración no es adecuada porque la ganancia se reduce debido a la retroalimentación y acoplamiento de las dos partes.

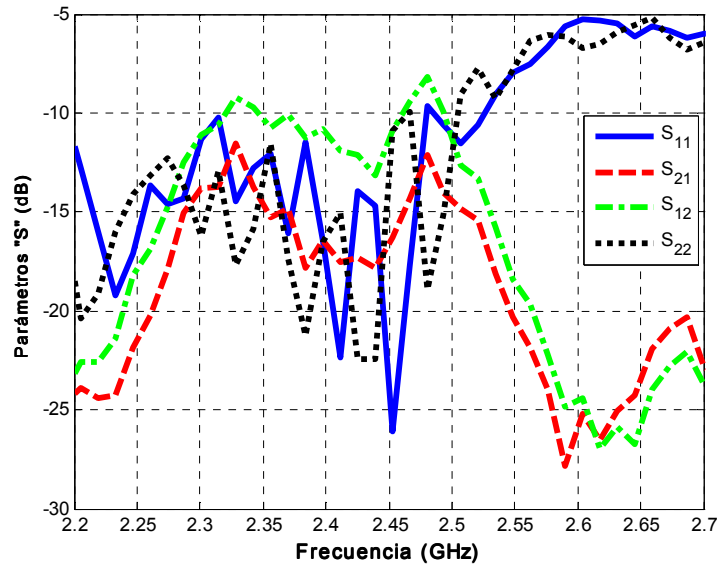


Figura 86. Respuesta del repetidor bidireccional en configuración vertical invertida.

6. Medición introduciendo ambos repetidores en configuración lateral

En esta configuración se colocan las dos partes del repetidor en el centro del enlace de manera lateral (parte 1 al lado de la parte 2) y en sentido contrario, como se puede apreciar en la figura 87a. En la figura 87b se muestra la respuesta de la configuración lateral presentada. Se puede apreciar que en algunas frecuencias se tienen valores de S_{11} y S_{22} mayores a 0 dB, indicando que el sistema puede oscilar debido a la retroalimentación y al acoplamiento de los campos electromagnéticos de ambas antenas. Es importante mencionar que el patrón de radiación que presentan las antenas planares de dos parches es amplio, generando una interacción entre la radiación que emite la parte 1 con la parte 2 del repetidor de RF. Además, debido a la cercanía que existe entre las antenas, la interacción de

los campos electromagnéticos es más fuerte, distorsionando la respuesta del repetidor de RF. Se puede mencionar que la respuesta de esta configuración lateral no es satisfactoria.

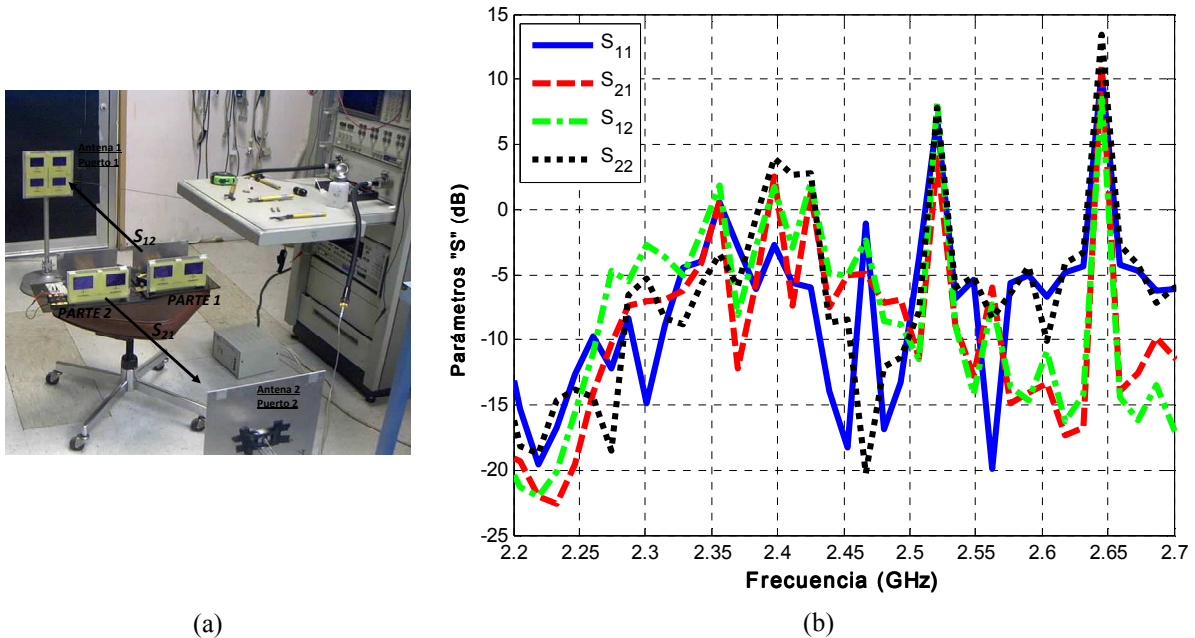


Figura 87. Repetidor bidireccional en configuración lateral. (a) equipo repetidor y (b) respuesta.

7. Medición introduciendo ambos repetidores en configuración lateral desplazada

Se implementó otra configuración independiente a la cual se le llamó configuración lateral desplazada, la cual consiste en colocar la parte 1 al lado de la parte 2, de manera similar a la mostrada en la figura 87, pero desplazada como se muestra en la figura 88a. En esta configuración se busca evitar o minimizar los efectos de retroalimentación entre las dos partes que conforman el repetidor de RF. La respuesta obtenida para la configuración lateral desplazada se muestra en la figura 88b.

Se puede observar que la respuesta del repetidor de RF en la configuración lateral desplazada mostrada en la figura 88b si es satisfactoria, ya que al estar desplazadas ambas partes del repetidor, éstas dejan de acoplarse eliminando o reduciendo los efectos de retroalimentación que pueden causar oscilaciones parásitas. Entre más grande sea el desplazamiento de las dos partes, menor será la influencia entre ambas partes y se tendrá una mejor respuesta.

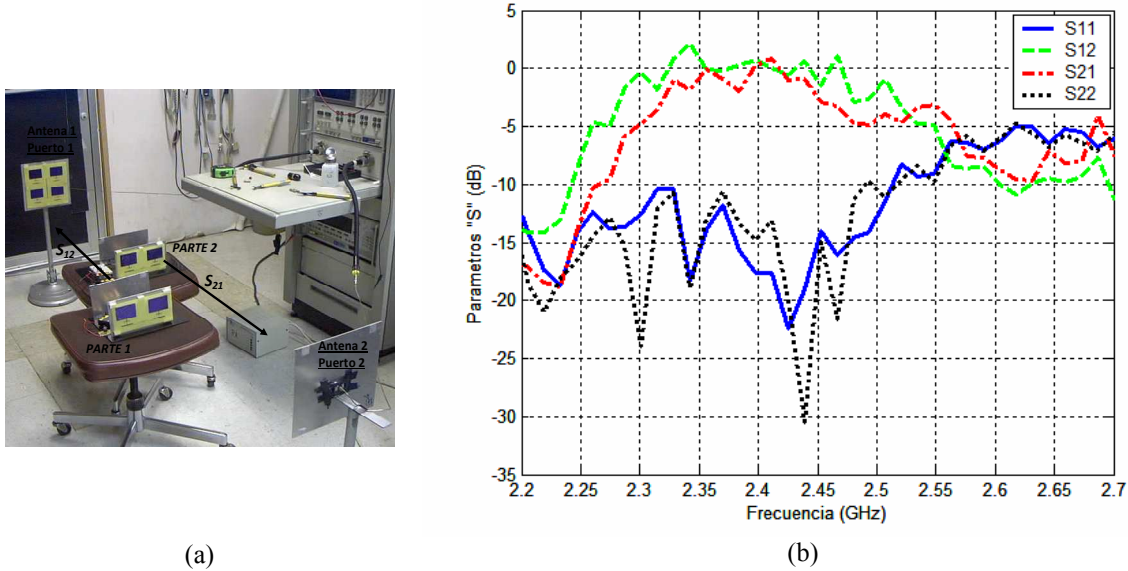


Figura 88. (a) Repetidor de RF en configuración lateral desplazada. (b) Respuesta de la medición.

