

**CENTRO DE INVESTIGACIÓN CIENTÍFICA Y DE EDUCACIÓN
SUPERIOR DE ENSENADA, BAJA CALIFORNIA**



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

**Desarrollo y caracterización de arreglos de tres antenas para
redes de sensores en la banda de 2.4 GHz**

Tesis

para cubrir parcialmente los requisitos necesarios para obtener el grado de
Maestro en Ciencias

Presenta:

Mario Jaime Rosas Fregozo

Ensenada, Baja California, México
2015

Tesis defendida por
Mario Jaime Rosas Fregozo

y aprobada por el siguiente Comité

Dr. José Luis Medina Monroy

Dr. Salvador Villarreal Reyes

Dr. Ricardo Arturo Chávez Pérez
Miembro del Comité

Dr. David Hilario Covarrubias Rosales
Miembro del Comité

Dr. Jorge Torres Rodríguez
Miembro del Comité

M.C. Edwin Martínez Aragón
Miembro del Comité

Dr. Cesar Cruz Hernández
Coordinador del Posgrado en
Electrónica y Telecomunicaciones

Dr. Jesús Favela Vara
Director de Estudios de Posgrado

Febrero 2015

Resumen de la tesis que presenta **Mario Jaime Rosas Fregozo**, como requisito parcial para la obtención del grado de Maestro en Ciencias en Electrónica y Telecomunicaciones con orientación en Telecomunicaciones.

Desarrollo y caracterización de arreglos de tres antenas para redes de sensores en la banda de 2.4 GHz

Resumen elaborado por:

Mario Jaime Rosas Fregozo

Las redes inalámbricas de sensores (WSN) debido a sus características de bajo costo y consumo de energía reducido, se han utilizado de manera frecuente para afrontar las deficiencias en la calidad de un enlace como resultado de la falta de visibilidad directa entre nodos, los efectos multirayectoria, las características de radiación y posición de la antena, entre otros. El empleo de antenas inteligentes ha probado solucionar de manera eficiente algunos de los problemas antes mencionados. Sin embargo no ha sido sino hasta años recientes, que se ha explorado su aplicación en las redes inalámbricas de sensores.

En este trabajo de tesis se presenta el diseño, construcción y caracterización de arreglos de tres antenas que operan en la banda ISM de 2.4 GHz. Se propone una metodología de diseño de arreglos de tres antenas orientadas con diferente polarización y conectadas a un micro-seleccionador, el cual permite elegir la mejor antena a utilizar en enlaces de redes de sensores. Antes de desarrollar los arreglos se diseñaron las antenas individuales empleando técnicas para reducir al mínimo el tamaño de estas antenas. Se utilizó la tecnología de guía de onda coplanar con plano de tierra adicional y orificios metalizados, para diseñar la línea de alimentación de los arreglos y de las bases de las antenas individuales. Los arreglos de las antenas diseñadas se optimizan haciendo un análisis electromagnético de las estructuras y se construyen sobre substratos dieléctricos tipo FR-4 con 1.6 mm de espesor. Se obtienen resultados experimentales de la medición de los parámetros de las antenas en el laboratorio. Las antenas muestran un tamaño reducido y un buen comportamiento en términos de impedancia, patrón de radiación, ganancia y polarización en la banda de frecuencias ISM en 2.4 GHz. Se presentan resultados de mediciones de campo, al acoplar los arreglos construidos con dispositivos de redes de sensores, teniendo como parámetro de medición el indicador de potencia de la señal recibida (RSSI). Las mediciones se realizan en distintos escenarios para evaluar el funcionamiento de los arreglos, al observar la variación del RSSI dependiendo del ángulo de orientación de una antena de referencia, además de observar los efectos en este parámetro al colocar obstáculos en el enlace de comunicación. En base en los resultados obtenidos en este trabajo y mediante un esquema de selección dinámica, es posible elegir la antena a utilizar para realizar el enlace en caso de que cambien adversamente las condiciones del canal.

Palabras clave: diseño de antenas, arreglos de antenas, redes inalámbricas de sensores

Abstract of the thesis presented by **Mario Jaime Rosas Fregozo** as a partial requirement to obtain the Master of Science degree in Electronics and Telecommunications with orientation in Telecommunications

Development and characterization of arrays of three antennas for sensor networks in the 2.4 GHz band

Abstract by:

Mario Jaime Rosas Fregozo

Wireless sensor networks (WSN) due to its characteristics of low cost and low energy consumption have been used frequently to address deficiencies in the quality of a link as a result of the lack of direct visibility between nodes, the effects multipath, radiation characteristics and the position of the antenna, among others. The use of smart antennas has been tested efficiently to address some of these problems. However until recent years have been explored its application in wireless sensor networks.

In this thesis, the design, construction and characterization of arrays of three antennas operating in the 2.4 GHz ISM band is presented. A design methodology is proposed for arrays of three antennas with different polarization, connected using a micro-switch, which allows to choose the best antenna to be used in sensor network links. Before the development of antenna arrays, individual antennas were designed using techniques to minimize its size. Coplanar waveguide technology with additional ground plane and via-holes, was used to design the arrays feed line and bases of individual antennas. The designed antenna arrays were optimized using electromagnetic analysis and built on dielectric substrates type FR-4 with 1.6 mm thickness. Experimental results of the laboratory measurement of the antenna parameters are presented. The antennas show a reduced size and a good performance in terms of impedance, radiation pattern, gain and polarization in the frequency of 2.4 GHz ISM band. Results of measurements in field are presented, where antenna arrays built were coupled with sensor networks devices, and taking the received signal strength indicator (RSSI) as a measuring parameter. Measurements are performed in different scenarios to assess the functioning of the arrangements, and observing the RSSI variation, depending of the orientation angle of a reference antenna, as well as observing the effects on this parameter by placing obstacles in the communication link. Based on the results obtained in this work and by the use of a dynamic selection scheme, it can be possible to select the antenna to be used for the link if channel conditions adversely change.

Keywords: **antenna design, antenna arrays, wireless sensor networks**

Dedicatoria

A mis padres
Nabor y Guadalupe.

A mis hermanas
Roxana y Karen.

Agradecimientos

Le agradezco a Dios por haberme guiado y colmado de bendiciones a lo largo de mi vida, por haberme brindado grandes oportunidades y haber puesto en mi camino personas que han enriquecido mi desarrollo profesional.

Le doy gracias a mis padres Nabor y Guadalupe, por haberme formado con profundos valores morales y por haber sido un ejemplo a seguir.

A mis hermanas Roxana y Karen por brindarme su apoyo, paciencia y alegrías y por el maravilloso vínculo que compartimos.

A mis Directores de tesis Dr. José Luis Medina y Dr. Salvador Villarreal por haber desplegado su energía, tiempo, conocimiento y apoyo en aras de guiarme durante este trabajo de tesis.

A los miembros del comité Dr. David Covarrubias, Dr. Ricardo Chávez, Dr. Jorge Torres y M.C. Edwin Martínez por sus consejos y observaciones. Asimismo quiero agradecer al maestro Edwin Martínez por haberme facilitado las herramientas para programar los mites y por sus consejos en la programación de los mismos.

Al Ing. René Torres, por haber facilitado el laboratorio de circuitos impresos; así como al grupo ARTS por su gran disponibilidad en la facilitación de materiales y su apoyo en la realización de mediciones que fueron indispensables para el desarrollo de este trabajo de tesis.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT) y al CICESE, por haber otorgado apoyo económico para realizar mis estudios de maestría.

A mis amigos y compañeros de telecomunicaciones y de altas frecuencias, en especial, Ernesto, Roger, Calixto, Reinaldo, Figo y Manuel.

A Javier por ser un gran amigo, y por compartir esta experiencia académica, por brindarme durante este trayecto su fortaleza, apoyo y alegría.

A Roilhi, por haberme formado parte de esta etapa profesional y brindarme su amistad.

Agradezco a todas las personas que confiaron en mí y que me apoyaron y acompañaron a través de este peldaño académico.

Tabla de contenido

Resumen en español	ii
Resumen en inglés.....	iii
Dedicatoria	iv
Agradecimientos.....	v
Lista de figuras	ix
Lista de tablas	xiv
Capítulo 1. Introducción	1
1.1 Antecedentes.....	2
1.2 Justificación	3
1.3 Objetivos	3
1.4 Organización de la tesis.....	4
Capítulo 2. Conceptos y fundamentos teóricos	7
2.1 Introducción	7
2.2 Parámetros de antenas.....	7
2.2.1 Impedancia.....	7
2.2.2 Diagrama de radiación	8
2.2.3 Ancho de haz	10
2.2.4 Directividad	10
2.2.5 Ganancia.....	11
2.2.6 Ancho de banda	12
2.2.7 Regiones de campo	12
2.2.8 Polarización.....	13
2.3 Línea de microcinta.....	14
2.4 Guía de onda coplanar (CPW).....	16
2.5 Guía de onda coplanar con plano de tierra adicional (CBCPW)	17
2.5.1 Análisis de guía de onda CBCPW.....	18
2.6 Antenas impresas	19
2.6.1 Antena F invertida (IFA)	20
2.6.2 Antena de línea Meander	20
2.7 Redes inalámbricas de sensores.....	21
2.7.1 IEEE 802.15.4	22
2.7.1.1 Capa física PHY	23
2.7.1.2 Capa de control de acceso al medio MAC.....	25

Tabla de contenido (continuación)

2.7.1.3 Tipos de dispositivos	26
2.7.2 ZigBee.....	26
2.7.2.1 Roles de los dispositivos	28
2.7.2.2 Capa de red NWK.....	28
2.7.2.3 Topología de red.....	29
2.7.2.4 Capa de aplicación APL	30
Capítulo 3. Diseño de antenas y arreglos de antenas.....	31
3.1 Introducción	31
3.2 Diseño de las antenas	31
3.2.1 Diseño de la línea coplanar con plano de tierra adicional	31
3.2.2 Diseño de la antena F invertida (IFA).....	34
3.2.3 Diseño de base de pruebas para antenas de cerámica	40
3.3 Diseño de los arreglos de antenas	43
3.3.1 Circuito integrado conmutador	43
3.3.2 Metodología de diseño de los arreglos de antenas	45
3.3.3 Diseño del arreglo de antenas F invertida	46
3.3.3.1 Ganancia	52
3.3.3.2 Patrón de radiación.....	53
3.3.4 Diseño del arreglo de antenas de cerámica	53
3.3.5 Diseño de arreglo de antenas F-Meander.....	57
3.3.5.1 Ganancia	60
3.3.5.2 Patrón de radiación.....	60
3.4 Comparación de tamaño entre las antenas y arreglos	62
Capítulo 4. Construcción y caracterización de las antenas y arreglos	63
4.1 Introducción	63
4.2 Proceso de construcción.....	63
4.2.1 Obtención de las mascarillas	64
4.2.2 Grabado del circuito impreso	66
4.2.3 Ensamble de las antenas y arreglos	68
4.3 Caracterización de las antenas.....	72
4.3.1 Medición de pérdidas por retorno.....	73
4.3.2 Medición de la ganancia.....	78
4.3.3 Medición de patrón de radiación	84
Capítulo 5. Mediciones de campo.....	91

Tabla de contenido (continuación)

5.1 Introducción	91
5.2 Medición del RSSI	91
5.2.1 Escenario con línea de visibilidad directa.....	96
5.2.2 Escenario sin línea de visibilidad directa	107
5.2.3 Escenario con multirayectorias	109
Capítulo 6. Análisis de resultados	115
6.1 Análisis de las antenas individuales	115
6.2 Análisis de los arreglos de antenas	116
Capítulo 7. Conclusiones.....	119
7.1 Conclusiones generales.....	119
7.2 Aportaciones	121
7.3 Recomendaciones y trabajo futuro	122
Lista de referencias.....	124

Lista de figuras

Figura	Página
1 Diagrama de Radiación tridimensional de un dipolo de media onda.	8
2 Correspondencia entre los patrones de radiación polar y rectangular de un dipolo de media onda. (Visser, 2012), p.23.	9
3 Ancho del haz, a) gráfico polar, escala lineal, b) gráfico rectangular, escala logarítmica (Visser, 2012), p.28.....	10
4 Regiones de campo de una antena.....	12
5 Tipos de polarización, a) polarización elíptica, b) polarización circular, c) polarización lineal.	13
6 Estructura de una línea de microcinta.	14
7 Estructura de una guía de onda coplanar (CPW) (Simons, 2001) p.2.....	16
8 Estructura de una guía de onda coplanar con plano adicional (CBCPW) (Simons, 2001), p.88.	18
9 Antena F Invertida (IFA). (a) IFA de microcinta. (b) IFA de guía de onda coplanar (CPW).	20
10 Antena de línea Meander, a) estructura y elementos de la antena, b) modelo equivalente de las secciones de línea Meander	21
11 Bandas de frecuencia de operación del estándar 802.15.4.	23
12 Capas de protocolo de red inalámbrica ZigBee (Farahani, 2011), p.5.....	28
13 Roles de dispositivos en el estándar IEEE 802.15.4 y ZigBee.	28
14 Topologías de red, a) estrella, b) malla, c) árbol.....	30
15 Diseño de línea coplanar de 50Ω mediante LineCalc de ADS.....	32
16 Substrato utilizado en ADS.....	33
17 Estructura de una línea coplanar con plano de tierra adicional dibujada en MOMENTUM.	33
18 Parámetros S_{11} y S_{21} de la línea GCPW.	34
19 Parámetros S_{11} y S_{21} de la línea GCPW optimizada.	34
20 Dimensiones a considerar para el diseño de una antena IFA.	35
21 Pérdidas por retorno en función de la separación del stub en corto (L_s).....	36
22 Pérdidas por retorno en función de la longitud de la antena F (L_f).	37
23 Diseño de la antena F invertida en el programa de análisis EM ADS.....	37
24 Pérdidas por retorno de la antena F invertida.....	38
25 Diseño final de la antena F invertida en el programa de análisis EM ADS.	38
26 Pérdidas por retorno de la antena F invertida modificada comparada con el diseño original.	39
27 Ganancia de la antena F invertida.	40
28 Patrón de radiación de la antena F invertida con Taper.	40
29 Antenas de cerámica, a) antena Würth Elektronik 7488910245, b) antena Yageo ANT8010LL04R2400A, c) antena Pulse W3008C.....	41
30 Línea CBCPW utilizada en las bases de prueba de antenas de cerámica.	42
31 Parámetros S_{11} y S_{21} de la línea CBCPW de las bases de pruebas (antenas de cerámica).	42

Lista de figuras (continuación)

32	Base de pruebas para las antenas de cerámica, a) antena Würth Elektronik, b) antena Yageo, c) antena Pulse.....	43
33	Circuito integrado conmutador SKY13309-370LF de SKYWORKS, a) diagrama a bloques, b) configuración de las terminales del circuito.....	44
34	Metodología de diseño para los arreglos de antenas	45
35	Huella de las terminales del circuito conmutador SKY13309-370LF, a) dimensiones y separación, b) colocación del circuito en el diseño del arreglo en ADS	46
36	Líneas CBCPW conectadas a la entrada y salidas RF del circuito conmutador.....	47
37	Puentes de aire conectados a las entradas de corriente directa del circuito conmutador.	47
38	Diseño del filtro pasa bajas, a) diseño final, b) dimensiones de los capacitores comerciales utilizados C0603C0G1H470J030BA, c) diagrama del filtro.	48
39	Resultados del análisis del filtro pasa bajas: a) pérdidas por retorno, b) atenuación.	49
40	Estructura base del arreglo de tres antenas F invertida y sus pérdidas por retorno.	50
41	Simulación de la conexión del conmutador para realizar el análisis EM del arreglo de antenas F invertida, a) antena 1, b) antena 2, c) antena 3.....	50
42	Pérdidas por retorno de las tres antenas del arreglo de antenas F invertida.	51
43	Diseño del arreglo de tres antenas F invertida.	52
44	Ganancia del arreglo de tres antenas F invertida.	52
45	Patrón de radiación del arreglo, a) antena 1, b) antena 2, c) antena 3.....	53
46	Diseño del arreglo después de reducir el largo de las líneas CBCPW y del filtro.	54
47	Reducción de dimensiones del filtro pasa bajas, a) líneas del filtro reducidas, b) diagrama del filtro, c) pérdidas por retorno y atenuación del filtro con las nuevas dimensiones.	55
48	Simulación de la conexión del conmutador para realizar el análisis EM de las tres líneas coplanares, a) línea 1, b) línea 2, c) línea 3.....	55
49	Pérdidas por retorno de las tres líneas CBCPW correspondientes al arreglo de antenas con dimensiones reducidas.	56
50	Diseño del arreglo de tres antenas de cerámica.....	56
51	Antena F invertida de dimensiones reducidas, a) esquematico b) pérdidas por retorno	57
52	Optimización de la antena F-Meander, a) diseño final, b) pérdidas por retorno en función a las secciones b de la línea Meander.....	58
53	Pérdidas por retorno de las tres antenas del arreglo de antenas F-Meander	59
54	Diseño del arreglo de tres antenas F-Meander.	60
55	Ganancia del arreglo de tres antenas F-Meander.	61

Lista de figuras (continuación)

56	Patrón de radiación del arreglo de tres antenas F-Meander, a) antena 1, b) antena 2, c) antena 3.....	61
57	Comparación de tamaño entre las antenas y arreglos analizados	62
58	Proceso de obtención de la mascarilla de la antena, a) cámara fotográfica Repromaster de AFGA, b) dibujo impreso del diseño colocado en la cámara, c) soluciones de revelador y fijador.	66
59	Proceso de aplicación de la filmina, a) corte de la filmina fotosensible, b) roladora térmica para adherir la filmina.	66
60	Grabado del circuito: a) material listo para aplicar luz ultravioleta, b) Lámpara de luz ultravioleta, c) circuito inmerso en el revelador de filmina, d) circuito impreso sumergido en cloruro férrico.....	68
61	Acercamiento de los orificios metalizados (viaholes) del arreglo de tres antenas de cerámica.	69
62	Antenas construidas, a) antena tipo F invertida, b) antena cerámica Würth Elektronik, c) antena cerámica Pulse, d) antena cerámica Yageo.	70
63	Circuitos impresos de los arreglos de antenas por ambos lados, a) arreglo de antenas F invertida, b) arreglo de antenas cerámicas, c) arreglo de antenas F-Meander.	70
64	Componentes del arreglo de antenas, a) capacitores para filtros, b) puentes de aire, c) circuito integrado conmutador, d) conector de corriente directa.	71
65	Arreglos de tres antenas construidos, a) arreglo de antenas F-Meander, b) arreglo de antenas de cerámica, c) arreglo de antenas F invertida, d) acercamiento a los componentes del arreglo	72
66	Medición de pérdidas por retorno de la antena F invertida en el analizador de redes.	73
67	Pérdidas por retorno medidas de la antena F invertida y su comparación con el análisis EM en ADS.	74
68	Pérdidas por retorno medidas de las tres antenas de cerámica montadas en la base de pruebas.....	75
69	Pérdidas por retorno medidas de las tres antenas del arreglo de antenas de cerámica.	76
70	Pérdidas por retorno medidas del arreglo de antenas F-Meander y su comparación con el análisis EM en ADS, a) antena 1, b) antena 2, c) antena 3.....	77
71	Pérdidas por retorno medidas del arreglo de antenas F invertida y su comparación con el análisis EM en ADS, a) antena 1, b) antena 2, c) antena 3.....	78
72	Medición de la ganancia de un arreglo de antenas.	81
73	Ganancia medida de la antena F invertida, comparada con la del análisis EM.	82
74	Ganancia medida del arreglo de antenas de cerámica.....	82
75	Ganancia medida de la antena central del arreglo F-Meander, comparada con la obtenida del análisis EM.	83
76	Ganancia medida del arreglo de antenas F invertida, comparada con la obtenida del análisis EM.....	84

Lista de figuras (continuación)

77	Equipos de medición, a) generador de señales Rohde & Schwarz modelo SMB 100A, b) analizador de espectros Rohde & Schwarz modelo FPS.....	84
78	Configuración de los equipos para la medición del patrón de radiación	85
79	Patrón de radiación en forma polar, medido a 2.45 GHz, de la antena central del arreglo de antenas F invertida, a) plano E, b) plano H.....	87
80	Patrón de radiación en forma rectangular de la antena central del arreglo de antenas F invertida, a) plano E, b) plano H.	87
81	Patrón de radiación en forma polar, medido a 2.45 GHz, de la antena central del arreglo de antenas de cerámica, a) plano E, b) plano H.	88
82	Patrón de radiación en forma rectangular de la antena central del arreglo de antenas de cerámica.	89
83	Patrón de radiación en forma polar, medido a 2.45 GHz de la antena central del arreglo de antenas F-Meander, a) plano E, b) plano H.	89
84	Patrón de radiación en forma rectangular de la antena central del arreglo de antenas F-Meander, a) plano E, b) plano H.....	90
85	Dispositivo ZigBee MSP-EXP430F5438 Experimenter Board	92
86	a) módulo transceptor CC2520EM, b) antena Antenova Titanis 2.4 GHz.	92
87	Programa IAR Embedded Workbench (MSP430).....	94
88	Medición del RSSI, a) Banco de pruebas en una oficina b) grados de orientación de la antena Antenova, c) ubicación de las antenas en los arreglos, d) arreglo de dos antenas F invertida del módulo ZigBee F5438_CC2520 MVK de Texas Instruments	97
89	Topología de red del escenario con línea de visibilidad directa.....	98
90	Medición del RSSI en una oficina con la antena Antenova en 0 grados.....	99
91	Medición del RSSI en una oficina con la antena Antenova en 45 grados.....	100
92	Medición del RSSI en una oficina con la antena Antenova en -45 grados.....	101
93	Cama de pruebas para la medición del RSSI en la jaula de Faraday.....	102
94	Medición del RSSI en la jaula de Faraday para la antena Antenova a 0 grados.....	103
95	Medición del RSSI en la jaula de Faraday para la antena Antenova a 45 grados.....	104
96	Medición del RSSI en la jaula de Faraday para la antena Antenova en -45 grados.....	105
97	Medición del RSSI en la jaula de Faraday para el arreglo de antenas F invertida.....	106
98	Banco de pruebas para la medición del RSSI en una oficina con obstáculos.	107
99	Banco de pruebas para la medición del RSSI en la jaula de Faraday con obstáculo.	108
100	Escenario con multirayectorias propuesto.	110
101	Arquitectura de red del escenario con multirayectorias propuesto.	110

Lista de figuras (continuación)

102	Medición del RSSI en escenario con multirayectorias sin movimiento de personas.....	111
103	Medición del RSSI en un escenario con multirayectorias con movimiento de personas.....	112
104	Medición del RSSI en escenario con multirayectorias, a) comparación entre las antenas del arreglo F-Meander, b) acercamiento de la comparación.....	113
105	Resultados de la mediciones en el escenario con multirayectorias	114

Lista de tablas

Tabla	Página
1 Frecuencias de operación y tasa de datos del estándar IEEE 802.15.4.....	24
2 Características del substrato consideradas para la línea y las estructuras.....	32
3 Dimensiones de la antena F invertida y modificada con Taper.	39
4 Características de las antenas de cerámica seleccionadas.	41
5 Tabla de verdad del circuito SKY13309-370LF	44
6 Dimensiones de la antena F-Meander.....	59
7 Materiales y equipos utilizados para la construcción de antenas.	64
8 Cantidades y tiempos requeridos para la construcción de los circuitos.....	68
9 Ancho de haz del patrón de radiación de los arreglos de antenas a 2.45 GHz	90
10 Características de la antena Antenova Titanis.	93
11 Resultados de las mediciones del RSSI para el escenario con línea de visibilidad directa en una oficina.	102
12 Resultados de la mediciones para el escenario con línea de visibilidad directa en la jaula de Faraday.	106
13 Resultados de la mediciones para el escenario sin línea de visibilidad directa en el oficina.....	108
14 Resultados de la mediciones para el escenario sin línea de visibilidad directa en la jaula de Faraday.	109
15 Promedio del porcentaje de los puntos de cada medición donde las antenas del arreglo presentan un valor máximo del RSSI.....	114

Capítulo 1. Introducción

Actualmente se ha visto un gran interés en la utilización de redes inalámbricas en diversos ámbitos de nuestra vida cotidiana. De hecho, tecnologías como WiFi, Bluetooth y ZigBee han alcanzado un gran éxito y penetración mundial como se puede constatar en la gran cantidad de dispositivos de uso común que incorporan dichas tecnologías (por ejemplo computadoras portátiles, teléfonos celulares, agendas electrónicas, etc.).

Un área de desarrollo reciente de este tipo de tecnologías consiste en la implementación de redes inalámbricas capaces de recolectar datos de su entorno para su transmisión y eventual procesamiento. A este tipo de redes se les conoce como redes inalámbricas de sensores (WSN). Las aplicaciones prácticas de las WSN son variadas, de acuerdo con las diversas propuestas de utilización de WSN en aplicaciones de domótica, monitoreo industrial, monitoreo agrícola, etc.

Por sus características particulares de bajo costo y bajo consumo de energía, por lo general los nodos en una red de sensores no implementan sistemas de procesamiento avanzados que permitan mejorar el rendimiento del sistema de una manera dinámica. Por consecuencia, cuando las condiciones del canal cambian de manera adversa, no existen mecanismos que permitan obtener una mejor recepción de la señal. El contar con una solución de este tipo sería importante ya que debido a sus áreas de aplicación particular, los nodos pueden estar localizados en lugares de difícil acceso.

Una solución para dicha problemática sería diseñar un arreglo de antenas conectadas a un micro-seleccionador, de tal modo que se pueda elegir dinámicamente la antena que se utilizará para realizar los enlaces de comunicaciones. Al tener completado el desarrollo y la caracterización del arreglo, es posible diseñar un esquema de selección dinámico que consuma poca energía y que además permita cambiar la antena utilizada en caso de que cambien adversamente las condiciones del canal.

1.1 Antecedentes

En la literatura se puede encontrar una gran cantidad de diseños de antenas que operan en la banda de 2.4 GHz, siendo importante contar con dimensiones reducidas y buen comportamiento en términos de impedancia, patrón de radiación, polarización, ganancia y frecuencia de resonancia. En primer lugar destaca la antena F invertida diseñada por (Elsheakh & Abdallah, 2012), la cual funciona apropiadamente en la banda de 2.4 GHz. Para la construcción de la antena se emplea un sustrato FR-4 de 1 mm de espesor y con una constante dieléctrica de 4.4 y se utiliza tecnología coplanar. Por otro lado, (Soras, Karaboikis, Tsachtsiris, & Makios, 2002), proponen una antena F invertida que utiliza tecnología de microcinta, con dimensiones finales de 46 x 100mm.

Otros tipos de antenas que se encontraron en la literatura fueron las antenas monopolo tipo T y L, como las propuestas por (Kuo & Wong, 2003) La estructura de la antena se compone de un monopolo en forma de T, cuyas dimensiones están diseñadas para resonar a la frecuencia de 2.4 GHz. La antena está construida con tecnología de microcinta en un substrato RO4003 con un espesor de 0.51 mm y permitividad relativa 3.38 y cuenta con dimensiones de 70 x 70mm. Una alternativa es la antena propuesta por (Debono, Muscat, & Debono, 2006) la cual es similar a la anterior pero desarrollada sobre un sustrato FR4 con un espesor de 0.8 mm y permitividad relativa de 4.4, la cual tiene dimensiones finales de 50 x 75mm. Por otra parte, (El Hajj, Person, & Wiart, 2013), proponen una antena tipo monopolo que tiene forma de espiral diseñada empleando tecnología coplanar, para operar en la banda de 2.4 GHz empleando un sustrato FR4 ($\epsilon_r = 4.4$, $h = 0.78mm$). Esta antena con dimensiones finales de 41x35 mm, logró una ganancia máxima de 2.5 dBi en la dirección normal al soporte del sustrato.

Otro tipo de antenas muy utilizadas son las de línea Meander, como la propuesta por (Misman, Abd Aziz, Husain, & Soh, 2009), la cual fue diseñada en tecnología de microcinta sobre un sustrato FR-4, el cual tiene una constante dieléctrica de 4.7 y un espesor de 1.6 mm. Esta antena con dimensiones finales de 42.9 x 18.2 mm, presenta un ancho de banda de 860 MHz a la frecuencia central de 2.4 GHz y una ganancia de 4 dB.

En otros trabajos de investigación tales como (Yong-II Kwon , Sang-Ku Park, Park, & Hai-Young Lee, 2010; ATMEL AVR2021, 2008; Vedral, Kruse, & Wollert, 2007) se presentan desarrollos con múltiples antenas para dispositivos que operan con el estándar IEEE 802.15.4 en la banda de 2.4GHz. Estos desarrollos requieren diseños específicos en silicio (Yong-II Kwon *et al.*, 2010), hardware específico y poco común (ATMEL AVR2021, 2008) o el uso de múltiples transceptores por nodo (Vedral, Kruse, & Wollert, 2007). En la actualidad, tanto los productores como los usuarios de esta tecnología prefieren soluciones adaptables y completamente compatibles con los dispositivos ya presentes en el mercado. Es por ello que surge la necesidad de desarrollar arreglos de antenas adaptables a los transceptores existentes en el mercado, además de asegurar su completa interoperabilidad con los protocolos ya establecidos.

1.2 Justificación

En las redes inalámbricas de sensores, existe una diversidad de escenarios de aplicación en donde no se tiene una clara línea de visibilidad, entre el emisor y el receptor. Aun cuando esta existe, las características de radiación de la antena, su orientación y otros efectos, la señal llega a sufrir una gran distorsión y atenuación debido a los efectos provocados por las multitrayectorias (Rappaport, 2002). Esto hace a las redes inalámbricas de sensores altamente dependientes de su localización y del entorno de los pares transmisor-receptor. Los arreglos de antenas han probado mitigar de manera eficaz algunos de estos efectos, mejorando con ello la calidad en el enlace de radio. Sin embargo, su empleo en las redes inalámbricas de sensores no ha sido explorado sino hasta años recientes (Santivanez & Redi, 2003) (Dee Leang & Kalis, 2004), dando como resultado no solo la factibilidad sino también la necesidad de implementar dicha tecnología empleando arreglos de antenas con capacidad de selección dinámica.

1.3 Objetivos

El objetivo general de este trabajo de tesis es diseñar y construir arreglos de tres antenas con aplicación en dispositivos ZigBee de redes de sensores que operan en la

banda de frecuencias de 2.4GHz. Los arreglos de antenas propuestos deben ser compactos, donde las antenas se seleccionan empleando un micro-conmutador de bajas pérdidas y bajo consumo de potencia. Con los resultados de este trabajo y mediante un esquema de selección dinámico adecuado se podrá elegir la antena que se utilizará para realizar el enlace, en caso de que cambien adversamente las condiciones del canal.

Como objetivos particulares se tienen:

- Diseñar y optimizar arreglos de tres antenas para transceptores que operan en la banda de 2.4 GHz, mediante programas de análisis electromagnético.
- Diseñar y analizar los circuitos utilizados para conectar las antenas con el transceptor empleando líneas con tecnología coplanar y un micro-conmutador pequeño, de bajas pérdidas y bajo consumo de potencia.
- Diseñar los circuitos y filtros de alimentación de los micro-conmutadores.
- Construir los arreglos de antenas previamente diseñados.
- Caracterizar las antenas de manera individual, así como en el arreglo final para obtener el comportamiento experimental de sus parámetros en la banda de 2.4 GHz.
- Incluir una campaña de mediciones de campo con las antenas montadas en transceptores ZigBee, en enlaces con diferentes escenarios para obtener el nivel recibido por cada una de las antenas y seleccionar la mejor.

1.4 Organización de la tesis.

El contenido de este trabajo se encuentra organizado de la siguiente forma:

En el capítulo 2 se presentan los fundamentos de antenas en donde se definen los parámetros más importantes que describen el funcionamiento de una antena, se muestran dos tipos de antenas que se caracterizan por tener tamaño reducido y que tienen aplicación en dispositivos de comunicación inalámbrica. Se define la teoría de líneas de microcinta, la guía de onda coplanar y la guía de onda coplanar con plano de tierra adicional, las cuales son indispensables para el diseño de antenas planares. Se describe el concepto de redes inalámbricas de sensores, y se definen las

características de los estándares 802.15.4 y ZigBee que se utilizan en este tipo de redes.

En el capítulo 3 se presentan las metodologías utilizadas para diseñar una antena F invertida y una antena F-Meander con dimensiones reducidas, basándose en los métodos convencionales de diseño de estos tipos de antenas. Asimismo se propone una metodología para el diseño de arreglos de tres antenas formados con las antenas individuales previamente diseñadas y un circuito micro comutador comercial. Se describe el diseño de las bases de pruebas necesarias para evaluar el funcionamiento de antenas de cerámica comerciales, las cuales se consideran como una alternativa a utilizar en los arreglos de antenas. Además se muestran los resultados del análisis electromagnético realizado para optimizar las antenas y arreglos diseñados en el rango de frecuencia de 2.4 a 2.5 GHz.

En el capítulo 4 se presenta con detalle la metodología utilizada para construir la antena F invertida individual, las bases de prueba de las antena de cerámica y los arreglos de tres antenas F invertida, F-Meander y de cerámica. Se describen además las metodologías y equipos utilizados para la caracterización de las antenas individuales y los diferentes arreglos de antena, con el fin de obtener su comportamiento experimental. Además, se presenta una comparación entre los valores obtenidos experimentalmente de las mediciones de los parámetros de las antenas, con los resultados teóricos obtenidos del análisis electromagnético.

En el capítulo 5 se presentan los resultados de las mediciones de campo realizadas a los arreglos de antenas diseñados y construidos, teniendo como parámetro de medición el indicador de potencia de la señal recibida (RSSI). Las mediciones se realizan en distintos escenarios para evaluar el funcionamiento de los arreglos, observando la variación del RSSI dependiendo del ángulo de orientación de una antena de referencia, así como los efectos en este parámetro al colocar obstáculos en la trayectoria del enlace de comunicación. Se presenta una comparación entre las mediciones realizadas a las antenas de cada arreglo para determinar cuál antena presenta el mejor comportamiento del RSSI.

En el capítulo 6 se presenta el análisis de los resultados teóricos obtenidos del análisis electromagnético, y del proceso de caracterización experimental de las antenas y arreglos, efectuando un análisis comparativo entre ellos y resaltando las diferencias que existen entre ellos.

En el capítulo 7 se presentan las conclusiones de este trabajo de investigación, resaltando las principales aportaciones. Finalmente se hacen algunas recomendaciones y propuestas para trabajos futuros relacionados con esta línea de investigación.

Capítulo 2. Conceptos y fundamentos teóricos.

2.1 Introducción

En este capítulo se describen los parámetros que describen el comportamiento de las antenas. Se presenta la teoría básica de líneas de microcinta, de líneas coplanares y de líneas coplanares con plano de tierra adicional, debido a su importancia y aplicación en el diseño de arreglos de antenas planares. Además, se proporcionan las características de dos tipos de antenas, las cuales se destacan por su tamaño reducido y por su elevado potencial de aplicarse en dispositivos de comunicación inalámbrica. Por último se presenta la definición de las redes inalámbricas de sensores (WSN), especificando las características de los estándares de comunicación que son utilizados en este tipo de redes.

2.2 Parámetros de antenas

En esta sección se describen los parámetros más importantes que permiten conocer el comportamiento de una antena, entre los cuales se encuentran la impedancia, diagrama de radiación, directividad, ganancia, ancho de banda y polarización, los cuales se definen a continuación.

2.2.1 Impedancia

La impedancia de entrada de una antena se refiere a la impedancia presentada por la antena en sus terminales. La impedancia de entrada de una antena se verá afectada por la cercanía de otras antenas u objetos, sin embargo, se asume que la antena se encuentra aislada. La impedancia de entrada se compone de una parte real y una imaginaria:

$$Z_A = R_A + jX_A$$

1)

La parte real, es la resistencia de entrada R_A , la cual representa la disipación que se produce de dos maneras. Una de las formas de disipación es la energía que sale de la antena y no regresa (radiación). También existen pérdidas óhmicas asociadas con el

calentamiento en la estructura de la antena. La mayoría de las antenas tienen pérdidas óhmicas pequeñas en comparación con las pérdidas por radiación. Sin embargo, las pérdidas óhmicas suelen ser significativas en antenas eléctricamente pequeñas, que tienen dimensiones mucho menores que la longitud de onda. La parte imaginaria o reactancia de entrada X_A representa la energía almacenada en la antena en el campo cercano. Como consecuencia de la reciprocidad, la impedancia de una antena es idéntica para la recepción y la transmisión.

2.2.2 Diagrama de radiación

El diagrama o patrón 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. Normalmente se emplea un sistema de coordenadas esféricas. Con la antena posicionada en el origen y manteniendo constante la distancia, se expresa el campo eléctrico en función de las variables angulares (θ, ϕ) . Debido a que el campo magnético se deriva directamente del eléctrico, la representación podría realizarse a partir de cualquiera de los dos, siendo una norma habitual que los diagramas se refieran al campo eléctrico (Cardama, A. et al., 2002). En la Figura 1 se puede observar el diagrama de radiación tridimensional correspondiente a un dipolo de media onda.

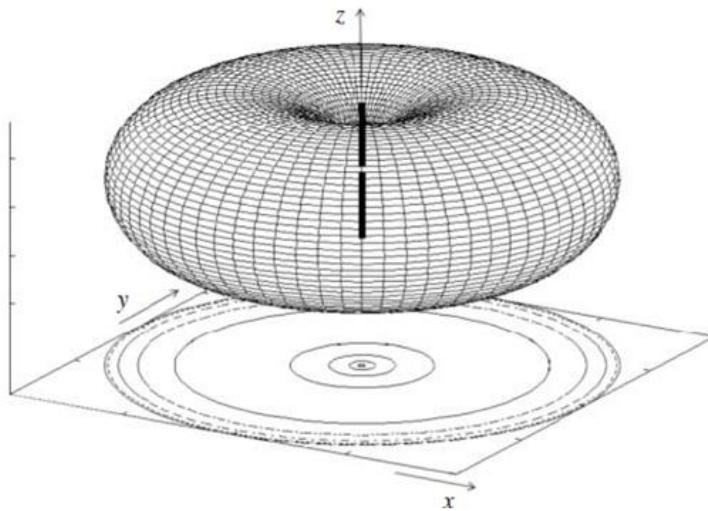


Figura 1. Diagrama de Radiación tridimensional de un dipolo de media onda.

Por otro lado, el patrón de radiación se representa generalmente en una escala logarítmica en decibeles (dB). Esta escala se emplea con frecuencia, ya que una escala

logarítmica puede acentuar con más detalle aquellas partes del patrón que tienen valores muy bajos (Balanis, 2005).

El diagrama de radiación también se puede representar en dos dimensiones, realizando cortes del diagrama tridimensional, permitiendo observar con mayor detalle las características del haz formado por la antena. Los cortes bidimensionales del diagrama de radiación se pueden representar en coordenadas polares o cartesianas. En el primer caso el ángulo en el diagrama polar representa la dirección del espacio, mientras que el radio representa la intensidad del campo eléctrico o la densidad de potencia radiada. En coordenadas cartesianas se representa el ángulo en las abscisas y el campo o la densidad de potencia en las ordenadas.

Para una antena con polarización lineal, los cortes se toman típicamente en el plano E y en el plano H, conocidos como los planos principales. El plano E se define como el que forman la dirección de máxima radiación y el campo eléctrico en dicha dirección. De manera análoga, el plano H es el formado por la dirección de máxima radiación y el campo magnético en dicha dirección. Ambos planos son perpendiculares y su intersección determina una línea que define la dirección de máxima radiación de la antena. En la Figura 2 se puede apreciar un ejemplo del corte del plano E de un diagrama tridimensional de un dipolo de media onda, representado en coordenadas rectangulares y polares.

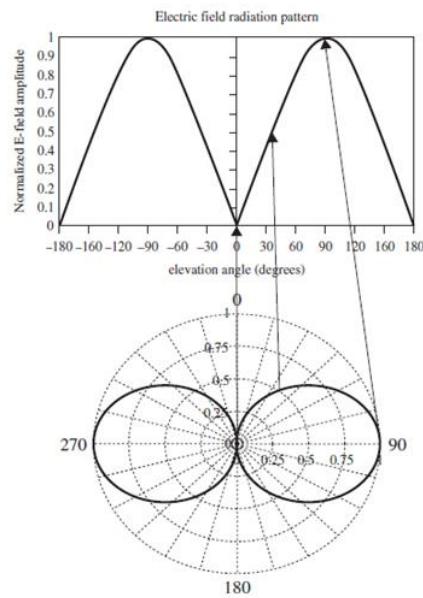


Figura 2. Correspondencia entre los patrones de radiación polar y rectangular de un dipolo de media onda. (Visser, 2012), p.23.

2.2.3 Ancho de haz

El ancho de haz se relaciona con la forma del lóbulo principal. Existen diferentes definiciones de anchura de haz. El más utilizado es el ancho de haz de mediana potencia (θ_{HP}) o HPBW, el cual es la separación angular entre los puntos en un corte del lóbulo principal, donde la potencia es la mitad de su nivel máximo, como se muestra en la Figura 3a. Cuando el θ_{HP} se encuentra en una escala logarítmica, los puntos de intercepción del lóbulo principal se encuentran a 3 dB por debajo del valor máximo. Por esta razón a este ángulo también se le conoce como ancho del haz de 3 dB (Visser, 2012).

Otra definición menos común utilizada para el ancho de haz, es el ancho de haz del primer nulo (θ_{FN}), el cual como su nombre lo dice, es el ángulo que se forma entre los puntos donde ocurre el primer nulo del diagrama de radiación, como se muestra en las Figura 3a y 3b.

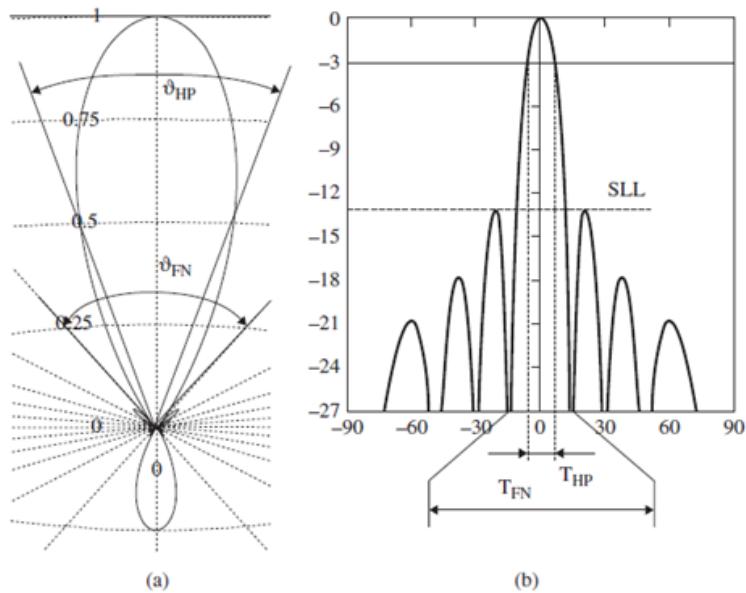


Figura 3. Ancho del haz, a) gráfico polar, escala lineal, b) gráfico rectangular, escala logarítmica (Visser, 2012), p.28.

2.2.4 Directividad

La directividad de una antena se define como la relación entre la intensidad de radiación en una dirección dada y la intensidad de radiación promedio sobre todas las direcciones. La intensidad de radiación promedio es igual a la potencia total radiada por la antena dividida por 4π . La directividad de una fuente no isotrópica es igual a la

relación de su intensidad de radiación en una dirección dada, sobre la de una fuente isotrópica (Balanis, 2005) (Visser, 2012). En forma matemática se puede escribir de la siguiente forma.

$$D = \frac{U}{U_o} = \frac{4\pi U}{P_{rad}} \quad 2)$$

donde, D es la directividad, U es la intensidad de radiación, U_o es la intensidad promedio de radiación y P_{rad} corresponde a la potencia total radiada.

Puesto que la directividad es una relación de potencia, se puede calcular en decibeles (Stutzman & Thiele, 1998) de la siguiente manera:

$$D_{dB} = 10 \log D \quad 3)$$

2.2.5 Ganancia

La ganancia de una antena se define como la relación entre la intensidad de radiación, en una dirección dada, y la intensidad de radiación que se obtendría si la potencia entregada por la antena fuera radiada de manera isotrópica. La intensidad de radiación correspondiente a la potencia isotrópica radiada, es igual a la potencia entregada (o de entrada) por la antena dividida por 4π (Balanis, 2005).

$$G = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{ent}} \quad 4)$$

donde, G es la ganancia de la antena, P_{ent} es la potencia de entrada (o entregada)

De manera similar a la directividad, la ganancia también se puede calcular en decibeles de la siguiente forma:

$$G_{dB} = 10 \log G \quad 5)$$

La ganancia y la directividad están relacionadas por la eficiencia de la antena.

2.2.6 Ancho de banda

El ancho de banda de una antena se define como el rango de frecuencias dentro del cual el rendimiento de la antena, respecto a alguna característica, se ajusta a un estándar especificado. El ancho de banda (BW) puede considerarse como el intervalo de frecuencias a cada lado de una frecuencia central (f_o), donde las características de la antena (tales como impedancia de entrada, coeficiente de reflexión, patrón, anchura de haz, polarización, nivel de lóbulo lateral, ganancia, dirección del haz, eficiencia de radiación) están dentro de un valor aceptable (Cardama, A. et al., 2002), (Balanis, 2005). Dicha relación se suele expresar en forma de porcentaje de la siguiente manera:

$$BW = \frac{f_{\max} - f_{\min}}{f_o} \times 100 \quad (6)$$

2.2.7 Regiones de campo

El espacio que rodea una antena por lo general se subdivide en tres regiones: de campo cercano reactivo, de campo cercano radiante (Fresnel) y de campo lejano (Fraunhofer), las cuales se muestran en la Figura 4 (Balanis, 2005). Estas regiones se designan para identificar la estructura del campo en cada una de ellas. Aunque por lo general no se observan cambios abruptos en las configuraciones del campo, ya que los límites se cruzan, hay claras diferencias entre ellos.

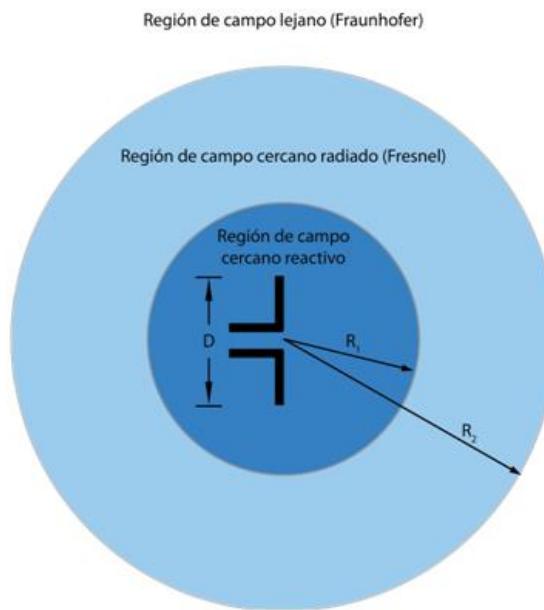


Figura 4. Regiones de campo de una antena.

