

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



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

**Diseño y construcción de antenas planares de múltiple
resonancia con aplicación en sistemas de microondas**

Tesis

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

Presenta:

Reinaldo Pacheco García

Ensenada, Baja California, México
2015

Tesis defendida por

Reinaldo Pacheco García

y aprobada por el siguiente Comité

Dr. José Luis Medina Monroy

Director del Comité

Dr. Ricardo Arturo Chávez Pérez

Miembro del Comité

Dra. María del Carmen Maya Sánchez

Miembro del Comité

Dr. Hugo Homero Hidalgo Silva

Miembro del Comité

Dr. David Hilario Covarrubias Rosales.

Miembro del Comité

Dr. César 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 **Reinaldo Pacheco García** como requisito parcial para la obtención del grado de Maestro en Ciencias en Electrónica y Telecomunicaciones con orientación en Altas Frecuencias

Diseño y construcción de antenas planares de múltiple resonancia con aplicación en sistemas de microondas.

Resumen elaborado por:

Reinaldo Pacheco García

En años recientes la popularidad de los dispositivos móviles ha ido en aumento y se espera que la tendencia continúe en los siguientes años, debido principalmente a que permiten acceder fácilmente a internet e integran múltiples aplicaciones, lo que a su vez ha propiciado la creación de nuevos servicios inalámbricos en distintas bandas de frecuencia. Con el fin de utilizar la menor cantidad posible de antenas en los dispositivos móviles surgió la necesidad de investigar y construir antenas con características de múltiple resonancia. En este trabajo de tesis se presenta el diseño y construcción de una antena planar de múltiples resonancias con aplicación en sistemas de microondas y que opera en las bandas de frecuencias de LTE700 (698-798 MHz), GSM850 (824-894 MHz), GSM900 (880-960 MHz), GPS(1575.42 MHz), GSM1800 (1710-1880 MHz), GSM1900 (1850-1890 MHz), UMTS2100 (1920-2170 MHz), LTE2300 (2300-2400 MHz), WiFi/WLAN (2400-2500 MHz) y LTE2500 (2500-2690 MHz); con tamaño compacto y que la hace adecuada para aplicaciones de dispositivos móviles. Para el diseño de la antena se investigaron las técnicas principales empleadas en el diseño de antenas de múltiple resonancia y se realizó un estudio sobre el efecto del tamaño plano de tierra en el rendimiento de las antenas planares en las que el plano de tierra y el parche se encuentran en el mismo plano, y además, se propone una ecuación que corrige el cálculo de la constante dieléctrica efectiva en antenas planares de tipo dipolo. La estructura propuesta utiliza las técnicas de múltiples resonadores y resonancias de orden superior y fue analizada usando el software de análisis electromagnético en 3D CST Microwave Studio 2012®. La antena fue fabricada en el sustrato de bajo costo FR4 y se presentan los resultados de la caracterización de las pérdidas por retorno, patrón de radiación y ganancia, con resultados más que satisfactorios.

Palabras clave: **Dispositivos móviles, antena multibanda, técnicas de múltiple resonancia, tamaño del plano de tierra, LTE.**

Abstract of the thesis presented by **Reinaldo Pacheco García** as a partial requirement to obtain the Master of Science degree in Electronics and Telecommunications with orientation in High Frequency.

Design and construction of multiple resonance planar antennas with application in microwave systems.

Abstract by:

Reinaldo Pacheco García

In recent years the popularity of mobile devices has been increasing and is expected to continue to increase in the following years, mainly because they allow easy access to internet and integrate multiple applications, which in turn has led to the creation of new wireless services in different frequency bands. In order to use the least amount of antennas on mobile devices arose the need to investigate and build antennas with multiple resonance characteristics. This thesis presents the design and construction of a multiple resonances planar antenna with application in microwave systems and operating in frequency bands of LTE700 (698-798 MHz), GSM850 (824-894 MHz), GSM900 (880-960 MHz), GPS (1575.42 MHz), GSM1800 (1710-1880 MHz), GMS1900 (1850-1890 MHz), UMTS2100 (1920-2170 MHz), LTE2300 (2300-2400 MHz), WiFi / WLAN (2400 -2500 MHz) and LTE2500 (2500-2690 MHz). The compact size antenna makes it suitable for mobile device applications. For the antenna design the main techniques for multiple resonance antennas was investigated, and a study about ground plane size effect on the planar antennas performance where ground plane and patch are in the same plane was realized. In addition, an equation that corrects the calculation of the effective dielectric constant in dipole planar antennas is proposed. The proposed structure uses the multiple resonators and higher order resonances techniques and was analyzed using the 3D electromagnetic analysis software CST Microwave Studio 2012. The antenna was manufactured at low cost FR4 substrate and the characterization results of return losses, radiation pattern and gain are presented, exceeding the requirements.

Keywords: mobile devices, multiband antenna, multiple resonance techniques, ground plane size, LTE.

Dedicatoria

A mis queridos padres José Luis y Juana, mis primeros y eternos maestros, los mejores; por su inspiración, motivación y apoyo incondicional. A mis hermanos: Fidel, Luis, Ana y Ángel; a mis dos hermosas sobrinas Karen y Melissa por todos los buenos momentos y provocarme, pero sobretodo, regalarme sonrisas.

Agradecimientos

Primeramente a dios por darme la fortaleza y la salud para concluir una etapa más de mi vida, así como el privilegio de estar en un centro de investigación de tanto prestigio como el CICESE y convivir con gente muy preparada.

A mis queridos padres: Juana García Ruiz y José Luis Pérez López, por darme la vida, por su apoyo incondicional, por sus sacrificios, por su cariño y por todo lo que me han dado sin pedir nada a cambio; por lo cual estaré eternamente agradecido y que con una vida no me alcanzará para retribuirles.

A mi hermana Ana, mis hermanos Fidel, Luis Arturo y Ángel; así como a mis sobrinas Karen y Melissa por ser el contrapeso a los momentos difíciles.

A mi director de tesis, el Dr. José Luis Medina Monroy, por dirigir este trabajo de tesis y compartir sus conocimientos, su tiempo, sus consejos y el compromiso que tuvo durante todo este proyecto. Ha sido un privilegio trabajar con una persona con gran calidad moral y tan entusiasta que me ha motivado a aprender del área de las antenas.

A los miembros de mi comité de tesis: Dr. Ricardo Chávez, Dra. Carmen Maya, Dr. David Covarrubias y Dr. Hugo Homero Hidalgo Silva, por sus comentarios, revisiones y consejos tan acertados que enriquecieron este trabajo.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACyT) y el CICESE por el apoyo económico para colegiatura y manutención, sin el cual esto no hubiera sido posible. Al pueblo de México que es el principal financiador de estos programas.

A mis profesores del área de altas frecuencias: Dr. Arturo Velázquez, Dr. Apolinar Reynoso, M. en C. Jesús Ibarra, M. en C. Benjamín Ramírez, por los conocimientos que compartieron conmigo, así como al Dr. Humberto Lobato por sus consejos, conocimientos y ayuda cuando lo necesité.

Al Ing. René Torres por su apoyo en la fabricación de las antenas, por su tiempo y paciencia para realizar con calidad su trabajo. Al M. en C. Javier Cuadras y a la empresa Taoglas por las facilidades y el apoyo para caracterizar la antena en su cámara anecoica.

A mis amigos Rigoberto y Ángel Figueroa; a mis amigos y compañeros de cubículo Manuel y Rodrigo, gracias por sus consejos y su apoyo; a mis amigos y compañeros del área de Altas Frecuencias: Rafael, Ángel, Julio, Alfredo, Fernanda, Víctor y Armando; a Ernesto, Mario, Roilhi y al resto de los de Telecomunicaciones y del área de Control: Topacio, Sergio y Andrés.

Al todo el personal del CICESE, en especial a las secretarias Rossy Fuentes y Aurora, así como a Elizabeth Avilés y Lupita de Biblioteca por su amabilidad, su gran calidad humana y la excelente atención que me brindaron.

Tabla de contenido

Resumen español	ii
Resumen inglés	iii
Dedicatoria	iv
Agradecimientos	v
Lista de figuras	ix
Lista de tablas	xv
 Capítulo 1. Introducción.	 1
1.1 Antecedentes.	2
1.2 Justificación.....	6
1.3 Objetivos.	7
1.4 Estructura de la tesis.....	7
 Capítulo 2. Fundamentos de antenas.	 9
2.1 Introducción.....	9
2.2 Definición.	9
2.3 Parámetros de antenas.	10
2.4 Tipos de antenas.....	22
2.5 Antenas de microcinta.....	27
2.5.1. Efecto de borde.....	29
2.5.2 Técnicas de alimentación.	30
2.5.3 Métodos de análisis.	33
2.6 Antenas multibanda para comunicaciones móviles.....	34
2.6.1 Técnicas para el diseño de antenas multibanda.	34
2.6.2 Estructuras de antenas multibanda.....	39
 Capítulo 3. Metodología de diseño de la antena.	 46
3.1 Introducción.....	46
3.2 Diagrama de flujo de la metodología de diseño	46
3.3 Especificación de las bandas de frecuencia de operación.....	47
3.4 Elección del sustrato.	49
3.5 Antena dipolo de media longitud de onda.	50
3.5.1 Análisis electromagnético de antenas dipolo de media longitud de onda.	52
3.5.1.1 Método de líneas de transmisión.....	52

Tabla de contenido (continuación)

3.5.1.2 Corrección al cálculo de la constante dieléctrica.	55
3.5.2 Estudio del ancho de las líneas o ancho del dipolo.	57
3.6 Dipolo asimétrico.	59
3.6.1 Efecto del ancho del plano de tierra " W_g ".	60
3.6.2 Efecto de la longitud del plano de tierra.	61
3.7 Diseño de las antenas individuales.	64
3.8 Diseño de la antena multibanda.	67
3.8.1 Dos resonadores.	68
3.8.2 Tres resonadores.	70
3.8.3 Reducción de las dimensiones de la antena multibanda.	73
3.8.3.1 Pérdidas por retorno.	77
3.8.3.2 Ganancia.	78
3.8.3.3 Diagramas de radiación.	78
3.8.3.4 Distribución de corriente superficial.	81
Capítulo 4. Construcción y caracterización de la antena.	83
4.1 Introducción.	83
4.2 Proceso de construcción.	83
4.2.1 Obtención de la mascarilla.	85
4.2.2 Grabado del circuito impreso.	86
4.2.3 Aplicación de una capa protectora de níquel y soldadura del cable coaxial. ..	88
4.3 Caracterización de la antena.	90
4.3.1 Medición de las pérdidas por retorno.	90
4.3.2 Medición de la ganancia.	93
4.3.3 Medición del patrón de radiación.	99
4.4 Caracterización en la cámara anecoica.	112
Capítulo 5. Análisis y discusión de resultados.	115
Capítulo 6. Conclusiones.	119
6.1 Conclusiones generales.	1199
6.2 Aportaciones.	120
6.3 Recomendaciones y trabajo futuro.	121

Tabla de contenido (continuación)

Lista de referencias.....	123
Apéndice 1	127

Lista de figuras

Figura 1. Evolución de las antenas en los teléfonos celulares como consecuencia de la prestación de nuevos servicios.....	3
Figura 2. VSWR de la antena propuesta por Duixian Liu y Brian Gaucher.	4
Figura 3. Prototipo de la antena multibanda propuesta por Chen et al. (2006).	5
Figura 4. Bandas de operación de laptops, tabletas y smartphones.	6
Figura 5. La antena como una estructura de transición entre una línea de transmisión y el espacio libre (modificada de Balanis, 2005; pág. 2)	10
Figura 6. Modelo de la impedancia de entrada de una antena (modificada de Huang y Boyle, 2008, pág. 123)	11
Figura 7. Representación tridimensional del patrón de radiación de una antena y planos E y H (Cardama et al., 2002, pág. 20).	15
Figura 8. Diagramas de radiación: a) isotrópico, b) omnidireccional y c) directivo (Cardama et al., 2002, pág. 22).....	16
Figura 9. Representación gráfica del HPBW y FNBW.....	17
Figura 10. Representación gráfica de la directividad de una antena (Cardama et al., 2002, pág. 22).	18
Figura 11. Terminales de referencia y pérdidas de una antena (modificada de Balanis, 2005, pág. 65).	19
Figura 12. Regiones de campo de una antena (modificada de Balanis, 2005, pág. 34)	21
Figura 13. Tipos de polarización: a) circular b) lineal y c) elíptica (modificada de Balanis 2005, pág. 71).	22
Figura 14. Antenas de alambre, helicoidal (lado izquierdo) y dipolo (lado derecho).	23
Figura 15. Antenas de apertura: a) bocina piramidal, b) bocina circular y c) guía de onda rectangular (modificado de Balanis, 2005, pág. 5).	23
Figura 16. Antenas de microcinta: parche rectangular (izquierda) y parche circular (derecha).	24

Lista de figuras (continuación)

Figura 17. Configuraciones típicas de reflectores: a) reflector parabólico con alimentación frontal, b) reflector parabólico con alimentación Cassegrain y c) reflector de esquina (modificada de Balanis, 2005, pág. 8).	25
Figura 18. Configuraciones típicas de antenas de lente (modificado de Balanis, 2005, pág. 8).	26
Figura 19. Agrupaciones de antenas: a) Antena Yagi-Uda y b) agrupación de antenas de parche (modificada de Balanis, 2005, pág 7).	27
Figura 20. Configuración de una antena de microcinta.	28
Figura 21. Formas más comunes de los parches de microcinta.	29
Figura 22. Efectos de borde en las antenas de microcinta.	30
Figura 23. Alimentación por línea de microcinta.	31
Figura 24. Alimentación coaxial (Kumar, 2003, pág. 2).	31
Figura 25. Alimentación por apertura (modificado de Balanis, 2005, pág. 814).	32
Figura 26. Alimentación por proximidad (modificado de Balanis, 2005, pág. 814).	33
Figura 27. Topología de antenas con doble banda de operación y un solo punto de alimentación: (a) Dos antenas monopolo resonando a f_1 y f_2 respectivamente (b) Una antena helicoidal resonando a la frecuencia f_1 y una antena monopolo resonando a la frecuencia f_2 .	35
Figura 28. Dos antenas helicoidales con diferentes tamaños de paso de hélice (<i>pitches</i>) (Wong, 2003).	36
Figura 29. Antena triplebanda con un elemento parásito propuesta por Manteuffel et al, 2001.	37
Figura 30. (a) Una antena monopolo resonando a f_0 (b) La misma antena resonando a $3f_0$ (E es la magnitud del campo eléctrico) (modificada de Secmen, pág. 151).	38
Figura 31. Antenas fractales: a) Dipolo inspirado en el fractal de Sierpinski y b) fractal isla de Koch (Anguera & Pérez, 2008, pág. 29).	39
Figura 32. Antena propuesta por Wang et al. (2005), geometría (lado izquierdo) y pérdidas por retorno (lado derecho).	40

Lista de figuras (continuación)

Figura 33. Topología de la antena propuesta por Deng y Feng (2007).....	40
Figura 34. Antena propuesta por Deng, et al. (2013): a) estructura y b) pérdidas por retorno.	41
Figura 35. Topología (izquierda) y pérdidas por retorno (derecha) de la estructura propuesta por Jiu-Han Lu et al. (2013).	42
Figura 36. Antena propuesta por Hu Chuang- Ling et al. (2010).....	43
Figura 37. Diagrama de flujo de la metodología de diseño.....	47
Figura 38. Geometría y parámetros de la antena dipolo.	51
Figura 39. Diagrama de radiación de un dipolo, tridimensional (izquierda) y corte en el plano E (derecha) (Cardama et al., pág. 128).	51
Figura 40. Herramienta LineCalc de ADS.	52
Figura 41. Análisis electromagnético de un dipolo en CST Microwave Studio 2012.	54
Figura 42. Análisis electromagnético del dipolo para LTE700.....	55
Figura 43. Constante dieléctrica efectiva en función de la frecuencia para un dipolo planar.	57
Figura 44. Ancho de banda en función del ancho de la línea: (a) ancho de banda en MHz (b) porcentaje de ancho de banda.	58
Figura 45. Dipolo asimétrico y sus parámetros.	60
Figura 46. Razón W_g/W_d vs %BW para cada una de las bandas de interés.	61
Figura 47. Razón L_g/L vs porcentaje de ancho de banda (% BW).	63
Figura 48. Cambio de la frecuencia de resonancia en función de la razón L_g/L	63
Figura 49. Opciones del plano de tierra: (a) caso 1 $L_g=L$, (b) caso 2 $L_g>L$ y (c) Caso 3 $L_g<L$	64
Figura 50. Pérdidas por retorno para los casos 1, 2 y 3.....	65
Figura 51. Pérdidas por retorno de las antenas individuales: (a) banda de baja frecuencia (0.698-0.96 GHz) y (b) banda de alta frecuencia (1.575-2.5 GHz).67	

Lista de figuras (continuación)

Figura 52. Frecuencias de resonancia generadas para la antena en la banda de LTE700.....	68
Figura 53. Antena multibanda con dos resonadores.....	69
Figura 54. Pérdidas por retorno en función de la frecuencia de la antena con dos resonadores.....	70
Figura 55. Antena con tres resonadores.....	71
Figura 56. Pérdidas por retorno en función de la frecuencia para la antena con tres resonadores.....	72
Figura 57. Pérdidas por retorno de la antena con tres resonadores de acuerdo a la posición del puerto.....	74
Figura 58. Comparación de las pérdidas por retorno con distintos valores de L_{2a}	74
Figura 59. Comparación de las pérdidas por retorno con distintos valores de L_{2b}	75
Figura 60. Comparación de las pérdidas por retorno con distintos valores L_{1a}	76
Figura 61. Antena multibanda final.....	76
Figura 62. Resultado de las pérdidas por retorno del análisis electromagnético de la antena multibanda.....	78
Figura 63. Ganancia de la antena multibanda en función de la frecuencia.....	79
Figura 64. Patrón de radiación a 850 MHz: a) plano H, b) plano E y c) tridimensional.....	80
Figura 65. Patrón de radiación a 1575.42 MHz: a) plano H, b) plano E y c) tridimensional.....	80
Figura 66. Patrón de radiación a 1.9 GHz: a) plano H, b) plano E y c) tridimensional....	80
Figura 67. Patrón de radiación a 2.4 GHz: a) plano H, b) plano E y c) tridimensional....	81
Figura 68. Distribución de corriente superficial: a) 0.748 GHz, b) 0.859 GHz, c) 1.6 GHz, d) 2.3 GHz y d) 2.45 GHz.....	82
Figura 69. Diagrama de flujo del proceso de construcción de la antena.....	84

Lista de figuras (continuación)

Figura 70. Obtención de la mascarilla, (a) Cámara Repromaster 2001, (b) Negativo del circuito de la antena.	86
Figura 71. Reducción del espesor de la capa de cobre en función del tiempo.	87
Figura 72. Proceso del grabado del circuito: a) Placa en la roladora térmica, b) Se aplica luz ultravioleta, c) Se introduce en el revelador de filmina y d) Se obtiene el circuito.	88
Figura 73. Antena multibanda construida y pulida (a) y con capa de níquel (b).	89
Figura 74. Antena final con el cable y conector coaxial.	89
Figura 75. Antena final con el adaptador coaxial U.FL a SMA.	90
Figura 76. Analizador de redes vectorial HP8510C utilizado.	91
Figura 77. Medición de las pérdidas por retorno con el analizador de redes HP8510C.	92
Figura 78. Resultados de la medición de las pérdidas por retorno (S_{11}) y su comparación con los del análisis electromagnético EM.	92
Figura 79. Configuración para la medición de la ganancia de dos antenas.	94
Figura 80. Medición de la ganancia empleando el analizador de redes.	96
Figura 81. Ganancia de las antenas Vivaldi (G_{ant1} y G_{ant2}) de Trujillo (2012) y la antena multibanda (G_{ant3}) construida.	97
Figura 82. Comparación de la ganancia medida vs la obtenida en el análisis electromagnético.	98
Figura 83. Resultados de las pérdidas por retorno y la ganancia de la antena multibanda.	99
Figura 84. Equipo utilizado en la medición del patrón de radiación: generador de señales (izquierda) y analizador de espectro (derecha).	100
Figura 85. Circuito de control montado en la base giratoria.	101
Figura 86. Configuración de los equipos para medir el patrón de radiación de antenas.	101

Lista de figuras (continuación)

Figura 87. Configuración de las antenas para medir el patrón de radiación en: a) el plano H y b) plano E.	102
Figura 88. Patrón de radiación teórico vs experimental en forma polar a 0.85 GHz: a) plano H y b) plano E.	103
Figura 89. Patrón de radiación teórico y experimental a 0.85 GHz en el plano H.	104
Figura 90. Patrón de radiación teórico y experimental a 0.85 GHz en el plano E.	104
Figura 91. Patrón de radiación teórico vs experimental en forma polar a 1.57542 GHz: a) plano H y b) plano E.	105
Figura 92. Patrón de radiación teórico vs experimental a 1.57542 GHz en el plano H.	105
Figura 93. Patrón de radiación teórico vs experimental a 1.57542 GHz en el plano E.	106
Figura 94. Patrón de radiación teórico vs experimental en forma polar a 1.9 GHz: a) plano H y b) plano E.	106
Figura 95. Patrón de radiación teórico vs experimental a 1.9 GHz en el plano H.	107
Figura 96. Patrón de radiación teórico vs experimental a 1.9 GHz en el plano E.....	107
Figura 97. Patrón de radiación teórico vs experimental en forma polar a 2.4 GHz: a) plano H y b) plano E.	108
Figura 98. Patrón de radiación teórico vs experimental a 2.4 GHz en el plano H.	109
Figura 99. Patrón de radiación teórico vs experimental a 2.4 GHz en el plano E.....	109
Figura 100. Patrón de radiación teórico vs experimental en forma polar a 5.8 GHz: a) plano H y b) plano E.....	110
Figura 101. Patrón de radiación teórico vs experimental a 5.8 GHz en el plano H.	111
Figura 102. Patrón de radiación teórico vs experimental a 5.8 GHz en el plano E.....	111
Figura 103. Caracterización de la antena en la cámara anecoica.....	113
Figura 104. Ganancia y eficiencia de la antena multibanda medidas en la cámara anecoica.	114
Figura 105. Pérdidas por retorno teóricas y experimentales de 3 a 6 GHz.....	116

Lista de tablas

Tabla	Página
Tabla 1. Comparación del $VSWR$, Γ y RL (Buenrostro Rocha, 2007).....	13
Tabla 2. Antenas multibanda en la literatura.	44
Tabla 3. Bandas de frecuencias más comunes en los dispositivos móviles.....	48
Tabla 4. Propiedades del substrato FR4.	50
Tabla 5. Longitud de la línea para resonar en la frecuencia central de las bandas de LTE700, GSM850, GSM900, GPS, GSM1800, GSM1900, UMTS2100 y WiFi 802.11 b/g/n.....	54
Tabla 6. Corrección a la longitud "L" para cada banda.....	56
Tabla 7. Ancho del dipolo " W_d " para cada banda de frecuencia.	59
Tabla 8. Valor de W_d y W_g para cada banda.	62
Tabla 9. Valor de L_g , L y BW para los casos 1, 2 y 3.	65
Tabla 10. Dimensiones y ancho de banda de los resonadores para cada banda de frecuencias.	66
Tabla 11. Parámetros de la antena multibanda con dos resonadores y sus valores.....	69
Tabla 12. Parámetros de la antena con tres resonadores y sus valores.	71
Tabla 13. Valores de los parámetros físicos de la antena multibanda.	77
Tabla 14. Materiales y equipo utilizados para la construcción.	85
Tabla 15. Frecuencias de operación y anchos de bandas (teóricos y experimentales). 93	
Tabla 16. Resumen del ancho del haz HPBW en los planos H y E de la antena multibanda.	112

Capítulo 1. Introducción

En la última década los dispositivos móviles, tales como computadoras portátiles, tabletas electrónicas y teléfonos inteligentes, se han vuelto más y más populares principalmente por su fácil acceso a la información en internet. Debido a esto, la tendencia indica que la demanda del mercado continuará incrementándose (Deng, et al., 2013). Para mayor comodidad de los usuarios, en la actualidad estos dispositivos integran funciones múltiples y servicios de comunicaciones. Como una parte fundamental de estos sistemas, la antena es uno de los problemas de diseño más importantes en los dispositivos de comunicación móviles modernos. Aunque existen muchas definiciones similares, una antena se puede describir principalmente como un dispositivo, el cual transforma las ondas electromagnéticas de la antena a ondas radiadas en un medio como el aire o espacio libre (Secmen, 2011).

En los sistemas de comunicaciones inalámbricas actuales, las antenas se diseñan para presentar dos o más frecuencias de resonancia y poder cubrir un intervalo de frecuencias amplio. Como ejemplo se tienen las computadoras portátiles que se conectan a Internet con WLAN (WiFi) a 2.4 GHz (802.11b/g) y 5.8GHz (802.11a). Otro ejemplo es la aplicación en telefonía celular, en la cual inicialmente se propusieron y autorizaron las bandas de 800 y 900 MHz, para Europa y Estados Unidos respectivamente, agregándose posteriormente nuevas bandas GSM (Global System for Mobile communications) que operan a las frecuencias de 1.8 GHz para Europa y 1.9 GHz para Estados Unidos. Debido a lo anterior y para utilizar una sola antena, surgió la necesidad de diseñar antenas pequeñas que funcionaran en múltiples bandas de frecuencias (Yarman, et al., 2006; Yeh, et al., 2003). El tener una sola antena con resonancias múltiples y que pueda utilizarse para transmitir y recibir señales de manera simultánea, tiene las ventajas de minimizar espacio y peso, simplificando el montaje de la misma y su mantenimiento. Para equipos portátiles la miniaturización y peso son dos factores importantes que se deben considerar. Existen antecedentes en la literatura de estructuras de antenas de doble banda o de doble resonancia como son la antena F y la H, teniendo esta última un VSWR menor a 2 con ancho de banda del 22% a 2.4 GHz y 16% a 5.2 GHz (Manteuffel, et al., 2001).

En los últimos años, la banda de *Long Term Evolution* (LTE) ha llamado mucho la atención, porque es prometedora en la comunicación 4G debido a la mayor cantidad de datos y a su alta velocidad de transmisión. De las bandas de LTE, la banda de LTE700 (698-798 MHz) es una de las que ha atraído mayor atención, y en nuestro país con la transición de la televisión analógica a la digital se liberará esa parte del espectro, en la cual se prestarán servicios móviles de cuarta generación. Sin embargo, es difícil diseñar una antena para la banda LTE700 utilizando antenas dipolo o monopolo convencionales, ya que para que opere en frecuencias bajas por lo general se tienen dimensiones grandes. Esto ha ocasionado un aumento en los trabajos de investigación centrados en el diseño de antenas multibanda que operen en las frecuencias de LTE con aplicación en dispositivos inalámbricos: teléfonos inteligentes, computadoras portátiles y computadoras tablet (Lu and Lin, 2013; Jeong, et al., 2010; Ban, et al., 2013; Lu and Guo, 2014). Algunas de las estructuras reportadas en la bibliografía, tienen la característica común de contar con un plano de tierra relativamente grande y algunos con un parche de geometría compleja, lo cual hace que la estructura sea tridimensional y de tamaño grande (Hu, et al., 2010; Deng, et al., 2013; Ban, et al., 2013). Sin embargo, también la forma, tamaño y separaciones de las estructuras deben estar bien calculadas y optimizadas con el fin de lograr un funcionamiento multibanda y a la vez reducir las dimensiones de las antenas, haciendo difícil de realizar el procedimiento de diseño.

1.1 Antecedentes

Hasta hace pocos años las antenas de los dispositivos móviles, principalmente de los teléfonos celulares, eran antenas externas como las que se muestran en la figura 1 y no internas como los teléfonos de hoy en día, y se diseñaban para operar en una o dos bandas de frecuencia, ya que estos dispositivos solo prestaban servicios básicos de voz y mensajes de texto.

En los últimos años, se ha visto una tendencia de parte de los fabricantes de productos electrónicos de miniaturizar y reducir el peso de los dispositivos móviles, especialmente los teléfonos inteligentes (smartphones), tabletas y computadoras

portátiles, los cuales han tenido un consumo masivo. Por otro lado, se ha incrementado la transmisión de datos en dispositivos móviles, lo que ha propiciado a la creación de nuevos estándares de comunicación. Las antenas de estos dispositivos modernos de comunicación deben ser capaces de operar en múltiples bandas de frecuencia, tener un tamaño reducido y un gran rendimiento en sus características de radiación (Liao et al., 2005; Yoon, et al., 2010).



Figura 1. Evolución de las antenas en los teléfonos celulares como consecuencia de la prestación de nuevos servicios

En la literatura existen una gran variedad de estructuras de antenas multibanda que se diferencian entre sí en la topología, tamaño, eficiencia, materiales utilizados en su construcción, bandas de operación, etc. En el año 2004 Duixian Liu y Brian Gaucher diseñaron y analizaron una antena para operar en las bandas de 2.4 GHz (Bluetooth/WLAN) y 5 GHz (5.15-5.85 GHz para aplicaciones de WLAN) y en aplicaciones de telefonía celular en las bandas de 800/900 MHz y 1800/1900 MHz. Esta antena es una combinación de la antena F invertida con un elemento acoplado y un elemento de rama (*branch element*). Una de las características más importantes de esta antena es que no requiere redes de adaptación adicionales y se logra una alta

eficiencia. En la figura 2 se muestra un ejemplo de los resultados del análisis electromagnético de la antenna, donde se pueden apreciar las dos bandas de frecuencia de operación.

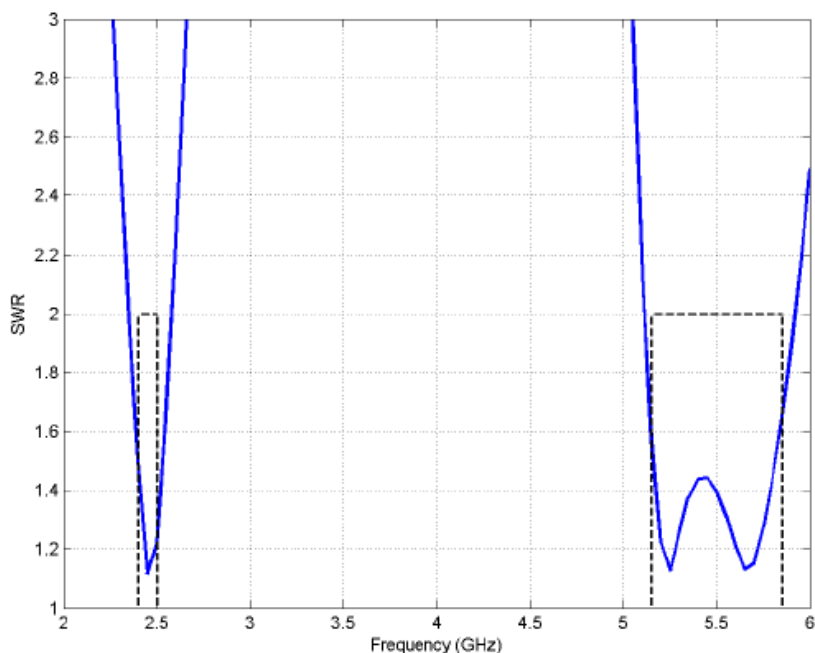


Figura 2. VSWR de la antena propuesta por Duixian Liu y Brian Gaucher

Por otro lado, Chen et al. (2006), presentaron una antena monopolo planar en forma de T en la que las dos franjas horizontales asimétricas se utilizan como resonadores adicionales para producir los modos resonantes inferior y superior (figura 3). Como resultado se obtuvo una antena de banda dual que resuena a 2.15 y 5.47 GHz (WLAN) y con un ancho de banda de 930 MHz y 1410 MHz respectivamente, logrando un buen acoplamiento y un patrón de radiación adecuado para comunicaciones inalámbricas. Para la alimentación de la antena se utilizó una línea de microcinta con impedancia de 50Ω grabada en un substrato FR4.

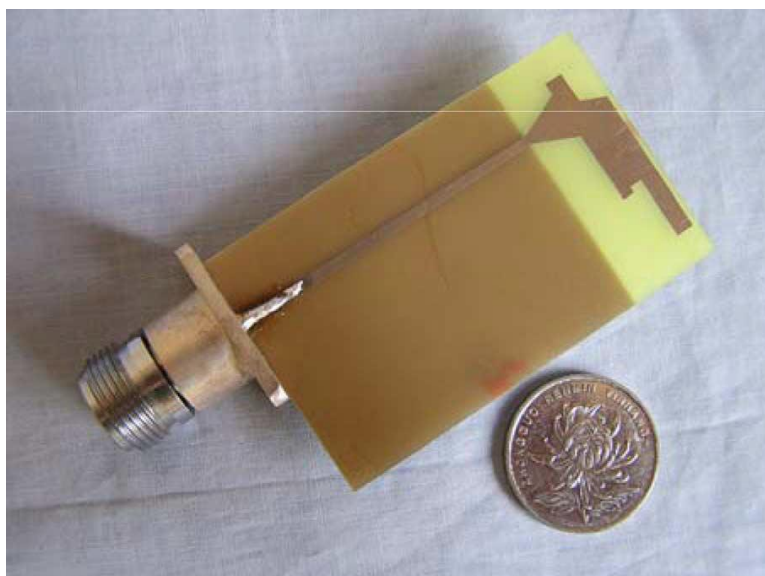


Figura 3. Prototipo de la antena multibanda propuesta por Chen et al. (2006)

Otro ejemplo se tiene en el trabajo de Permana Cecep y Munir Achmad, 2011 quienes analizaron y construyeron una antena multibanda para su operación en las bandas GSM-850, GSM-900, UMTS-2100, WiMAX-2.3 y WiMAX-3.3. La antena fue desarrollada a partir de una antena triplebanda de microcinta que trabaja en las frecuencias de 2 GHz, 3.5 GHz y 5.5 GHz, donde la estructura fue construida en un sustrato FR-4 con permitividad de 4.3 y espesor de 0.8 mm. Para que la antena fuera lo más compacta posible utilizaron la técnica de líneas dobladas “*Meandering strip*”, resultando unas dimensiones finales de la antena de 32 mm x 32 mm.

Otra de las características deseables de una antena es que presente una buena ganancia. Khan et al. (2011), proponen una nueva técnica aplicada a una antena planar monopolo multibanda, la cual emplea una combinación de ranuras y aberturas tanto en el parche radiante como en el plano de tierra. Como resultados, se logró una antena compacta y con gran rendimiento en las pérdidas por retorno.

Una antena con un ancho de banda grande permite mayor flujo de datos. Una antena construida por Yoon et al. (2010), emplea un disco de cerámica con una constante dieléctrica alta que se coloca en el punto de alimentación de la placa del circuito para aumentar el ancho de banda y la eficiencia de radiación.

En los últimos años, la popularidad de los smartphones y tabletas ha aumentado considerablemente y como consecuencia se ha incrementado el flujo de datos móviles. El estándar de comunicaciones recién creado LTE ha sido atractivo para éstos, provocando que se diseñen y fabriquen antenas multibanda que incluyan esta frecuencia. Un ejemplo es una antena planar multibanda de tamaño compacto propuesta en fecha reciente por Ting Zhang (2011). Esta antena consiste de un monopolo de dos tiras (*two-strip*) y estructura *meander* con un área de 15 mm x 42 mm y un ancho de banda de 42% a la frecuencia de 900 MHz y 53% a 1900 MHz. Debido a sus dimensiones pequeñas, esta antena es adecuada para utilizarla como antena interna en teléfonos móviles.

1.2 Justificación

Las antenas con resonancias múltiples o multibanda permiten reducir el número de antenas en un dispositivo móvil. Por ejemplo, algunas computadoras y tabletas portátiles actuales tienen la necesidad de conectarse a las redes de internet inalámbrico (2.4 y 5 GHz), Bluetooth, y las redes celulares. Un teléfono inteligente tiene la necesidad de conectarse además de estas bandas a algunas o todas las bandas de GSM, LTE, UMTS y GPS, como se puede apreciar en la figura 4. El diseño de antenas multibanda que funcionen en todas estas frecuencias no solo reduce el costo de fabricación, sino que permite construir dispositivos de menor tamaño y peso.



Figura 4. Bandas de operación de laptops, tabletas y smartphones

Las antenas planares o antenas de microcinta representan una gran alternativa a las antenas de microondas convencionales en el intervalo de frecuencias de 100 MHz a 100 GHz. Este tipo de antenas tienen prestaciones superiores, ya que entre sus principales ventajas están: el bajo costo de fabricación, volumen reducido, peso ligero y espesor delgado. Además, se pueden conseguir fácilmente antenas duales en frecuencia y polarización, fácil integración con circuitos integrados de microondas, y tanto las líneas de transmisión como sus redes de adaptación pueden fabricarse de manera integrada en la estructura de la antena. Entre sus principales desventajas se encuentran: ancho de banda reducido, baja ganancia (~ 6 dB), pérdidas óhmicas grandes en la estructura de alimentación de agrupaciones, baja capacidad de manejo de potencia (~ 100 W), baja eficiencia y excitación de ondas superficiales. Cuando la constante dieléctrica de los substratos aumenta y el espesor disminuye, la eficiencia y ancho de banda se reducen aún más (Visser, 2013).

1.3 Objetivos

Objetivo general. El objetivo principal de este trabajo de tesis es efectuar el diseño y construcción de antenas planares con dos o más resonancias, con aplicación en sistemas de comunicaciones inalámbricas vía microondas.

Objetivos particulares:

- Diseñar y construir una antena con características multibanda con aplicaciones en telefonía móvil que opere en las bandas GSM:(DCS/PCS), UMTS y LTE.
- Obtener una antena pequeña, liviana y de bajo costo para dispositivos móviles.

1.4 Estructura de la tesis

Este trabajo está organizado de la siguiente forma: en el capítulo 2, se describen los principales parámetros que se emplean para caracterizar una antena, así como también la clasificación de los tipos de antenas que existen de acuerdo a su geometría.

Se presentan las principales técnicas utilizadas en las antenas para conseguir estructuras con múltiples resonancias. Por último, se incluyen ejemplos de estructuras de antenas encontradas en la literatura con características multibanda.

En el capítulo 3 se describe la metodología propuesta para el diseño de una antena planar con múltiples resonancias que opera en las bandas de LTE700 (698-798 MHz), GSM850 (824-894 MHz), GSM900 (880-960 MHz), GPS (1575.42 MHz), GSM1800 (1710-1880 MHz), GSM1900 (1850-1990 MHz), UMTS2100 (1920-2170 MHz), y WiFi 802.11 b/g (2400-2500 MHz), obteniéndose además dos bandas adicionales, LTE2300 (2300-2400 MHz) y LTE2500 (2500-2690 MHz). Se presentan estudios sobre el efecto de las dimensiones de los elementos en el comportamiento de la antena, y se propone una ecuación que corrige el cálculo de la constante dieléctrica efectiva en antenas de tipo dipolo cuando se utiliza como sustrato el FR4. Además, se presentan los resultados del análisis electromagnético de la antena para obtener el comportamiento teórico de sus pérdidas por retorno, ganancia y patrón de radiación.

En el capítulo 4 se describe la metodología empleada para la construcción de la antena (técnica fotolitográfica). Asimismo, se describe la metodología para caracterizar la antena y los resultados de la medición para obtener el comportamiento experimental de sus pérdidas por retorno, ganancia y patrón de radiación.

En el capítulo 5 se realiza el análisis de resultados y se presenta un resumen de los mismos.

Finalmente en el capítulo 6 se presentan las conclusiones finales, destacando las principales aportaciones derivadas del desarrollo de este trabajo de tesis. Asimismo, se hacen recomendaciones para trabajos futuros en esta línea de investigación.

Capítulo 2. Fundamentos de antenas.

2.1 Introducción

En este capítulo se presentan los conceptos y terminología relacionadas con las antenas, desde la definición de la antena, hasta la descripción de los parámetros básicos que se utilizan para caracterizarla. Además, se hace una clasificación de las antenas de acuerdo a su geometría y sus características, y se describen los métodos para el diseño y análisis de antenas de microcinta. Finalmente se presentan algunos ejemplos de antenas con características multibanda que se investigaron durante este trabajo de tesis.

2.2 Definición

En la literatura existen múltiples definiciones para una antena, la IEEE la define como: “aquella parte de un sistema transmisor o receptor diseñada específicamente para radiar o recibir ondas electromagnéticas” (IEEE Std. 145-1983). Por su parte, Huang y Boyle (2008), dicen que una antena, como parte esencial de un sistema de radio, es un dispositivo que puede radiar y recibir de manera eficiente y deseada. De acuerdo a estas definiciones, se puede decir una antena es un transductor que convierte energía eléctrica en energía electromagnética y viceversa, la cual se radía en un medio sin fronteras como el aire.

En esencia, una antena es un componente que convierte una onda eléctrica que se está propagando en una línea de transmisión a una onda electromagnética plana que se propaga en el espacio libre (transmisión) o viceversa (recepción) (Pozar, 2012). Es decir, funciona como una estructura de transición entre ambos medios, tal como se ilustra en la figura 5.

Uno de los objetivos de la antena es radiar la potencia suministrada con las características de direccionalidad adecuadas a la aplicación, ya que para radiodifusión y comunicaciones se requiere radiar de forma omnidireccional en la zona de cobertura,

mientras que para enlaces fijos (punto a punto) se requiere de antenas directivas (Cardama Aznar, et al., 2002).

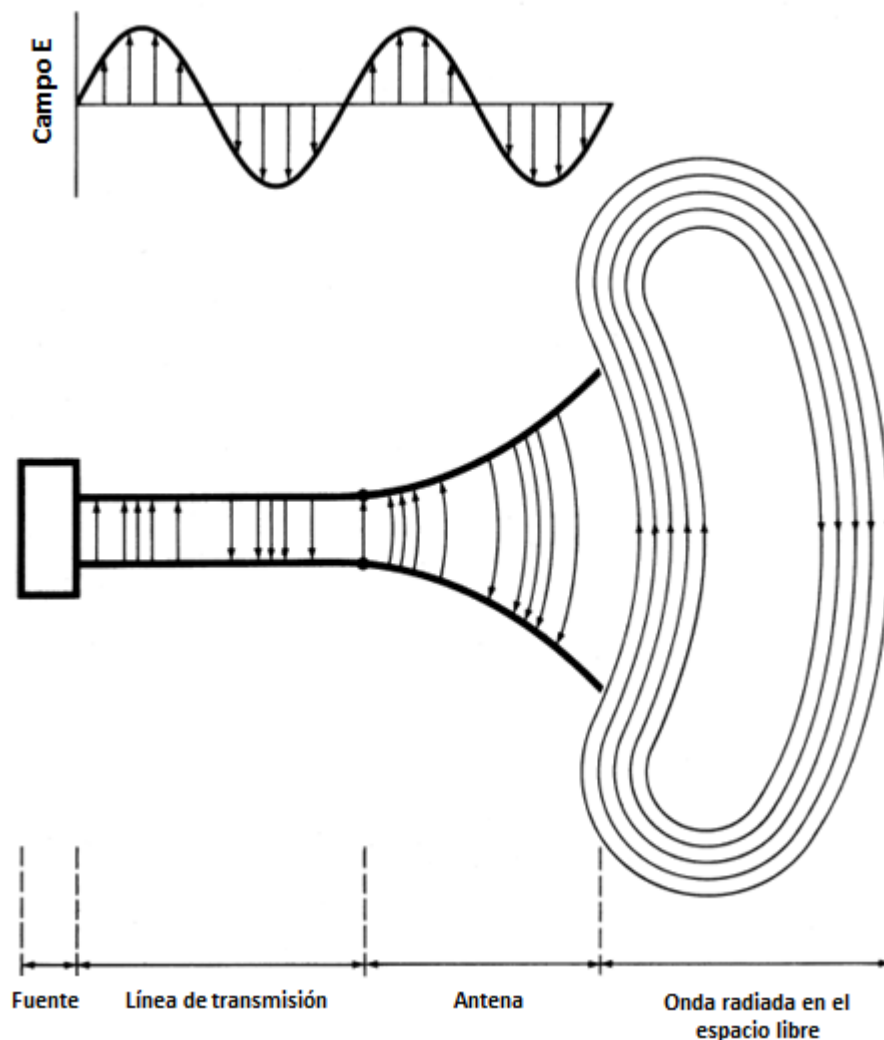


Figura 5. La antena como una estructura de transición entre una línea de transmisión y el espacio libre (modificada de Balanis, 2005; pág. 2)

2.3 Parámetros de antenas

En esta sección se hace una descripción de los conceptos y parámetros más importantes que se emplean en la caracterización de las antenas, tales como: impedancia, pérdidas por retorno, el coeficiente de reflexión, la relación de onda estacionaria de voltaje (VSWR), ancho de banda, patrón de radiación, ancho del haz, directividad, ganancia, eficiencia, regiones de campo y polarización.