En la figura 89 se compara la respuesta de la medición directa (sin repetidor), con la respuesta insertando el repetidor lateral desplazado que se muestra en la figura 88a. Se puede apreciar que se cumplen las características de un repetidor bidireccional, ya que el nivel de la señal se eleva en las dos direcciones S_{21} y S_{12} al insertar el repetidor.

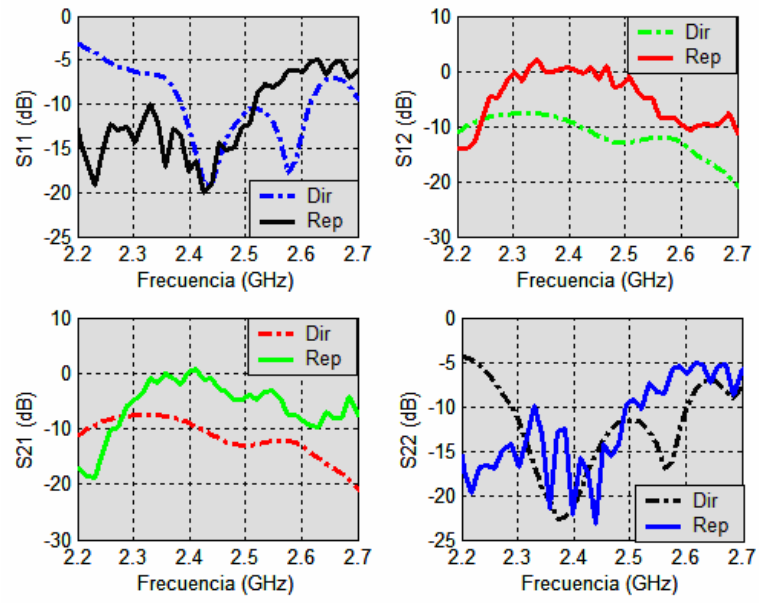


Figura 89. Comparación de la medición directa (Dir) e insertando el repetidor bidireccional lateral desplazado (Rep).

IV.3. Sensitividad del receptor

Con la finalidad de conocer el nivel mínimo que los repetidores pueden recibir, se determina el nivel mínimo detectable de los amplificadores. El nivel mínimo detectable NMD se define como el nivel 3dB superior al ruido de piso [Medina Monroy J.L., 2007b] y se da por:

$$NMD = 3dB + 10\log(KTB) \quad (73)$$

donde: el ruido de piso se da por KTB , k es la constante de Boltzmann ($1.38 \times 10^{-23} \text{ J} \cdot \text{k}^{-1}$), T es la temperatura de operación ($290 \text{ }^\circ\text{K}$) y B es el ancho de banda de operación.

Considerando un ancho de banda efectivo de 200 MHz para cada parte del repetidor, se obtiene que el nivel mínimo detectable será $NMD = -90.967 \text{ dBm}$.

Una manera alternativa de estimar la sensitividad del repetidor activo de RF, en función de la figura de ruido del receptor, es mediante el cálculo del nivel equivalente de ruido NER [Medina Monroy J.L., 2007b] dado por:

$$NER(\text{dBm}) = F_r - 114 + 10\log(B) \quad (74)$$

donde: F_r es la figura de ruido del receptor (dB) y B es el ancho de banda en MHz.

La figura de ruido de los amplificadores es de 3 dB, mientras que los receptores completos tienen una figura de ruido de 5.5 dB. En la Tabla XIII se muestra la sensitividad para diferentes figuras de ruido F_r y considerando anchos de banda de 100 MHz y 200 MHz. Se puede apreciar que la sensitividad o el NER del receptor es de -85.47 dBm para 200 MHz.

Tabla XIII. Sensitividad del repetidor activo de RF.

F_r (dB)	Sensitividad (dBm)	
	B 100 MHz	B 200 MHz
1	-92.97	-89.97
2	-91.97	-88.97
3	-90.97	-87.97
4	-89.97	-86.97
5	-88.97	-85.97
5.5	-88.47	-85.47

IV.4 Medición de los niveles de potencia utilizando el repetidor activo.

En esta sección se realizan dos experimentos para medir la señal recibida cuando se inserta el repetidor diseñado y construido: En el primero se utiliza equipo de laboratorio, mientras que en el segundo se efectúa una medición in-situ de un punto de acceso.

En el primer experimento se utiliza el equipo mostrado en la figura 90a, el cual emplea como transmisor un sintetizador de frecuencia HP83620 sintonizado a la frecuencia de 2.45 GHz con un nivel de +10 dBm, el cual se conecta a una de las antenas de cuatro parches diseñadas y construidas. Para poder observar como el nivel de la señal de RF a la frecuencia de 2.45 GHz se va atenuando con la distancia, se utiliza un receptor que consiste de otra antena de cuatro parches conectada a un analizador de espectros Rhode & Schwarz FSP, que cubre de 9 KHz hasta 40 GHz. Se midieron los niveles de potencia emitidos por el transmisor en función de la distancia entre el transmisor y el receptor, la cual fue de 1 a 30 metros. De esta medición, se observó que el nivel recibido disminuía entre 5 y 6 dB cada que se duplicaba la distancia, sin embargo se notó que en algunos puntos el nivel casi se mantenía constante. Esto último se atribuye a reflexiones múltiples en el pasillo donde se hizo la medición. Para cada distancia, se midió el nivel de señal recibido directamente (sin el repetidor) e insertando el repetidor a las distancias de 1 metro y medio metro del analizador de espectros. En la figura 90b se muestran los niveles recibidos en el analizador de espectros en función de la distancia.



(a)

Distancia (metros)	Potencia recibida sin repetidor (dBm)	Distancia repetidor-PC (metros)	Potencia recibida con repetidor (dBm)
10	-17.5	1	-4.9
10	-17.5	0.5	-0.2
20	-17.4	0.5	-0.1
30	-21.7	0.5	-0.3

(b)

Figura 90. Medición de los niveles de potencia recibidos en función de la distancia, a la frecuencia de 2.45 GHz.

Se puede observar en la figura 90b a la distancia de 10 metros, que el nivel recibido sin repetidor fue de -17.5 dBm. Cuando se insertó el repetidor a una distancia de un metro del receptor (Analizador de espectros) el nivel se incrementó a -4.9 dBm y cuando se acercó a una distancia de 0.5 metros el nivel aumentó a -0.2 dBm. Este efecto se debe a que las pérdidas por propagación entre el repetidor y el analizador de espectro disminuyen cuando la distancia entre ellos se reduce. También se puede notar que cuando la distancia es mayor (30 metros) la diferencia entre el nivel sin repetidor y el nivel con el repetidor insertado aumenta a 21.4 dB, lo cual demuestra que el repetidor refuerza el nivel de la señal.