La primera región, es la parte del campo cercano que rodea inmediatamente la antena en donde el campo reactivo predomina. La siguiente región también conocida como zona de Fresnel, es la región del campo cercano en el que predominan los campos radiantes y en el que la distribución de campo angular depende de la distancia hasta la antena. Por último, la región de campo lejano es donde la distribución de campo angular, es independiente de la distancia a la antena. Cuando la antena tiene una dimensión máxima D , la región de campo lejano comúnmente empieza a existir a distancias superiores a R_2 de la antena, la cual se define en la ecuación(7), donde λ es la longitud de onda.

$$R_2 = 2D^2/\lambda \quad (7)$$

2.2.8 Polarización

La polarización de una onda radiada se define como la propiedad de una onda electromagnética que describe la dirección variable en el tiempo, y la magnitud relativa del vector de campo eléctrico. De manera específica representa la figura trazada en función del tiempo por la extremidad del vector en una ubicación fija en el espacio, y el sentido en el que se traza, a lo largo de la dirección de propagación (Balanis, 2005). En la Figura 5 se pueden observar los trazos típicos en función del tiempo que presenta un vector de campo eléctrico, los cuales se pueden clasificar como el tipo de polarización.

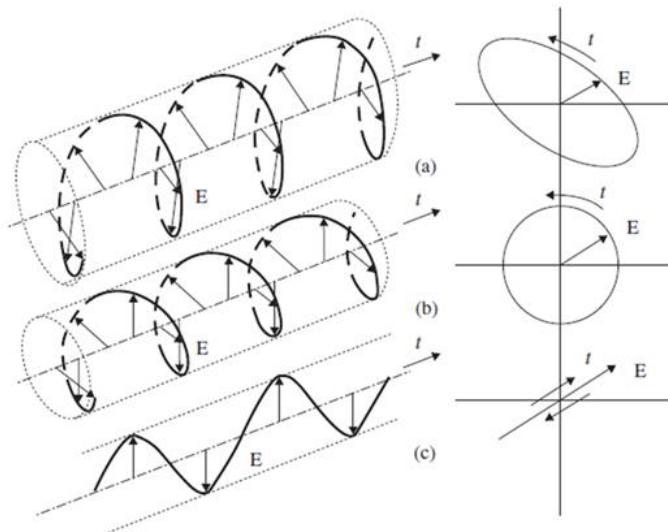


Figura 5. Tipos de polarización, a) polarización elíptica, b) polarización circular, c) polarización lineal.

La polarización elíptica se presenta cuando las componentes del vector de campo eléctrico tienen amplitudes variables y se encuentran girando en el plano de propagación. El trazo formado por el extremo del vector resultante es una elipse (Figura 5a). Cuando el vector del campo eléctrico permanece constante en longitud, pero gira alrededor de una trayectoria circular, la onda se encuentra polarizada circularmente (Figura 5b). En ambos casos, la rotación de la onda puede presentarse en una de las dos direcciones: Cuando la onda se desplaza hacia el observador y el vector gira en sentido de las manecillas del reloj, se dice que se tiene una polarización de mano izquierda. En caso contrario se cuenta con una polarización de mano derecha. Se tiene una polarización lineal cuando el vector que describe el campo eléctrico siempre se dirige a lo largo de una línea (Figura 5c).

2.3 Línea de microcinta.

La línea de microcinta es el medio de transmisión más común empleado en circuitos de radiofrecuencia y microondas. Esta es una línea de transmisión planar no homogénea, que se deriva de una línea de transmisión de alambres paralelos, la cual está compuesta por un plano de tierra y una línea conductora los cuales se encuentran separados por un material dieléctrico. La microcinta está compuesta por un conductor de cobre u otro material conductor el cual se encuentra rodeado de aire por la parte superior y tiene un ancho W , largo L y espesor t . Este conductor es soportado por un substrato dieléctrico que tiene un espesor h y una constante dieléctrica relativa ϵ_r . En la parte inferior del substrato se encuentra el plano de tierra conductor. La estructura general de una línea de microcinta se puede apreciar en la Figura 6.

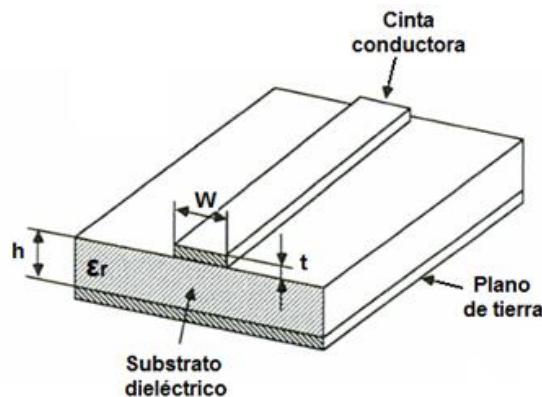


Figura 6. Estructura de una línea de microcinta.

Las dimensiones físicas de una línea de microcinta están en función de la impedancia, longitud de onda o longitud eléctrica, de la frecuencia de operación y de la constante dieléctrica efectiva (ϵ_{ref}). Las longitudes tienden a reducirse para longitudes de onda pequeñas y para constante dieléctricas altas. Los anchos aumentan para líneas con impedancia baja.

Para realizar el análisis de una línea de microcinta se utilizan las ecuaciones (8) a (12) del modelo de Hammerstad y Jensen (Hammerstad & Jensen, 1980), por ser uno de los modelos más simples y precisos. Estas ecuaciones permiten obtener la constante dieléctrica efectiva (ϵ_{ref}) y la impedancia característica (Z_0) de una línea con ancho W y largo L como sigue:

$$\epsilon_{ref} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10}{W/h}\right)^{-ab} \quad 8)$$

$$a = 1 + \frac{1}{49} \log \left(\frac{(W/h)^4 + (W/52h)^2}{(W/h)^4 + 0.432} \right) + \frac{1}{18.7} \log \left(1 + \left(\frac{W/h}{18.1} \right)^3 \right) \quad 9)$$

$$b = 0.564 \left(\frac{\epsilon_r - 0.9}{\epsilon_r + 3} \right)^{0.053} \quad 10)$$

$$Z_0 = \frac{\eta_0}{2\pi} \log \left(\frac{X_1 h}{W} + \sqrt{1 + \left(\frac{2h}{W} \right)^2} \right) \quad 11)$$

$$X_1 = 6 + (2\pi - 6) e^{\left(-\left(\frac{30.666h}{W} \right)^{0.7528} \right)} \quad 12)$$

donde η_0 es la impedancia intrínseca o del espacio libre y h es el espesor del dieléctrico

2.4 Guía de onda coplanar (CPW).

La guía de onda coplanar (CPW CoPlanar Waveguide), representa una alternativa a las líneas de microcinta como una línea de transmisión utilizada en circuitos de microondas y de ondas milimétricas. La guía de onda CPW, fue propuesta por C.P. Wen y consiste en un sustrato dieléctrico con conductores grabados sobre la superficie superior (Wen, 1969). La estructura consiste de una tira conductora al centro, separada por una abertura estrecha de dos planos de tierra a cada lado. La constante dieléctrica efectiva (ϵ_{ref}) y la impedancia característica (Z_0) se determinan de las dimensiones de la tira central, de la abertura (gap) entre la línea central y los planos de tierra laterales, y del espesor y permitividad del sustrato dieléctrico. Esta estructura básica también se conoce como CPW convencional y se muestra en la Figura 7.

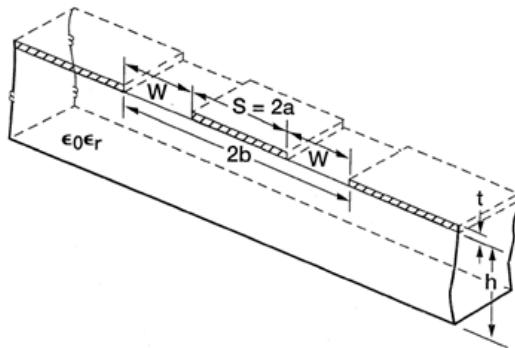


Figura 7. Estructura de una guía de onda coplanar (CPW) (Simons, 2001) p.2.

Para analizar una guía de onda CPW en el modo cuasiestático de propagación se puede realizar por medio de transformaciones conformes. La idea principal de la transformación conforme consiste en convertir una distribución de campo electromagnético complicada y una estructura geométrica compleja en una forma simple que tenga una distribución de campo conocido. En las ecuaciones (13) a la (18) se proporcionan las expresiones para calcular la constante dieléctrica efectiva (ϵ_{ref}) y la impedancia característica (Z_0) de una guía de onda coplanar:

$$\epsilon_{ref} = 1 + \frac{(\epsilon_r - 1)}{2} \frac{K(k)}{K(k')} \frac{K(k'_0)}{K(k_0)} \quad 13)$$

$$Z_0 = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_{ref}}}\frac{K(k'_0)}{K(k_0)} \quad 14)$$

donde ϵ_r es la constante dieléctrica del sustrato,

$$k = \frac{\sinh(\pi S/4h)}{\sinh[\pi(S + 2W)/4h]} \quad 15)$$

$$k_0 = \frac{S}{S + 2W} \quad 16)$$

$$k' = \sqrt{1 - k^2} \quad 17)$$

$$k'_0 = \sqrt{1 - k_0^2} \quad 18)$$

y $K(k)$ es la integral elíptica completa de primera clase.

2.5 Guía de onda coplanar con plano de tierra adicional (CBCPW)

A menudo se agrega otro plano de tierra por la cara inferior a la CPW convencional, para aumentar su resistencia mecánica, realizar circuitos de microcinta y CPW mixtos, o para mejorar la disipación de calor. A esta guía de onda con plano conductor inferior se le llama guía de onda coplanar con plano de tierra adicional CBCPW (conductor-backed coplanar waveguide).

A menudo a estas guías de onda CBCPW se les agrega una fila de orificios metalizados (via holes) en los planos de tierra, con el propósito de establecer el mismo potencial en los planos de tierra inferiores que los superiores, y reducir la radiación electromagnética interferente como ocurre en las líneas de microcinta y guías de onda coplanares convencionales. Es por esta característica que se seleccionó la guía de onda CBCPW con plano de tierra adicional, para ser utilizada en el diseño de los arreglos de antenas.

2.5.1 Análisis de guía de onda CBCPW

Para el análisis de la guía de onda CBCPW con planos de tierra infinitos en la dirección lateral que se muestra en la Figura 8, se toma como base el análisis de Wen para guías de onda CPW convencionales (Wen, 1969) anteriormente descrito, la cual se extiende en (Veyres & Fouad Hanna, 1980) (Ghione & Naldi, 1983) para ser utilizada en la guía de onda CBCPW (Simons, 2001) (Nguyen, 2001). Cabe mencionar que de manera similar que en el análisis de una CPW, se supone un modo cuasiestático de propagación en la estructura CBCPW.

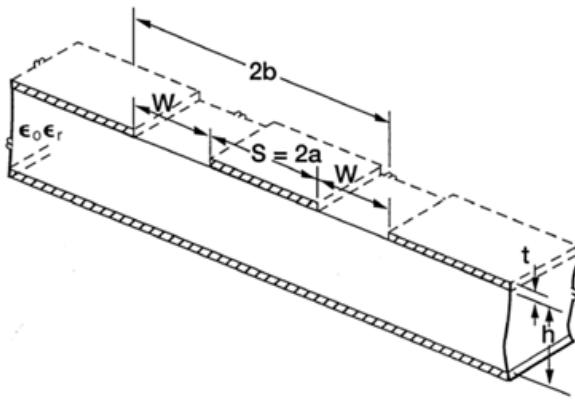


Figura 8. Estructura de una guía de onda coplanar con plano adicional (CBCPW) (Simons, 2001), p.88.

El análisis proporciona expresiones analíticas simples dadas en las ecuaciones (19) a la (24), que se utilizan para calcular la constante dieléctrica efectiva ϵ_{refr} y la impedancia característica Z_0 en función de la geometría de la estructura:

$$\epsilon_{refr} = \frac{1 + \epsilon_r \frac{K(k')}{K(k)} \frac{K(k_3)}{K(k'_3)}}{1 + \frac{K(k')}{K(k)} \frac{K(k_3)}{K(k'_3)}} \quad 19)$$

$$Z_0 = \frac{60\pi}{\sqrt{\epsilon_{refr}}} \frac{1}{1 + \frac{K(k)}{K(k')} \frac{K(k_3)}{K(k'_3)}} \quad 20)$$

donde ϵ_r es la constante dieléctrica del sustrato

$$k = a/b \quad 21)$$

$$k_3 = \tanh(\pi a/2h) / \tanh(\pi b/2) \quad (22)$$

$$k' = \sqrt{1 - k^2} \quad (23)$$

$$k'_3 = \sqrt{1 - k_3^2} \quad (24)$$

y $K(k)$ es la integral elíptica completa de primera especie.

2.6 Antenas impresas

La utilización cada vez más amplia de circuitos impresos con líneas de transmisión hasta frecuencias más elevadas, y debido a sus ventajas de bajo costo, poco peso y facilidad de reproducción, ha propiciado el interés de utilizarlas también como elemento radiante. La utilización de una misma tecnología para fabricar líneas de transmisión y los elementos radiantes, se convierte en una posibilidad enormemente atractiva. Es por ello que surgen las antenas impresas, las cuales consisten en un parche metálico grabado sobre un sustrato dieléctrico, el cual a su vez se encuentra por encima de un plano metálico.

Las antenas impresas tienen gran presencia en aplicaciones donde el tamaño reducido es importante, como en la aeronáutica, en dispositivos móviles y en los equipos de comunicaciones inalámbricas en general. También se utilizan a menudo en aplicaciones donde se utilizan frecuencias elevadas principalmente en los rangos de microondas y ondas milimétricas (Balanis, 2005). Algunas ventajas de este tipo de antenas son que tienen bajo perfil, fáciles de integrar, sencillas, de fácil producción en masa, fácil de adaptar con circuitos integrados de microondas, versátiles en términos de impedancia, patrón de radiación, polarización y frecuencia de resonancia entre otros. A continuación se muestran dos tipos de antenas impresas, las cuales destacan por su fabricación fácil, tamaño reducido y por tener aplicación en dispositivos de comunicación inalámbrica.

2.6.1 Antena F invertida (IFA)

La antena F invertida (IFA) es una variante de una antena monopolo, donde la sección superior se dobla hacia abajo de manera que quede paralelo con el plano de tierra. Esto se hace con la finalidad de reducir la altura de la antena, mientras se mantiene una longitud que determina la frecuencia de resonancia. Esta sección introduce una capacitancia en paralelo a la impedancia de entrada de la antena, la cual se compensa mediante la aplicación de un stub en corto-circuito como se muestra en la Figura 9. Se puede observar que el extremo del stub se conecta al plano de tierra a través de un orificio metalizado (via hole) cuando se emplea tecnología de microcinta, y se conecta de forma directa en la tecnología CPW.

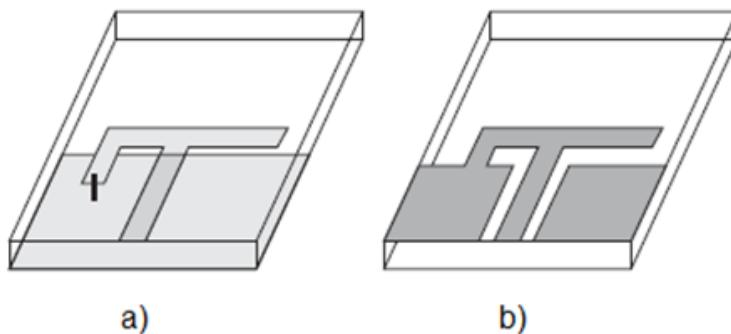


Figura 9. Antena F Invertida (IFA). (a) IFA de microcinta. (b) IFA de guía de onda coplanar (CPW).

La antena IFA se utiliza ampliamente debido a que es razonablemente compacta, tiene un patrón de radiación cercano al omnidireccional, buena eficiencia, y es una estructura muy simple. La característica principal de la antena es su longitud de $\lambda / 4$ que determina la frecuencia de resonancia. La antena F invertida (IFA) es una de las antenas más populares en los dispositivos de comunicación inalámbricos de hoy en día (Elsheakh & Abdallah, 2012).

2.6.2 Antena de línea Meander

La antena desarrollada con tecnología de línea Meander, es otro tipo de antena de microcinta que permite el diseño de antenas con un tamaño pequeño y ofrece buen rendimiento de banda ancha. Este tipo de antena tiene diversas ventajas significativas, ya que es eléctricamente pequeña, tiene una estructura simple y es una antena de bajo

perfil, cuyas dimensiones de alto y ancho son pequeñas. Las antenas de línea Meander se han estudiado ampliamente con el fin de reducir el tamaño de los elementos radiantes en antenas de alambre, monopolio y del tipo dipolo (Misman, Abd Aziz, Husain, & Soh, 2009). En una antena de línea Meander, la línea cuya longitud original es de forma continua, se dobla con la intención de reducir la longitud resonante. El aumento de la longitud total de la línea en una antena con longitud axial fija, reduce su frecuencia de resonancia. En la Figura 10a se muestra la estructura y los elementos que componen una antena de línea Meander realizada con tecnología coplanar.

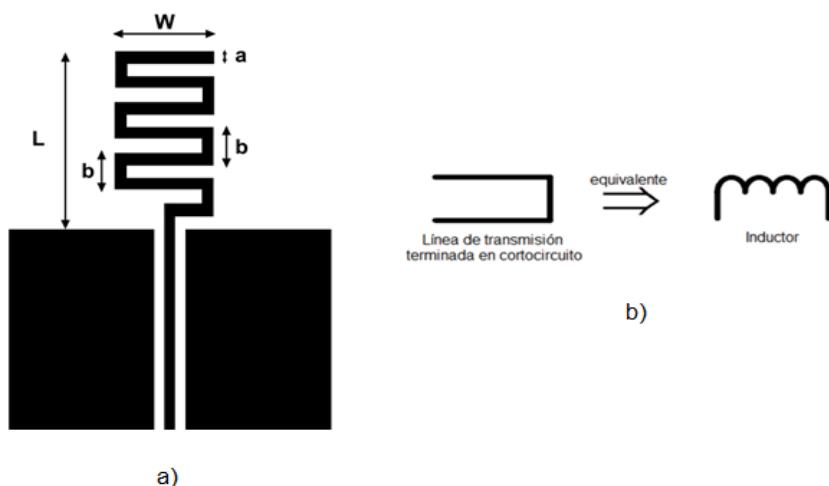


Figura 10. Antena de línea Meander, a) estructura y elementos de la antena, b) modelo equivalente de las secciones de línea Meander

La influencia de la parte doblada de la antena es similar a una carga, en donde las secciones de línea Meander se consideran como líneas de transmisión terminadas en cortocircuito. Por lo tanto estas secciones se pueden modelar como un inductor equivalente, como se muestra en la Figura 10b.

Las antenas de línea Meander se utilizan cada vez más en los sistemas de comunicaciones inalámbricas debido a sus ventajas de ser ligeras y compactas, además de que se prefieren sobre otras antenas impresas debido a su simplicidad y facilidad de integración (Tondare & Navale, 2014).

2.7 Redes inalámbricas de sensores

Una red inalámbrica de sensores (WSN) se compone de pequeños dispositivos que funcionan con baterías, llamados nodos sensores. Un nodo sensor tiene dos

componentes. El primero, llamado mote, es responsable de efectuar el almacenamiento, computación y comunicación. Este se caracteriza por tener un microprocesador incrustado, poca memoria y un radio de transmisión/recepción de baja energía. El segundo componente, llamado sensor, es responsable de la detección de fenómenos físicos tales como la temperatura, la luz, el sonido o la vibración, para nombrar algunos. Un sensor siempre está unido a un mote.

Los nodos sensores recogen datos y pueden realizar, dentro de la red, el procesamiento de los datos recogidos en los nodos intermedios antes de reenviarlos a un punto de recolección central, llamado sumidero (sink) o estación base, para su posterior análisis y procesamiento. La tecnología de sensores ha sido ampliamente utilizada en una variedad de dominios que se ocupan del monitoreo, como lo es el monitoreo de la salud, ambiental, industrial y sísmico entre otros. En dominios de control, como el control de la agricultura y en el dominio de vigilancia, tales como la vigilancia del campo de batalla (Khan, Pathan, & Alrajeh, 2013)

La estandarización de las WSN ha sido un reto importante. A través de los años se han desarrollado varios tipos de plataformas, principalmente para fines de investigación. Sin embargo, debido al desarrollo independiente de estas plataformas, la interdependencia ha sido un problema entre ellos. Recientemente, el IEEE ha emprendido un esfuerzo mundial para elaborar una norma para la comunicación inalámbrica de baja potencia, teniendo como resultado el desarrollo del estándar IEEE 802.15.4. Desde su creación, esta norma ha sido adoptada por la mayoría de las plataformas y aplicaciones industriales como el estándar de facto para las WSN (Akyildiz & Vuran, 2010). A continuación, se describen las características más importantes del estándar IEEE 802.15.4

2.7.1 IEEE 802.15.4

El organismo de estándares IEEE 802.15.4 se formó para la especificación de la tecnología de transceptor inalámbrico de datos de baja velocidad con batería de larga duración y de muy baja complejidad. El estándar IEEE 802.15.4 se puede considerar como la contraparte de baja potencia de la norma IEEE 802.11 desarrollada para las WLAN (Akyildiz & Vuran, 2010).

El estándar IEEE 802.15.4 define la capa física (PHY) y la capa de control de acceso al medio (MAC) y proporciona una gran flexibilidad para las soluciones de capa superior. Específicamente se definen principalmente el espectro inalámbrico utilizado, las técnicas de comunicación inalámbrica, y los algoritmos de MAC. Esto permite que los transceptores sean compatibles para comunicarse entre sí a pesar de que pueden haber sido producidos por diferentes proveedores.

2.7.1.1 Capa física PHY

La capa física PHY es la más cercana al hardware, y directamente controla y se comunica con el transceptor de radio. La capa PHY es responsable de la activación de la radio que transmite o recibe paquetes. La PHY también selecciona la frecuencia del canal y se asegura de que el canal no está siendo utilizado actualmente por cualquier otro dispositivo en otra red.

El estándar ofrece tres bandas de frecuencia de operación: 868 MHz, 915 MHz y 2.4 GHz, las cuales se encuentran divididas en 27 canales, como se muestra en la Figura 11. Se tienen 16 canales definidos en la banda ISM (Industrial, Scientific and Medical) de 2.4 GHz, 10 canales en la banda de 915 MHz y 1 canal en la banda de 868 MHz. La utilización de estos canales depende de cada una de las regulaciones de los países (Labiod, Afifi, & De Santis, 2007).

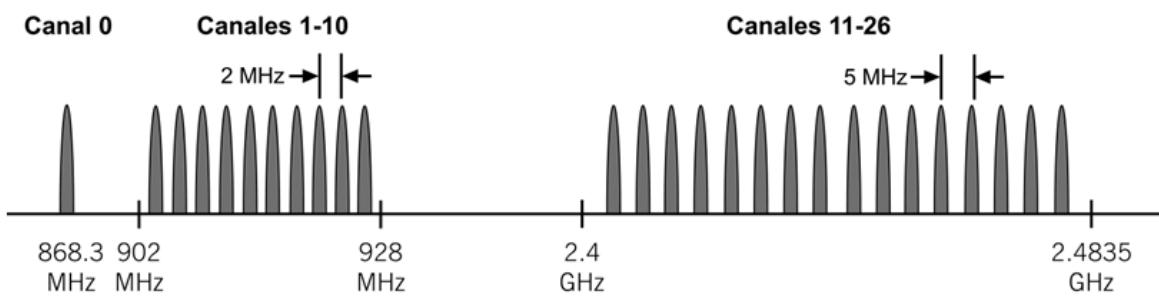


Figura 11. Bandas de frecuencia de operación del estándar 802.15.4.

En la Tabla 1 se presentan con mayor detalle las maneras en que estas tres bandas de frecuencia se utilizan en el estándar IEEE 802.15.4. Todos los métodos de comunicación inalámbrica en el estándar IEEE 802.15.4 aprovechan la técnica de

esparcimiento de espectro extendido DSSS (Direct Sequence Spread Spectrum). DSSS se implementó para mejorar la sensibilidad del receptor, mejorar la resistencia a las interferencias y reducir el efecto de multirayos de la señal. Los tipos de modulación utilizados en IEEE 802.15.4 son: BPSK (Binary Phase Shift Keying) y O-QPSK (Offset Quadrature Phase Shift Keying), en donde los datos digitales se encuentran en la fase de la señal.

Tabla 1. Frecuencias de operación y tasa de datos del estándar IEEE 802.15.4

Frecuencia (MHz)	Número de canales	Modulación	Tasa de chips (Kchip/s)	Tasa de bit (Kb/s)	Tasa de símbolos (Ksímbolos/s)	Método de ensanchamiento
868–868.6	1	BPSK	300	20	20	DSSS binario
902–928	10	BPSK	600	40	40	DSSS binario
2400–2483.5	16	O-QPSK	2000	250	62.5	DSSS 16-aria ortogonal

La capa Física del estándar IEEE 802.15.4, además de ser la responsable de la transmisión y recepción de datos, realiza las siguientes tareas:

- **Detección de energía ED (Energy Detection):** Cuando un dispositivo planea transmitir un mensaje, primero entra en el modo de recepción para detectar y estimar el nivel de energía de la señal en el canal deseado. La energía de la señal en la banda de interés se promedia sobre ocho períodos de símbolo.
- **Detección de portadora CS (Carrier Sense):** Similar a la ED, la detección de portadora es una forma de verificar si un canal de frecuencia está disponible para su utilización. En contraste con la ED, en la CS se demodula la señal para verificar si la modulación y el ensanchamiento son compatibles con las características de la capa PHY que se encuentra actualmente siendo utilizada por el dispositivo.
- **Indicación de la calidad del enlace LQI (Link Quality Indication):** La medición de LQI es una caracterización de la potencia y/o calidad de un paquete recibido. El LQI puede implementarse al emplear la técnica ED, mediante una estimación señal a ruido o una combinación de ambas.

- **Valoración de disponibilidad del canal CCA (Clear Channel Assessment):** Mediante esta función es posible reportar el estado de actividad del medio, es decir si se encuentra libre u ocupado. En un CCA, los resultados de ED o CS se pueden utilizar para decidir si un canal de frecuencia debe considerarse como disponible u ocupado.

2.7.1.2 Capa de control de acceso al medio MAC

La capa de control de acceso al medio (MAC) proporciona la interfaz entre la capa PHY y la capa NWK. La capa MAC es responsable de generar mensajes de referencia “beacons”, sincronizar el dispositivo con los beacons, efectuar el acceso al canal, la validación de tramas y entrega de tramas de reconocimiento. El beacon es una frecuencia o mensaje con un formato específico que se utiliza para sincronizar los relojes de los nodos de la red. Además la capa MAC también proporciona servicios de asociación y disociación.

El estándar IEEE 802.15.4 ofrece dos métodos para el acceso al canal: el basado en contención o el libre de contención. En el acceso al canal basado en contención, todos los dispositivos que desean transmitir en el mismo canal de frecuencia utilizan el mecanismo CSMA-CA (Carrier Sense Multiple Access-Collision Avoidance), y el primero que encuentra el canal libre comienza a transmitir. En el método libre de contención, el coordinador PAN dedica un intervalo de tiempo específico para un dispositivo en particular. Esto se conoce como un intervalo de tiempo garantizado (GTS, Guaranteed Time Slot). Por lo tanto, un dispositivo con un GTS asignado comenzará a transmitir durante ese periodo de tiempo sin utilizar el mecanismo CSMA-CA.

Para proporcionar un GTS, el coordinador PAN debe garantizar que todos los dispositivos de la red estén sincronizados. Este método libre de contención también es llamado PAN con beacon habilitado. Una red en la que el coordinador PAN no transmite beacons se conoce como una red sin beacons habilitados. La vida de la batería en una red sin beacons puede ser notablemente mejor que en una red de beacons habilitados debido a que en una red sin beacons, los dispositivos se despiertan con menos frecuencia y ahoran energía.

El IEEE 802.15.4 define cuatro estructuras de trama MAC: trama de beacon, trama de datos, trama de reconocimiento y trama de instrucción MAC. La trama de beacon se utiliza por un coordinador para transmitir beacons. Las tramas de datos y de reconocimiento se emplean para transmitir datos y en consecuencia reconocer la recepción exitosa de una trama. Los comandos MAC se transmiten utilizando una trama de instrucción MAC.

2.7.1.3 Tipos de dispositivos

Existen dos tipos de dispositivos en una red inalámbrica IEEE 802.15.4: dispositivos con todas las funciones (FFD, Full Function Device) y dispositivos de función reducida (RFD, Reduced Function Device). Un FFD es capaz de realizar todas las funciones descritas en el estándar IEEE 802.15.4 y puede aceptar cualquier rol en la red. Por otro lado, un RFD tiene capacidades limitadas. Por ejemplo, un FFD puede comunicarse con cualquier otro dispositivo en una red, pero un RFD sólo puede establecer comunicación con un dispositivo FFD. Los dispositivos RFD están destinados a aplicaciones muy simples como encender o apagar un interruptor. El tamaño de la memoria y la potencia de procesamiento de los dispositivos RFD son normalmente menores que las de los dispositivos FFD.

En una red basada en el estándar IEEE 802.15.4, un dispositivo FFD puede tomar tres roles diferentes: como coordinador (Coordinator), como coordinador PAN (PAN Coordinator) y como dispositivo (Device). Un coordinador es un dispositivo FFD que es capaz de transmitir mensajes. Si el coordinador también es el controlador principal de una red de área personal (PAN), se le llama coordinador PAN. Si un dispositivo no actúa como coordinador, se le llama simplemente dispositivo.

2.7.2 ZigBee

ZigBee es una tecnología basada en estándares para aplicaciones de monitoreo remoto, control y redes de sensores. El estándar fue creado para abordar la necesidad de una solución de red rentable basada en estándares inalámbricos que soportan bajas velocidades de datos, bajo consumo de energía, seguridad y confiabilidad (ZigBee, 2012). El estándar ZigBee desarrollado por la ZigBee Alliance, la cual tiene cientos de

empresas asociadas de la industria de semiconductores, desarrolladores de software, fabricantes de equipos originales (OEM) e instaladores de los mismos.

Las capas del protocolo de red inalámbrica ZigBee se muestran en la Figura 12. Las capas de protocolo de ZigBee se basan en el modelo de referencia de interconexión de sistemas abiertos básico o modelo de referencia OSI (en inglés, Open System Interconnection) (ISO/IEC-7498-1, 1994). El modelo de referencia OSI, es una normativa formada por siete capas que define las diferentes fases por las que deben pasar los datos para viajar de un dispositivo a otro sobre una red de comunicaciones.

La división de un protocolo de red en capas tiene una serie de ventajas. Por ejemplo, si el protocolo cambia con el tiempo, es más fácil reemplazar o modificar la capa que se ve afectada por el cambio en vez de sustituir todo el protocolo. Además, en el desarrollo de una aplicación, las capas inferiores del protocolo son independientes de la aplicación y se pueden obtener de un tercero, por lo que solo se deben realizar los cambios en la capa de aplicación del protocolo. La implementación en software de un protocolo se conoce como pila de protocolo de software (protocol stack software).

El estándar ZigBee sólo define las capas de red (NWK), de aplicación (APL) y de seguridad del protocolo, y adopta como parte del protocolo de red ZigBee, la capa física (PHY) y los protocolos de control de acceso al medio (MAC) del estándar IEEE 802.15.4, como se muestra en la Figura 12. Por lo tanto, un dispositivo compatible con ZigBee también es compatible con el estándar IEEE 802.15.4.

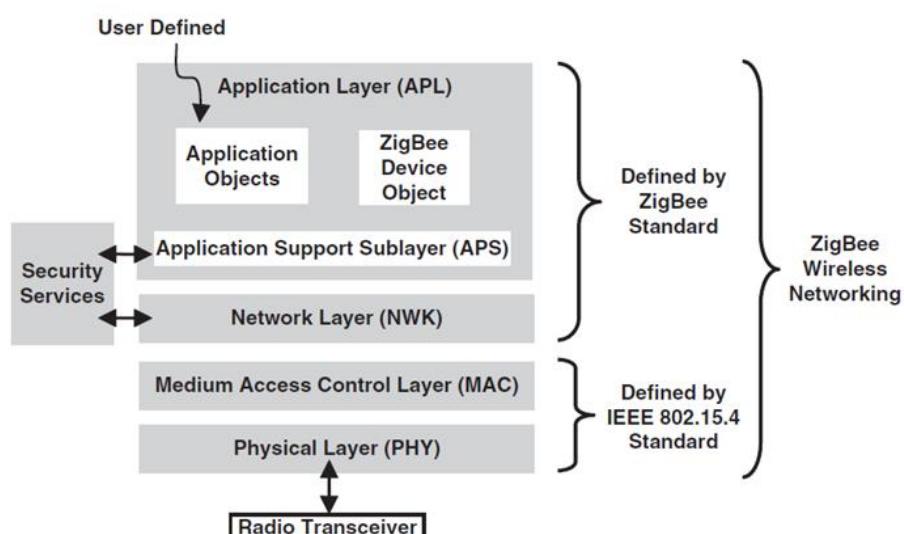


Figura 12. Capas de protocolo de red inalámbrica ZigBee (Farahani, 2011), p.5.

2.7.2.1 Roles de los dispositivos

ZigBee utiliza una terminología ligeramente diferente a la del estándar IEEE 802.15.4 para definir los roles de los dispositivos, como se puede observar en la Figura 13. Un coordinador ZigBee es un coordinador PAN de la IEEE 802.15.4. Un enrutador (ZigBee Router) es un dispositivo ZigBee que puede actuar como un coordinador de la IEEE 802.15.4. Finalmente, un dispositivo final ZigBee (ZigBee End Device) es un dispositivo que no es ni un coordinador ni un enrutador. Un dispositivo final ZigBee tiene un tamaño de memoria reducido y la menor cantidad de características y capacidad de procesamiento. Un dispositivo final es normalmente el dispositivo menos costoso en la red.

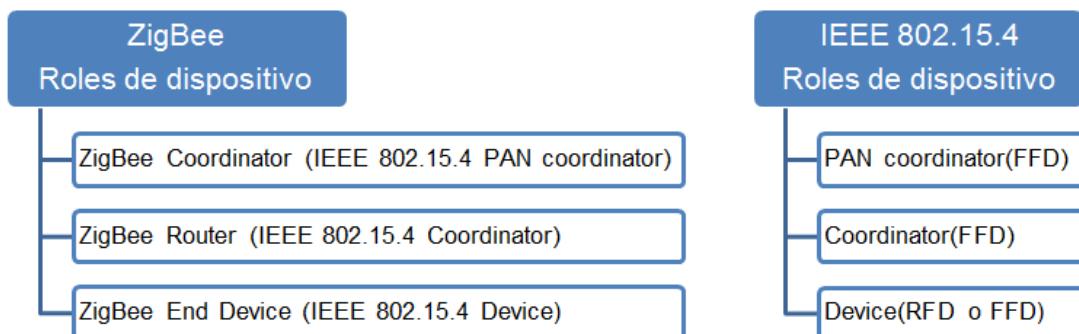


Figura 13. Roles de dispositivos en el estándar IEEE 802.15.4 y ZigBee.

2.7.2.2 Capa de red NWK

La capa de red NWK del estándar ZigBee, es la responsable de gestionar la formación de redes y el enrutamiento. El enrutamiento es el proceso de seleccionar la ruta a través de la cual se transmite el mensaje a su dispositivo de destino (Farahani, 2011).

El coordinador ZigBee y los enrutadores son los responsables de descubrir y mantener las rutas en la red. Un dispositivo final ZigBee no puede realizar el descubrimiento de ruta. El coordinador ZigBee o un enrutador llevará a cabo el descubrimiento de ruta en nombre del dispositivo final. La capa NWK de un coordinador ZigBee es responsable de establecer una nueva red y la selección de la topología de

red. El coordinador ZigBee también asigna las direcciones NWK a los dispositivos en su red.

2.7.2.3 Topología de red

La formación de la red se administra por la capa de red ZigBee. La red debe estar en una de las dos topologías de red especificadas en el estándar IEEE 802.15.4: estrella e igual-a-igual (peer-to-peer).

En la topología en estrella, que se muestra en la Figura 14a, todos los dispositivos en la red sólo pueden comunicarse con el coordinador PAN. Un escenario típico en una formación de red en estrella sucede cuando un FFD, programado para ser un coordinador PAN, se active y comience a establecer su red. La primera función que hace este coordinador PAN, es seleccionar un identificador de PAN único, que no es utilizado por cualquier otra red en su esfera de radio de influencia, que es la región alrededor del dispositivo en el que su radio puede comunicarse con éxito con otros radios (Farahani, 2011).

En una topología igual-a-igual, cada dispositivo puede comunicarse directamente con cualquier otro dispositivo, siempre y cuando se encuentre colocado suficientemente cerca para establecer un enlace de comunicación exitoso. Cualquier FFD en una red igual-a-igual puede desempeñar el papel de coordinador PAN. Una forma de decidir qué dispositivo será el coordinador PAN, es escoger el primer dispositivo FFD que inicia la comunicación como el coordinador PAN.

Una red igual-a-igual puede tomar diferentes formas mediante la definición de restricciones sobre los dispositivos que pueden comunicarse entre sí. Si no existe ninguna restricción, la red igual a igual se conoce como una topología de malla (Figura 14b). ZigBee soporta otra forma de red igual-a-igual conocida como la topología de árbol (Figura 14c). En la topología de árbol, un coordinador ZigBee (coordinador PAN) establece la red inicial. Los enrutadores ZigBee forman las ramas y transmiten los mensajes. Los dispositivos finales ZigBee actúan como hojas del árbol y no participan en el enrutamiento de mensajes. Además los enrutadores ZigBee pueden crecer la red más allá de la red inicial establecida por el coordinador ZigBee.

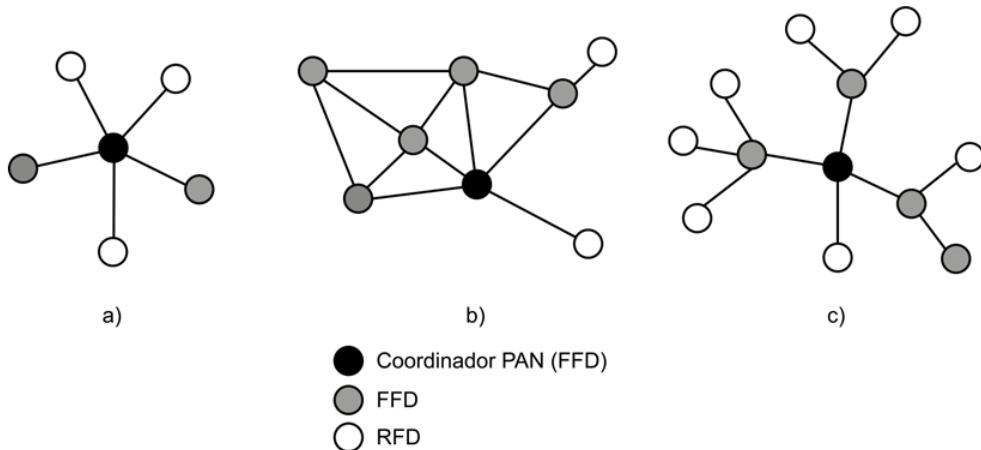


Figura 14. Topologías de red, a) estrella, b) malla, c) árbol.

2.7.2.4 Capa de aplicación APL

La capa de aplicación (APL) es la capa más alta del protocolo en la red inalámbrica ZigBee y alberga los objetos de la aplicación. Los fabricantes desarrollan los objetos de aplicación con el fin de personalizar un dispositivo para diversas aplicaciones. Los objetos de aplicación controlan y gestionan las capas de protocolo en un dispositivo ZigBee. En un solo dispositivo pueden existir hasta 240 objetos de aplicación.

El estándar ZigBee ofrece la opción de utilizar perfiles de aplicación en el desarrollo de una aplicación. Un perfil de aplicación es un conjunto de acuerdos sobre los formatos de mensajes y las acciones de procesamiento específicos de la aplicación. El empleo de un perfil de aplicación permite una mayor interoperabilidad entre los productos desarrollados por diferentes proveedores para una aplicación específica. Cuando dos vendedores utilizan el mismo perfil de aplicación para el desarrollo de sus productos, el producto de un proveedor será capaz de interactuar con los productos fabricados por el otro proveedor, como si ambos fueran fabricados por el mismo proveedor.

Capítulo 3.Diseño de antenas y arreglos de antenas

3.1 Introducción

En este capítulo se describen las metodologías de diseño de una antena tipo F invertida y de una antena tipo F-Meander, tomando como base las existentes en la literatura, pero modificadas para reducir sus dimensiones y mejorar sus características. Se presenta el diseño de las bases de prueba necesarias para montar las antenas comerciales de cerámica y las estructuras propuestas. Para ello, se diseñan y optimizan las líneas CBCPW que se utilizan en las antenas individuales, así como para diseñar los arreglos de tres antenas conformados por un circuito micro controlador comercial, las antenas individuales, las líneas de interconexión y filtros de los circuitos de alimentación. Se muestran los resultados obtenidos del análisis electromagnético de las antenas individuales y los arreglos de antenas diseñados.

3.2 Diseño de las antenas

En esta sección se describe en primer lugar la metodología empleada para diseñar una línea coplanar con plano de tierra adicional CBCPW, que se utiliza en el desarrollo de las antenas individuales. Asimismo, se presenta la metodología de diseño de una antena F invertida y las modificaciones realizadas para disminuir las dimensiones de la misma. Por último, se muestran los detalles de las características de tres antenas de cerámica comerciales que se pueden utilizar en los arreglos de antenas, y se presenta el diseño de las bases de prueba necesarias para montar a cada una de ellas y comprobar su desempeño.

3.2.1 Diseño de la línea coplanar con plano de tierra adicional

Para desarrollar la línea coplanar con plano de tierra adicional GCPW o CBCPW y las antenas, se utiliza un substrato tipo FR4 cuyas características se muestran en la Tabla 2. La línea debe tener una impedancia Z_0 de 50Ω y una longitud de un cuarto de onda $\lambda/4$, para operar a la frecuencia de 2.45 GHz, que es la frecuencia central de la banda ISM de 2.4 GHz. Para diseñar la línea se utiliza la herramienta LineCalc de ADS que se muestra en la Figura 15.

Tabla 2. Características del substrato consideradas para la línea y las estructuras.

Substrato: FR-4	Conductor: Cobre
<ul style="list-style-type: none"> - Espesor: 1.6129 mm - Constante dieléctrica (ϵ_r): 4.08 - Factor de pérdidas ($\tan D$): 0.018 	<ul style="list-style-type: none"> - Espesor: 0.01778 mm - Conductividad: 5.8e7 Siemens/m

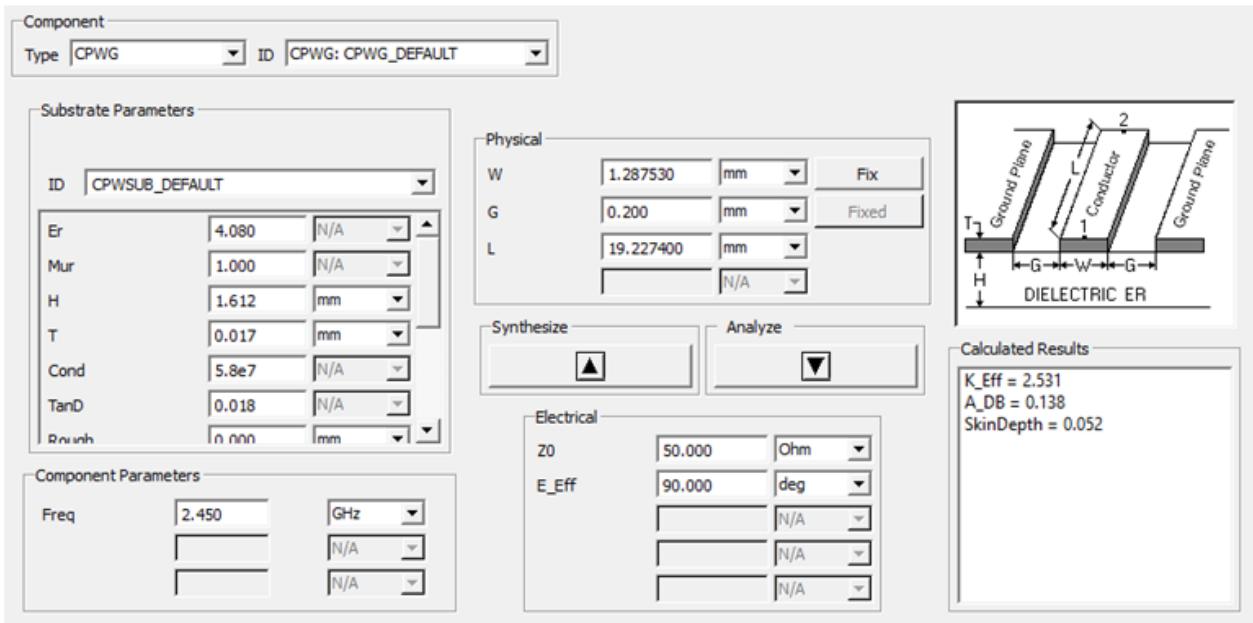


Figura 15. Diseño de línea coplanar de 50Ω mediante LineCalc de ADS.

Se pueden observar en la figura 15 los parámetros del substrato utilizado, así como los datos de la estructura. En las dimensiones físicas de la guía de onda coplanar se limitó el tamaño de la separación (gap) entre la línea central y los planos de tierra a un valor $G = 0.2mm$, y se obtuvieron las dimensiones: del ancho de la línea central $W = 1.2875 mm$. y longitud de la línea $L = 19.2274 mm$.

Enseguida se realizó un análisis electromagnético (AEM), de la estructura de la línea coplanar diseñada, mediante el software MOMENTUM de ADS. Ésta herramienta se basa en el Método de los Momentos (MoM), que es uno de los múltiples algoritmos numéricos que existen para aproximar la solución de las ecuaciones de Maxwell de manera numérica. Para efectuar el AEM en Momentum, como primer paso se define el substrato a utilizar, el cual cuenta con doble capa conductora de cobre y orificios metalizados o *via holes* separados por $h=1.6129mm$, como se puede apreciar en la Figura 16.

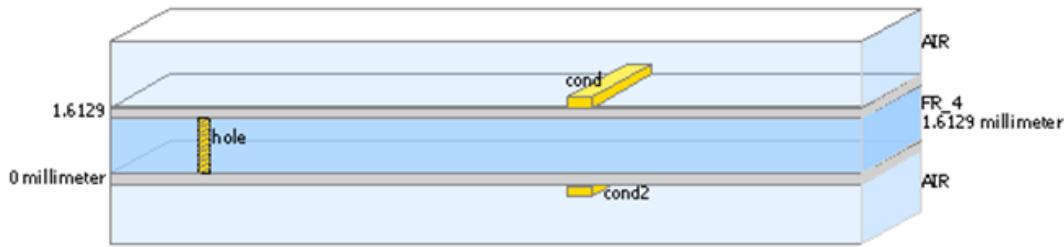


Figura 16. Substrato utilizado en ADS

Posteriormente se procedió a dibujar la línea coplanar en la capa conductora superior, colocando ambos planos de tierra con un ancho de 13 mm cada uno, un plano de tierra en la capa conductora inferior, el cual cuenta con un ancho $W_g = 29.6926 \text{ mm}$ y un gran número de orificios metalizados que tienen un diámetro de 0.6 mm. En la Figura 17 se muestra la estructura de la línea coplanar dibujada en Momentum, donde se pueden observar los via holes y los puertos de alimentación en ambos lados de la línea coplanar y planos de tierra de la misma.