2.3.1 Impedancia

La impedancia de la antena (Z_a) se define como la impedancia presentada por una antena en sus terminales o la razón del voltaje a la corriente en sus terminales (Huang y Boyle, 2008), tal como se observa en la figura 6. Por otro lado, también se puede obtener de la relación de sus componentes apropiados de los campos eléctrico y magnético en un punto (Balanis, 2005). La expresión matemática que la describe es la siguiente:

$$Z_a = \frac{V_{in}}{I_{in}} = R_a + jX_a \quad (1)$$

Donde:

V_{in} : Voltaje de entrada a la antena.

I_{in} : Corriente de entrada a la antena.

R_a : Parte real de la impedancia de la antena.

X_a : Parte imaginaria de la impedancia o reactancia de la antena.

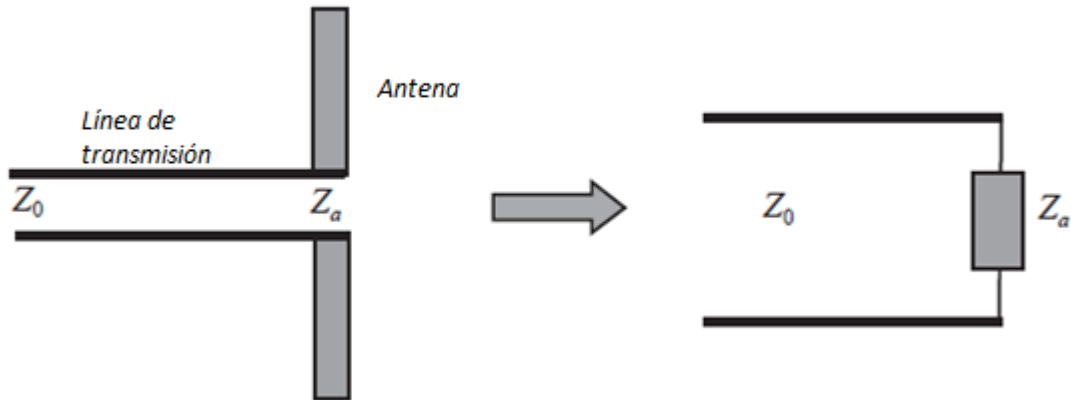


Figura 6. Modelo de la impedancia de entrada de una antena (modificada de Huang y Boyle, 2008, pág. 123)

La parte real consiste de dos componentes:

$$R_a = R_r + R_L \quad (2)$$

Donde R_r es la resistencia de radiación y R_L es la resistencia de pérdidas de la antena.

La resistencia de radiación es equivalente a la resistencia que disiparía la misma cantidad de potencia, que la que irradia la antena cuando sus corrientes son iguales. Si la potencia radiada es P_t , entonces

$$R_r = \frac{2P_t}{I_{in}^2} \quad (3)$$

La resistencia de pérdidas se debe a las pérdidas del conductor y del dieléctrico cuando se utilizan materiales con pérdidas.

Por otro lado, la parte imaginaria X_a es la reactancia de la antena y representa la energía almacenada en el campo cercano de la misma (Buenrostro, 2007), si X_a es igual a cero a una frecuencia, se dice que es una antena resonante (Cardama Aznar, et al., 2002).

2.3.2 Pérdidas por retorno, coeficiente de reflexión y relación de onda estacionaria de voltaje

Dependiendo de la impedancia de la antena así como de la línea de alimentación, una fracción de la potencia transmitida se refleja desde la antena sin llegar a radiarse, por lo que es sumamente importante que sus impedancias estén adaptadas. Los parámetros que permiten conocer esta fracción de la potencia reflejada son el coeficiente de reflexión, las pérdidas por retorno (RL) y la relación de onda estacionaria de voltaje. Debido a que estos tres parámetros están relacionados entre sí, así como con la impedancia de la antena, cuando se conoce uno de ellos se pueden conocer los restantes. Las pérdidas por retorno, expresadas en decibeles (dB), se dan en la ecuación (4).

$$RL = -20 \log_{10} \Gamma \quad (4)$$

Donde Γ es el coeficiente de reflexión, es un número complejo y está dado por:

$$\Gamma = \frac{Z_A - Z_0}{Z_A + Z_0} \quad (5)$$

Donde Z_A es la impedancia de la antena y Z_0 es la impedancia de la línea de alimentación. También se puede describir la potencia reflejada de la antena en términos de la relación de la onda estacionaria de voltaje (VSWR por sus siglas en inglés), la cual varía de cero a infinito y está definida por la ecuación (6) (Secmen, 2011).

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (6)$$

El VSWR proporciona una indicación cuantitativa relacionada con la adaptación entre la antena y su línea de alimentación, ya que un VSWR=1 indica una adaptación perfecta. Debido a que la impedancia de una antena está en función de la frecuencia, las pérdidas por retorno, el coeficiente de reflexión y el VSWR también dependen de la frecuencia de operación. En la tabla 1 se muestran las equivalencias para los niveles de VSWR, Γ y R_L .

Tabla 1. Comparación del VSWR, Γ y R_L (Buenrostro Rocha, 2007).

VSWR	Γ	R_L (dB)	Notas.
0:1	-1	0	Corto circuito. Toda la señal se refleja.
1:1	0	$-\infty$	Acoplamiento perfecto. Máxima transferencia de potencia.
1.1:1	0.05	-26.44	
1.2:1	0.09	-20.83	
1.3:1	0.13	-17.69	
1.4:1	0.17	-15.56	
1.5:1	0.20	-13.98	
1.6:1	0.23	-12.74	
1.7:1	0.26	-11.73	
1.8:1	0.29	-10.88	
1.9:1	0.31	-10.16	
2.0:1	0.05	-9.54	
3.0:1	0.09	-6.02	
4.0:1	0.13	-4.44	
5.0:1	0.17	-3.52	
6.0:1	0.71	-2.92	
10:1	0.82	-1.71	
∞ :1	1	0	Circuito abierto. Toda la señal se refleja (desfasada 180° respecto al corto circuito).

En algunos sistemas de estaciones base, la restricción de $VSWR \leq 2$ (también visto como $VSWR 2:1$) en todas las frecuencias dentro de un ancho de banda, es por lo general suficiente, lo cual corresponde a aproximadamente el 10% de la potencia reflejada desde la antena. Sin embargo, las antenas de dispositivos portátiles, tales como las de los teléfonos celulares, están típicamente diseñadas para tener un $VSWR \leq 3$ ($S_{11} \leq -6$ dB) para los sistemas multibanda debido a las restricciones de volumen (Huang y Boyle, 2008; Rahmat-Sammi et al., 2008).

2.3.3 Ancho de banda

Todas las antenas debido a su geometría finita, operan satisfactoriamente en una banda o margen de frecuencias limitado. El ancho de banda de una antena se define como el intervalo de frecuencias en el que alguno o algunos parámetros (tales como impedancia de entrada, patrón de radiación, ancho del haz, polarización, nivel de los lóbulos laterales, ganancia, eficiencia de radiación) no sobrepasan los límites prefijados (Cardama Aznar, et al., 2002). El ancho de banda (BW) se puede especificar como la relación entre el margen de frecuencias en que se cumplen las especificaciones y la frecuencia central. Dicha relación se suele expresar en forma de porcentaje.

$$\%BW = \frac{f_{max} - f_{min}}{f_0} \times 100 \quad (7)$$

Donde:

$\%BW$: Porcentaje de ancho de banda (%).

f_{min} : Frecuencia mínima donde se cumplen las especificaciones (GHz).

f_{max} : Frecuencia máxima donde se cumplen las especificaciones (GHz).

f_0 : Frecuencia central (GHz)

Una de las formas de cuantificar el ancho de banda es realizar una variación de las frecuencias para determinar aquellas en las cuales se logra un $VSWR < 3$ o pérdidas por retorno menores a -6 dB ($S_{11} < -6$ dB). A esto se le conoce como ancho de banda de

impedancia y de aquí en adelante se emplea el término ancho de banda (BW) para referirse al ancho de banda de impedancia.

2.3.4 Diagrama de radiación

El diagrama de radiación (también conocido como patrón de radiación) es una función matemática que representa gráficamente las propiedades de radiación de una antena en función de las distintas direcciones del espacio (por lo general se emplean coordenadas esféricas, variables angulares θ y ϕ), a una distancia fija, usualmente en la región de campo lejano. Debido a que el campo magnético se deriva del eléctrico, el diagrama se puede obtener a partir de cualquiera de ellos, pero habitualmente se obtiene del campo eléctrico. Para antenas linealmente polarizadas se define el plano E como el que forman la dirección de máxima radiación y el campo eléctrico en esa dirección. De manera análoga el plano H es el formado por la dirección de máxima radiación y el campo magnético en esa dirección, tal como se muestra en la figura 7 (Cardama Aznar, et al., 2002).

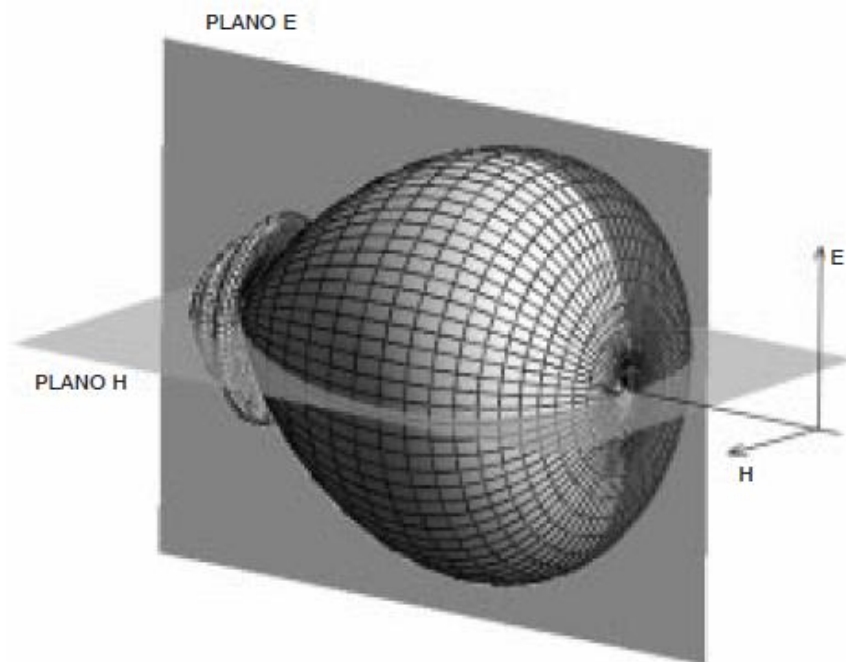


Figura 7. Representación tridimensional del patrón de radiación de una antena y planos E y H (Cardama et al., 2002, pág. 20)

Si bien la información del diagrama de radiación tridimensional puede ser de interés, para la mayoría de las aplicaciones prácticas es suficiente con la representación

de cortes del diagrama, es decir, gráficas bidimensionales (coordenadas polares o cartesianas) ya sea con θ o ϕ constante. Algunos diagramas de radiación típicos son el isotrópico, el omnidireccional, y el directivo, los cuales se muestran en la figura 8. Se dice que una antena es isotrópica si radia con la misma intensidad en todas las direcciones del espacio. Omnidireccional cuando su diagrama de radiación presenta simetría de revolución en torno a un eje y directiva cuando tiene la propiedad de concentrar la energía electromagnética en una dirección. La isotrópica es una antena ideal y aunque no existe ninguna con estas propiedades, se utiliza para definir algunos parámetros como la directividad y la ganancia, los cuales se describen más adelante.

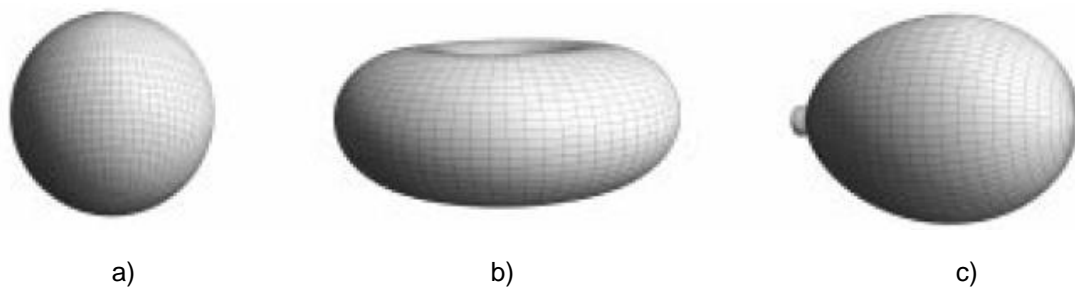


Figura 8. Diagramas de radiación: a) isotrópico, b) omnidireccional y c) directivo (Cardama et al., 2002, pág. 22)

2.3.5 Ancho del haz

El ancho del haz es un parámetro asociado con el diagrama de radiación y se define como la separación angular entre dos puntos idénticos en los lados opuestos del valor máximo del patrón o lóbulo principal. Existen diferentes definiciones de anchos del haz, uno de los más utilizados es el ancho del haz de mediana potencia HPBW (Half-Power Beamwidth, en inglés), el cual está definido como el ángulo entre las dos direcciones donde la intensidad de radiación es la mitad (-3 dB) del valor máximo del haz principal. Otro parámetro importante es el ancho del haz del primer nulo (First-Null Beamwidth, en inglés), que se define como la separación angular entre los primeros nulos del patrón (Balanis, 2005). En la figura 9 se muestra la representación gráfica del HPBW y el FNBW.

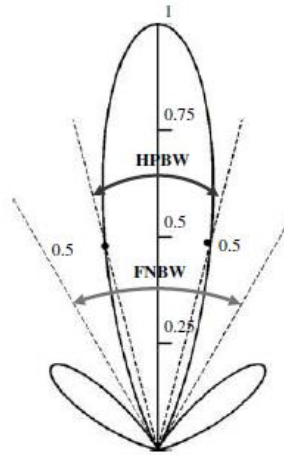


Figura 9. Representación gráfica del HPBW y FNBW.

2.3.6 Directividad

La directividad de una antena se define como la razón de la intensidad de radiación desde la antena en una dirección dada y una distancia fija, a la intensidad de radiación promedio de todas las direcciones, donde la intensidad media de radiación es igual a la potencia total radiada por la antena dividida por 4π (Balanis, 2005). Dicho de otro modo, la directividad de una antena no isotrópica, es igual a la razón de su intensidad de radiación en una dirección dada, entre la de una fuente isotrópica. En la figura 10 se ilustra gráficamente este concepto. En forma matemática se puede expresar como:

$$D(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{U_{promedio}} = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{rad}} \quad (8)$$

Si no se especifica la dirección, se refiere a la dirección con la mayor intensidad de radiación (máxima directividad) y se expresa como:

$$D_{max} = \frac{U_{max}}{U_{promedio}} = \frac{4\pi U_{max}}{P_{rad}} \quad (9)$$

Donde:

$D(\theta, \phi)$: Directividad (adimensional)

D_{max} : Máxima directividad (adimensional)

$U(\theta, \phi)$: Intensidad de radiación en la dirección (θ, ϕ) (W/unidad de ángulo sólido)

U_{max} : Máxima intensidad de radiación (W/unidad de ángulo sólido)

$U_{promedio}$: Intensidad de radiación de promedio (W/unidad de ángulo sólido)

P_{rad} : Potencia total radiada (W)

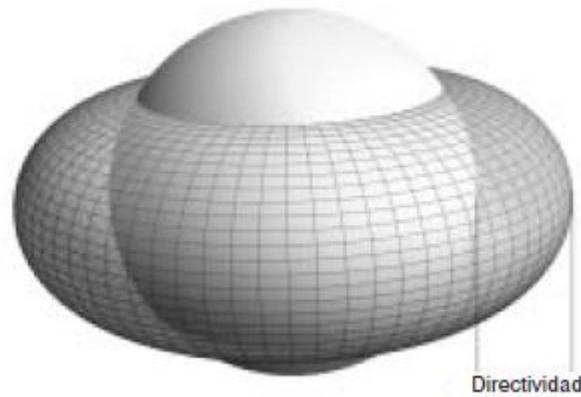


Figura 10. Representación gráfica de la directividad de una antena (Cardama et al., 2002, pág. 22)

2.3.7 Eficiencia

La eficiencia de una antena es un parámetro que relaciona a la directividad y la ganancia y también a la potencia suministrada y radiada por una antena. Asociadas a una antena existen distintos tipos de eficiencia los cuales dependen de la línea de alimentación y los materiales con los que está construida la antena.

La eficiencia total de la antena e_0 , se utiliza para tener en cuenta las pérdidas en las terminales de entrada y dentro de la estructura de la antena. Tales pérdidas se deben a: las reflexiones debido a la desadaptación entre la línea de transmisión y la antena, el conductor o el dieléctrico. En la figura 11 se muestran las terminales de referencia para la ganancia y la directividad, así como las pérdidas del conductor y del dieléctrico en una antena.

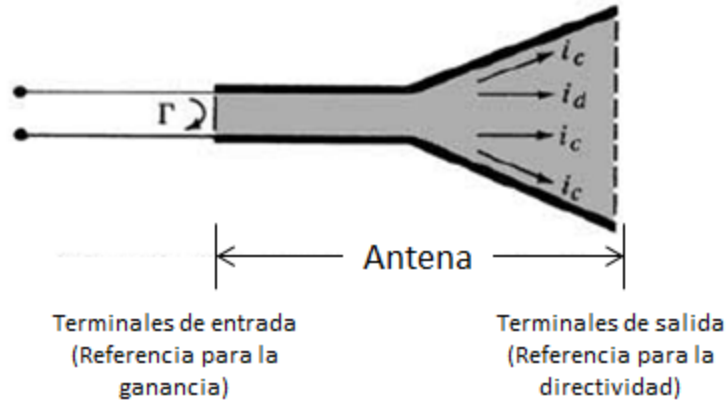


Figura 11. Terminales de referencia y pérdidas de una antena (modificada de Balanis, 2005, pág. 65)

En general, la eficiencia total se calcula como:

$$e_0 = e_r e_c e_d \quad (10)$$

Donde e_0 es la eficiencia total, e_r la eficiencia de reflexión o desadaptación ($1 - |\Gamma|^2$), e_c es la eficiencia del conductor y e_d la eficiencia del dieléctrico. Todas son adimensionales.

Por lo general e_c y e_d son muy difíciles de calcular, e incluso a través de mediciones no pueden separarse y por lo general es más conveniente escribir a la eficiencia total como:

$$e_0 = e_r e_{cd} = e_{cd} (1 - |\Gamma|^2) \quad (11)$$

Donde $e_{cd} = e_c e_d$, es la eficiencia de radiación de la antena, la cual se utiliza para relacionar la ganancia y la directividad (ecuación (12)). (Balanis, 2005).

$$e_{cd} = \frac{P_{radiada}}{P_{entregada}} = \frac{P_{radiada}}{P_{radiada} + P_{\Omega}} \quad (12)$$

Donde $P_{entregada}$ es la potencia entregada a la antena, $P_{radiada}$ es la potencia radiada por la antena y P_{Ω} es la potencia disipada a causa de pérdidas en la antena (pérdidas en el dieléctrico o en el conductor) (Anguera y Pérez, 2008).

2.3.8 Ganancia

La ganancia G de una antena está directamente relacionada con la directividad y su definición es semejante, pero la comparación no se establece con la potencia radiada, sino con la entregada a la antena. Es decir, que toma en cuenta las posibles pérdidas (del dieléctrico, conductor y la línea de transmisión), y que entonces no toda la potencia entregada por la fuente será radiada al espacio (figura 11). La ganancia y la directividad están relacionadas con la eficiencia de la antena e_{cd} . Se puede describir matemáticamente como:

$$G(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{\frac{P_{entregada}}{4\pi}} = e_{cd}D(\theta, \phi) \quad (13)$$

Donde $G(\theta, \phi)$ es la ganancia de la antena en la dirección indicada por (θ, ϕ) , $P_{entregada}$ es la potencia entregada a la antena y e_{cd} es la eficiencia de la antena. Al igual que con la directividad, cuando no se indica una dirección, esta se toma como la dirección de máxima radiación. Si la antena no posee pérdidas ambos parámetros son equivalentes (Cardama Aznar, et al., 2002).

2.3.9 Regiones de campo

El espacio circundante a una antena se subdivide en tres regiones: región de campo cercano reactivo, región de campo cercano radiante o zona de Fresnel y región de campo lejano o zona de Fraunhofer, tal como se muestra en la figura 12. La región de campo cercano se encuentra justo en la vecindad inmediata de la antena, en ella predominan los campos reactivos y se encuentra delimitada por R_1 .

$$R_1 = 0.62 \sqrt{\frac{D}{\lambda}} \quad (14)$$

Donde D es la dimensión máxima de la antena y λ es la longitud de onda. La siguiente región es la zona de Fresnel y se encuentra entre la zona de campo cercano reactivo y la zona de campo lejano. En esta región los campos radiantes predominan y

la distribución angular de los campos o diagrama de radiación, es dependiente de la distancia de la antena. La región está delimitada por R_1 y R_2 , donde:

$$R_2 = \frac{2D^2}{\lambda} \quad (15)$$

Por último, se encuentra la región de campo lejano o de Fraunhofer, y en ella la distribución angular de los campos es independiente de la distancia de la antena.

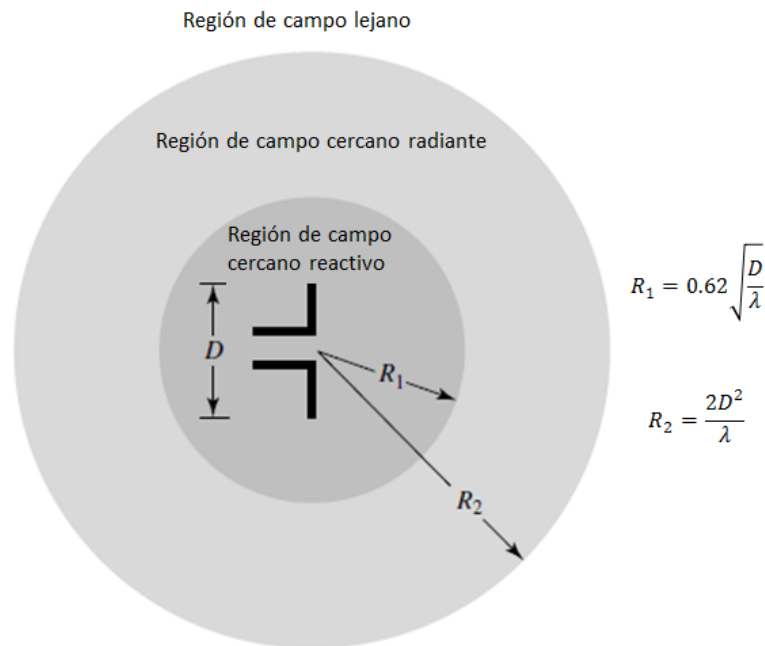


Figura 12. Regiones de campo de una antena (modificada de Balanis, 2005, pág. 34)

2.3.10 Polarización

La polarización de una antena en una dirección, es la polarización de la onda radiada por ella en esa dirección. La polarización de una onda es la figura geométrica descrita en función del tiempo, por el extremo del vector de campo eléctrico en un punto fijo del espacio en el plano perpendicular a la dirección de propagación. Para ondas con variación temporal sinusoidal, la figura es por lo general una elipse, existiendo dos casos particulares de interés: si la figura trazada es un segmento, la onda se denomina linealmente polarizada y si es un círculo, circularmente polarizada. Cuando la dirección no se indica, la polarización se toma en la dirección de la máxima ganancia (Balanis,

2005). En la figura 13 se representan gráficamente la polarización circular, lineal y elíptica.

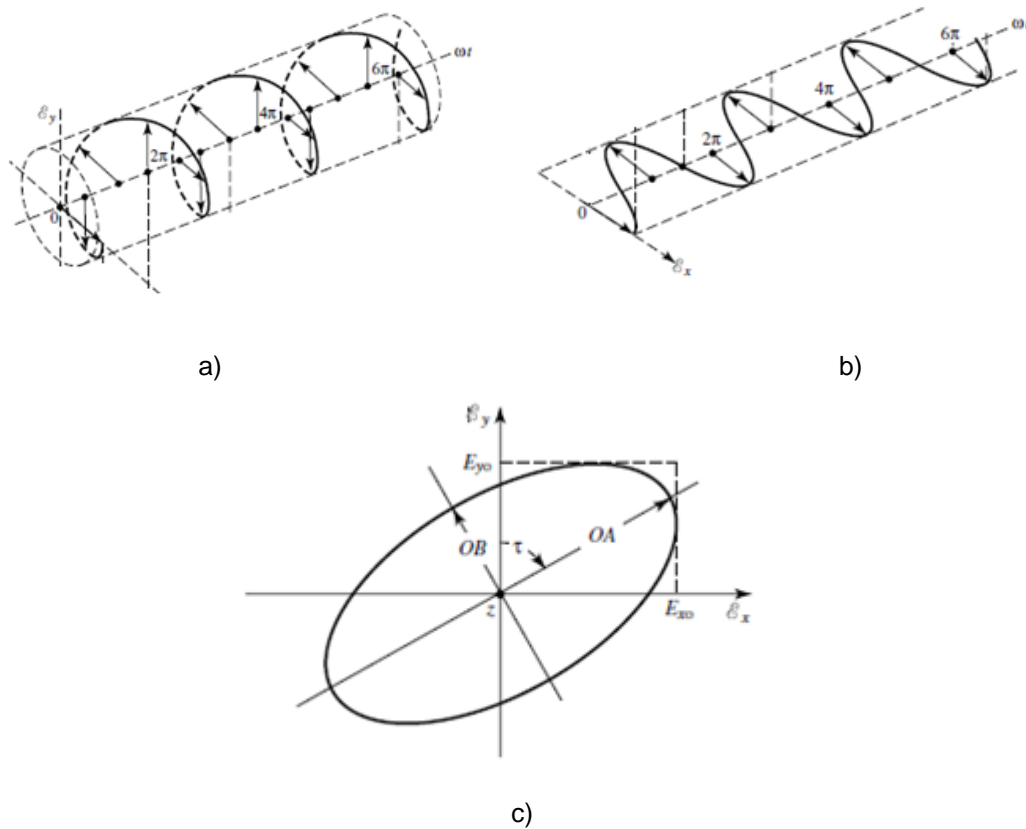


Figura 13. Tipos de polarización: a) circular b) lineal y c) elíptica (modificada de Balanis 2005, pág. 71)

2.4 Tipos de antenas

La clasificación de las antenas es muy amplia, y existen diferentes criterios, tales como: la geometría, su comportamiento, el tipo de material, la tecnología empleada o su aplicación. Por su forma, se pueden clasificar a las antenas en: antenas de alambre, antenas de apertura, antenas de microcinta, antenas reflectoras, antenas de lente y agrupaciones de antenas (Nieto, 2012; Anguera y Pérez, 2008).

2.4.1 Antenas de alambre

Este tipo de antenas se distinguen por estar formadas con hilos conductores que soportan las corrientes que dan origen a los campos radiados. Una de sus

características es que las corrientes y cargas varían de forma armónica con el tiempo y sus amplitudes lo hacen también a lo largo de los hilos (Cardama Aznar, et al., 2002). Estas antenas son muy conocidas ya que se pueden encontrar en automóviles, barcos, edificios, aviones, televisores, etc. En esta categoría se encuentran a las antenas: monopolo, dipolo, de lazo (o de bucle) y helicoidal como la mostrada en figura 14.

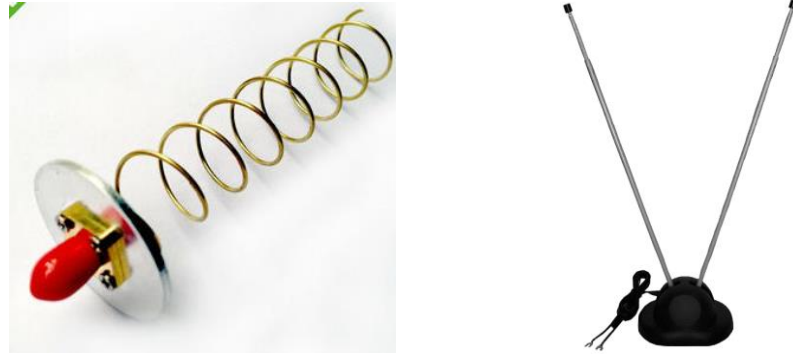


Figura 14. Antenas de alambre, helicoidal (lado izquierdo) y dipolo (lado derecho)

2.4.2 Antenas de apertura

En este tipo de antenas, la generación de la onda radiada se consigue a partir de una distribución de campos soportada por la antena y se suelen excitar con guías de ondas. Se caracterizan por los campos eléctricos y magnéticos de la apertura, los cuales varían de manera armónica con el tiempo. Este tipo de antenas se emplean en aplicaciones de aviación y naves espaciales, porque pueden ensamblarse y acomodarse de manera adecuada en el fuselaje del avión o nave. En esta categoría se encuentran la bocina piramidal, la bocina cónica y la guía de onda rectangular, las cuales se muestran en la figura 15 (Balanis, 2005; Cardama Aznar, et al., 2002).

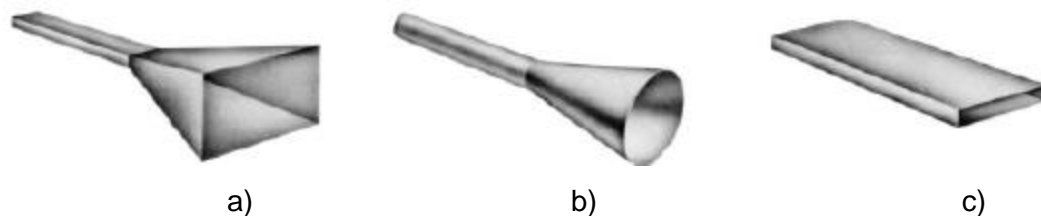


Figura 15. Antenas de apertura: a) bocina piramidal, b) bocina circular y c) guía de onda rectangular (modificado de Balanis, 2005, pág. 5)

2.4.3 Antenas de microcinta

Las antenas de microcinta empezaron a popularizarse en 1970, principalmente para aplicaciones espaciales. Estas antenas consisten de un parche metálico grabado en una cara de un substrato dieléctrico, con un plano de tierra en la cara contraria. El parche puede tomar distintas formas, sin embargo, los más populares son el rectangular y circular, los cuales se muestran en la figura 16. Las antenas de microcinta son de bajo perfil, adaptables a superficies planares y no planares, sencillas y de fabricación económica utilizando tecnología de circuitos impresos. Estas antenas pueden montarse en la superficie de aviones, naves espaciales, misiles, vehículos y teléfonos móviles (Balanis, 2005).



Figura 16. Antenas de microcinta: parche rectangular (izquierda) y parche circular (derecha)

2.4.4 Antenas reflectoras

Estas antenas están formadas por un reflector, generalmente con perfil parabólico, y la antena se sitúa en el foco del reflector (Anguera y Pérez, 2008). Por su geometría y tamaño, este tipo de antenas permite disponer de las prestaciones necesarias para servicios de comunicaciones a grandes distancias, tanto terrestres como espaciales (Cardama Aznar, et al., 2002). En esta categoría se encuentran el reflector parabólico con alimentación frontal (de punto focal), con alimentación Cassegrain, con foco desplazado y el reflector de esquina (Krauss, 1988; Balanis, 2005). En la figura 17 se muestran las configuraciones típicas de reflectores.

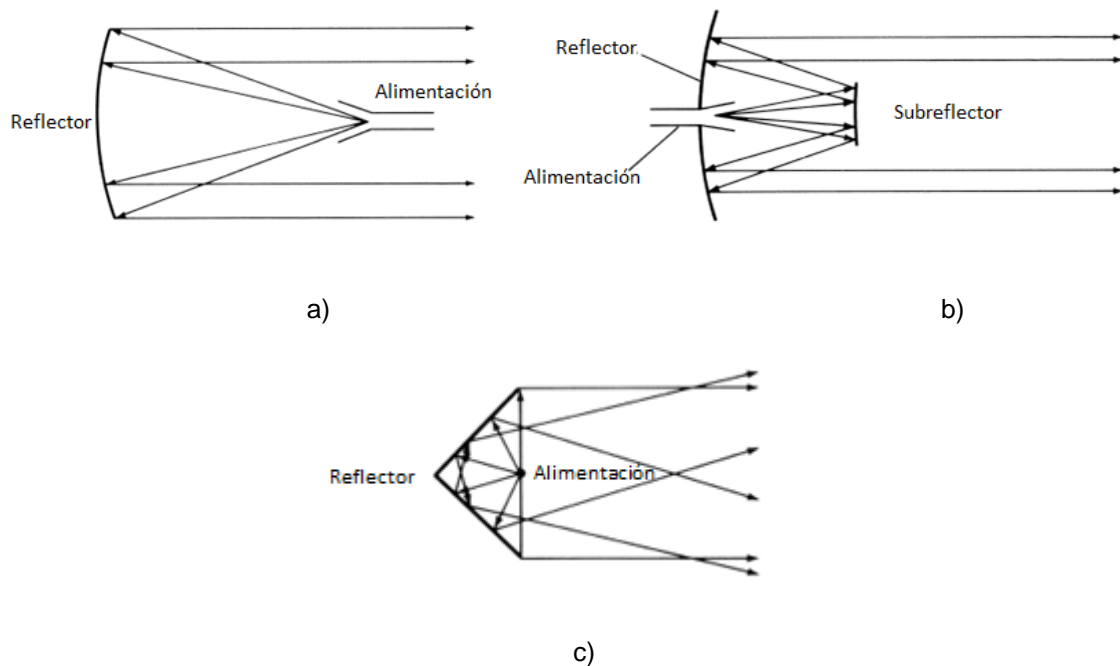
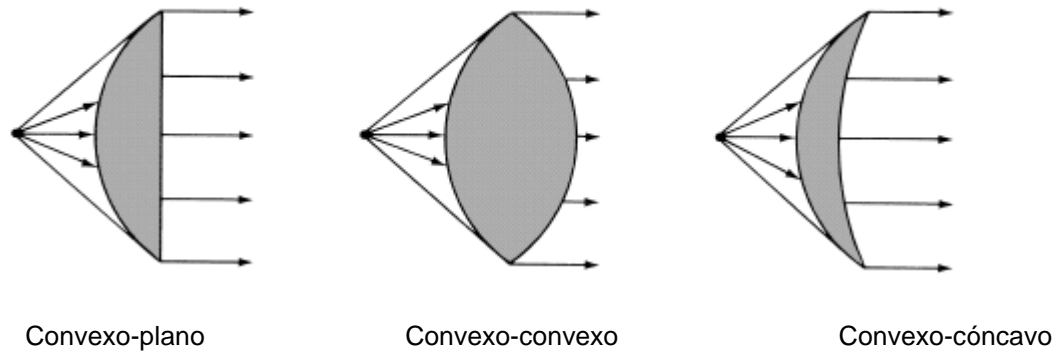
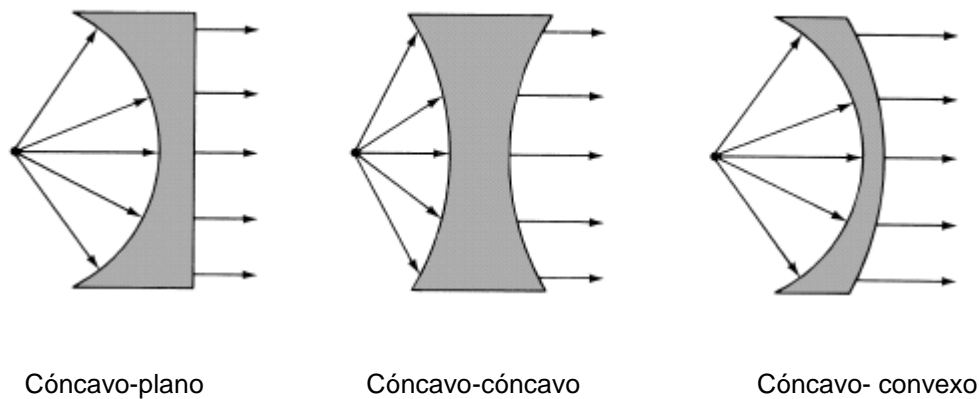


Figura 17. Configuraciones típicas de reflectores: a) reflector parabólico con alimentación frontal, b) reflector parabólico con alimentación Cassegrain y c) reflector de esquina (modificada de Balanis, 2005, pág. 8)

2.4.5 Antenas de lente

Como su nombre lo indica, están formadas por una lente que tiene como objetivo conformar la radiación de una determinada forma, ya que pueden transformar varias formas de energía divergente en ondas planas, mediante la elección apropiada de la forma y material de los lentes. Se suelen utilizar en la mayoría de las aplicaciones en las que se usan los reflectores parabólicos, especialmente en altas frecuencias, ya que en las frecuencias más bajas sus dimensiones y peso llegan a ser demasiado grandes y costosas (Balanis, 2005). Algunas de las formas más comunes de antenas de lente se muestran en la figura 18.

a) Antenas de lente con índice de refracción $n > 1$ b) Antenas de lente con índice de refracción $n < 1$ **Figura 18. Configuraciones típicas de antenas de lente (modificado de Balanis, 2005, pág. 8)**

2.4.6 Agrupaciones de antenas

En algunas aplicaciones se requieren ciertas características de radiación que no pueden lograrse con un solo elemento. Una agrupación es un conjunto de antenas que combinadas logran características de radiación que no se consiguen con un solo elemento (Nieto, 2012). Estas agrupaciones pueden realizarse combinando cualquier tipo de antena. Entre las más comunes están las agrupaciones de antenas de parche, de antenas parabólicas, de antenas de lente y la antena Yagi-Uda (Trujillo, 2012; Krauss, 2002). En la figura 19 se muestran dos ejemplos de agrupaciones de antenas.

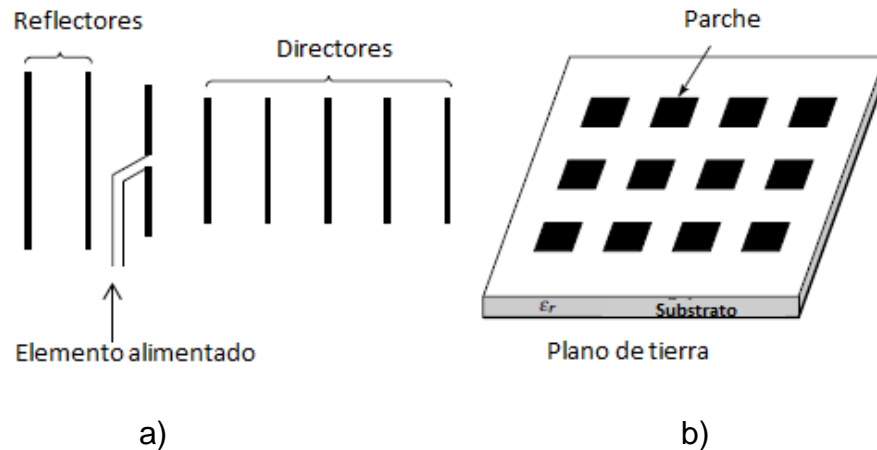


Figura 19. Agrupaciones de antenas: a) Antena Yagi-Uda y b) agrupación de antenas de parche (modificada de Balanis, 2005, pág 7)

2.5 Antenas de microcinta

Existen algunas aplicaciones de alto desempeño, tales como la industria de la aviación, la espacial, de satélites y militar, y recientemente en aplicaciones gubernamentales y de comunicaciones inalámbricas, en donde el tamaño, peso, costo, rendimiento, facilidad de instalación y forma de las estructuras de las antenas es crucial. Las antenas de microcinta pueden satisfacer estas especificaciones. Estas antenas tienen como principales características ser de bajo perfil, versátiles, siendo adaptables a superficies planares y no planares, mecánicamente robustas cuando se montan en superficies rígidas, son de fabricación sencilla y económica empleando tecnología de circuitos impresos y son compatibles con diseños MMIC. Sin embargo, entre sus principales desventajas están su baja eficiencia, bajo manejo de potencia (aproximadamente 100 W), alto Q y ancho de banda reducido (típicamente una fracción o unidades de porcentaje).

La antena de microcinta (también conocida como antena de parche), que se muestra en la figura 20, consiste básicamente de un parche metálico de espesor t muy delgado ($t \ll \lambda_0$, donde λ_0 es la longitud de onda en el espacio libre), colocado sobre una cara de un dieléctrico (o substrato) de espesor h (de solo una pequeña fracción de longitud de onda, $0.003 \lambda_0 \leq h \leq 0.05 \lambda_0$), mientras que en la otra cara del dieléctrico se encuentra un plano de tierra. Para un parche rectangular su longitud L depende de la

constante dieléctrica relativa del sustrato y de la frecuencia, pero usualmente está entre $\lambda_0/3$ y $\lambda_0/2$ (Balanis, 2005).

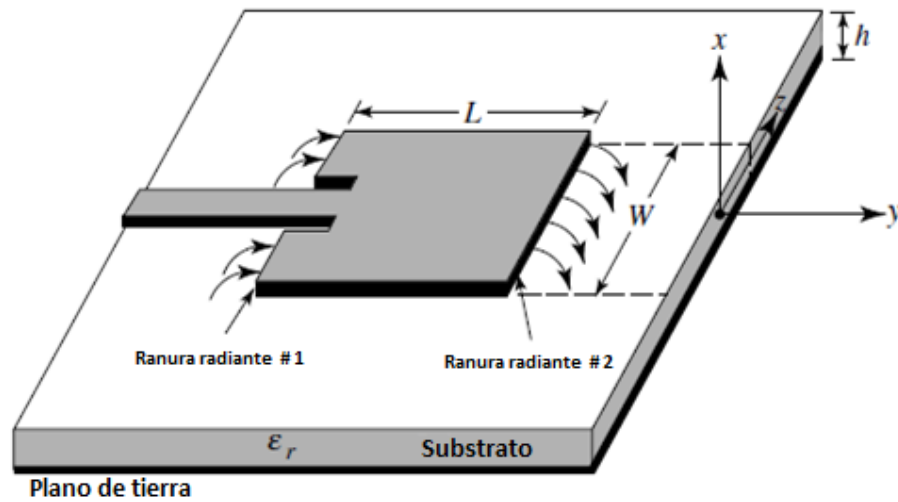


Figura 20. Configuración de una antena de microcinta

Existe una gran variedad de sustratos que pueden ser utilizados para el diseño de antenas de microcinta y el valor de su constante dieléctrica relativa ϵ_r se encuentra entre 2.2 y 12. Como se mencionó anteriormente, una de las desventajas de las antenas de microcinta es su baja eficiencia y ancho de banda pequeño. Por lo tanto, en el diseño de antenas de microcinta se desean sustratos gruesos (h grande) con constantes dieléctricas pequeñas para mejorar la eficiencia, ancho de banda y la ganancia, a expensas de aumentar las dimensiones. Sin embargo, conforme h se incrementa se introducen ondas superficiales, las cuales son indeseables, ya que extraen potencia del total disponible para radiación. Buenrostro (2007) y Millanes (2012) utilizan el sustrato FR4 suspendido en aire, consiguiendo aumentar la altura del sustrato y reducir su constante dieléctrica efectiva y por ende mejorar la ganancia, el ancho de banda y la eficiencia de la antena, a expensas de aumentar sus dimensiones. Por el contrario, para las líneas de microcinta y otros circuitos de microondas se buscan sustratos delgados con constantes dieléctricas altas ya que minimizan la radiación indeseada y las dimensiones de los circuitos. Debido a que por lo general las antenas de microcinta están integradas con otros circuitos de microondas, la elección del

substrato se debe de hacer en base a un compromiso entre el rendimiento de la antena y el diseño de los circuitos.