El siguiente experimento consistió en efectuar la medición in - situ de una señal emitida por un punto de acceso dentro del intervalo de frecuencias de 2.4 a 2.5 GHz. Es importante mencionar que la señal transmitida por un punto de acceso PA, envía ráfagas de paquetes de información a una computadora personal PC. Debido a que normalmente los paquetes tienen un tamaño pequeño, los niveles de potencia solo pueden visualizarse en un analizador de espectros sensitivo en periodos de tiempo cortos. En este experimento, se colocó el analizador de espectros conectado a una antena de cuatro parches a una distancia de 30 metros de un PA y de un sintetizador transmitiendo una señal de 2.45 GHz. En la figura 91a se muestra la respuesta recibida en el analizador de espectros, donde solamente aparece la señal transmitida por el sintetizador. Al insertar el repetidor a una distancia de 0.5 metros del analizador de espectros, se observaron en la figura 91b, algunas ráfagas de potencia emitidas por el punto de acceso, que no era posible detectarlas sin repetidor.

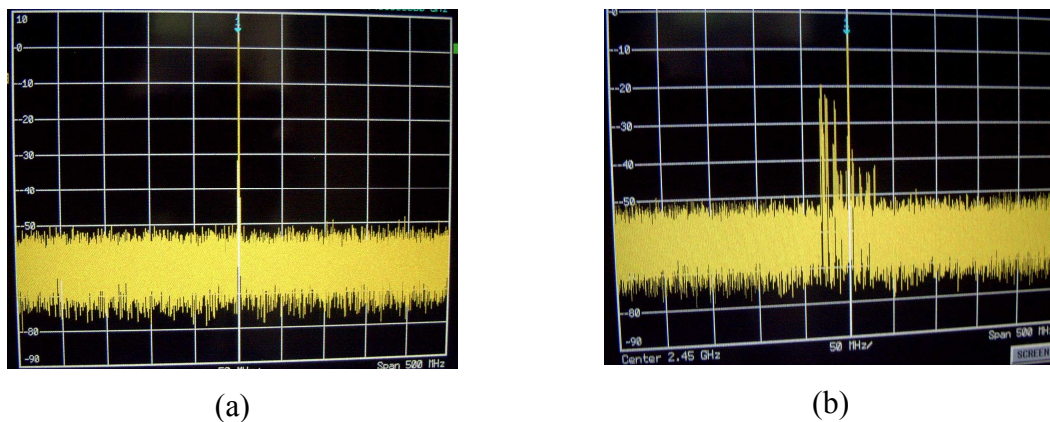


Figura 91. Nivel de potencia recibido en el analizador de espectros (a) sin el repetidor y (b) con el repetidor de RF.

Al observar los niveles de potencia que se reciben en el analizador de espectros utilizando el repetidor activo de RF, se demuestra que el repetidor tiene una influencia muy importante, por lo cual se reafirma su funcionamiento correcto.

Se efectuó una prueba adicional in-situ para poder observar la influencia que tiene el repetidor bidireccional lateral desplazado, sobre los niveles de potencia que se reciben de una PC con WiFi. En este experimento se colocó el analizador de espectros a un lado de una PC, la cual se encontraba transmitiendo y recibiendo datos (videoconferencia) de manera continua, como se muestra en la figura 92. Al medir el nivel de la señal que se estaba recibiendo en el analizador de espectros, se pudieron percibir ráfagas de potencia esporádicas demasiado pequeñas dentro del rango de frecuencia de 2.4 GHz a 2.5 GHz, como se puede apreciar en la figura 93a.



Figura 92. Configuración del experimento para medir los niveles de potencia emitidos por un PA y una PC.

Al insertar la parte 1 del repetidor bidireccional a una distancia de 1 metro del PA, y la parte 2 a 0.5 metros de la PC, se observaron ráfagas de potencia con niveles más elevados, que sin el repetidor no era posible como se muestra en la figura 93b. Con estos experimentos se demuestra que el repetidor bidireccional diseñado y construido colocado en la configuración lateral desplazada, eleva el nivel de la señal recibida, cumpliendo satisfactoriamente con los objetivos de este trabajo de tesis.

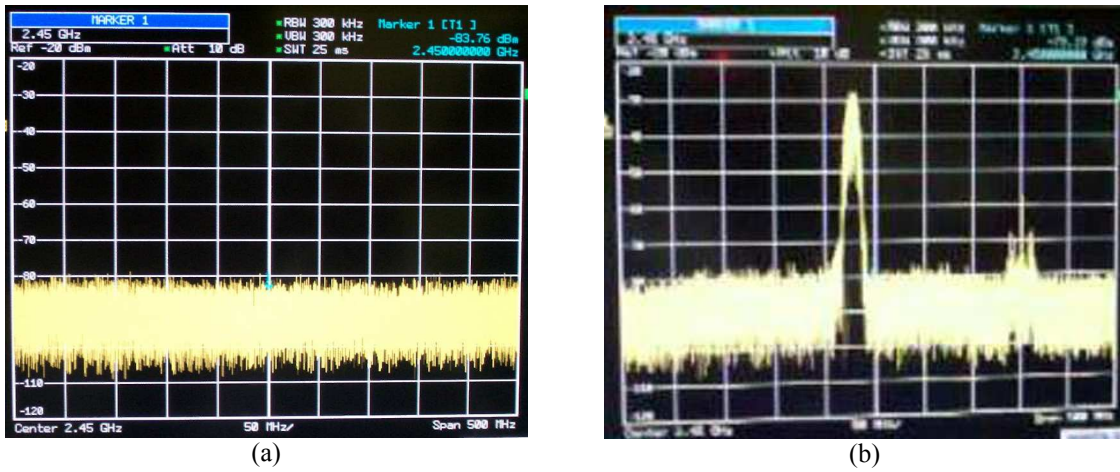


Figura 93. Niveles de potencia de un enlace entre un PA y una PC en la banda de 2.4 GHz a 2.5 GHz:
 (a) directo sin repetidor y (b) con el repetidor bidireccional lateral desplazado.

Capítulo V

Conclusiones

En este trabajo de tesis se propone una metodología de diseño de repetidores activos bidireccionales de RF y microondas, con aplicación para el estándar 802.11 b/g para WiFi que operan en el intervalo de frecuencias de 2.4 GHz a 2.5 GHz.

Dentro de la metodología de diseño, se proponen y analizan cuatro alternativas de diseño de repetidores activos bidireccionales, entre las cuales se seleccionó la configuración lateral desplazada, que consiste de dos partes independientes para formar el repetidor bidireccional y que proporciona un comportamiento satisfactorio.

Para el diseño, se tomaron en cuenta factores como: Comportamiento del repetidor, factibilidad de diseño, tamaño reducido y bajo costo de los componentes que conforman el repetidor activo de RF. Se pudieron observar algunas limitantes que presentan los componentes y dispositivos que conforman las alternativas de diseño del repetidor activo RF.

Se analizó la alternativa de utilizar amplificadores bidireccionales para el desarrollo del repetidor. Asimismo, se proponen varias configuraciones de amplificador bidireccional empleando componentes de tres puertos de los tipos: acopladores híbridos, acopladores direccionales, divisores tipo Wilkinson y circuladores de RF. Los amplificadores bidireccionales y los componentes de tres puertos se diseñaron y analizaron en el programa de análisis electromagnético (ADS-Momentum), observándose una ganancia limitada y efectos de retroalimentación en la mayoría de ellos. Se observó que los efectos de retroalimentación se reducen cuando se aumenta el aislamiento entre puertos de los acopladores. Se propone una configuración basada en circuladores, amplificadores y atenuadores mediante la cual se logró un comportamiento aceptable, pero con un costo muy elevado, razón por la cual se optó por realizar los repetidores separados.