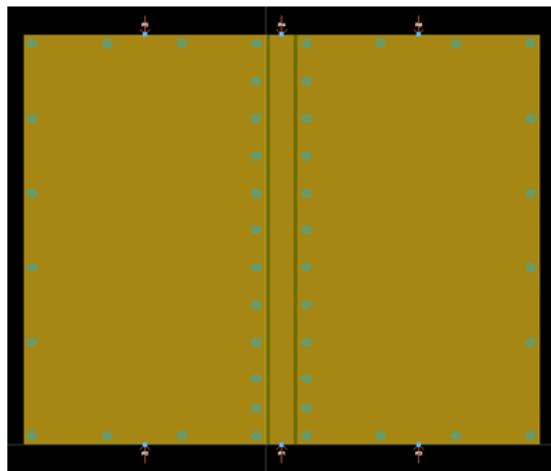


Figura 17. Estructura de una línea coplanar con plano de tierra adicional dibujada en MOMENTUM.

Una vez dibujada la estructura de la línea coplanar, se procede a realizar el análisis electromagnético (EM), con el propósito de obtener el comportamiento de sus parámetros S en el intervalo de frecuencias de 2.3 a 2.6 GHz como se muestra en la Figura 18. Como se puede observar, las pérdidas por retorno (parámetro S11), tienen un valor aceptable (<-42dB) y sus pérdidas por inserción (parámetro S21) son menores a -0.14dB, dentro del intervalo de frecuencias de 2.4 a 2.5 GHz, que es la banda de frecuencia especificada para el diseño de las antenas.

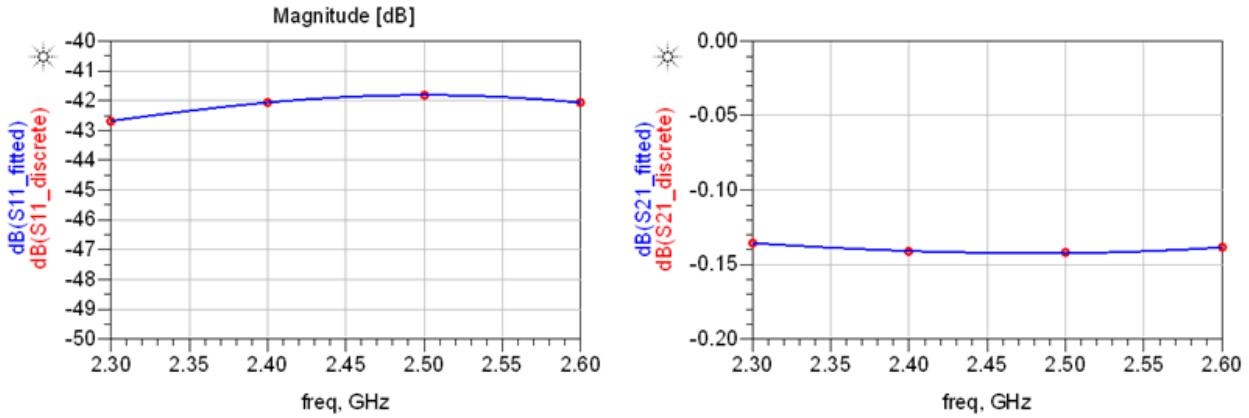


Figura 18. Parámetros S11 y S21 de la línea GCPW.

Enseguida se optimizó el valor de W , para mejorar las pérdidas por retorno y que la línea tuviera una impedancia lo más cercano a 50Ω , obteniéndose un valor de $W = 1.2926\text{mm}$, con el cual se logra reducir el S11 a un valor de -48.6dB, manteniéndose el S21 <-0.15dB como se muestra en la Figura 19. Por lo tanto esta línea se puede utilizar para comenzar a realizar el diseño de la antena F invertida.

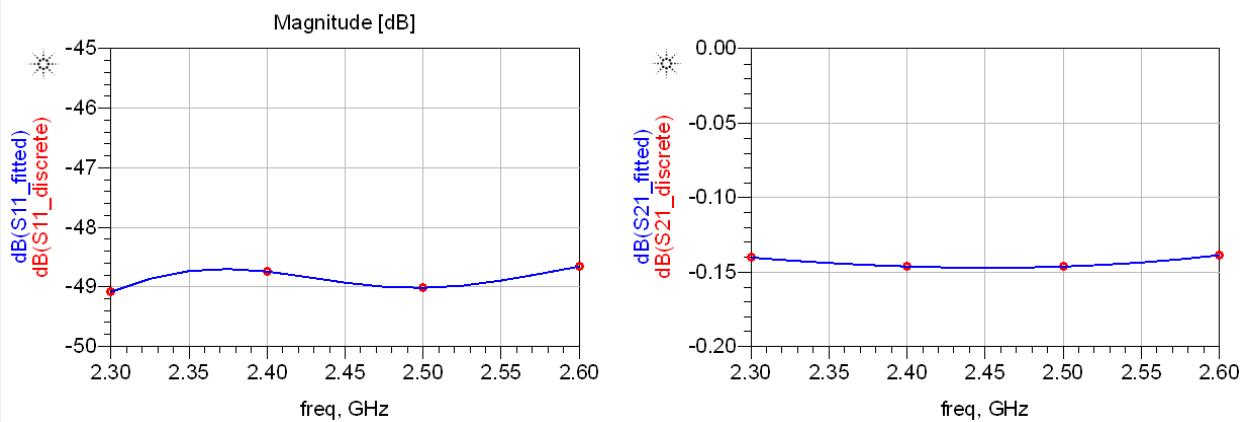


Figura 19. Parámetros S₁₁ y S₂₁ de la línea GCPW optimizada.

3.2.2 Diseño de la antena F invertida (IFA)

Para realizar el diseño de una antena F invertida (IFA), que opere en la frecuencia de resonancia deseada, se deben considerar las dimensiones de los elementos que se muestran en la Figura 20 como son: la longitud del stub en corto (S_f), el largo de la F (L_f) y la separación entre el stub y la línea de alimentación (L_s).

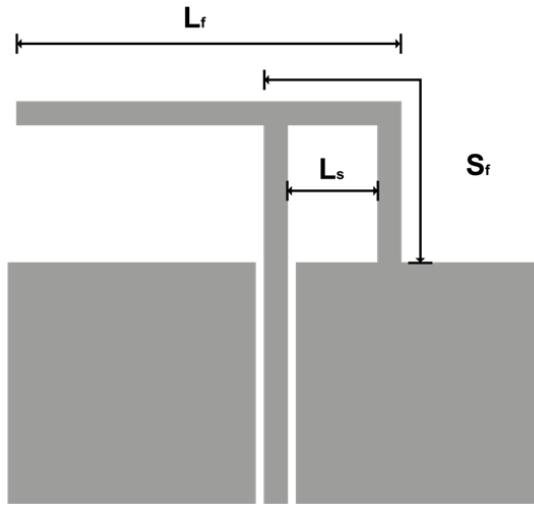


Figura 20. Dimensiones a considerar para el diseño de una antena IFA.

Algunos autores como (Elsheakh & Abdallah, 2012), mencionan que la distancia L_f es la que tiene mayor impacto en la frecuencia de resonancia y debe de ser aproximadamente un cuarto de la longitud de onda en el sustrato (λ_m), donde la longitud de onda en el sustrato se puede calcular con la ecuación (25):

$$\lambda_m = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{refr}}} \quad 25)$$

donde λ_0 es la longitud de onda en el vacío y ϵ_{refr} es la constante dieléctrica efectiva.

La constante dieléctrica efectiva para una línea CBCPW se obtiene mediante la ecuación(19), se calcula la longitud de onda en el sustrato (λ_m) y se obtiene la longitud del elemento L_f de la antena, tomando un cuarto de este valor ($L_f = \lambda_m/4$).

Para iniciar con el diseño de la antena, se tomó como base la línea CBCPW que cuenta con una impedancia de 50Ω calculada anteriormente ($G = 0.2mm, W = 1.2926mm$ y $L = 19.2274 mm$). Se consideró que la distancia del stub en corto S_f sea de un cuarto de longitud de onda. Además, se realizó un análisis paramétrico donde se mantuvieron fijos los valores de S_f y L_f y se modificó la distancia L_s , iniciando en la posición central del plano de tierra donde se hace el corto circuito, con un valor inicial de $L_s = 6.0537 mm$ y reduciendo esta distancia hasta tener las mejores pérdidas por retorno. Los resultados de esta variación se puede observar en la Figura 21, donde se

puede notar que cuando se tiene una reducción de 1 mm de la distancia L_s , se presentan las mejores pérdidas por retorno, sin embargo, con este valor será necesario incrementar considerablemente la longitud de L_f , ya que se necesita sintonizar la antena en la banda deseada de 2.4 a 2.5 GHz. Esto provoca que el largo de la antena F sobrepase al plano de tierra, resultando perjudicial para el diseño de la antena. Por lo tanto se eligió la respuesta continua ($L_s=2.6\text{mm}$) que se encuentra más cercana a la frecuencia central deseada de 2.45GHz, la cual tiene un valor aceptable de pérdidas por retorno ($S11<-24\text{dB}$).

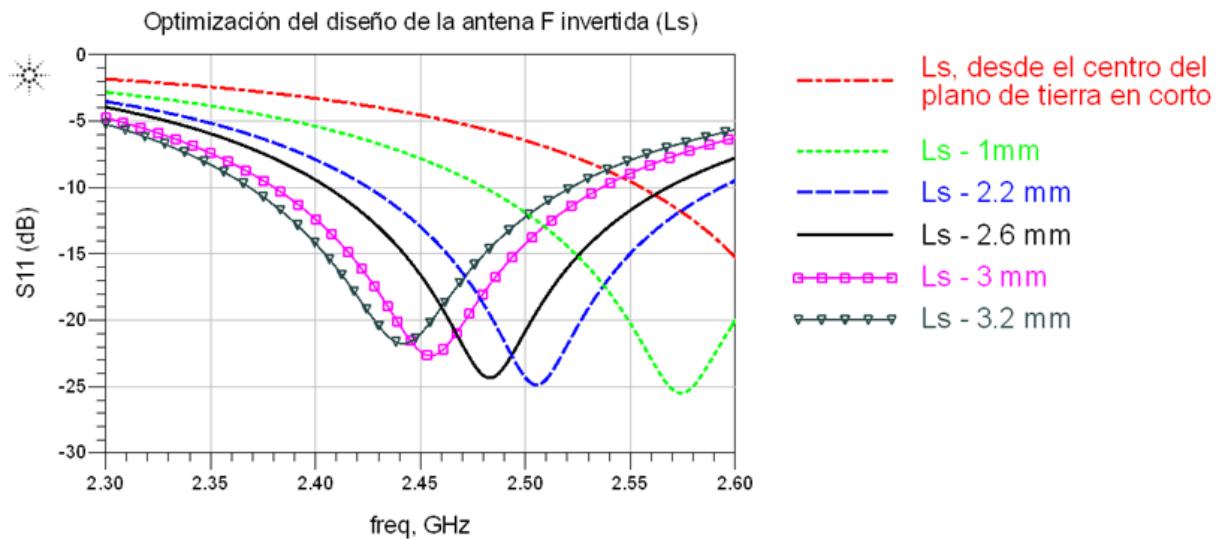


Figura 21. Pérdidas por retorno en función de la separación del stub en corto (L_s)

Una vez establecida la distancia L_s , se continúa con el análisis paramétrico de la antena F en la banda de operación deseada, realizando ahora una variación de la longitud L_f como se puede apreciar en la Figura 22, de tal modo que la frecuencia de resonancia de la antena se acerque a la frecuencia central de la banda de operación.

En la Figura 22 se puede notar como al incrementar el valor de L_f , la frecuencia de resonancia disminuye y tiende a acercarse a la frecuencia deseada, consiguiendo a la vez una mejora en las pérdidas por retorno ($S11<-28\text{dB}$). Este comportamiento cumple con el objetivo de diseño de tener pérdidas por retorno por debajo de -10 dB en la banda de 2.4 a 2.5 GHz. La antena F invertida resultante optimizada se puede observar en la Figura 23.

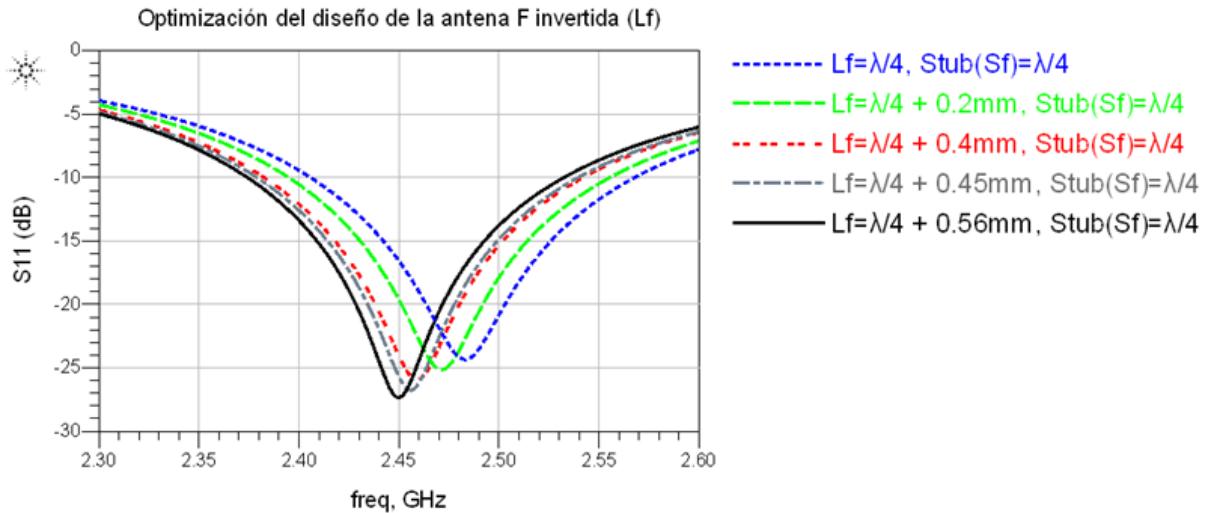


Figura 22. Pérdidas por retorno en función de la longitud de la antena F (L_f).

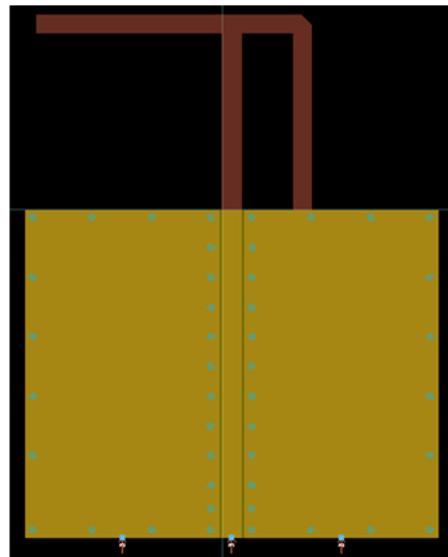


Figura 23. Diseño de la antena F invertida en el programa de análisis EM ADS.

En la Figura 24 se muestran las pérdidas por retorno de la antena F invertida optimizada, donde se puede visualizar como la frecuencia de resonancia se encuentra centrada en la frecuencia de 2.45 GHz. Se puede apreciar que se tiene una fase cercana a 0 grados en 2.45GHz y que sus pérdidas por retorno son menores a -10 dB en los extremos de la banda ISM de 2.4 GHz.

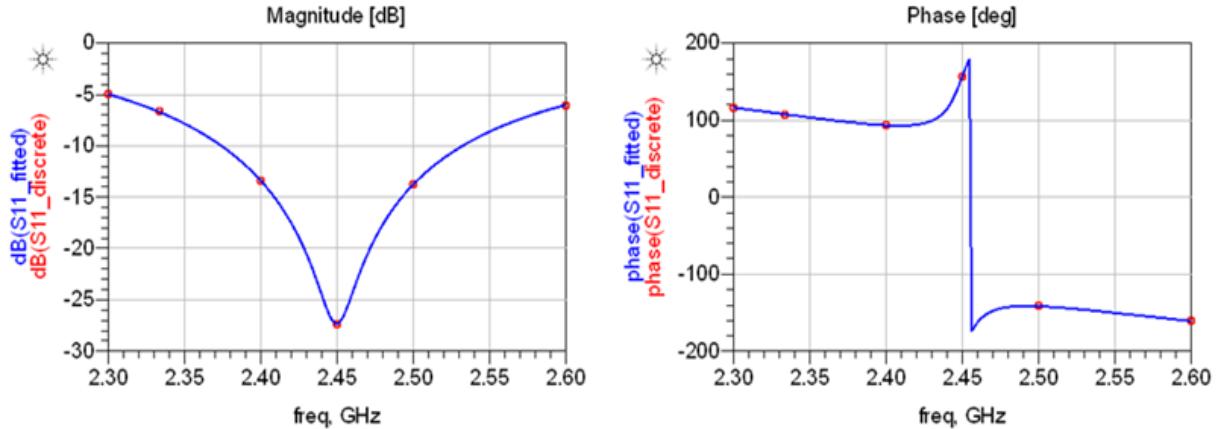


Figura 24. Pérdidas por retorno de la antena F invertida.

Debido a que se tiene contemplado utilizar la antena F invertida para desarrollar un arreglo de tres antenas, se propone reducir las dimensiones de la misma, con la finalidad de tener una estructura final más compacta. Por esta razón, se realizó una disminución de la longitud L_f al utilizar una línea en forma de “Taper”, además de disminuir la altura de la antena y la separación L_s . En la Figura 25 se puede observar la antena F invertida modificada. En la Tabla 3 se muestran las dimensiones finales de los elementos de la antena F invertida y las modificaciones que fueron realizadas a la misma.

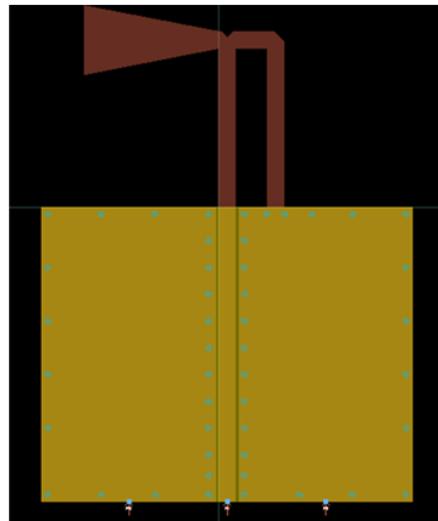


Figura 25. Diseño final de la antena F invertida en el programa de análisis EM ADS.

En Figura 26 se muestran las pérdidas por retorno obtenidas después de realizar las modificaciones de la antena F invertida agregándole el Taper, en la cual se puede

apreciar que solo se afecta la magnitud de este parámetro en la frecuencia de resonancia en comparación con el diseño original, ya que las pérdidas por retorno se incrementan ligeramente, sin embargo la antena sigue presentando un comportamiento excelente en la banda de operación de interés.

Tabla 3. Dimensiones de la antena F invertida y modificada con Taper.

Elemento	Antena F invertida		Antena F invertida modificada (Taper)	
	Largo(mm)	Ancho(mm)	Largo(mm)	Ancho (mm)
L_s	3.4653	-	2.3398	-
L_f	19.1	1.2926	14.9833	1.2926 a 5.2329
S_f	17.8932	1.2926	16.7673	1.2926

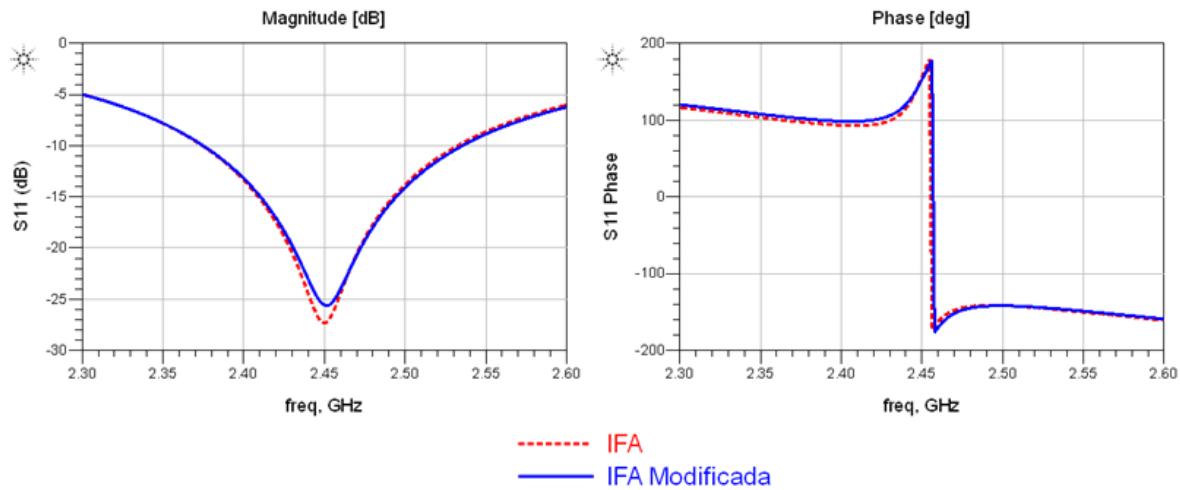


Figura 26. Pérdidas por retorno de la antena F invertida modificada comparada con el diseño original.

El comportamiento de la ganancia de la antena F invertida final con Taper obtenido mediante el análisis electromagnético en Momentum de ADS, se muestra en la Figura 27, comparado con el diseño original de la antena. En esta figura se puede observar como ambos diseños presentan aproximadamente la misma ganancia en la banda de 2.4 a 2.5 GHz la cual se encuentra entre 2.6 y 2.7 dBi. Se puede notar un ligero aumento en la ganancia de la antena modificada a la frecuencia de 2.6GHz.

El patrón de radiación de la antena modificada se obtiene efectuando el análisis electromagnético de la estructura, donde se determina el comportamiento del campo lejano de la antena para cada frecuencia analizada.

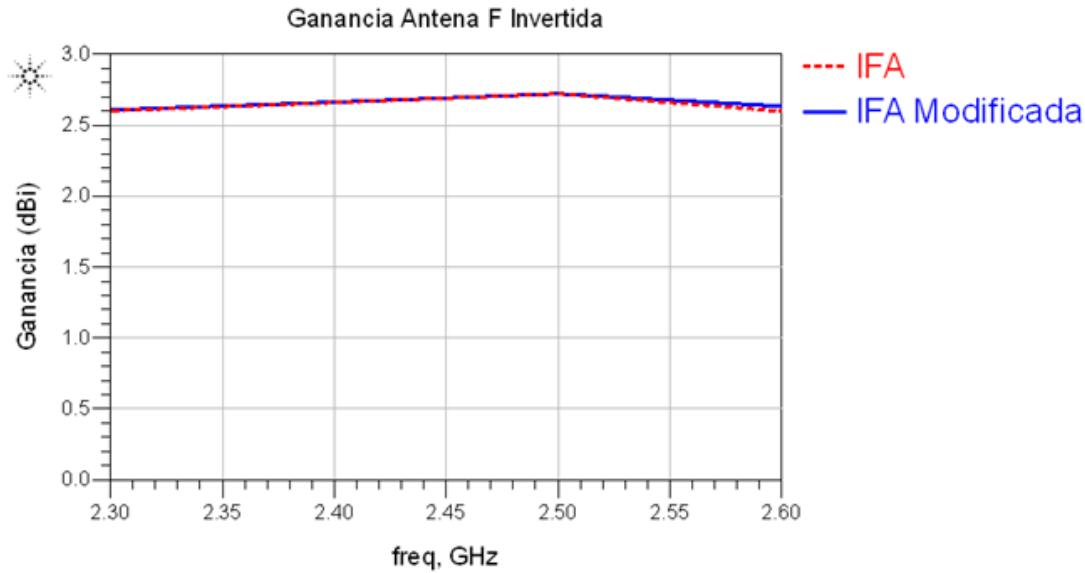


Figura 27. Ganancia de la antena F invertida.

En la Figura 28 se muestra el patrón de radiación en 3D y en forma polar para el plano E y H del diseño final a la frecuencia de 2.45 GHz, en el cual se puede observar la dirección donde la antena tiene mayor radiación, y los datos para obtener otros parámetros como el ancho de haz, etc.

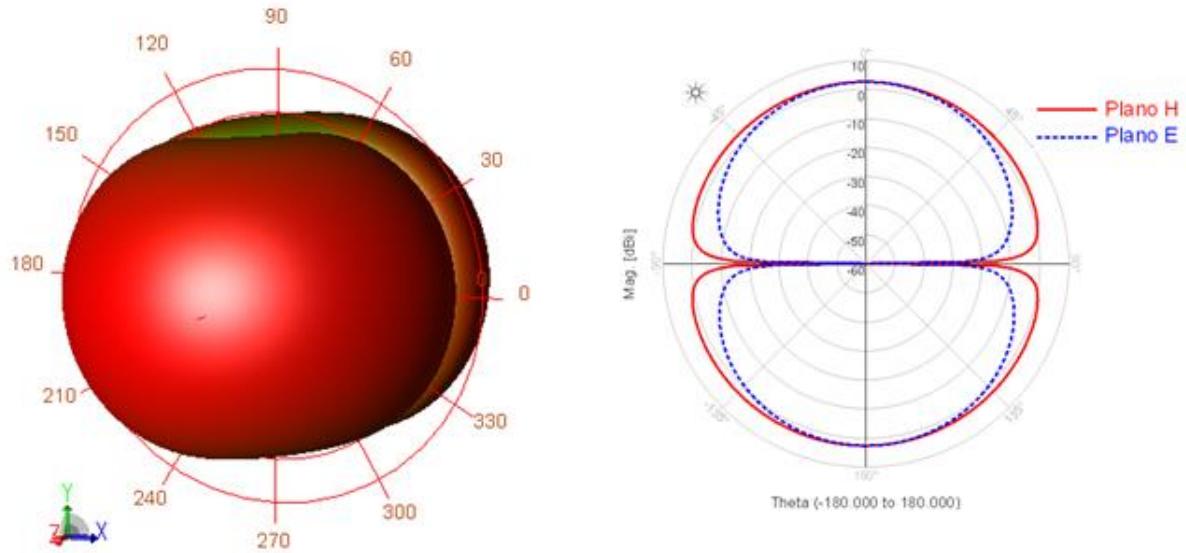


Figura 28. Patrón de radiación de la antena F invertida con Taper.

3.2.3 Diseño de base de pruebas para antenas de cerámica

Además de efectuar el diseño de la antena F invertida, se seleccionaron las tres antenas de cerámica comerciales que se muestran en la Figura 29. Estas antenas se

eligieron de una gran variedad de antenas de este tipo que existen en el mercado, por sus características de tamaño compacto y frecuencia de operación. En la

Tabla 4 se muestran las principales características de las antenas de cerámica.

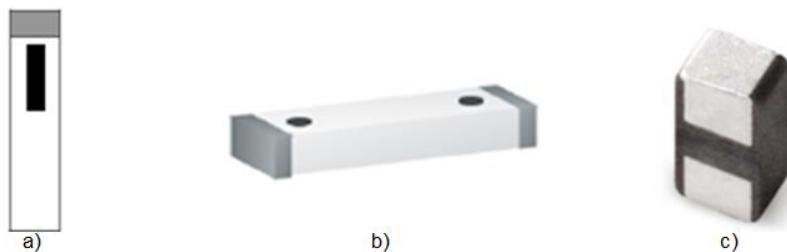


Figura 29. Antenas de cerámica, a) antena Würth Elektronik 7488910245, b) antena Yageo ANT8010LL04R2400A, c) antena Pulse W3008C.

Tabla 4. Características de las antenas de cerámica seleccionadas.

Antena	Rango de Frecuencia [MHz]	Dimensiones WxLxh [mm]	Máxima Ganancia Lineal [dBi]	Eficiencia [%]/[dB]	Pérdidas por retorno mínimas [dB]	Impedancia [Ω]
Würth Elektronik 7488910245	2400-2500	2x9.5x1.2	3	/	-12	50
Yageo ANT8010LL04R2400A	2400-2500	1x8x1	5.46	73.73/-1.32	-14	50
Pulse W3008C	2400-2483.5	1.6x3.2x1.2	2.2 (pico) 1.9 (bordes de la banda)	75/-1.3 (pico) 70/-1.6 (bordes de la banda)	-11	50

Para medir las antenas de cerámica se diseñaron tres bases de pruebas, las cuales consisten en una línea CBCPW con impedancia de 50Ω , similar al diseño mencionado anteriormente, pero con un ancho de la línea mayor, debido a que una de las antenas (antena Würth Elektronik) tiene un ancho (W) de 2 mm. Por consiguiente se diseñó con la ayuda de la herramienta LineCalc de ADS, otra línea CBCPW que tuviera un ancho (W) de 2.2 mm, resultando un aumento en la separación de la línea con los planos de tierra “gap” $G=0.5$ mm, y una longitud de la línea $L=17$ mm.

En la Figura 30 se muestra la nueva estructura diseñada de la línea CBCPW necesaria para montar las antenas de cerámica. En la Figura 31 se muestran los

resultados del análisis EM con MOMENTUM de ADS, en un rango de frecuencia de 2.3 a 2.6 GHz. Se puede observar que las pérdidas por retorno (S11), presentan un comportamiento excelente ($S11 < -34$ dB) mostrando una impedancia bastante cercana a los 50Ω , y que además la atenuación (S21) provocada por la línea es pequeña, ya que es menor a -0.3 dB.

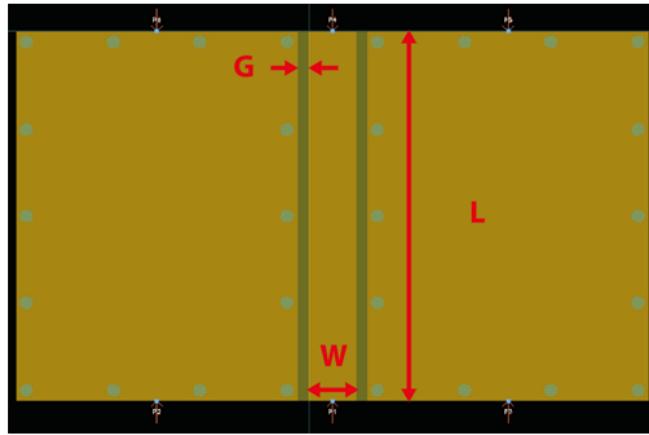


Figura 30. Línea CBCPW utilizada en las bases de prueba de antenas de cerámica.

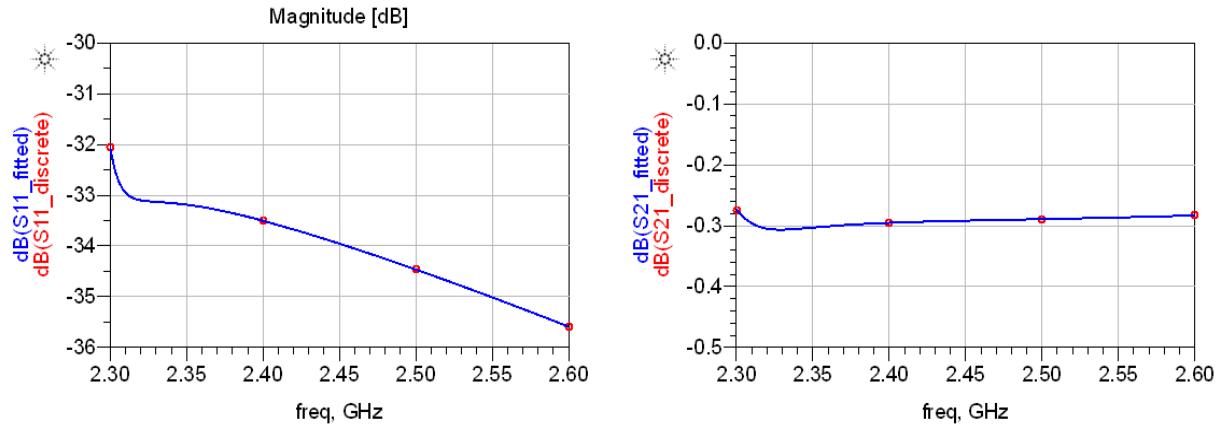


Figura 31. Parámetros S11 y S21 de la línea CBCPW de las bases de pruebas (antenas de cerámica).

Los resultados de la línea coplanar se utilizaron para desarrollar las bases de pruebas de las tres antenas de cerámica mostradas en la Figura 32. Estas bases de prueba se diseñaron para colocar la antena cerámica al final de cada una de las líneas CBCPW, por lo cual se ubicó un pequeño cuadro (Pad) con la separación y tamaño correspondiente a cada una de las antenas, en el cual se ensambla el extremo de la antena.

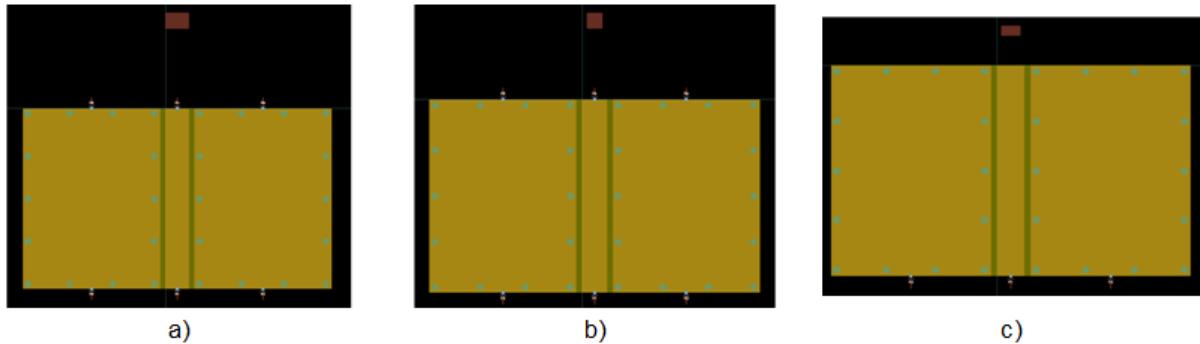


Figura 32. Base de pruebas para las antenas de cerámica, a) antena Würth Elektronik, b) antena Yageo, c) antena Pulse.

3.3 Diseño de los arreglos de antenas

En esta sección se describe el procedimiento que se siguió para diseñar los arreglos de antenas. En primer lugar se describen las características de un circuito micro conmutador utilizado en los arreglos de antenas. Posteriormente se proporciona la metodología de diseño establecida para desarrollar los arreglos de antenas. Se presenta además el diseño de un arreglo de tres antenas F invertida, el diseño de un arreglo de tres antenas de cerámica y el diseño de una antena individual tipo F-Meander y un arreglo de tres antenas F-Meander, que se propone para ser utilizada como una alternativa a las antenas de cerámica y con dimensiones reducidas. Asimismo, se presentan resultados del análisis electromagnético efectuado a cada uno de los arreglos diseñados. Por último se realiza una comparación de las dimensiones físicas de las antenas y arreglos propuestos.

3.3.1 Circuito integrado conmutador

Para efectuar la conmutación de las antenas en los arreglos propuestos, se realizó una investigación de los principales circuitos conmutadores de radio frecuencia (RF) que existen el mercado y se seleccionó el circuito integrado conmutador SKY13309-370LF de SKYWORKS por tener las características necesarias y adecuadas para montarlo en el arreglo y poder acoplarlo con el dispositivo ZigBee. Las características básicas del circuito SKY13309-370LF son las que muestran a continuación:

- Frecuencia de operación: 0.1 a 3.0 GHz
- Voltaje de control: 0/3 V
- Bajas pérdidas de inserción: 0.5 dB @ 2.5 GHz
- Alto aislamiento: 25 dB @ 2.5 GHz
- Tamaño reducido: 2mm X 2mm.

El circuito conmutador presenta tres entradas de control (V1, V2, V3) que utilizan corriente directa para seleccionar cada una de las salidas de radio frecuencia (RF1, RF2, RF3) respectivamente. Este dispositivo se muestra en la Figura 33a y puede utilizarse para realizar un arreglo de tres antenas. Otra razón por la que se eligió este circuito es por la posición de las terminales como se observa en la Figura 33b, ya que la entrada y salida de RF se encuentran en las esquinas del circuito, lo cual facilita el diseño del arreglo de antenas.

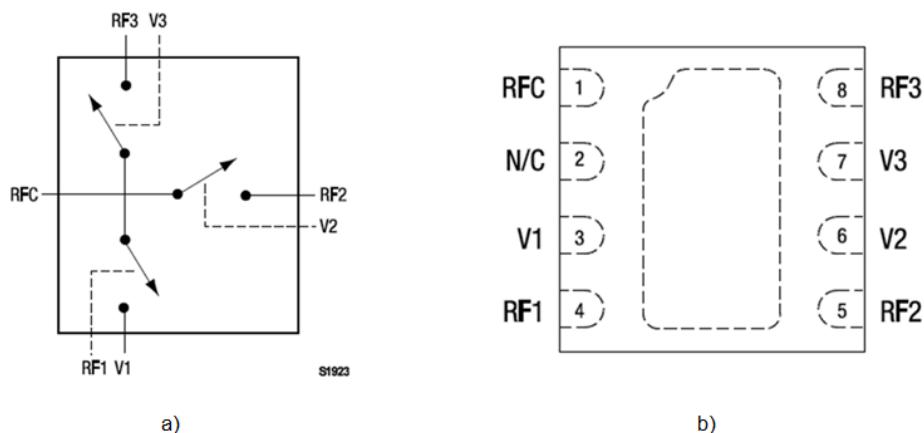


Figura 33. Circuito integrado conmutador SKY13309-370LF de SKYWORKS, a) diagrama a bloques, b) configuración de las terminales del circuito.

La selección de la salida de RF se realiza a través del voltaje en las entradas de corriente directa dado en la tabla de verdad que se muestra en la Tabla 5. Cabe mencionar que un voltaje alto para este dispositivo es el que se encuentra entre los valores de 2.1 a 5V y un voltaje bajo entre los valores de 0V a 0.25V. Los intervalos de voltaje son los adecuados para que este circuito conmutador pueda ser utilizado en los dispositivos ZigBee. Para cualquier otro estado que no aparece en la tabla de verdad, el circuito conmutador entra en un estado indefinido y no se activa ninguna salida de RF, al suceder esto el circuito conmutador no se daña.

Tabla 5. Tabla de verdad del circuito SKY13309-370LF

V1 (Pin 3)	V2 (Pin 6)	V3 (Pin 7)	Trayectoria con bajas pérdidas de inserción
Alto	Bajo	Bajo	RFC a RF1
Bajo	Alto	Bajo	RFC a RF2
Bajo	Bajo	Alto	RFC a RF3

3.3.2 Metodología de diseño de los arreglos de antenas

La metodología propuesta para efectuar el diseño de los arreglos de antenas se muestra en diagrama de flujo descrito en la Figura 34. En este diagrama se proporcionan los pasos que se siguieron para realizar el diseño de los arreglos. La primera parte de la metodología consiste en seleccionar el circuito conmutador que se utiliza para la selección de la antena. Basándose en las dimensiones de este circuito se colocan líneas coplanares CBCPW con impedancia de 50Ω para las señales de RF y líneas CPW para las entradas de corriente directa (CD) del conmutador.

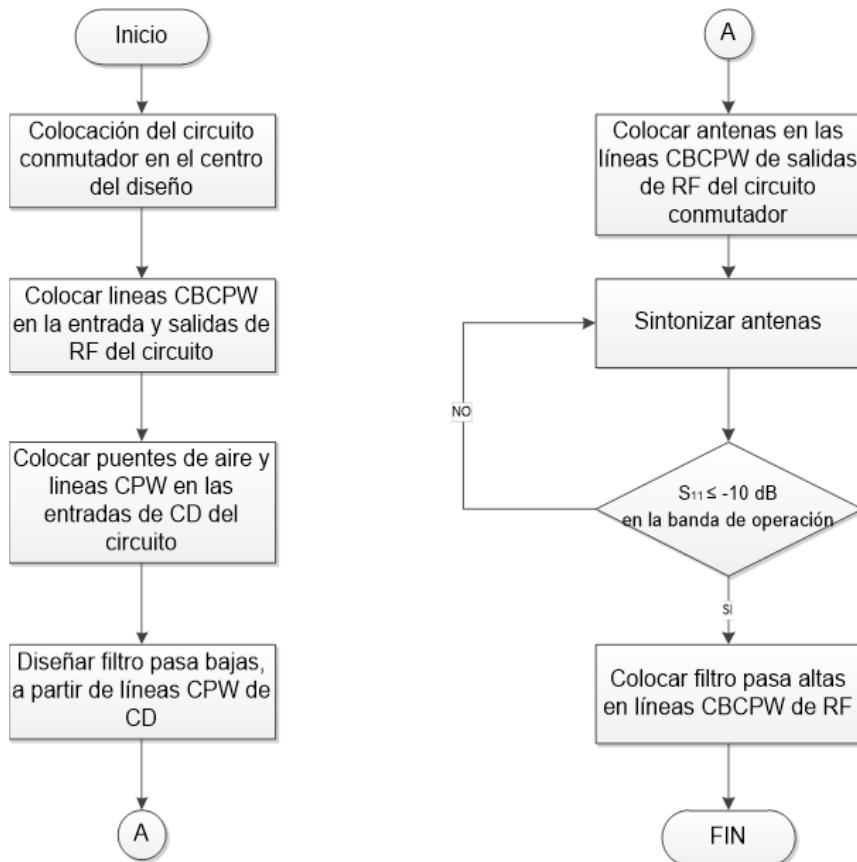


Figura 34. Metodología de diseño para los arreglos de antenas

La siguiente parte consiste en diseñar filtros pasa bajas para aislar la radiofrecuencia de la corriente directa en los circuitos de alimentación del commutador. Por último se colocan las antenas diseñadas en cada una de las salidas de RF del circuito para formar el arreglo. Estas antenas deben sintonizarse para operar a la frecuencia de operación deseada y se debe colocar un filtro para que la corriente directa no afecte el funcionamiento de las mismas.

3.3.3 Diseño del arreglo de antenas F invertida

Para diseñar el arreglo de antenas F invertida con Taper en tecnología coplanar CBCPW, se siguió la metodología propuesta en la sección 3.3.2, iniciando con la colocación de las huellas de las terminales del circuito commutador, con sus dimensiones y separaciones establecidas en la hoja de datos del mismo dadas en la Figura 35a. Las huellas de las terminales del circuito se colocaron en la parte central del diseño y se rotaron 135 grados (Figura 35b), con el propósito de tener la entrada RF (pin 1 del circuito) en la parte central del borde inferior del diseño. Para lograr esto, se conectó una línea CBCPW en esta terminal, la cual cuenta con las mismas dimensiones de la antena F invertida diseñada.

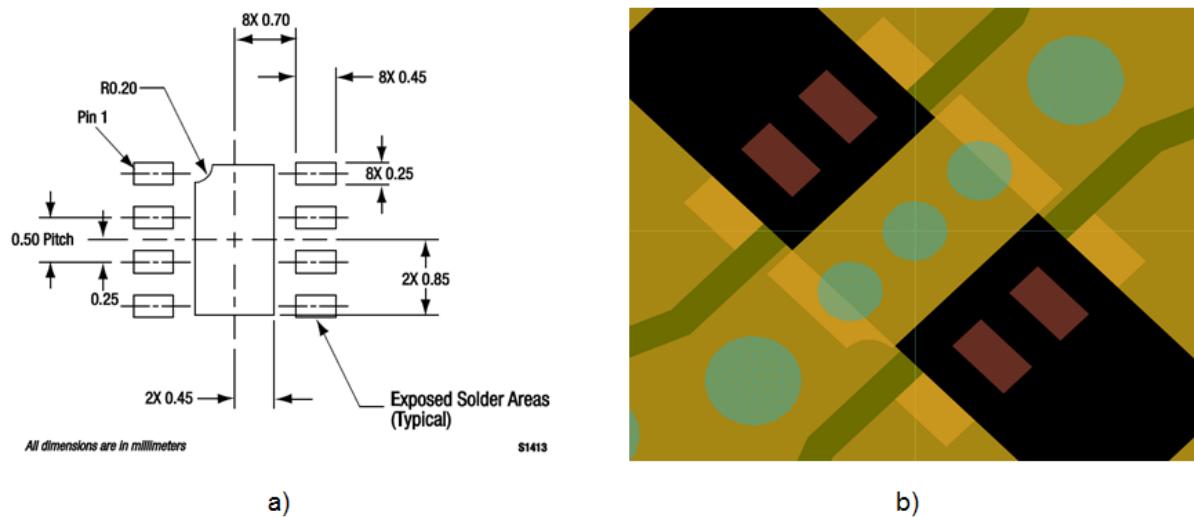


Figura 35. Huella de las terminales del circuito commutador SKY13309-370LF, a) dimensiones y separación, b) colocación del circuito en el diseño del arreglo en ADS

Considerando que dentro de los objetivos de diseño del arreglo de antenas es tener tres antenas que reciban en diferentes ángulos, se colocó en cada una de las salidas de RF del circuito, otra línea CBCPW con terminaciones que cuenten con una

inclinación de -45, 0 y 45 grados con respecto a la entrada de RF, como se muestra en la Figura 36, siendo en estas líneas donde se ubicaran las antenas.

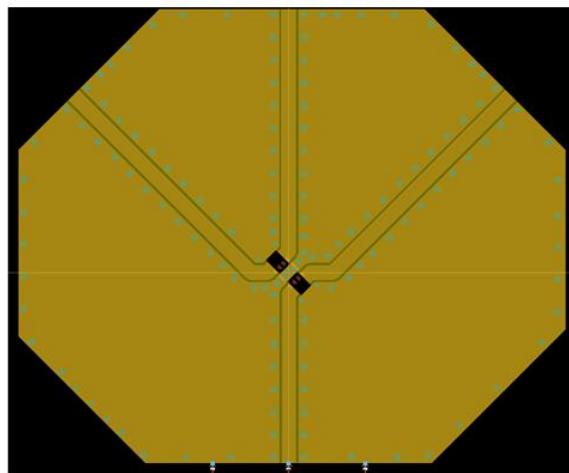


Figura 36. Líneas CBCPW conectadas a la entrada y salidas RF del circuito comutador.

Para realizar las conexiones hacia las entradas de corriente directa (CD), se optó por colocar puentes de aire como se muestra en la Figura 37, con el propósito de que las líneas de corriente directa no interfieran con la estructura de las líneas CBCPW de RF, ya que si las líneas de CD fueran orientadas por el plano de tierra superior del diseño, estas atravesarían alguna de las líneas CBCPW provocando el corte de la misma. Por otro lado, si fueran ubicadas por el plano de tierra inferior interceptarían dicho plano de la línea CBCPW afectando en ambos casos su funcionamiento.

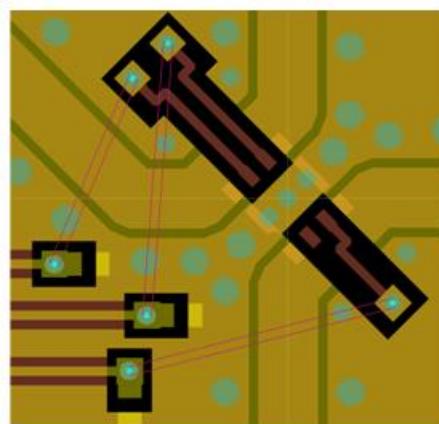


Figura 37. Puentes de aire conectados a las entradas de corriente directa del circuito comutador.