El parche en una antena de microcinta puede tomar distintas formas, siendo los más comunes el cuadrado, rectangular, circular y una línea delgada (dipolo). Estas y algunas otras formas que puede tomar el parche se muestran en la figura 21.

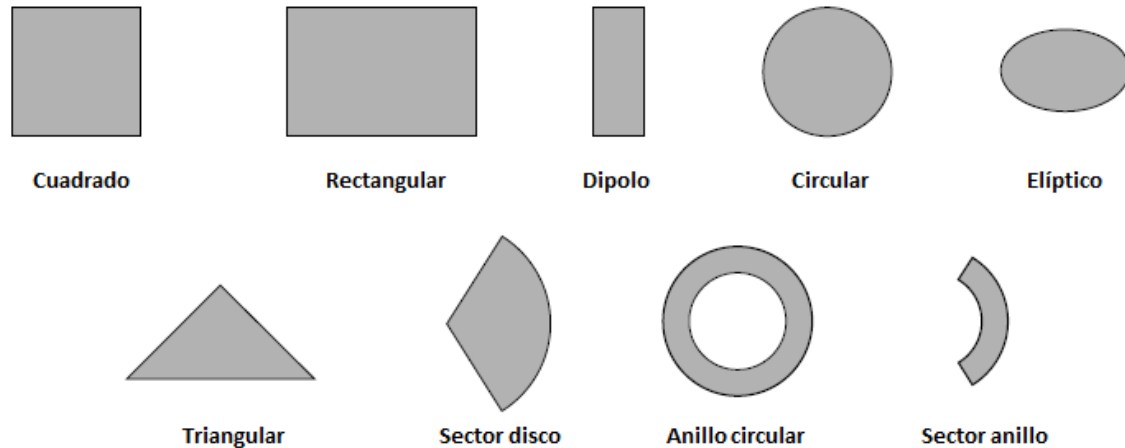


Figura 21. Formas más comunes de los parches de microcinta

2.5.1. Efecto de borde

El efecto de borde se debe a la extensión de los campos a lo largo y ancho de los parches. Este efecto depende de las dimensiones del parche (W y L) y las características del substrato (permitividad ϵ_r y espesor h). Una forma de minimizarlo es hacer $L \gg h$. Sin embargo, debe considerarse este efecto para calcular la frecuencia de resonancia. En la figura 22 se observa este efecto, en la que las líneas de campo eléctrico se extienden más allá de los bordes del parche.

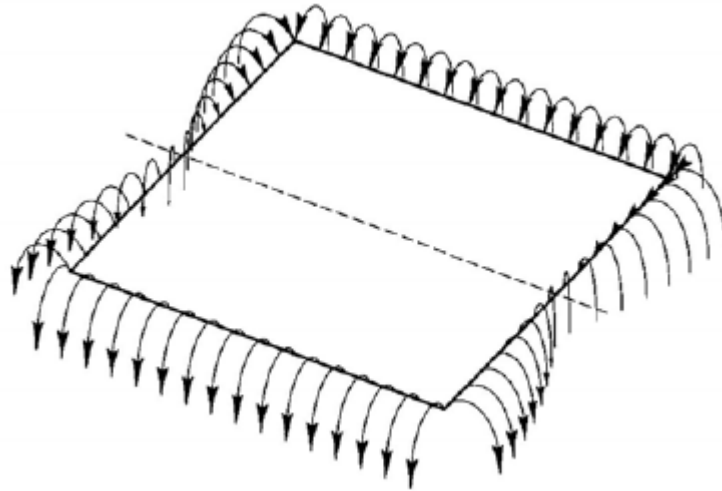


Figura 22. Efectos de borde en las antenas de microcinta

2.5.2 Técnicas de alimentación

Existen distintas formas de alimentar a una antena de microcinta, pero los cuatro más populares se pueden agrupar básicamente en dos categorías: los de contacto y los sin contacto. En los métodos de contacto, como su nombre lo indica, la transferencia de potencia se realiza mediante un contacto directo con una línea de microcinta o coaxial. Mientras que en los métodos sin contacto la transferencia de potencia se realiza mediante un acoplamiento electromagnético entre una línea de microcinta y el parche. En esta categoría se encuentran al acoplamiento por apertura y el acoplamiento por proximidad.

2.5.2.1 Alimentación con línea de transmisión de microcinta

En esta técnica de alimentación una línea de microcinta se conecta a un borde del parche, que por lo regular el ancho de la línea es mucho menor a la del parche. Las ventajas de esta técnica son la facilidad de fabricación, pudiéndose hacer en el mismo sustrato (estructura planar). Sin embargo, conforme el espesor del sustrato aumenta y el ancho de la línea es comparable con el del parche, se incrementan las ondas superficiales y la radiación espuria en la línea de alimentación, limitando el ancho de banda.

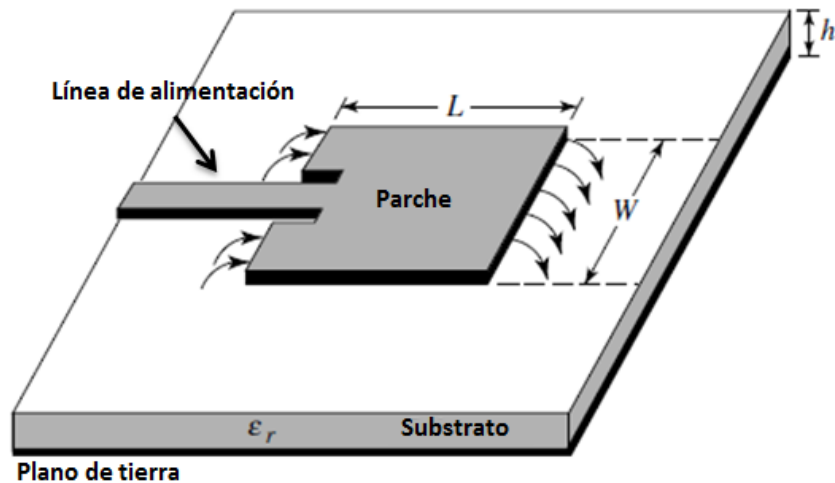


Figura 23. Alimentación por línea de microcinta

2.5.2.2 Alimentación coaxial

En esta técnica, el conductor central del conector coaxial se conecta al parche y el conductor exterior al plano de tierra, como se muestra en la figura 24. Las ventajas de utilizar este tipo de alimentación es que se puede colocar en la posición deseada en el parche, lo que facilita la adaptación y reduce las radiaciones espurias. Las principales desventajas son su ancho de banda estrecho y que es difícil de modelar, especialmente para sustratos gruesos ($h > 0.02\lambda_0$). Cuando se utilizan dieléctricos gruesos, la longitud del conector central hace que la impedancia de entrada se vuelva más inductiva lo que dificulta su acoplamiento (Kumar, 2003).

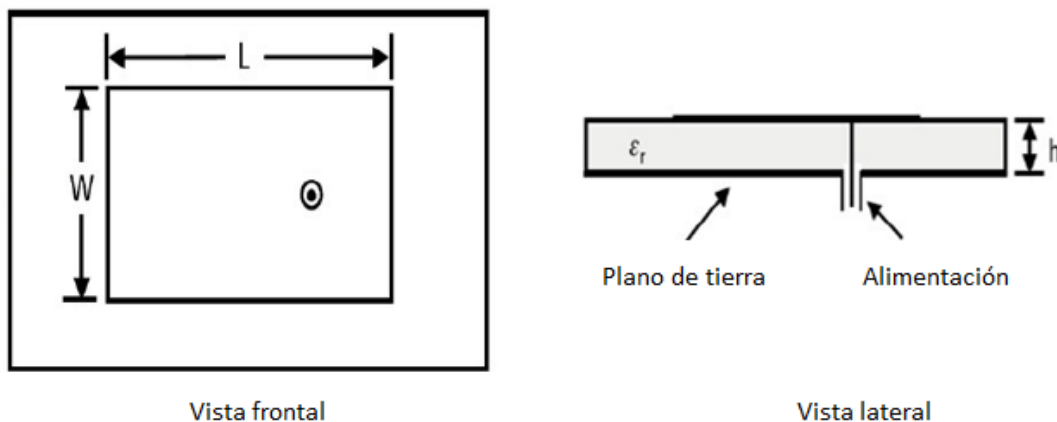


Figura 24. Alimentación coaxial (Kumar, 2003, pág. 2)

2.5.2.3 Alimentación por apertura

En esta técnica de alimentación el parche y la línea de microcinta están separados por un plano de tierra, tal como se muestra en la figura 25. La línea de microcinta y el parche se acoplan a través de la ranura en el plano de tierra que separa a los dos substratos. Por lo regular, se emplean substratos con alta permitividad en la parte inferior, mientras que para la parte superior se emplean substratos gruesos con constante dieléctrica baja. Las principales ventajas de este tipo de alimentación son las de reducir las radiaciones espurias y un modelado fácil. Sin embargo, sus principales desventajas son su dificultad de fabricación y anchos de banda estrechos.

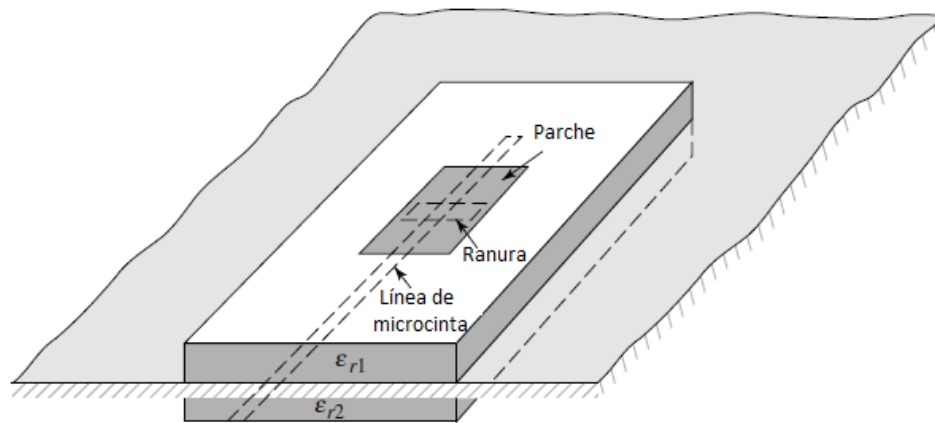


Figura 25. Alimentación por apertura (modificado de Balanis, 2005, pág. 814)

2.5.2.4 Alimentación por proximidad

En este tipo de alimentación al igual que en el anterior, se utilizan dos dieléctricos, solo que en este caso la línea de microcinta se coloca entre los dos substratos. Este tipo de alimentación proporciona un buen acoplamiento entre el alimentador y el parche, y además, proporciona un buen aislamiento entre el alimentador y el plano de tierra (Buenrostro, 2005). La ventaja de este tipo de alimentación es que permite obtener mayor ancho de banda que los mencionados anteriormente. Además es fácil de modelar y presenta pocas radiaciones espurias. La mayor desventaja es que es difícil de fabricar, ya que las dos capas de dieléctricos deben estar alineadas de manera adecuada. En la figura 26 se muestra este tipo de alimentación.

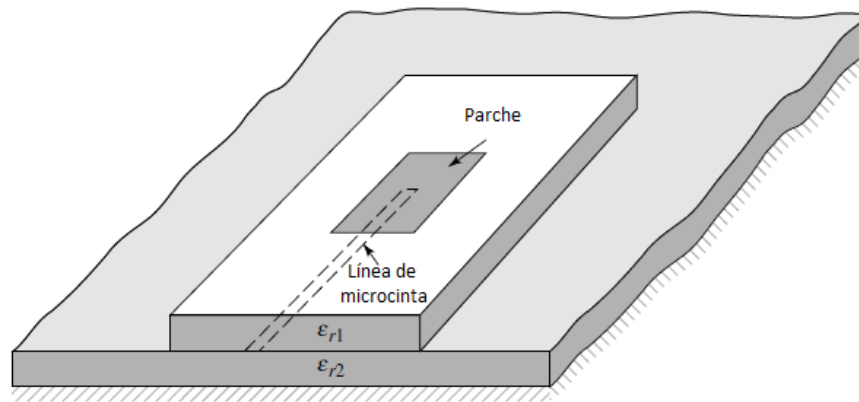


Figura 26. Alimentación por proximidad (modificado de Balanis, 2005, pág. 814)

2.5.3 Métodos de análisis

Existen varios métodos para el análisis de las antenas de microcinta y de acuerdo a Nieto (2012) se dividen básicamente en dos categorías. En el primer grupo, se tienen los métodos analíticos que se basan en ecuaciones que aproximan el comportamiento de la antena. En este grupo podemos encontrar a los siguientes:

- Método de líneas de transmisión.
- Método de cavidad.

En el segundo grupo, los métodos se resuelven las ecuaciones de Maxwell en forma diferencial o integral mediante métodos numéricos haciendo una discretización de la estructura. Algunos de estos métodos son:

- Método de Momentos (MoM).
- Método de elementos finitos (FET).
- Técnica de dominio espectral (SDT).
- Método de diferencias finitas en el dominio del tiempo (FDTD).

De los métodos anteriormente mencionados, el método de líneas de transmisión es quizás el más utilizado, debido a que es el más sencillo de todos y proporciona una

buena aproximación. Sin embargo no permite modelar con precisión el acoplamiento y es válido solo para parches rectangulares (Balanis, 2005). En el diseño de antenas por lo general se emplean los métodos de líneas de transmisión o de cavidad para obtener las dimensiones físicas de los parches y posteriormente se realiza un análisis de onda completa por medio de programas de computadora como ADS Momentum® (método de momentos) o CST Microwave Studio® (método de diferencias finitas en el dominio del tiempo) para validar y optimizar la respuesta obtenida con el método de líneas de transmisión o de cavidad, permitiendo modelar estructuras más complejas. En el caso de CST permite realizar el análisis electromagnético de estructuras tridimensionales.

2.6 Antenas multibanda para comunicaciones móviles

En esta sección se presentan las técnicas principales para conseguir antenas con características multibanda y se describen cada una de ellas. Posteriormente, se describen de manera breve las estructuras más relevantes disponibles en la literatura, las cuales se diseñaron para una operación multibanda y con aplicación en sistemas de comunicaciones móviles.

2.6.1 Técnicas para el diseño de antenas multibanda

Con el fin de obtener una operación multibanda, se emplean una amplia variedad de tipos de antenas, los cuales utilizan diferentes técnicas. Las técnicas fundamentales para conseguir antenas multibanda son mediante: múltiples estructuras resonantes, la adición de resonadores parásitos, la generación de resonancias de orden superior (armónicas) o con antenas fractales. En la siguiente sección se describen cada una de ellas.

2.6.1.1 Múltiples estructuras resonantes

La técnica más popular para obtener antenas multibanda es mediante la utilización de múltiples estructuras resonantes. En esta técnica se utilizan dos o más estructuras resonantes, separadas por una pequeña distancia o incluso compartiendo una sola alimentación. Esto se ilustra en la figura 27, donde se muestran un par de antenas para aplicaciones de doble banda o banda dual, que consisten de dos monopolos calculados a las frecuencias f_1 y f_2 respectivamente. Estos son ejemplos típicos de alimentación común en la que dos estructuras resonantes son excitadas simultáneamente (Secmen, 2011). Además, si se quiere conseguir una operación tiplebanda se puede lograr añadiendo un tercer elemento a la antenna (Huang and Boyle, 2008).

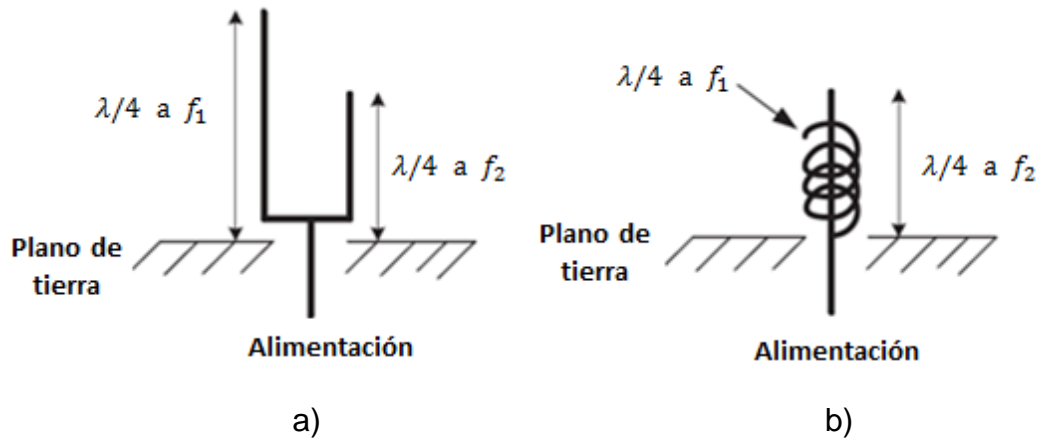


Figura 27. Topología de antenas con doble banda de operación y un solo punto de alimentación: (a) Dos antenas monopolo resonando a f_1 y f_2 respectivamente (b) Una antena helicoidal resonando a la frecuencia f_1 y una antena monopolo resonando a la frecuencia f_2

Por otro lado, en algunas ocasiones se pueden alimentar múltiples estructuras resonantes en serie, tal como se puede observar en la figura 28, en la que la segunda estructura resonante puede ser excitada después de la primera. La técnica de múltiples estructuras resonantes es utilizada a menudo en sistemas de comunicaciones móviles para conseguir antenas multibanda.

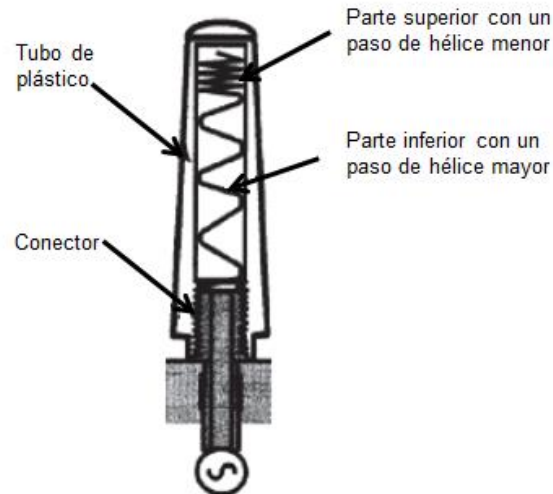


Figura 28. Dos antenas helicoidales con diferentes tamaños de paso de hélice (*pitches*) (Wong, 2003)

2.6.1.2 Resonadores parásitos

Otro método para obtener características multibanda es la implementación de resonadores parásitos en la estructura de la antena. En esta técnica, un elemento parásito adicional, el cual no está alimentado directamente, se añade al resonador principal. Un ejemplo de la aplicación de esta técnica es la antena Yagi-Uda en la cual se agregan elementos, los cuales funcionan como reflectores o directores aumentando la directividad y el ancho de banda. Este elemento se acopla de manera parásita por el campo cercano de la antena y resuena a otra frecuencia (Secmen, 2001). Otro ejemplo es la antena triplebanda propuesta por Manteuffel et al. (2001), que se muestra en la figura 29. La antena opera inicialmente en las bandas de frecuencia de GSM900 y GSM1800 sin el elemento parásito. Sin embargo, con la adición del elemento parásito se consigue una antena de triple banda que opera en las bandas de frecuencia de GSM900, GSM1800 y GSM1900.

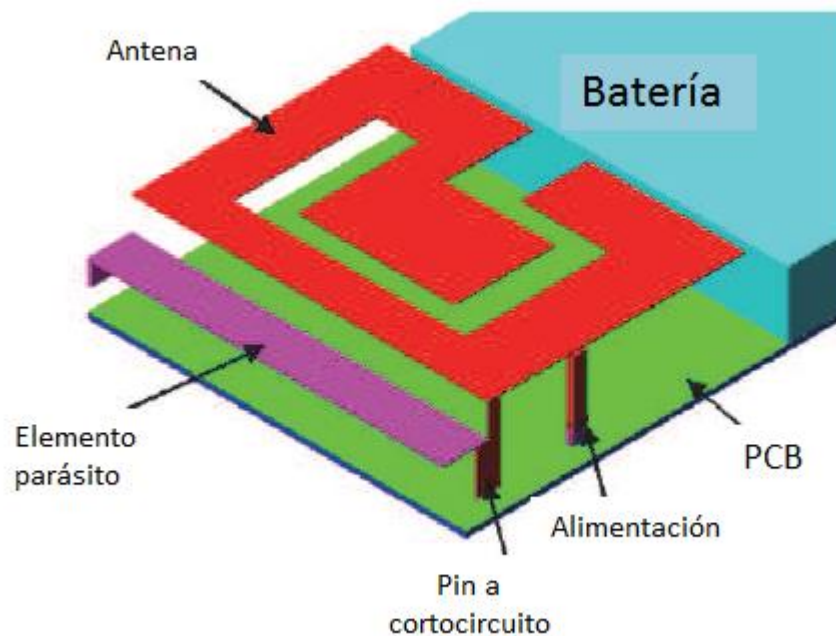


Figura 29. Antena triplebanda con un elemento parásito propuesta por Manteuffel et al, 2001

2.6.1.1 Resonancias de órdenes superiores

Una de las formas básicas para conseguir una operación multibanda es utilizar las resonancias de orden superior. En la figura 30 se explica este principio empleando una antena monopolo, el cual se emplea de manera frecuente con una longitud de $\lambda/4$ (figura 30(a)). Para este caso, la antena resuena en f_0 y se tiene el valor mínimo del campo eléctrico y corriente máxima en el punto de alimentación. Una condición similar en la alimentación también existe cuando la longitud de la misma antena corresponde a $3\lambda/4$ (figura 30 (b)). Por lo tanto, la antena monopolo también puede resonar a $3f_0$. Además, otras resonancias de orden superior se generan a más altas frecuencias, tales como $5f_0$. Las resonancias de órdenes superiores se utilizan en muchos tipos de antenas, tales como dipolos, de hélices, parches y ranuras (Secmen, 2011).

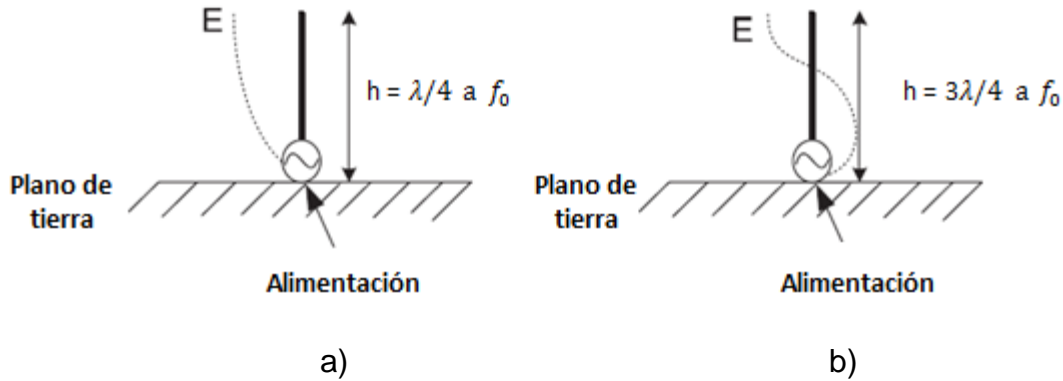


Figura 30. (a) Una antena monopolo resonando a f_0 (b) La misma antena resonando a $3f_0$ (E es la magnitud del campo eléctrico) (modificada de Secmen, pág. 151)

2.6.1.4 Antenas fractales

Otra técnica de gran relevancia es la aplicación de la geometría fractal para el diseño de antenas multibanda. La implementación de esta geometría permite obtener antenas eléctricamente pequeñas y de alta directividad (Anguera y Pérez, 2008). El término fractal fue acuñado por el matemático polaco Benoit Mandelbrot en los años setenta y se divide en tres conjuntos: fractales autofines, fractales invariantes y fractales autosimilares. Los fractales invariantes también llamados autocuadráticos, están formados por transformaciones no lineales, los fractales autofines cuyas partes se forman con diferentes parámetros de escala S_x , S_y , y S_z y en distintas direcciones de coordenadas y por último los fractales autosimilares cuya característica principal es tener copias de sí mismo a diferente escala. Este último es el que se emplea regularmente en las antenas y se aplica a estructuras que tienen un patrón de autosimilaridad, es decir que la estructura principal se repite a escalas más pequeñas. En la figura 31 se muestran dos antenas inspiradas en geometrías fractales, del lado izquierdo se tiene una antena dipolo inspirada en el fractal de Sierpinski y del lado derecho un monopolo inspirado en el fractal isla de Koch.

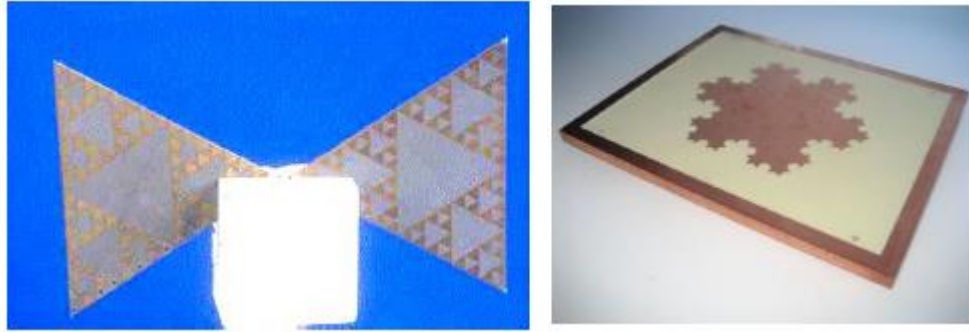


Figura 31. Antenas fractales: a) Dipolo inspirado en el fractal de Sierpinski y b) fractal isla de Koch (Anguera & Pérez, 2008, pág. 29)

2.6.2 Estructuras de antenas multibanda

En la literatura existen una amplia variedad de antenas con operación multibanda, los cuales se difieren entre sí por la forma de la estructura, su tamaño, los materiales utilizados en su construcción, técnicas empleadas y las bandas de frecuencias de operación. Incluso algunas estructuras cuentan con geometría tridimensional. En esta sección, solo se presentan las estructuras más relevantes de las estructuras revisadas durante el periodo de este trabajo de tesis y al final se presenta un cuadro comparativo en donde se resumen las principales características de cada una de ellas.

La primera de ellas es la antena fractal cuadrada propuesta por Wang et al. (2011), la cual fue diseñada para operar en las bandas de WLAN y WiMAX en las frecuencias de 2.4 GHz, 3.5 GHz, 5.2 GHz y 5.8 GHz. Los resultados obtenidos para esta estructura indican que la antena opera en las frecuencias de 2.2 – 2.89 GHz, 3.49 – 3.79 GHz y 4.93 – 6.01 GHz, obteniéndose un ancho de banda de 27.1%, 8.2% y 19.7% respectivamente. La antena está impresa sobre sustrato FR4 con $\epsilon_r=4.4$ y espesor $h= 1.5$ mm, sus dimensiones totales son de 42.5 mm x 42.5 mm x 1.5 mm. En esta antena se tiene el inconveniente de que si se desea que opere a una frecuencia menor, el tamaño se incrementa notoriamente, ya que la frecuencia más baja de operación la determina la dimensión máxima de la antena. En la figura 32 se muestra la estructura de antena propuesta por Wang et al (2011) y el comportamiento de sus pérdidas por retorno en función de la frecuencia en el intervalo de 1 a 7 GHz.

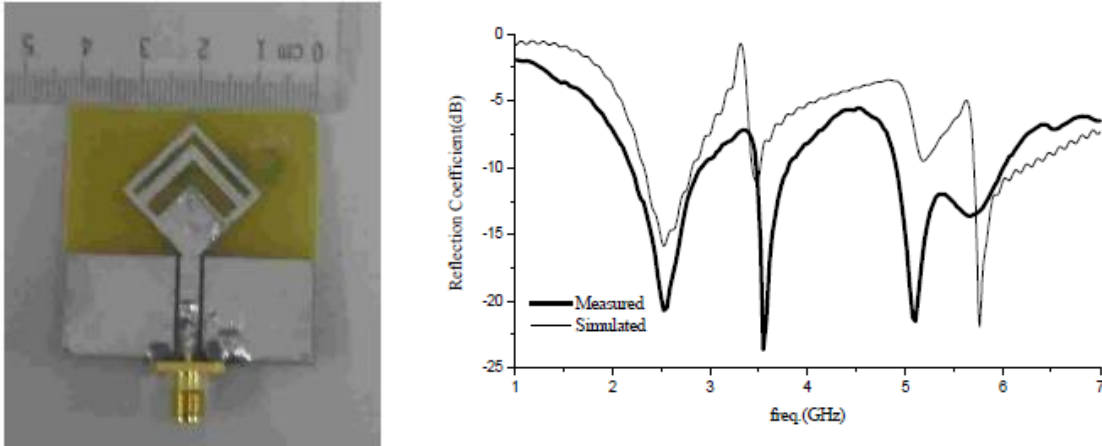


Figura 32. Antena propuesta por Wang et al. (2005), geometría (lado izquierdo) y pérdidas por retorno (lado derecho)

A pesar de no ser una tecnología tan reciente, se requiere que los teléfonos móviles actuales tengan antenas que operen en las bandas GSM, dentro de las cuales están contenidas algunas bandas de LTE. Una de ellas es la antena propuesta por Deng y Feng (2007), la cual opera considerando pérdidas por retorno menores a -7.5 dB, en las bandas GSM850 (824-894 MHz), GPS (1.57542 GHz) y UMTS (1.92 – 2.17 GHz). La antena está impresa en un substrato Duroid 5880 con constante dieléctrica $\epsilon_r=2.2$ y espesor $h=0.2$ mm, consiste de tres resonadores que están doblados en forma Meander y un plano de tierra con dimensiones de 80 mm x 43 mm, resultando unas dimensiones totales de 91mm x 43 mm x 6.3 mm. En la figura 33 se muestra la topología de esta antena.

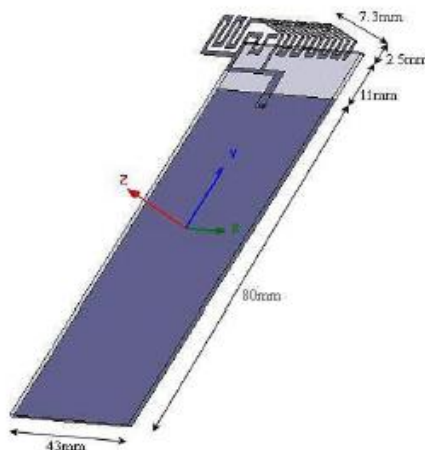


Figura 33. Topología de la antena propuesta por Deng y Feng (2007)

Otras antenas que operan en alguna banda de GSM son las propuestas por Thing Zhang et al. (2011), Khan et al. (2011) y Yong Ling Ban et al. (2013). A diferencia de la propuesta por Deng y Feng (2007), estas antenas están impresas en su totalidad sobre el sustrato resultando totalmente planares.

Por otra parte, con la aparición de la tecnología LTE se ha puesto énfasis en la investigación de antenas que operen en alguna de estas frecuencias, principalmente en la banda de LTE700. La antena propuesta por Deng et al. (2013) opera en las frecuencias de 0.7 – 0.985 GHz y 1.64 – 2.55 GHz, considerando como criterio pérdidas por retorno menores a -6 dB, lo que le permite operar en las bandas de LTE700/800, GSM900/1800/1900, PHS, UMTS, Bluetooth y WLAN. La antena está compuesta de un radiador principal de dos segmentos que permite que funcione en las bandas inferior y superior, utilizando la sección de mayor y menor longitud respectivamente. Además, cuenta con dos stubs de acoplamiento que están conectados al plano de tierra y que sirven para mejorar la adaptación en la banda de baja frecuencia y generar las bandas de GSM y WLAN. La estructura y la gráfica de las pérdidas por retorno en función de la frecuencia de esta estructura se muestran en la figura 34.

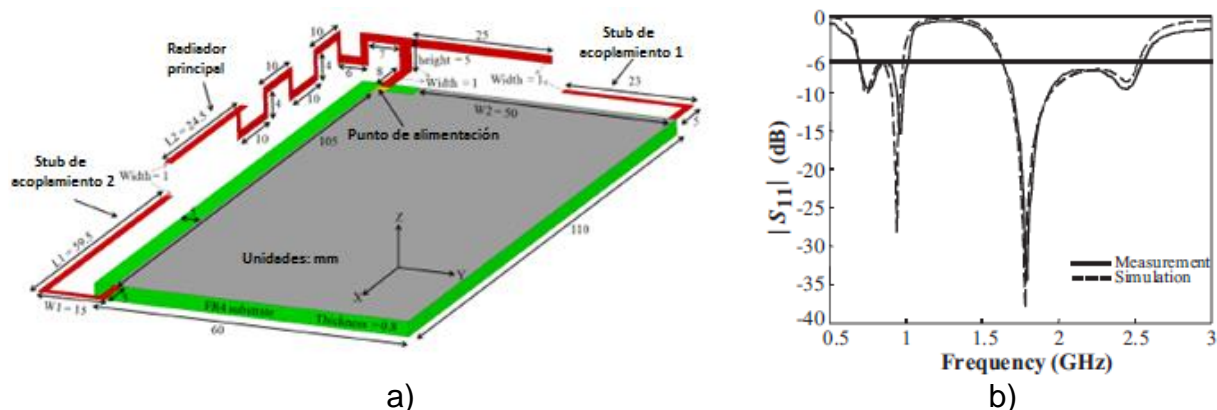


Figura 34. Antena propuesta por Deng, et al. (2013): a) estructura y b) pérdidas por retorno

La antena está impresa en sustrato FR4 con constante dieléctrica $\epsilon_r = 4.26$, tangente de pérdidas $\tan \delta = 0.02$ y espesor $h = 0.8$ mm. Las dimensiones totales de la antena son de 110 mm x 60 mm x 5 mm, es decir, se puede considerar como una estructura tridimensional.

Otra de ellas es la antena octabanda propuesta por Jiu-Han Lu et al. (2013), ya que opera en las bandas LTE700/2300/2500, GSM850/900/1800/1900 y UMTS2100, considerando como criterio pérdidas por retorno menores a -6 dB. El radiador principal es una línea con forma de L invertida (L-inverted strip, en inglés), la cual funciona aproximadamente en 1950 MHz, a la que se le añaden dos resonadores parásitos conectados al plano de tierra, los cuales resuenan cerca de 720 MHz y 925 MHz para que opere en la banda de baja frecuencia. Las dimensiones de la parte radiante de la antenna son 45mm x 15 mm x 0.8 mm (radiador principal incluyendo resonadores parásitos). Sin embargo el plano de tierra de la estructura es 195 mm x 122 mm x 0.8 mm, lo cual incrementa notablemente su tamaño. La estructura está impresa en un substrato FR4 con constante dieléctrica $\epsilon_r = 4.3$, tangente de pérdidas $\tan \delta = 0.02$ y espesor $h = 0.8$ mm. La geometría y las pérdidas por retorno de la estructura propuesta por Jiu-Han Lu et al. (2013) se muestra en la figura 35.

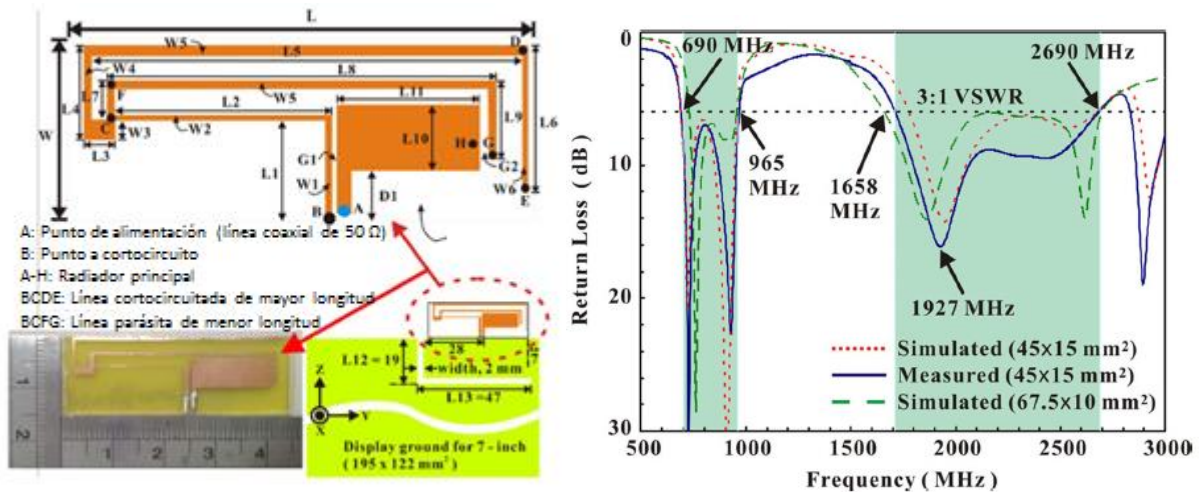


Tabla 2. Antenas multibanda en la literatura.

Características	Autor			
	Wang et al. (2011)	Deng y Feng (2007)	Thing Zhang et al. (2011)	Khan et al. (2011)
Bandas de operación	WLAN @ 2.4, 5.2, 5.8 GHz WiMAX @ 3.5 GHz	GSM900 GPS UMTS	GSM850 GSM900 GSM1800 GSM1900 UMTS LTE2300 LTE2500	GSM850 PCS WLAN WiMAX
Dimensiones	42 x 42 x 1.5 mm ³	91 x 43 x 6.5 mm ³	115x42X0.5 mm ³	50x19X1.5 mm ³
Substrato	FR4 $\epsilon_r = 4.4$ $\tan \delta = 0.02$ h= 1.5 mm	Duroid 5880 $\epsilon_r = 2.2$ h= 0.8 mm	TLY-5 $\epsilon_r = 2.2$ h=0.5 mm	FR4 $\epsilon_r = 4.4$ h=1.5 mm
Software del AEM	CST Microwave Studio.	Ansoft HFSS	Ansoft HFSS	No especificada
Ganancia	No especificada	1.7-2.6 dBi	1.5 dBi	1.32-5.92 dBi

Tabla 2. Antenas multibanda en la literatura (continuación).

Características	Autor			
	Yong Ling Ban et al. (2013)	Deng et al. (2013)	Jiu-Han Lu et al. (2013)	Hu Chuang-Ling et al. (2010)
Bandas de operación	LTE700 GSM850 GSM900 GSM1800 GSM1900 UMTS LTE2300 LTE2500	LTE700/800 GSM850 GSM1800 PHS GSM1900 UMTS Bluetooth y WLAN	LTE700 GSM850 GSM900 GSM1800 GSM1900 UMTS LTE2300 LTE2500	LTE700 GSM850 GSM900 GSM1800 GSM1900 UMTS LTE2500
Dimensiones	50 x 115 x 0.8 mm ³	60 x 110 x 5 mm ³	45x15x0.8 mm ³ (sin plano de tierra) 195x122x0.8 mm ³ (con plano de tierra).	96x11.2x0.5 mm ³ (sin plano de tierra) 221.2x240x0.5 mm ³ (con plano de tierra)
Substrato	FR4 $\epsilon_r = 4.4$ $\tan \delta = 0.02$ h= 0.8 mm	FR4 $\epsilon_r = 4.26$ $\tan \delta = 0.02$ h = 0.8 mm	FR4 $\epsilon_r = 4.3$ $\tan \delta = 0.02$ h=0.8 mm	DBC $\epsilon_r = 8.6$ h=0.5 mm
Software del AEM	Ansoft HFSS	Ansoft HFSS	Ansoft HFSS	HFSS
Ganancia	2.3-4.4 dBi	2-3 dBi	1.7-2.5 dBi	1.01- 5.79

Tabla 2. Antenas multibanda en la literatura (continuación).

Características	Autor			
	Lin Po Wei et al. (2013)	Fernández y Sharma (2013)	Jeong et al. (2010)	Jiu Han Lu y Jia-Ling Guo (2014)
Bandas de operación	LTE700 LTE2300 LTE2500	LTE700 GSM1800 GSM1900 UMTS WiMAX 2.3/3.5 WLAN(2.4 y 5 GHz)	LTE700(746-806 MHz) GSM850 GSM900 GSM1900 WiMAX(3.4-3.6 GHz) WLAN (5.15-5.85)	LTE700 GSM850 GSM900 GSM1800 GSM1900 UMTS LTE2300 LTE2500
Dimensiones	14 x 45 x 0.8 mm ³ (sin plano de tierra) 119x260X0.8 mm ³ (con plano de tierra)	150 x 150 x 0.8 mm ³	40x120x5 mm ³	60x115x0.8 mm ³
Substrato	FR4 $\epsilon_r = 4.4$ h=0.8 mm	FR4 $\epsilon_r = 4.4$ h= 0.8 mm	FR4 $\epsilon_r = 4.4$ h= 0.8 mm	FR4 $\epsilon_r = 4.4$ h= 0.8 mm
Software del AEM	ANSYS HFSS	Ansoft HFSS	No especificada	No especificada
Ganancia	No especificada	1.14 - 5.36 dBi	1.72 – 4.32 dBi	0.8 – 3.1 dBi

Capítulo 3. Metodología de diseño de la antena

3.1 Introducción

En este capítulo se describe la metodología propuesta para efectuar el diseño de una antena planar con múltiples resonancias. En primer lugar, se muestra un diagrama de flujo, en donde se presenta un resumen de la metodología de diseño de la antena planar multibanda propuesta en este trabajo de tesis. Se muestran los resultados del análisis electromagnético de antenas planares tipo dipolo y se propone una ecuación que corrige el cálculo de la constante dieléctrica efectiva en este tipo de estructuras. Posteriormente, se presentan los resultados del análisis electromagnético de antenas asimétricas tipo dipolo y la manera en que influyen la longitud y el ancho del plano de tierra, en el ancho de banda. Finalmente, se describe la metodología utilizada para el diseño de la antena planar multibanda y se presentan los resultados del análisis electromagnético como son: las pérdidas por retorno, patrón de radiación, ganancia y distribución de corriente.