Se estableció una metodología de diseño de antenas planares de microcinta, la cual se aplicó en el diseño de antenas planares de 2 y 4 parches para la banda de 2.4 GHz a 2.5 GHz. Se realizó en MATLAB una rutina basada en la metodología de diseño, que entrega las dimensiones de los parches de las antenas, así como también las dimensiones de la red de doble stub que se utilizan para acoplar la impedancia de las antenas. Se propuso una modificación en la red de doble stub, insertando una discontinuidad (Gap), la cual contribuye a realizar el acoplamiento de la antena de manera más fácil, eficiente, con mayor ancho de banda y menos sensible a cambios en las dimensiones. Se diseñaron, construyeron y midieron cuatro antenas planares de 2 parches y dos antenas de 4 parches, sobre el sustrato FR-4 suspendido, logrando cumplir con las especificaciones de acoplamiento y ganancia requeridos dentro de la banda de frecuencias de 2.4 GHz a 2.5 GHz. Se obtuvieron ganancias de 10.5 dB para las antenas de 2 parches y de 14.5 para la de 4 parches, con anchos de banda entre 300 y 400 MHz.

Se diseñaron y construyeron dos bases de prueba para caracterizar un filtro cerámico pasabanda de bajo costo, el cual se midió mostrando pérdidas por inserción y VSWR adecuados dentro en la banda de interés de 2.4 GHz a 2.5 GHz, así como atenuaciones en la banda de rechazo satisfactorias.

Se diseñaron y construyeron dos amplificadores unidireccionales de dos etapas empleando filtros pasabanda y amplificadores monolíticos encapsulados de bajo costo, obteniéndose una ganancia de 32 dB, con pérdidas por regreso menores a -10 dB y aislamiento menor a -25 dB dentro del ancho de banda de 2.4 GHz a 2.5 GHz, lo cual satisface ampliamente los requerimientos para utilizarse en los repetidores.

Con las antenas y amplificadores desarrollados, se integraron dos repetidores independientes colocados en configuración lateral desplazada, mismos que se caracterizaron tanto en el laboratorio como haciendo pruebas in-situ, cuyos resultados mostraron que satisfacen los objetivos al elevar el nivel de las señales transmitidas y recibidas en un enlace de microondas entre un PA y una PC.

APORTACIONES EN ESTE TRABAJO DE TESIS

Las aportaciones más relevantes en este trabajo de tesis:

- Se presento una metodología de diseño de repetidores activos de RF, en donde se lograron resultados satisfactorios.
- Se propuso una configuración de amplificador bidireccional tipo Full-Dúplex basada en circuladores, atenuadores y amplificadores que puede competir con los amplificadores comerciales de este tipo, ya que este no utiliza filtros y es completamente Full – Dúplex. Sin embargo sus costos son elevados.
- Se determinó que el aislamiento entre puertos de los acopladores y circuladores es de suma importancia para su aplicación en Amplificadores bidireccionales, ya que con alto aislamiento se logran ganancias mayores y se minimizan los efectos de retroalimentación.
- Se propuso una modificación en la red de acoplamiento de las antenas insertando una separación (GAP) en las redes de acoplamiento de doble stub, la cual contribuye a realizar el acoplamiento de la antena de manera más fácil, eficiente, con mayor ancho de banda y menos sensible a cambios en las dimensiones.
- Se desarrollaron 4 antenas de 2 parches con ganancias entre 10.5 dB y 11 dB con acoplamiento satisfactorio y anchos de banda entre 300 MHz y 400 MHz. Asimismo, se desarrollaron 2 antenas de 4 parches con ganancias de 14.5 dB y anchos de banda de 300 MHz. El ancho de banda conseguido representa un gran logro.
- Se desarrollaron dos amplificadores unidireccionales con ganancias entre 31.5dB y 32.8 dB y buen acoplamiento en el ancho de banda de 2.4 GHz a 2.5 GHz.
- Se estableció una configuración de repetidor activo bidireccional de partes independientes, las cuales se colocan de manera separada en la trayectoria del enlace, cercanos tanto al PA como a la PC. Esta configuración demostró que funciona como repetidor bidireccional al elevar los niveles de la señal en ambas direcciones, cumpliendo así con los objetivos de este trabajo de tesis. Este repetidor tiene la ventaja de consumir poca energía ya que es de bajo ruido y baja potencia, lo cual ayuda a minimizar la contaminación electromagnética.

RECOMENDACIONES

- Se recomienda utilizar cable coaxial para la interconexión entre los amplificadores unidireccionales y las antenas planares, evitando los adaptadores SMA macho-macho utilizados para ensamblar el repetidor activo de RF y disminuir el costo del repetidor.
- Se recomienda diseñar amplificadores unidireccionales con una mayor ganancia (3 etapas), ya que esto puede ayudar a mejorar aún más la eficiencia del repetidor activo de RF, evitando el empleo de amplificadores de potencia, los cuales contribuyen a la contaminación electromagnética en el medio.
- Se recomienda Ampliar el estudio en amplificadores bidireccionales, ya que son dispositivos que tienen importantes aplicaciones en los sistemas de comunicaciones inalámbricas, y ayudan a que la transmisión y recepción simultánea de información sea más eficiente.
- Se recomienda usar filtros pasabanda mas selectivos, ya que esto ayuda a proteger los componentes del repetidor como es el caso de los amplificadores monolíticos, los cuales tienen una potencia de entrada limitada, y pueden ser dañados por niveles de potencia de otras frecuencias no deseadas.

REFERENCIAS

- Antti V. Rainasen, Arto Lehto.2003. “Radio Engineering for Wireless communication and sensor application”. Artech House, 416 pp
- Balanis Constantine A. 1997.” Antenna theory, analysis and design” Edit. John Wiley & Sons,Inc., Segunda edición, 459 pp
- Balanis Constantine A.1997.”Antenna theory analysis and design”. John Wiley & sons,Inc., Segunda edición, 959 pp.
- Buenrostro Rocha S., 2007, “Metodología para el diseño y construcción de antenas de microcinta en la banda WiMAX a 3.5 GHz”, Tesis de maestría CITEDI – CICESE, 145 pp.
- Cardama A., L., Jofre R., Rius J.M., Romeu J., Blanch S., Ferrando B. 2002, “Antenas”, Ediciones UPC, segunda edición, 460 pp.
- Dakeya Yujiro, "Chip multilayer antenna", MTT-S 2000, pp 1693 – 1696.
- Fooks E.H, R.A Zakarevicius.1990. “Microwave Engineering Using Microstrip Circuits”. Prentice Hall, 350 pp.
- Flores Cuadras J. R. 2006, “Diseño y construcción de una antena planar activa para el estándar 802.11a en la banda superior de la U-NII”, Tesis de maestría, CICESE, 141 pp.
- Grebennikov A. 2008. Artículo de la revista: “High Frequency Electronics”. Power combiners, impedance transformers and directional couplers: part II january. 42 p.
- Grebennikov A. 2008. Artículo de la revista: “High Frecuency Electronics”. Power combiners, impedance transformers and directional couplers: part III february. 48 p.
- Hammerstad E., O. Jensen, 1980, Accurate Models for Microstrip Computer Aided Design. IEEE Microwave Symposium Digest, .407-409 p.
- Jerry C. Whitaker. 2002. "The RF Transmission System HandBook", CRC Press, 466 pp.
- Kirschning M, Jansen R., 1982 “Accurate model for effective dielectric constant of microstrip with validity up to millimetre-wave frequencies”Electron Letters, 18 (3) 272-273.