Una vez establecida la posición de los puentes de aire, resultó necesario diseñar un filtro pasa bajas que permita pasar la CD y que atenúe las señales de RF en las entradas de corriente directa (Figura 38). Este filtro se diseñó considerando la inductancia producida por las líneas CPW utilizadas para conectar las entradas de CD hacia los puentes de aire, y posición de los capacitores con conexión a tierra como se puede observar en la Figura 38a.

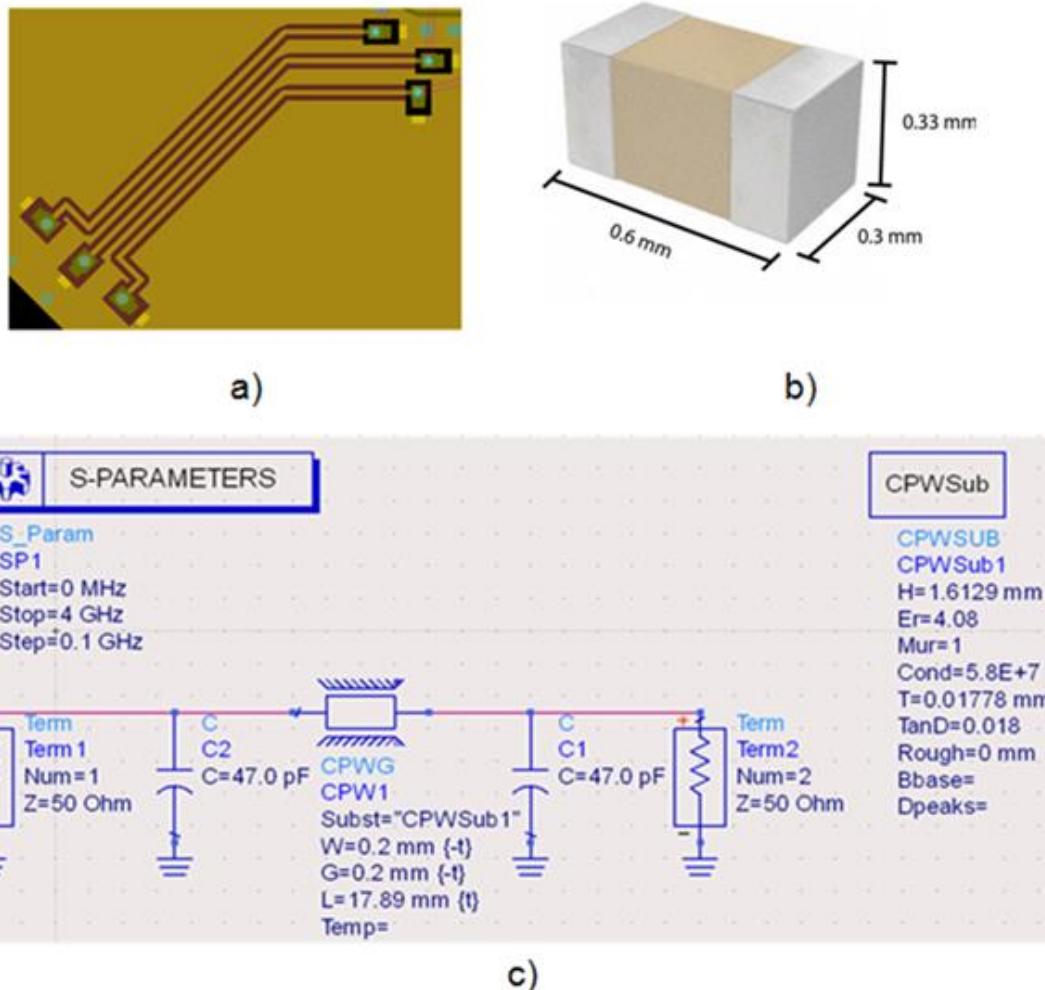


Figura 38. Diseño del filtro pasa bajas, a) diseño final, b) dimensiones de los capacitores comerciales utilizados C0603C0G1H470J030BA, c) diagrama del filtro.

Este diseño se realizó considerando que las líneas CPW tengan una longitud de 1/4 de onda correspondiente a la frecuencia de 2.4 GHz, que es la frecuencia de operación de las antenas. Además, se seleccionaron capacitores comerciales de cerámica de 47pF, con valores cercanos a los calculados (Figura 38b), y que contaran con dimensiones aceptables para ser utilizados en el diseño del arreglo de antenas.

Para comprobar el funcionamiento del filtro pasa bajas, se analizó el circuito mediante ADS como se muestra en la Figura 38c, utilizando los parámetros correspondientes al sustrato, las dimensiones de la línea CPW y los valores de los capacitores a tierra. El análisis se realizó en el rango de frecuencias de 0 a 4 GHz, cuyos resultados de sus pérdidas por retorno y atenuación se presentan en la Figura 39.

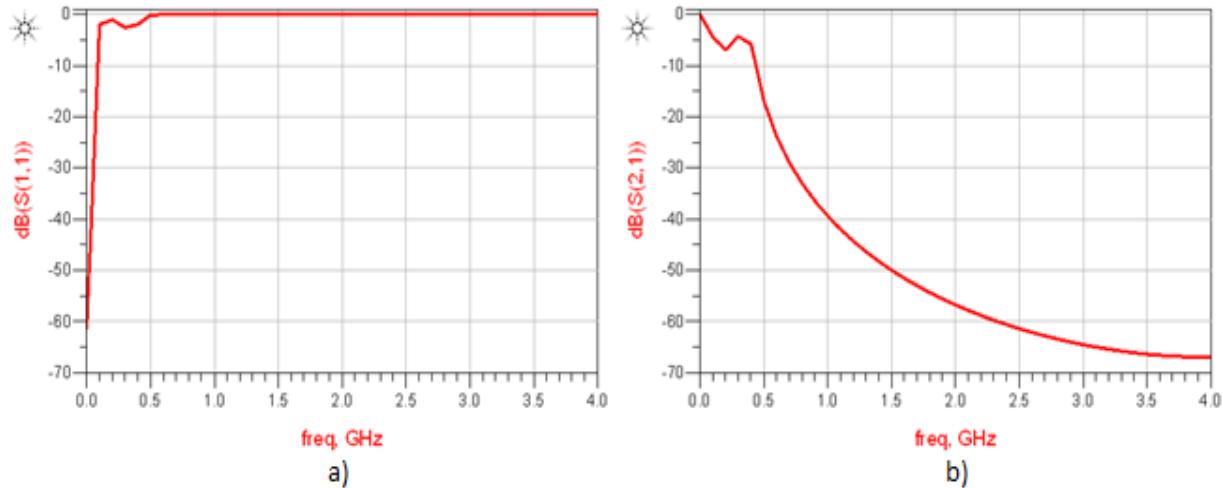


Figura 39. Resultados del análisis del filtro pasa bajas: a) pérdidas por retorno, b) atenuación.

En las Figura 39a y b se puede observar como el filtro permite pasar la corriente directa, ya que se tiene un parámetro S11 menor a -60 dB y una atenuación de 0 dB. Además, se muestra que en la banda de interés de 2.4 a 2.5 GHz se tiene un bloqueo de la señal con una atenuación considerable ($S21 < -60\text{dB}$) y con un parámetro S11 de 0 dB que indica que se refleja toda la RF en la banda de interés, por lo que el filtro presenta el desempeño deseado.

Una vez diseñado el filtro, se colocaron en cada una de las terminales de la líneas CBCPW conectadas a las salidas de RF del conmutador, las antenas IFA previamente diseñadas, consiguiendo la estructura base del arreglo de tres antenas F invertida, la cual se muestra en la Figura 40. Es necesario optimizar esta estructura en la banda de frecuencias deseada, ya que al colocar las antenas en ella y al hacer el análisis, se provoca una disminución en la frecuencia de resonancia obtenida del diseño de la antena IFA original como se muestra en la Figura 40. Esta optimización se realiza modificando las dimensiones del Taper de cada una de las antenas IFA del

arreglo, disminuyendo o aumentando la longitud del mismo, hasta sintonizar cada uno de ellos en la banda de frecuencia que se tiene contemplada utilizar cada antena.

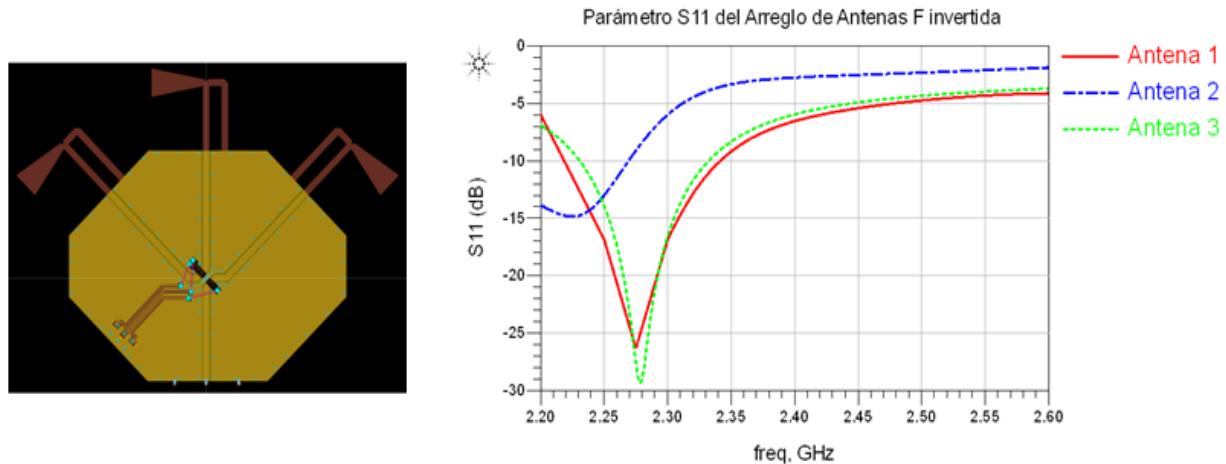


Figura 40. Estructura base del arreglo de tres antenas F invertida y sus pérdidas por retorno.

El análisis electromagnético del arreglo se realiza simulando el cambio de antena con el circuito conmutador, conectando directamente la línea CBCPW correspondiente a la entrada RF del arreglo con la antena que se desea analizar y a su vez disminuyendo el largo de las otras dos líneas conectadas a las antenas para evitar interferencias, como se puede apreciar en la Figura 41.

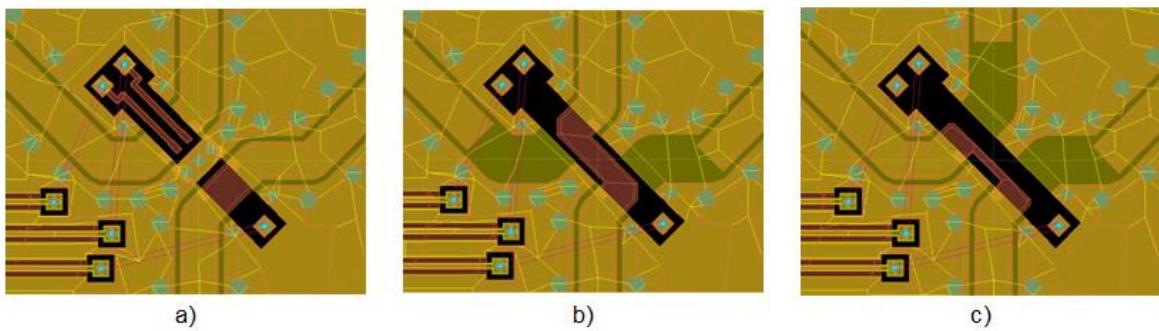


Figura 41. Simulación de la conexión del conmutador para realizar el análisis EM del arreglo de antenas F invertida, a) antena 1, b) antena 2, c) antena 3.

Los resultados del análisis electromagnético obtenidos después de optimizar las antenas, se pueden observar en la Figura 42. Al analizar este arreglo se pudo distinguir que la respuesta en frecuencia para las tres antenas no pueden sintonizarse a la misma frecuencia, ya que al modificar una antena, la respuesta en frecuencia de las

otras dos antenas resulta afectada. Por lo tanto, se optó por sintonizar la antena central o antena 2 del arreglo en la frecuencia central de la banda, ya que la ubicación del mínimo de las pérdidas por retorno para esta antena se encuentra en el centro, en comparación a las otras dos antenas. Al realizar esta acción se presentó una frecuencia de resonancia de la antena 1 por debajo de la frecuencia central de operación, mientras que para la antena 3 se logró una frecuencia de resonancia por encima de la frecuencia central de la banda, como se puede notar en la Figura 42. Sin embargo, para las tres antenas se cumple con el objetivo de tener unas pérdidas por retorno menores a -10 dB en la banda de 2.4 a 2.5 GHz.

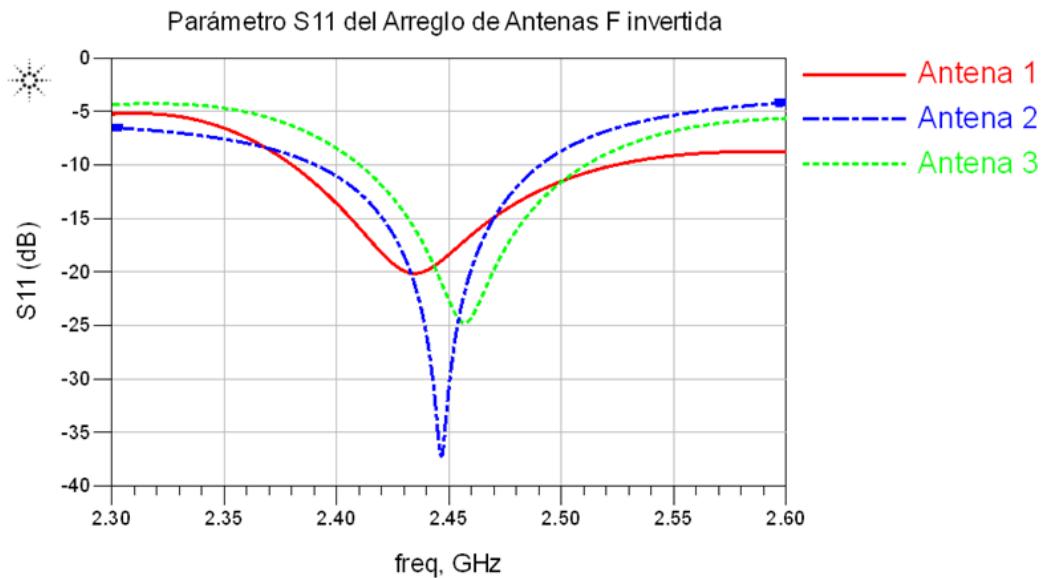


Figura 42. Pérdidas por retorno de las tres antenas del arreglo de antenas F invertida.

Para terminar el diseño del arreglo de antenas F invertida, se agregaron capacitores en cada una de las líneas CBCPW conectadas a las salidas de RF del circuito conmutador. Debido a que este circuito funciona con corriente directa, es necesario aislar esta corriente a las señales de RF que transitaran por las líneas CBCPW. Los valores de capacitores utilizados fueron los recomendados por la hoja de datos del circuito conmutador los cuales son de 47pF, teniendo dimensiones idénticas a los utilizados para desarrollar el filtro pasa bajas. En la Figura 43 se muestra el diseño final del arreglo de antenas F invertida, incluyendo sus dimensiones en milímetros.

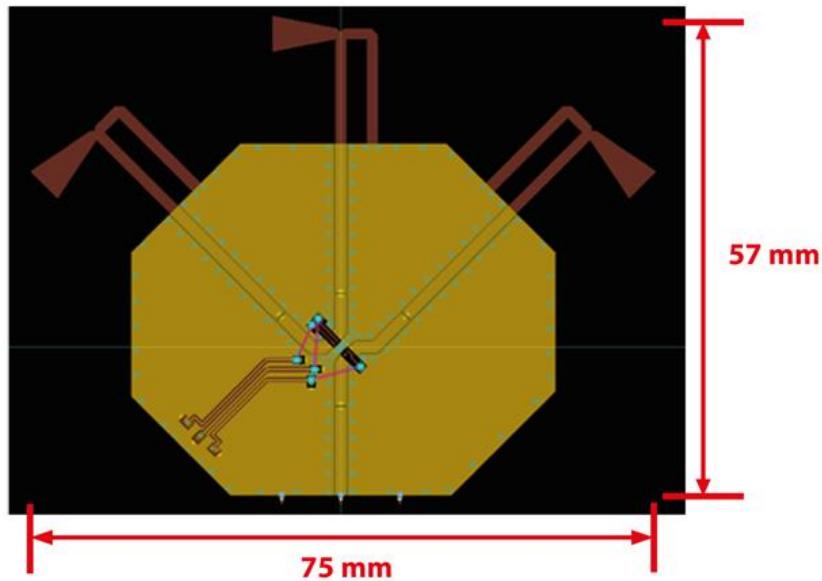


Figura 43. Diseño del arreglo de tres antenas F invertida.

3.3.3.1 Ganancia

El comportamiento de la ganancia para cada una de las antenas del arreglo de antenas, se obtuvo con el programa Momentum de ADS, cuyos resultados del análisis electromagnético se muestran en la Figura 44. Se puede notar de esta figura como la ganancia para las tres antenas se encuentran entre 2.7 a 3.7 dBi en la banda de 2.4 a 2.5 GHz.

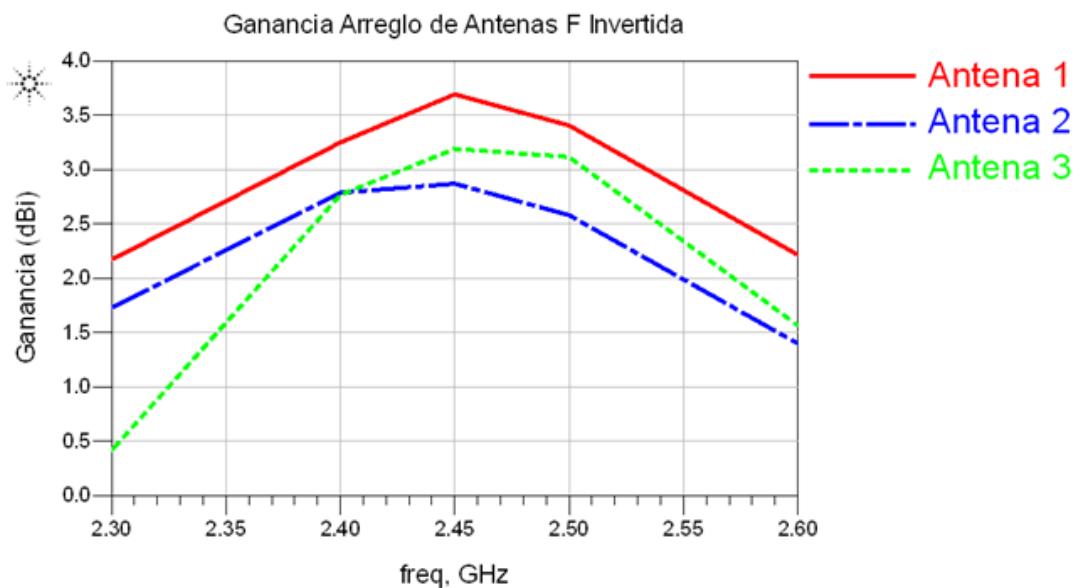


Figura 44. Ganancia del arreglo de tres antenas F invertida.

3.3.3.2 Patrón de radiación

El patrón de radiación obtenido del análisis electromagnético en ADS para el arreglo de antenas F invertida, se muestra en la Figura 45 en 3D y en forma polar para las tres antenas en la frecuencia de 2.45 GHz. Se puede notar en la figura 45 que las tres antenas tienen un patrón de radiación similar, y que los planos magnéticos y eléctricos mantienen una simetría parecida, teniendo la dirección de mayor radiación en 0 y en 180 grados para ambos planos. Es decir, que la antena tiene un diagrama de radiación similar hacia adelante que hacia atrás con nulos en 90 y 270 grados.

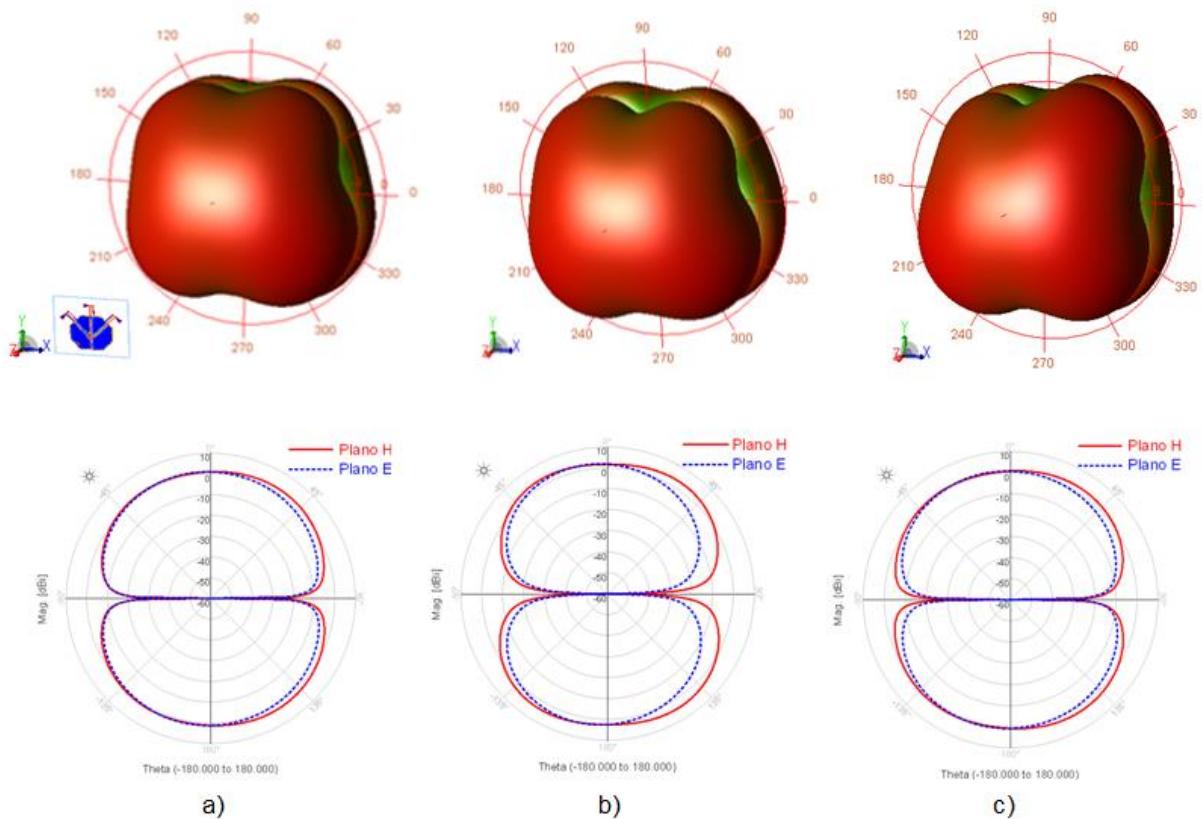


Figura 45. Patrón de radiación del arreglo, a) antena 1, b) antena 2, c) antena 3

3.3.4 Diseño del arreglo de antenas de cerámica

Debido a que las dimensiones del diseño del arreglo de antenas F invertida son considerablemente grandes para utilizarse en dispositivos de redes de sensores, se limitan las aplicaciones en las que puede ser utilizado este tipo de arreglo. Por esta razón, se decidió reducir el tamaño del arreglo, disminuyendo el largo de las líneas

CBCPW correspondientes a la entrada y salida RF del circuito conmutador. Esta reducción se puede observar en la Figura 46, en la cual las dimensiones de las líneas de las antenas se disminuyeron a una relación de cinco veces, en comparación con su longitud original, mientras que para la entrada de RF esta relación fue de la mitad.

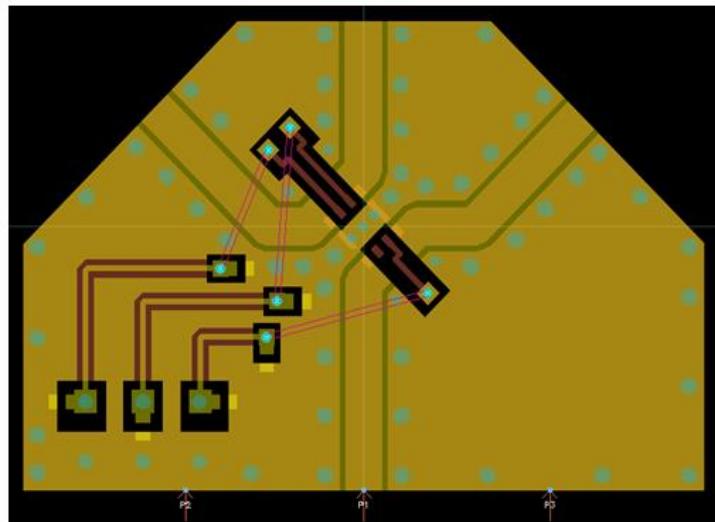


Figura 46. Diseño del arreglo después de reducir el largo de las líneas CBCPW y del filtro.

Además de reducir las líneas CBCPW, se realiza el cambio de las dimensiones del filtro pasa bajas, adecuando la longitud de las líneas coplanares al tamaño reducido del arreglo, como se muestra en la Figura 47a. Para verificar que no se afecta el funcionamiento del filtro, se realiza un análisis del circuito con los nuevos valores de las líneas coplanares como se muestra en la Figura 47b, obteniendo las pérdidas por retorno y atenuación para cada una de las líneas coplanares con longitud disminuida, mostradas en la Figura 47c.

En la Figura 47c se puede notar como el filtro bloquea el rango de frecuencias de 2.4 GHz a 2.5 GHz donde funciona la antena, ya que se tiene 0 dB en el parámetro S11 y una gran atenuación en el orden de -50 dB en este intervalo para las tres líneas analizadas. Además se puede observar que la corriente directa pasa libremente por el filtro para los tres casos simulados, puesto que se tiene un valor del parámetro S11 por debajo de -70 dB y una atenuación de 0 dB.

Después de efectuar la reducción de tamaño de la estructura, se realiza el análisis electromagnético de las líneas CBCPW, de manera similar al diseño del arreglo

anterior, y simulando la selección de la línea en el conmutador, como se puede observar en la Figura 48.

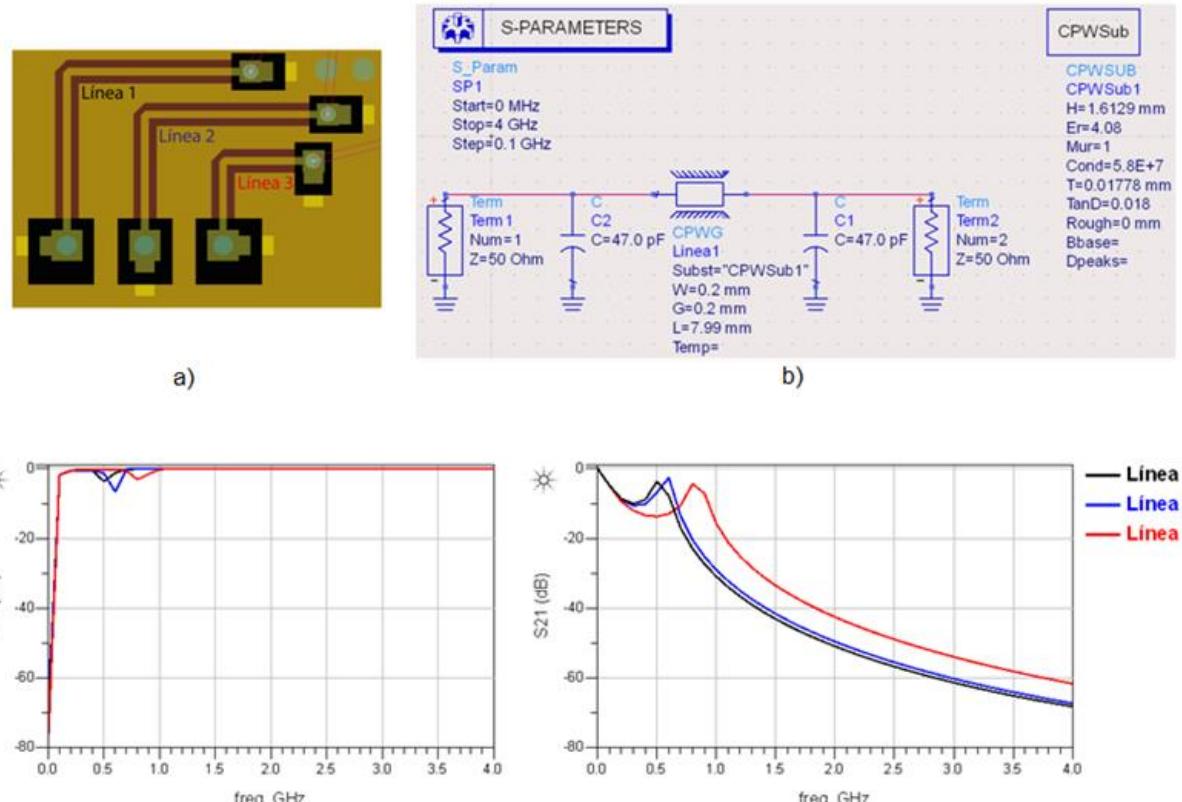


Figura 47. Reducción de dimensiones del filtro pasa bajas, a) líneas del filtro reducidas, b) diagrama del filtro, c) pérdidas por retorno y atenuación del filtro con las nuevas dimensiones.

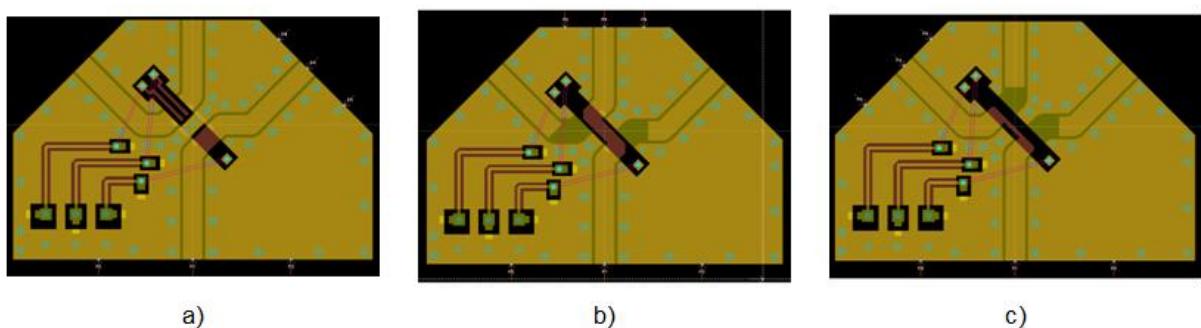


Figura 48. Simulación de la conexión del conmutador para realizar el análisis EM de las tres líneas coplanares, a) línea 1, b) línea 2, c) línea 3.

Los resultados obtenidos del análisis EM se pueden observar en la Figura 49, corroborando que las líneas cuentan con una impedancia cercana a los 50Ω , ya que las pérdidas por retorno se encuentran por debajo de -25 dB.

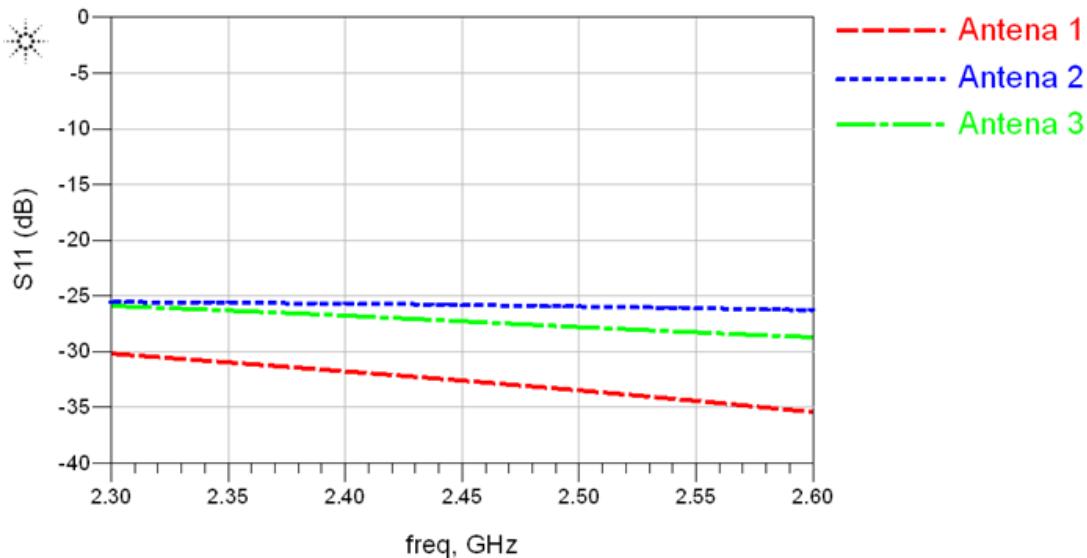


Figura 49. Pérdidas por retorno de las tres líneas CBCPW correspondientes al arreglo de antenas con dimensiones reducidas.

Cabe mencionar que las tres antenas de cerámica que se muestran en la figura 29, se montaron en las bases de prueba y se midieron (ver capítulo 4 sección 4.3.1). De acuerdo con las mediciones de las pérdidas por retorno realizadas a las bases de prueba sobre las cuales se montaron las antenas de cerámica, se seleccionó la antena de cerámica que presentó el mejor comportamiento en el rango de frecuencias deseado (Yageo ANT8010LL04R2400A), para ser utilizada en el diseño del arreglo de antenas de cerámica. Este diseño se completó añadiendo pequeños elementos metálicos (Pads) para fijar la antena Yageo, en cada una de las líneas CBCPW del arreglo de tres antenas con dimensiones reducidas, como se muestra en la Figura 50.

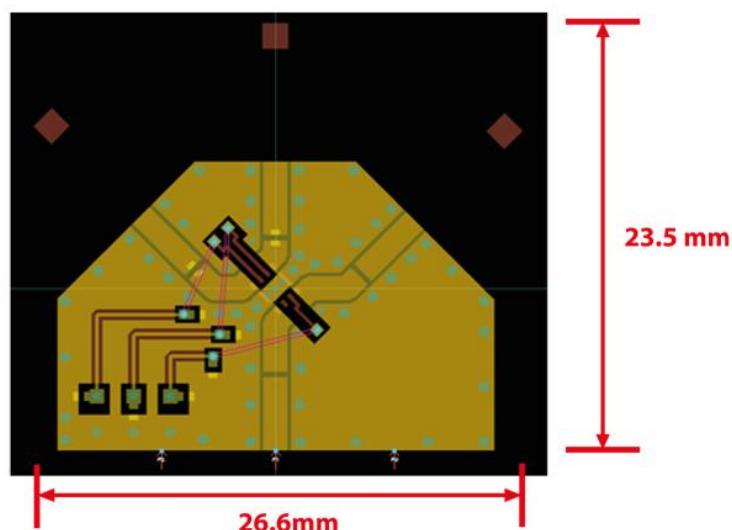
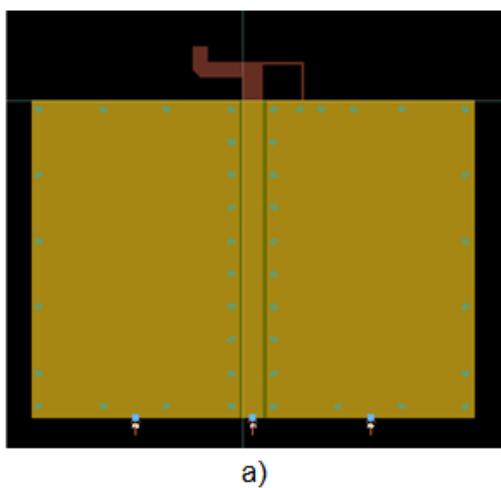


Figura 50. Diseño del arreglo de tres antenas de cerámica.

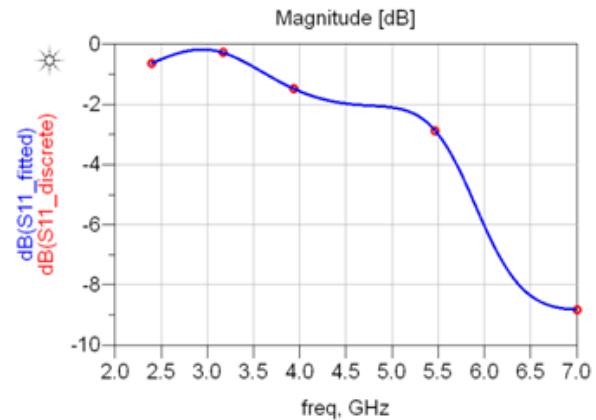
3.3.5 Diseño de arreglo de antenas F-Meander

Con la finalidad de tener otra opción de antena reducida, se aprovechó el arreglo con dimensiones reducidas diseñado para montar las antenas de cerámica, para colocar otro tipo de antena pequeña en las salidas de RF del mismo. La antena F invertida con línea Taper diseñada anteriormente, no puede ser utilizada en este arreglo reducido, debido a que sus dimensiones son superiores al espacio establecido para cada antena, donde se tiene un plano de tierra más pequeño que la longitud de la antena F invertida. Esto provoca una intercepción entre las antenas con una separación entre ellas casi nula, provocando que existan interferencias entre las antenas y se modifique el patrón de radiación de las mismas.

Debido a lo anterior, se seleccionó otro tipo de antena impresa más compacta como alternativa para el diseño del arreglo, eligiendo la antena de línea Meander, ya que su principal característica es la reducción considerable de las dimensiones. Para realizar el diseño de esta antena, se consideró inicialmente una línea coplanar CBCPW de 50Ω , sobre la cual se coloca una antena F invertida de dimensiones reducidas como se puede apreciar en la Figura 51a, la cual puede colocarse sin problemas en el espacio establecido para cada antena del arreglo. Al realizar el análisis electromagnético de esta antena se obtiene el comportamiento del parámetro S11 mostrado en la Figura 51b.



a)



b)

Figura 51. Antena F invertida de dimensiones reducidas, a) esquemático b) pérdidas por retorno

Como se puede notar en la Figura 51b, la frecuencia de resonancia de la antena es mayor a 7GHz, la cual se encuentra alejada a la establecida para el diseño. Por esta razón se consideró la estructura Meander dada en la Figura 10a, y se colocaron secciones de líneas Meander con ancho b y largo W al final de la antena F invertida, para sintonizar la antena a la frecuencia de resonancia deseada. El valor inicial establecido de W se determinó para ajustar las dimensiones entre el final del stub de la antena F (S_f) y el largo de la misma (L_f), mientras que el valor inicial de b se estableció para tener la menor altura de la línea Meander (L), evitando interferencias entre las secciones de línea Meander. Tomando en cuenta esta última condición, se definió el ancho de la línea Meander (a). El diseño final y los resultados del análisis electromagnético de la antena F-Meander diseñada y optimizada para distintos valores de b , se pueden observar en la Figura 52.

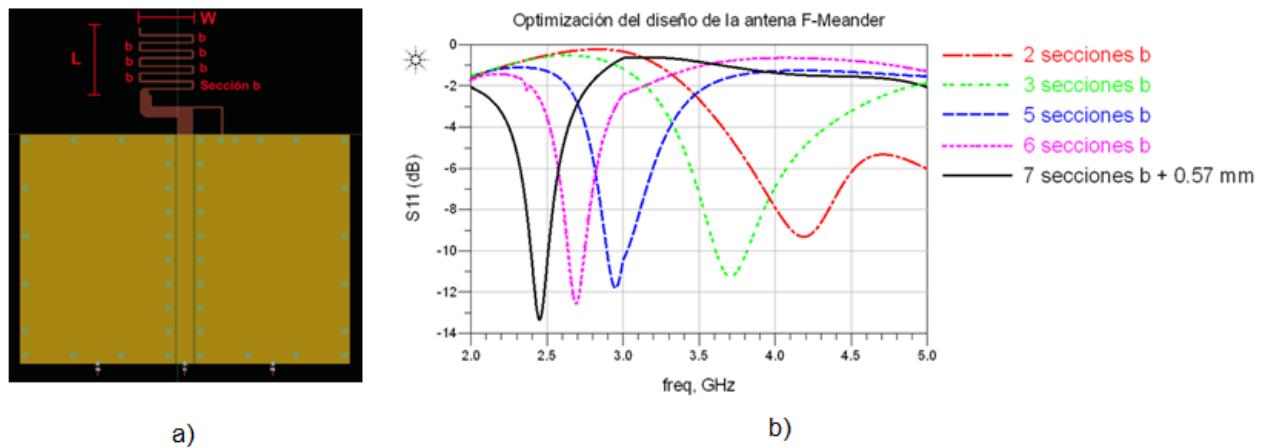


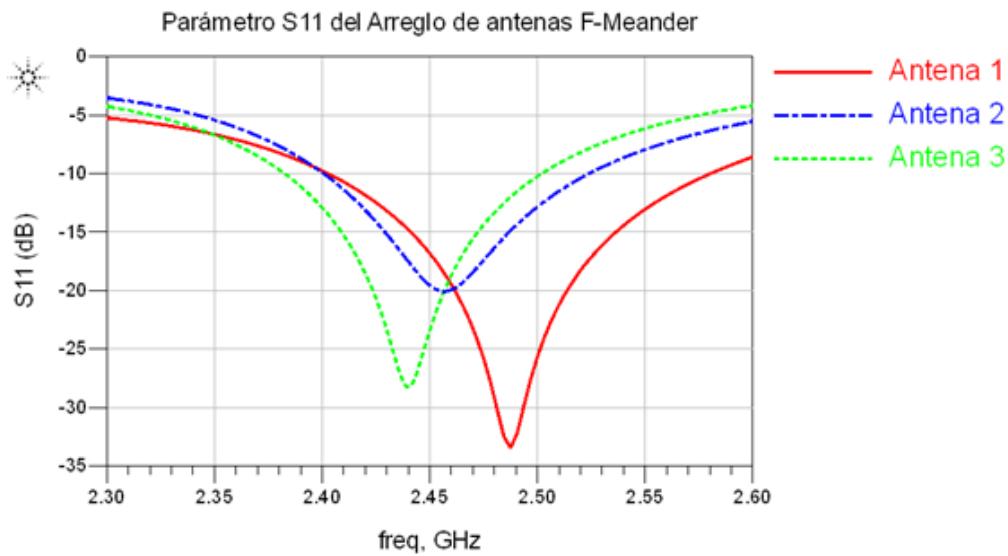
Figura 52. Optimización de la antena F-Meander, a) diseño final, b) pérdidas por retorno en función a las secciones b de la línea Meander.

En la Figura 52b se puede notar como al ir aumentando la cantidad de secciones b de la línea Meander, se obtiene una reducción de la frecuencia de resonancia de la antena. Se notó un mejoramiento de las pérdidas por retorno y una reducción del ancho de banda, sin embargo, se tiene un ancho de banda suficiente para que la antena sea funcional en la banda de operación deseada, ya que en el diseño final las pérdidas por retorno en la banda de 2.4 a 2.5 GHz son menores a -10 dB. En la Tabla 6 se muestran las dimensiones finales de los elementos de la antena F-Meander diseñada.

Tabla 6. Dimensiones de la antena F-Meander

Antena F-Meander				
Elemento	Largo(mm)	Ancho(mm)	Elemento	Dimensión (mm)
L_s	2.347	-	L	5.7
L_f	7.37	0.99	W	4.66
S_f	4.73	0.2	a	0.2
			b	0.826

Para desarrollar el arreglo de antenas F-Meander, la antena F-Meander diseñada se coloca en cada una de las líneas de salida del arreglo. De manera similar que con el diseño del arreglo de antenas F invertida, se efectúa una sintonización a cada una de las antenas, al efectuar el análisis electromagnético considerando la interconexión del circuito conmutador con las antenas. La respuesta correspondiente al parámetro S11 obtenido después de realizar la optimización de cada una de las antenas del arreglo, se muestra en la Figura 53.

**Figura 53. Pérdidas por retorno de las tres antenas del arreglo de antenas F-Meander**

Al analizar este arreglo se pudo notar que la frecuencia de resonancia de las tres antenas no pueden sintonizarse en la misma frecuencia, por lo tanto se siguió la estrategia de sintonizar la antena central del arreglo en la frecuencia de resonancia requerida, logrando así tener pérdidas por retorno inferiores a -10 dB para las tres antenas dentro de la banda de operación de 2.4 GHz, como se puede observar en la Figura 53.

En la Figura 54 se muestra la estructura final del arreglo de tres antenas F-Meander donde se pueden notar sus dimensiones físicas de 33.2x24.9mm.

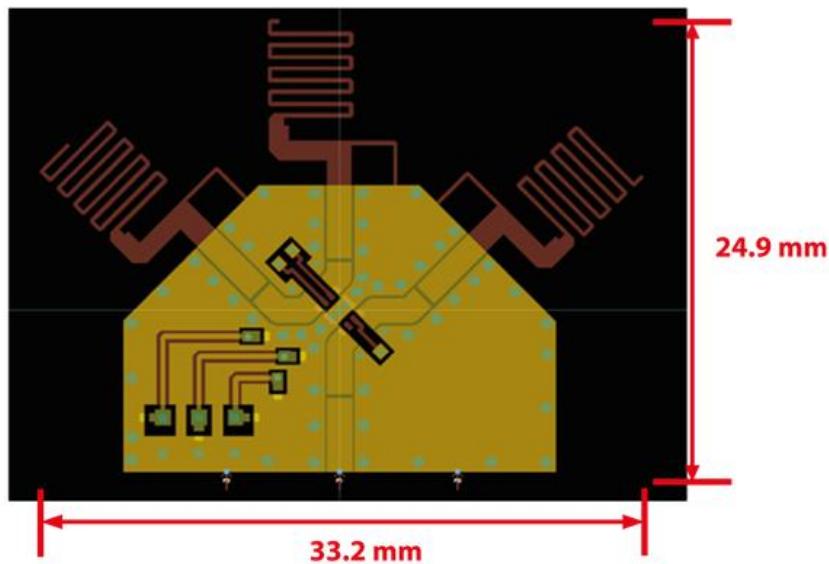


Figura 54. Diseño del arreglo de tres antenas F-Meander.

3.3.5.1 Ganancia

Los valores de ganancia de las antenas del arreglo F-Meander se obtuvieron de los resultados del análisis electromagnético y se muestran en la Figura 55. En esta figura se puede notar que las antenas presentan una ganancia negativa entre -4 y -2 dB, siendo estos valores negativos debido a que las dimensiones de la antena y el plano de tierra utilizado en el arreglo son pequeños.

3.3.5.2 Patrón de radiación

Los patrones de radiación de las antenas del arreglo F-Meander se muestran en la Figura 56, representados en 3D y en forma polar a la frecuencia de 2.45 GHz. Se puede apreciar como las tres antenas tienen un patrón de radiación similar, solo que se encuentran inclinados conforme a los grados de orientación de la antena. Se puede notar que los planos E y H tienen la dirección de máxima radiación en 0 y 180 grados. Por lo tanto las antenas del arreglo tienen la misma radiación hacia adelante como hacia atrás y cuentan con una simetría muy parecida.