3.2 Diagrama de flujo de la metodología de diseño

En esta sección se presenta el diagrama de flujo de la metodología de diseño de la antena planar multibanda propuesta en este trabajo de tesis, el cual se muestra en la figura 37. Los pasos principales son: especificar las bandas de frecuencia de operación, seleccionar un sustrato, seleccionar las dimensiones del plano de tierra en base a un estudio previo; diseñar las antenas individuales para cada frecuencia de interés utilizando el método de líneas de transmisión, diseñar la antena multibanda empleando la técnica de estructuras resonantes múltiples y el aprovechamiento de las resonancias de orden superior y finalmente la minimización de la estructura.

Es importante mencionar que durante cada etapa del diseño se optimizaron las dimensiones de los resonadores, así como la separación entre los elementos y la ubicación del puerto, los cuales se describen con mayor detalle en las siguientes secciones.

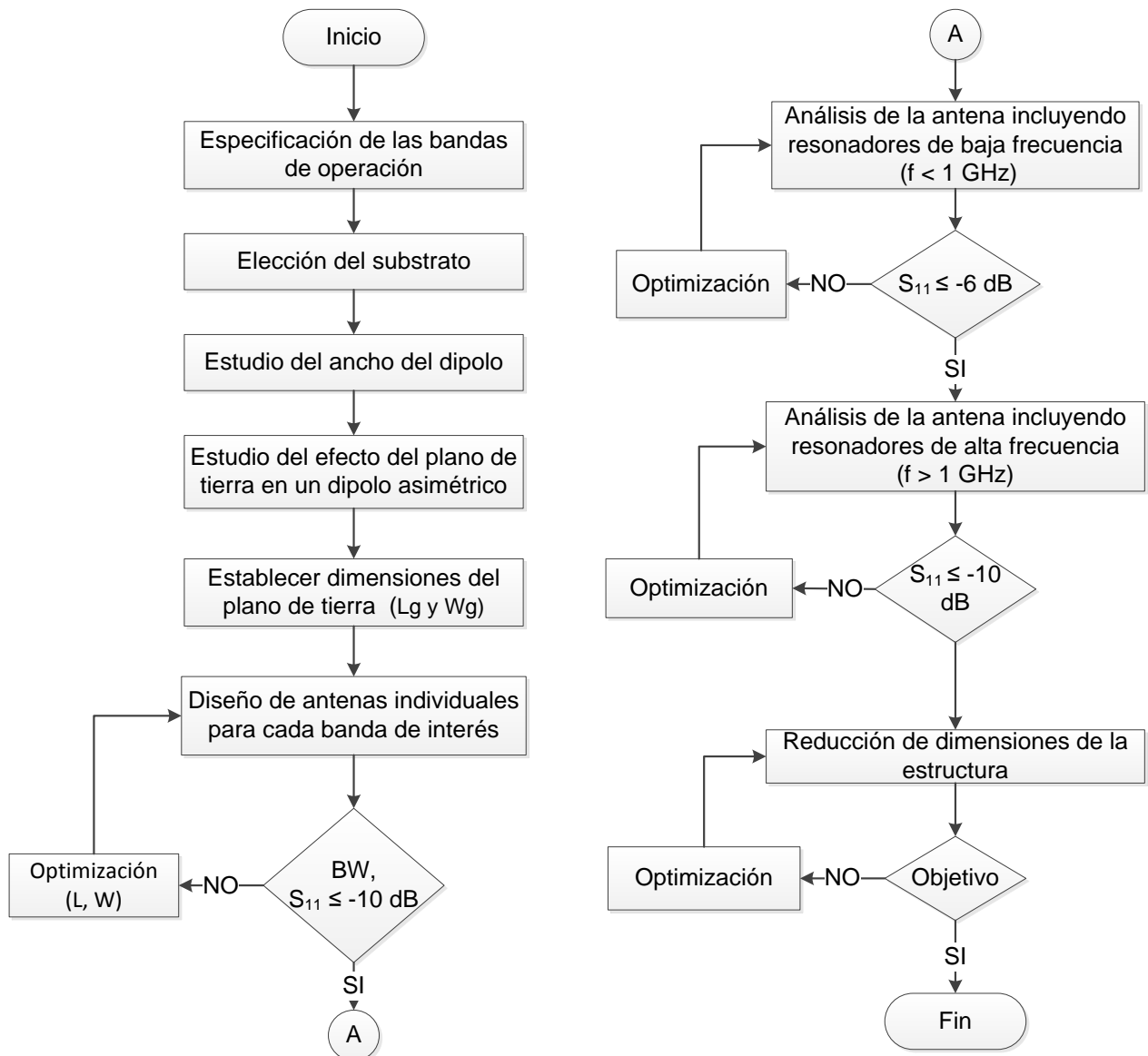








Figura 37. Diagrama de flujo de la metodología de diseño

3.3 Especificación de las bandas de frecuencia de operación

En la actualidad, el mercado exige dispositivos móviles multifuncionales que puedan ofrecer distintos servicios, los cuales se encuentran en distintas bandas de frecuencia, ya que los teléfonos móviles actuales requieren conectarse a las redes de telefonía celular, servicios de ubicación satelital (GPS), redes de internet inalámbrico (WiFi) y Bluetooth, entre otros. Las bandas de operación más comunes para los servicios prestados por los dispositivos móviles actuales y algunas de sus características se presentan en la tabla 3.

Tabla 3. Bandas de frecuencias más comunes en los dispositivos móviles.

Estándar	Bandas de operación.	Características.
	GSM850 (824-894 MHz) GSM900 (880-960 MHz) GSM1800/DCS (1.71-1.88 GHz) GSM1900/PCS(1.85-1.99 GHz)	Estándar de telefonía digital. Envío de mensajes de texto, voz, correo electrónico, etc.
	UMTS2100 (1.92-2.17 GHz)	Capacidades multimedia. Velocidad de acceso a Internet elevada. Transmisión de voz con buena calidad.
	LTE700 (698-798 MHz) LTE800 (790-862 MHz) LTE2300 (2.3-2.4 GHz) LTE2500 (2.5-2.69 GHz) Movistar (BC7, 2.6 GHz) Telcel (BC4, 1.7 GHz y 2.1 GHz)	Navegación web, FTP, vídeo streaming, voz sobre IP, juegos en línea, vídeo en tiempo real, pulsar para hablar (push-to-talk) y pulsar para ver (push-to-view)
	Código P (militar): 1,227.6 MHz. Código SPS (civil): 1,575.42 MHz.	Permite determinar en todo el mundo la posición de un objeto, una persona o un vehículo con una precisión hasta de centímetros.
	802.11a (5.1 GHz y 5.8GHz) 802.11b (2.4 GHz) 802.11g (2.4 GHz) 802.11 n (2.4 GHz)	Velocidades máximas de 54, 11, 54 y 300 Mbit/s respectivamente.
	(2,4 GHz - 2.4385 GHz)	Facilita las comunicaciones entre equipos móviles eliminando los cables y conectores entre éstos. Ofrece la posibilidad de crear pequeñas redes inalámbricas. Velocidades de transferencia de hasta 54 Mbit/s

Se ha establecido que la antena objeto de este trabajo de tesis opere en ocho bandas de frecuencia, las cuales son: LTE700 (698-798 MHz), GSM850 (824-894 MHz), GSM900 (880-960 MHz), GPS (1575.42 MHz), DCS (1.71-1.88 GHz), PCS (1.85-1.99 GHz), UMTS2100 (1.92-2.17 GHz) y WiFi 802.11 b/g (2.4-2.5 GHz). Debido a la cercanía entre las bandas de interés de baja frecuencia, se propone cubrir LTE700, GSM850 y GSM900 con una banda de 0.698 a 0.96 GHz, y para las restantes se podrían cubrir por separado o con una segunda banda en el intervalo de 1.56 a 2.5 GHz, de tal forma que abarque GPS, DCS, PCS, UMTS y WiFi. Las pérdidas por

retorno para la banda de baja frecuencia ($f < 1\text{GHz}$) se consideran aceptables si $S_{11} \leq -6\text{ dB}$ (Deng, et al., 2013), mientras que para las bandas de alta frecuencia ($f > 1\text{ GHz}$) se requiere que $S_{11} \leq -10\text{ dB}$.

3.4 Elección del sustrato

El sustrato es una parte fundamental en las antenas planares, ya que de éste dependen algunas propiedades de las antenas. Por tal razón, es necesario conocer las características del sustrato tales como: la constante dieléctrica relativa (ϵ_r), la cual puede caracterizarse empleando el método del resonador (Medina, 2013), el espesor del dieléctrico (h), el espesor del conductor (t), la conductividad del conductor (σ) y las pérdidas tangenciales o factor de disipación ($\tan \delta$), entre otros. Existen otros criterios adicionales que se deben considerar, como son: los efectos de dispersión de la constante dieléctrica, la posibilidad de excitación de ondas superficiales, ya que éstas pueden degradar el patrón de radiación o las características de polarización, incrementándose con el espesor de sustrato y la constante dieléctrica. Se consideran además los requerimientos físicos y mecánicos, como las dimensiones, peso, costo de la antena, los efectos de vibración, temperatura, humedad y la anisotropía del sustrato (Díaz, 2008).

El ancho de banda y las propiedades de radiación de las antenas planares de microcinta son directamente proporcionales al espesor del sustrato (h) e inversamente proporcional a la raíz cuadrada de la constante dieléctrica relativa ($1/\sqrt{\epsilon_r}$) (Kumar, 2003). A diferencia de las líneas de microcinta donde se emplean sustratos con ϵ_r alta y h pequeña, en las antenas planares se desean sustratos con ϵ_r pequeña y h grande lo cual provoca un acoplamiento de los modos de onda superficial, limitando el valor de h .

En este trabajo de tesis se ha seleccionado el sustrato FR4, debido principalmente a su bajo costo y que ha sido caracterizado en trabajos de tesis anteriores en el CICESE (Díaz, 2008; Trujillo 2012). Las desventajas de este sustrato son sus altas pérdidas en el dieléctrico, especificadas por su factor de disipación ($\tan \delta$)

y su constante dieléctrica de valor relativamente alto. Las propiedades del material se presentan en la tabla 4.

Tabla 4. Propiedades del sustrato FR4.

Característica	Valor
ϵ_r	4.08
H	1.56 mm
T	18 μ m
σ	5.8×10^{-7} Siemens/m
$\tan \delta$	0.018

3.5 Antena dipolo de media longitud de onda

La antena dipolo es una antena clásica y es ampliamente utilizada en libros de texto para demostrar los principios de las antenas. Se puede describir a la antena dipolo como una estructura que consiste de dos monopolos idénticos de $\frac{\lambda}{4}$ separados por una distancia pequeña (*gap*) suficiente para colocar una fuente de excitación, alineados en la misma dirección (figura 38), por ejemplo la dirección del eje y. Los elementos se alimentan por una línea de transmisión. Si se emplea un cable coaxial, el conductor central se conecta a uno de los monopolos, mientras que el conductor exterior se conectará al otro monopolo, el cual está conectado a tierra (Al-Rawi, 2012). Una de las antenas más comunes es la antena tipo dipolo de media longitud de onda ($l = \frac{\lambda}{2}$), debido a que su resistencia de radiación es de aproximadamente 73 ohms, la cual es muy cercana a la impedancia característica de algunas líneas de transmisión (50 o 75 ohms) y por ende su acoplamiento a la línea se simplifica (Balanis, 2005).

Aunque para calcular la longitud del dipolo se emplea comúnmente la longitud de media onda, en la práctica esto no es real, ya que siempre se requiere sintonizar la longitud de la antena para lograr la frecuencia de resonancia deseada. Sin embargo la definición de media longitud de onda es suficiente para el cálculo del campo lejano (Al-Rawi, 2012).

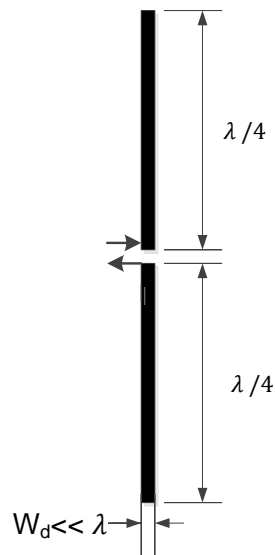


Figura 38. Geometría y parámetros de la antena dipolo

Si se reduce la longitud del dipolo a 0.48λ , la impedancia de entrada de la antena será de $Z_A = 70$ ohms, sin componente reactiva. Esta es una característica deseable y se utiliza frecuentemente en la práctica. La longitud anterior es válida si el dipolo es muy delgado, ya que en la práctica se hace con material más grueso con el fin de aumentar el ancho de banda de la antena. Cuando esto ocurre la longitud resonante se reduce ligeramente en función del grosor del dipolo, pero a menudo está cerca de 0.47λ . En relación a sus características de radiación, su diagrama de radiación (patrón) es omnidireccional en el plano H y su directividad es de 1.64 (2.15 dBi) (Anguera y Pérez, 2008). En el plano E es direccional con un HPBW entre 78 y 90 grados, como se muestra en la figura 39 (Cardama et al., 2002).

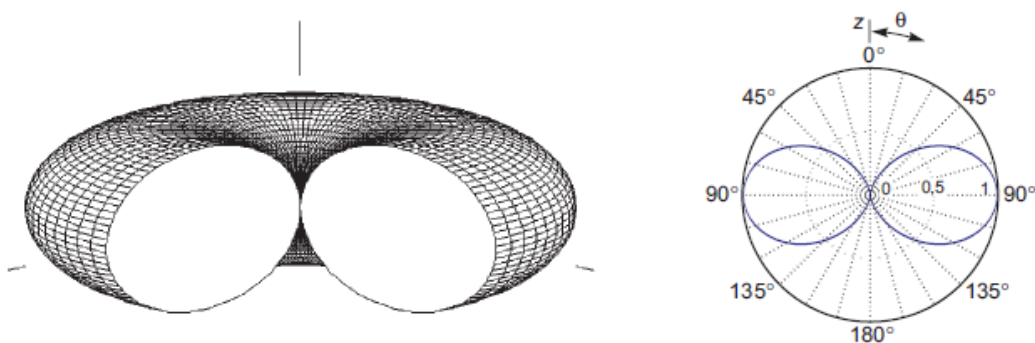


Figura 39. Diagrama de radiación de un dipolo, tridimensional (izquierda) y corte en el plano E (derecha) (Cardama et al., pág. 128)

3.5.1 Análisis electromagnético de antenas dipolo de media longitud de onda

Para realizar el análisis fue necesario establecer un punto de referencia, razón por la cual se calculó el ancho que debe tener una línea de microcinta, que presente una impedancia característica de 50Ω (denotada como W_{50}), cuando se construye en un sustrato FR4 cuyas características se presentaron en la tabla 4. La herramienta LineCalc de ADS™ permite realizar el cálculo del ancho de forma sencilla al introducir las características del sustrato como se ilustra en la figura 40, obteniéndose un valor para “ W_{50} ” de 3.145 mm.

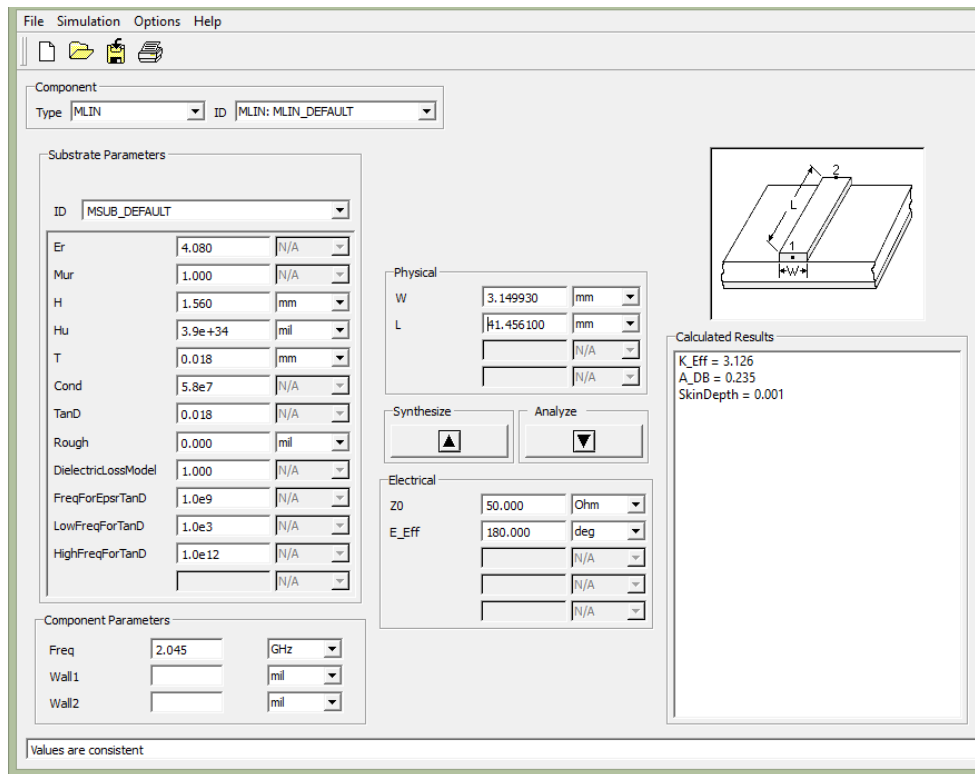


Figura 40. Herramienta LineCalc de ADS

3.5.1.1 Método de líneas de transmisión (MLT)

Para determinar las dimensiones de los dipolos, se calcularon las longitudes requeridas para resonar a la frecuencia central de las bandas presentadas en la tabla 5 empleando resonadores con longitud $\lambda_{FR4}/2$, en base a las ecuaciones del método de líneas de transmisión (Bahl y Bhartia, 1980). El método de líneas de transmisión modela a la antena de microcinta como dos ranuras separadas por una línea de

transmisión de baja impedancia Z_c de longitud L . Los parámetros de entrada son las características del sustrato (constante dieléctrica ϵ_r y espesor h) y la frecuencia de resonancia. La longitud del elemento es de aproximadamente media longitud de onda en el sustrato y toma en cuenta el efecto de extensión de los campos en los bordes. La longitud L se determina con la ecuación 16 considerando el ancho W calculado como se menciona en el punto 3.5.1.

$$L = \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_{eff}}} - 2\Delta l \quad (16)$$

Donde c es la velocidad de la luz (m/s), f_r es la frecuencia de resonancia de cada elemento (Hz), ϵ_{eff} es la constante dieléctrica efectiva dada por la ecuación 17 y los exponentes a y b se obtienen con las ecuaciones 18 y 19 respectivamente. El término Δl es el efecto de borde o de extremo abierto el cual se puede aproximar por la ecuación 20. El término ϵ_r es la constante dieléctrica relativa del sustrato y h el espesor del sustrato

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10}{W/h}\right)^{-ab} \quad (17)$$

$$a = 1 + \frac{1}{49} \ln \left(\frac{(W/h)^4 + (W/52h)^2}{(W/h)^4 + 0.432} \right) + \frac{1}{18.7} \ln \left(1 + \left(\frac{W/h}{18.1} \right)^3 \right) \quad (18)$$

$$b = 0.564 \left(\frac{\epsilon_r - 0.9}{\epsilon_r + 3} \right)^3 \quad (19)$$

$$\Delta l = 0.412h \left(\frac{\epsilon_{eff} + 0.3}{\epsilon_r - 0.258} \right) \left(\frac{(W/h) + 0.264}{(W/h) + 0.813} \right) \quad (20)$$

Para calcular las longitudes de los resonadores a cada frecuencia de interés se desarrolló un programa en Matlab que emplea las ecuaciones (16) a la (20). El ancho inicial de los elementos es de $W=W_{50}$, mientras que las longitudes de los elementos calculadas para cada una de las bandas de frecuencia se presentan en la tabla 5.

Tabla 5. Longitud de la línea para resonar en la frecuencia central de las bandas de LTE700, GSM850, GSM900, GPS, GSM1800, GSM1900, UMTS2100 y WiFi 802.11 b/g/n.

Banda	Intervalo (MHz)	Frecuencia central (MHz)	BW (MHz)	%BW	Longitud (mm)	
					$\lambda_{FR4}/2$ (mm)	$\lambda_{FR4}/4$ (mm)
LTE700	698-798	748	100	13.368	112.1585	56.0792
GSM850	824-894	859	70	8.149	97.5054	48.7527
GSM900	880-960	920	80	8.695	90.9583	45.47915
GPS	1565.42-1585.42	1575.42	20	1.2695	52.6021	28.30105
GSM1800	1710-1880	1795	170	9.470	46.0159	23.00795
GSM1900	1850-1990	1920	140	7.291	42.9395	21.46975
UMTS2100	1920-2170	2045	250	12.224	40.2392	20.1196
WiFi 802.11 b/g	2400-2500	2450	100	4.0816	33.3828	16.6914

Considerando las longitudes calculadas presentadas en la tabla 5, se realizó el análisis electromagnético con el programa de cómputo CST Microwave Studio 2012®. Se observó que la frecuencia de resonancia en todos los casos difería de la calculada y que estaba desplazada hacia arriba, es decir, que se requerían elementos más largos. En la figura 41 se muestra el dipolo dibujado en el programa de análisis electromagnético CST para su análisis, el cual fue diseñado para que resonara a la frecuencia central de la banda LTE700 (748 MHz). En la figura 42 se muestran los resultados de las pérdidas por retorno, obteniéndose una frecuencia de resonancia que está a 1051 MHz, casi 300 MHz por arriba de la frecuencia de operación requerida.

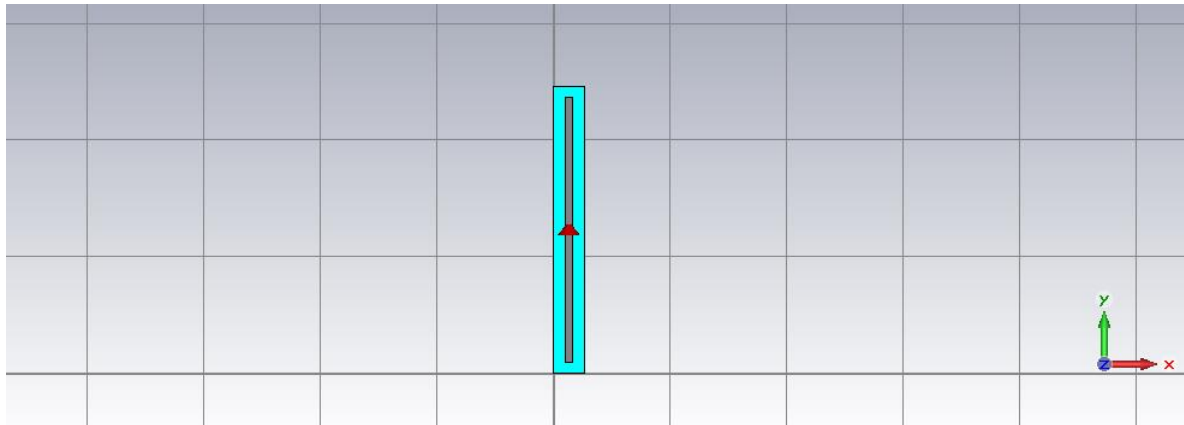


Figura 41. Análisis electromagnético de un dipolo en CST Microwave Studio 2012

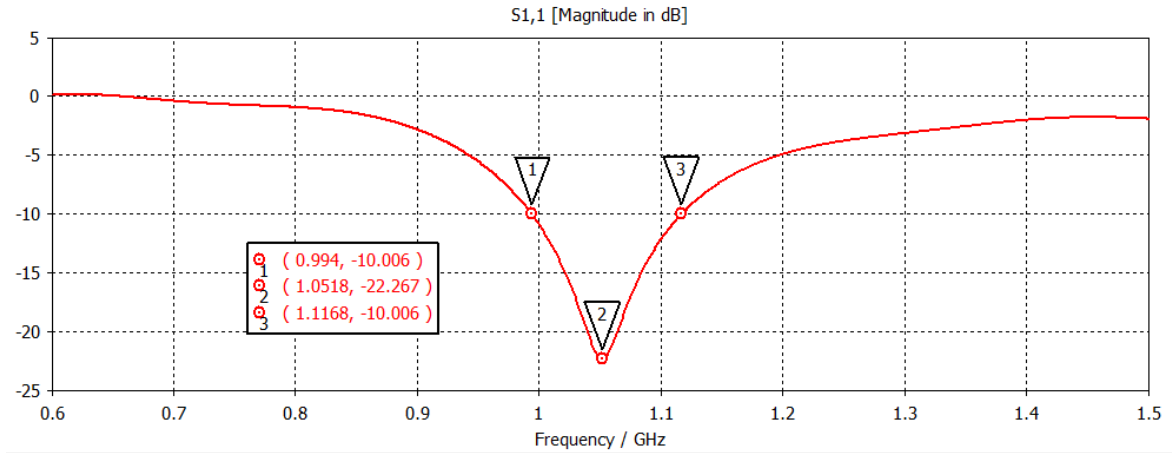


Figura 42. Análisis electromagnético del dipolo para LTE700

3.5.1.2 Corrección al cálculo de la constante dieléctrica

Debido a que el método MLT proporciona longitudes erróneas, haciendo un análisis paramétrico (AP) se encontraron las longitudes requeridas para que los dipolos resonaran a la frecuencia central de cada una de las bandas especificadas en la tabla 5. Los resultados se muestran en la tabla 6, en donde se puede apreciar que la razón entre la longitud del dipolo obtenida mediante análisis paramétrico AP y la calculada con el método de líneas de transmisión MLT, varía con respecto a la frecuencia, siendo las longitudes calculadas en las frecuencias bajas donde se tiene un mayor error entre ambas longitudes. Este error se debe a que la constante dieléctrica efectiva muestra dispersión con respecto a la frecuencia y el método de líneas de transmisión no puede ser aplicado a este tipo de estructura, donde el plano de tierra y el elemento radiante se encuentran en el mismo lado del substrato.

Para corregir el cálculo de la constante dieléctrica efectiva se realizó el análisis electromagnético de dipolos resonantes en un intervalo de 0.5 a 15 GHz. La constante dieléctrica efectiva se obtiene mediante la ecuación (21).

$$\epsilon_{eff} = \left(\frac{c}{\lambda f} \right)^2 \quad (21)$$

Tabla 6. Corrección a la longitud “L” para cada banda.

Banda	Frecuencia central (MHz)	$\lambda/2$ MLT (mm)	$\lambda/2$ AP (mm)	$\lambda/4$ MLT (mm)	$\lambda/4$ AP (mm)	Razón L_{MLT}/L_{AP}
LTE700	748	112.1585	162.8	56.0792	81.4	1.4515
GSM850	859	97.5054	138.9452	48.7527	69.4725975	1.4250
GSM900	920	90.9583	128.9796	45.47915	64.4897892	1.4180
GPS	1575.42	52.6021	71.5389	28.30105	35.769428	1.3600
GSM1800	1795	46.0159	61.6613	23.00795	30.830653	1.34
GSM1900	1920	42.9395	57.1954	21.46975	28.597707	1.3320
UMTS2100	2045	40.2392	53.2767	20.1196	26.6383504	1.3240
WiFi 802.11 b/g	2450	33.3828	42.2	16.6914	21.6	1.2941

donde f es la frecuencia (Hz), c la velocidad de la luz en el espacio libre (m/s) y λ la longitud de onda (m). Empleando los datos de la tabla 6, se obtuvo un polinomio de cuarto orden obtenido mediante mínimos cuadrados, que permite calcular de forma aproximada el valor de la constante dieléctrica efectiva ε_{eff} en función de la frecuencia f_G , en GHz, la cual es válida para un intervalo de frecuencias de 0.5 a 15 GHz como sigue.

$$\varepsilon_{eff} = -0.00015651f_G^4 + 0.0062661f_G^3 - 0.083339f_G^2 + 0.48602f_G + 1.209 \quad (22)$$

En la figura 43 se muestra a la constante dieléctrica efectiva en función de la frecuencia en un intervalo desde 500 MHz hasta 15 GHz, obtenida mediante el análisis paramétrico de una estructura planar tipo dipolo. Se puede apreciar que la ε_{eff} varía en función de la frecuencia, que a baja frecuencia se acerca a la constante dieléctrica del aire ($\varepsilon_r=1$) y que conforme aumenta la frecuencia, ésta tiende a acercarse a la constante dieléctrica relativa del material ε_r . Considerando la ecuación 22 propuesta, permite que al calcular las longitudes de las antenas dipolo diseñadas resuenen a la frecuencia requerida.

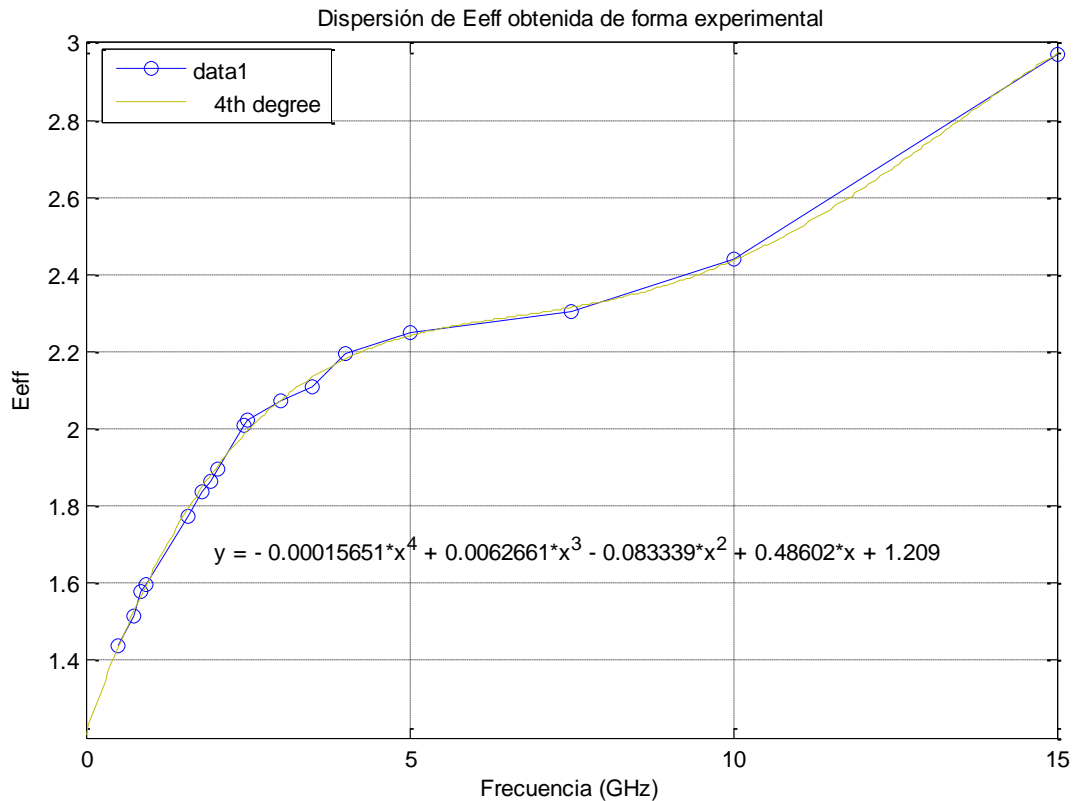


Figura 43. Constante dieléctrica efectiva en función de la frecuencia para un dipolo planar

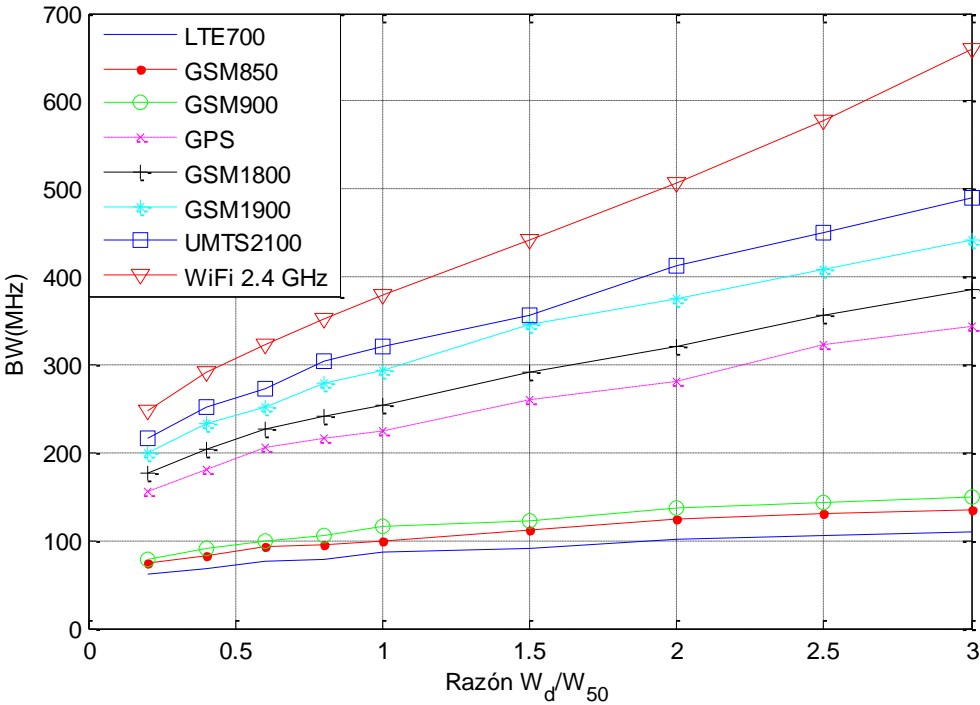
3.5.2 Estudio del ancho de las líneas o ancho del dipolo

En esta sección, se presenta el estudio realizado para conocer el efecto causado por el ancho de las líneas de los elementos del dipolo W_d , en el rendimiento de la antena y de esta manera poder seleccionar el valor adecuado de acuerdo a los requerimientos de cada banda de interés.

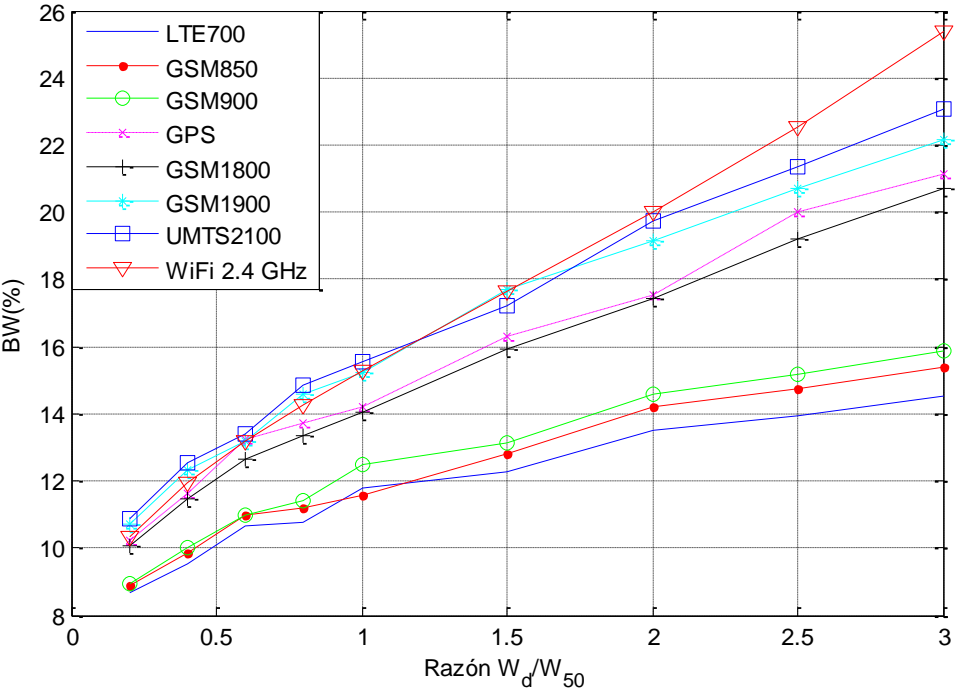
Posteriormente, se realizó un análisis paramétrico del cociente del ancho del dipolo entre el ancho correspondiente a una línea de 50 ohms (W_d/W_{50}), lo cual permite conocer su influencia en el ancho de banda de este tipo de antenas. Los resultados obtenidos se presentan en la figura 44.

En la figura 44 se puede apreciar que el ancho de banda es directamente proporcional al ancho de las líneas del dipolo, y que además para las bandas de baja frecuencia (LTE700 y GSM850/900) se requieren líneas más anchas, ya que para la banda de LTE700 el máximo %BW conseguido es del 14%, mientras que para la banda

de UMTS2100 se consigue el 23%. Los valores seleccionados del ancho de las líneas para cumplir los requerimientos de cada banda se presentan en la tabla 7.



a)



b)

Figura 44. Ancho de banda en función del ancho de la línea: (a) ancho de banda en MHz (b) porcentaje de ancho de banda.

Tabla 7. Ancho del dipolo " W_d " para cada banda de frecuencia

Banda	W_d (mm)	BW	BW (%)
LTE700	8	105.9 MHz (698.32-804.22 MHz)	14.1
GSM850	3.14993	99.51 MHz (810.05-909.56 MHz)	11.5
GSM900	3.14993	115.47 MHz (865.27-980.74)	12.5
GPS	0.5	153.7 MHz (1438-1591.7 MHz)	10.1
GSM1800	1.2599	219.9 MHz (1696.9-1916.8 MHz)	12.1
GSM1900	1	224.8 MHz (1770-19994.8)	11.9
UMTS2100	2	276.1 MHz (1897.5-2173.6 MHz)	13.5
WiFi 802.11 b/g	1	276 MHz (2284-2560 MHz)	11.3

3.6 Dipolo asimétrico

Después de haber determinado el ancho de las líneas de los dipolos W_d con los cuales se cumplen los requerimientos, se realizó un estudio de las dimensiones del plano de tierra y el efecto que provoca en el ancho de banda y en el nivel de adaptación. Para ello se divide el estudio en dos partes considerando el ancho del plano de tierra, denotado como " W_g ", y el largo del plano de tierra, denotado como " L_g ". La separación entre el resonador y el plano de tierra está denotada por " s " y es de 1 mm. En la figura 45 se muestra el dipolo asimétrico, así como sus parámetros asociados.

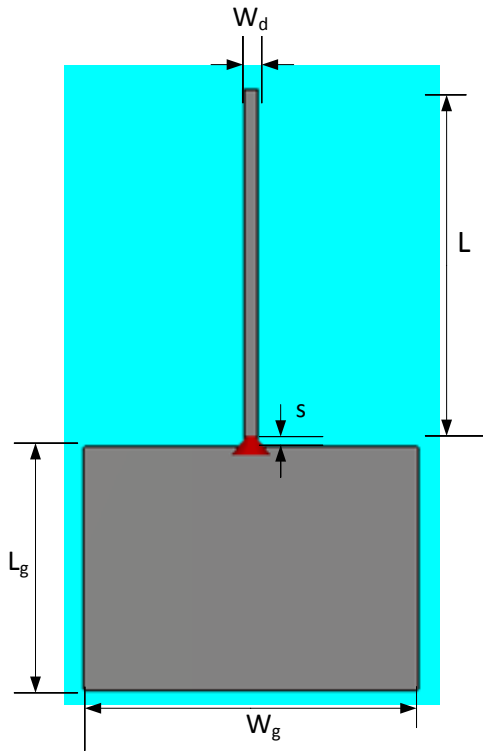


Figura 45. Dipolo asimétrico y sus parámetros

3.6.1 Efecto del ancho del plano de tierra “ W_g ”

Tanto la longitud como el ancho del plano de tierra son fundamentales en una antena que se diseña para ser embebida en un dispositivo móvil. En esta sección se presenta el estudio realizado sobre el ancho del plano de tierra “ W_g ”, considerando el ancho de las líneas W_d presentado en la tabla 7. En base a ello se obtuvo la figura 46, donde se puede apreciar que cuando la razón $0.5 \leq W_g/W_d \leq 20$, el porcentaje de ancho de banda tiende a incrementarse rápidamente. Una vez que se alcanza este valor se tienen distintos comportamientos, los cuales se mencionan a continuación:

- Para la banda de LTE700 con $20 < W_g/W_d \leq 30$, el porcentaje de ancho de banda disminuye, y con $30 < W_g/W_d \leq 50$ se incrementa de nuevo.
- Para las bandas de GSM850, GSM900 y GPS, el porcentaje de ancho de banda presenta cambios mínimos.

- Para las bandas de GSM1800 y GSM1900, a partir de $W_g/W_d = 30$ el porcentaje de ancho de banda empieza a disminuir, mientras que para la banda de UMTS2100 este efecto inicia con $W_g/W_d = 20$.
- Para la banda de WiFi el %BW aumenta en todo el intervalo de análisis.

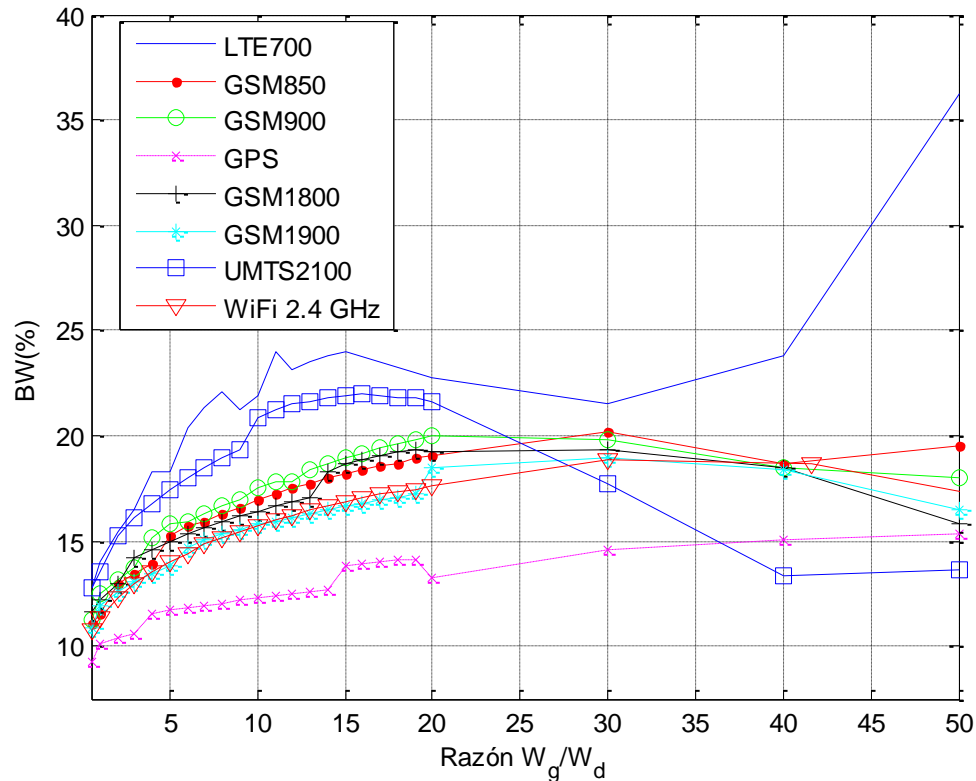


Figura 46. Razón W_g/W_d vs %BW para cada una de las bandas de interés

3.6.2 Efecto de la longitud del plano de tierra

En esta sección se muestran los resultados del análisis de la longitud del plano de tierra (L_g). En este estudio se consideran las longitudes y anchos del dipolo simétrico calculados para cada banda, presentados en la tabla 6 y tabla 7 respectivamente. El ancho del plano de tierra " W_g " se considera con un valor de 8 veces el ancho de la línea ($8W_d$), resultando los valores que se muestran en la tabla 8 para cada una de las bandas.