- Kin-Lu Wong. 2003. “Planar antennas for wireless communications”, John Wiley & Sons, Inc, 314 pp.
- Kumar Girish, K.P. Ray. 2003. “BroadBand Microstrip Antennas”. Artech House, 432 pp.
- Liao Y. Samuel, 1980. “Microwave Devices and Circuits”, Prentice Hall, 530 pp.
- Liong Yeo Chin. Octubre 2000. Tesis: “Active microstrip array antennas”.
- Matthew N.O. Sadiku, Ph.D. 2001. “Numerical Techniques in electromagnetics”. CR press, Segunda edición, 750 pp.
- Macom Company. 2008. “RF directional couplers and 3 hybrids overview”. Application notes, 10 pp.
- Medina Monroy JL, E. Díaz, J. Olvera Cervantes, R. Chávez, A. Velázquez. 2008. “Análisis y comparación de metodologías para determinar experimentalmente la ganancia de antenas de de RF y microondas”, CENAM simposio de metrología 22 al 24 de octubre, 6 pp.
- Medina Monroy J.L., 2007a, “Caracterización de dispositivos y componentes de microondas”, Notas de curso de Maestría CICESE, 159 pp.
- Medina Monroy J.L., 2007b, “Tópicos selectos en sistemas receptores y transmisores de microondas”, Notas de curso de Maestría CICESE, 113 pp.
- Milligan Thomas A. 2005. “Modern antenna design” John Wiley & Sons, Inc., 633 pp
- Matthael George L., Leo Young, E.M.T Jones. 1980. “Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures”. Artech House.Inc., 558 pp
- Outmesguine Mike. 2004. “WiFi Toys” Wiley publishing, Inc, 409 pp
- P. Bhartia, Ramesh Garg, Inder Bahl. 2001. “Microstrip Antenna Design HandBook” Artech House, Inc., 434 pp.
- P. Bhartia, K.V.S. Rao. 1991. “Milimeter-Wave Microstrip and Printed Circuit Antennas”. Artech House,Inc. 318 pp.

- Pozar David M. 1998. "Microwave Engineering". John Wiley & Sons, Inc. Segunda edición, 736 pp
- Pozar David M. "Microstrip antennas" Fellow, IEEE. Proceedings of the IEEE,8 (1) 1-4
- Pozar David M. 1998. "Microwave Engineering". John Wiley & sons,Inc., segunda edición, 736 pp.
- Rajesh M., Inder B., Prakash B. 1999. "RF and microwave coupler-line circuits". Artech House, 552 pp.
- Sainati Robert A. 1997."CAD of microstrip antennas for wireless applications". Artech house, 259 pp
- Wheeler H. A. 1977. "Transmission-line properties of a strip on a dielectric sheet on a plane", IEEE Tran. Microwave Theory Tech., vol. MTT-25, pp. 631-647.
- Windlin, M. 2005, "Microstrip patch antenna at 10.5 GHz for automobile obstacle detection", EPFL-CICESE, Tesis de maestría, 96 pp.

APENDICE 1

COMPONENTES ACOPLADORES DE TRES PUERTOS

En este apéndice se presentan los componentes de tres puertos diseñados y optimizados que se utilizan para integrar un amplificador bidireccional. Los componentes que se diseñaron y optimizaron son:

A.1.1 Acoplador híbrido tipo Branch-Line

A.1.2 Acoplador híbrido tipo Rat-Race

A.1.3 Acoplador Direccional

A.1.4 Divisor de potencia tipo Wilkinson

A.1.5 Circulador de RF

Además, se muestra el comportamiento mostrando la respuesta en frecuencia de cada uno de los componentes de tres puertos diseñados. Es conveniente mencionar que para poder utilizar estos componentes en un amplificador bidireccional, el parámetro más importante es el aislamiento entre puertos, el cual puede variar desde 15 dB y hasta aproximadamente 50 dB. Entre más grande sea el aislamiento y más pequeñas las pérdidas por inserción, se tendrá un mejor desempeño del amplificador bidireccional.

A.1.1 Acoplador híbrido tipo Branch-Line

Este tipo de acoplador se presenta en la figura A1, y se diseñó para operar en el rango de frecuencias de 2.4 GHz a 2.5 GHz empleando el programa ADS-Momentum. El sustrato que se utilizó para el diseño de los diferentes acopladores y divisores descritos en este apéndice es: tipo DUROID 6006 con una constante dieléctrica de $\epsilon_r = 6.15$, un espesor $h = 0.635$ mm y pérdidas tangenciales de $\tan\delta = 0.002$. Las dos líneas horizontales son de 35.35Ω , mientras que las verticales son de 50Ω , ambos con una longitud de un cuarto de onda ($\lambda/4$). Para calcular las dimensiones del acoplador, se realizó un proceso de síntesis de microcinta, mediante el programa LineCal de ADS, y se determinaron las dimensiones W y L a la frecuencia de 2.45 GHz siguientes:

Líneas de 50Ω (W = 0.9131 mm y L = 14.62 mm)

Líneas de 35.35Ω (W = 1.62 mm y L = 14.18 mm)

Posteriormente se realiza un análisis electromagnético con el software Momentum, para lo cual se introducen las dimensiones del acoplador tipo Branch-Line diseñado. Empleando el programa Momentum se realiza un análisis y una optimización del acoplador para mejorar su respuesta. En la figura A2 se muestra el comportamiento del acoplador Branch-Line diseñado dentro de la banda de 2.2 GHz a 2.7 GHz. Se puede observar que el aislamiento entre los puertos 2 y 3 (S_{32}) es menor a -30 dB y tiene pérdidas por inserción S_{21} y S_{31} de aproximadamente 3 dB de 2.4 GHz a 2.5 GHz.