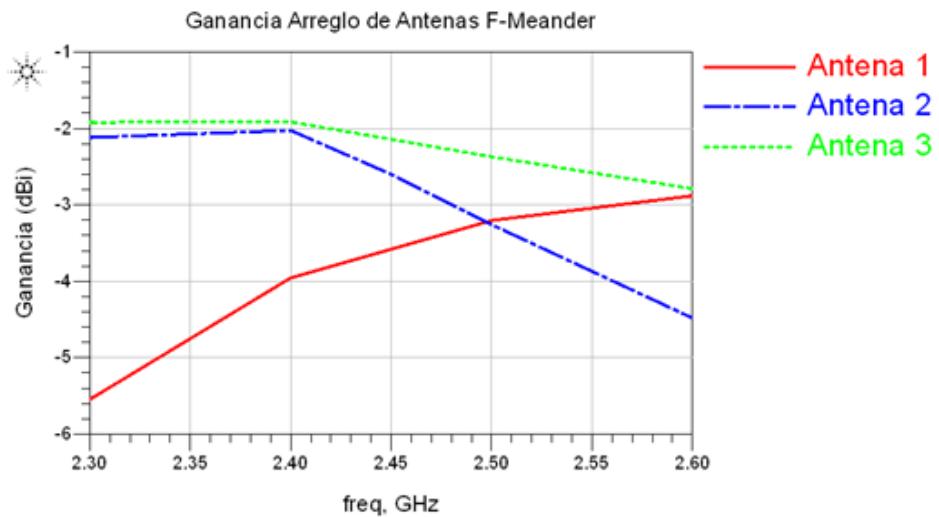


Figura 55. Ganancia del arreglo de tres antenas F-Meander.

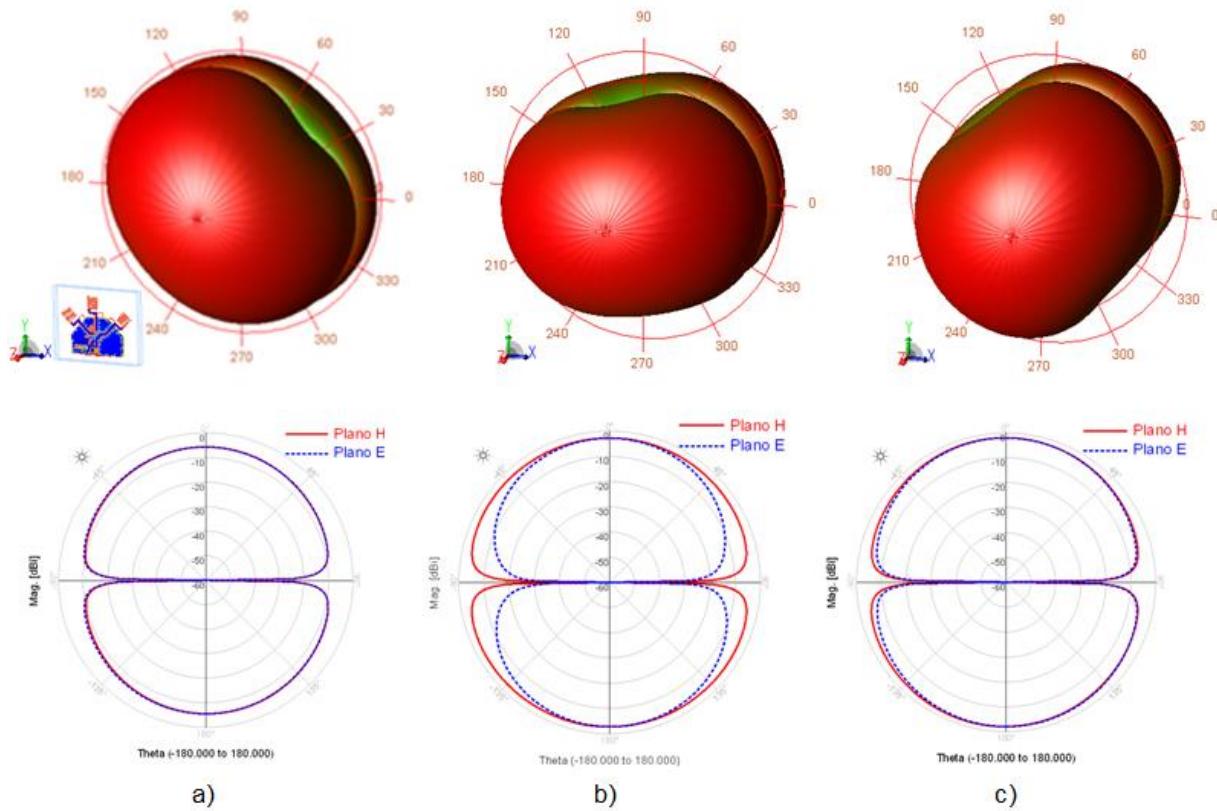


Figura 56. Patrón de radiación del arreglo de tres antenas F-Meander, a) antena 1, b) antena 2, c) antena 3.

3.4 Comparación de tamaño entre las antenas y arreglos

En la Figura 57 se muestra una comparación del tamaño de las antenas y arreglos de antenas diseñados de tamaño original, donde se tiene como referencia un círculo con radio de 1 cm. En esta figura se puede apreciar como los arreglos de antenas con dimensiones reducidas (Cerámica y F-Meander) tienen un tamaño menor, incluso que la antena F invertida individual, razón por la cual la ganancia obtenida del análisis electromagnético de este tipo de arreglos tiende a ser pequeña y <0 dBi.

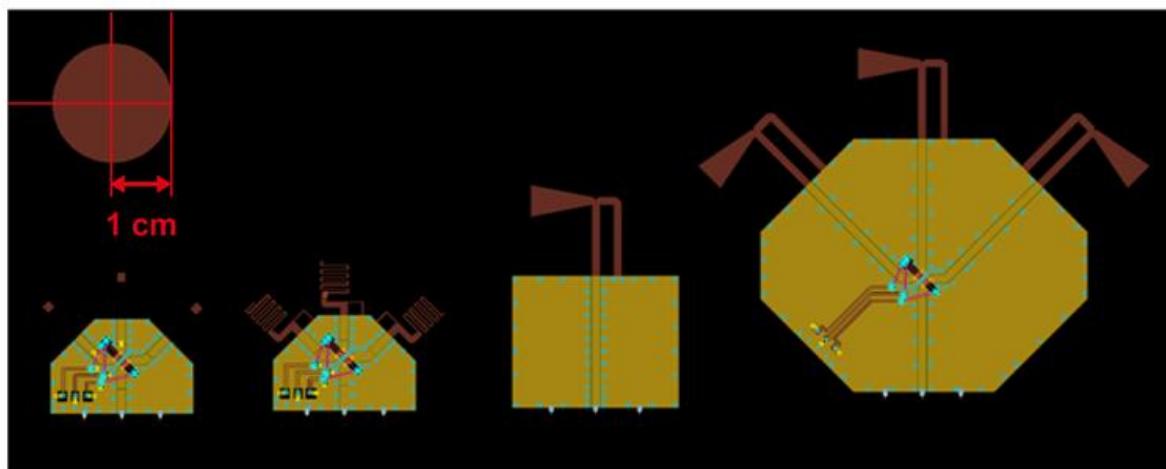


Figura 57. Comparación de tamaño entre las antenas y arreglos analizados

Una vez concluido los procesos de diseño y análisis electromagnético de las antenas individuales y arreglos de tres antenas, el siguiente paso a realizar es la construcción y caracterización de los diseños realizados, los cuales se describen en el capítulo 4.

Capítulo 4. Construcción y caracterización de las antenas y arreglos

4.1 Introducción

En este capítulo se presentan los procesos de construcción y caracterización de las antenas y arreglos diseñados en el capítulo Capítulo 3. Se describe con detalle la metodología de construcción utilizada, incluyendo los materiales y equipos empleados para la fabricación de las antenas. La técnica de fabricación de circuitos impresos que se utilizó para la construcción de las antenas y arreglos es la técnica fotolitográfica. Esta técnica se destaca por proporcionar una buena precisión de una manera fácil y económica. Además, se describen de manera detallada las metodologías y equipos utilizados para la caracterización de las antenas y arreglos, para obtener el comportamiento experimental de las pérdidas por retorno, ganancia y patrón de radiación. Asimismo, se efectúa una comparación de los resultados teóricos obtenidos del análisis electromagnético con los experimentales obtenidos de la medición de las antenas.

4.2 Proceso de construcción

Para iniciar el proceso de construcción de las antenas y arreglos diseñados, es necesario tener una impresión en hoja blanca de la estructura de la antena diseñada mediante el programa de análisis electromagnético ADS. La estructura diseñada se debe exportar en formato DXF, con el objetivo de poder manipularlo con otros programas como “Corel Draw” y así adecuarlo para lograr obtener una buena impresión. Para imprimir las estructuras, se utilizó una impresora láser de alta resolución, con alto contraste y calidad al máximo. Al tener la impresión es necesario verificar las dimensiones de la antena, ya que en ocasiones la escala de la impresora no es exactamente 1:1 o existen problemas en los bordes de la estructura diseñada.

Después de comprobar que las dimensiones en la impresión de las antenas son correctas, se corta el substrato dieléctrico sobre el cual se grabará la estructura, a una área mayor que el área total de la antena a construir. Este exceso de área se requiere

debido a que las antenas diseñadas utilizan los dos planos del substrato y requieren dos mascarillas, por lo cual es necesario hacer perforaciones en posiciones fuera del diseño para lograr alinear las dos mascarillas de la antena. Posteriormente, se adelgaza el espesor t del conductor de cobre, con el objetivo de que el decapado del circuito impreso sea más rápido y preciso. Enseguida se limpian las capas metalizadas de cobre del substrato con acetona y alcohol isopropílico, para después pulir las superficies con el pulidor de metales (Brasso), limpiándolas nuevamente con acetona y alcohol isopropílico para dejar perfectamente limpia el área en la cual se gravará el circuito. Una lista de los materiales y equipos utilizados para llevar a cabo la construcción de las antenas y arreglos diseñados en este trabajo, se muestran en la Tabla 7.

Tabla 7. Materiales y equipos utilizados para la construcción de antenas.

Material	Equipo
Substrato FR-4	Impresora de alta definición
Pulidor de metales Brasso	Microscopio de medición
Alcohol isopropílico y acetona	Cuarto oscuro con luz roja
Revelador	Cámara Repromaster
Fijador	Roladora térmica
Agua purificada o destilada	Lámpara de luz ultravioleta
Filmina	Taladro
Revelador de filmina	Horno
Cloruro férrico	Cautín o soldadora
Níquel líquido	
Soldadura de estaño	
Pintura de plata conductiva	
Epoxy conductor de plata	
Capacitores, conector de DC y circuito integrado comutador	
Conectores SMA de 50 Ω	

4.2.1 Obtención de las mascarillas

Una vez obtenido el dibujo impreso de la antena diseñada, por medio de la cámara Repromaster de AGFA, mostrada en la

Figura 58a, se prosigue a obtener las mascarillas o negativo de la antena. Para obtener las mascarillas, se coloca el dibujo impreso en papel en la parte baja de la

cámara Repromaster, entre dos placas de vidrio que sirven para mantenerlo fijo, creando así un vacío entre ellas y asegurando que no se mueva el diseño a fotografiar como se muestra en la

Figura 58b. Antes de tomar la fotografía es necesario verificar que la cámara se encuentre a una escala 1:1, para asegurar que la mascarilla tenga las mismas dimensiones que el diseño original. Una vez comprobado lo anterior, se coloca el material fotográfico (película de alta resolución) en la parte superior de la cámara y se toma la fotografía, introduciéndola posteriormente en la solución del revelador para obtener la mascarilla con el negativo de la imagen. Se debe tener especial cuidado en el tiempo de revelado, ya que este determinará que la mascarilla tenga un buen contraste y las dimensiones correctas. Al terminar el revelado, se sumerge la película en el fijador y por último se enjuaga con agua destilada para quitar los residuos del fijador (ver

Figura 58c). Es importante señalar que todo el proceso de obtención de la mascarilla se realiza en un cuarto oscuro con luz roja.



a)



b)



c)

Figura 58. Proceso de obtención de la mascarilla de la antena, a) cámara fotográfica Repromaster de AFGA, b) dibujo impreso del diseño colocado en la cámara, c) soluciones de revelador y fijador.

4.2.2 Grabado del circuito impreso

Para grabar la estructura de la antena sobre las capas metálicas del substrato FR4, las capas metálicas deben estar perfectamente limpias, para que el material fotosensible (filmina) se adhiera perfectamente. El material fotosensible se corta al tamaño del substrato como se muestra en la Figura 59a. Al aplicar la filmina se debe colocar con cuidado para evitar la formación de burbujas de aire entre ambos materiales (metal-filmina). Una vez colocada la filmina sobre el substrato, este se introduce en la roladora térmica dada en la Figura 59b, la cual cuenta con un rodillo caliente que tiene la función de adherir perfectamente la filmina al cobre de la placa metálica.



Figura 59. Proceso de aplicación de la filmina, a) corte de la filmina fotosensible, b) roladora térmica para adherir la filmina.

Después de que la filmina se encuentra adherida sobre el substrato, se colocan las dos mascarillas de la antena sobre las dos caras del sustrato. La mascarilla que cuenta con la estructura de la antena se coloca sobre la cara superior y la otra parte conformada por el plano de tierra en la cara inferior como se observa en la Figura 60a. Es necesario tener alineadas las dos mascarillas, para que en el momento que se realice la grabación en el substrato, la posición de ambas partes se encuentren de forma idéntica al diseño original. Esta alineación se realiza mediante el empalme con

cinta adhesiva de ambas partes de la mascarilla, para así realizar perforaciones sobre el substrato de puntos previamente marcados en los extremos de la estructura e insertar en estos puntos sujetadores para fijar ambas mascarillas.

Una vez que se encuentra alineada la mascarilla con el substrato, se procede a exponerla a una lámpara de alta luminosidad (equipo COLIGHT M-128), con gran componente ultravioleta mostrada en la Figura 60b. Los segmentos negros de la mascarilla bloquean totalmente el paso de la luz, de tal forma que en esas áreas la filmina no se adhiere. Una vez que se expone el substrato a la luz, se sumerge en el revelador de filmina, tallándolo suavemente con una brocha, hasta quitar completamente el material fotosensible no adherido (Figura 60c). A continuación se enjuaga el circuito con agua destilada y se seca, para después introducirla en una solución de cloruro férrico, y así quitar el cobre de las áreas que no fueron protegidas por la filmina, como se muestra en la Figura 60d.



a)



b)



c)



d)

Figura 60. Grabado del circuito: a) material listo para aplicar luz ultravioleta, b) Lámpara de luz ultravioleta, c) circuito inmerso en el revelador de filmina, d) circuito impreso sumergido en cloruro férrico.

Por último, después de obtener la estructura de la antena grabada en el cobre y una vez limpia con acetona y alcohol isopropílico, el circuito se recubre con una capa de níquel para protegerlo de la oxidación, facilitar la soldadura de cables, conectores, capacitores, etc. así como para mantener sus propiedades por más tiempo. En la Tabla 8 se puede observar de forma sintetizada las cantidades de químicos y materiales utilizados en los distintos procesos, incluyendo los tiempos que se requieren para la obtención de la mascarilla y la obtención del circuito final.

Tabla 8. Cantidades y tiempos requeridos para la construcción de los circuitos.

Material	Cantidad	Tiempo de utilización
Cámara Repromaster AGFA	1 película	1 minuto
Revelador	1 parte x 9 de agua	2 minutos
Fijador	1 parte x 9 de agua	5 minutos
Agua destilada	Suficiente	Hasta quitar residuos de químicos
Lámpara de luz UV COLIGHT M-128	1 filmina, 1 sustrato y 1 película	2 minutos
Revelador de filmina	Suficiente para sumergir el circuito	Hasta quitar la filmina no adherida
Cloruro férrico	Suficiente para sumergir el circuito	El menor tiempo posible

4.2.3 Ensamble de las antenas y arreglos

El ensamblaje de las antenas consiste principalmente en realizar los orificios metalizados (viaholes) y soldar el conector que se utilizará para poder medir cada una de las antenas y arreglos. Además, en el caso de los arreglos, se deben soldar además los capacitores, puentes de aire, conectores de DC y el circuito integrado comutador.

Como primera parte del ensamblaje se realizan los orificios metalizados, los cuales consisten en unir los planos de tierra superior e inferior de la antena. Para lograr esto, se perforan los orificios empleando un taladro y posteriormente se crea la conexión de los dos planos, al llenar los orificios con pintura conductora de plata como se observa en la Figura 61.

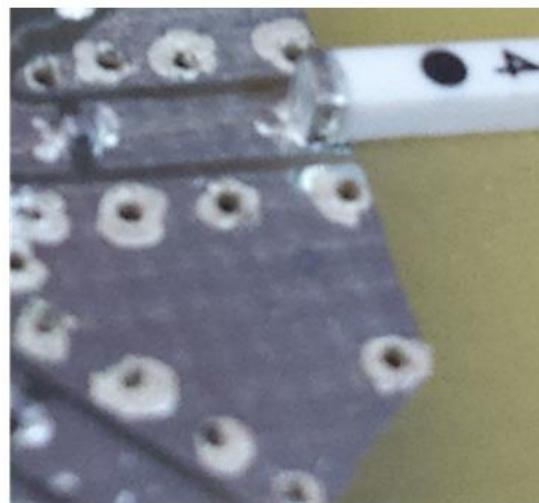


Figura 61. Acercamiento de los orificios metalizados (viaholes) del arreglo de tres antenas de cerámica.

Al terminar de metalizar los hoyos viaholes, se prosiguió a soldar un conector tipo SMA hembra para la antena F invertida y las bases de pruebas de las antenas de cerámica. Este conector se adhirió a la estructura con soldadura de estaño en los planos de tierra de la parte superior e inferior de las antenas. El conductor central del conector se recortó previamente y se soldó a la línea coplanar. En el arreglo de las antenas de cerámica también se soldaron las antenas de cerámica entre la línea coplanar y el pad o soporte superior de las bases de pruebas diseñadas. En la Figura 62 se muestran las antenas construidas con el níquel depositado, con los viaholes metalizados y con sus conectores ya ensamblados. La Figura 62a muestra la antena F invertida con Taper, la Figura 62b la antena de cerámica Wurth Elektronik, la Figura 62c la antena cerámica Pulse y la Figura 62d la antena cerámica Yageo.

Siguiendo un procedimiento similar, se obtuvieron los arreglos de tres antenas que se muestran en la Figura 63 correspondientes a las antenas F- invertida (Figura 63a), antenas de cerámica (Figura 63b) y a las antenas F-Meander (Figura 63c). En estas estructuras se utilizaron conectores tipo SMA macho, con el fin de conectar directamente el arreglo de antenas al transceptor del mote ZigBee. En todos los arreglos de antenas, se colocaron los capacitores de los filtros, los puentes de aire, el circuito integrado conmutador y el conector para las entradas de corriente directa que controlan al conmutador, antes de soldar el conector SMA, que se muestran en la Figura 64.

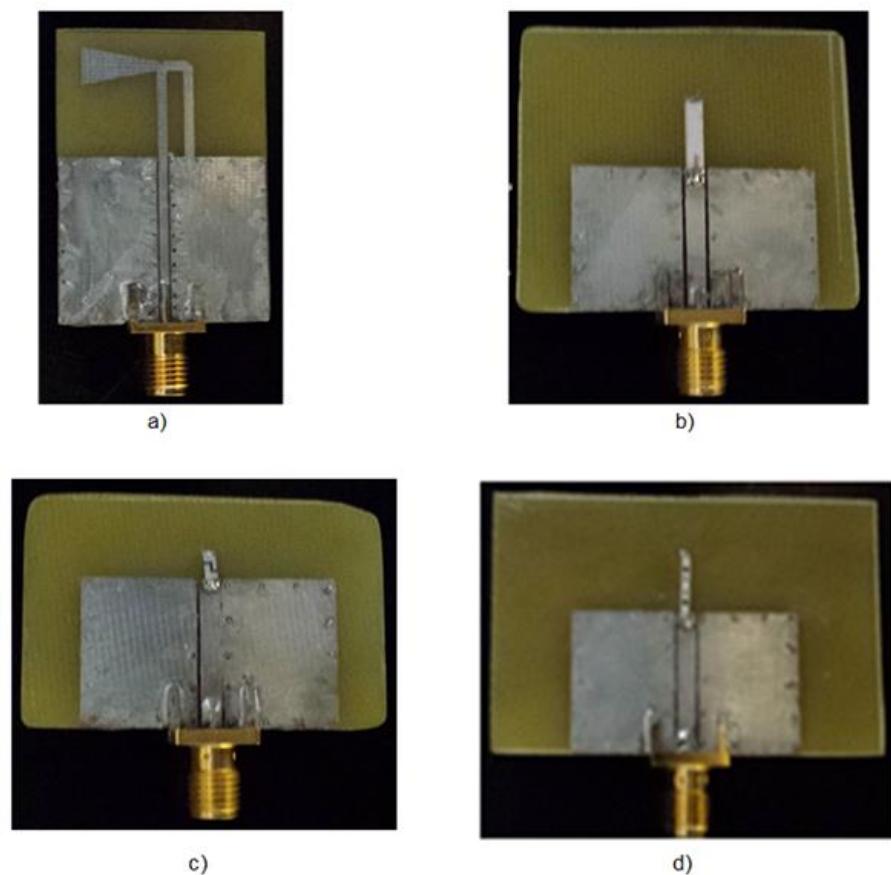


Figura 62. Antenas construidas, a) antena tipo F invertida, b) antena cerámica Würth Elektronik, c) antena cerámica Pulse, d) antena cerámica Yageo.

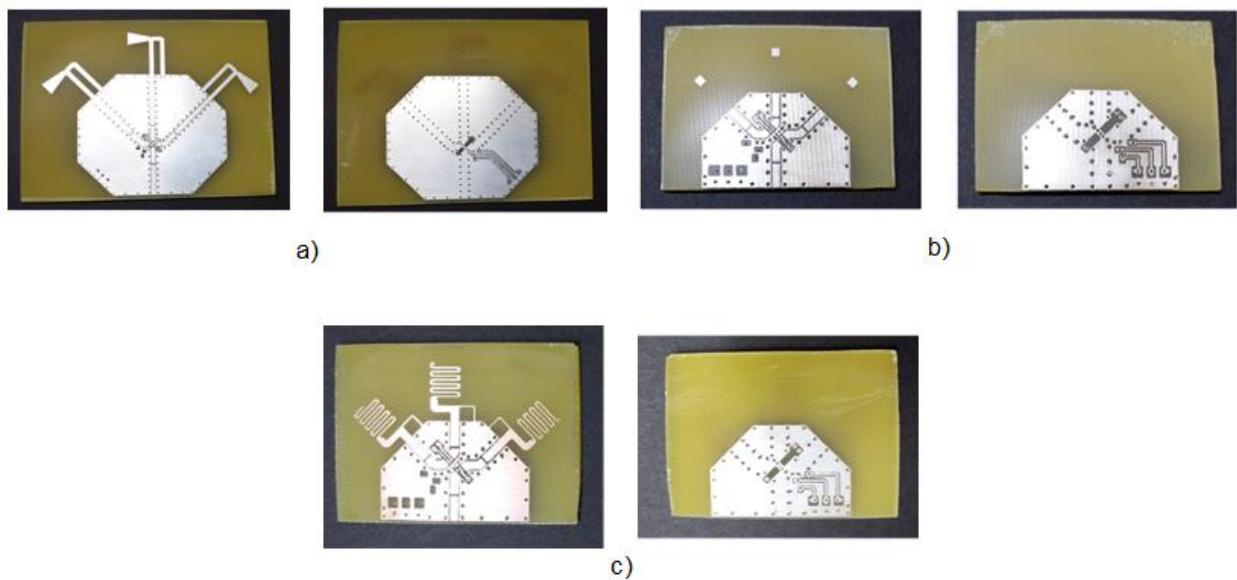


Figura 63. Circuitos impresos de los arreglos de antenas por ambos lados, a) arreglo de antenas F invertida, b) arreglo de antenas cerámicas, c) arreglo de antenas F-Meander.

Los capacitores, puentes de aire, circuito conmutador y conector de CD se soldaron utilizando epoxy conductor de plata, el cual se aplica cuidadosamente y con la cantidad suficiente, tratando de evitar cortos circuitos pero garantizando que la conexión quede firme. En el caso del arreglo de antenas de cerámica, se colocaron las antenas de manera similar a las bases de pruebas descritas previamente. Posteriormente el arreglo de antenas se introdujo a un horno a una temperatura de 100 grados Centígrados por un tiempo de 90 minutos para el endurecimiento del epoxy conductor.



Figura 64. Componentes del arreglo de antenas, a) capacitores para filtros, b) puentes de aire, c) circuito integrado conmutador, d) conector de corriente directa.

Una vez adheridos los componentes con el epoxy conductor, se continúa con el último paso del ensamble de los arreglos de antenas, el cual consiste en soldar el conector SMA macho, de manera similar que con las antenas individuales. Este conector se soldó en el plano de tierra de ambas caras y el conductor central se soldó al inicio de la línea coplanar correspondiente a la entrada de RF del circuito integrado conmutador. Los arreglos de tres antenas construidos con sus componentes y conectores ya ensamblados se muestran en la Figura 65. En la Figura 65a se muestra el arreglo de tres antenas F-Meander, en la Figura 65b, el arreglo de antenas de cerámica, en la Figura 65c el arreglo de la antena F invertida y por último en la Figura 65d se muestra un acercamiento de una de las estructura donde se pueden observar el circuito conmutador, viaholes, conectores de CD y puentes de aire.

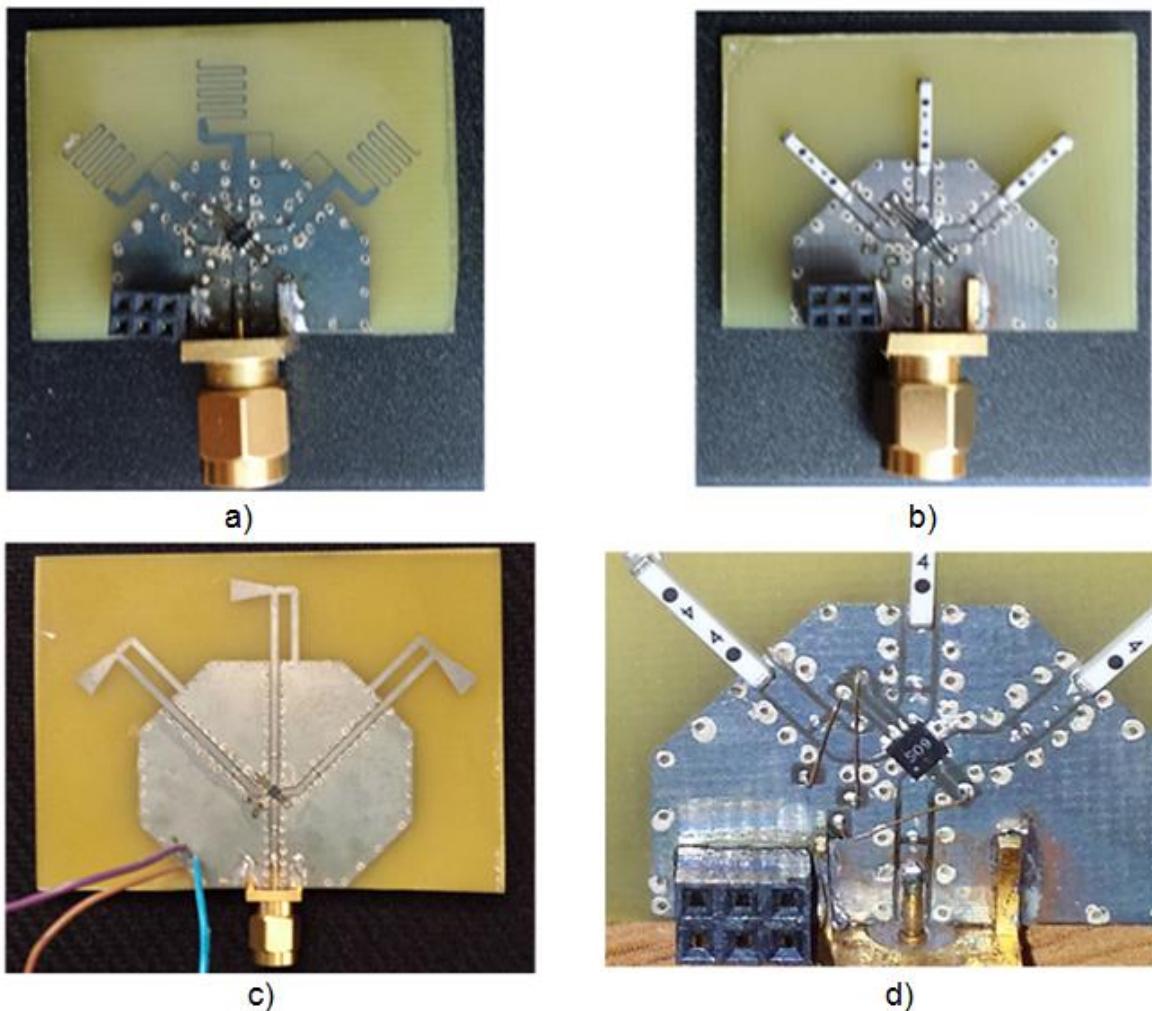


Figura 65. Arreglos de tres antenas construidos, a) arreglo de antenas F-Meander, b) arreglo de antenas de cerámica, c) arreglo de antenas F invertida, d) acercamiento a los componentes del arreglo .

4.3 Caracterización de las antenas

En esta sección se presentan las metodologías empleadas para efectuar la caracterización de las antenas y arreglos diseñados en este trabajo, con el fin de obtener el comportamiento experimental de los parámetros de cada una de ellas. Se presentan los resultados de las pérdidas por retorno, la ganancia y el patrón de radiación en el intervalo de 2.4 a 2.5 GHz correspondientes a cada una de las antenas y arreglos diseñados y construidos. Se presentan resultados de las características de la antena F invertida, de las antenas de cerámica montadas en bases de prueba, así como las correspondientes a los arreglos de tres antenas: F invertida, de cerámica y F-

Meander, en donde se muestra el comportamiento de las pérdidas por retorno, la ganancia y el patrón de radiación en el intervalo de 2.4 a 2.5 GHz.

4.3.1 Medición de pérdidas por retorno

Las mediciones de las pérdidas por retorno de las antenas y arreglos construidos se realizaron utilizando el analizador de redes vectorial PNA-X N5245A de Agilent, el cual cubre la banda de operación de 10 MHz a 50 GHz. Para medir las pérdidas por retorno se realizó una calibración completa de dos puertos tipo “full two port”, en el intervalo de 1.5 GHz a 3.5 GHz con 401 puntos. La técnica de calibración empleada es la SOLT (Short, Open, Load, Thru) con estándares de 3.5 mm, los cuales pueden operar hasta una frecuencia máxima de 26.5 GHz. Cada una de las antenas y arreglos desarrollados en este trabajo se conectaron al puerto 1 del analizador de redes para obtener el comportamiento del parámetro S_{11} y de sus pérdidas por retorno. En la Figura 66 se muestra la antena F invertida conectada al puerto 1 del analizador de redes, con el objetivo de medir sus pérdidas por retorno. Se pueden apreciar además en dicha figura, las bases de prueba de las antenas de cerámica listas para una medición posterior.

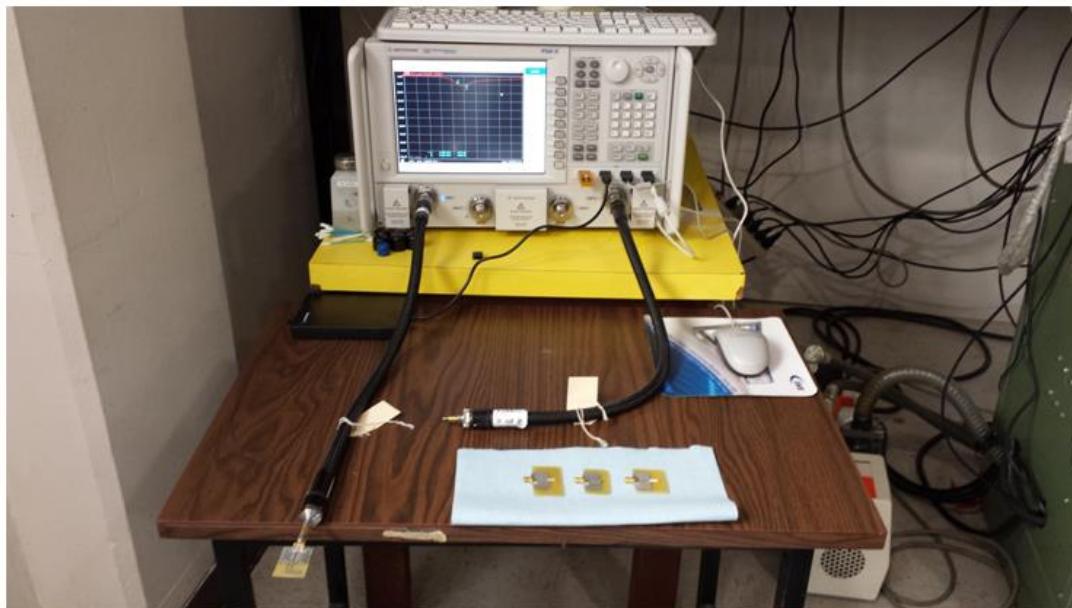


Figura 66. Medición de pérdidas por retorno de la antena F invertida en el analizador de redes.

Después de haber calibrado el analizador de redes y realizar la conexión de la antena F invertida en el puerto 1, se obtienen los resultados de las pérdidas por retorno

en el intervalo de 1.5 a 3.5 GHz. En la Figura 67 se pueden apreciar las pérdidas por retorno de la antena F invertida obtenidas de la medición experimental, las cuales se comparan con los resultados obtenidos del análisis electromagnético (EM) realizado en el programa Momentum - ADS de Agilent. Se puede notar que las pérdidas por retorno obtenidas teóricamente del análisis electromagnético, difieren de las mediciones experimentales obtenidas con el analizador de redes, especialmente con respecto a la magnitud de las pérdidas, sin embargo la respuesta del análisis electromagnético se aproxima en gran medida a la frecuencia de resonancia medida. La diferencia entre la respuesta del análisis EM y la medida se atribuye principalmente a errores en el proceso de construcción y a los elementos que no se consideraron en el diseño y análisis, como es el caso del conector SMA. También se puede observar en los resultados de la medición, que el ancho de banda es suficiente para operar en la banda requerida por un dispositivo ZigBee, ya que en el intervalo de frecuencias de 2.4 a 2.5 GHz cumple con el valor límite de las pérdidas por retorno < -10 dB.

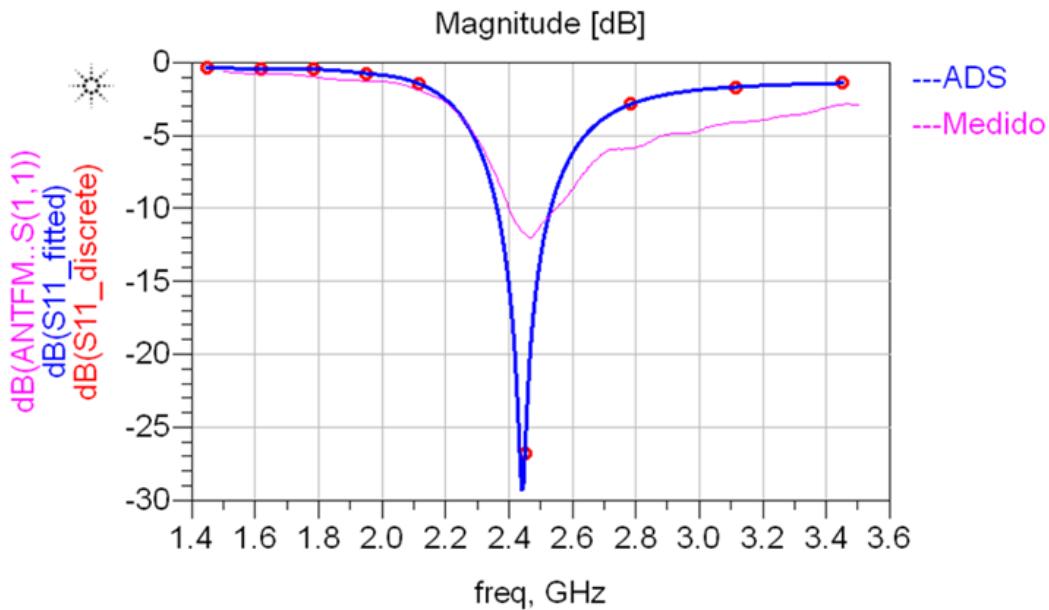


Figura 67. Pérdidas por retorno medidas de la antena F invertida y su comparación con el análisis EM en ADS.

Continuando con las mediciones de las pérdidas por retorno de las antenas de cerámica, cada una de ellas se conectó en el puerto 1 de analizador de redes. En la Figura 68 se presentan las pérdidas por retorno de las tres antenas de cerámica montadas en las bases de prueba diseñadas y construidas. Se puede notar que el

comportamiento de las antenas de cerámica no es adecuado, ya que las mediciones realizadas presentaron un desplazamiento o ausencia de la frecuencia de resonancia requerida, además de presentar pérdidas por retorno fuera de lo requerido ($S_{11} < -10\text{dB}$). La antena que presenta el mejor comportamiento de las tres de cerámica es la antena Yageo, ya que esta tiene menos pérdidas por retorno en la banda de interés, la cual fue elegida para utilizarse en el arreglo de antenas de cerámica.

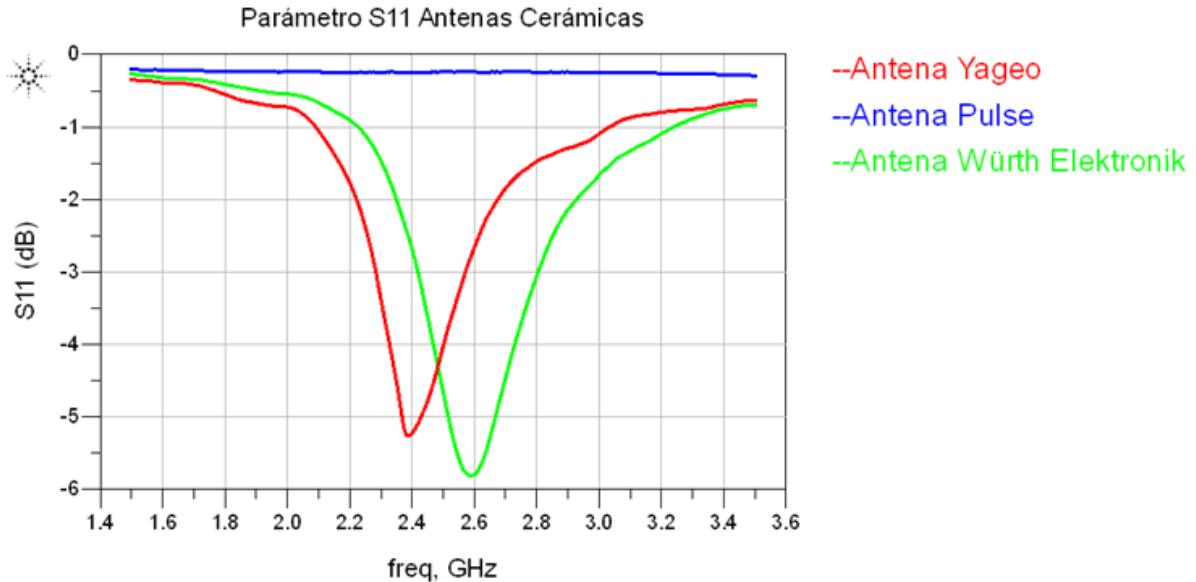


Figura 68. Pérdidas por retorno medidas de las tres antenas de cerámica montadas en la base de pruebas.

La siguiente medición consiste en medir las pérdidas por retorno del arreglo de antenas de cerámica, conectándolo al puerto 1 del analizador de redes. En el arreglo de antenas, cada antena se conecta por medio de los puertos digitales de corriente directa con que cuenta el mote ZigBee (las características de este mote se describen en el capítulo Capítulo 5 sección 5.2), donde se tiene un puerto por cada antena, los cuales se configuran para ser activados secuencialmente al presionar un botón que viene integrado en el mote. Es decir, que al presionar el botón se activa una entrada del circuito conmutador del arreglo y desactiva las entradas restantes, cambiando la entrada activa cada vez que se presiona el botón. En la Figura 69 se muestran las pérdidas por retorno obtenidas para cada una de las antenas del arreglo de antenas de cerámica.

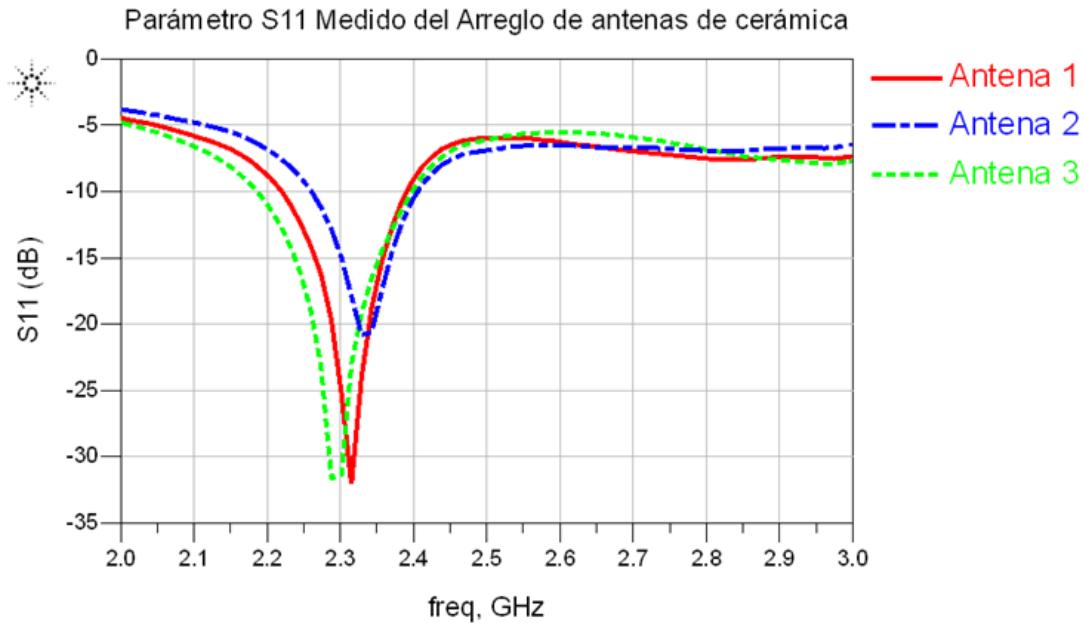


Figura 69. Pérdidas por retorno medidas de las tres antenas del arreglo de antenas de cerámica.

Las pérdidas por retorno correspondientes a las antenas del arreglo de cerámica mostradas en la Figura 69 se encuentran desviadas en frecuencia, ya que son cercanas a la frecuencia de 2.3 GHz. Sin embargo, aún se presentan pérdidas menores o iguales a -10 dB en la frecuencia de 2.4 GHz, por lo que las antenas presentan un buen comportamiento en esta frecuencia. Sin embargo las antenas pueden operar todavía cuando sus pérdidas se ubican en -6 dB, que es el caso del extremo superior de la banda de operación, mostrando un factor de desacoplamiento mayor y sin afectar la máxima transferencia de energía. Para solucionar el desvío de la frecuencia de resonancia se puede realizar una red de acoplamiento con la ayuda de inductores y capacitores, ya que en estas estructuras no es posible modificar sus dimensiones.

De una manera similar, se conecta el arreglo de antenas F-Meander en el puerto 1 del analizador de redes y se realiza la medición de las pérdidas por retorno para las tres antenas. En la Figura 70 se muestran los resultados de la medición, los cuales se comparan con los teóricos del análisis electromagnético. Se puede notar como las pérdidas por retorno medidas de las tres antenas del arreglo F-Meander se encuentran cercanas a los resultados obtenidos del análisis EM. En el caso de la antena 1 (Figura 70a) la frecuencia de resonancia se encuentra más cercana a la frecuencia de 2.5 GHz, ya que cuenta con pérdidas por retorno menores a -10 dB en el intervalo de 2.44 a 2.58

GHz, sin embargo en el inicio de la banda de 2.4 GHz presenta pérdidas por retorno menores a -7 dB, resultando que la antena puede operar en esta banda.

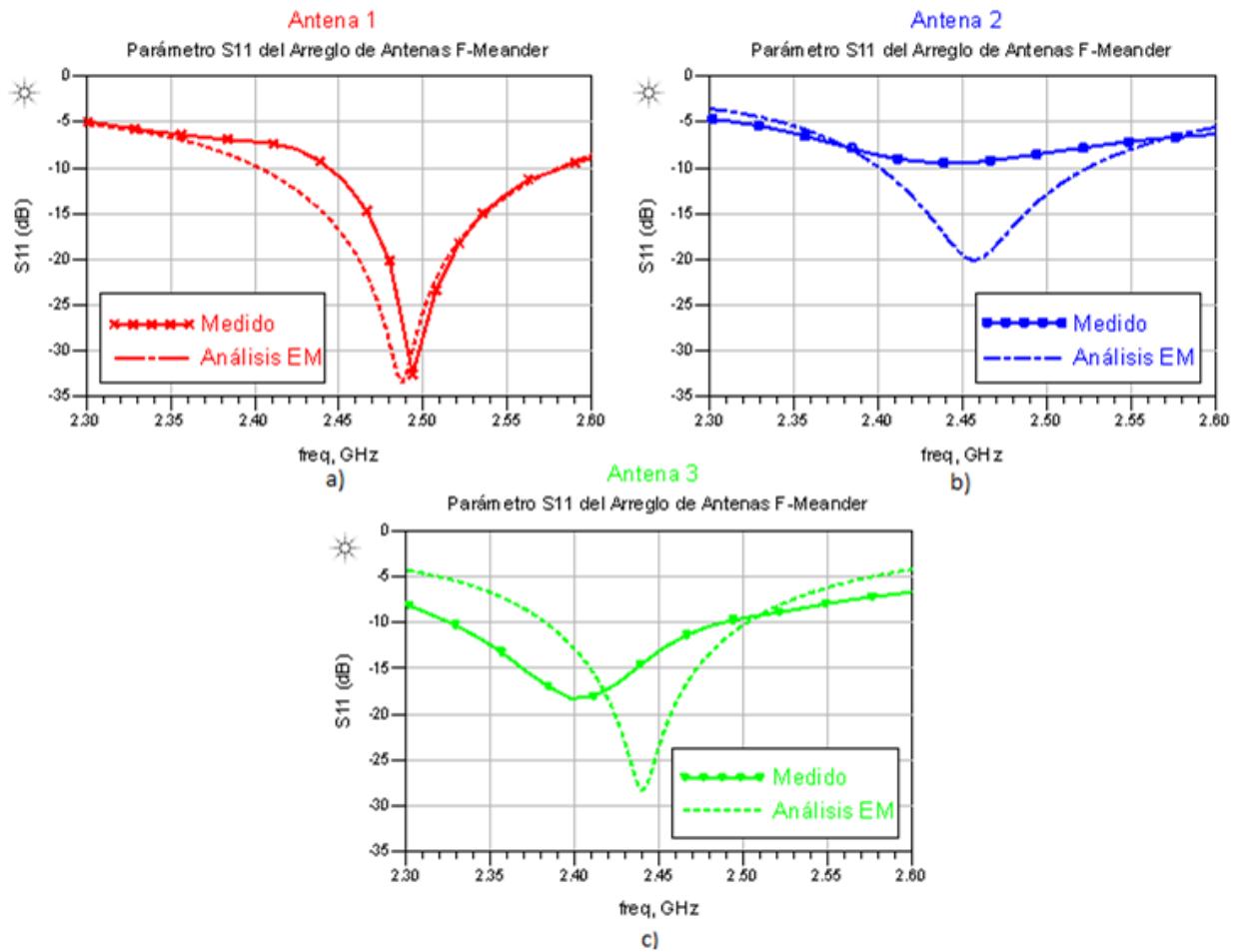


Figura 70. Pérdidas por retorno medidas del arreglo de antenas F-Meander y su comparación con el análisis EM en ADS, a) antena 1, b) antena 2, c) antena 3.