Tabla 8. Valor de W_d y W_g para cada banda

Banda	W_d (mm)	W_g (mm)
LTE700	8	64
GSM850	3.14993	25.1994
GSM900	3.14993	25.1994
GPS	0.5	4
GSM1800	1.2599	10.0797
GSM1900	1	8
UMTS2100	2	16
WiFi 802.11 b/g	1	8

En la figura 47 se muestra en efecto de la longitud del plano de tierra (L_g) en el ancho de banda para cada una de las bandas de interés. Se puede apreciar que para la mayoría de los casos, el mayor porcentaje de ancho de banda se logra cuando $L_g/L=1$. Sin embargo, cuando $0.1 \leq L_g/L \leq 0.5$ la pendiente de las curvas es mayor, por lo tanto, si se desea un compromiso entre ancho de banda y tamaño, con un valor de $L_g/L = 0.5$ se logra un comportamiento aceptable, ya que no existe una diferencia significativa al seguir incrementando este valor hasta un valor de 1. Si $L_g/L > 1$ el ancho de banda disminuye. Se puede observar que el %BW máximo para cada banda se encuentra entre el 12% y el 22%.

Otro efecto que se observa al aumentar el valor de L_g , es que la frecuencia de resonancia disminuye, tal como se puede apreciar en la figura 48. Por lo tanto, para sintonizar la antena se requerirá hacer un ajuste en la longitud de las líneas, haciéndolas más cortas.

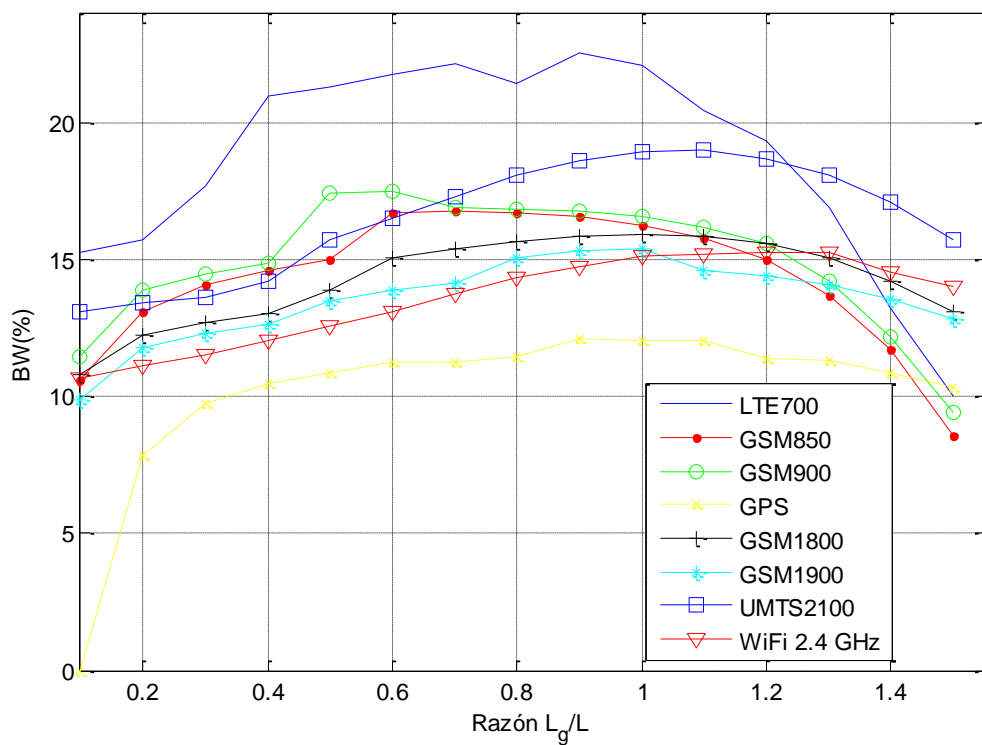


Figura 47. Razón L_g/L vs porcentaje de ancho de banda (% BW)

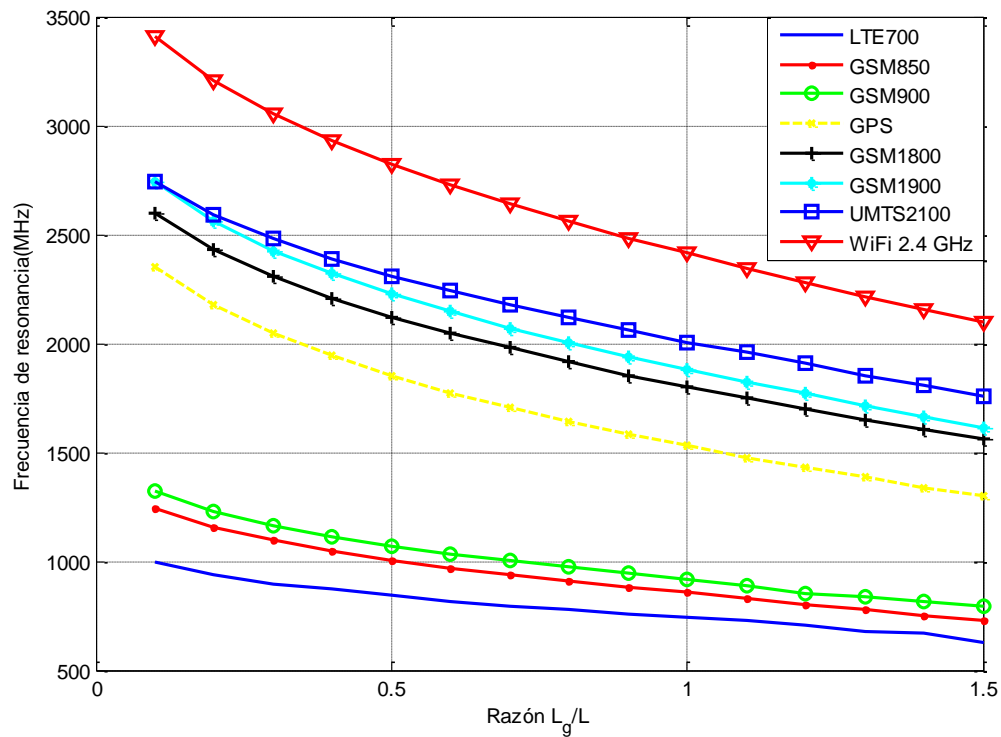


Figura 48. Cambio de la frecuencia de resonancia en función de la razón L_g/L

3.7 Diseño de las antenas individuales

Una vez realizado el análisis paramétrico empleado para determinar los efectos de las dimensiones de los elementos de la antena multibanda, se realizó el diseño de las antenas individuales para cada banda de interés. En la figura 49 se presentan 3 casos con distintas longitudes del plano de tierra: en el primer caso $L_g = L = \frac{\lambda}{4}$, en el segundo $L_g > L$, y en el tercero $L_g < L$. El ancho del resonador ("W"), el ancho del plano de tierra (" W_g ") y la separación entre el plano de tierra y el resonador ("s"), son de 8, 60 y 1 mm respectivamente, en los tres casos.

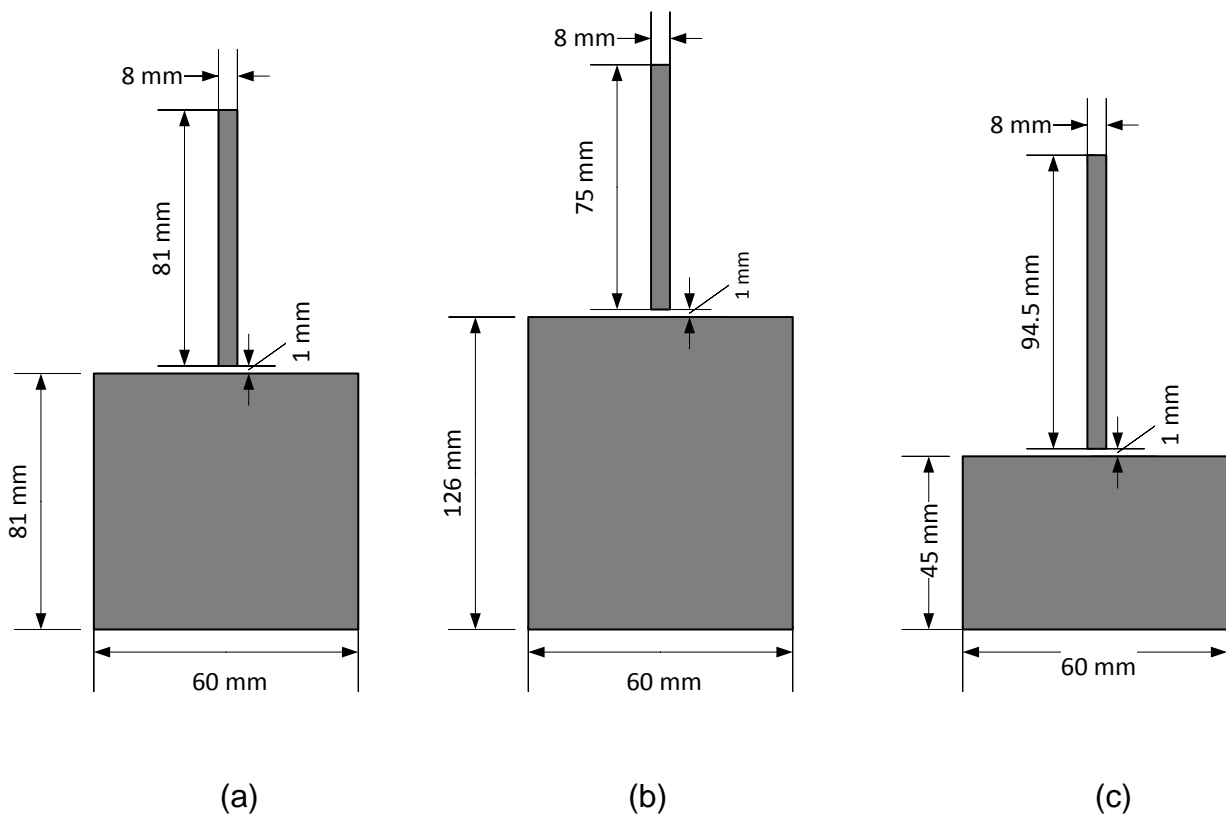


Figura 49. Opciones del plano de tierra: (a) caso 1 $L_g = L$, (b) caso 2 $L_g > L$ y (c) Caso 3 $L_g < L$

La variación en la longitud del plano de tierra (L_g), ocasiona que se deba ajustar la longitud del resonador, por lo tanto, para los dos últimos casos se ajustó la longitud de éste como se muestra en la figura 49. En la tabla 9 se presentan las longitudes del plano de tierra y el resonador, así como el ancho de banda obtenido en cada caso para la banda de 700MHz, mientras que en la figura 50 se presentan los resultados de las

pérdidas por retorno obtenidas mediante el análisis electromagnético de las tres estructuras.

Tabla 9. Valor de L_g , L y BW para los casos 1, 2 y 3

Casos	L_g (mm)	L (mm)	Longitud total (L_g+L) (mm)	BW ($S_{11} \leq -10 \text{ dB}$)	BW (%)
Caso 1	81	81	162	674.15 – 841.95	22.04
Caso 2	126	75	201	676.48 – 726.1	7.08
Caso 3	45	94.5	139.5	691.09 – 828.85	18.13

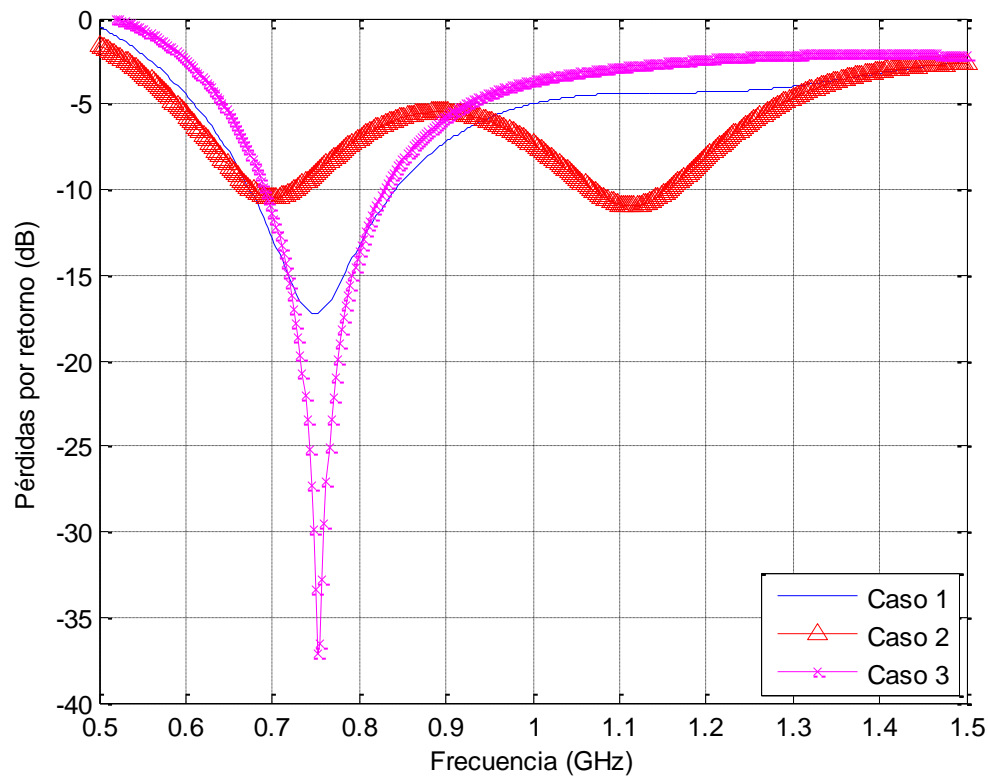


Figura 50. Pérdidas por retorno para los casos 1, 2 y 3

La longitud total de la antena debida a la longitud del resonador más la longitud del plano de tierra, es de 162, 201 y 139.5 mm para los casos 1, 2 y 3 respectivamente. De acuerdo a los datos de la Tabla 9, se puede notar que cuando se incrementa la longitud del plano de tierra a un valor mayor a $\frac{\lambda}{4}$ (caso 2), se incrementa el tamaño y se

reduce el ancho de banda. Cuando el plano de tierra y el resonador tienen la misma longitud (caso 1), y son iguales a $\frac{1}{4}$ de longitud de onda en el sustrato, se consigue un mayor ancho de banda, a diferencia de cuando la longitud del plano de tierra es menor a $\frac{\lambda}{4}$ (caso 3), observándose una reducción del ancho de banda en menor proporción con respecto al caso 2, pero con la ventaja de reducir el tamaño de la antena.

El caso 3 es el que tiene un mejor compromiso entre ancho de banda y tamaño, por lo tanto el plano de tierra seleccionado fue de $W_g=60$ mm y $L_g=45$ mm. El considerar las bandas de baja frecuencia para elegir las dimensiones del plano de tierra, se debe a que estas son más críticas siendo más difícil cumplir con los requerimientos. Además, un plano de tierra con una longitud de 45 mm equivale aproximadamente a un $\frac{1}{4}$ de longitud de onda de las frecuencias superiores. Es importante mencionar que una vez que se han seleccionado las dimensiones del plano de tierra, estas deben de mantenerse fijas con la intención de reducir el número de grados de libertad en el diseño de la antena multibanda.

El siguiente paso fue diseñar una antena para cada banda de operación deseada considerando el plano de tierra seleccionado, optimizando la longitud L y el ancho de los resonadores W , partiendo de los valores presentados en la tabla 6. Las dimensiones de los resonadores así como el ancho de banda obtenido y su porcentaje de ancho de banda, se presentan en la tabla 10 para cada uno de ellos.

Tabla 10. Dimensiones y ancho de banda de los resonadores para cada banda de frecuencias

BANDA	W (mm)	L (mm)	Banda de operación (MHz)	BW (MHz)	BW (%)
LTE700	5.2	92.5	689.1 - 815.1	126	16.75
GSM850	2	72.5	794.4 - 931.2	136.8	15.85
GSM900	2.5	67	858.1 – 984.8	126.7	13.75
GPS	0.5	32.4	1443 – 1798	355	21.89
GSM1800	0.5	28.5	1599 – 2026	427	23.58
GSM1900	0.5	26.6	1709 – 2148	439	22.76
UMTS2100	0.4	24.8	1844 – 2240	396	19.37
WiFi 802.11 b/g	0.4	19.8	2289 – 2609	320	13.06

En la figura 51 se muestran las pérdidas por retorno teóricas en función de la frecuencia para cada una de las antenas, en las bandas de baja frecuencia (de 0.698-0.96 GHz) y de alta frecuencia (de 1.575-2.5 GHz).

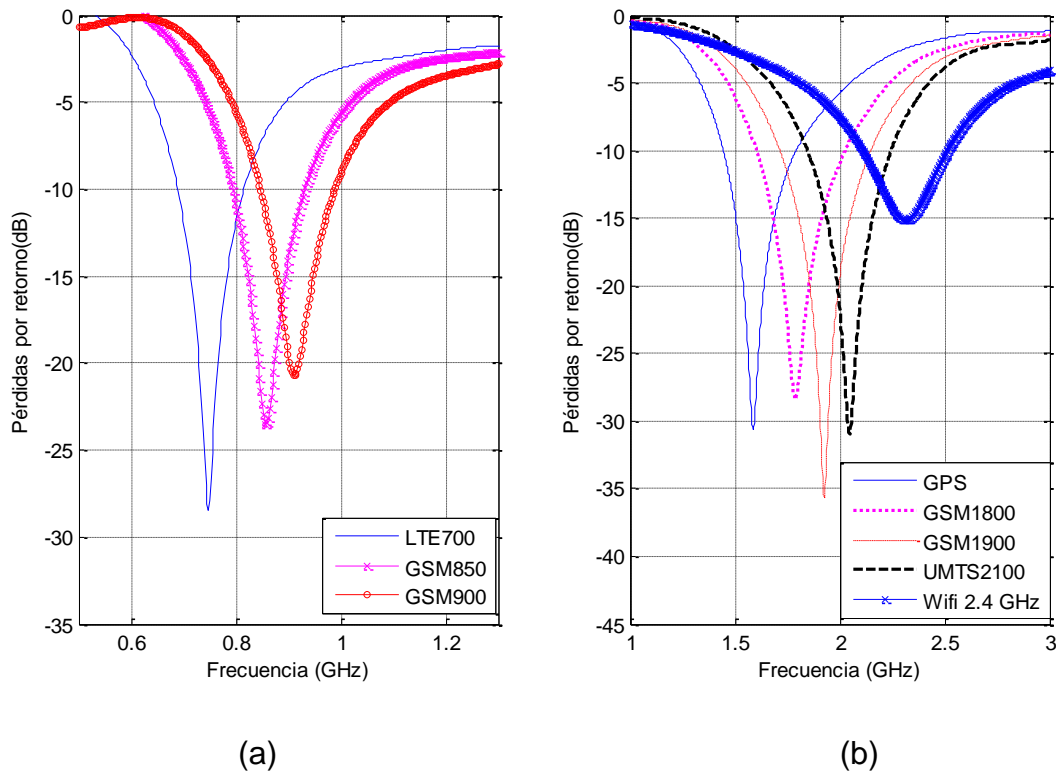


Figura 51. Pérdidas por retorno de las antenas individuales: (a) banda de baja frecuencia (0.698-0.96 GHz) y (b) banda de alta frecuencia (1.575-2.5 GHz)

3.8 Diseño de la antena multibanda

Para poder cumplir con el ancho de banda requerido en la banda de baja frecuencia existen distintas alternativas. Una opción es utilizar un solo resonador con un ancho relativamente grande, y además aprovechar las resonancias generadas, de orden superior, para cubrir la banda de alta frecuencia. En la figura 52 se muestran las pérdidas por retorno en un intervalo de 0.5 a 3 GHz, de la antena diseñada para la banda de LTE700, en la cual se puede apreciar la resonancia principal f_0 y la primera resonancia de orden superior la cual se encuentra en aproximadamente $2.64f_0$. Se observa que además se genera una segunda banda (de 1.852-2.15 GHz), considerando un nivel de $S_{11} \leq -10$ dB, que permite que la antena opere además en la

banda de GSM1900 (1.850-1.99 GHz) y cubra casi la totalidad de la banda de UMTS2100 (1.92-2.17 GHz).

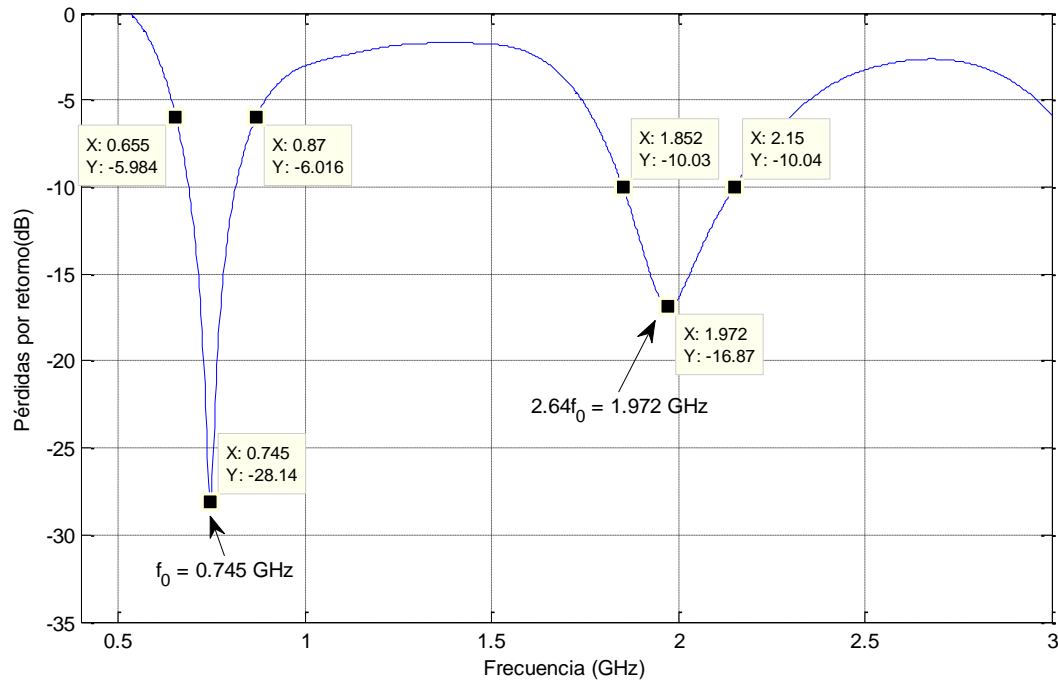


Figura 52. Frecuencias de resonancia generadas para la antena en la banda de LTE700

Debido a que el objetivo final es minimizar la estructura, el utilizar resonadores anchos dificulta el doblez de las líneas, el cual es un proceso necesario para conseguir una antena con dimensiones reducidas. Otra alternativa es utilizar dos resonadores la cual se presenta en la sección 3.8.1. En la metodología de diseño propuesta en este trabajo de tesis, se sugiere diseñar primero los resonadores de baja frecuencia, debido a que son los que tienen la mayor longitud y en consecuencia ocupan mayor superficie.

3.8.1 Dos resonadores

El utilizar dos resonadores permite generar una banda más amplia en baja frecuencia que empleando un solo resonador, y a su vez aprovechar la primera resonancia de orden superior de ambos resonadores, para cubrir casi en su totalidad la banda de interés superior. La estructura de la antena y sus parámetros físicos se muestran en la figura 53, donde: L_1 y L_2 son las longitudes de los resonadores 1 y 2, Gap_{12} y $W_{\text{gap}_{12}}$ son el largo y ancho de la línea que los interconecta; y L_f y W_f son el

largo y ancho del segmento de la línea de alimentación. En la tabla 11 se enlistan los parámetros y los valores calculados para cada elemento de la antenna.

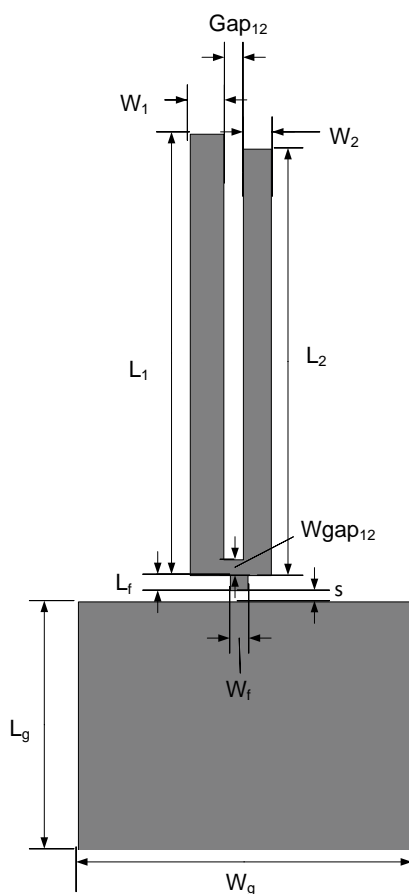


Figura 53. Antena multibanda con dos resonadores

Tabla 11. Parámetros de la antena multibanda con dos resonadores y sus valores

Parámetro	Valor (mm)
W_g	60
L_g	45
S	1
L_f	3
W_f	3.15
Gap_{12}	3.5
$W_{gap_{12}}$	3.15
L_1	87.98
W_1	6
L_2	85
W_2	5

En la figura 54 se muestran las pérdidas por retorno obtenidas del análisis electromagnético de esta estructura, en donde se pueden apreciar dos bandas de operación: la primera cubre desde 0.692 hasta 0.97 GHz ($S_{11} \leq -6$ dB) y la segunda de 1.8 a 2.43 GHz ($S_{11} \leq -10$ dB), con lo que se cumplen los requerimientos de la banda de baja frecuencia, pero no los de la banda superior, razón por lo cual es necesario agregar un tercer resonador. Vale la pena mencionar que cuando se tienen dos resonadores, la separación entre estos (Gap_{12}) es importante, ya que si esta separación es pequeña, actúan como si se tratara de un solo resonador ancho generando una banda con un BW grande, y cuando la separación Gap_{12} es grande actúan de forma independiente.

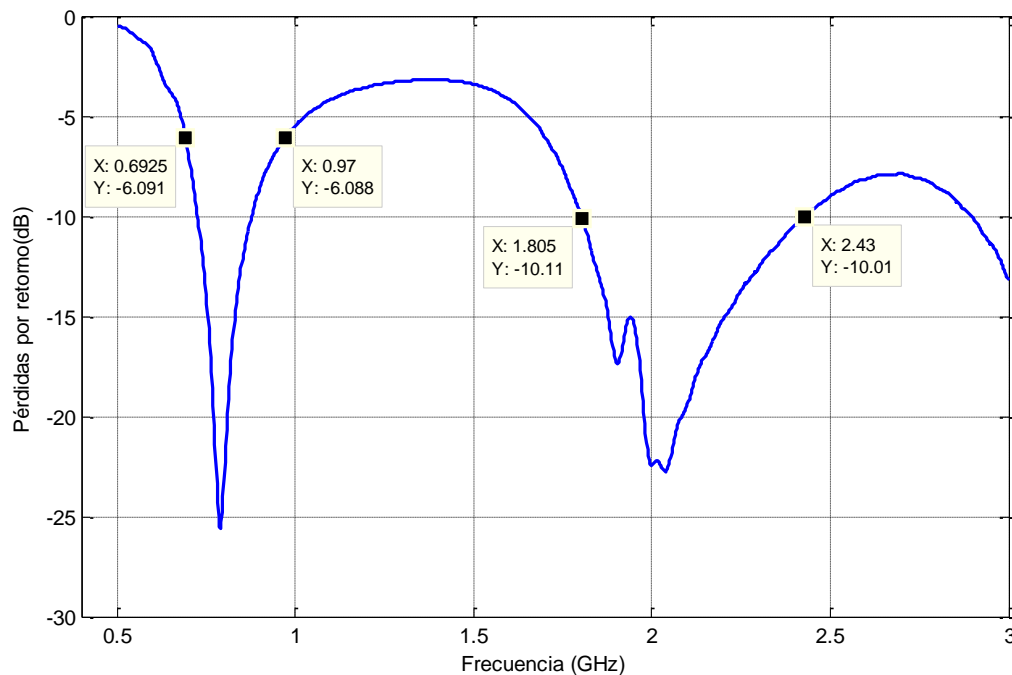


Figura 54. Pérdidas por retorno en función de la frecuencia de la antena con dos resonadores

3.8.2 Tres resonadores

Como se mencionó en la sección anterior, con dos resonadores no se alcanza a cubrir totalmente la banda de alta frecuencia, siendo necesario agregar un tercer resonador como se muestra en la figura 55, el cual resuena a aproximadamente 1.6 GHz. En tabla 12 se muestran los parámetros y valores de esta estructura.

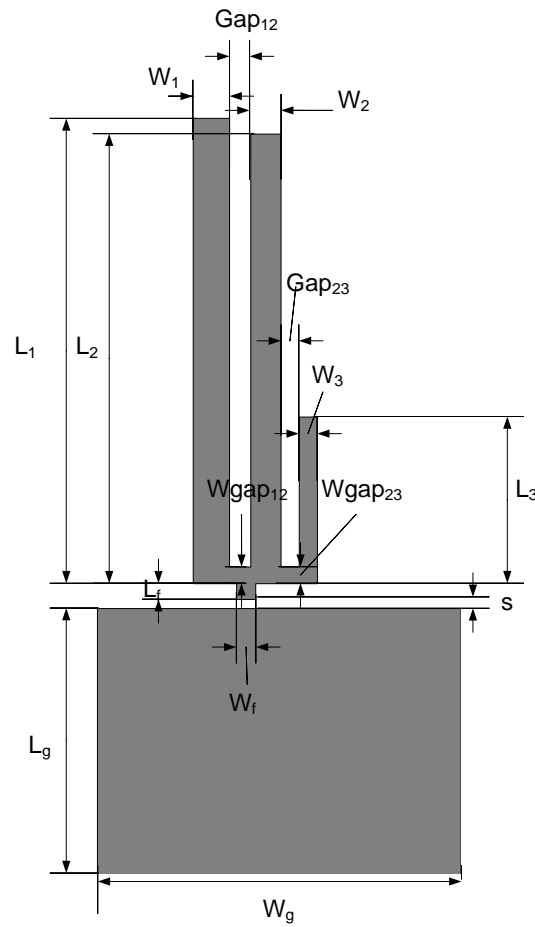


Figura 55. Antena con tres resonadores

Tabla 12. Parámetros de la antena con tres resonadores y sus valores.

Parámetro	Valor (mm)	Parámetro	Valor (mm)
W_g	60	$W_{gap_{23}}$	3.15
L_g	45	L_1	87.98
S	1	W_1	6
L_f	3	L_2	85
W_f	3.15	W_2	5
Gap_{12}	3.5	L_3	31.5
$W_{gap_{12}}$	3.15	W_3	3
Gap_{23}	3		

Al agregar el tercer resonador, aumentó considerablemente el ancho de banda en la banda de alta frecuencia, e incluso se obtiene un valor mayor al requerido, ya que ahora opera desde 1.54 hasta más de 3 GHz, abarcando también las bandas de LTE2300 (2.3-2.4 GHz) y LTE2500 (2.5 - 2.69 GHz), las cuales no estaban

contempladas inicialmente. La longitud del tercer resonador (L_3) y su separación con respecto al segundo resonador son importantes (Gap_{23}). Cuando se diseña la antena para resonar en las bandas generadas por los resonadores de mayor longitud, el nivel de adaptación y el BW de la banda de alta frecuencia disminuyen notablemente. Por otro lado, cuando se aumenta la longitud del tercer resonador ($L_3 > 32$) se genera una antiresonancia en aproximadamente 1.7 GHz.

Un efecto similar ocurre con la separación entre el segundo y tercer resonador, en donde un valor pequeño provoca que interactúe y se acople con el segundo resonador, generando una antiresonancia en la banda de alta frecuencia, disminuyendo su ancho de banda. Un valor de separación grande provoca una ligera reducción en el ancho de banda en la banda de baja frecuencia, mientras que en la de alta frecuencia se reducen notoriamente el ancho de banda y su nivel de adaptación. En la figura 56 se presentan las pérdidas por retorno obtenidas mediante el análisis electromagnético. Las dimensiones totales de la estructura son de 136.98 mm de largo, por 60 mm de ancho y con 1.56 mm de espesor.

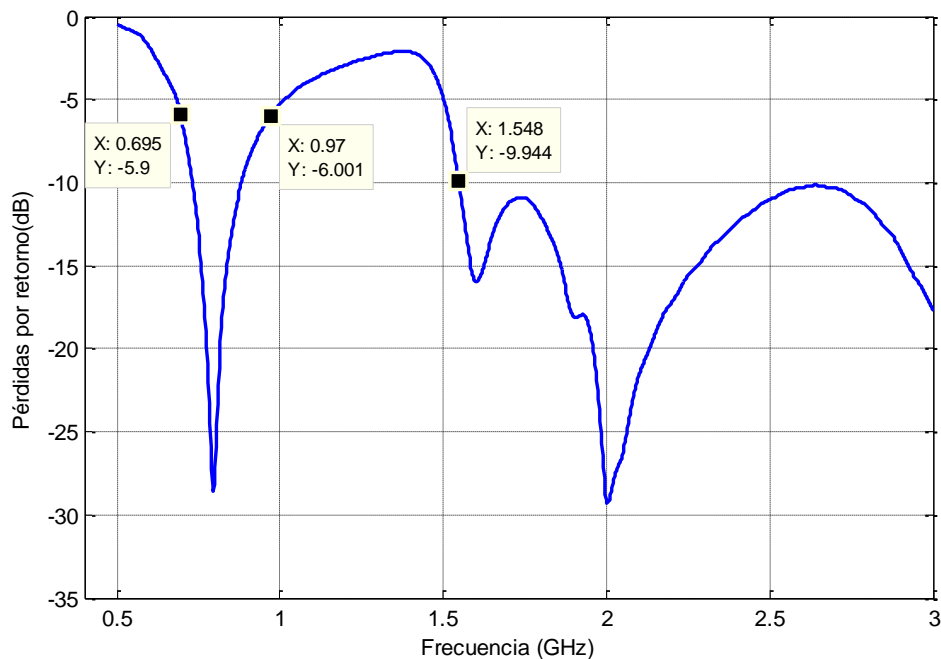


Figura 56. Pérdidas por retorno en función de la frecuencia para la antena con tres resonadores

3.8.3 Reducción de las dimensiones de la antena multibanda

Debido a que las dimensiones de la antena diseñada empleando tres elementos resonadores son mayores a lo requerido, se debe reducir doblando los elementos resonadores. Al doblar la estructura se observó una reducción en el ancho de banda, razón por la cual se tuvo que optimizar. En primer lugar se optimizó la ubicación del puerto, en donde se observó que cuando está cerca del resonador más largo aumenta el ancho de banda en la banda baja y disminuye en la banda alta. Mientras que si se coloca cerca del resonador de menor longitud el ancho de banda de ambas bandas disminuye. Por lo tanto, la ubicación óptima en donde se tiene un compromiso entre ambas bandas es un punto intermedio, en el que no esté tan alejado de ambos, es decir en el resonador 2. En la figura 57 se muestra una comparación de las pérdidas por retorno al variar la posición del puerto también indicada en la figura.

Para reducir la longitud de la antena, el segundo resonador se dividió en tres segmentos, denominados L_{2a} , L_{2b} y L_{2c} , siendo estos, el primer segmento vertical, el segmento horizontal y el segundo segmento vertical respectivamente. Mediante un proceso iterativo se encontraron los valores óptimos para cada uno de ellos, donde L_{2a} es el más crítico, ya que conforme su valor disminuye también lo hace el ancho de banda en las bandas de baja y alta frecuencia. Algo similar ocurre con el valor de L_{2b} , pero la sensibilidad a éste es menor. Los valores óptimos son: $L_{2a}= 45$ mm, $L_{2b}= 37$ mm y $L_{2c}=8.5$ mm. En la figura 58 se muestra en el efecto que se produce en las pérdidas por retorno al reducir la longitud del segmento L_{2a} , mientras que en la figura 59 se presentan las pérdidas por retorno en función de L_{2b} .

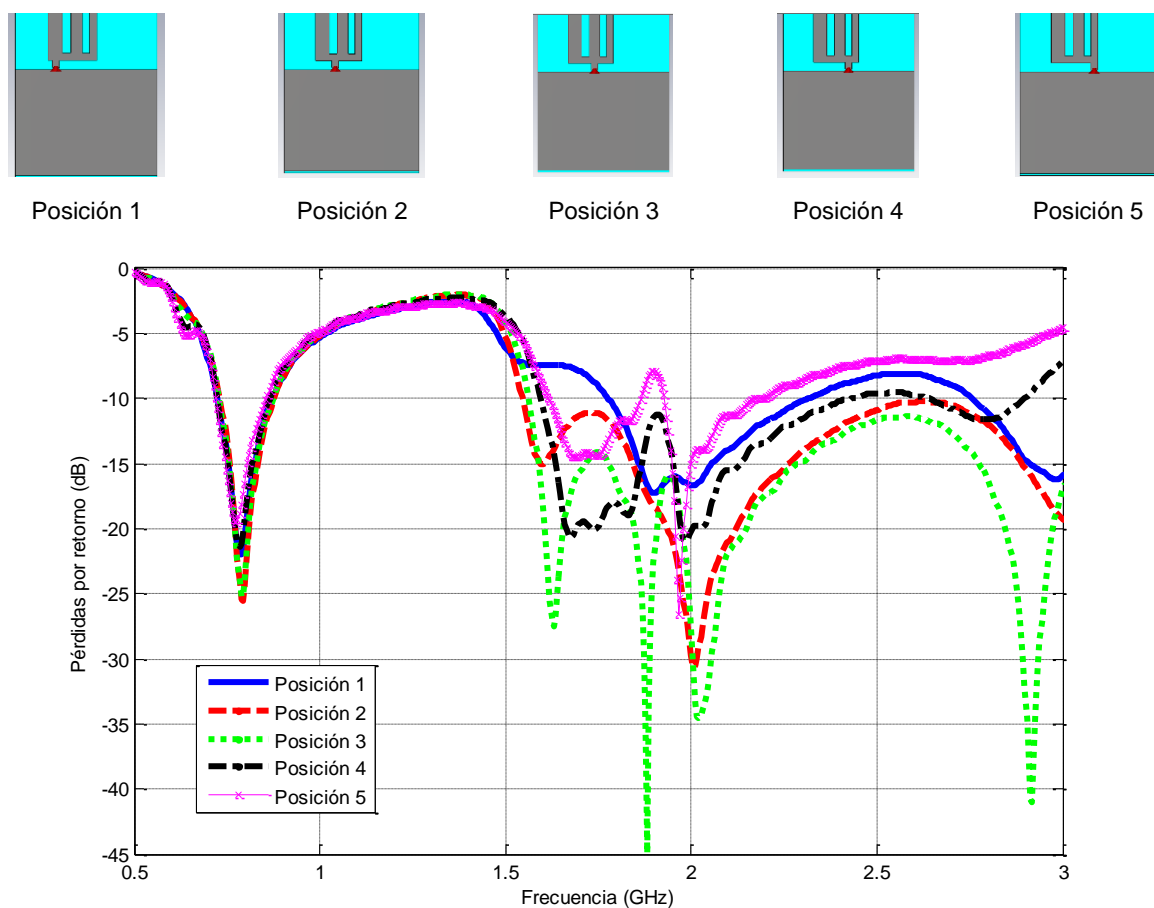


Figura 57. Pérdidas por retorno de la antena con tres resonadores de acuerdo a la posición del puerto

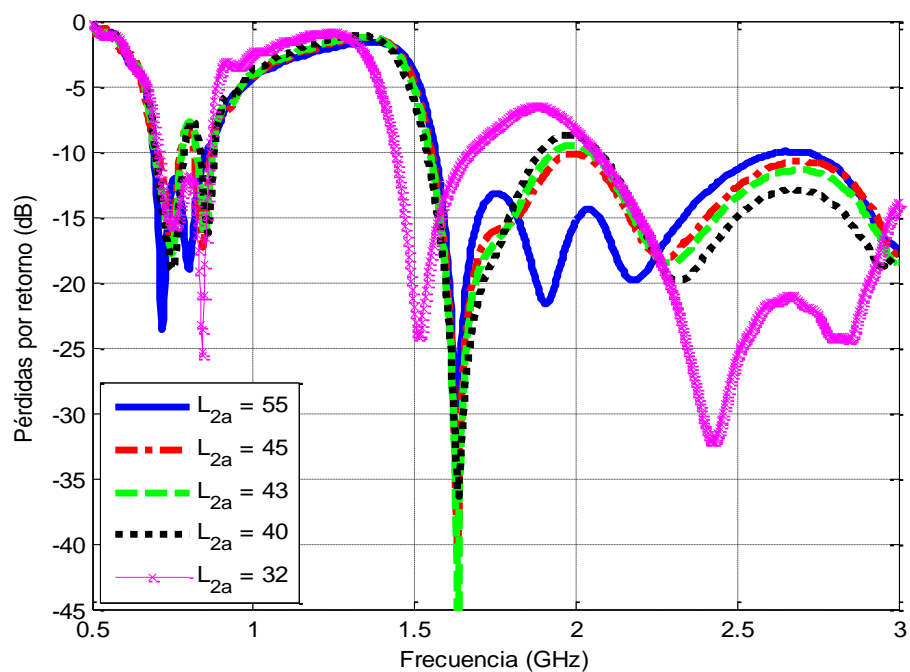


Figura 58. Comparación de las pérdidas por retorno con distintos valores de L_{2a}

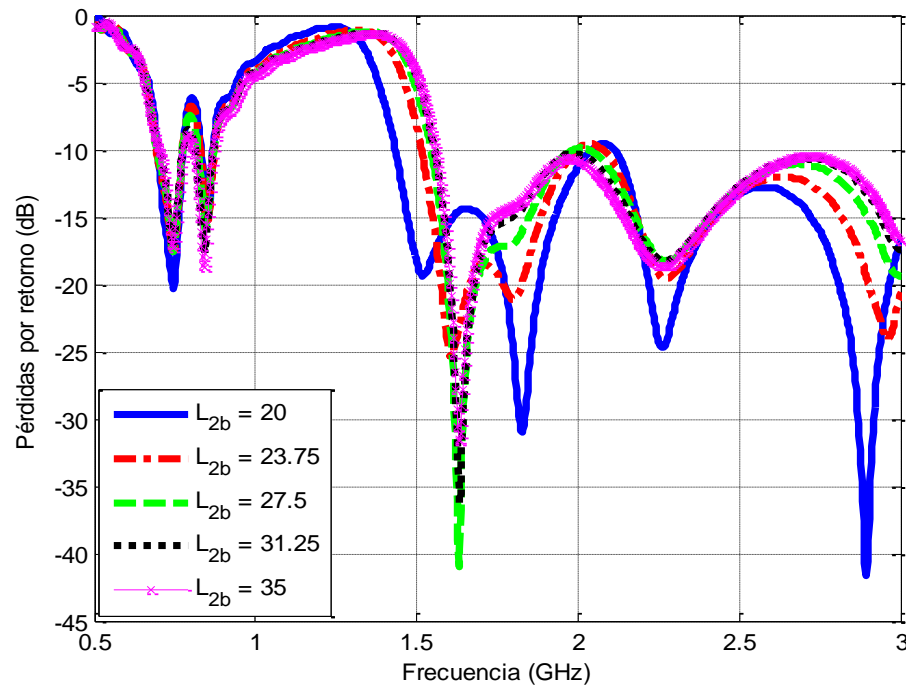


Figura 59. Comparación de las pérdidas por retorno con distintos valores de L_{2b}

Posteriormente, el primer resonador se dividió en dos segmentos, L_{1a} (segmento vertical), y L_{1b} (segmento horizontal), con longitudes de 54.5 mm y 42.15 mm respectivamente. De manera similar que con L_{2a} , al disminuir L_{1a} se reduce el ancho de banda y además se observa que los resonadores actúan de forma independiente y se genera una antirresonancia en 806 MHz. En la figura 60 se muestra el efecto la longitud L_{1a} en las pérdidas por retorno.