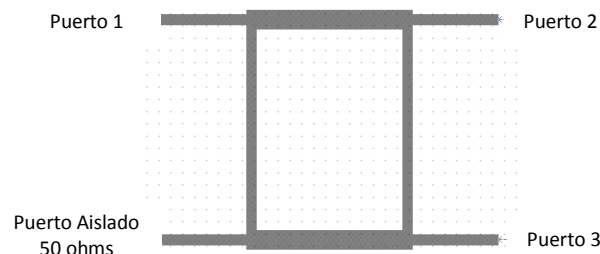


Figura A1. Acoplador híbrido tipo Branch- Line

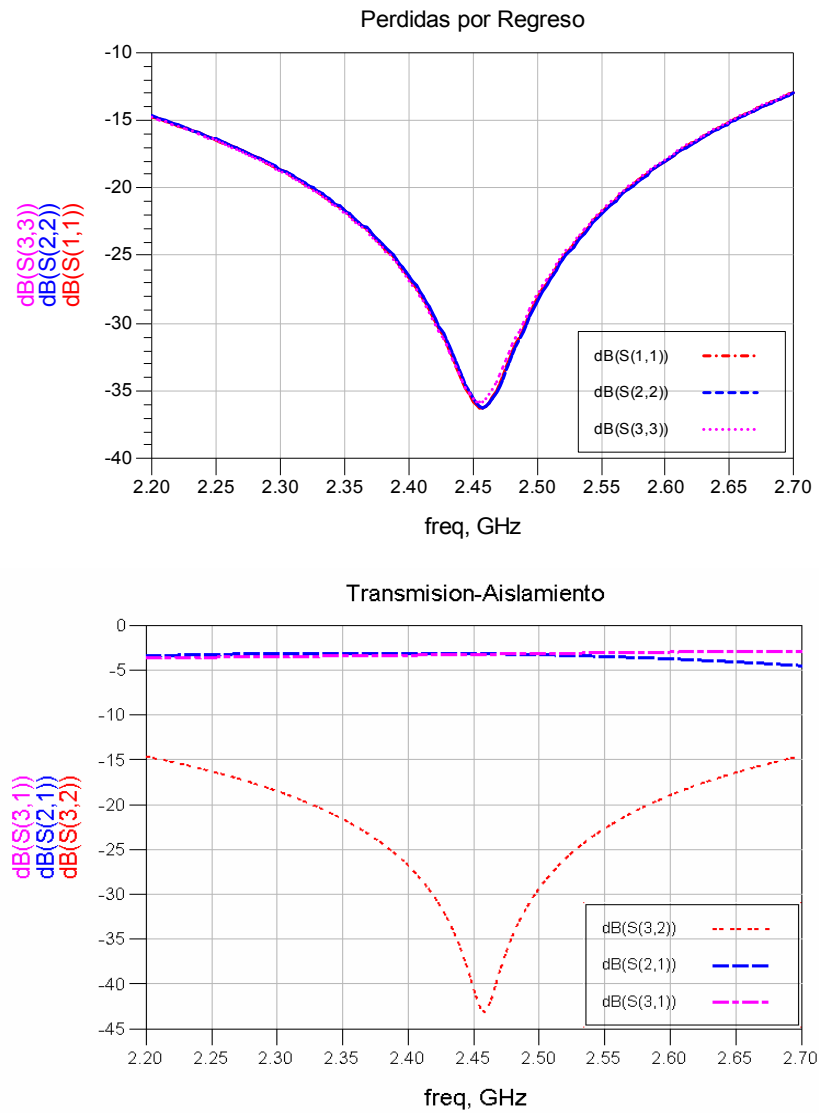


Figura A2. Comportamiento del acoplador Branch-Line de 2.2GHz a 2.7 GHz.

A.1.2 Acoplador híbrido tipo Rat-Race

Este tipo de acoplador es similar al Branch Line. Se diseñó un acoplador Rat -Race para el mismo sustrato utilizado en el diseño del Branch Line. En la figura A3 se muestra el layout del acoplador Rat- Race. El ancho y largo de las líneas de 50Ω es: $W= 0.9 \text{ mm}$ y $L= 5 \text{ mm}$. El ancho del anillo del acoplador de 70.71Ω calculado fue: $W=0.44 \text{ mm}$ mientras que el optimizado haciendo un análisis electromagnético es: $W= 0.5 \text{ mm}$. La separación entre los puertos 1, 2, 3 y 4 es de $\lambda/4$, mientras que la separación entre el puerto 1 y el 4 es de $3\lambda/4$, donde el puerto 3 corresponde al puerto aislado. En la figura A4 se muestra la respuesta en frecuencia del acoplador tipo rat-race diseñado. Se puede observar que las salidas no son simétricas como en el Branch Line, sin embargo tiene un mejor aislamiento de 32 dB dentro de la banda de 2.4 GHz a 2.5 GHz

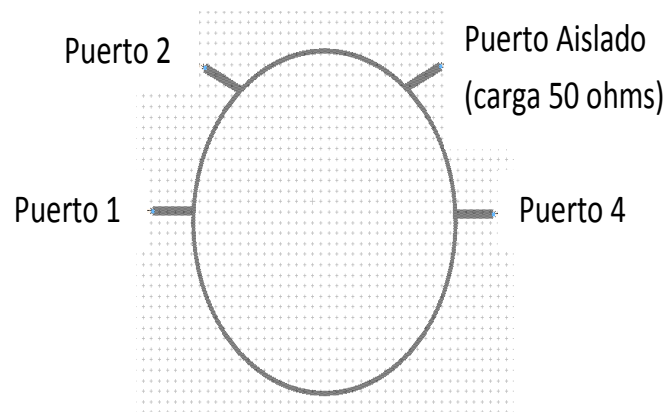


Figura A3. Layout del acoplador Rat- Race.

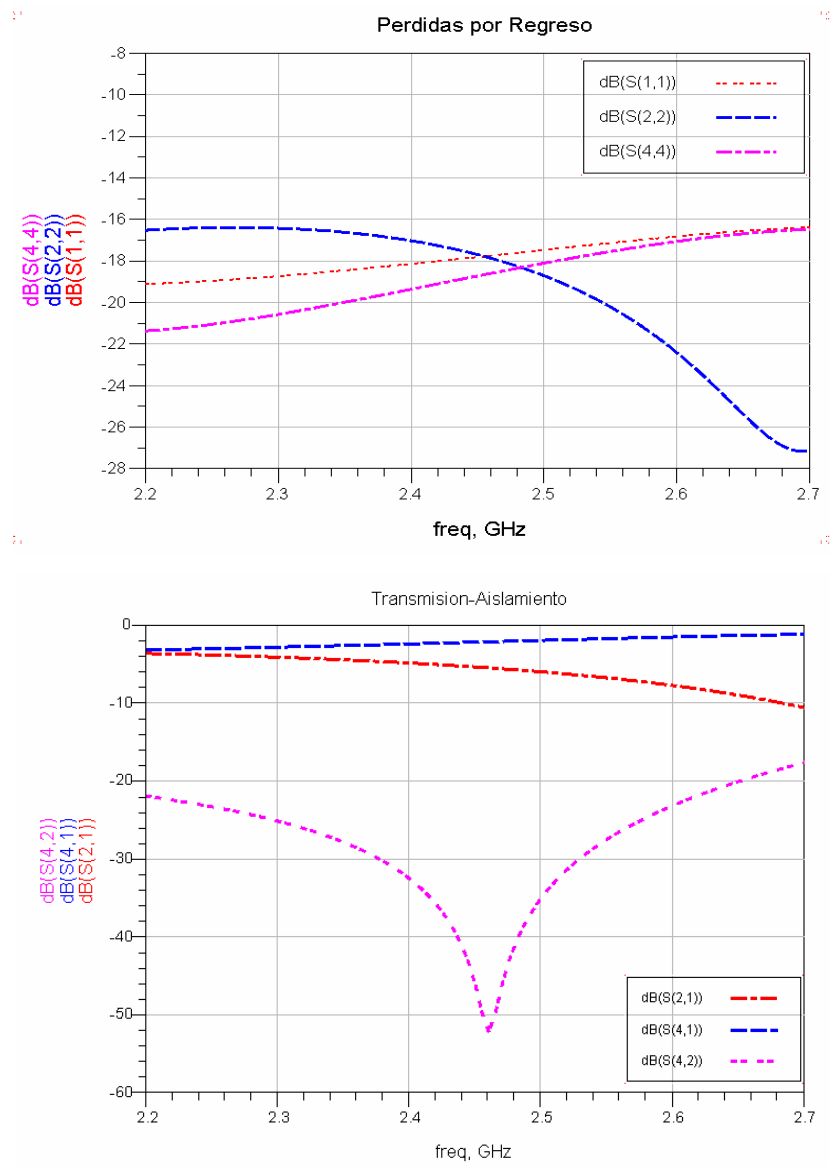


Figura A4. Comportamiento del acoplador Rat-Race diseñado de 2.2 a 2.7 GHz.

A1.3 Acoplador direccional

Se diseñó un acoplador direccional a la frecuencia central de 2.45 GHz mediante el programa ADS-Momentum, con el cual se obtuvieron las dimensiones físicas correspondientes a un sustrato con las características que se muestran en la figura A.5. El acoplador se diseñó para conseguir un acoplamiento de 10dB y pérdidas por inserción S_{21} de -0.5 dB. En la figura A.5 se muestra el diseño del acoplador direccional, así como su respuesta en frecuencia obtenida.