La antena 2 (Figura 70b) presenta su frecuencia de resonancia en el centro de la banda ISM de 2.4 GHz y cuenta con pérdidas por retorno cercanas a -10 dB en los extremos de la misma. En la antena 3 (Figura 70c) su frecuencia de resonancia se encuentra en el otro extremo de la banda a la frecuencia de 2.4 GHz, teniendo pérdidas por retorno menores a -10 dB en el intervalo de frecuencias de 2.33 a 2.5 GHz, presentando un buen desempeño en la banda para la que fue diseñada.

Para finalizar, se conectó el arreglo de antenas F invertida obteniendo los resultados mostrados en la Figura 71. Para este arreglo las pérdidas por retorno medidas para la antena 1 y 2 se aproximan a la frecuencia de resonancia obtenida del análisis EM, sin embargo difieren en magnitud, las cuales siguen siendo funcionales en

la banda de 2.4 GHz, ya que la antena 1 tiene pérdidas por retorno por debajo de -8 dB y la antena 2 menores a -10 dB. En cambio la frecuencia de resonancia de la antena 3 se encuentra desviada, pudiendo aún operar en la banda ISM, dado que las pérdidas por retorno son inferiores a -7 dB.

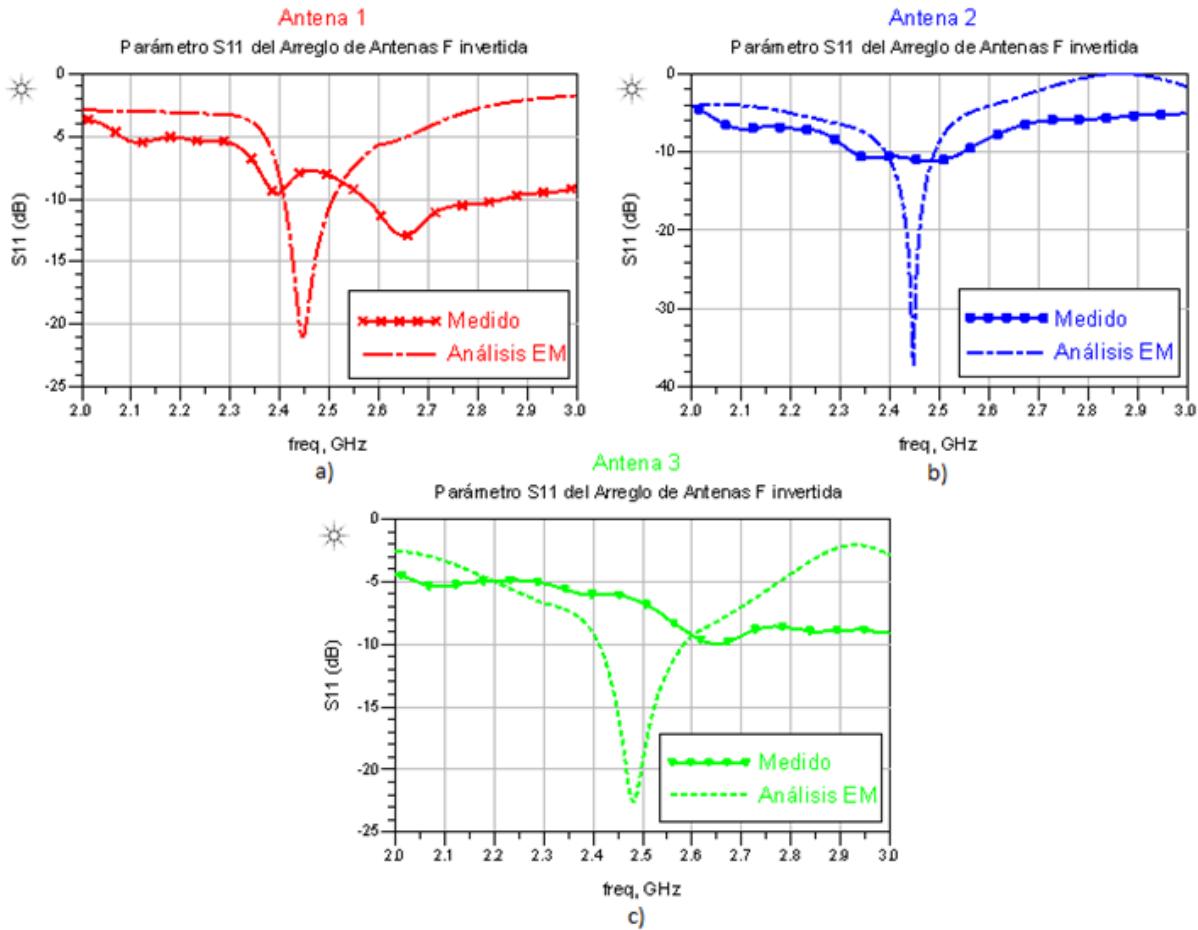


Figura 71. Pérdidas por retorno medidas del arreglo de antenas F invertida y su comparación con el análisis EM en ADS, a) antena 1, b) antena 2, c) antena 3.

4.3.2 Medición de la ganancia

El siguiente parámetro a medir es la ganancia de las antenas. Para estas mediciones se utiliza el analizador de redes vectorial HP8510C cuya banda de operación es de 45 MHz a 50 GHz. Para ello se calibra el analizador de redes en el intervalo de 0.5 a 6 GHz con 801 puntos, empleando la técnica SOLT “Full Two Port” y estándares de 3.5 mm.

Cabe mencionar que la calibración utilizada para medir la ganancia es la misma que la utilizada para obtener las pérdidas por retorno (S_{11} y S_{22}), solo que en la medición de ganancia los parámetros de interés son los coeficientes de transmisión (S_{12} y S_{21}).

Existen varias opciones para determinar la ganancia de las antenas. En la primera de ellas se emplea una antena patrón la cual se conecta al puerto 1 del analizador de redes o a un generador de señales. Es necesario que la antena patrón esté perfectamente caracterizada y se conozca su ganancia en todo el ancho de banda de medición. Por otro lado, la antena bajo prueba se conecta en el puerto 2 del analizador de redes o a un analizador de espectros. Calculando las pérdidas por propagación correspondientes a la distancia y la frecuencia de la medición, con la ganancia de la antena patrón y el valor del parámetro S_{21} medido del sistema, se determina la ganancia de la antena bajo prueba. Otra opción, que es similar a la anterior, es la de medir dos antenas idénticas en vez de utilizar la antena patrón, se realizan los cálculos de manera similar, pero el resultado en este caso se debe dividir entre 2, puesto que en este método se supone que las dos antenas tienen la misma ganancia.

Una tercera opción que se considera la más precisa es mediante el método de tres antenas (Medina Monroy, 2004). En este método se plantea un sistema de ecuaciones, se efectúan tres mediciones del parámetro de transmisión y se realiza la corrección de las pérdidas por propagación para obtener las tres incógnitas que son las ganancias correspondientes a cada antena G_1 , G_2 y G_3 . La primera medición se realiza entre las antenas 1 y 2 (M_{12}), la segunda medición se efectúa entre las antenas 1 y 3 (M_{13}) y la última medición se hace entre las antenas 2 y 3 (M_{23}). El sistema de ecuaciones a resolver se logra de la matriz de 3x3 dada en la ecuación (26).

$$\begin{bmatrix} M_{12} \\ M_{13} \\ M_{23} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} G_1 \\ G_2 \\ G_3 \end{bmatrix} \quad 26)$$

Las pérdidas por propagación (P_p), se obtienen con la ecuación

$$P_p[dB] = 10 \log \left[\left(\frac{4\pi D}{\lambda} \right)^2 \right] \quad 27)$$

donde, D es la distancia entre las dos antenas expresada en metros y λ es la longitud de onda en el espacio libre.

Se puede notar que las pérdidas por propagación se encuentran en función de la distancia y la longitud de onda o su frecuencia. Para efectuar las mediciones de ganancia, se colocan las antenas a una distancia de 0.8 metros, la cual es necesaria para cumplir con el requisito de medición en campo lejano. Además a esta distancia se calculan las pérdidas por propagación en función de la frecuencia. Es decir que se obtiene un valor de P_p para cada uno de los 801 puntos de frecuencia medidos. Posteriormente se restan las pérdidas P_p a los parámetros obtenidos S_{21} en dB de las tres mediciones (M_{12} , M_{13} y M_{23}). Con los valores anteriores se resuelve la ecuación (26) y se calcula la ganancia de cada una de las tres antenas (G_1 , G_2 y G_3).

Debido a que para poder realizar las mediciones de ganancia de las antenas y arreglos construidos, se utiliza el método de tres antenas, se emplean dos antenas Vivaldi antipodal de banda ancha que funcionan de manera adecuada en la banda de operación de 2.4 a 2.5 GHz, para completar las tres antenas del método. Como la antena 1 se tiene a la Vivaldi 1, como la antena 2 la Vivaldi 2 y como la antena 3 todas las antenas y arreglos desarrollados en este trabajo. En la Figura 72 se muestra el analizador de redes HP8510C con la antena Vivaldi antipodal 1 y el arreglo de antenas de cerámica como un ejemplo del montaje de las antenas.

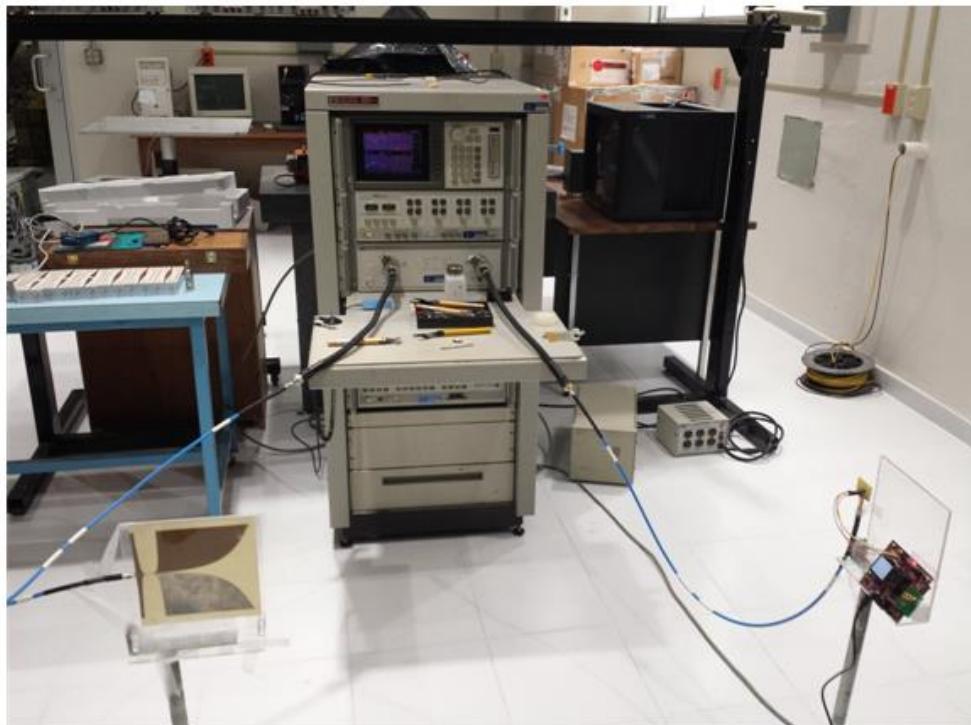


Figura 72. Medición de la ganancia de un arreglo de antenas.

La primera antena bajo prueba fue la antena F invertida, cuyos resultados de la medición de ganancia se presentan en la Figura 73, comparados con los resultados teóricos obtenidos del análisis electromagnético AEM. La ganancia de la antena F invertida se encuentra ligeramente desplazada de los resultados del AEM, al tener la máxima ganancia en 2.6 GHz. Se puede observar que el comportamiento de la ganancia dentro de la banda de 2.4 GHz son menores entre 2 y 4 dB que los resultados del análisis EM. La diferencia se atribuye a las pérdidas de los conectores SMA no considerados en el análisis EM.

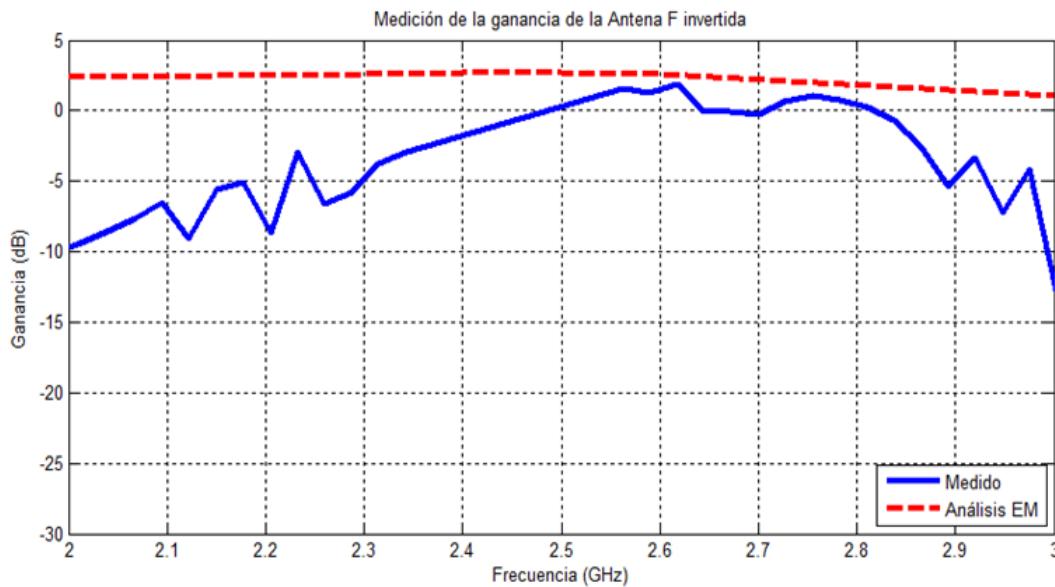


Figura 73. Ganancia medida de la antena F invertida, comparada con la del análisis EM.

La siguiente medición de ganancia corresponde al arreglo de antenas de cerámica. En la Figura 74 se muestran los resultados obtenidos de las mediciones de ganancia, en la cual se puede apreciar como la ganancia se encuentra desplazada teniendo una ganancia máxima de -2 dB y presentando una ganancia menor a -5 dB en la banda de frecuencia requerida de 2.4 a 2.5GHz. Cabe mencionar que en este caso no se muestra el comportamiento teórico debido a que las antenas son comerciales.

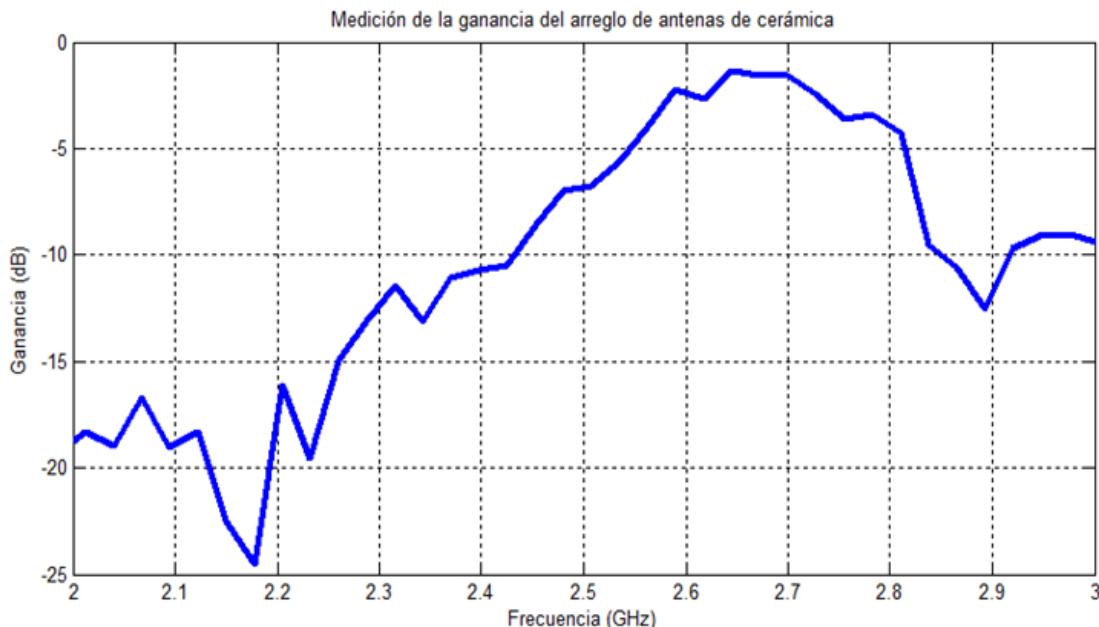


Figura 74. Ganancia medida del arreglo de antenas de cerámica.

De manera similar a las anteriores, se midió el arreglo de antenas F-Meander. Los resultados obtenidos del comportamiento de la ganancia medida se muestran en la Figura 75, comparados con los teóricos del análisis EM. Se puede observar en esta figura que la ganancia se encuentra desplazada en frecuencia, pero se encuentra bastante cercana a la obtenida del análisis EM. En la banda de 2.4 GHz se lograron valores de ganancia menores a -3 dB, mostrando diferencias entre 0 a 4 dB en comparación con los resultados del análisis EM, y coincidiendo a la frecuencia de 2.52GHz.

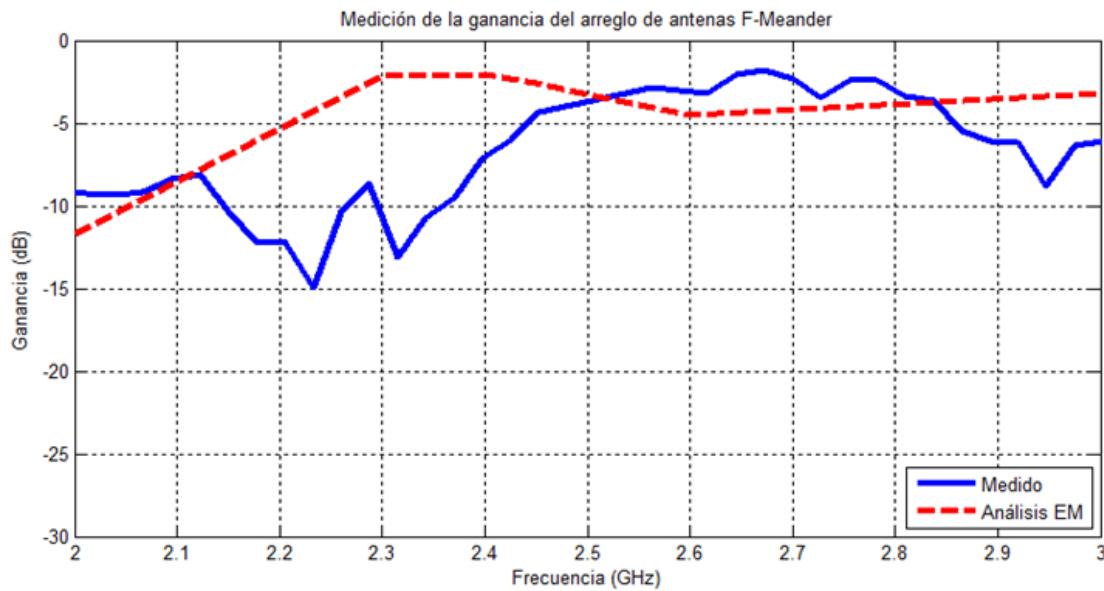


Figura 75. Ganancia medida de la antena central del arreglo F-Meander, comparada con la obtenida del análisis EM.

Por último, se realiza la medición de la ganancia para el arreglo de antenas F invertida. En la Figura 76 se muestran los resultados de la medición y su comparación con los resultados teóricos obtenidos del análisis EM. En esta figura, se puede notar como la ganancia medida presenta diferencias entre 3 y 4 dB, en comparación con los resultados teóricos. Es importante resaltar que la antena F invertida mostró mayor ganancia que las antenas de cerámica y que la F-Meander, sin embargo, es la de mayor tamaño.

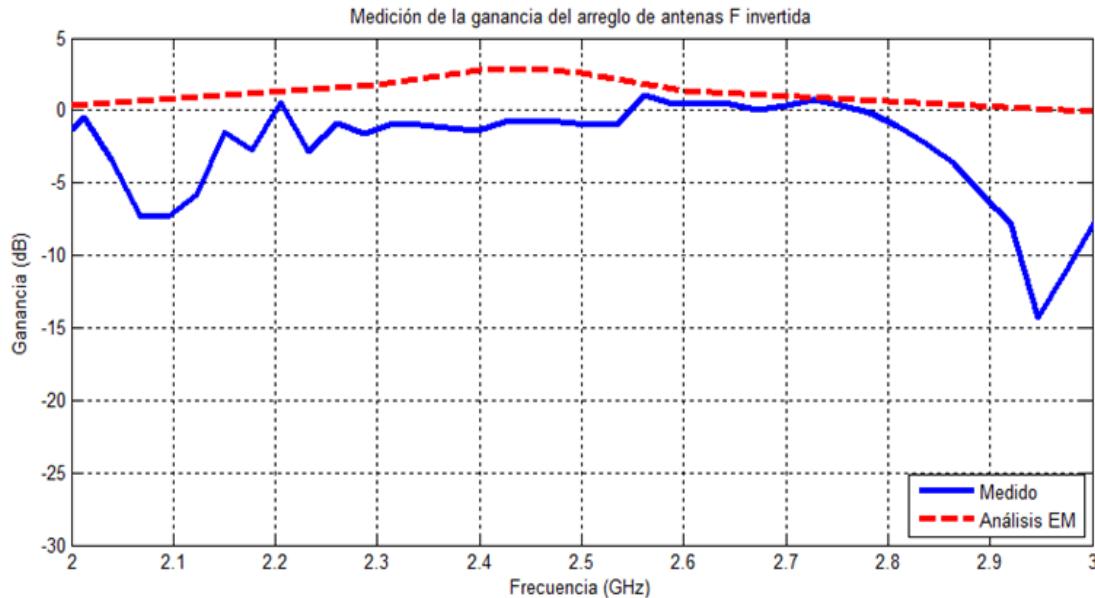


Figura 76. Ganancia medida del arreglo de antenas F invertida, comparada con la obtenida del análisis EM.

4.3.3 Medición de patrón de radiación

Otro de los parámetros importantes a tomar en consideración y que describen el funcionamiento de una antena, es el patrón de radiación de las antenas. Para realizar la medición de este parámetro se utilizó el generador de señales Rohde & Schwarz modelo SMB 100A que opera en la banda de 100 KHz a 40 GHz, y el analizador de espectros Rohde & Schwarz modelo FSP el cual cubre la banda de operación de 9 KHz hasta 40 GHz. Ambos equipos de medición se muestran en la Figura 77.



Figura 77. Equipos de medición, a) generador de señales Rohde & Schwarz modelo SMB 100A, b) analizador de espectros Rohde & Schwarz modelo FSP.

Para realizar la medición del patrón de radiación se utilizan dos antenas, siendo una la transmisora y la otra la receptora. Estas antenas deben estar separadas a una cierta distancia, la cual debe ser mayor a la establecida por la región de campo lejano dada en la ecuación (7). Para conectar las antenas con los equipos se utilizan cables flexibles, los cuales tienen pérdidas que deben considerarse durante el proceso de calibración de los equipos.

Las mediciones de patrón de radiación se pueden realizar dentro de una cámara anechoica o en áreas abiertas. Las mediciones de las antenas desarrolladas se realizaron en campo abierto para evitar reflexiones debidas a las paredes, equipos u otros objetos que se encuentren en el entorno, las cuales modifican drásticamente los resultados de las mediciones. En la Figura 78 se puede apreciar la antena transmisora conectada al generador de señales y la antena receptora (antena bajo prueba) conectada al analizador de espectro. La antena transmisora es una antena Vivaldi de banda ancha y la receptora son las desarrolladas en este trabajo, las cuales están separadas una distancia de 1 metro. El patrón de radiación de la antena receptora se obtiene girando la antena 360° , de preferencia en pasos de 1 grado, donde en cada posición se mide la potencia recibida en el analizador de espectro, manteniendo fija la antena transmisora en todo momento. Dependiendo de la posición de la antena es posible obtener el patrón de radiación en el plano eléctrico (E) o en el magnético (H).

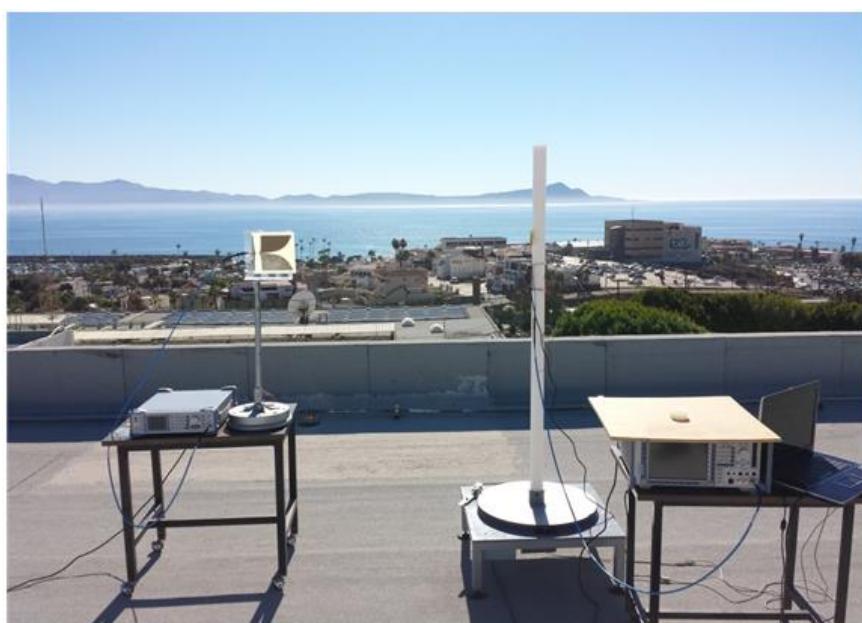


Figura 78. Configuración de los equipos para la medición del patrón de radiación

En la ecuación (28) se muestra la expresión que permite calcular la potencia recibida en el analizador de espectro por la antena receptora

$$P_{Rx}[\text{dBm}] = P_{Tx} + G_1 + G_2 + P_p \quad 28)$$

donde, P_{Rx} y P_{Tx} , son las potencias de recepción y transmisión, respectivamente ambas expresadas en dBm, $G_{1,2}$ y P_p , son la ganancia de las antenas y las pérdidas por propagación en dB.

Para obtener el patrón de radiación de manera adecuada, la potencia P_{Tx} debe ser lo más grande posible y la distancia entre las antenas debe ser la suficiente para que la potencia recibida P_{Rx} sea detectada en el analizador de espectros, aun cuando las antenas no se encuentren alineadas. Para las mediciones las antenas se colocaron a 1 metro de distancia y se seleccionó una potencia de transmisión de +10 dBm, para cumplir con los requisitos de campo lejano y contar con los niveles recibidos adecuados.

Debido a que todas las antenas y arreglos construidos en este trabajo operan en la banda de 2.4 a 2.5 GHz, se decidió realizar las mediciones del patrón de radiación en la frecuencia central de esta banda que es 2.45 GHz. Para los arreglos de antenas solo se presenta la medición de la antena central, ya que las mediciones de las antenas restantes del arreglo presentan un comportamiento similar.

En la Figura 79 se presentan los patrones de radiación obtenidos de la medición y se hace una comparación con los obtenidos del análisis electromagnético, correspondientes a la antena central (antena 2) del arreglo de antenas F invertida. Los patrones de radiación se muestran en forma polar en los planos E y H. En esta figura, se puede notar que existe cierta diferencia entre los resultados teóricos y medidos, donde en el plano E, se presenta la máxima radiación hacia adelante, y en el plano H la dirección de máxima radiación se encuentra hacia atrás. En ambos casos, los datos teóricos muestran nulos y los medidos no.

En la Figura 80 se puede observar el patrón de radiación en forma rectangular en los planos E y H de la antena central de arreglo F invertida, en donde se pueden

apreciar de manera más clara las características de radiación en los planos E y H y de donde se puede obtener el ancho de haz de mediana potencia. En esta figura se puede distinguir que existen diferencias entre los resultados medidos y los del análisis EM, ya que difieren las posiciones de los nulos en ambos planos, además de existir diferencias entre el ancho de haz teórico de 64° (plano E) y 100° (plano H) y los medidos 100° (plano E) y 108° (plano H).

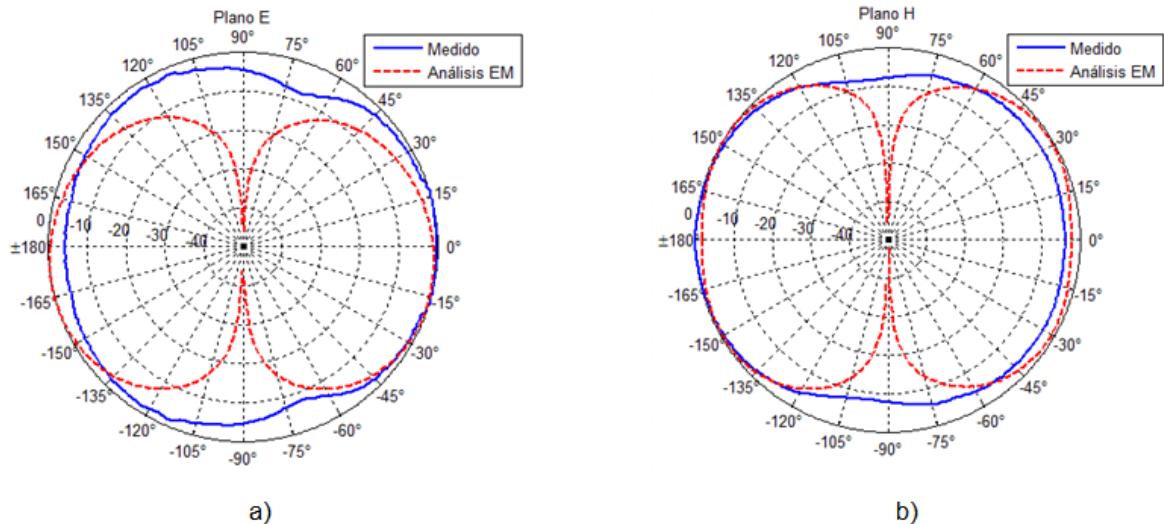


Figura 79. Patrón de radiación en forma polar, medido a 2.45 GHz, de la antena central del arreglo de antenas F invertida, a) plano E, b) plano H.

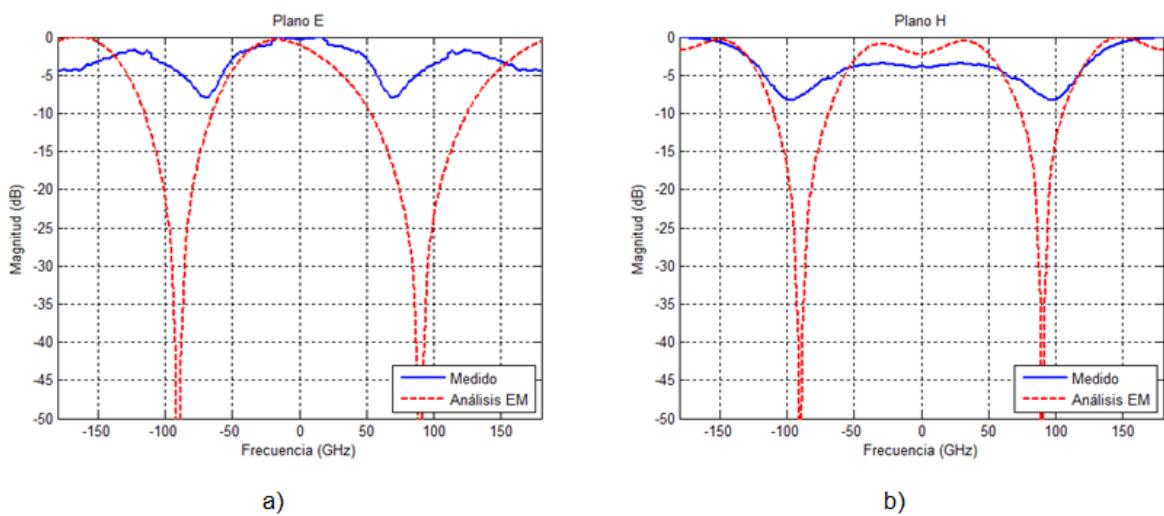


Figura 80. Patrón de radiación en forma rectangular de la antena central del arreglo de antenas F invertida, a) plano E, b) plano H.

Para la medición del arreglo de antenas de cerámica, solo se realizó la medición del patrón de radiación de la antena central, ya que las tres antenas son idénticas y el resultado de la medición solo se verá afectado en la orientación del patrón de radiación.

Asimismo, solo se presentan resultados medidos ya que son antenas comerciales. En la Figura 81 se pueden observar los patrones de radiación en forma polar de la antena central del arreglo de antenas de cerámica en los planos E y H. En el plano H se observan nulos en 90° y -90° y que su dirección de máxima radiación está hacia adelante mientras que en el plano E se encuentra hacia atrás.

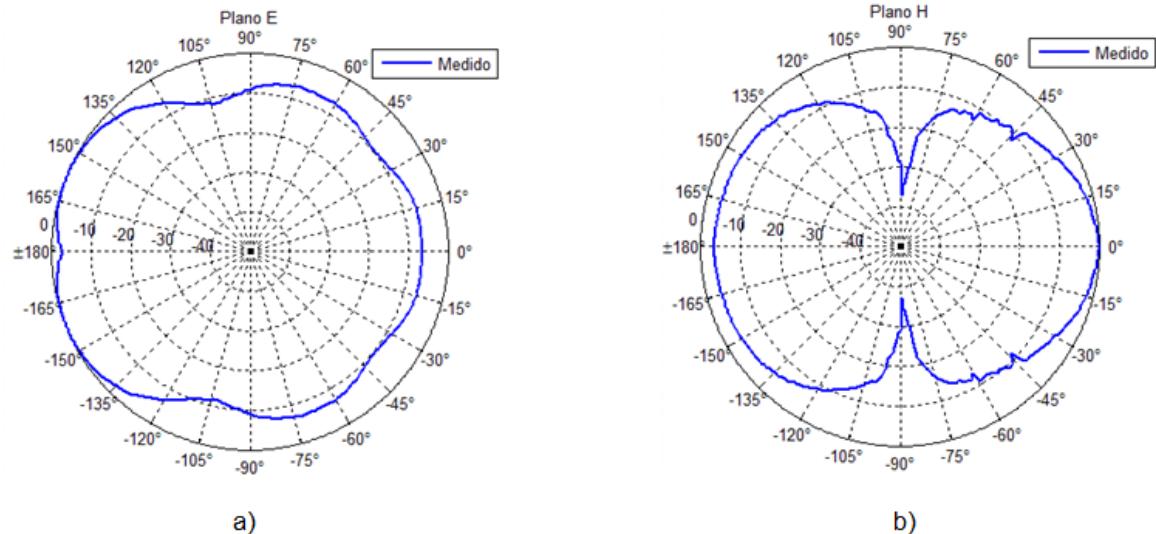


Figura 81. Patrón de radiación en forma polar, medido a 2.45 GHz, de la antena central del arreglo de antenas de cerámica, a) plano E, b) plano H.

En la Figura 82 se muestra el patrón de radiación en forma rectangular en el plano E y en el plano H, correspondiente a la antena central del arreglo de antenas de cerámica.

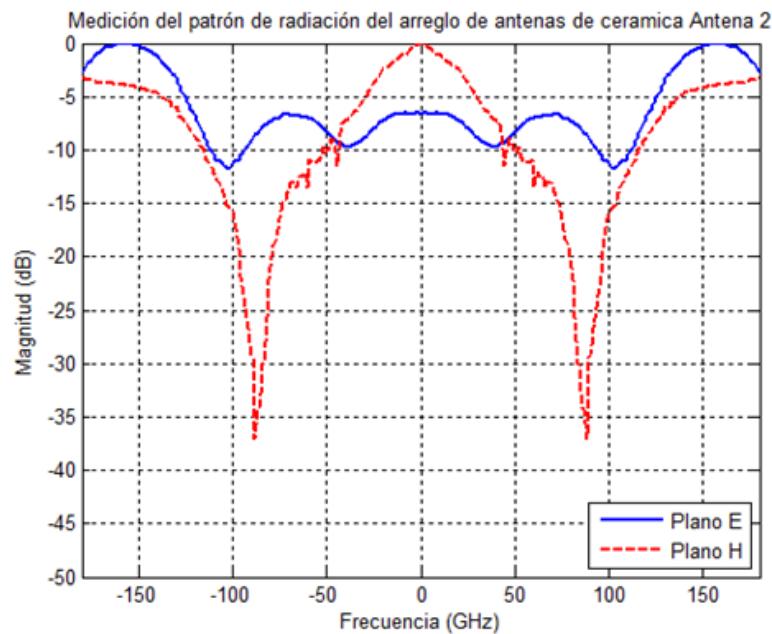


Figura 82. Patrón de radiación en forma rectangular de la antena central del arreglo de antenas de cerámica.

En la Figura 82 se puede apreciar que el patrón de radiación de la antena de cerámica en el plano H cuenta con máxima radiación hacia delante, a diferencia del plano E que este se encuentra hacia atrás cercano a 160° . El ancho de haz medido resultó: 98° (plano E) y 44° (plano H).

Por último, se midió la antena central del arreglo de antenas F-Meander. En la Figura 83 se muestra el diagrama de radiación en forma polar en los planos E y H, en la frecuencia de 2.45 GHz. Se puede notar en esta figura que los resultados teóricos y medidos son similares en los planos eléctrico y magnético, y que en ambos planos los resultados teóricos muestran nulos en 90° , se observa que en ambos planos la máxima dirección de radiación se encuentra hacia atrás. El ancho del haz teórico resultó de 92° (plano E) y 68° (plano H), mientras que los medidos fueron: 164° (plano E) y 132° (plano H).

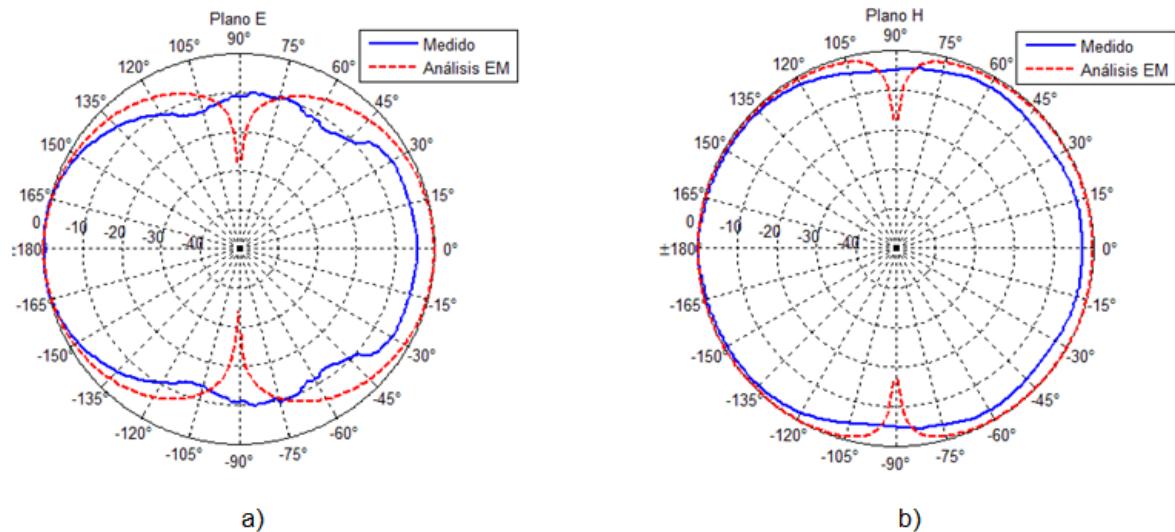


Figura 83. Patrón de radiación en forma polar, medido a 2.45 GHz de la antena central del arreglo de antenas F-Meander, a) plano E, b) plano H.

En la Figura 84 se muestra el patrón de radiación en coordenadas rectangulares para la antena central del arreglo F-Meander, Se puede distinguir que existe una pequeña diferencia en la ubicación de los nulos en ambos planos, pero presentan un comportamiento similar en el patrón hacia atrás.

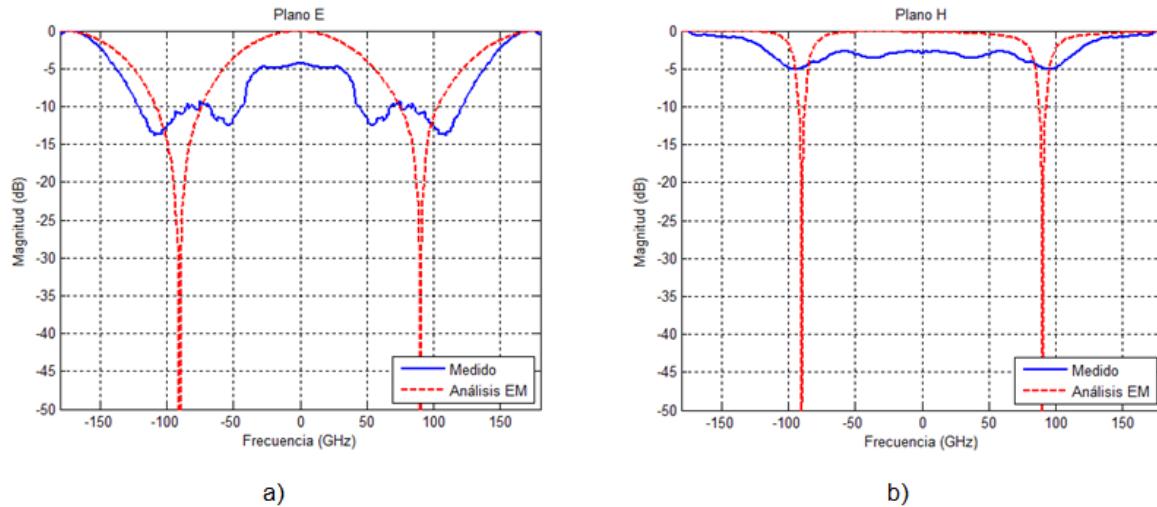


Figura 84. Patrón de radiación en forma rectangular de la antena central del arreglo de antenas F-Meander, a) plano E, b) plano H.

En la Tabla 9 se presenta un resumen del ancho de haz de mediana potencia (θ_{HP}) de los patrones de radiación obtenidos del análisis electromagnético y el adquirido de las mediciones correspondientes a los arreglos de antenas construidos operando en la frecuencia de 2.45 GHz, donde se pueden observar las diferencias que existen entre el ancho de haz calculado y medido de todas las arreglos de antenas realizadas.

Tabla 9. Ancho de haz del patrón de radiación de los arreglos de antenas a 2.45 GHz

Arreglo	Ancho del Haz de mediana potencia (θ_{HP})			
	Plano E		Plano H	
	Análisis EM	Medido	Análisis EM	Medido
F invertida	64°	100°	100°	108°
Cerámica	-	98°	-	44°
F-Meander	92°	68°	164°	132°

Capítulo 5. Mediciones de campo

5.1 Introducción

En este capítulo se presentan resultados de las mediciones realizadas en dispositivos ZigBee a todos los arreglos de antenas desarrollados en este trabajo. Se presentan resultados de las mediciones del indicador de potencia de la señal recibida RSSI con los arreglos construidos. Se describen los dispositivos ZigBee y las herramientas computacionales utilizadas para llevar a cabo las pruebas de campo. Las mediciones se realizan en distintos escenarios para observar la variación de este parámetro con respecto a una antena de referencia. Además, se realiza una comparación entre las antenas de cada arreglo para determinar cuál antena presenta el mejor comportamiento de la señal recibida RSSI.

5.2 Medición del RSSI

El indicador de potencia de la señal recibida (RSSI por sus siglas en inglés Received Signal Strength Indicator) es una escala de referencia (en relación a 1mW) que se emplea para medir el nivel de potencia de las señales recibidas por un dispositivo operando en las redes inalámbricas.

El parámetro RSSI se utiliza en muchos estudios de redes inalámbricas de sensores. Algunos estudios investigan la variación del RSSI en relación con la distancia así como la dirección y la alineación de la estación base (Erdogan & Hussain, 2007). Además de la distancia, los valores del RSSI pueden cambiar debido a la movilidad o la obstrucción física, afectando la calidad de la señal entre dos nodos (Meghanathan, Boumerdassi, Chaki, & Nagamalai, 2010).

En este trabajo de tesis, se realizan mediciones del RSSI en distintos escenarios para observar la variación de este parámetro, con todos los arreglos de antenas construidos, dependiendo del ángulo de orientación de una antena de referencia, además de observar los efectos en este parámetro al colocar obstáculos entre el enlace

de comunicación. A continuación se describen los dispositivos utilizados para realizar las mediciones de campo.

El mote ZigBee utilizado para realizar las mediciones del RSSI es la tarjeta de desarrollo MSP-EXP430F5438, la cual se muestra en la Figura 85. En esta tarjeta viene incluido el módulo CC2520EM, mostrado en la Figura 86a, el cual tiene integrado un transceptor de RF CC2520 diseñado para operar con ZigBee® / IEEE 802.15.4, en la banda ISM sin licencia de 2.4 GHz. Además cuenta con un conector SMA hembra donde puede conectarse una antena.