Con el fin de aumentar el ancho de banda y reducir el nivel de la antirresonancia, se re-optimizó la estructura, aumentando 1 mm a los anchos de los resonadores W_1 y W_2 , y 17.35 mm a $W_{gap_{12}}$. Las dimensiones finales de la antenna son de 110.5 mm de largo, 60 mm de ancho y 1.56 mm de espesor lo cual cumple con las especificaciones. En la figura 61 se muestra la geometría y los parámetros de la antenna multibanda final, mientras que en la tabla 13 se proporcionan los valores finales de sus parámetros físicos.

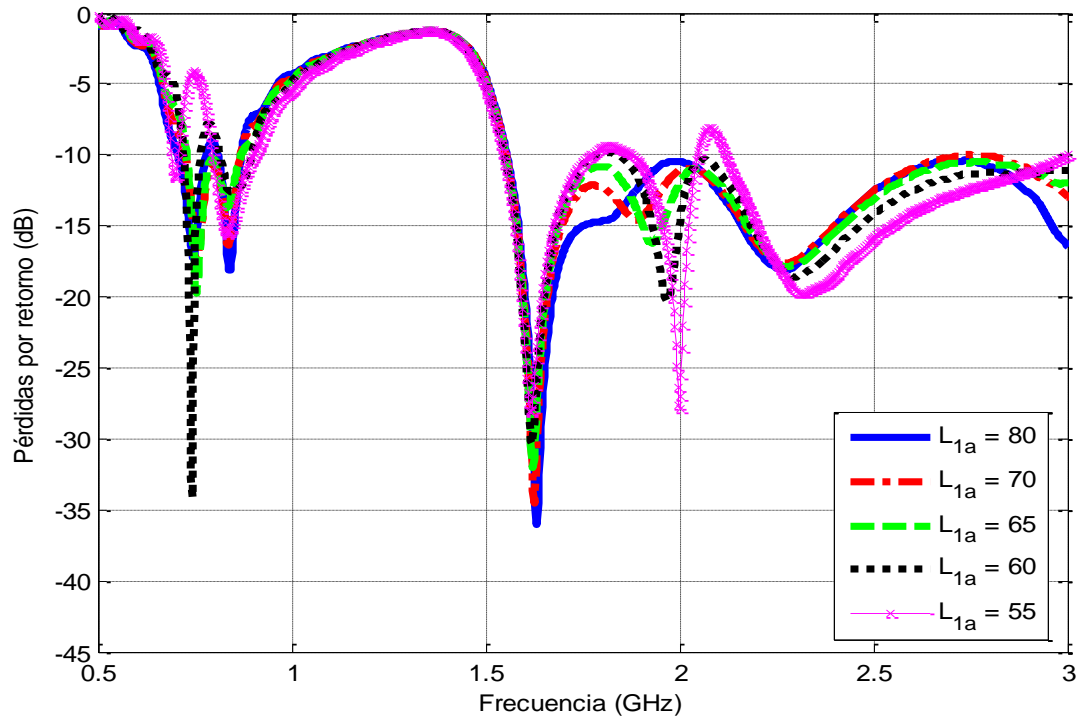


Figura 60. Comparación de las pérdidas por retorno con distintos valores L_{1a}

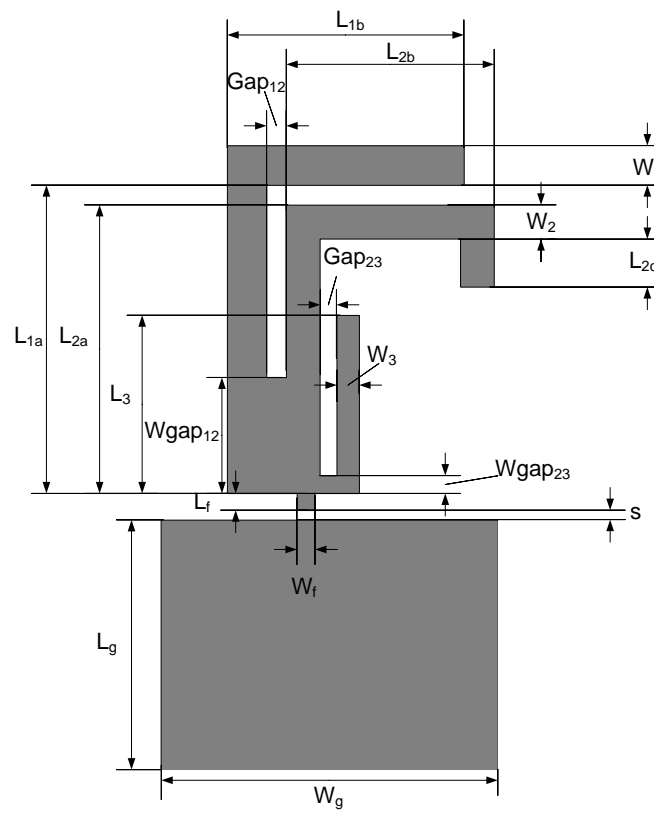


Figura 61. Antena multibanda final

Tabla 13. Valores de los parámetros físicos de la antena multibanda

Parámetro	Valor (mm)	Parámetro	Valor (mm)
W_g	60	L_{1a}	54.5
L_g	45	L_{1b}	42.15
S	1	W_1	7
L_f	3	L_{2a}	45
W_f	3.15	L_{2b}	37
Gap_{12}	3.5	L_{2c}	8.5
$W_{gap_{12}}$	20.5	W_2	6
Gap_{23}	3	L_3	31.5
$W_{gap_{23}}$	3.15	W_3	3

3.8.3.1 Pérdidas por retorno

Los resultados de las pérdidas por retorno (o coeficiente de reflexión) obtenidos mediante el análisis electromagnético en el intervalo de frecuencias de 0.5 a 3 GHz, se muestran en la figura 62. Se observan dos bandas de operación. En la primera banda se empleó el criterio de $S_{11} \leq -6$ dB o $VSWR < 3$, y se consigue un %BW de 32.53% (695 MHz - 965 MHz), lo que permite que opere en las bandas LTE700/800, GSM850 y GSM900. En la segunda banda se empleó el criterio de $S_{11} \leq -10$ dB, y el %BW es de 58.95% (1.525 GHz – 2.8 GHz), permitiendo que la antena opere en las bandas GPS, GSM1800/1900, UMTS2100, LTE2300/2500 y WiFi 802.11 b/g. En la primera banda se pueden apreciar dos resonancias y una antiresonancia, generadas por el acoplamiento debido al doblez y la cercanía entre los resonadores 1 y 2. En la segunda banda también se observan dos resonancias, donde la primera de ellas ocurre en la frecuencia de 1.61 GHz provocada por el tercer resonador, mientras que la segunda ocurre en 2.3 GHz la cual se debe a la primera resonancia de orden superior del primer resonador. La figura 62 también incluye las bandas de operación y los niveles de las pérdidas por retorno requeridas, en donde se puede apreciar que la antena diseñada cubre perfectamente el ancho de banda requerido, e inclusive opera en otras bandas no consideradas inicialmente.

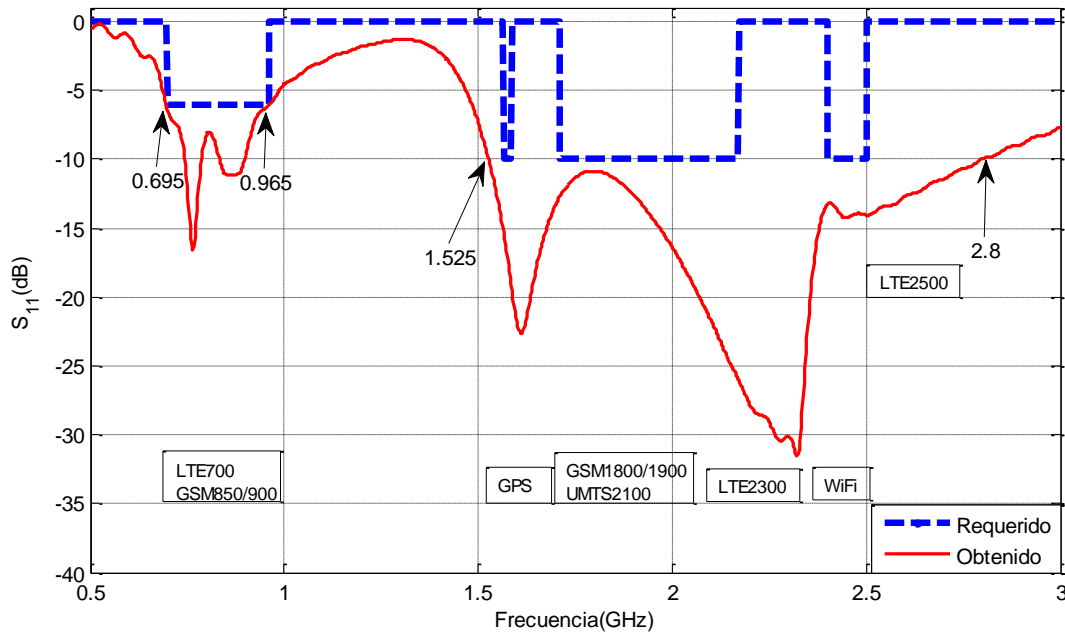


Figura 62. Resultado de las pérdidas por retorno del análisis electromagnético de la antena multibanda

3.8.3.2 Ganancia

En la figura 63 se muestra la ganancia de la antena multibanda en el intervalo de frecuencias de 0.5 a 3 GHz, obtenida del análisis electromagnético de la antena diseñada. Se puede apreciar que en la banda de baja frecuencia (indicada como banda 1) la ganancia está por arriba de 2 dBi, teniéndose la máxima en 0.875 GHz con un valor de 2.57 dBi. En la banda de alta frecuencia (indicada como banda 2) la ganancia mínima es de 1.416 dBi a la frecuencia de 1.5 GHz, mientras que la ganancia máxima es de 4.3365 dBi a la frecuencia de 2.5 GHz.

3.8.3.3 Diagramas de radiación

De la figura 64 a la figura 67 se muestran los diagramas de radiación tridimensional y con cortes en los planos H ($\phi = 0$ y θ variable) y E (ϕ variable y $\theta = 90^\circ$) correspondientes a las frecuencias: 0.85GHz, 1.57542GHz, 1.9GHz y 2.4 GHz. Se puede observar que en la frecuencia de 0.85 GHz, el patrón de radiación en el plano H es omnidireccional (figura 64 (a)), mientras que en el plano E se tienen dos nulos en 90° y -90° y su ancho del haz de mediana potencia HPBW es de 89.4° (figura 64 (b)).

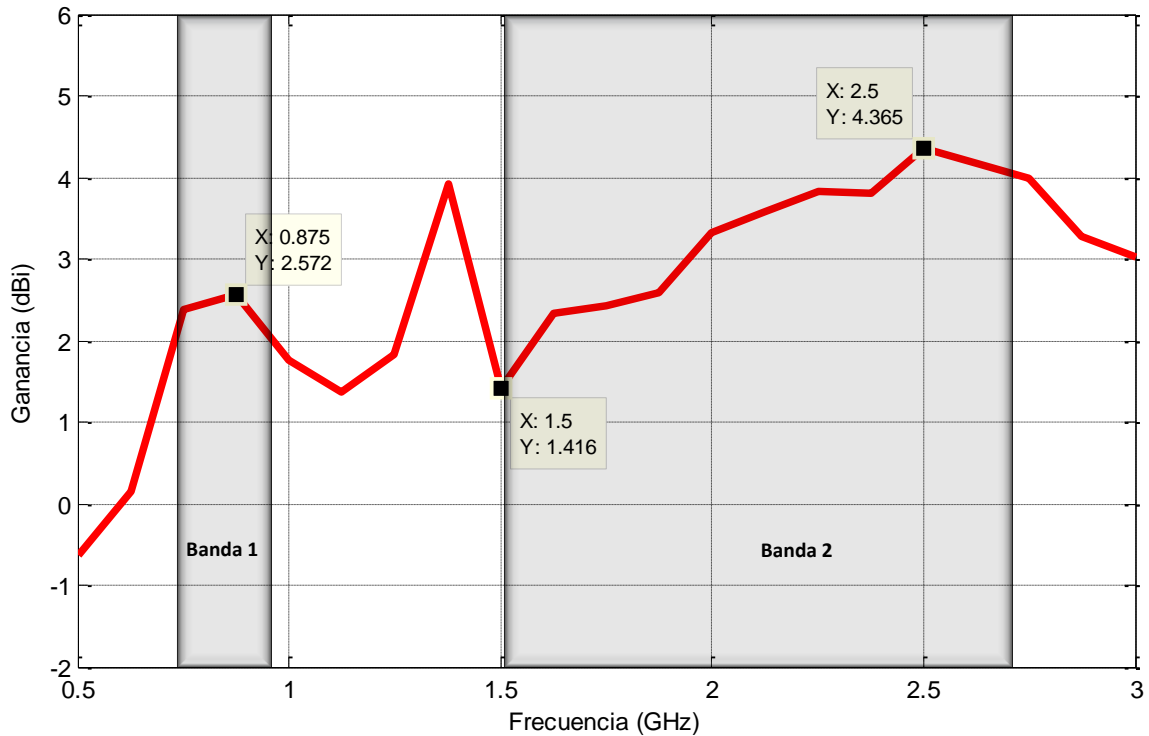


Figura 63. Ganancia de la antena multibanda en función de la frecuencia

El patrón de radiación en el plano H a la frecuencia de 1.57542 GHz también es omnidireccional (figura 65 (a)), en el plano E se tienen dos nulos en aproximadamente 90° y -90° y su HPBW es de 94.8° (figura 65 (b)). En la frecuencia de 1.9 GHz se tiene un patrón casi omnidireccional en el plano H con un HPBW = 308.9° (figura 66 (a)), mientras que en el plano E se tienen dos nulos cerca de 60° y -60° con un HPBW de 85.8° (figura 66 (b)). Finalmente, en la frecuencia de 2.4 GHz el patrón en el plano H se observa que se deforma cerca de 90° y -90° (figura 67 (a)), aunque para efectos prácticos se puede considerar casi omnidireccional (HPBW= 103.9°), mientras que en el plano E se tiene un nulo en -90° con un HPBW de 50.9° (figura 67 (b)).

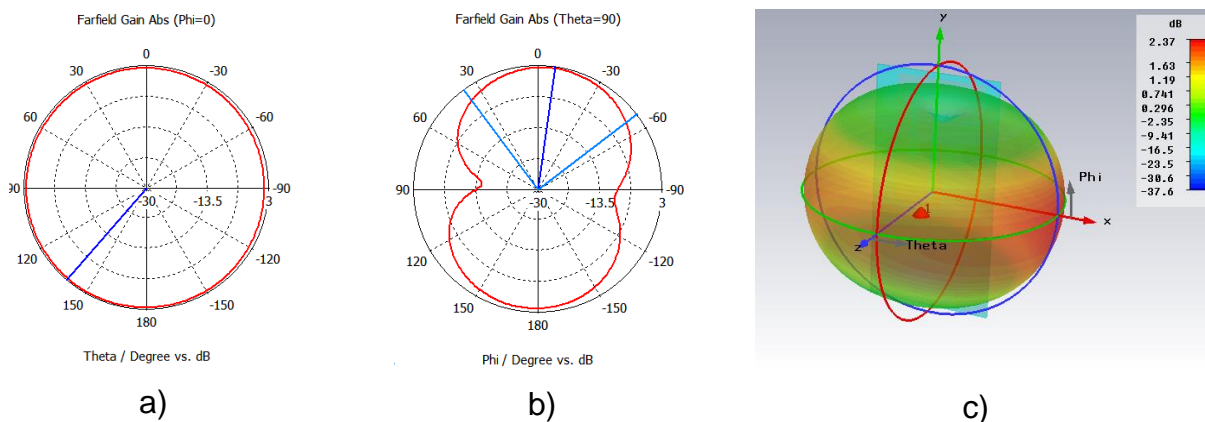


Figura 64. Patrón de radiación a 850 MHz: a) plano H, b) plano E y c) tridimensional

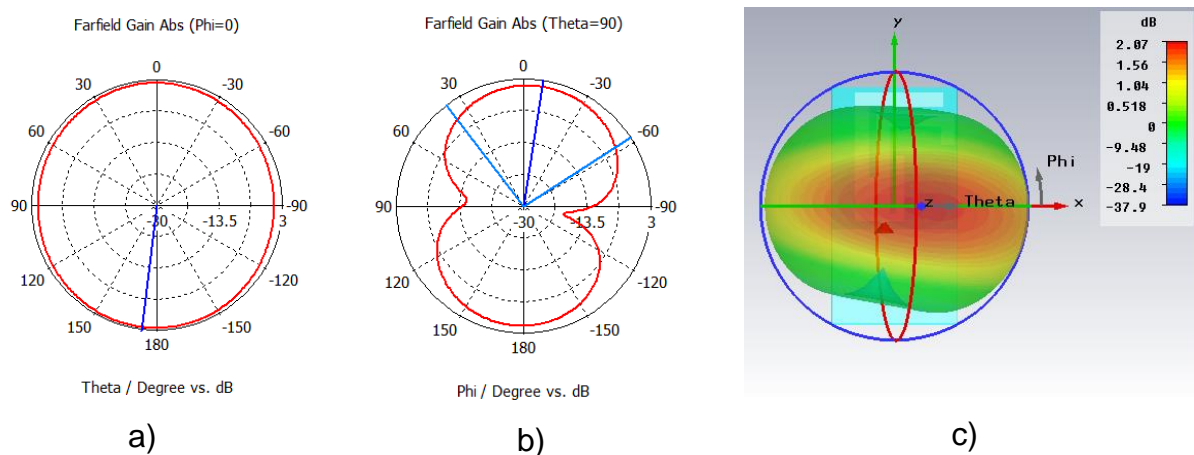


Figura 65. Patrón de radiación a 1575.42 MHz: a) plano H, b) plano E y c) tridimensional

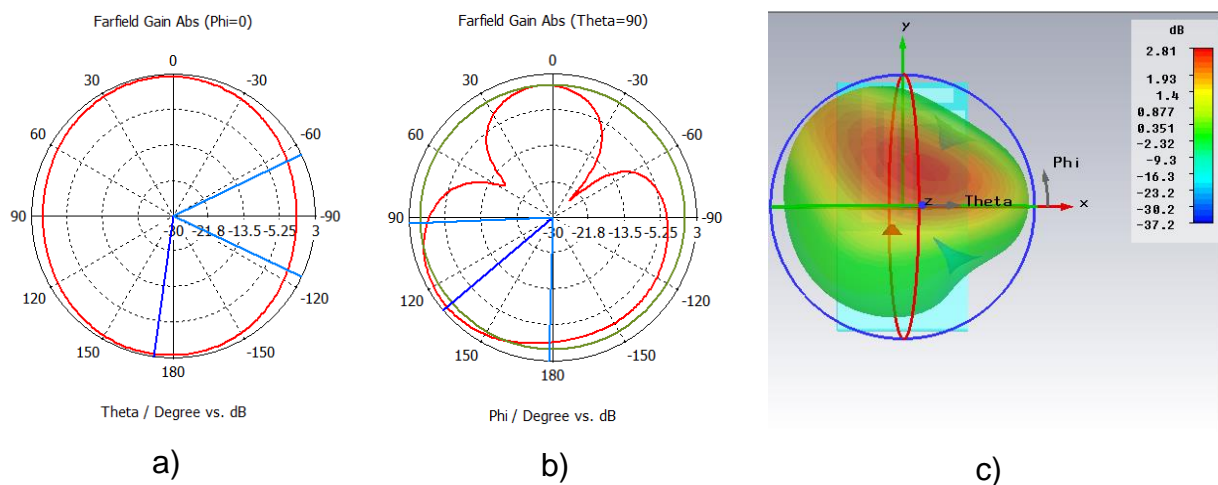


Figura 66. Patrón de radiación a 1.9 GHz: a) plano H, b) plano E y c) tridimensional

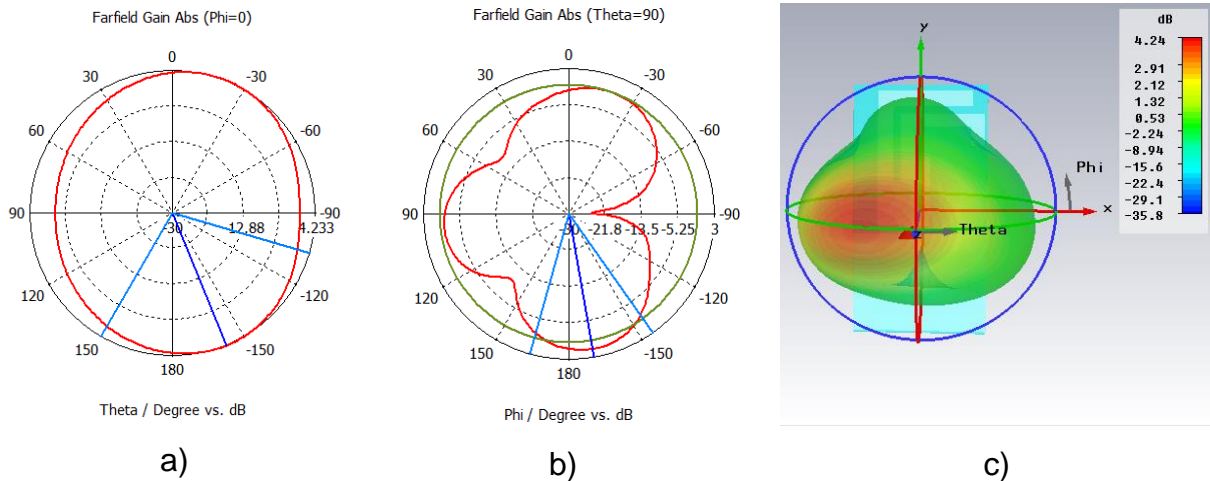
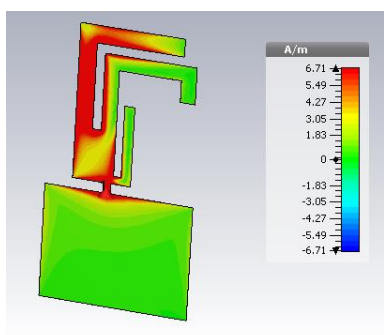


Figura 67. Patrón de radiación a 2.4 GHz: a) plano H, b) plano E y c) tridimensional

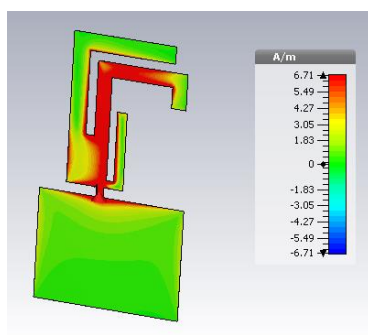
3.8.3.4 Distribución de corriente superficial

En base a un análisis de la distribución de corriente es posible conocer la frecuencia a la cual opera cada elemento y la contribución a la respuesta total de la antenna propuesta. En la figura 68 se muestra la distribución de corriente de la antenna calculada a las frecuencias de 0.748GHz, 0.859GHz y 1.6 GHz. Se puede apreciar que a la frecuencia de 0.748 GHz la corriente se concentra en el resonador del lado izquierdo (figura 68 (a)). En la frecuencia de 0.859 GHz se concentra en el resonador central (figura 68 (b)), y en la frecuencia de 1.6 GHz en el tercer resonador el cual tiene una longitud menor (figura 68 (c)). Asimismo, se puede apreciar que en la frecuencia de 2.3 GHz actúa el primer resonador y en 2.45 GHz el segundo resonador, es decir, son armónicas de estos resonadores.

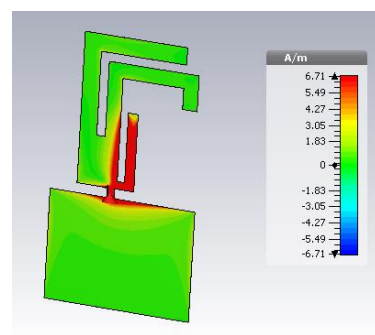
En este capítulo se presentó la metodología de diseño de la antenna multibanda propuesta, así como los resultados teóricos de sus pérdidas por retorno, ganancia, patrón de radiación y distribución de corriente obtenidas del análisis electromagnético de la estructura. En el siguiente capítulo se presenta la metodología del proceso de construcción y caracterización de la antenna presentada en la figura 61 y cuyas dimensiones se dan en la tabla 13. De la misma manera se incluyen los resultados experimentales obtenidos de la caracterización de las pérdidas por retorno, ganancia y patrón de radiación de la antenna desarrollada.



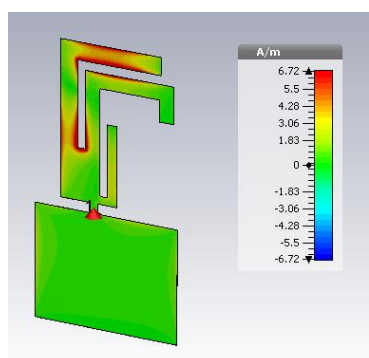
a)



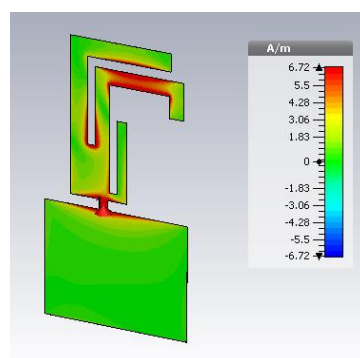
b)



c)



d)



e)

Figura 68. Distribución de corriente superficial: a) 0.748 GHz, b) 0.859 GHz, c) 1.6 GHz, d) 2.3 GHz y e) 2.45 GHz

Capítulo 4. Construcción y caracterización de la antena

4.1 Introducción

En este capítulo se presentan los procesos de construcción y caracterización de la antena. Se hace una descripción de la técnica utilizada en la construcción, así como la metodología y el equipo utilizado para la caracterización de la antena, para obtener los resultados experimentales de las pérdidas por retorno, el ancho de banda de impedancia, la ganancia y el patrón de radiación.

4.2 Proceso de construcción

Para la construcción de la antena se empleó una técnica fotolitográfica, similar a la utilizada para la fabricación de circuitos impresos la cual puede proveer buena precisión (Trujillo, 2012). El primer paso fue la exportación de la estructura de la antena desde CST a un archivo con extensión .DXF. Posteriormente se importa al programa de dibujo, CorelDraw, para conseguir una impresión de buena calidad, con las dimensiones adecuadas, tonos más negros y con mayor contraste. Es de gran importancia que la impresión sea una copia fiel del diseño obtenido con CST. La impresión se hizo en una hoja blanca de alta calidad, utilizando una impresora láser que se configuró para presentar una mayor resolución, calidad y contraste al máximo. Posteriormente fue necesario medir la impresión de la estructura y verificar que las dimensiones sean las mismas obtenidas del diseño presentadas en la tabla 13, es decir que la impresión se haya realizado con escala 1:1.

En la figura 69 se presenta un diagrama de flujo que resume las etapas del proceso de construcción, las cuales se explican con mayor detalle en las secciones 4.2.1, 4.2.2 y 4.2.3.

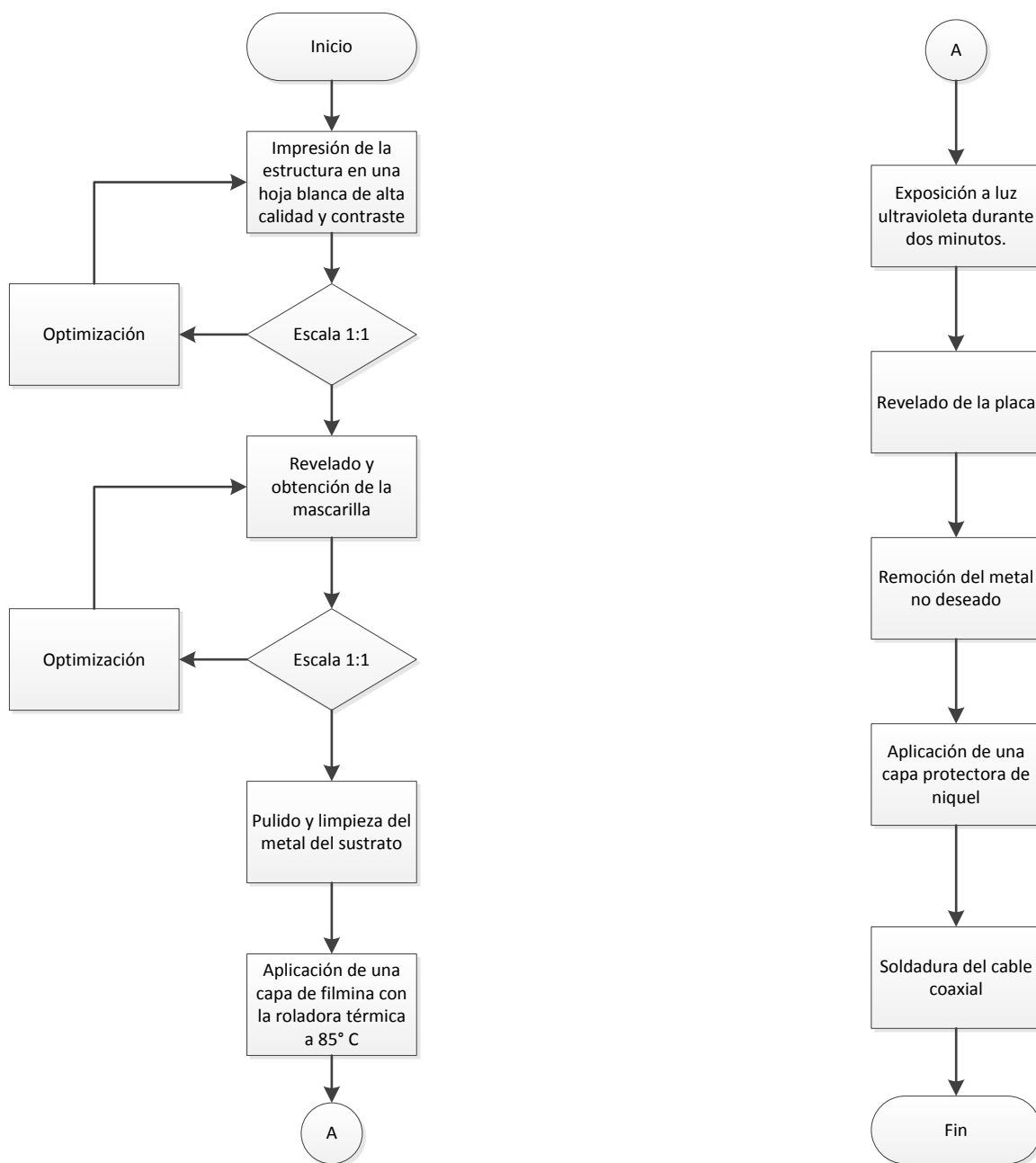


Figura 69. Diagrama de flujo del proceso de construcción de la antena

La lista de materiales y equipo utilizado en la construcción de la antena se presenta en la tabla 14.

Tabla 14. Materiales y equipo utilizados para la construcción.

Materiales	Equipo
Hoja blanca de alta calidad y contraste.	Impresora de alta resolución.
Material fotosensible.	Microscopio de medición.
Revelador RAD5.	Cuarto oscuro con luz roja.
Fijador (ácido acético).	Cámara Repromaster 2001.
Substrato FR4.	Roladora térmica.
Pulidor de metales Brasso.	Lámpara de luz ultravioleta COLIGHT M-218.
Alcohol isopropílico y acetona.	
Agua purificada o destilada.	
Filmina.	
Revelador de filmina Mextronix.	
Cloruro férrico.	
Níquel líquido.	
Cable coaxial de 50 Ω .	
Conector tipo SMA	

4.2.1 Obtención de la mascarilla

Una vez que se tuvo la certeza de que las dimensiones fueran las correctas, el siguiente paso fue obtener la mascarilla del circuito de la antena en un material sensible a la luz de alta resolución. Para ello se utilizó la cámara de alta precisión Repromaster 2001 (figura 70 (a)), en donde la hoja blanca obtenida de la impresión láser con el circuito de la antena multibanda grabada se coloca en la parte inferior, entre dos placas de vidrio que hacen un vacío entre ellas para mantenerla fija. En la parte superior se coloca la película fotográfica y se expone a la luz durante 99 segundos. Posteriormente, para obtener el negativo del circuito, se hizo el revelado de la película fotográfica introduciéndola en recipientes que contienen el revelador y el fijador, enjuagándola con agua destilada después de sacarla de cada una de las sustancias para eliminar los residuos de éstas.

Una vez obtenido el negativo se verificó que la escala fuera 1:1, ya que de esto depende la precisión en la construcción y en consecuencia la respuesta de la antena. En este trabajo fue necesario realizar varias pruebas, y hasta la octava vez se obtuvo la escala 1:1. Todo este proceso se hizo en un cuarto oscuro con luz roja para no alterar

las propiedades del material fotosensible. La mascarilla o negativo del circuito obtenida se muestra en la figura 70 (b).



a)



b)

Figura 70. Obtención de la mascarilla, (a) Cámara Repromaster 2001, (b) Negativo del circuito de la antena

4.2.2 Grabado del circuito impreso

Una vez que se obtuvo la mascarilla con las dimensiones correctas, se cortó el sustrato del tamaño requerido por el circuito de la antena, se limpió con acetona y alcohol isopropílico. Posteriormente, se introdujo en un recipiente con Cloruro Férrico durante 105 segundos, con el fin de reducir el espesor de la capa de cobre de $22\ \mu\text{m}$ hasta $8\ \mu\text{m}$ para que el decapado final sea más rápido, y se asegure una mejor precisión en la construcción. Hecho esto, se enjuagó la muestra con agua y posteriormente con alcohol isopropílico. Después se pulió la parte metálica utilizando Brasso y se enjuagó de nuevo la muestra con alcohol isopropílico.

En la figura 71 se muestra una gráfica de la reducción del espesor de la capa de cobre en función del tiempo que dura sumergida en el Cloruro Férrico, cuyos datos se obtuvieron experimentalmente.

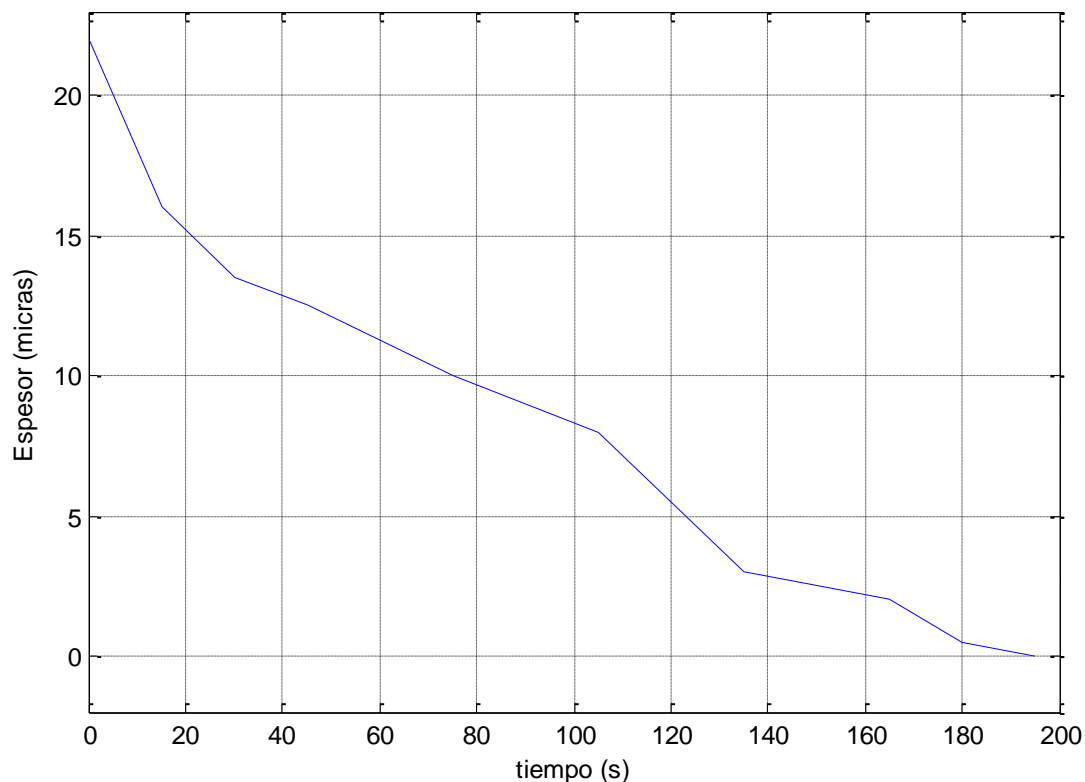


Figura 71. Reducción del espesor de la capa de cobre en función del tiempo

El siguiente paso fue adherir una hoja de material fotosensible (filmina) a la placa de cobre y pasarla por la roladora térmica que se muestra en la figura 72a, la cual se fijó a una temperatura de 85 grados centígrados, con el fin de tener certeza de que no hubiera burbujas y que la adhesión fuera lo mejor posible. Después, el negativo se colocó sobre la capa de filmina y se expuso a luz ultravioleta en la lámpara Colight M-218 dada en la figura 72b durante 2 minutos, ya que de esta forma todo el negativo se transforma en positivo sobre la placa de cobre, debido a que las zonas oscuras bloquean el paso de la luz ultravioleta impidiendo la adherencia de la filmina. Posteriormente, se introdujo la placa en un recipiente con revelador de filmina (figura 72c) durante el tiempo necesario hasta que el exceso de ésta se desprenda, una vez que esto haya sucedido se enjuagó con agua destilada. Para hacer el decapado final se sumergió la placa de cobre en un recipiente con Cloruro Férrico. El tiempo que estuvo sumergida la placa fue el necesario hasta eliminar la parte que no estaba protegida por la capa de filmina. Finalmente se enjuagó la placa con agua destilada para eliminar

cualquier residuo del proceso, obteniéndose la estructura final de la antena multibanda que se muestra en la figura 72d.



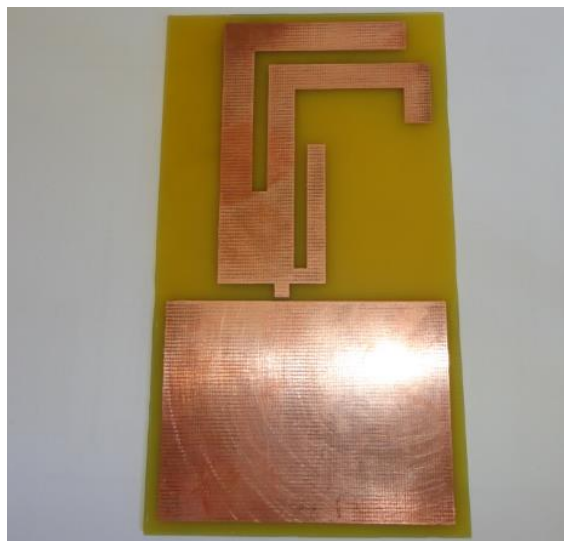
a)



b)



c)



d)

Figura 72. Proceso del grabado del circuito: a) Placa en la roladora térmica, b) Se aplica luz ultravioleta, c) Se introduce en el revelador de filmina y d) Se obtiene el circuito

4.2.3 Aplicación de una capa protectora de níquel y soldadura del cable coaxial

Una vez obtenido el circuito impreso de la antena multibanda dado en la figura 73a, se limpió la antena con alcohol isopropílico y acetona. Después se aplicó una capa delgada de níquel con el fin de facilitar la soldadura y protegerla de la corrosión, ya que el cobre se oxida fácilmente. La antena con la capa de Níquel se muestra en la figura

73b. Finalmente, se soldó un cable coaxial flexible delgado de 50 ohms, 9.5cm de longitud y un diámetro de 1.13mm, el cual tiene incluido un conector Hirose U.FL. Un punto importante es que se debe de tener cuidado en el proceso de soldadura, ya que cualquier exceso de soldadura provoca comportamientos indeseados en la respuesta de la antena. En la figura 74 se muestra la antena final con el cable coaxial ya soldado.

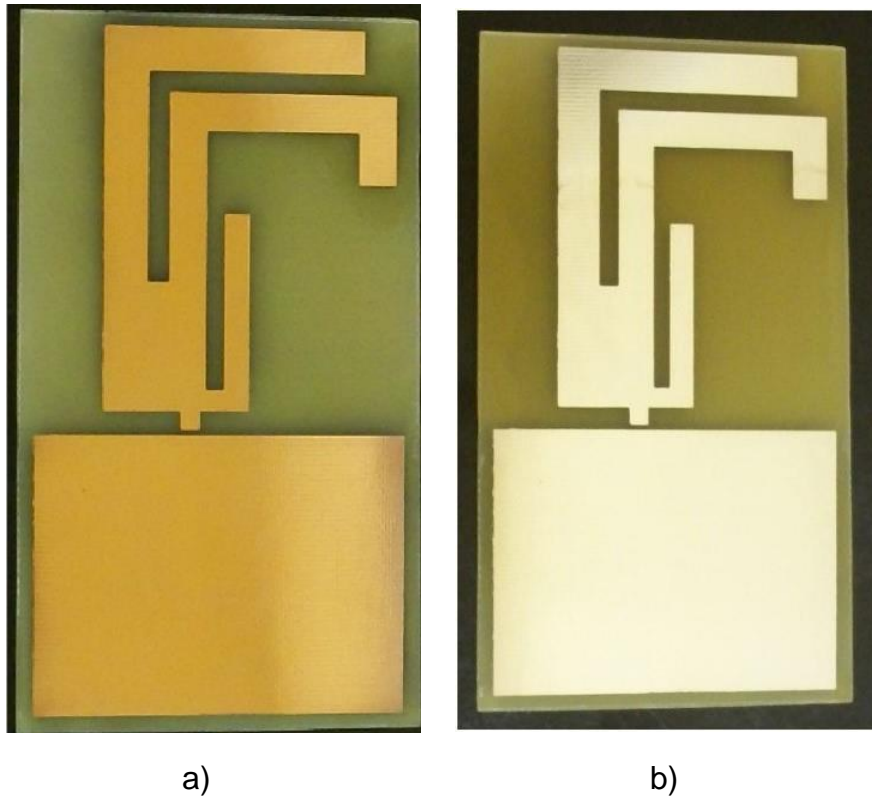


Figura 73. Antena multibanda construida y pulida (a) y con capa de níquel (b)

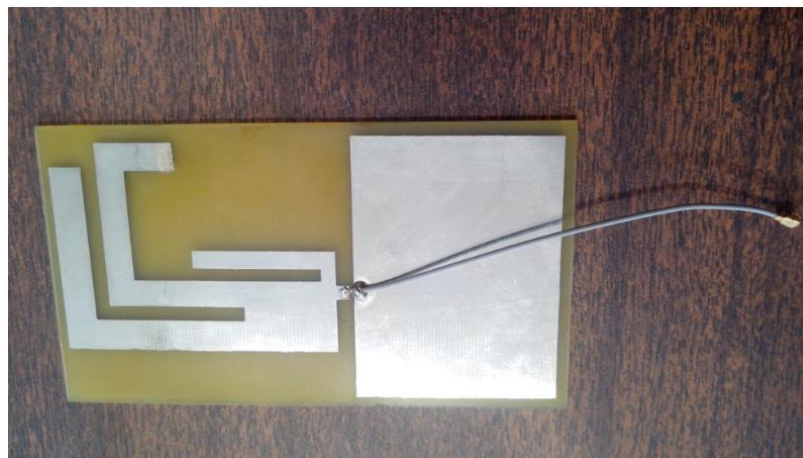


Figura 74. Antena final con el cable y conector coaxial

4.3 Caracterización de la antena

En esta sección se presentan tanto las metodologías como los resultados de la medición de los diferentes parámetros que describen el comportamiento de la antena. Se proporcionan resultados de las pérdidas por retorno, la ganancia y el patrón de radiación de la antena multibanda diseñada y construida en este trabajo de tesis, así como la comparación de los resultados experimentales con los teóricos.