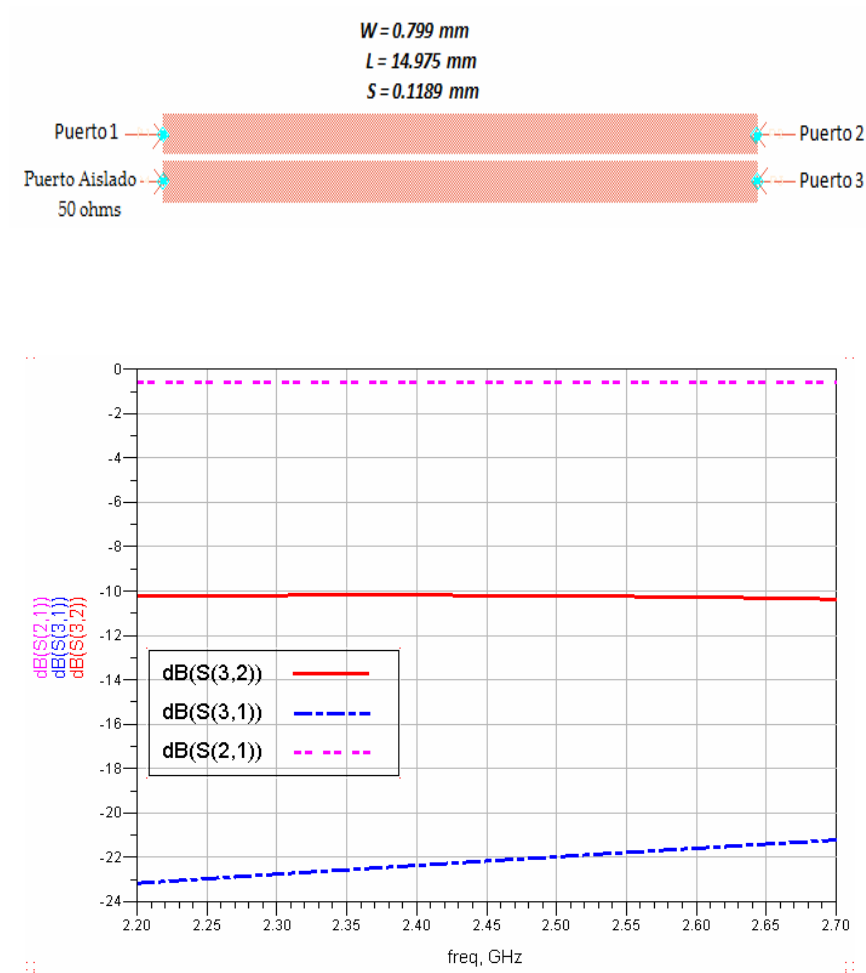


Figura A5. Esquemático del acoplador direccional diseñado y su respuesta en frecuencia.

A.1.4 Divisor de potencia tipo Wilkinson

Este divisor se diseñó y optimizó para operar a la frecuencia central de 2.45 GHz, empleando el programa ADS-Momentum. En la figura A.6 se muestra su estructura y el circuito esquemático donde se muestran los valores de cada elemento.

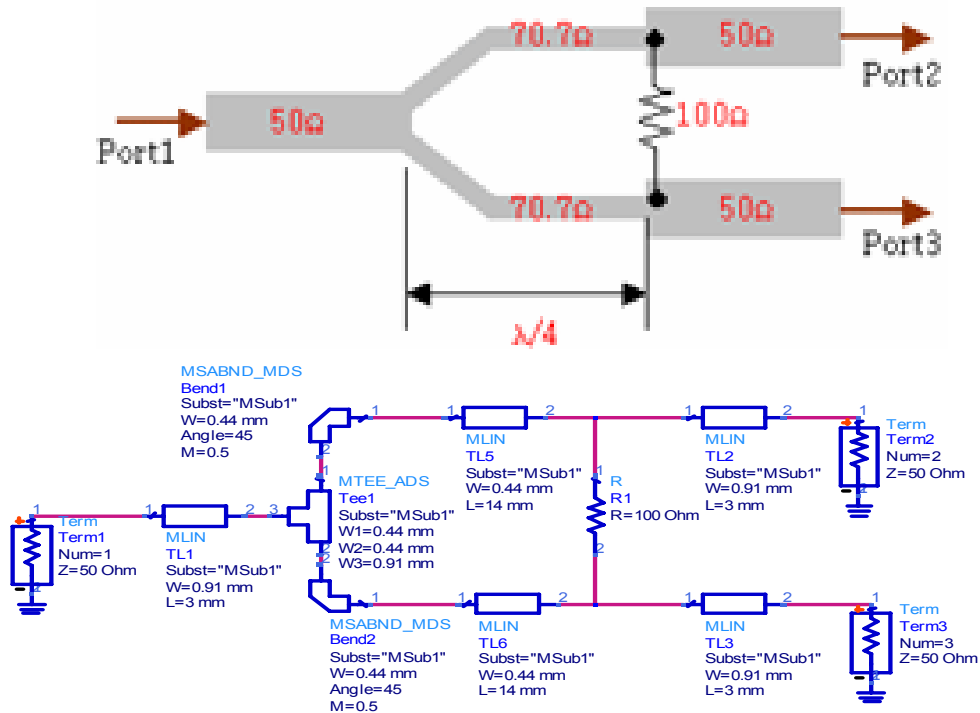


Figura A.6. Topología y esquemático del divisor Tipo Wilkinson de dos ramas diseñado.

Debido a que en el divisor tipo Wilkinson se tienen elementos concentrados y distribuidos, primero se analizaron los elementos distribuidos mediante Momentum y posteriormente se agregaron los elementos concentrados y se analizó el esquemático con ADS. En la figura A.7 se muestra la respuesta en frecuencia del divisor tipo Wilkinson diseñado y optimizado. Se puede notar un aislamiento (S_{32}) menor a -37 dB y unas pérdidas por inserción (S_{21} y S_{31}) de aproximadamente 3 dB dentro de la banda de interés de 2.4 GHz a 2.5 GHz.