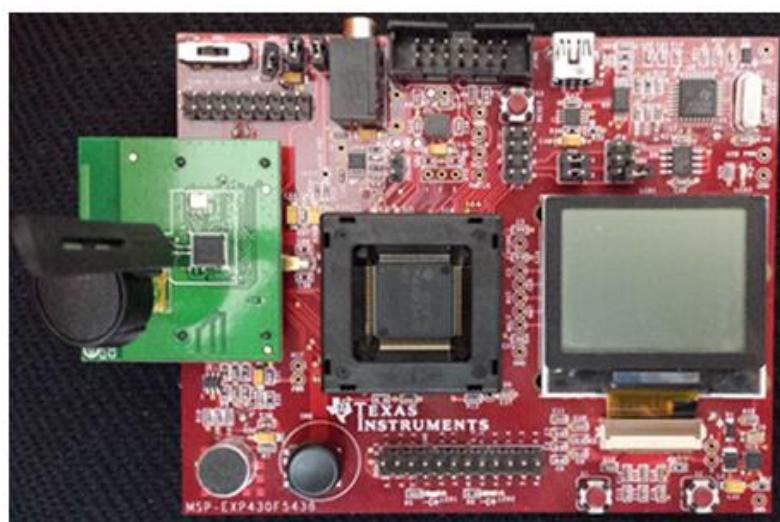


Figura 85. Dispositivo ZigBee MSP-EXP430F5438 Experimenter Board

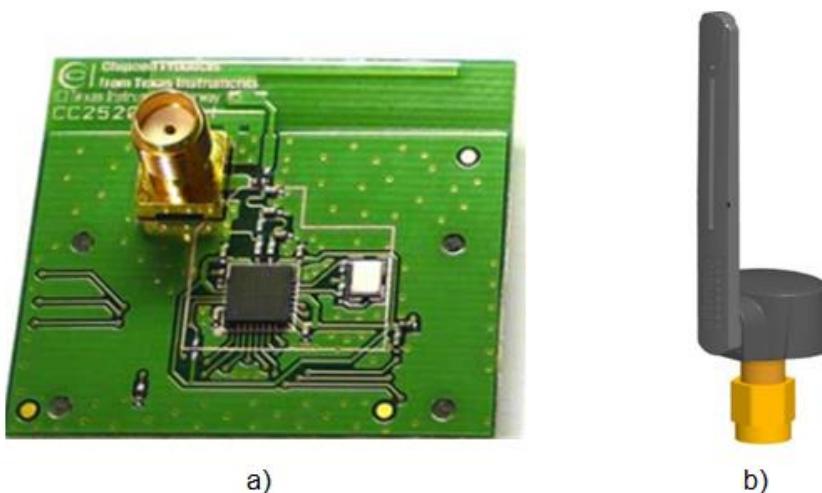


Figura 86. a) módulo transceptor CC2520EM, b) antena Antenova Titanis 2.4 GHz.

El transceptor CC2520 tiene incorporado un indicador RSSI, que calcula un valor digital con signo de 8 bits, el cual se puede leer desde un registro o en las tramas recibidas donde se anexa automáticamente. El valor del RSSI es el resultado de un promedio de la potencia recibida durante 8 periodos de símbolo (128μs) como se especifica por el estándar IEEE 802.15.4 (IEEE-802.15.4, 2006).

La tarjeta de desarrollo MSP-EXP430F5438 cuenta también con una antena giratoria Antenova Titanis de 2.4 GHz, la cual se muestra en la Figura 86b. La antena está destinada para aplicaciones en la banda de 2,4 GHz. Esta antena tiene un conector macho SMA y una cuchilla hecha de material flexible para poder girarla los 360 grados. En la Tabla 10 se pueden observar las principales características de esta antena.

Tabla 10. Características de la antena Antenova Titanis.

Características de antena	
Frecuencia	2.4 – 2.5 GHz
Polarización	Lineal
Impedancia	50 Ω
Dimensiones	20 x 19.5 x 62.5 [mm]
Ganancia pico	2.2 dBi
Ganancia Promedio	-1.0 dBi
Eficiencia promedio	80%
Pérdidas por retorno mínimas	-13 dB

Para emplear los motes se utilizó la plataforma Z-Stack™ de Texas Instruments versión 2.5.1, la cual esta optimizada para utilizarla en la tarjeta de desarrollo MSP-EXP430F5438 y en el módulo transceptor CC2520EM. El Z-Stack es la pila de protocolo completa y una solución para el desarrollo de aplicaciones que se ajusta a los estándares de la ZigBee Alliance.

El software compilador y depurador que se empleó para programar los motes es el IAR Embedded Workbench para MSP430 de IAR Systems. El Z-Stack representa una alternativa complementaria a las herramientas de desarrollo de software que cuenta la suite IAR Embedded Workbench. Estas herramientas apoyan a la gestión de proyectos, la compilación, el montaje, la vinculación, la descarga y la depuración de diversos

procesadores basados en MSP430 de Texas Instruments. En la Figura 87 se muestra una captura de pantalla de este programa.

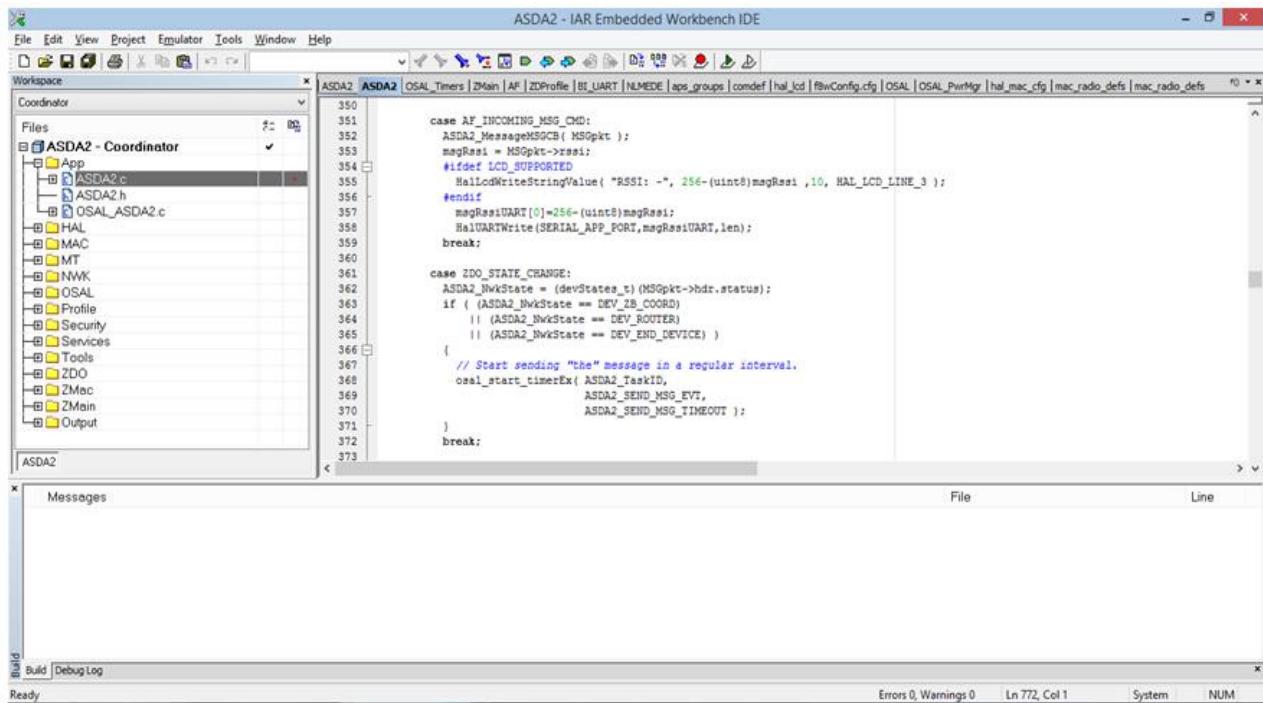


Figura 87. Programa IAR Embedded Workbench (MSP430)

Una vez conocidos los dispositivos ZigBee y contando con las herramientas de computo anteriormente descritas, se prosiguió a programar los motes. El lenguaje utilizado para programar los motes es el lenguaje C, teniendo como objetivo un acoplamiento con los arreglos construidos y obtener mediciones del RSSI con cada una de las antenas.

Como primer paso se realizó una configuración de tres puertos digitales (p8.5, p8.6 y p4.5) para ser utilizados como salidas digitales, con el propósito de controlar el circuito conmutador empleado en los arreglos de antenas. Las salidas digitales se configuran para estar activas una a la vez, con el fin de tener solo una antena activa. Cabe mencionar que los voltajes de salida que proporcionan los puertos configurados tienen un voltaje alto de 3.25V y uno bajo de 0V, los cuales se encuentran dentro del intervalo de activación recomendado para las entradas de control del circuito conmutador.

Para la selección de la antena activa inicialmente se utilizó uno de los botones del joystick que viene integrado en el mote, siendo esta configuración de ayuda para caracterizar los arreglos descritos en el capítulo anterior. Posteriormente se empleó el puerto serial UART, el cual se encuentra vinculado con la conexión mini-USB del mote, facilitando la comunicación y transferencia de datos con la computadora.

Para obtener los valores del RSSI, se configuró el mote para que enviara una petición de vinculación (binding request). Si posteriormente se presentara una respuesta a esta petición por parte de otro mote, ambos motes iniciaran la transmisión de paquetes de datos en un intervalo de tiempo. Los paquetes de datos contienen la misma información, es decir una cadena de caracteres predefinida. Al recibirse cada paquete, automáticamente se anexa el valor del RSSI, el cual puede extraerse de la trama recibida para su procesamiento posterior o su visualización en la pantalla LCD. Cabe mencionar que el canal utilizado para efectuar la comunicación inalámbrica es el canal 22 de ZigBee, el cual corresponde a la frecuencia de 2.46 GHz.

Al tener completada la captura del RSSI, se continuó con la optimización del código de los motes con el propósito de automatizar las mediciones del RSSI, al utilizar el puerto serial UART y una computadora. Esta optimización del código consiste en recibir comandos por el puerto serial UART para modificar la antena activa, el intervalo de tiempo entre paquetes y el inicio y detención de la transmisión de los mismos. Además, se configuró el mote para enviar por este puerto el valor del RSSI obtenido por cada paquete. Para efectuar una conexión por el puerto UART entre el mote y la computadora, se desarrolló una función del programa MATLAB que permite enviar por el puerto UART los comandos establecidos en el código del mote y a su vez recibir los valores del RSSI obtenidos de los paquetes. Asimismo, con esta función se puede definir la cantidad de valores del RSSI que se capturarán, además de graficar y guardar los datos obtenidos para un análisis posterior.

Una vez concluida la automatización de las mediciones del RSSI, se inició con las mediciones de campo definiendo diferentes escenarios en los que estarán involucrados los motes.

El primer escenario consiste en colocar dos motes a una distancia definida, uno con la antena de referencia (antena Antenova) y el otro con uno de los arreglos de antenas desarrollados teniendo una línea de visibilidad directa entre ellos. La antena de referencia se rota 0° , 45° y -45° respecto a su posición vertical original.

El segundo escenario cuenta con las mismas características que el anterior, pero entre los motes se coloca un obstáculo para descartar la línea de visibilidad directa. Ambos escenarios se realizan en dos ubicaciones en un área cerrada y en una jaula de Faraday.

El tercer y último escenario se caracteriza por ser desarrollado en un ambiente de oficina, en el cual se presenta una gran cantidad de multirayectorias en las señales. A continuación se describen de manera más detallada estos tres escenarios y los resultados de las mediciones obtenidas en los mismos.

5.2.1 Escenario con línea de visibilidad directa

En este escenario se colocaron dos motes que mantienen una línea de visibilidad directa a una distancia fija entre de ellos de 80 cm. El banco de pruebas de este escenario se muestra en la Figura 88a, teniendo como primer lugar de medición una oficina, en donde se puede apreciar a la izquierda de esta figura la ubicación del mote que tiene conectado uno de los arreglos bajo prueba y a la derecha se encuentra el mote de la antena de referencia (antena Antenova) que se muestra en la Figura 88b.

Los arreglos de antenas bajo prueba que se midieron, fueron el arreglo de antenas de cerámica (Figura 88c), el arreglo F-Meander y un arreglo de 2 antenas tipo F invertida que tiene integrado el módulo ZigBee F5438_CC2520 MVK de Texas Instruments (Figura 88d). Este último se utilizó para comparar el rendimiento de los arreglos de antenas construidos, ya que las dimensiones de este arreglo son aproximadas a las de los arreglos diseñados con dimensiones reducidas, y no sería conveniente realizar la comparación con el arreglo de antenas F invertida de mayor tamaño.

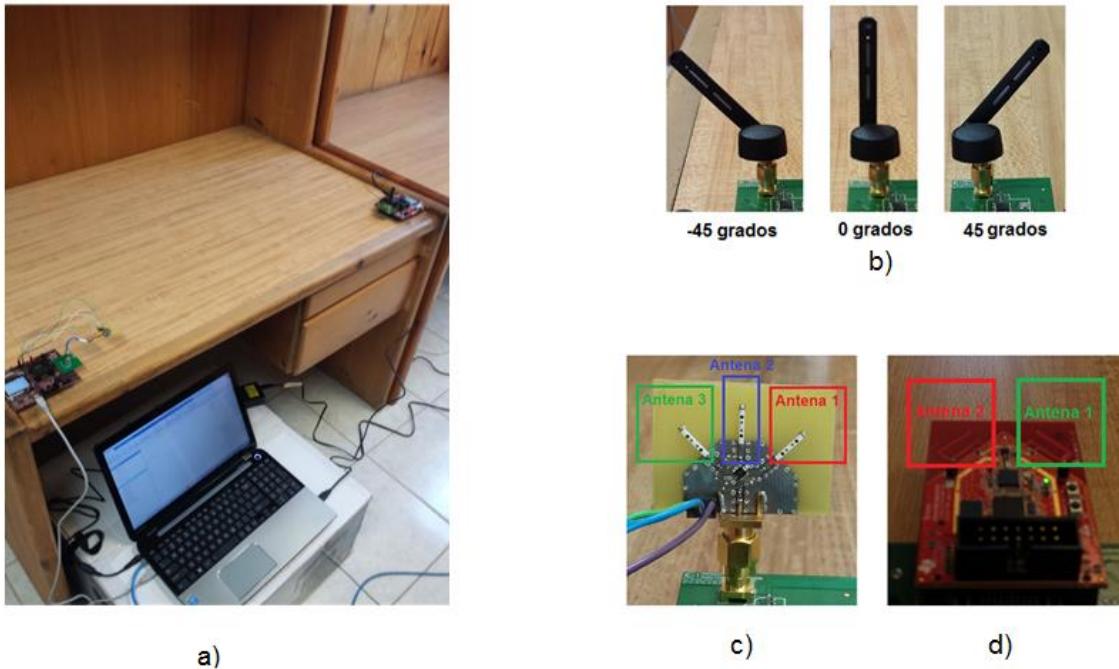


Figura 88. Medición del RSSI, a) Banco de pruebas en una oficina b) grados de orientación de la antena Antenova, c) ubicación de las antenas en los arreglos, d) arreglo de dos antenas F invertida del módulo ZigBee F5438_CC2520 MVK de Texas Instruments .

En las mediciones, la antena Antenova se rota 0° , 45° y -45° respecto a su posición vertical original, como se muestra en la Figura 88b, con el fin de adquirir los valores del RSSI recibidos en cada una de las antenas del arreglo bajo prueba, para cada posición de la antena. En la Figura 88c se muestra la ubicación de las antenas en los arreglos diseñados, donde la numeración de estas antenas inicia de derecha a izquierda, tomando en cuenta la numeración que describe la hoja de datos del circuito conmutador. Además, los grados de orientación de la antena Antenova se establecieron con la finalidad de tener la misma orientación que las antenas del arreglo. Es decir que la antena Antenova posicionada en 45° tiene la misma orientación que la antena 1 del arreglo bajo prueba, la posición de 0° con la antena 2 y la posición de -45° con la antena 3. Para realizar las mediciones se formó una topología de red igual-a-igual (peer-to-peer), definiendo como coordinador ZigBee de la red al mote con la antena de referencia y como un enrutador (Router) ZigBee al mote con el arreglo bajo prueba, como se observa en la Figura 89.



Figura 89. Topología de red del escenario con línea de visibilidad directa.

En la función de MATLAB desarrollada, se define la cantidad de muestras del RSSI que se van a adquirir, se especifica el número de paquetes a recibir a un total de 600. Se define el intervalo de tiempo entre cada paquete a un valor de 0.25 segundos y se elige que se repita la medición para cada antena del arreglo. Es decir que se tendrán 600 valores del RSSI por cada antena del arreglo bajo prueba. Se orienta la antena Antenova en 0 grados y se inician las mediciones del RSSI, esto se repite para cada uno de los arreglos bajo prueba.

Los resultados obtenidos de la medición del RSSI teniendo la antena Antenova posicionada en 0° se muestran en la Figura 90. En esta figura se muestran tres gráficas correspondientes a cada antena del arreglo bajo prueba. En las gráficas se incluyeron los resultados del arreglo de dos antenas F invertida de Texas Instrument para comparar su desempeño con los arreglos construidos. Se puede apreciar como la antena 3 del arreglo F-Meander tiene el mejor comportamiento al presentar un valor de -48dBm. Sin embargo, la antena 2 de este mismo arreglo que se encuentra en la misma orientación que la antena Antenova, muestra un valor muy cercano a la antena 3 con una diferencia de 1dBm menos que la antena 3.

También se puede apreciar como la antena 3 del arreglo de cerámica presenta el mayor valor del RSSI (RSSI=-55dBm) en comparación a las otras dos antenas de este arreglo (RSSI=-60dBm), sin embargo, este valor se encuentra por debajo del arreglo F-Meander, debido a que la ganancia de este último es mayor. Además, al hacer una comparación con el arreglo de dos antenas, se puede notar que la antena 2 de este arreglo tiene el mismo valor de RSSI que la antena 3 del arreglo F-Meander.

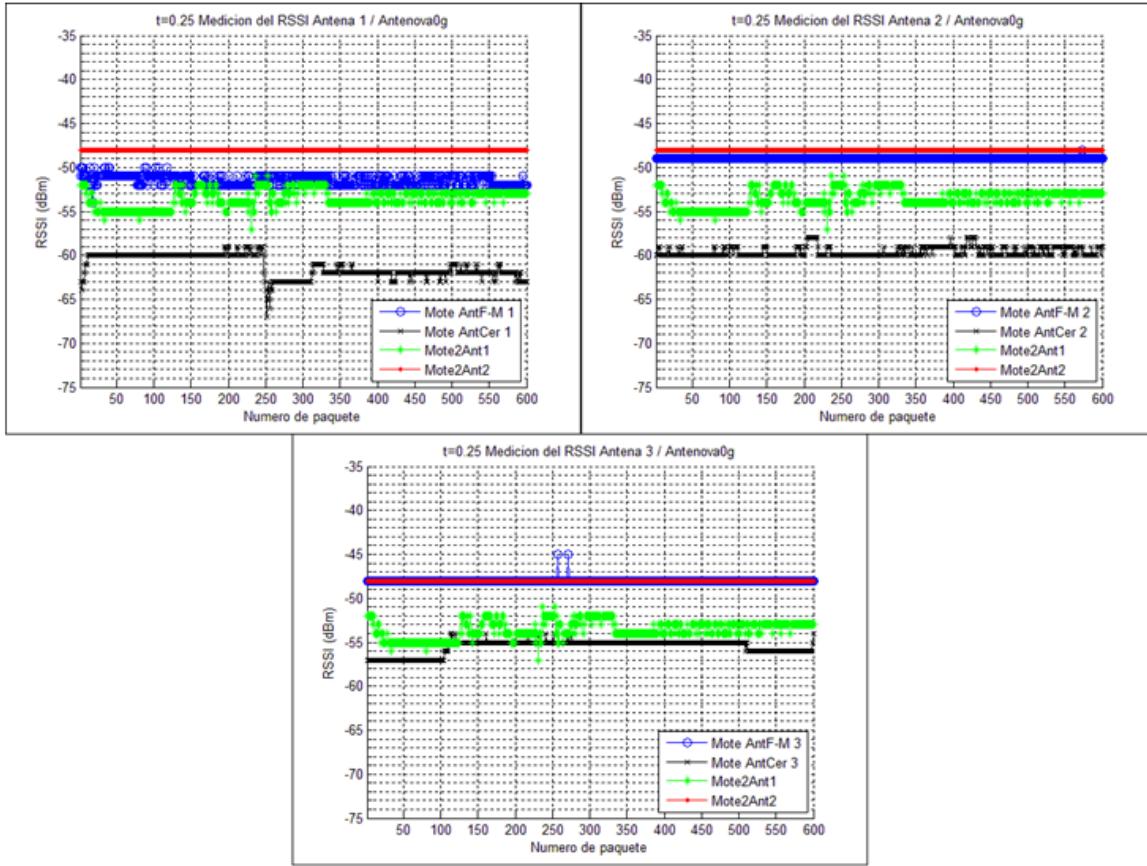


Figura 90. Medición del RSSI en una oficina con la antena Antenova en 0 grados.

Al cambiar la orientación de la antena Antenova a 45° y realizar nuevamente las mediciones del RSSI, se obtienen los resultados mostrados en la Figura 91. Se puede apreciar en esta figura como mejora el comportamiento de las antenas que se encuentran en la misma orientación que la antena de referencia (antena 1 de los arreglos) y el valor del RSSI recibido en las otras dos antenas disminuye considerablemente. Se puede apreciar que el RSSI recibido por la antena 1 del arreglo F-Meander ($\text{RSSI}=-44\text{dBm}$) es muy parecido al nivel recibido por la antena 1 del mote 2 ($\text{RSSI}=-43\text{dBm}$).

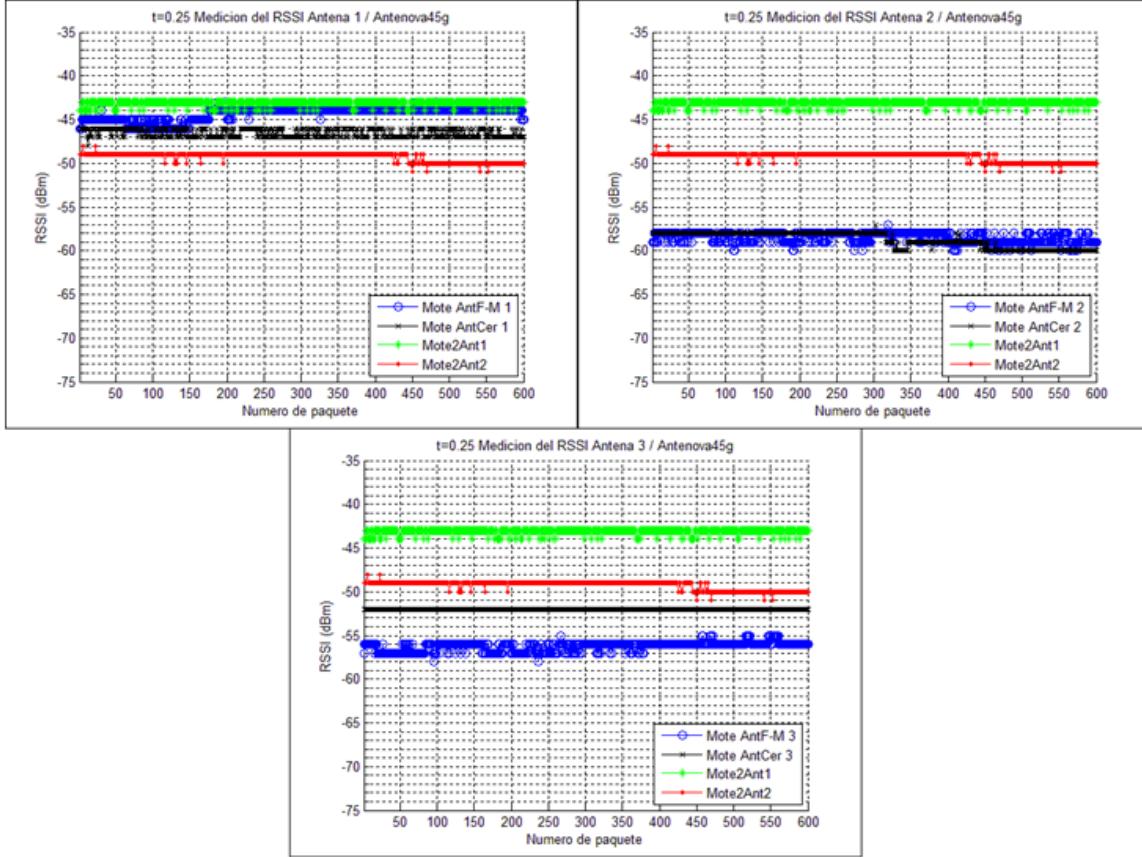


Figura 91. Medición del RSSI en una oficina con la antena Antenova en 45 grados.

De manera similar se repitieron las mediciones del RSSI con la antena Antenova orientada en -45° , resultando las gráficas mostradas en la Figura 92. En esta figura se puede observar que en este caso se mejora el valor recibido en las antenas del arreglo que se encuentran orientadas en la misma posición de la antena Antenova. En la gráfica de la antena 3 se puede observar que el RSSI del arreglo F-Meander es el mejor de todos los niveles recibidos por las otras antenas (RSSI=-43dBm), inclusive por la antena 2 del mote 2. El RSSI recibido por la antena de cerámica 3 es muy pequeño (RSSI=-51dBm).

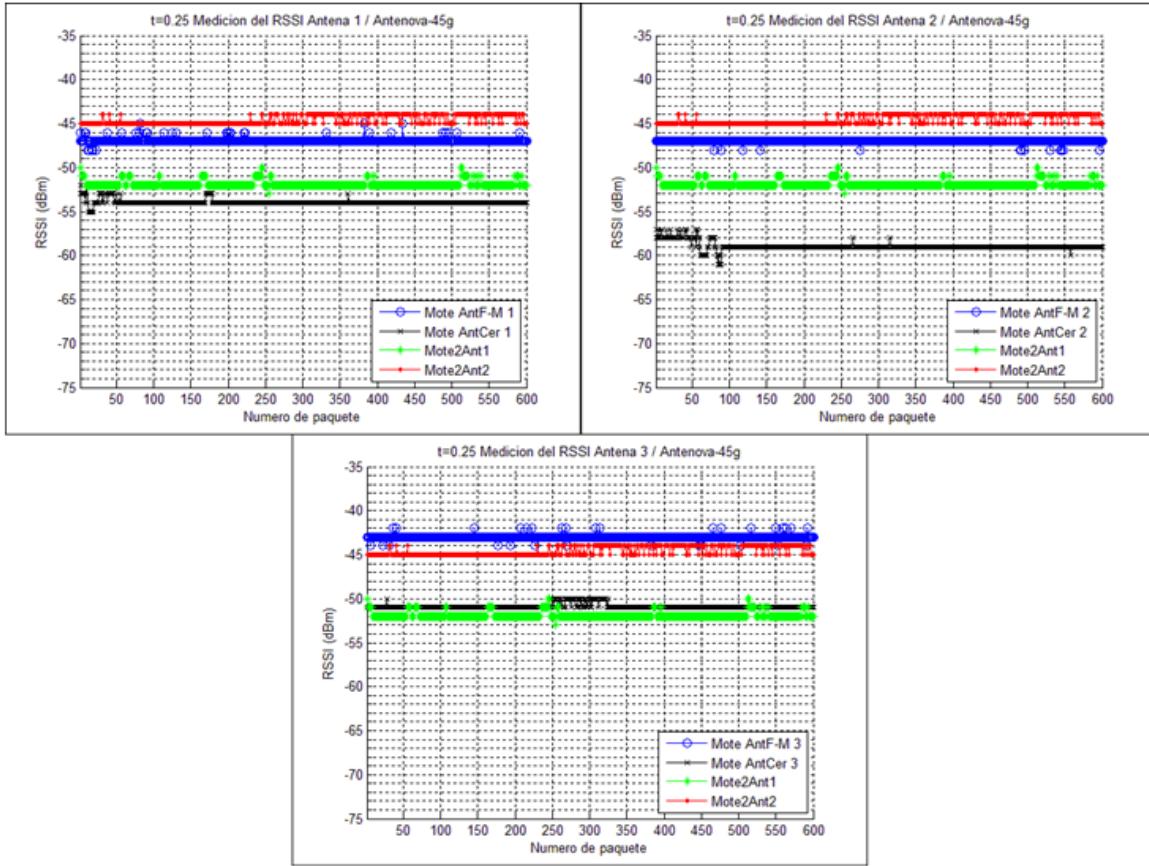


Figura 92. Medición del RSSI en una oficina con la antena Antenova en -45 grados.

En la Tabla 11 se presentan los resultados de las mediciones para el escenario con línea de visibilidad directa, teniendo como lugar de medición una oficina. En la tabla se muestra el valor máximo medido del RSSI para todas las antenas de los arreglos bajo prueba, resaltando las antenas que presentaron el mejor valor del RSSI para los tres casos de medición establecidos.

Tabla 11. Resultados de las mediciones del RSSI para el escenario con línea de visibilidad directa en una oficina.

Mote	Antena / Valor máximo medido del RSSI		
	Antenova -45 grados	Antenova 0 grados	Antenova 45 grados
Con arreglo de antenas F-Meander	Antena 1 / -47dBm Antena 2 / -47dBm Antena 3 / -43dBm	Antena 1 / -51dBm Antena 2 / -49dBm Antena 3 / -48dBm	Antena 1 / -44dBm Antena 2 / -58dBm Antena 3 / -56dBm
Con arreglo de antenas de cerámica	Antena 1 / -54dBm Antena 2 / -59dBm Antena 3 / -50dBm	Antena 1 / -60dBm Antena 2 / -59dBm Antena 3 / -55dBm	Antena 1 / -46dBm Antena 2 / -58dBm Antena 3 / -52dBm
Mote de dos antenas	Antena 1 / -52dBm Antena 2 / -44dBm	Antena 1 / -52dBm Antena 2 / -48dBm	Antena 1 / -43dBm Antena 2 / -49dBm

El siguiente escenario de medición fue una jaula de Faraday, con el fin de evitar interferencias externas en las mediciones, sin embargo, debido a que sus paredes son metálicas se pueden incrementar las reflexiones, llegando la señal a las antenas por diferentes rutas. El banco de pruebas de este escenario se muestra en la Figura 93, donde se puede observar que el mote con la antena Antenova se encuentra en la parte superior de la figura, y el mote con el arreglo bajo prueba se visualiza en la parte inferior. La distancia entre los motes es igual a la establecida en la oficina siendo de 80 cm. Los motes se colocaron en el centro de la jaula de Faraday para tener la mejor simetría posible y no se afecten las mediciones.

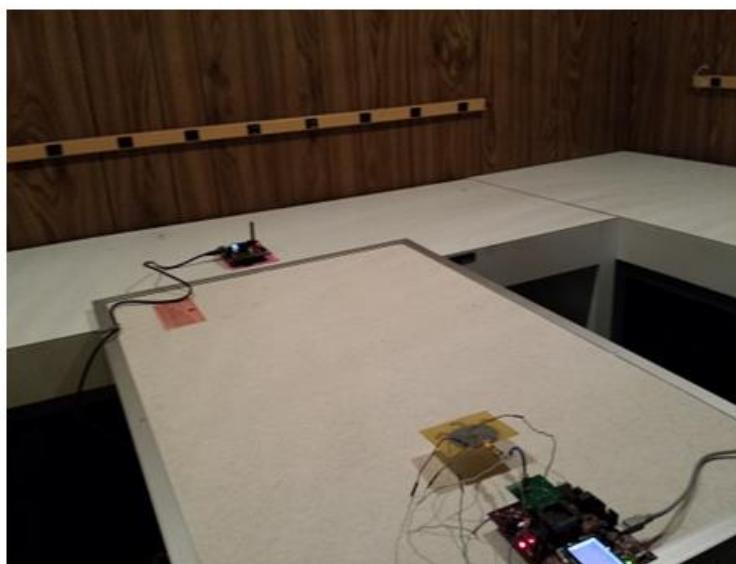


Figura 93. Cama de pruebas para la medición del RSSI en la jaula de Faraday.

De manera similar que en la oficina, se recibieron 600 paquetes por cada antena del arreglo, pero en esta ocasión el intervalo de tiempo entre paquetes se cambió a 0.5 segundos. Los resultados medidos con la antena Antenova orientada en 0° se muestra en la Figura 94. Se puede notar como existen menos variaciones en los valores del RSSI, debido a la jaula de Faraday que bloquea las interferencias externas. Se observó que la antena 1 del arreglo F-Meander presenta el mejor valor de RSSI, con valores cercanos a los de la antena 2 del arreglo de dos antenas. Para el arreglo de cerámica su mejor antena es la antena 2 que es la que se encuentra en la misma orientación que la antena de referencia.

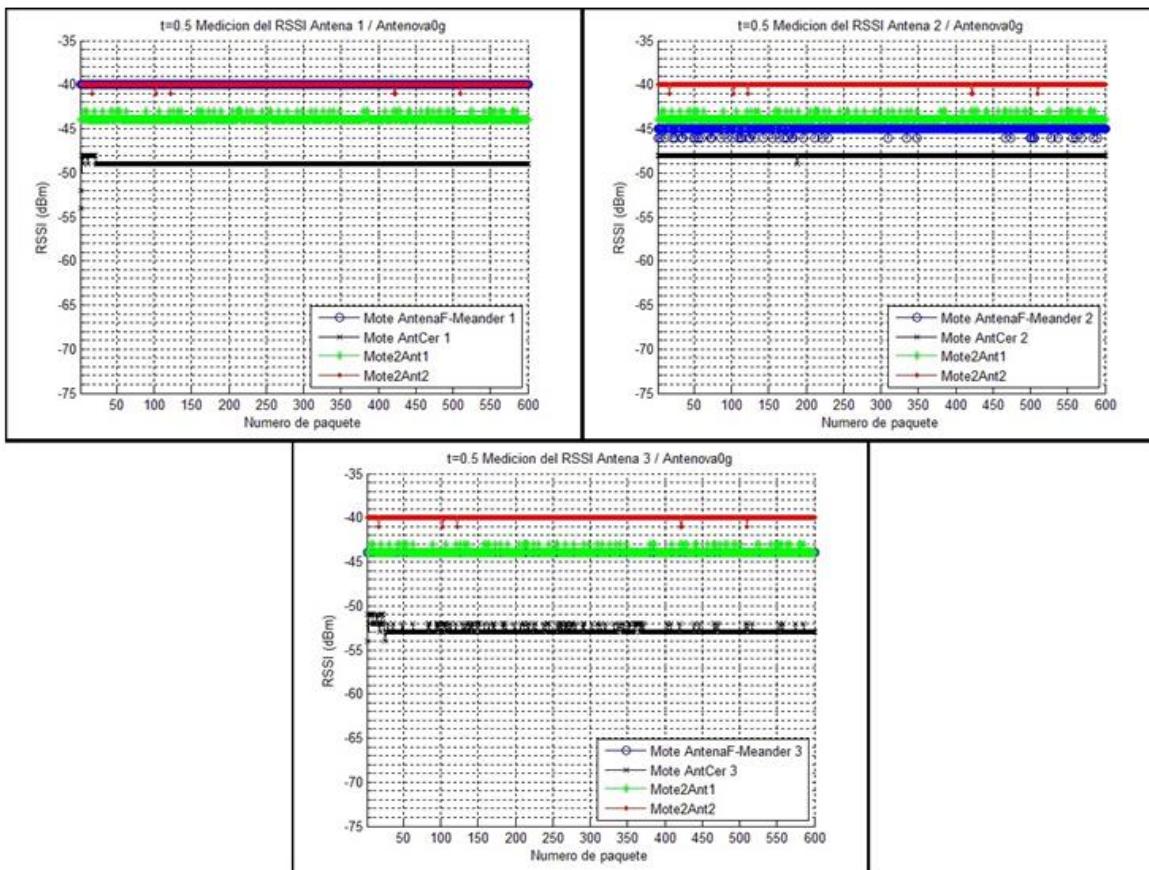


Figura 94. Medición del RSSI en la jaula de Faraday para la antena Antenova a 0 grados

Cambiando la orientación de la antena Antenova a 45° y realizando nuevamente las mediciones, se obtienen los resultados mostrados en la Figura 95. Se puede apreciar que la antena 1 de los arreglos de antena F-Meander y de cerámica proporcionan el mayor nivel de RSSI (RSSI=-38dBm), inclusive mayores que los niveles recibidos con las antenas 1 y 2 del mote 2. Esto se debe a que la antena 1 de los

arreglos se encuentra en la misma orientación que la antena de referencia. Cabe mencionar que se obtuvo el mismo resultado que en la oficina, solo que los niveles del RSSI en la jaula de Faraday son mayores, además de ser más estables.

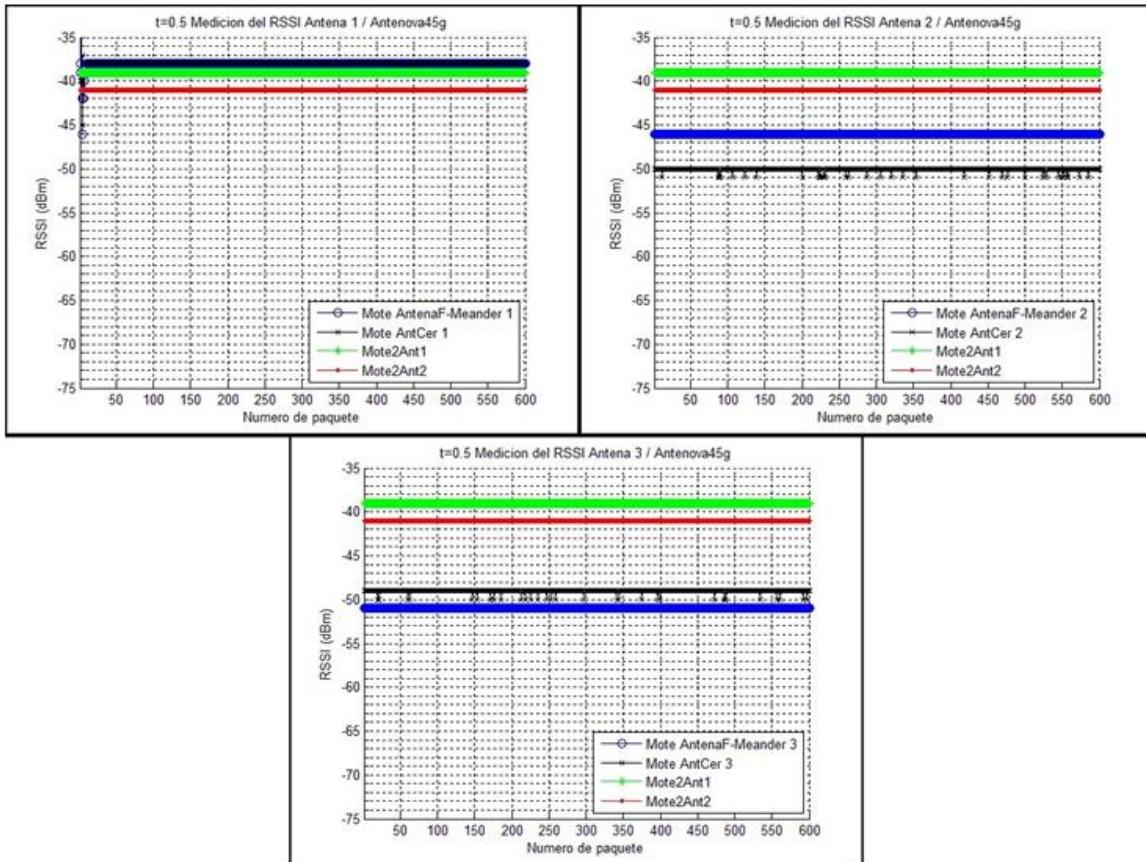


Figura 95. Medición del RSSI en la jaula de Faraday para la antena Antenova a 45 grados.

Para el escenario de la jaula de Faraday con la antena Antenova colocada en -45° , se obtuvieron los resultados que se muestran en la Figura 96. Se puede observar que en esta ocasión la antena 3 de todos los arreglos, presentan el mejor valor del RSSI, debido a que esta antena tiene la misma orientación que la antena Antenova. Se puede notar que la antena F-Meander tiene un nivel de recepción mayor con un RSSI=-40dBm, igualando los resultados obtenidos en la oficina.

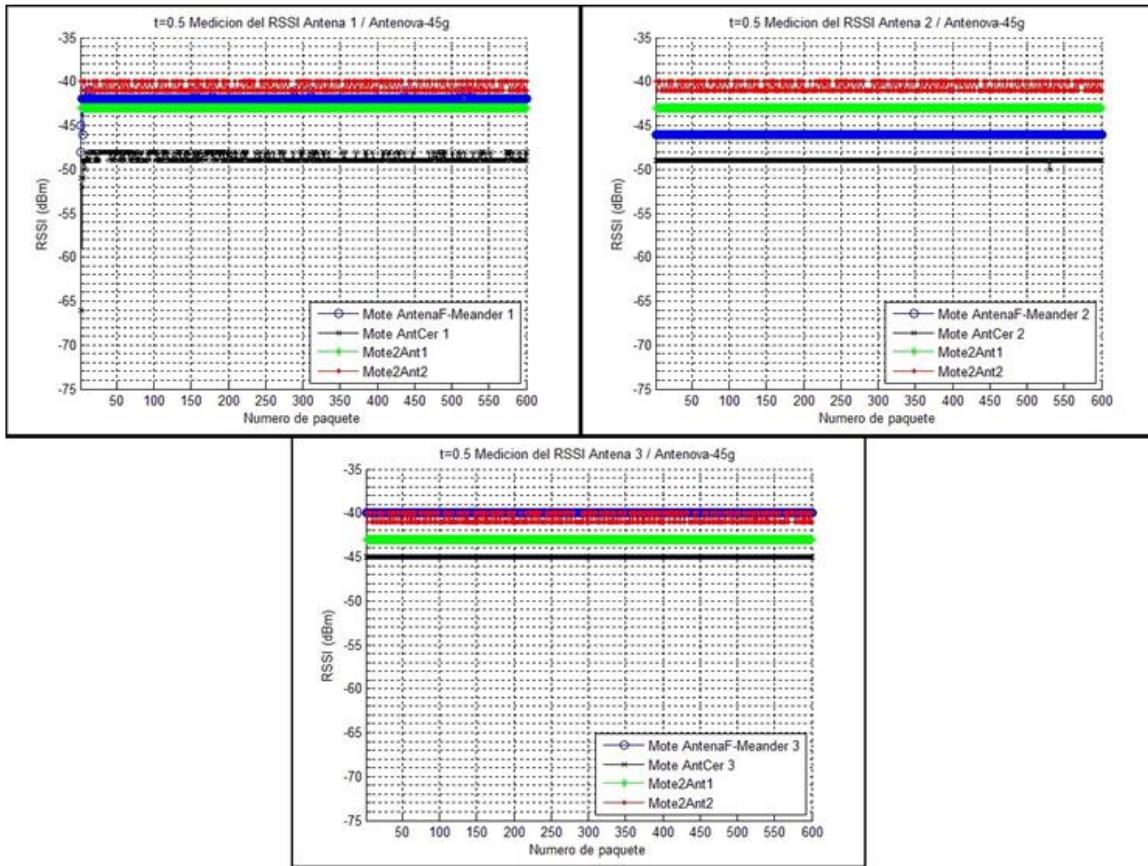


Figura 96. Medición del RSSI en la jaula de Faraday para la antena Antenova en -45 grados.

Con la finalidad de observar el funcionamiento del arreglo de tres antenas F invertida, se realizaron mediciones para las tres orientaciones de la antena Antenova propuestos, resultando las gráficas que se muestran en la Figura 97. Se puede notar como los valores máximos del RSSI en la mayoría de los casos, son superiores a los obtenidos con los arreglos de dimensiones más reducidas. Los valores obtenidos son: RSSI=-36dBm para la antena 1, RSSI=-38dBm para la antena 2 y RSSI=-42dBm para la antena3. Se puede notar que los valores máximos se obtienen para la antena Antenova orientada en 45°. Además, es importante hacer notar que el nivel de RSSI puede aumentar o disminuir cerca de 12 dB dependiendo de cuál antena del arreglo se seleccione. La diferencia de valores se puede visualizar en la Tabla 12, en donde se muestran los resultados de las mediciones en una jaula de Faraday. En la tabla se muestra el valor máximo medido del RSSI de todas las antenas de los arreglos, resaltando las antenas que presentaron el mejor valor del RSSI.

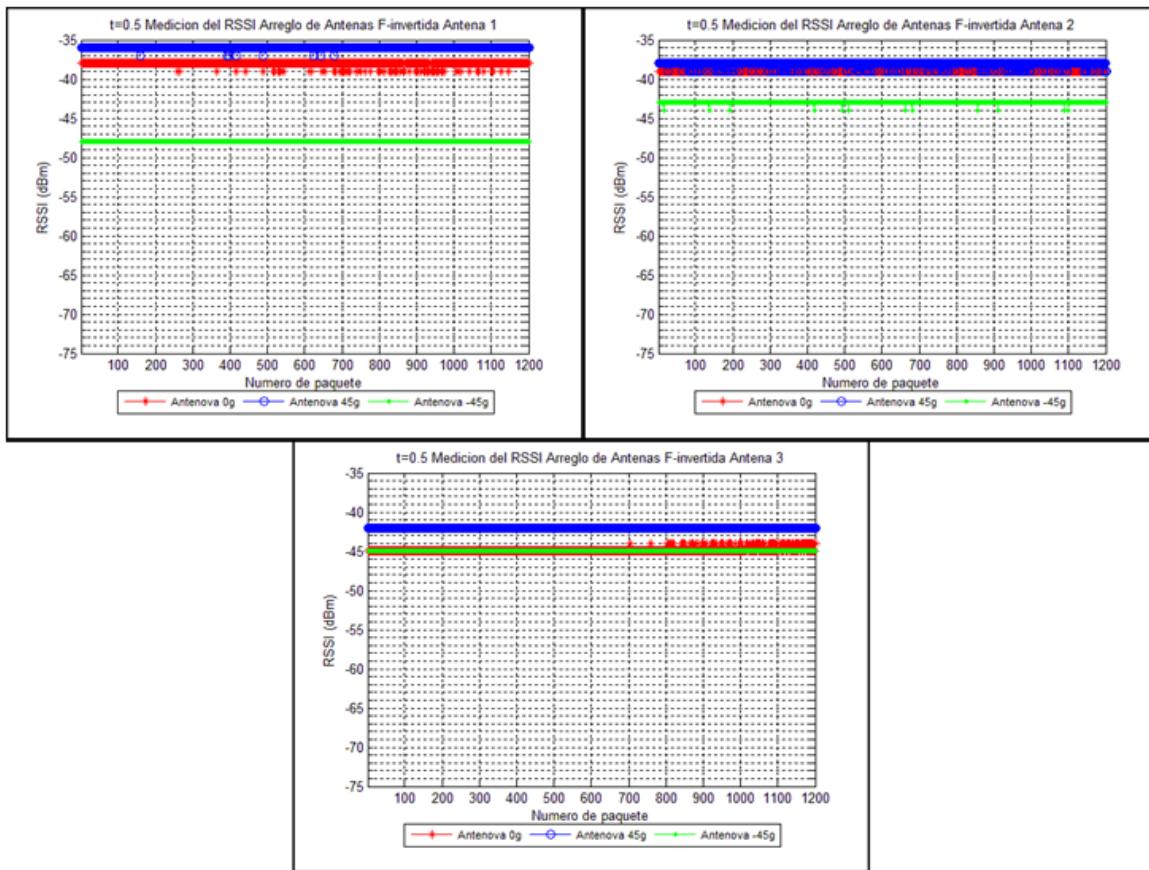


Figura 97. Medición del RSSI en la jaula de Faraday para el arreglo de antenas F invertida.