4.3.1 Medición de las pérdidas por retorno

Para la medición de las pérdidas por retorno de la antena multibanda diseñada y construida en este trabajo, se utilizó un adaptador coaxial U.FL a SMA macho como se muestra en la figura 75. Se emplea el analizador de redes vectorial HP8510C, disponible en el laboratorio de Arseniuro de Galio del CICESE, cuya banda de operación cubre desde 10 MHz hasta 50 GHz y que se muestra en la figura 76. Un analizador de redes vectorial es muy útil, ya que éste realiza las mediciones con excelente precisión con el instrumento calibrado (Pulido, 2012). Por lo tanto, para tener certeza de que la medición de las pérdidas por regreso sea lo más precisa posible, se realizó una calibración completa de dos puertos (*Full-Two-Port*), desde 500 MHz hasta 6 GHz con 401 puntos. La técnica de calibración utilizada fue la SOLT (*Short-Open-Load-Thru*) y se emplearon estándares de 3.5 mm.

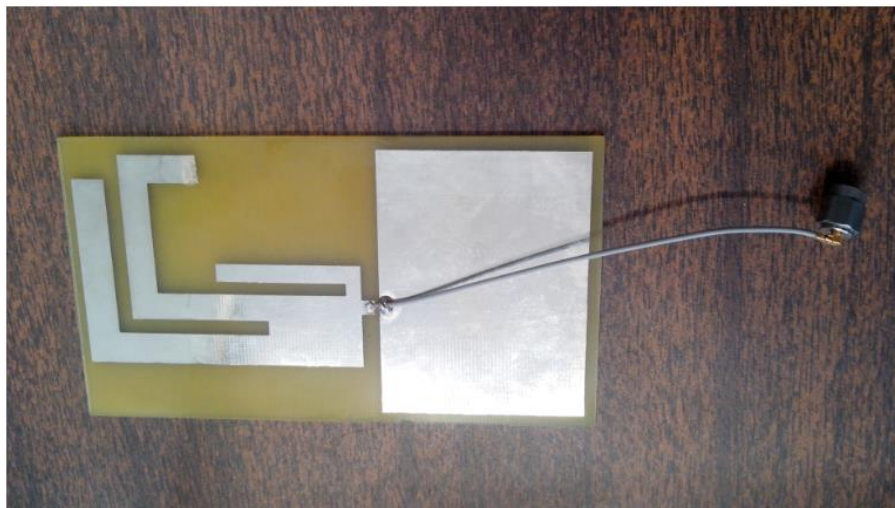


Figura 75. Antena final con el adaptador coaxial U.FL a SMA



Figura 76. Analizador de redes vectorial HP8510C utilizado

Una vez calibrado el analizador de redes, se conectó la antena en el puerto 2 del analizador de redes, tal como se muestra en la figura 77 y se procedió a hacer la medición de la antena. En la figura 78 se muestran los resultados de la medición de las pérdidas por retorno y se efectúa una comparación con los resultados teóricos obtenidos del análisis electromagnético EM.

En la figura 78 se puede apreciar que el ancho de banda experimental es mayor al obtenido de forma teórica. Se observa que en la banda de baja frecuencia la antena opera de 0.651GHz a 0.981GHz con un ancho de banda de 40.44% (330 MHz), mientras que en la banda de alta frecuencia opera de 1.471GHz a 2.785 GHz con un ancho de banda 61.74% (1.314 GHz).



Figura 77. Medición de las pérdidas por retorno con el analizador de redes HP8510C

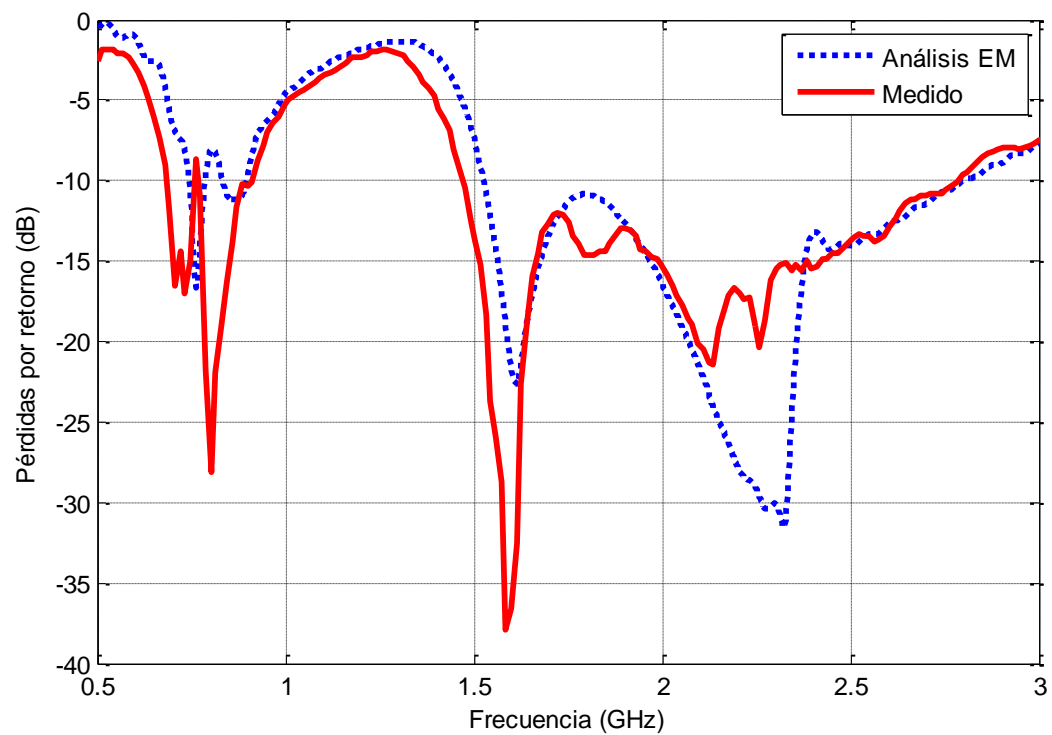


Figura 78. Resultados de la medición de las pérdidas por retorno (S_{11}) y su comparación con los del análisis electromagnético EM

Las ligeras diferencias entre los datos teóricos y experimentales mostrados en la figura 78, se atribuyen a que las dimensiones físicas de la antena construida son ligeramente distintas a las dimensiones calculadas y además al efecto del cable coaxial no considerado en el análisis electromagnético de la antena. La elección apropiada del cable puede hacer que se cumplan o no los requerimientos en baja frecuencia, y es preferible utilizar un cable mini-coaxial delgado y corto, ya que uno de mayor longitud provoca un rizo en la curva del S_{11} o incluso puede provocar una reducción en el ancho de banda en baja frecuencia. En la tabla 15 se presentan los resultados teóricos y experimentales del ancho de banda de impedancia, en el que se han considerado como aceptables un nivel de pérdidas por retorno menores a -6 dB ($S_{11} \leq -6dB$) para la banda de baja frecuencia y menores a -10 dB para la banda de alta frecuencia. Se puede apreciar en la tabla 15 que en la banda de baja frecuencia se logró mayor ancho de banda de la medición BWmed que en los valores teóricos calculados BWcalc y que en la banda de alta frecuencia se desplazó la banda ligeramente hacia las frecuencias bajas.

Tabla 15. Frecuencias de operación y anchos de bandas (teóricos y experimentales)

Banda	Análisis electromagnético	BWcalc	Medición	BWmed
Banda 1 $S_{11} \leq -6dB$	695 MHz – 965 MHz	270MHz	651 MHz- 981 MHz	330MHz
Banda 2 $S_{11} \leq -10dB$	1528 MHz – 2803 MHz	1275MHz	1471 MHz - 2785 MHz	1314MHz

4.3.2 Medición de la ganancia

Existen varias metodologías para medir la ganancia de una antena, de las cuales en Medina et al (2008) se describen dos métodos. El primero de ellos utiliza dos antenas, en donde una de ellas es la antena patrón, de ganancia conocida, a la cual se denomina como ganancia de la antena transmisora (G_t). Las antenas se colocan a una distancia fija D como se muestra en la figura 79, que deberá ser mayor a la zona de Fresnel o campo lejano, se calculan las pérdidas por propagación P_p (24) y se mide la potencia recibida (P_R).

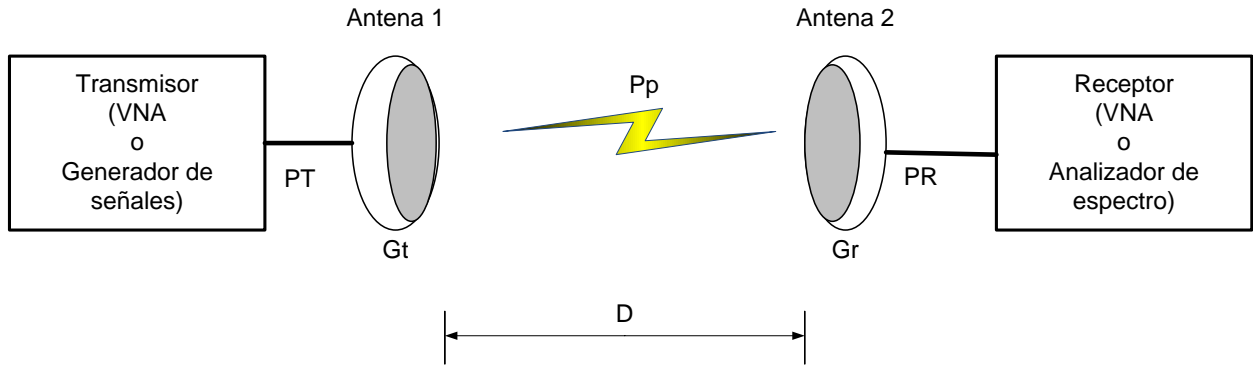


Figura 79. Configuración para la medición de la ganancia de dos antenas

La ganancia de la antena receptora, denotada como G_r , se calcula con la siguiente ecuación:

$$G_r = P_R - P_T - G_t + Pp \quad (23)$$

Donde P_R es la potencia recibida, P_T es la potencia transmitida, G_t es la ganancia de la antena transmisora o antena patrón, G_r es la ganancia de la antena receptora o antena bajo prueba y Pp son las pérdidas por propagación, las cuales son directamente proporcionales a la distancia D entre las antenas y de la frecuencia de operación f o inversamente proporcionales a la longitud de onda λ , y se calculan mediante la ecuación (24).

$$Pp = 10 \log_{10} \left[\frac{4\pi D}{\lambda} \right]^2 = 10 \log_{10} \left[\frac{4\pi D f}{c} \right]^2 \quad (24)$$

Cuando ambas antenas son iguales ($G_t=G_r=G$), el cálculo se simplifica y la ganancia G se obtiene con la ecuación (25),

$$G = \frac{Pp - Pt + Pr}{2} \quad (25)$$

El segundo método para medir la ganancia es el método de las tres antenas. En este método, a diferencia del anterior no es necesario tener una antena patrón. En este método se miden los parámetros S de transmisión (S_{21}) de tres antenas desconocidas y se forma un sistema de tres ecuaciones con tres incógnitas, donde las incógnitas son las ganancias de cada una de las tres antenas. La primera medición se realiza entre las

antenas 1 y 2 (M_{12}), la segunda entre las antenas 1 y 3 (M_{13}) y la tercera entre las antenas 2 y 3 (M_{23}); a estas mediciones se les hace una corrección para tomar en cuenta las pérdidas por propagación, dadas en las ecuaciones (26), (27) y (28).

$$M_{12} = 20 \log_{10}|S_{21}|_{12} + Pp \quad (26)$$

$$M_{13} = 20 \log_{10}|S_{21}|_{13} + Pp \quad (27)$$

$$M_{23} = 20 \log_{10}|S_{21}|_{23} + Pp \quad (28)$$

Después se plantea el sistema de tres ecuaciones con tres incógnitas y se resuelve para determinar las ganancias G_1 , G_2 y G_3 (ecuaciones (29) y (30)).

$$\begin{bmatrix} M_{12} \\ M_{13} \\ M_{23} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} G_1 \\ G_2 \\ G_3 \end{bmatrix} \quad (29)$$

$$\begin{bmatrix} G_1 \\ G_2 \\ G_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.5 & 0.5 & -0.5 \\ 0.5 & -0.5 & 0.5 \\ -0.5 & 0.5 & 0.5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} M_{12} \\ M_{13} \\ M_{23} \end{bmatrix} \quad (30)$$

Para obtener la ganancia de cada una de las antenas se resuelve la ecuación (30) para cada punto de frecuencia en la medición. El problema de medir la ganancia con el analizador de redes es su baja potencia de salida. Las pérdidas de propagación debidas a la separación entre las antenas bajo medición y las pérdidas de los cables utilizados, disminuyen la potencia recibida en la segunda antena haciéndola tan pequeña que puede confundirse con ruido. Otro inconveniente es que si la ganancia de las antenas bajo medición es pequeña este problema se agrava aún más disminuyendo la confiabilidad de la medición y proporcionando resultados erróneos. También es importante que las antenas bajo medición operen en las frecuencias requeridas. Es decir, que el S_{11} de las tres antenas cumpla con los requerimientos en la banda de operación. Una forma de minimizar las pérdidas por propagación es reducir la distancia entre las antenas, pero se corre el riesgo de no cumplir con la distancia mínima para satisfacer la distancia en la región de campo lejano a la frecuencia de medición. En la figura 80 se muestra la configuración de las antenas y el equipo utilizado para la medición de la ganancia con el analizador de redes vectorial. Para efectuar la medición de la ganancia de la antena multibanda, se emplearon como antenas 1 y 2 las antenas

Vivaldi de banda ancha desarrolladas por Trujillo (2012), mientras que la antena 3 es la diseñada y construida en este trabajo de tesis.



Figura 80. Medición de la ganancia empleando el analizador de redes

El analizador de redes se calibró con 201 puntos en el ancho de banda de 0.5 a 6 GHz. Las antenas se colocan separadas por una distancia $D=1$ metro para obtener la ganancia y se efectúan las mediciones entre las tres antenas, M_{12} , M_{13} y M_{23} . Posteriormente se resuelve la ecuación (30) para cada punto de frecuencia en la medición y se determinan las ganancias de las tres antenas. En la figura 81 se muestran los resultados de la medición de la ganancia para las antenas Vivaldi 1 (G_{ant1}), Vivaldi 2 (G_{ant2}) y la antena multibanda desarrollada en este trabajo de tesis denominada (G_{ant3}). Se puede apreciar en la figura 81 que las antenas Vivaldi tienen una ganancia positiva a partir de 1 GHz con valores entre 5 y 9 dB y que sus respuestas son muy parecidas. Debido a que la antena desarrollada en este trabajo se basa en dipolos, la ganancia esperada debe ser de alrededor de 2.15dBi. Sin embargo, la ganancia de la antena 3 desarrollada proporciona una ganancia entre -3dBi y +3.5dBi en las dos bandas de operación, que en realidad son ocho bandas.

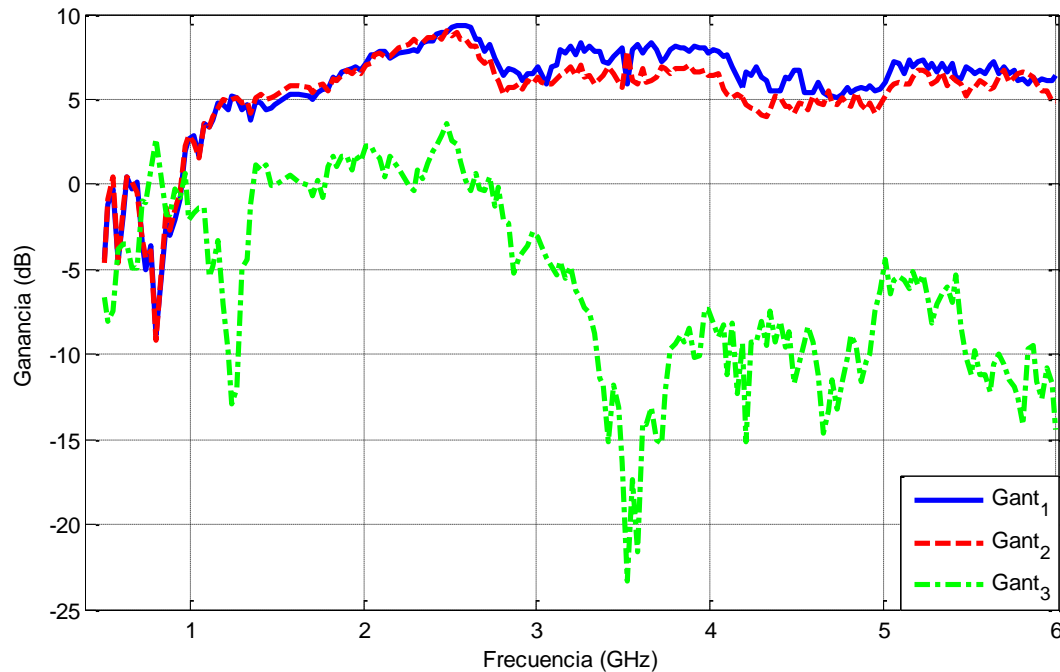


Figura 81. Ganancia de las antenas Vivaldi (G_{ant_1} y G_{ant_2}) de Trujillo (2012) y la antena multibanda (G_{ant_3}) construida

En la figura 82 se muestra la ganancia medida de la antena multibanda, comparada con la ganancia teórica en la dirección (0,0) en un intervalo de 0.5 a 3 GHz. También se incluye la gráfica de la ganancia máxima, en la cual se puede apreciar que la dirección de máxima ganancia en casi toda la banda de análisis está en una posición distinta a la dirección (0,0). Se puede apreciar que en la banda de baja frecuencia (0.698 GHz – 0.96 GHz) la ganancia medida mínima es de -1.83 dBi en la frecuencia de 0.885 GHz y la máxima es de 2.631 dBi en 0.8025 GHz. En la banda de alta frecuencia (1.56 – 2.69) la ganancia mínima es de -0.7485 dBi en la frecuencia 1.765 GHz y la máxima de 3.612 dBi en 2.48 GHz. Se puede observar que existen ligeras diferencias entre la ganancia medida y la teórica, las cuales se deben principalmente a que no se consideró el efecto del cable coaxial, a la diferencia de dimensiones diseñadas y construidas, al sustrato FR4 y que en el análisis electromagnético se tienen menos puntos.

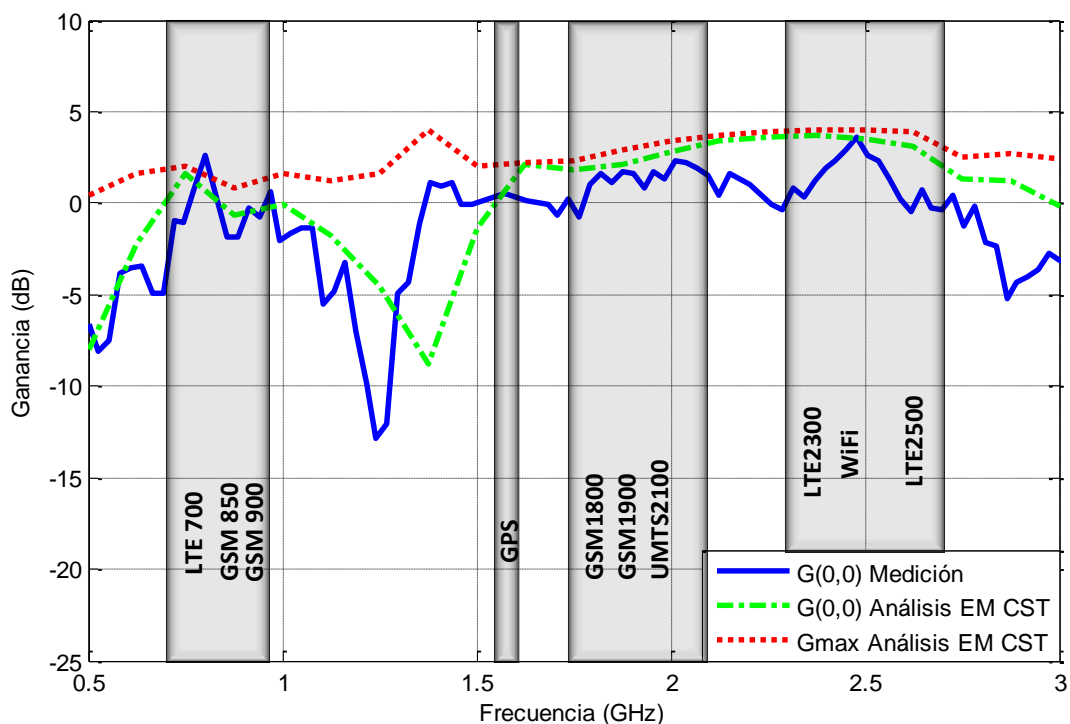


Figura 82. Comparación de la ganancia medida vs la obtenida en el análisis electromagnético

En la figura 83 se presentan los resultados teóricos y experimentales de las pérdidas por retorno y la ganancia de la antena multibanda. Se puede observar que en general se tiene buena concordancia entre los datos teóricos y experimentales tanto en el comportamiento de la ganancia como de las pérdidas por retorno. Se puede apreciar que en las frecuencias donde el S_{11} es mayor (o está desacoplada) la ganancia disminuye dejando de operar en esas frecuencias.

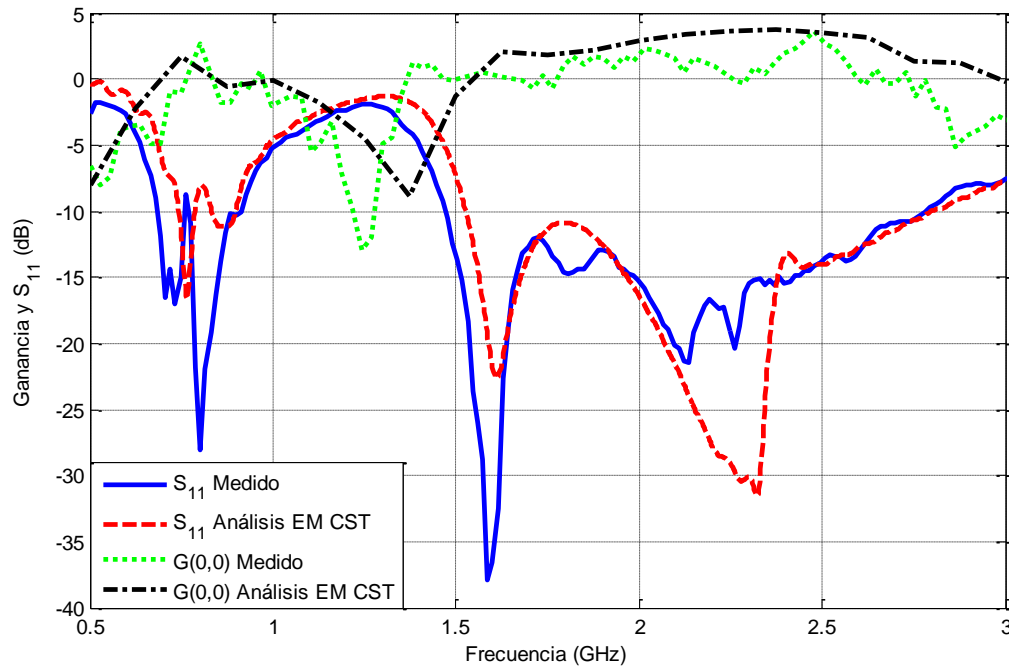


Figura 83. Resultados de las pérdidas por retorno y la ganancia de la antena multibanda

4.3.3 Medición del patrón de radiación

Para la medición del diagrama de radiación o patrón de radiación de la antena desarrollada en este trabajo, se utilizó un generador de señales o sintetizador de frecuencias Rohde & Schwarz SMB100A, que funciona desde 100 KHz hasta 40 GHz, y que se encuentra conectado a la antena transmisora o antena patrón desarrollada por Trujillo (2012) mediante un cable coaxial de bajas pérdidas. A una distancia de 0.8 metros se conecta la antena bajo prueba (ABP) a un equipo analizador de espectro Rohde & Schwarz FSP, que funciona desde 9 KHz hasta 40 GHz. Ambos equipos se muestran en la figura 84.



Figura 84. Equipo utilizado en la medición del patrón de radiación: generador de señales (izquierda) y analizador de espectro (derecha)

La distancia de 0.8 metros a la cual se colocaron las antenas, es suficiente para estar en la región de campo lejano (ecuación (15)). La antena bajo prueba se coloca en una base giratoria, la cual tiene la capacidad de moverse en pasos de 1 grado y se mide la potencia recibida en el analizador de espectro en cada posición. Ambas antenas están conectadas a los equipos de medición a través de líneas de transmisión o cables coaxiales, cuyas pérdidas se deben considerar para la calibración del equipo. Vale la pena destacar que este proceso de medición se realiza de forma automática, ya que la base giratoria se encuentra conectada a la computadora por medio del puerto USB, mientras que el analizador de espectro se conecta mediante un adaptador GPIB-USB. Para ello se diseñó y construyó un circuito de control para un motor de DC que mueve la base giratoria, la cual permite mover un disco graduado, y con ayuda de sensores ópticos se determina la posición de éste. Para efectuar la comunicación con la computadora y mover el actuador se empleó un microcontrolador Arduino UNO. Por medio de un programa en Matlab se envían las órdenes al microcontrolador para mover el disco y una vez hecho esto se envían comandos a través del puerto GPIB a los instrumentos de medición para realizar las lecturas y ser guardadas. En la figura 85 se muestra la vista inferior de la base giratoria donde se puede apreciar el circuito de control montado en ella.



Figura 85. Circuito de control montado en la base giratoria

Para poder obtener mediciones confiables del patrón de radiación, deben hacerse en un ambiente libre de reflexiones. Para evitar o minimizar las reflexiones, las mediciones se realizaron en la azotea del edificio de Física Aplicada del CICESE. En la figura 86 se muestra la configuración utilizada para la medición del patrón de radiación.

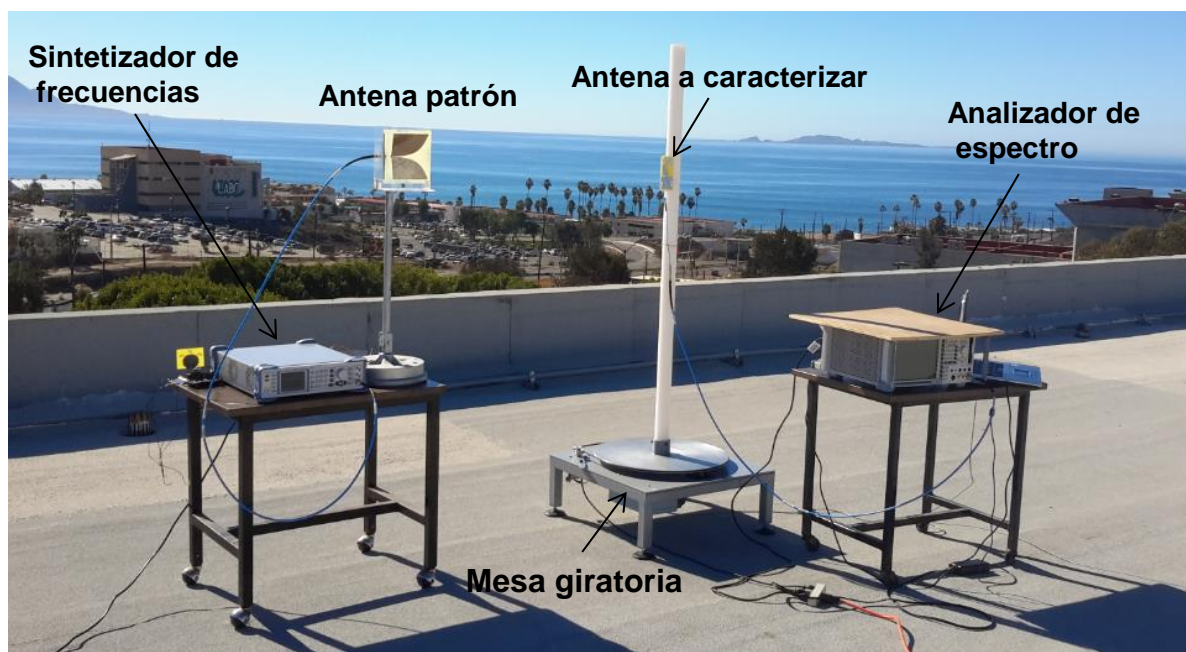


Figura 86. Configuración de los equipos para medir el patrón de radiación de antenas

La potencia recibida en el analizador de espectro por la antena bajo prueba se obtiene de la siguiente ecuación:

$$P_R(dBm) = P_T + G_1 + G_2 + Pp \quad (31)$$

Donde P_R y P_t son las potencias de recepción y transmisión en dBm, respectivamente, en donde la última es la diferencia entra la potencia suministrada por el sintetizador de señales y las pérdidas en los cables. G_1 y G_2 son las ganancias de las antenas 1 y 2, y Pp las pérdidas de propagación en dB, respectivamente. Una observación importante es que P_T debe ser del mayor nivel posible y la distancia lo más pequeña posible, ya que se deben considerar las pérdidas en los cables y las pérdidas por propagación, para evitar que el nivel recibido en la antena receptora se pueda confundir con ruido y en consecuencia no sea detectado por el analizador de espectro. Se seleccionó un valor de $P_t = +8$ dBm y se estableció una distancia entre las antenas de 0.8 m, con lo cual se asegura que los niveles de potencia recibida sean adecuados por tener menos pérdidas por propagación. La distancia de 0.8 metros es mayor que la requerida por la región de campo lejano para estas antenas (0.576 m).

El patrón de radiación se midió en dos planos: en el plano E y en el plano H. Para obtenerlo en el plano H se debe de girar la antena 90 grados con respecto al plano E y viceversa. Si se desea hacer una medición de polarización cruzada (cross-polarización), una antena se orienta en el plano H y la otra en el plano E. En la figura 87 se muestra la orientación de las antenas para medir el patrón de radiación en los planos H y E.



Figura 87. Configuración de las antenas para medir el patrón de radiación en: a) el plano H y b) plano E

Una vez montado y calibrado el equipo, se procede a medir los patrones de radiación a las frecuencias 0.85GHz, 1.57542 GHz, 1.9GHz, 2.4GHz y 5.8GHz. En la figura 88 se muestra el patrón de radiación en forma polar a 0.85 GHz en los planos H y E obtenido de la medición. Se puede apreciar que el patrón de radiación medido en el plano H es omnidireccional y coincide con los resultados teóricos. En el plano eléctrico se observa la dirección de máxima radiación en cero grados y se aprecian unas ligeras diferencias entre los resultados teóricos y experimentales.

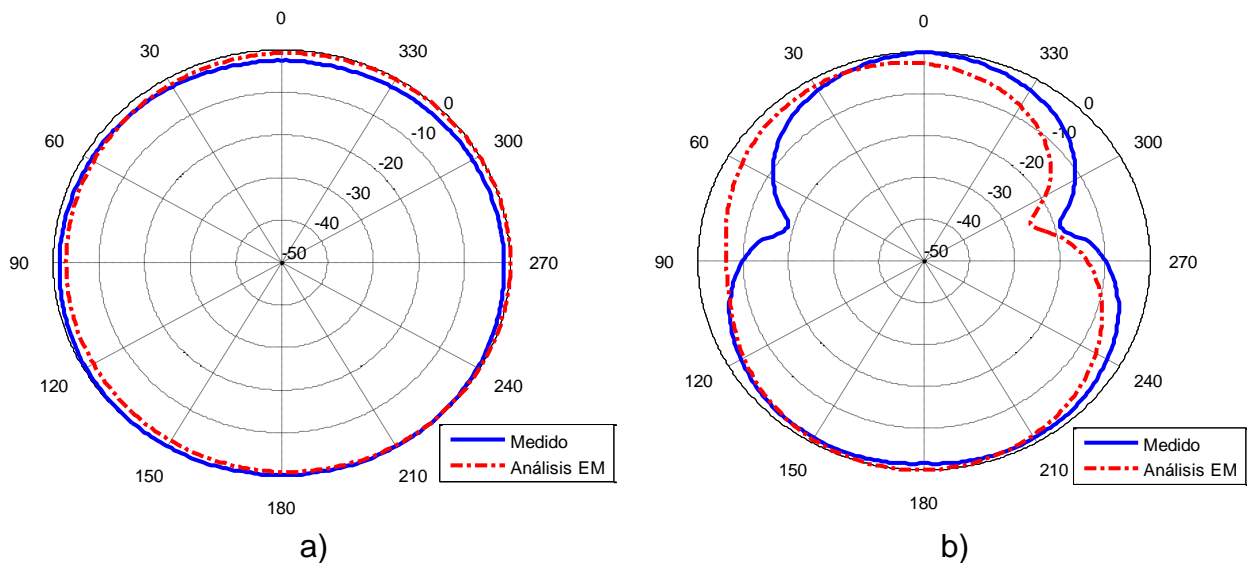


Figura 88. Patrón de radiación teórico vs experimental en forma polar a 0.85 GHz: a) plano H y b) plano E

El $HPBW_E$ (ancho del haz de mediana potencia en el plano E) medido es de 60 grados, mientras que el experimental es de 92.5 grados. En la figura 89 y figura 90 se proporcionan los patrones de radiación en forma rectangular a la frecuencia de 0.85 GHz. En la figura 89 se puede apreciar que en el plano H existe mucha similitud entre los resultados teóricos y experimentales. En la figura 90 se aprecia que existe una mayor diferencia entre los resultados teóricos y experimentales medidos en el plano eléctrico, donde la diferencia fue más notoria entre 0 y 180 grados, siendo el $HPBW$ medido fue menor al teórico.

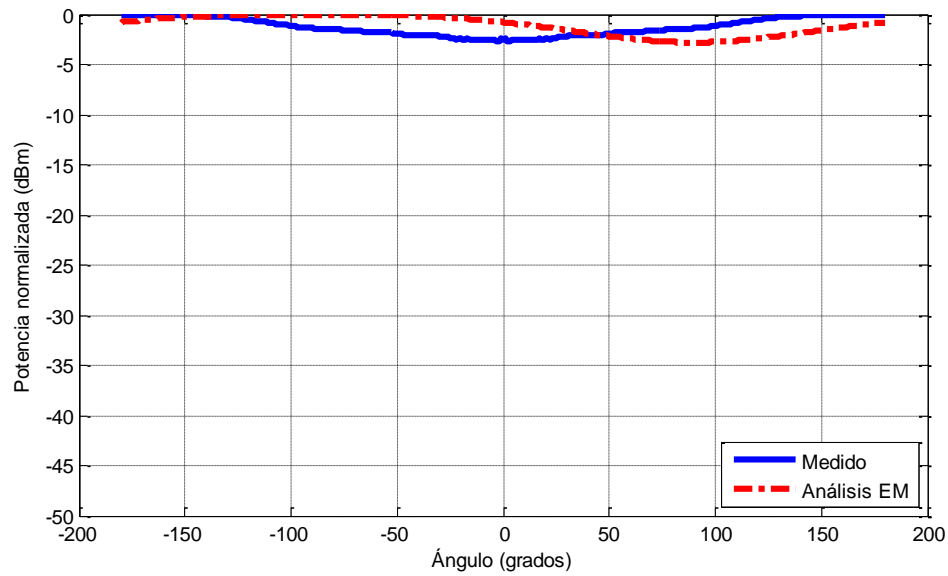


Figura 89. Patrón de radiación teórico y experimental a 0.85 GHz en el plano H

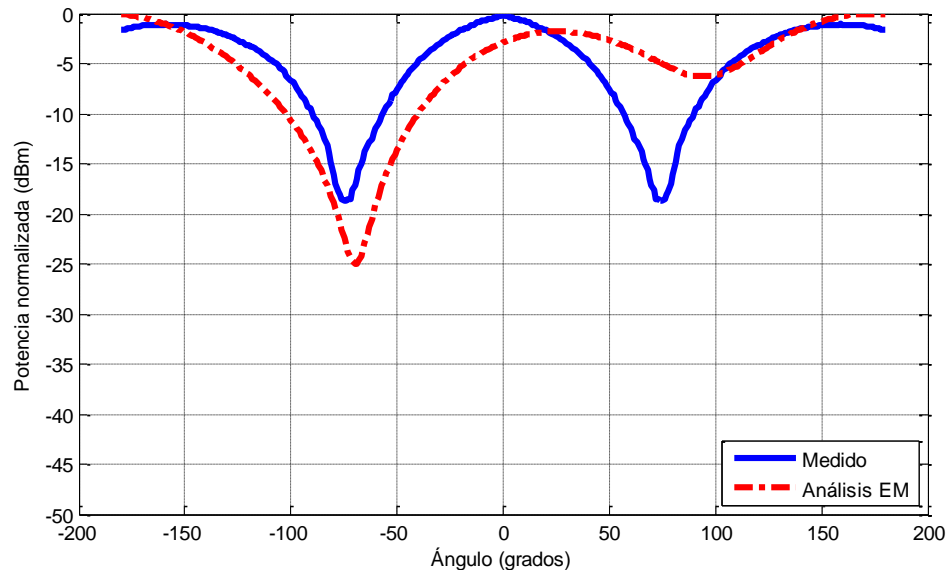


Figura 90. Patrón de radiación teórico y experimental a 0.85 GHz en el plano E

En la figura 91 se muestra el patrón de radiación en forma polar medido a la frecuencia 1.57542 GHz correspondiente a GPS en los planos H y E. En el plano magnético se observa un patrón de radiación omnidireccional y los resultados teóricos y experimentales guardan una gran similitud. En el caso del plano E se tienen ligeras diferencias, sobre todo en los resultados teóricos en donde se observa un nulo en 255 grados.

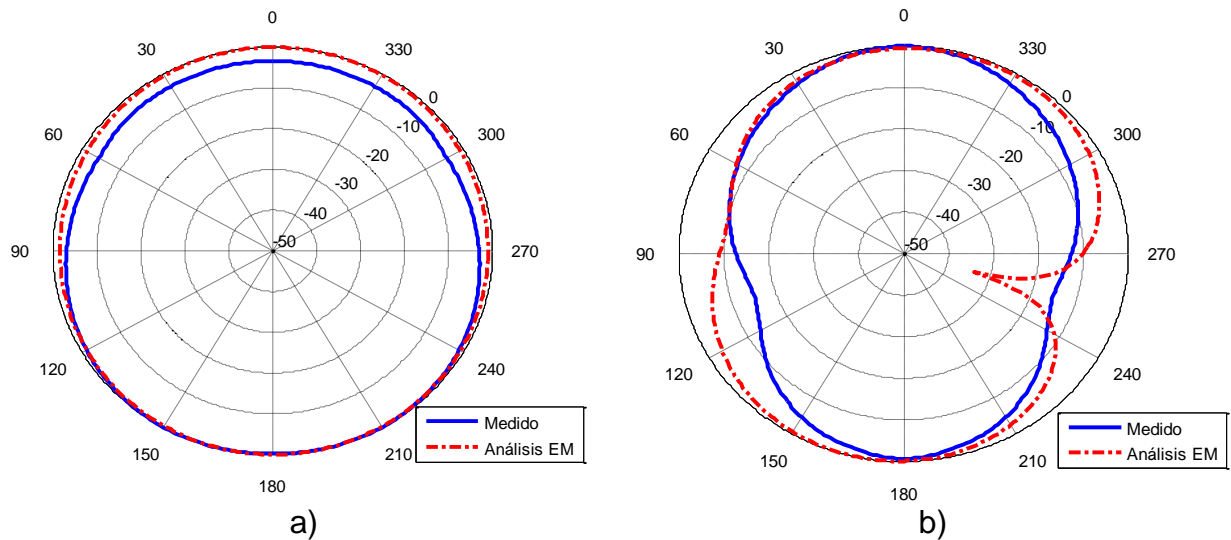


Figura 91. Patrón de radiación teórico vs experimental en forma polar a 1.57542 GHz: a) plano H y b) plano E

En las figuras 92 y 93 se presentan los patrones de radiación en forma rectangular medidos a la frecuencia de 1.57542 GHz, en los planos H y E respectivamente. En la figura 92 se puede observar que la respuesta de los resultados teóricos y los experimentales coinciden en gran medida.

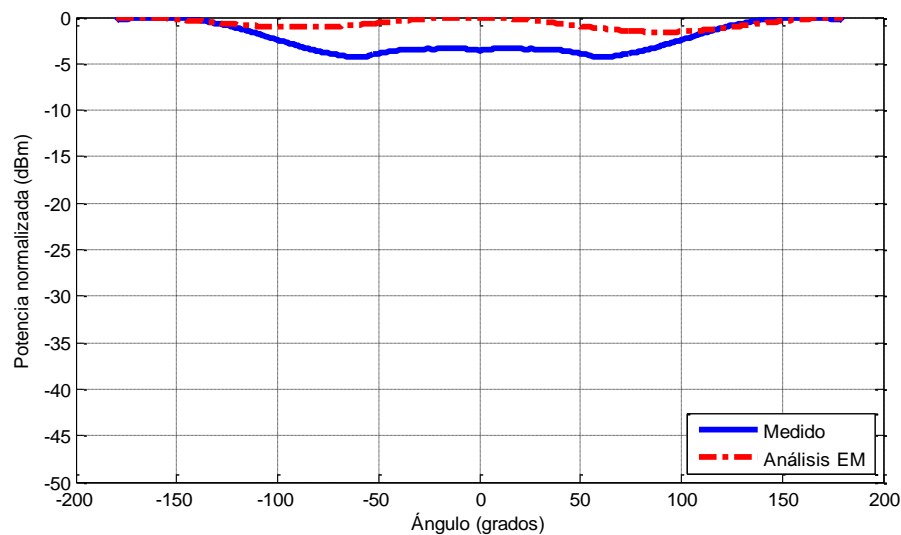


Figura 92. Patrón de radiación teórico vs experimental a 1.57542 GHz en el plano H

El comportamiento en el plano eléctrico se da en la figura 93, resultando un HPBW teórico de 91 grados, mientras que el medido es de 63 grados. Se puede apreciar con mayor claridad en la figura 93 que el HPBW teórico en el plano E es ligeramente mayor obtenido de las mediciones.