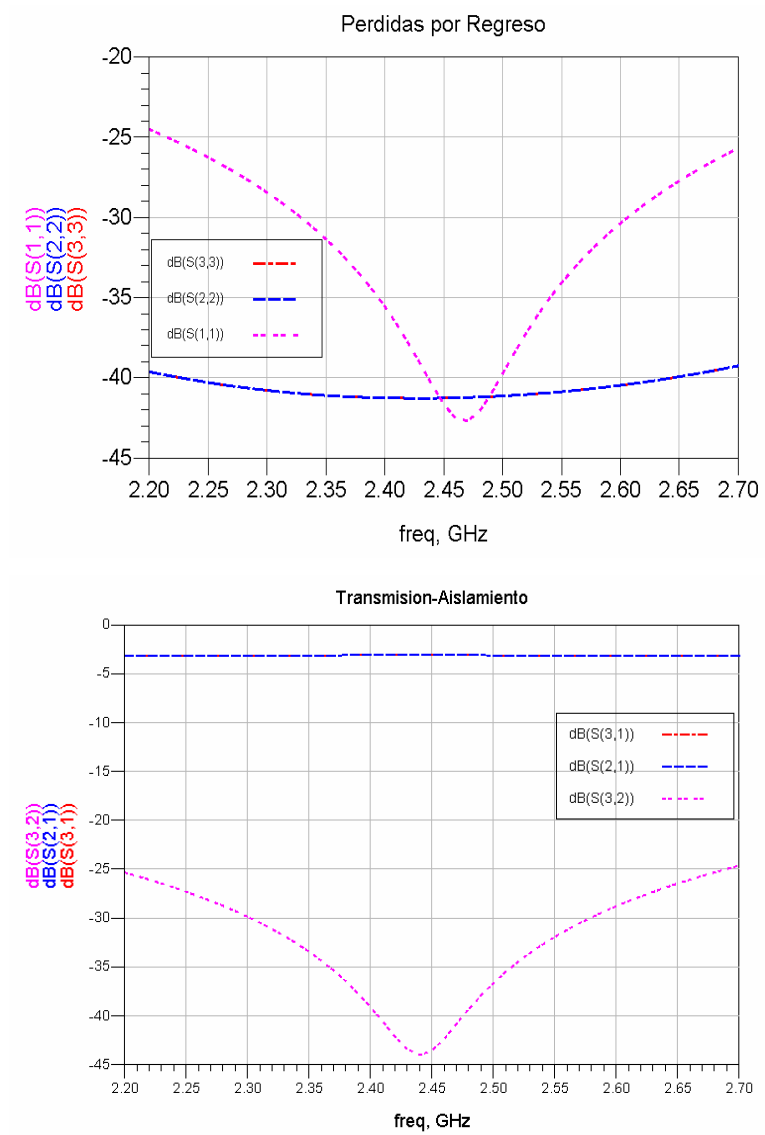


Figura A.7. Comportamiento del divisor Wilkinson diseñado.

A1.5 Circulador RF

El comportamiento de este dispositivo fue descrito en la sección II.4.5. Los circuladores de RF presentan pérdidas por inserción bajas y un buen acoplamiento en un rango de frecuencias pequeño. Sin embargo, estos componentes tienen un costo elevado, elevando su costo en función del aislamiento, ya que para ello se requiere emplear más de un circulador. El comportamiento de un circulador comercial se presenta en la figura A.8, donde se puede apreciar que tiene unas pérdidas por regreso de -0.5 dB y un aislamiento de -43 dB.

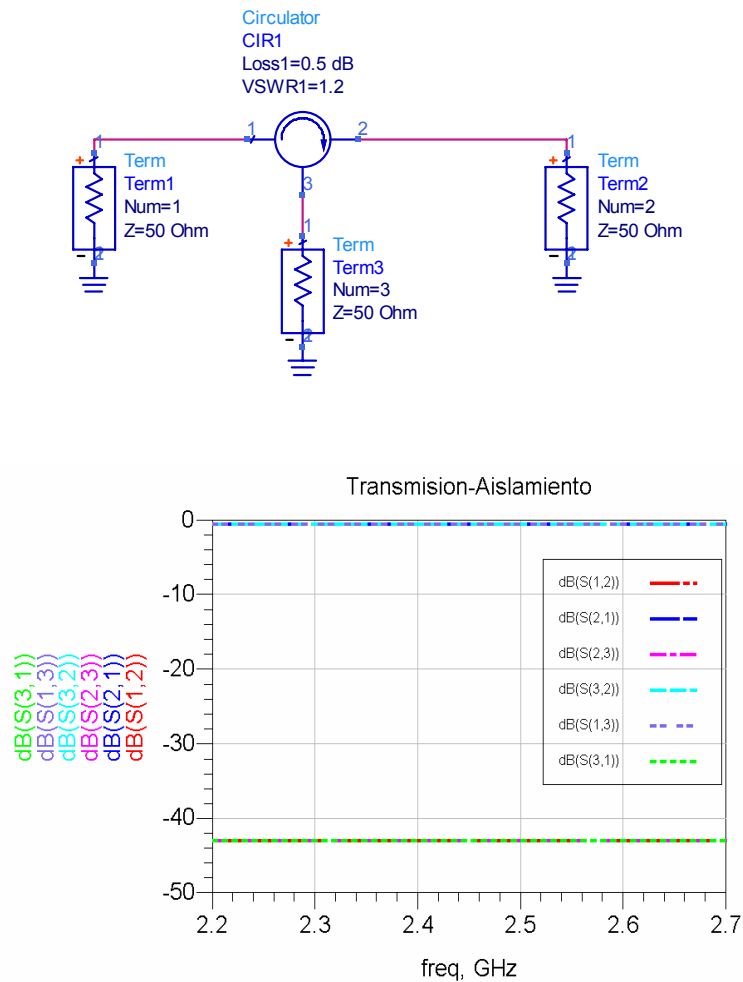


Figura A8. Esquemático del circulador de RF y su respuesta en frecuencia.

APENDICE 2

LISTADO DE PRECIOS DE LOS COMPONENTES DEL REPETIDOR

A2.1. Costo del filtro pasa banda

Elemento	Costo c/u (Pesos)	Fabricante	Elementos totales	Tamaño total	Costo Total (Pesos)
Filtro elementos concentrados					
<i>Inductores</i>	\$ 3.85	coilcraft	10	<i>Grande</i>	\$38.5
<i>Capacitores</i>	\$ 3.63	coilcraft	10	<i>Grande</i>	\$36.3
Total					\$ 74.8
Filtro Pasa banda cerámico	\$ 0.59	Murata	2	<i>Pequeño</i>	\$12.98


A2.2. Costo del sustrato



Elemento	Costo c/u (Pesos)	Fabricante	Elementos totales	Tamaño total	Costo Total (Pesos)
<i>Placa FR4</i>	\$ 30.00	steren	3	<i>Mediano</i>	\$90

A2.3. Costo del Amplificador monolítico



Elemento	Costo c/u (Pesos)	Fabricante	Elementos totales	Tamaño total	Costo Total (Pesos)
<i>Amplificadores Monolíticos ERA-3+</i>	\$ 23.1	Minicircuits	4	<i>Pequeño</i>	\$92.4

A2.4. Costo de los Adaptadores y conectores

Elemento	Costo c/u (Pesos)	Fabricante	Elementos totales		Tamaño total	Costo Total (Pesos)
<i>Adaptador macho-macho SMA 3.5 mm</i>	\$ 132	S.M Electronics	4		<i>Pequeño</i>	\$ 528

<i>Conector SMA hembra terminación coaxial</i>	\$ 87.12	Digi-Key	4		-	\$ 348.48
<i>Jack SMA receptacle straight PCB</i>	\$61.71	Digi-Key	4		-	\$ 246.84

A2.5. Costo del amplificador bidireccional

Elemento	Costo c/u (Pesos)	Fabricante	Elementos totales		Tamaño total	Costo Total (Pesos)
<i>Circulador de RF a 2.4 Ghz</i>	\$2365	DITOM microwave inc.	4		<i>Grande</i>	\$ 9460
<i>Atenuadores de 3dB SMA</i>	\$ 128.15	RFAC solutions	4		<i>mediano</i>	\$ 512.6
<i>Amplificadores monolíticos</i>	\$ 23.1	Minicircuits	4		<i>Pequeño</i>	\$92.4
<i>Placa FR4</i>	\$ 30.00	steren	1		<i>Grande</i>	\$30
<i>Conectores y adaptadores</i>			2 adaptadores, 2 conectores SMA		<i>Grande</i>	\$ 387.42
TOTAL						\$10482.42

A2.6. Costo de los diferentes diseños del repetidor activo RF

Diseño de repetidor activo RF	Costo total (Pesos)
Diseño 1	\$10542.42
Diseño 2	\$760.7
Diseño 3	\$760.7
Diseño 4	\$250 c/u (sin conectores) usando cable coaxial.