Tabla 12. Resultados de la mediciones para el escenario con línea de visibilidad directa en la jaula de Faraday.

Mote	Antena / Valor máximo medido del RSSI		
	Antenova -45 grados	Antenova 0 grados	Antenova 45 grados
Con arreglo de antenas F-Meander	Antena 1 / -42dBm Antena 2 / -46dBm Antena 3 / -40dBm	Antena 1 / -40dBm Antena 2 / -45dBm Antena 3 / -44dBm	Antena 1 / -38dBm Antena 2 / -46dBm Antena 3 / -51dBm
Con arreglo de antenas de cerámica	Antena 1 / -48dBm Antena 2 / -49dBm Antena 3 / -45dBm	Antena 1 / -49dBm Antena 2 / -48dBm Antena 3 / -53dBm	Antena 1 / -38dBm Antena 2 / -50dBm Antena 3 / -49dBm
Con arreglo de antenas F invertida	Antena 1 / -48dBm Antena 2 / -43dBm Antena 3 / -45dBm	Antena 1 / -38dBm Antena 2 / -39dBm Antena 3 / -45dBm	Antena 1 / -36dBm Antena 2 / -38dBm Antena 3 / -43dBm
Mote de dos antenas	Antena 1 / -43dBm Antena 2 / -40dBm	Antena 1 / -44dBm Antena 2 / -40dBm	Antena 1 / -39dBm Antena 2 / -41dBm

5.2.2 Escenario sin línea de visibilidad directa

El siguiente escenario tiene las mismas características que el escenario anterior, pero con la diferencia de colocar un obstáculo entre los motes para eliminar la línea de visibilidad directa entre ellos. El banco de pruebas de este escenario se muestra en la Figura 98, en la cual se observa a la izquierda el mote con el arreglo bajo prueba, a la derecha el mote con la antena Antenova y en el centro el obstáculo utilizado para bloquear la línea de visibilidad directa. Las mediciones se realizan en una oficina con los motes separados 80 cm.



Figura 98. Banco de pruebas para la medición del RSSI en una oficina con obstáculos.

En la Tabla 13 se presentan los resultados obtenidos de este escenario en la ubicación de una oficina con obstáculos. Se puede notar en esta tabla como el bloqueo de la línea de visibilidad directa afecta al funcionamiento del arreglo, ya que en los tres casos de orientación de la antena Antenova, resalta una de las antenas de cada mote como la que recibe el mayor valor del RSSI. Esto no significa que el arreglo no realiza su función, sino al contrario, que las multirayectorias favorecen a una de las antenas para recibir de mejor manera que las otras dos, siendo este uno de los objetivos del diseño de los arreglos. Por ejemplo, cuando se presenten condiciones adversas, como ocurre con el obstáculo colocado, una de las antenas presente las mejores condiciones y sea esta la que realice el enlace de comunicación. Lo anterior se puede apreciar comparando los valores del RSSI obtenidos de la antena que tiene las mejores

condiciones en este escenario, con los resultados del escenario cuando la antena tiene visibilidad directa mostrados en la Tabla 11. Se nota que la magnitud de los valores se encuentran bastante cercanos y en algunas ocasiones son mejores. Por lo tanto, si se selecciona la antena adecuada para realizar el enlace se comunicación se podrían evitar los efectos negativos provocados por los obstáculos que perturban el canal de comunicación.

Tabla 13. Resultados de la mediciones para el escenario sin línea de visibilidad directa en el oficina.

Mote	Antena / Valor máximo medido del RSSI		
	Antenova -45 grados	Antenova 0 grados	Antenova 45 grados
Con arreglo de antenas F-Meander	Antena 1 / -48dBm Antena 2 / -51dBm Antena 3 / -48dBm	Antena 1 / -52dBm Antena 2 / -45dBm Antena 3 / -45dBm	Antena 1 / -46dBm Antena 2 / -52dBm Antena 3 / -52dBm
Con arreglo de antenas de cerámica	Antena 1 / -56dBm Antena 2 / -51dBm Antena 3 / -54dBm	Antena 1 / -55dBm Antena 2 / -51dBm Antena 3 / -55dBm	Antena 1 / -57dBm Antena 2 / -52dBm Antena 3 / -58dBm
Mote de dos antenas	Antena 1 / -60dBm Antena 2 / -48dBm	Antena 1 / -60dBm Antena 2 / -46dBm	Antena 1 / -55dBm Antena 2 / -47dBm

La siguiente ubicación del escenario sin línea de visibilidad directa se realizó en una jaula de Faraday con el propósito de evitar las interferencias externas. El banco de pruebas de esta ubicación se muestra en la Figura 99. Los motes se colocan a una distancia de 80 cm, se sitúa el obstáculo entre los motes y se inician las mediciones.



Figura 99. Banco de pruebas para la medición del RSSI en la jaula de Faraday con obstáculo.

Los resultados de las mediciones se muestran en la Tabla 14, en las cuales se puede apreciar como la antena 3 de los arreglos construidos, tiene el mejor comportamiento en los tres casos de orientación de la antena Antenova, lo cual indica que las multirayectorias favorecen a esta antena de los arreglos.

Tabla 14. Resultados de la mediciones para el escenario sin línea de visibilidad directa en la jaula de Faraday.

Mote	Antena / Valor máximo medido del RSSI		
	Antenova - 45 grados	Antenova 0 grados	Antenova 45 grados
Con arreglo de antenas F-Meander	Antena 1 / -52dBm Antena 2 / -50dBm Antena 3 / -40dBm	Antena 1 / -46dBm Antena 2 / -46dBm Antena 3 / -39dBm	Antena 1 / -46dBm Antena 2 / -43dBm Antena 3 / -38dBm
Con arreglo de antenas de cerámica	Antena 1 / -57dBm Antena 2 / -50dBm Antena 3 / -46dBm	Antena 1 / -46dBm Antena 2 / -46dBm Antena 3 / -45dBm	Antena 1 / -45dBm Antena 2 / -45dBm Antena 3 / -42dBm
Mote de dos antenas	Antena 1 / -47dBm Antena 2 / -40dBm	Antena 1 / -46dBm Antena 2 / -48dBm	Antena 1 / -49dBm Antena 2 / -60dBm

5.2.3 Escenario con multirayectorias

El último escenario de mediciones de campo, se realizó en un ambiente de oficina, en el cual existen una gran cantidad de multirayectorias en las señales cuando se tiene actividad dentro del escenario. Un bosquejo del banco de pruebas del escenario con multirayectorias propuesto se muestra en la Figura 100. La ubicación de este escenario es dentro del laboratorio ARTS, donde se presenta una gran actividad en el transcurso del día. Los motes con los arreglos bajo prueba se colocaron en un extremo del laboratorio, cercanos de la ventana (línea color azul), teniendo el mote con la antena de referencia en el extremo opuesto del laboratorio cercano a la puerta (línea color café). Se colocó un obstáculo para obstruir la línea de visibilidad directa entre los motes con los arreglos bajo prueba y se estableció la distancia entre los motes de aproximadamente 3 metros.

Para realizar las mediciones se formó una topología de red tipo estrella definiendo como coordinador ZigBee de la red al mote con la antena de referencia y

como enrutadores (Router) ZigBee a los motes con los arreglos bajo prueba como se puede observar en la Figura 101.



Figura 100. Escenario con multirayectorias propuesto.

En este escenario se realizó una modificación en el código del mote destinado a ser el coordinador de la red (mote con antena Antenova). Las modificaciones realizadas consistieron en que este mote envié mensajes broadcast a todos los enrutadores de la red (motes con arreglos bajo prueba), conteniendo la misma cadena de caracteres de los escenarios anteriores. La activación de la transmisión de los mensajes se realiza a través del puerto UART, con la ayuda de la función MATLAB desarrollada. Por otro lado, se realizó una modificación en el código de los motes destinados a ser enrutadores, con el fin de tener un cambio de antena del arreglo por cada paquete recibido, con la finalidad de recibir aproximadamente en el mismo instante de tiempo los paquetes de cada antena del arreglo.

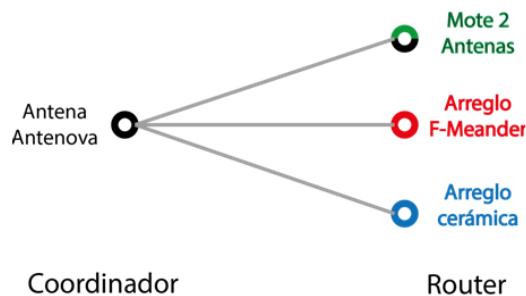


Figura 101. Arquitectura de red del escenario con multirayectorias propuesto.

Para este escenario se realizaron 130 mediciones con intervalos de 30 minutos entre cada medición. Con el propósito de tener un valor del RSSI recibido aproximadamente en el mismo instante de tiempo entre las tres antenas del arreglo, se envió un paquete cada 0.15 segundos, cambiando la antena por cada paquete recibido. Lo anterior se repite hasta tener 300 paquetes por cada antena, por lo que la duración de la medición es de 2 minutos 15 segundos.

En el momento de realizar las mediciones se observó que en algunas ocasiones cuando no se presentaba actividad dentro del laboratorio, resultaban valores continuos del RSSI, como se muestra en la Figura 102. En esta medición se puede apreciar como las multirayectorias favorecen a la antena F-Meander de los arreglos construidos ya que con estas antenas se tiene el mejor valor de RSSI (-57dBm), en comparación a las otras dos antenas del arreglo.

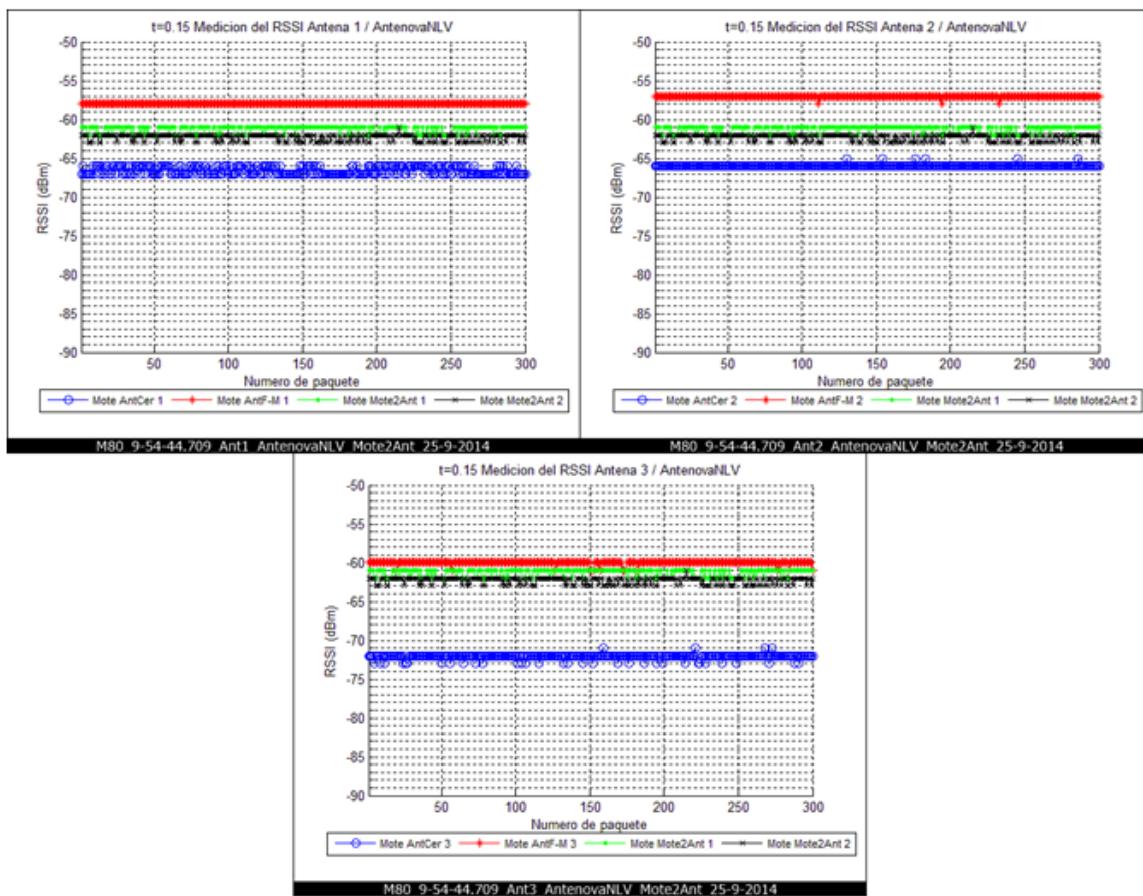


Figura 102. Medición del RSSI en escenario con multirayectorias sin movimiento de personas.

Por otro lado, cuando ocurría actividad dentro del escenario, los resultados de las mediciones se afectaban por los obstáculos que surgían entre los motes, provocando variaciones en los valores del RSSI medidos, como se puede notar en la Figura 103. Se puede observar como en algunas ocasiones se tienen grandes variaciones en los valores del RSSI provocadas por el movimiento de las personas dentro del laboratorio.

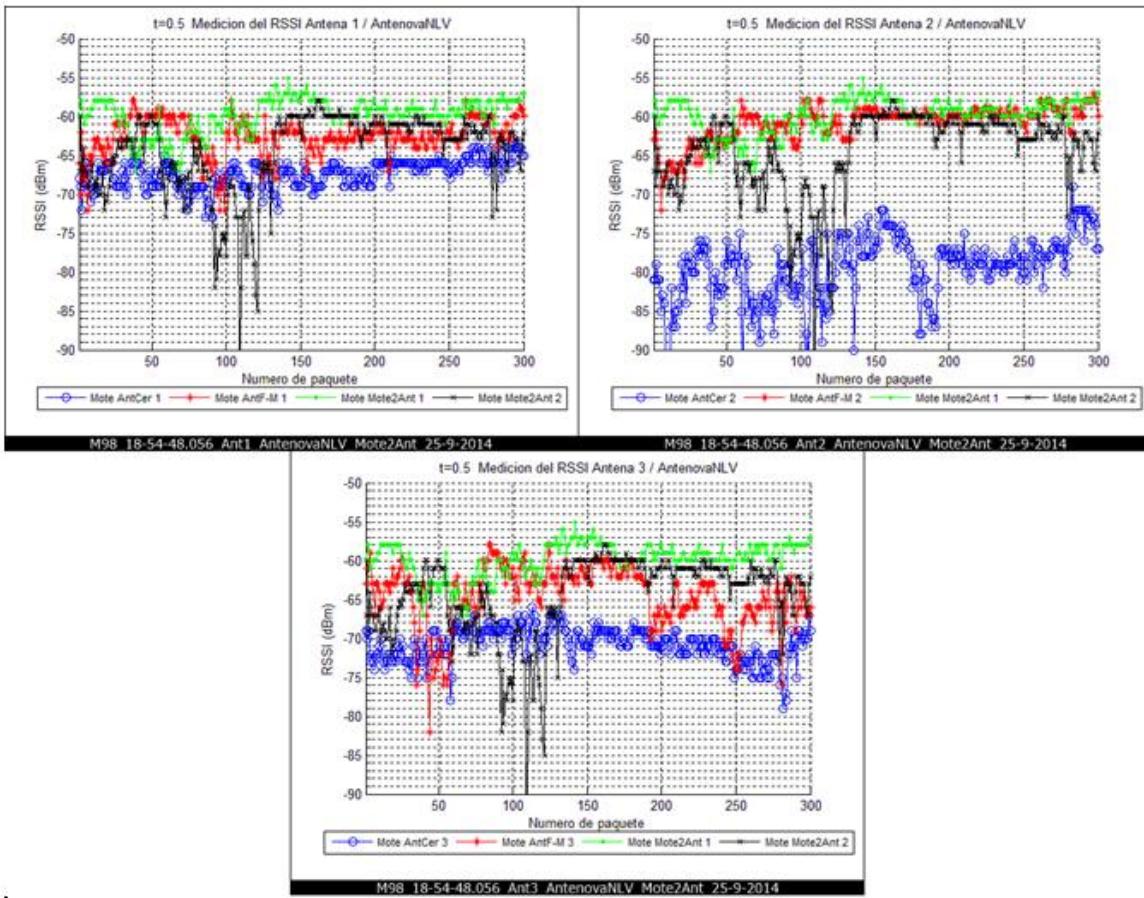


Figura 103. Medición del RSSI en un escenario con multirayectorias con movimiento de personas.

En la Figura 104a se presenta una comparación de los valores de RSSI medidos para cada antena del arreglo F-Meander correspondiente a los resultados de la Figura 103. Al hacer un acercamiento, (Figura 104b) se puede observar que en algunos instantes de tiempo se tiene un mejor comportamiento del RSSI en una de las antenas. Lo anterior se puede apreciar en el primer marcador de la Figura 104b, ya que la antena 1 del arreglo presenta el mayor RSSI con un valor de -60dBm, comparado con los valores de las antenas 2 y 3, que presentan 5 y 16dBm menos respectivamente.

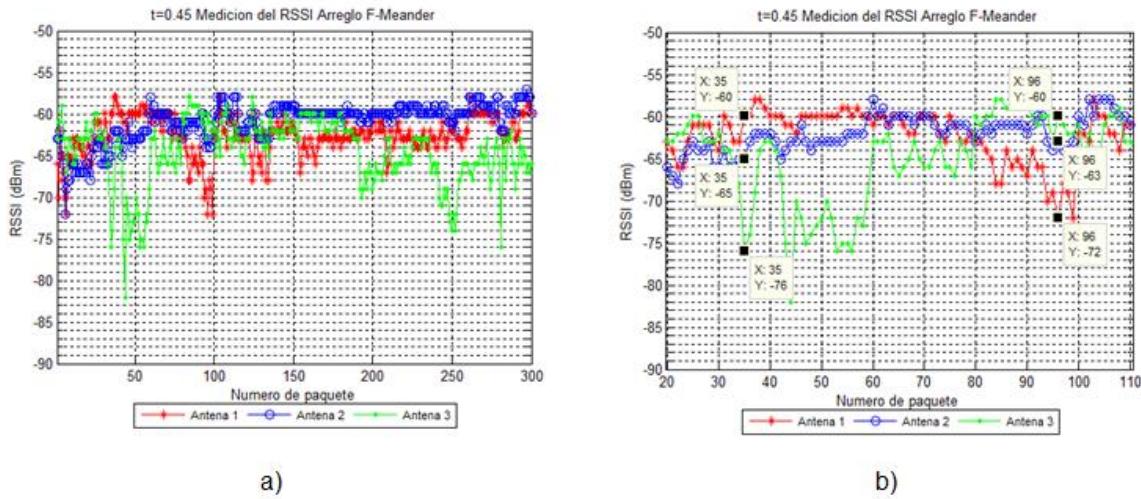


Figura 104. Medición del RSSI en escenario con multirayectorias, a) comparación entre las antenas del arreglo F-Meander, b) acercamiento de la comparación.

Además, se puede notar en el segundo marcador de la Figura 104b que la antena 3, que contaba con el peor comportamiento respecto al RSSI recibido en el marcador anterior, ahora presenta el mejor valor del RSSI al tener -60dBm y la antena 1 ahora cuenta con el nivel más bajo al tener 12dBm menos que la antena 3. Los resultados de la medición anterior demuestran que mediante la utilización de los arreglos de antenas y utilizando un esquema de selección adecuado se podría cambiar de antena cuando se presenten condiciones adversas como es el caso de los ejemplos anteriores y entonces comutar hacia la antena que presente el mejor comportamiento.

Al calcular el porcentaje de todos los puntos de esta medición, donde las antenas del arreglo presentan un valor máximo del RSSI, se tiene como resultado para la antena 1 el 20.67% de los puntos, para la antena 2 el 64% y para la antena 3 el 15.33%. En la Tabla 15 se puede observar el promedio de este porcentaje para todas las mediciones realizadas, en la cual se puede notar como la antena 1 de los tres arreglos tiene el mayor porcentaje de este promedio con respecto a las otras dos antenas del arreglo.

En la Figura 105 se muestra una gráfica circular donde se describe el porcentaje de las antenas de los arreglos que presentaron el mejor comportamiento en todas las mediciones de este escenario. Para obtener este resultado se compararon punto por punto los valores del RSSI de todas las antenas de cada medición, eligiendo como mejor antena a la antena que tuviera la mayor cantidad de puntos con el mejor valor del RSSI. Por último se calculó el porcentaje de todas las mediciones. Se puede notar que

el arreglo de antenas F-Meander fue el que presentó los mejores resultados en todas las mediciones realizadas en este escenario, siendo la antena 1 de este arreglo la que manifestó el mejor comportamiento.

Tabla 15. Promedio del porcentaje de los puntos de cada medición donde las antenas del arreglo presentan un valor máximo del RSSI

Mote	Promedio del porcentaje de los puntos de cada medición donde se obtiene un valor máximo de RSSI		
	Antena 1	Antena 2	Antena 3
Con arreglo de antenas F-Meander	59.4308	18.2410	22.3282
Con arreglo de antenas de cerámica	70.3795	28.0923	1.5282
Mote de dos antenas	54.6513	45.3484	-

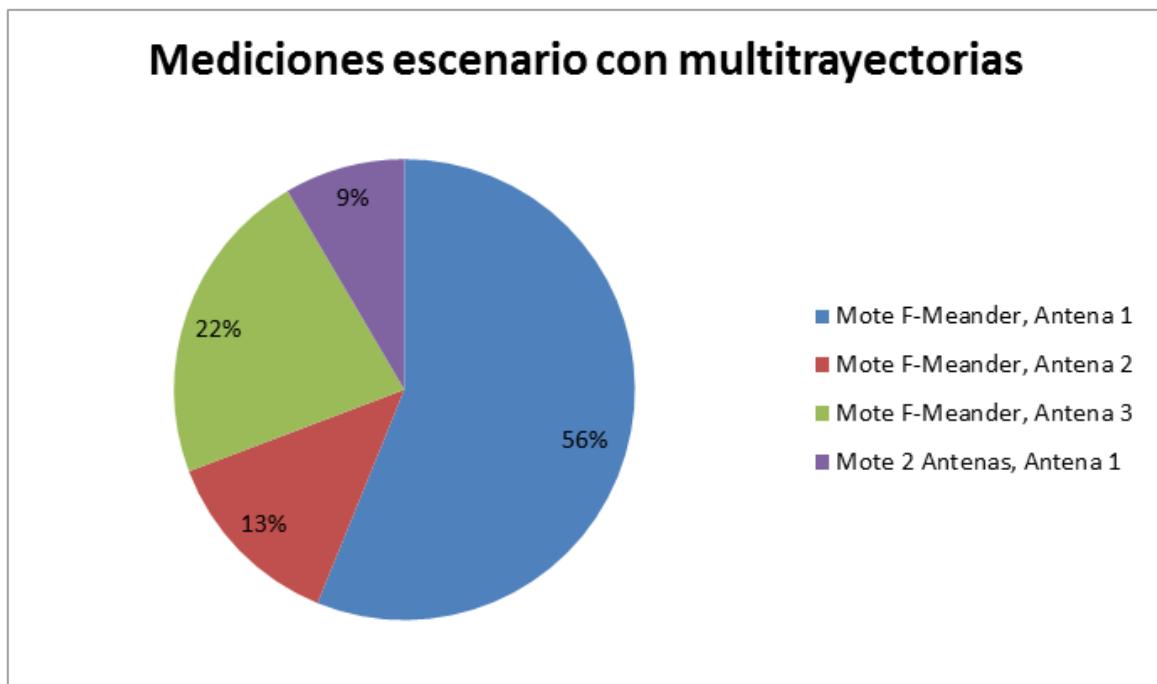


Figura 105. Resultados de la mediciones en el escenario con multirayectorias

Capítulo 6. Análisis de resultados

En este capítulo se realiza un análisis de los resultados teóricos del análisis electromagnético de las antenas y arreglos proporcionados en el capítulo 3. De la misma manera, se efectúa el análisis de los resultados experimentales presentados en el capítulo 4, tanto para las antenas individuales como para los arreglos de antenas diseñados y construidos en este trabajo de tesis.

6.1 Análisis de las antenas individuales

En esta sección se hace un análisis general de los resultados teóricos y experimentales obtenidos para la antena F invertida y para las bases de prueba de las antenas de cerámica.

Iniciando con la antena F invertida, se considera como referencia la Figura 67 del Capítulo 4, donde se presenta una comparación de las pérdidas por retorno obtenidas del análisis EM con las obtenidas de la medición en el laboratorio. Se notó que los resultados medidos tienen una pequeña diferencia en la magnitud de las pérdidas y se presenta una pequeño corrimiento de frecuencia de 25 MHz, sin embargo se logró un ancho de banda de 2.4 a 2.55GHz (BW=155 MHz), razón por la cual esta antena es completamente funcional en la banda de 2.4 GHz. Con respecto a la medición de la ganancia mostrada en la Figura 63, los resultados obtenidos de la medición son entre 2 y 4 dB menores que los resultados teóricos, presentando un corrimiento de frecuencia en la ganancia máxima hasta 2.6 GHz. Las diferencias en la ganancia y en las pérdidas por retorno medidas se atribuyen a los elementos que no fueron considerados en el análisis electromagnético como es el caso del conector SMA, el cual incrementa las pérdidas por retorno y disminuye la ganancia. Se observó que las dimensiones finales de la antena después de la construcción son aproximadas a las del diseño original.

Los resultados de las mediciones de las antenas de cerámica montadas en sus bases de prueba, que se muestran en la Figura 68, indican que las antenas presentaron pérdidas por retorno no adecuadas, incluso que una de las antenas no presentó ninguna resonancia. Las antenas restantes presentaron una pequeña resonancia cercana a la banda de operación deseada, resaltando la antena Yageo

ANT8010LL04R2400A, que mostró las menores pérdidas por retorno de las tres antenas en la banda deseada. Estas grandes pérdidas se atribuyen al conector utilizado y al buen acoplamiento con los diseños de línea CBCPW utilizados, además de que no se utilizó una red de acoplamiento para las antenas.

6.2 Análisis de los arreglos de antenas

El análisis de los resultados de las mediciones obtenidas en el capítulo 4 de los arreglos de tres antenas diseñados y construidos en este trabajo de tesis se presenta a continuación. El primer arreglo a analizar es el arreglo de las antenas de cerámica, el cual mostró las pérdidas por retorno proporcionadas en la Figura 69. Se observó que las tres antenas presentan un corrimiento de su frecuencia de resonancia, al estar cercana a 2.35 GHz, pero que las tres antenas tienen un buen acoplamiento en esta frecuencia con pérdidas por retorno < -20 dB, además de tener mayor ancho de banda (entre 150 y 200MHz). Las antenas mostraron un buen comportamiento en la frecuencia de 2.4 GHz, que es el inicio de la banda requerida, incrementando sus pérdidas en 2.5GHz, sin embargo, se puede concluir que las antenas operan correctamente, ya que sus pérdidas por retorno se encuentran por debajo de -7dB dentro de la banda ISM de 2.4 GHz a 2.5GHz. Es posible sintonizar las antenas del arreglo al diseñar una red de acoplamiento LC basada en inductores y capacitores para cada una de las antenas y así mejorar el desempeño de las antenas. La ganancia de la antena de este arreglo, se puede observar en la Figura 74, donde la ganancia se encuentra desplazada teniendo un máximo valor de -2 dB en 2.6 GHz y mostrando valores menores a -5 dB dentro de la banda de 2.4 GHz. Estos resultados se deben a que la frecuencia de resonancia de esta antena se encuentra desviada, al tamaño reducido del arreglo y que el circuito conmutador y el conector utilizados presentan pérdidas, que reducen la ganancia. Por otro lado, los resultados del patrón de radiación de este arreglo tienen un ancho de haz más direccional en el plano H al ser de 44° con su máxima radiación hacia delante, a diferencia del plano E que tiene un ancho de haz de 98° hacia atrás.

El siguiente arreglo a considerar para su análisis es el arreglo de antenas F-Meander. Tomando en cuenta la Figura 70 que muestra las pérdidas por retorno teóricas y experimentales de las antenas de este arreglo. Se observa que los resultados

obtenidos de la medición en el laboratorio difieren de los obtenidos del análisis EM, ya que en la antena 1 tiene un pequeño desplazamiento de la frecuencia de resonancia, con un ancho de banda de 2.44 a 2.58 GHz (140 MHz), mostrando pérdidas por retorno <-7 dB a la frecuencia de 2.4 GHz, por lo tanto puede operar dentro de la banda para la cual fue diseñada. Las pérdidas por retorno en la antena 2 difieren en la magnitud de las pérdidas, pero esta antena es funcional en la banda ISM de 2.4 GHz, ya que las pérdidas por retorno en los extremos de esta banda se encuentran bastante cercanas a al valor límite de -10 dB. En cambio para la antena 3, los resultados medidos difieren en la magnitud y ocurrió desplazamiento de la frecuencia de resonancia, mostrando un ancho de banda de 2.33 a 2.5 GHz (170 MHz), el cual es suficiente para operar en la banda de frecuencias deseada. En los resultados se notó que la frecuencia de resonancia de las tres antenas no puede colocarse en la misma posición, debido a que la respuesta en frecuencia de las tres antenas del arreglo depende una de la otra. Lo anterior se pudo deducir en los resultados del análisis EM y al intentar optimizar la antena construida al disminuir un poco el largo de la línea Meander de una de las antenas para sintonizarla en la banda deseada. Se observó que no solo se modificaba la respuesta en frecuencia de la antena optimizada, sino también resultaba modificada la respuesta de las otras antenas. Las antenas resonaron como sigue: La antena 1 mostró su resonancia en frecuencia más alta (2.5GHz), la antena 2 en la frecuencia central (2.45GHz) y la antena 3 en el extremo inferior (2.4GHz) de la banda.

Los resultados de la ganancia medida de la antena central del arreglo, mostrados en la Figura 75, fueron bastantes cercanos a los obtenidos del análisis electromagnético, con la máxima ganancia medida desplazada hasta 2.6GHz. Los valores de ganancia medidos dentro de la banda de 2.4 GHz son menores a -3 dB, y son entre 0 y 4 dB menores a los obtenidos en el análisis EM. Esta discrepancia en la ganancia se debe a las pérdidas existentes en el circuito micro conmutador y en el conector SMA, así como al tamaño reducido del arreglo. Los resultados del patrón de radiación dados en las Figura 83 y Figura 84, mostraron que esta antena presenta un mejor comportamiento en la radiación hacia atrás, teniendo un ancho de haz de 132° en el plano H y 68° en el plano E, mostrando un patrón similar al obtenido por el análisis EM.

Por último, se analizan los resultados del arreglo de antenas F invertida. Considerando las pérdidas por retorno mostradas en la Figura 71, se notó como las pérdidas en la antena 2 de este arreglo tienen una similitud con los resultados teóricos dada su cercanía con la frecuencia de resonancia, sin embargo, la magnitud de estas pérdidas mostró una diferencia. La antena 2 presentó un ancho de banda de 2.33 a 2.55 GHz (220 MHz), el cual es suficiente para operar sin problemas en la banda de 2.4 a 2.5 GHz. Las antenas 1 y 3 del arreglo mostraron la frecuencia de resonancia desplazada, teniendo pérdidas por retorno por debajo de -7 dB dentro de la banda de 2.4 GHz. Sin embargo, las antenas pueden operar todavía cuando sus pérdidas se ubican en -6 dB (VSWR=3), teniendo un factor de desacoplamiento mayor y sin afectar la máxima transferencia de energía. En los resultados de la ganancia para la antena central de este arreglo, mostrados en la Figura 76, se notó que la ganancia medida se encuentra entre 2 y 3 dB por debajo de la ganancia obtenida por el análisis EM en la banda de 2.4 GHz, lo cual se atribuye a las pérdidas asociadas al circuito commutador y al conector. También se puede notar que la ganancia de este arreglo fué mayor que la de los arreglos de cerámica y F-Meander. Esta diferencia en la ganancia es principalmente por el tamaño superior de las antenas y del plano de tierra del arreglo de antenas F invertida. El análisis del comportamiento del patrón de radiación en este arreglo, se realiza considerando la Figura 79 y Figura 80. De estas figuras destacan los resultados de la medición del plano H ya que se encuentran bastante aproximados a los obtenidos del análisis EM. La diferencia es que esta antena cuenta con una dirección de máxima radiación hacia atrás teniendo un ancho de haz de 108°, muy cercano al teórico de 100°. En cambio, en el plano E existen mayores diferencias entre los resultados teóricos y medidos, ya que en este plano la antena presentó una máxima radiación hacia adelante teniendo un ancho de haz de 100°, que difiere al obtenido del análisis EM el cual se encuentra desviado hacia abajo y presenta un ancho de haz de 64°. De los resultados teóricos y experimentales obtenidos para los tres arreglos de antenas desarrollados, se concluye que los tres funcionan en la banda de 2.4 a 2.5GHz y que el arreglo F-invertida mostró mejores resultados de la medición, siguiéndole la antena F-Meander y en último lugar la antena de cerámica. En función del tamaño se encuentran en orden contrario.

Capítulo 7. Conclusiones

En este capítulo se presentan las conclusiones generales de este trabajo de tesis. Además, se resaltan las aportaciones obtenidas durante el desarrollo del mismo, cumpliendo con el objetivo de desarrollar arreglos de tres antenas funcionales para su operación en la banda ISM de 2.4 a 2.5 GHz, con aplicaciones en redes de sensores. También se proporcionan algunas recomendaciones para trabajos futuros enfocados al diseño de estos tipos de arreglos.

7.1 Conclusiones generales

En este trabajo de tesis se propuso una metodología de diseño de arreglos de tres antenas para aplicaciones de redes inalámbricas de sensores que operan en la banda ISM de 2.4 GHz. Los arreglos se desarrollan en base al diseño de las antenas individuales elegidas de la literatura, tales como la antena F invertida y la antena de línea Meander, seleccionadas por sus características de buen desempeño y tamaño reducido. Además se diseñan arreglos de antenas de cerámica comerciales como una alternativa más pequeña. Se realizó el análisis electromagnético de las antenas y arreglos de antenas mediante el software MOMENTUM de ADS. Se construyeron y caracterizaron tanto las antenas individuales como los arreglos de estas antenas. Además, se realizaron mediciones de campo con los arreglos construidos para observar la variación del parámetro RSSI en distintos escenarios con o sin obstáculos y con multirayectorias.

Considerando los resultados de este trabajo de tesis se puede concluir lo siguiente:

La antena F invertida diseñada presentó un comportamiento teórico y experimental exitoso, dado que en las mediciones realizadas, esta antena funcionó en la frecuencia de resonancia en la que fue diseñada y con un ancho de banda suficiente para operar en la banda requerida por un dispositivo ZigBee en la banda de 2.4 a 2.5GHz, además de presentar una ganancia razonable.

El comportamiento de las antenas de cerámicas montadas en las bases de prueba no fueron satisfactorias, ya que las mediciones realizadas presentaron un

desplazamiento o ausencia de la frecuencia de resonancia requerida, además de presentar pérdidas por retorno no satisfactorias ($S_{11} > -6\text{dB}$).

Durante la caracterización de los arreglos se observó que los resultados experimentales presentaron un comportamiento favorable dentro de la banda de operación de 2.4 a 2.5 GHz, existiendo diferencias entre los resultados teóricos y experimentales, debido principalmente a las variaciones en la dimensiones físicas de los elementos de los arreglos construidos y por los elementos que no fueron considerados en el análisis electromagnético, como es el caso del conector y el circuito conmutador electrónico.

El diseño de los arreglos de tres antenas F-Meander y el de antenas de cerámica tienen dimensiones comparables, e incluso inferiores al arreglo de dos antenas que tiene integrado el mote ZigBee comercial, el cual tiene aplicaciones en redes de sensores. Al disminuir el tamaño del arreglo se pudo notar que entre más pequeña sea la antena y su plano de tierra, la ganancia de la misma disminuye resultando $< 0\text{dBi}$, como en el caso de las antenas de cerámica.

De las mediciones de campo realizadas a los arreglos de antenas, se puede concluir que el arreglo de antenas de cerámica presentó un desempeño deficiente en comparación con el arreglo de antenas F-Meander, debido a que la ganancia de las antenas F-Meander es mayor.

El arreglo de Antenas F invertida presenta el mejor comportamiento en las mediciones de campo, pero sus dimensiones son mayores que los de la F-Meander y de cerámica, teniendo aplicaciones limitadas para este arreglo.

Los arreglos construidos presentaron los comportamientos esperados, ya que en las mediciones de campo en el escenario con línea de visibilidad directa, al mover el ángulo de orientación de la antena de referencia (antena Antenova), las antenas de los arreglos que contaban con la misma orientación de esta antena presentaron un cambio favorable en su valor del RSSI.

Se puede deducir que en las mediciones sin línea de vista, y en la mayoría de las mediciones con línea de vista, el arreglo de antenas F-Meander presentó mejor

desempeño que el arreglo de dos antenas comercial, dado que este tiene un valor mayor del RSSI en la mayoría de los casos. Se considera que las mediciones sin línea de vista con multirayectorias son muy cercanas a un escenario real para este tipo de redes.

De los resultados de las mediciones de campo en el escenario con multirayectorias, se demostró que con el empleo de arreglos de antenas con un esquema de selección adecuado, se podría cambiar de antena cuando se tengan condiciones adversas, comutando hacia la antena que presente el mejor comportamiento de RSSI. En las mediciones se observó que cuando se presentaba actividad dentro del escenario, se cambiaba el número de la antena que tenía el mejor valor de RSSI, presentando en algunas ocasiones diferencias mayores a 10 dBm con respecto a las otras dos antenas del arreglo. En este sentido, el arreglo F-Meander fue el que presentó los mejores resultados en este escenario y representa la mejor opción para ser utilizado en conjunto con un esquema de selección dinámico.

7.2 Aportaciones

Las aportaciones más relevantes en este trabajo de tesis se muestran a continuación:

- Se propone una metodología para diseñar antenas tipo F invertida y tipo F-Meander con dimensiones reducidas empleando tecnología coplanar CBCPW con orificios metalizados, basándose en las estructuras propuestas en la literatura.
- Se propone una metodología para diseñar arreglos de tres antenas, considerando la utilización de un circuito micro conmutador comercial y las antenas individuales previamente diseñadas. Además se propone emplear antenas de cerámica comerciales como alternativa para reducir las dimensiones del arreglo.
- Se desarrolló una antena tipo F invertida con dimensiones reducidas, un arreglo de tres antenas F-invertida, un arreglo de antenas de cerámica comerciales y un arreglo de antenas F-Meander. Estos desarrollos mostraron dimensiones físicas pequeñas y comportamiento satisfactorio de sus parámetros dentro de la banda

de 2.4 a 2.5 GHz, resultando adecuados para utilizarse en aplicaciones de redes de sensores.

- Las mediciones de campo de los arreglos de antenas construidos, realizadas en distintos escenarios, demostraron que este tipo de arreglos pueden utilizarse en conjunto con un esquema de selección dinámico que permita cambiar la antena utilizada en caso de que cambien adversamente las condiciones del canal.

7.3 Recomendaciones y trabajo futuro

Para continuar trabajando en esta línea de investigación relacionada con el diseño de antenas y con arreglos de antenas para redes de sensores, a continuación se presenta una serie de recomendaciones que se deben considerar para trabajos futuros:

- Se recomienda realizar el análisis electromagnético de los arreglos considerando todos los elementos involucrados en la construcción, es decir conectores, capacitores y circuitos.
- Se recomienda diseñar una red de acoplamiento LC con capacitores e inductores, para el arreglo de antenas de cerámica, con el fin de sintonizar la frecuencia de resonancia de las antenas del arreglo en la frecuencia central de la banda de 2.4 GHz.
- Se recomienda adelgazar el espesor del conductor del substrato dieléctrico, para facilitar el decapado del circuito, con el fin de tener mejor precisión en las líneas y separaciones más delgadas.
- Durante el proceso de construcción de los arreglos, se recomienda tener especial cuidado en la obtención de las dimensiones finales, ya que cualquier cambio en las dimensiones de los elementos que conforman el diseño pueden afectar considerablemente su comportamiento. Se recomienda verificar en cada etapa del proceso de construcción que las dimensiones físicas concuerden con las originales.

Se propone como trabajo futuro:

Con los resultados obtenidos de las mediciones de campo, es posible determinar los cambios que propician las condiciones más adversas dentro del canal, que permitan diseñar un esquema de selección, que de manera dinámica y mediante el empleo de uno de los arreglos de antenas construidos, ayude a mitigar las condiciones adversas del canal.

Implementar y evaluar el esquema de selección dinámico de antenas en una red ZigBee. Este esquema deberá cumplir con las restricciones de bajo consumo de energía y baja complejidad computacional presentes en las redes de sensores ZigBee.

Lista de referencias

- Akyildiz, I. F., and Vuran, M. C. (2010). *Wireless Sensor Networks*. Wiley.
- ATMEL AVR2021. (2008). *AT86RF231 Antenna Diversity, Application note*. Recuperado de: <http://www.atmel.com/Images/doc8158.pdf>
- Balanis, C. A. (2005). *Antenna theory analysis and design* (3^a ed.). Wiley.
- Cardama, Á., Jofre, L., Rius, J. M., Romeu, J., Blanch, S., y Ferrando, M. (2002). *Antenas*. Edicions de la Universitat Politècnica de Catalunya.
- Debono, E., Muscat, A., and Debono, C. (2006). Dual Frequency 2.4 GHz T-shaped and 5.2 GHz L-shaped Monopole Antenna for WLAN Applications. *International Conference on Microwaves, Radar & Wireless Communications*, (págs. 1015 - 1018).
- Dee Leang , and Kalis, A. (2004). Smart sensordvb: sensor network development boards with smart antennas. *International Conference on Communications, Circuits and Systems*, 2, págs. 1476 - 1480.
- Dolezal, M., and Raida, Z. (1998). Quasi-Static Analysis of Planar Transmission Lines: Conformal Mapping Versus Finite Elements. *Radioengineering*, 7(2).
- El Hajj, W., Person, C., and Wiart, J. (2013). A miniaturized rectangular-spiral Bi-band coplanar antenna for off-body communications. *7th European Conference on Antennas and Propagation*, (págs. 3262 - 3265).
- Elsheakh, D., and Abdallah, E. (2012). Multi-band PIFA loaded with folded slot antenna. *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, (págs. 1 - 2).
- Erdogan, S., and Hussain, S. (2007). Using Received Signal Strength Variation for Energy Efficient Data Dissemination in Wireless Sensor Networks. *18th International Workshop on Database and Expert Systems Applications*, (págs. 620 - 624).
- Farahani, S. (2011). *ZigBee Wireless Networks and Transceivers*. Newnes.
- Ganz, A., Ganz, Z., and Wongthavarawat, K. (2003). *Multimedia Wireless Networks: Technologies, Standards, and QoS*. Pearson Education.
- Ghione, G., and Naldi, C. (1983). Parameters of coplanar waveguides with lower ground plane. *Electronics Letters*, 19(18), 734 - 735.
- Ghione, G., & Naldi, C. (2003). Coplanar Waveguides for MMIC Applications: Effect of Upper Shielding, Conductor Backing, Finite-Extent Ground Planes, and Line-to-Line Coupling. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 35(3), 260 - 267.
- Hammerstad, E., and Jensen, O. (1980). Accurate Models for Microstrip Computer-Aided Design. *IEEE MTT-S International Microwave symposium Digest*, (págs. 407 - 409).

- IEEE-802.15.4. (2006). *IEEE std. 802.15.4 : Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications for Low Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs)*. Recuperado de: <http://standards.ieee.org/getieee802/download/802.15.4-2006.pdf>
- ISO/IEC-7498-1. (1994). *Open Systems Interconnection Basic Reference Model: The Basic Model*. International Organization for Standardization(ISO).
- Jahanbakhshi, A., Moradi, G., and Shirazi, R. S. (2012). Design and simulation of different types of meander line antennas with improved efficiency. *PIERS Proceedings*, (págs. 594-597).
- Khan, S., Pathan, A. S., and Alrajeh, N. A. (2013). *Wireless Sensor Networks Current Status and Future Trends*. Taylor & Francis Group.
- Kraus, J. D., and Marhefka, R. J. (2001). *Antennas: For All Applications* (3^a ed.). McGraw-Hill.
- Kuo, Y.-L., and Wong, K.-L. (2003). Printed double-T monopole antenna for 2.4/5.2 GHz dual-band WLAN operations. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 51(9), 2187 - 2192.
- Labiod, H., Afifi, H., and De Santis, C. (2007). *Wi-Fi™, Bluetooth™, Zigbee™ and WiMax™*. Springer.
- Medina Monroy, J. (2004). *Apuntes de clase de la materia de Caracterización de Dispositivos y Componentes de Microondas, Teoría de microondas*. Apuntes, CICESE, Electronica y Telecomunicaciones, Ensenada.
- Meghanathan, N., Boumerdassi, S., Chaki, N., and Nagamalai, D. (2010). *Recent Trends in Networks and Communications*. Springer.
- Misman, D., Abd Aziz, M., Husain, M., and Soh, P. (2009). Design of planar meander line antenna. *3rd European Conference on Antennas and Propagation*, (págs. 2420 - 2424).
- Nguyen, C. (2001). *Analysis Methods for RF, Microwave, and Millimeter-Wave Planar Transmission Line Structures*. John Wiley & Sons.
- Rappaport, T. S. (2002). *Wireless communications principles & practice*. Prentice Hall.
- Santivanez, C., and Redi, J. (2003). On the use of directional antennas for sensor networks. *IEEE Military Communications Conference*, 1, págs. 670 - 675.
- Simons, R. N. (2001). *Coplanar waveguide circuits, components, and systems*. Wiley.
- Soras, C., Karaboikis, M., Tsachtsiris, G., and Makios, V. (Feb de 2002). Analysis and Design of an Inverted-F Antenna Printed on a PCMCIA Card for the 2.4 GHz ISM Band. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 44(1), 37 - 44.
- Stutzman, W. L., and Thiele, G. A. (1998). *Antenna theory and design* (2^a ed.). Wiley.
- Tondare, S., and Navale, V. S. (2014). Meander Line Antenna for LTE Communications. *International Journal on Recent and Innovation Trends in Computing and Communication*, 2(3), 411 – 416.

- Vedral, A., Kruse, T., and Wollert, J. (2007). Development and performance evaluation of an antenna diversity module for industrial communication based on IEEE 802.15.4. *IEEE Conference on Emerging Technologies and Factory Automation*, (págs. 177 - 186).
- Veyres, C., and Fouad Hanna, V. (1980). Extension of the application of conformal mapping techniques to coplanar lines with finite dimensions. *International Journal of Electronics*, 48(1), 47-56.
- Visser, H. J. (2012). *Antenna theory and applications*. Wiley.
- Waterhouse, R. (2007). *Printed Antennas for Wireless Communications*. John Wiley & Sons Ltd.
- Wen, C. (1969). Coplanar Waveguide, a Surface Strip Transmission Line Suitable for Nonreciprocal Gyromagnetic Device Applications. *G-MTT International Microwave Symposium*, (págs. 110 - 115).
- Yong-II Kwon , Sang-Ku Park, Park, T., and Hai-Young Lee. (2010). A fully integrated 2.4-GHz CMOS diversity receiver with a novel antenna selection. *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (RFIC)*, (págs. 281 - 284).
- ZigBee, A. (Sep. de 2012). *ZigBee Specification 053474r20*. Recuperado de: <http://www.zigbee.org>