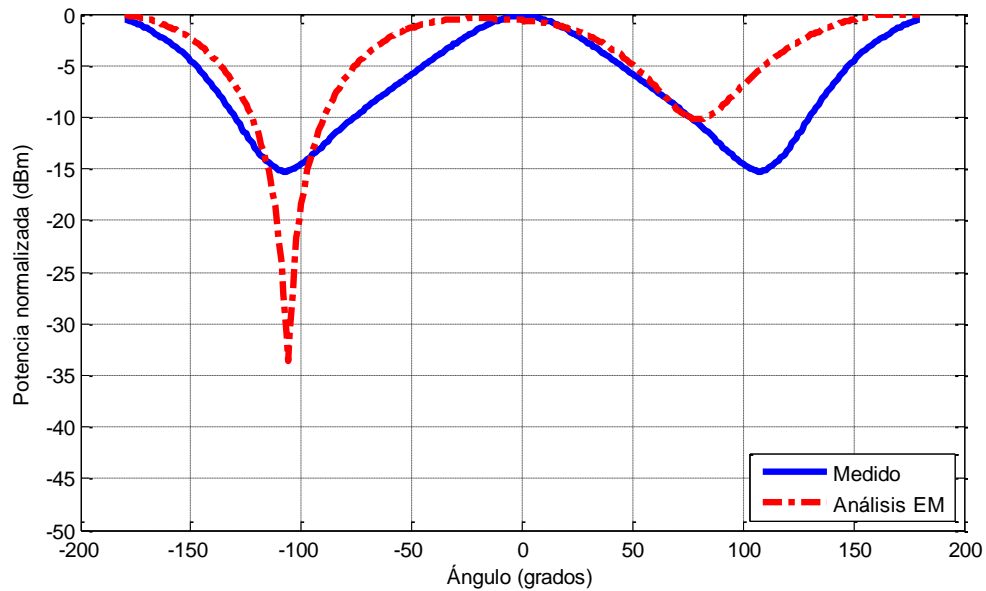


Figura 93. Patrón de radiación teórico vs experimental a 1.57542 GHz en el plano E

En la figura 94 se muestra el patrón de radiación en forma polar a la frecuencia de 1.9 GHz para los planos H y E. El HPBW teórico en el plano H resultó de 157 grados, mientras que el medido fue de 104 grados. Con respecto al plano eléctrico, el HPBW teórico es de 110 grados mientras que HPBW medido fue de 54 grados.

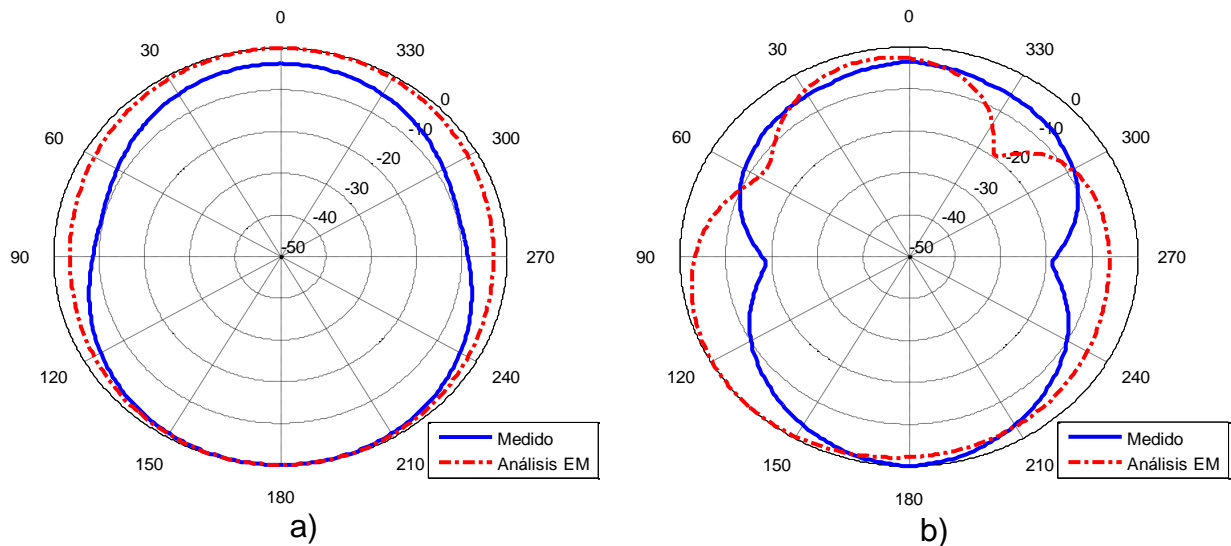


Figura 94. Patrón de radiación teórico vs experimental en forma polar a 1.9 GHz: a) plano H y b) plano E

En la figura 95 se presenta el patrón de radiación en forma rectangular a la frecuencia de 1.9 GHz para el plano H, y en la figura 96 para el plano E. Se puede

apreciar que el HPBW teórico es mayor al medido en ambos planos, pero en general los patrones teóricos y experimentales tienen una gran similitud.

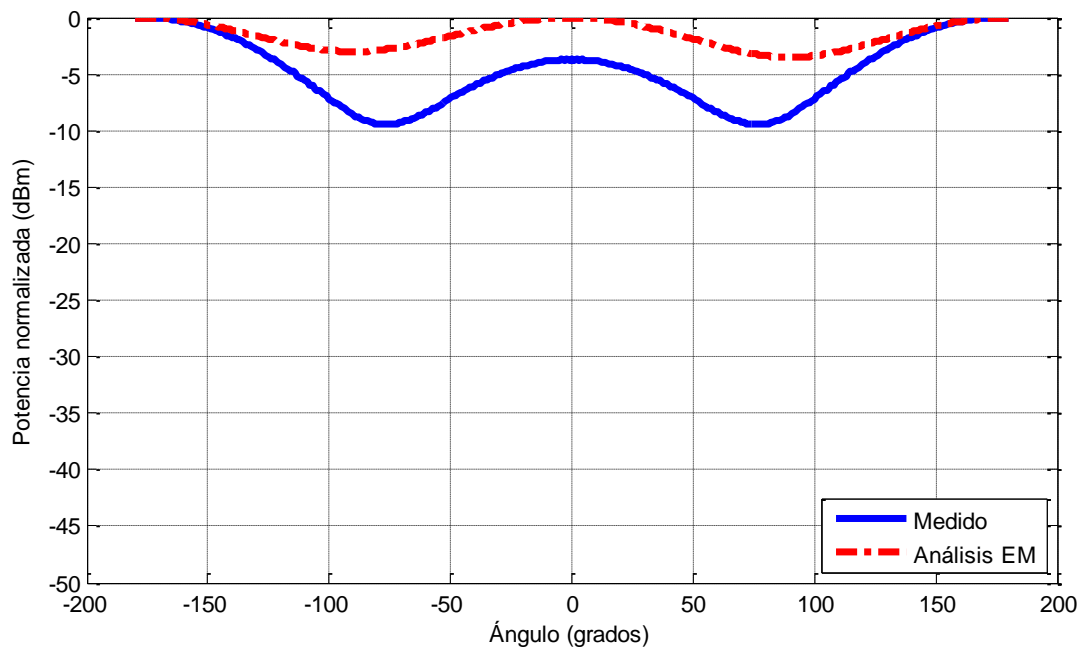


Figura 95. Patrón de radiación teórico vs experimental a 1.9 GHz en el plano H

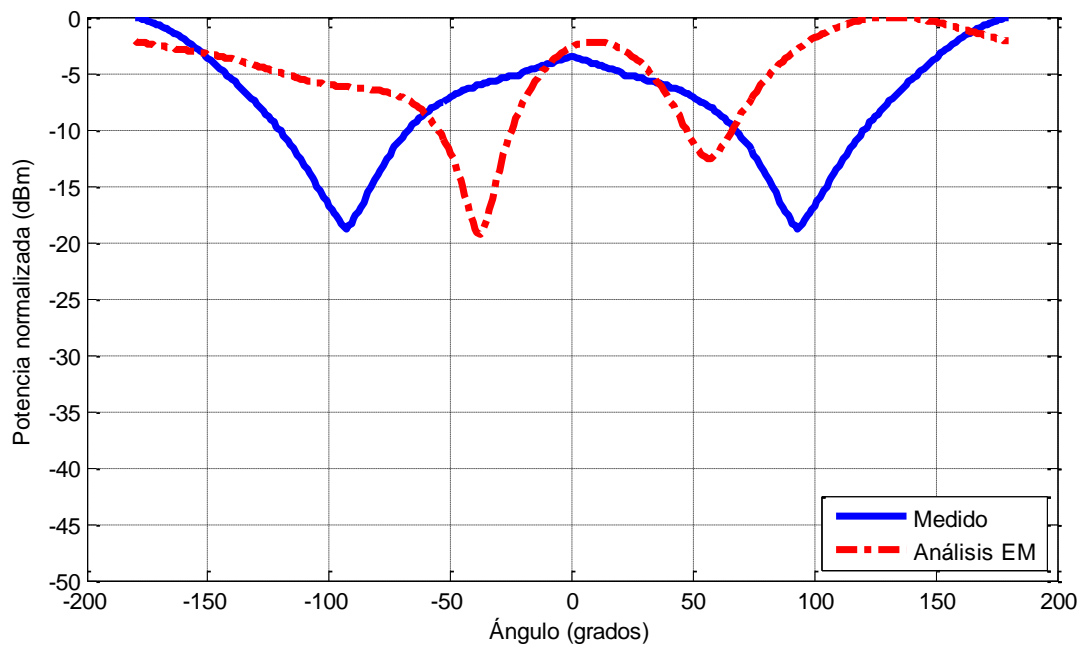


Figura 96. Patrón de radiación teórico vs experimental a 1.9 GHz en el plano E

En la figura 97 se muestra la comparación del patrón de radiación teórico y experimental en los planos H y E en forma polar a la frecuencia de 2.4 GHz. En el plano H el HPBW teórico es de 107 grados, mientras que el obtenido de la medición es de 100 grados. En el plano E, el HPBW teórico fue de 50 grados, mientras que el medido es de 30 grados. Se puede apreciar que en el plano E el patrón comienza a hacerse más directivo con valores máximos en 180 y 0 grados, y con nulos en 90 y 270 grados.

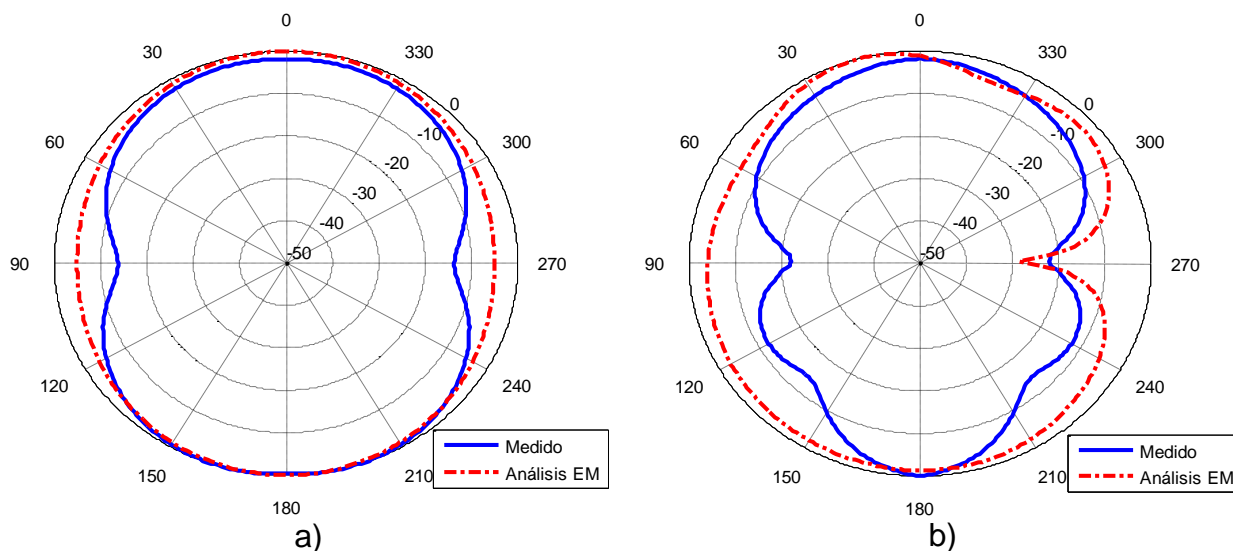


Figura 97. Patrón de radiación teórico vs experimental en forma polar a 2.4 GHz: a) plano H y b) plano E

Los patrones de radiación en forma rectangular a la frecuencia de 2.4 GHz se muestran en la figura 98 y figura 99, para los planos H y E respectivamente. Se puede observar que en general en el plano H se tiene una buena concordancia y comportamiento similar entre los resultados teóricos y experimentales, donde los resultados medidos tienen valores mínimos menores a los teóricos.

Es importante mencionar que en el área de altas frecuencias es muy difícil que los resultados teóricos y experimentales sean exactamente iguales debido al efecto de los cables utilizados, el substrato, soldadura y tolerancias de dimensiones en la construcción entre otros. Además, los métodos numéricos empleados por los programas de análisis electromagnético son aproximaciones a la respuesta real de la estructura bajo estudio y se consideran condiciones ideales, las cuales son distintas a las que se tienen en la medición.

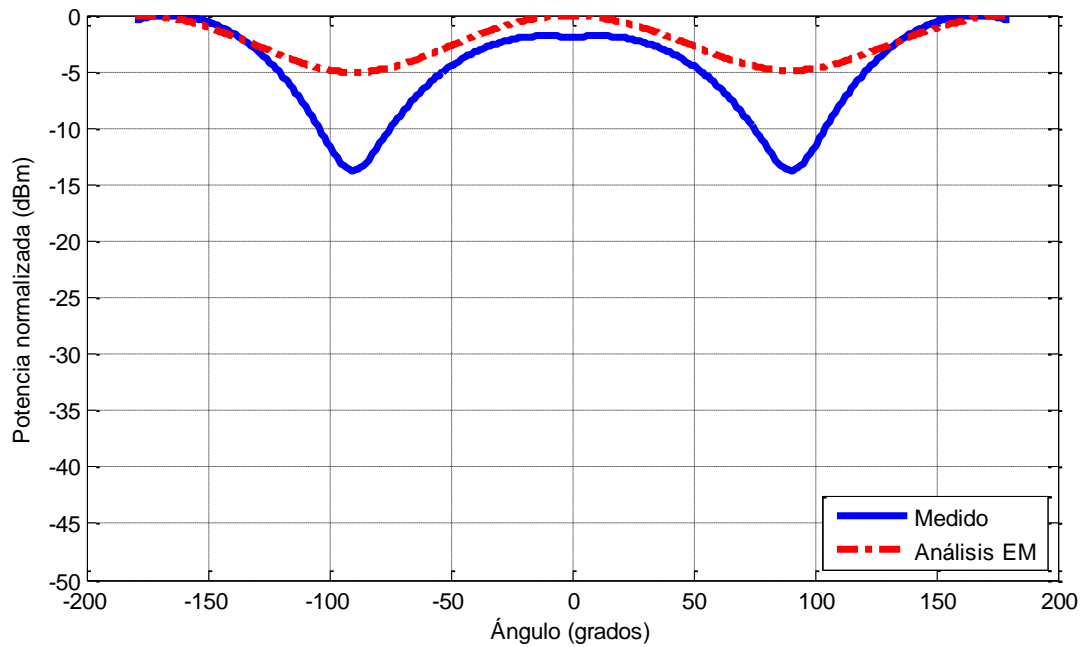


Figura 98. Patrón de radiación teórico vs experimental a 2.4 GHz en el plano H

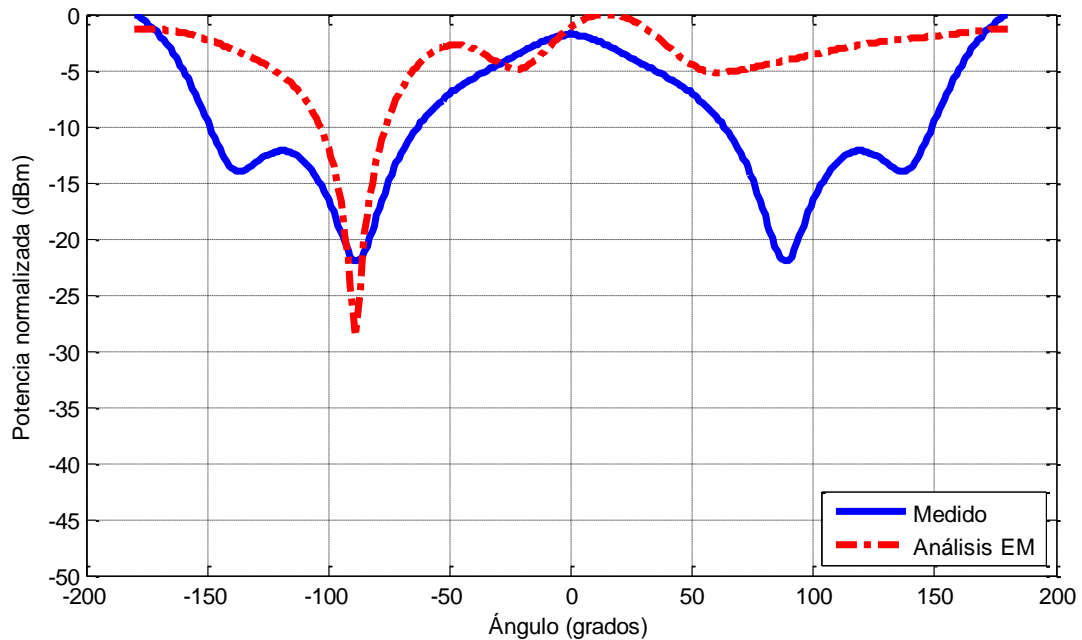


Figura 99. Patrón de radiación teórico vs experimental a 2.4 GHz en el plano E

Por otro lado, para el plano E dado en la figura 99, se aprecian algunas diferencias entre la respuesta teórica y experimental, especialmente en el intervalo de 0 a 180 grados, en donde se observan menores niveles de potencia en los resultados

medidos. En el intervalo de 0 a -180 grados se tiene un nulo a -90 grados y coinciden la respuesta teórica y la experimental.

La figura 100 muestra el patrón de radiación teórico y experimental en forma polar en los planos H y E a la frecuencia de 5.8 GHz. Se puede apreciar que existe discrepancia entre los resultados teóricos y experimentales tanto en el plano H, como en el plano E.

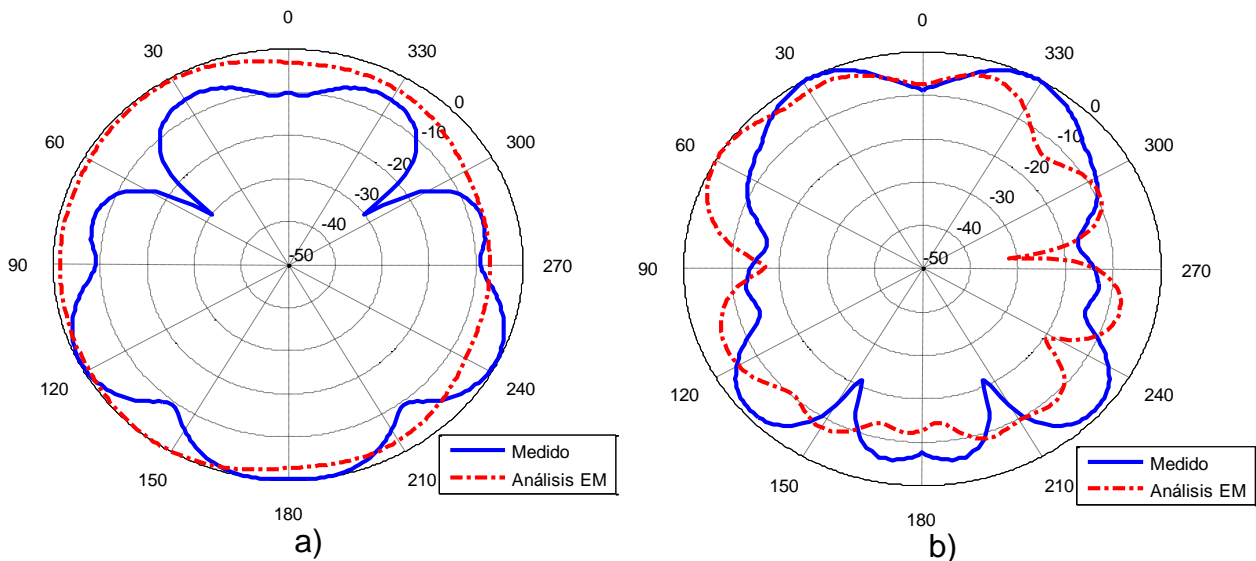


Figura 100. Patrón de radiación teórico vs experimental en forma polar a 5.8 GHz: a) plano H y b) plano E.

El patrón de radiación teórico y experimental en forma rectangular a la frecuencia de 5.8 GHz, se presenta en la figura 101 para el plano H y en la figura 102 para el plano E. En el plano H, el HPBW teórico es de 210 grados, mientras que el experimental es de 49 grados. Se puede observar que la dirección de máxima radiación se encuentra en 120 y 180 grados. En el plano E el HPBW teórico es de 33 grados, mientras que el experimental es de 24 grados. Se puede apreciar que tiene un máximo alrededor de 30 grados y algunos nulos en 155 y 215 grados.

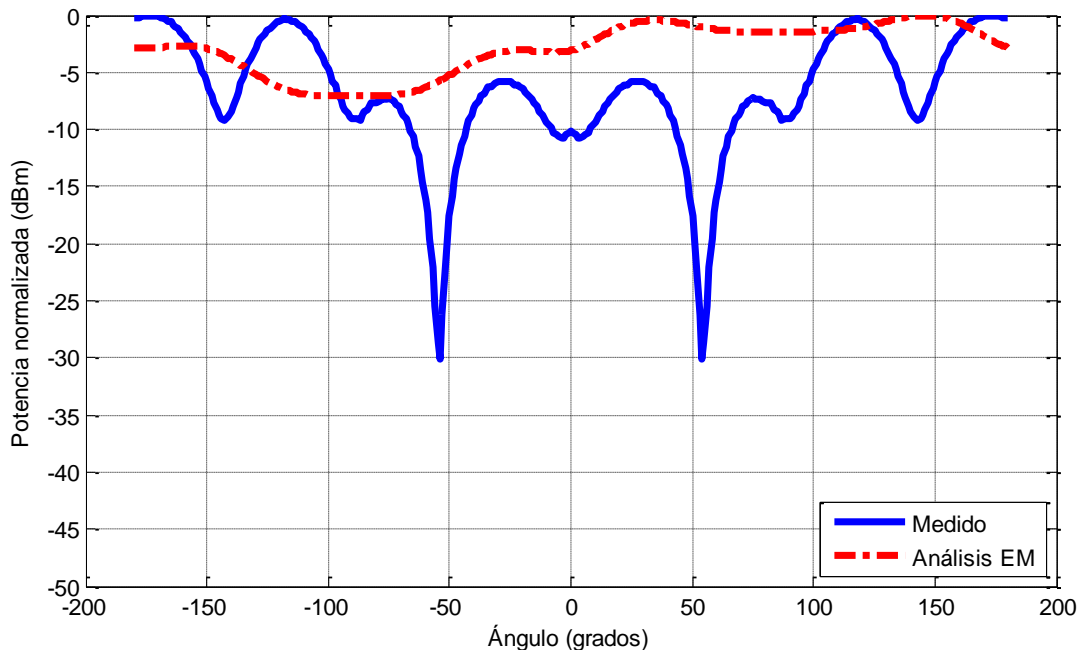


Figura 101. Patrón de radiación teórico vs experimental a 5.8 GHz en el plano H

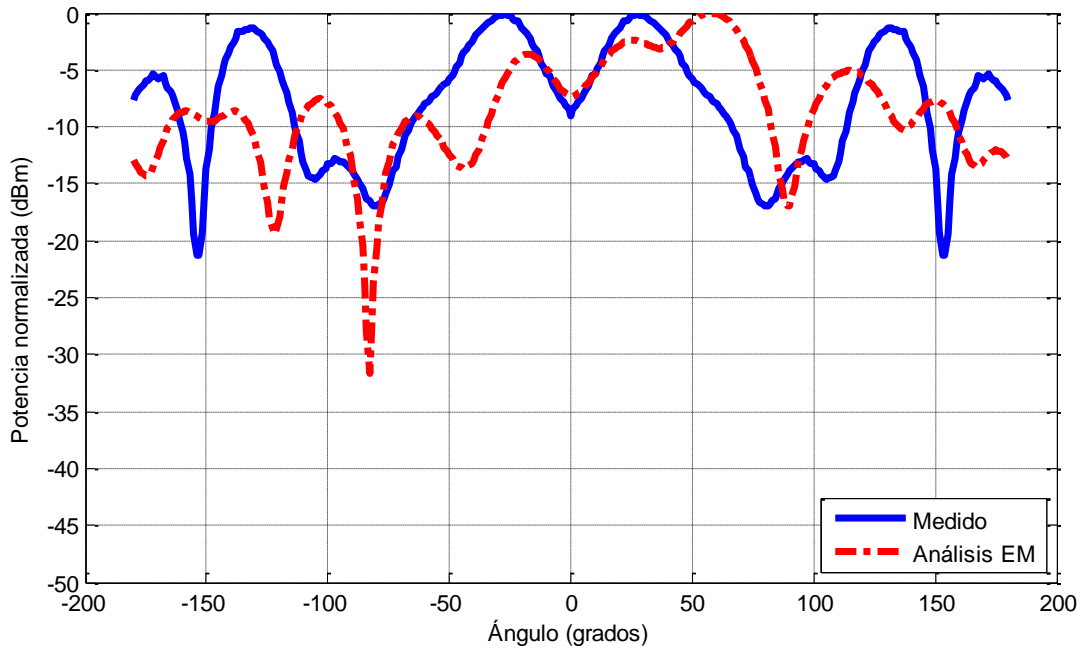


Figura 102. Patrón de radiación teórico vs experimental a 5.8 GHz en el plano E

En esta sección se presentaron los resultados de los patrones de radiación experimentales obtenidos de la medición, comparados con los teóricos obtenidos del análisis electromagnético de la antena multibanda a las frecuencias de 0.85, 1.57542, 1.9, 2.4 y 5.8 GHz en los planos E y H. En base a los resultados presentados, en general se observó que para la mayoría de los casos, el patrón de radiación se puede

considerar como omnidireccional en el plano H, mientras que para el plano E es más directivo cuando aumenta la frecuencia. En la tabla 16 se resumen los valores del haz de mediana potencia HPBW de los planos H y E correspondientes a las frecuencias de 0.85, 1.57542, 1.9, 2.4 y 5.8 GHz. Se puede apreciar en la tabla 16 que en el plano H las frecuencias de 0.85 y 1.57542 GHz presentan un comportamiento omnidireccional y que existen diferencias entre los valores teóricos y los experimentales, especialmente a la frecuencia de 5.8 GHz donde se muestran patrones más directivos.

Tabla 16. Resumen del ancho del haz HPBW en los planos H y E de la antena multibanda

Frecuencia (GHz)	HPBW plano H		HPBW plano E	
	Análisis EM	Medido	Análisis EM	Medido
0.85	Omnidireccional	Omnidireccional	92.5°	60°
1.57542	Omnidireccional	Omnidireccional	91°	63°
1.9	157°	104°	110°	54°
2.4	107°	100°	50°	30°
5.8	210°	49°	33°	24°

4.4 Caracterización en la cámara anecoica

Con el fin de caracterizar una antena con mejor precisión, es necesario evitar las reflexiones o reducirlas a un nivel muy bajo, así como evitar la influencia de señales externas que puedan producir interferencias que afecten los niveles medidos. Las cámaras anecoicas se utilizan para medir antenas y otros equipos libres de interferencias y de reflexiones. Estas cámaras son recintos cerrados (cuarto blindado o Jaula de Faraday) con sus paredes internas cubiertas con paneles de materiales absorbentes, de tal forma que las reflexiones en su interior sean muy pequeñas. Las ventajas de medir en cámaras anecoicas son muchas, entre ellas están las siguientes: el ambiente de medición se controla al ser un recinto cerrado (temperatura, humedad, limpieza), no hay dependencia de las condiciones externas (interferencias, inclemencias meteorológicas), etc. Por otra parte, el tamaño de las antenas a caracterizar por lo general es reducido, debido a que el tamaño de las cámaras no suele ser muy grande por problemas de espacio y costo (Cardama, et al., 2002). La antena multibanda desarrollada en este trabajo se caracterizó en una cámara anecoica en las instalaciones

de la empresa Taoglas en San Diego, California. En la figura 103 se muestra la antena colocada en la base giratoria de la cámara anecoica lista para ser caracterizada.

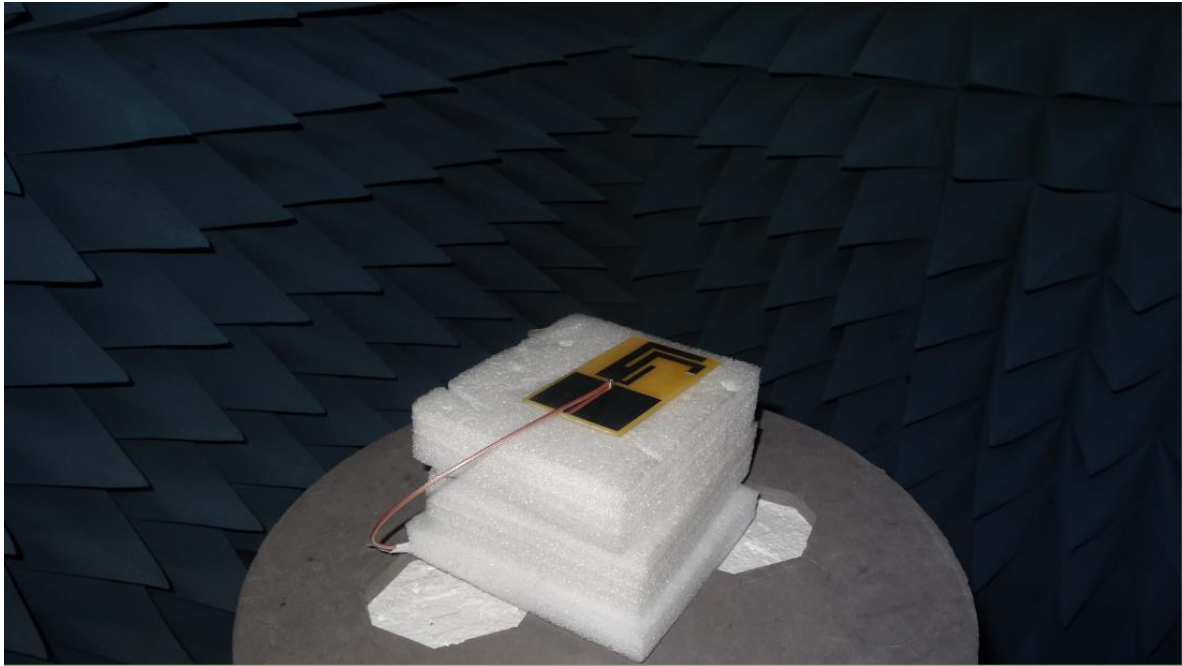


Figura 103. Caracterización de la antena en la cámara anecoica

En la cámara anecoica se realizaron las mediciones de la ganancia, la eficiencia y el diagrama de radiación en forma tridimensional. En esta sección solo se presenta la ganancia y la eficiencia, mientras que los diagramas de radiación tridimensionales se muestran en el apéndice 1. En la figura 104 se muestra la gráfica de la ganancia y la eficiencia de la antena multibanda, en donde se puede apreciar que ambas están relacionadas. Se nota además que en la banda de baja frecuencia los valores de ambos parámetros son menores a los de alta frecuencia. En la banda de baja frecuencia la eficiencia máxima obtenida es de 67.57% a 849 MHz, mientras que en la banda de alta frecuencia resultó de 97.66% a la frecuencia de 2.5 GHz. La ganancia máxima lograda en la banda de baja frecuencia es de 1.821 dBi a la frecuencia de 740 MHz y la máxima de 5.16dBi en 2.5 GHz. Cabe mencionar que en la figura se muestran variaciones abruptas debido a que se midió en pocos puntos de frecuencias y en pasos de ángulos de 15 grados con el fin de acelerar las mediciones.

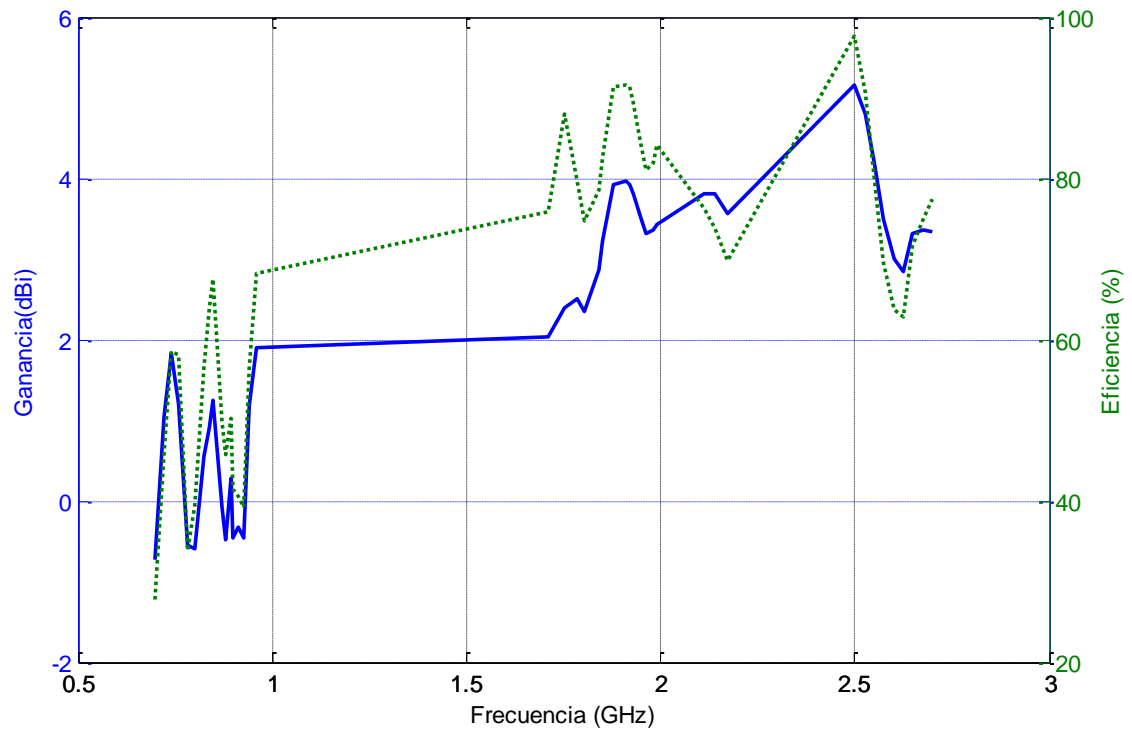


Figura 104. Ganancia y eficiencia de la antena multibanda medidas en la cámara anecoica.

En el siguiente capítulo se presenta un análisis y discusión de los resultados obtenidos tanto de manera teórica como experimental, así como un resumen de lo presentado en los capítulos anteriores.

Capítulo 5. Análisis y discusión de resultados

En este capítulo se efectúa un análisis de los resultados obtenidos en las etapas de diseño, construcción y caracterización de la antena planar de múltiples resonancias desarrollada en este trabajo de tesis. Las especificaciones de diseño de la antena se propusieron para que operara en las ocho bandas de frecuencia de LTE700, GSM850, GSM900, GPS, DCS, PCS, UMTS2100, y WiFi 802.11 b/g/n a 2.4 GHz.

En primer lugar, se presentaron los parámetros básicos y características de las antenas, así como los diferentes tipos de antenas que existen, haciendo énfasis en las antenas planares o de microcinta, debido a las ventajas que presentan con respecto a las antenas convencionales, como las parabólicas o las de alambre, para su utilización en dispositivos portátiles. Se presentó una recopilación de las técnicas principales que se emplean en el diseño de antenas con múltiples resonancias. Además, se presentaron algunas estructuras de antenas multibanda encontradas en la literatura, en las que se tiene como característica común, dimensiones relativamente grandes para aquellas que operan en bajas frecuencias, así como un $VSWR < 3$ ($S_{11} \leq -6$ dB) como un valor aceptable para definir el ancho de banda de impedancia.

Inicialmente se analizó una estructura comercial con el software CST Microwave Studio® y con ADS Momentum 2012®, se compararon los resultados obtenidos con ambos programas con los datos medidos, obteniendo mayor similitud con los resultados del análisis electromagnético con CST Microwave Studio®, razón por la cual se decidió utilizarlo. Sin embargo, se utilizó la herramienta LineCalc de ADS para calcular el ancho de una línea de transmisión de microcinta de 50 ohms.

En el capítulo 3 se propuso una metodología de diseño para diseñar y analizar una antena planar con múltiples resonancias, que opera en las bandas principales de los dispositivos portátiles inalámbricos. La antena diseñada opera en la banda de baja frecuencia dentro de las bandas de frecuencia de LTE700, GSM850 y GSM900 con un $VSWR < 3$ y en la banda de alta frecuencia en las bandas de GPS, DCS, PCS, UMTS2100, LTE2300 y WiFi 802.11 b/g/ a 2.4 GHz con un $VSWR < 2$. Si se considera un $VSWR < 3$ se cubre también la banda de LTE2500. Adicionalmente, se cubren las

bandas de WiMAX a 3.5 GHz y WiFi en la banda de 5 GHz con un VSWR<3 (figura 104).

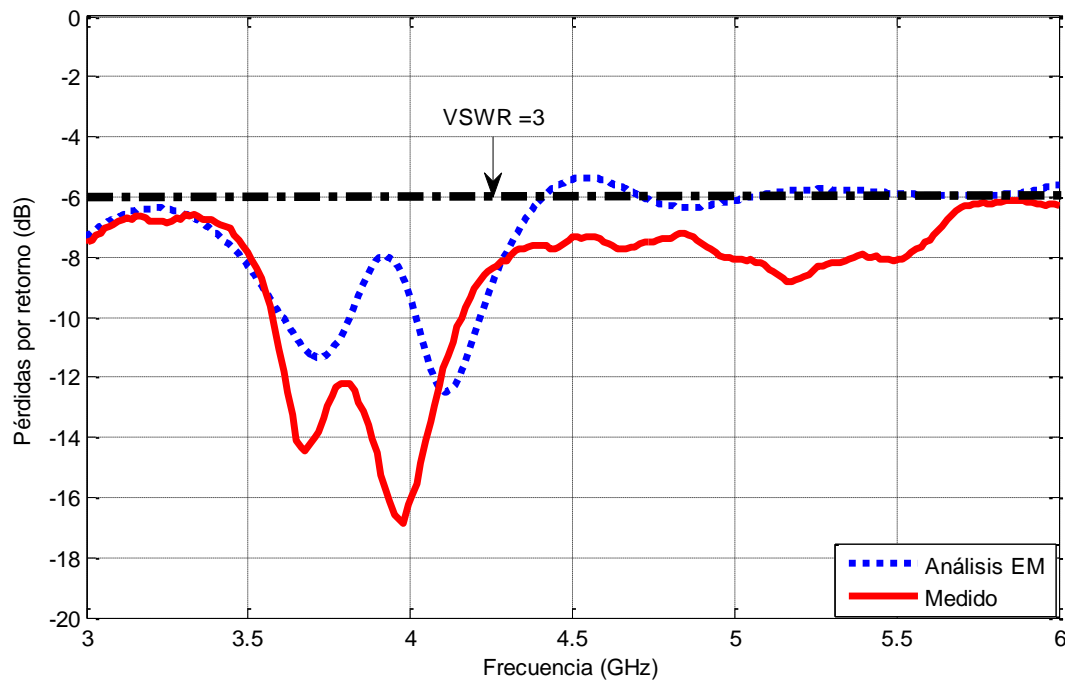


Figura 105. Pérdidas por retorno teóricas y experimentales de 3 a 6 GHz

Una de las principales aportaciones derivadas de este trabajo de tesis es que se propuso una ecuación que corrige el cálculo de la constante dieléctrica efectiva para antenas de tipo dipolo planares, con la cual se obtiene una mejor aproximación al calcular la longitud de los elementos de antena (dipolos) para la frecuencia de interés.

Otra aportación importante es que se realizó un análisis paramétrico sobre las dimensiones del plano de tierra y el efecto que este provoca en el ancho de banda de impedancia. Como resultado se obtuvo que el ancho del plano de tierra define el ancho de banda. Sin embargo, en los dispositivos móviles este parámetro al igual que la longitud del plano de tierra, están limitados por las dimensiones del dispositivo. En base a estos estudios, se observó que la longitud óptima del plano de tierra es de $\frac{1}{4}$ de longitud de onda, lo que para la frecuencia más baja de las especificaciones de diseño equivale a 81.3 mm. Sin embargo, con una longitud de 45 mm seleccionada se tiene un compromiso entre ancho de banda y tamaño de la estructura. Otra observación importante es que entre mayor sea el tamaño del plano de tierra, los resonadores deben ser más delgados.

En la antena desarrollada en este trabajo se emplearon tres resonadores para cubrir las especificaciones de diseño, cumpliendo con creces los requerimientos. Incluso se logró que operara en las bandas de LTE2300 y LTE2500 las cuales no estaban contempladas originalmente. La discrepancia entre los resultados teóricos y experimentales se atribuye a que las dimensiones físicas reales son distintas a las obtenidas del diseño, además de que en el análisis electromagnético de la antena no se consideró el efecto del cable coaxial utilizado en la medición.

Es importante mencionar que al tener múltiples resonadores en una antena, estos interactúan provocando la aparición o cancelación de resonancias dificultando el proceso de diseño. Especialmente cuando la antena debe tener dimensiones pequeñas y los resonadores se acoplan unos con otros por su cercanía.

En la tabla 16 se presentaron los resultados del ancho del haz obtenido del patrón de radiación teórico y experimental a las frecuencias de 0.85, 1.57542, 1.9, 2.4 y 5.8 GHz. Se observó que para las frecuencias de 0.85 y 1.57542 GHz el patrón de radiación es omnidireccional en el plano H tanto en los resultados del análisis electromagnético como en los medidos. Se pudo apreciar que en la frecuencia de 1.9 GHz el HPBW medido fue de 104 grados y en 2.4 GHz el HPBW medido es de 100 grados, pero para efectos prácticos se puede considerar el patrón de radiación como omnidireccional, a diferencia de la frecuencia de 5.8 GHz.

Debido a que una antena isotrópica no existe en la vida real, al menos no hasta hoy, si una antena concentra energía en un plano o una dirección, lo hará con menor intensidad en otro plano o dirección, tal como se notó en el caso de la antena dipolo presentada en la sección 3.5. Debido a esto se observó una alteración en el patrón de radiación en el plano E (es decir no es omnidireccional, como sucede en el plano H), en el cual el HPBW medido fue de 60, 63, 54, 30 y 24 grados a las frecuencias de 0.85, 1.57542, 1.9, 2.4 y 5.8 GHz respectivamente, los cuales son satisfactorios.

El tamaño de una antena depende fuertemente de la frecuencia de operación y de los requerimientos de ancho de banda, ganancia y eficiencia. Las antenas eléctricamente grandes tienen un mejor desempeño en eficiencia que las antenas eléctricamente pequeñas. Sin embargo, en las antenas internas de los teléfonos

móviles, el volumen disponible es pequeño con respecto a las longitudes de onda de las frecuencias más bajas de teléfonos celulares. Por lo tanto, en el diseño de éstas antenas se debe hacer un compromiso entre rendimiento y tamaño (Ikram, 2010).

Dados todos los resultados presentados anteriormente, se concluye que la antena multibanda desarrollada en este trabajo de tesis cumple las especificaciones de ancho de banda, pérdidas por retorno, ganancia y patrón de radiación, con un tamaño reducido comparado con otros trabajos reportados en la literatura, y que además no contiene elementos extras para mejorar el acoplamiento. La antena opera en las bandas de 651 MHz- 981 MHz y de 1471 MHz - 2785 MHz, cubriendo las bandas: LTE700, GSM850, GSM900 con un VSWR<3, GPS, DCS, PCS, UMTS2100, LTE2300, WiFi 802.11 b/g/, LTE2500 con un VSWR<2, y adicionalmente, se cubren las bandas de WiMAX a 3.5 GHz y WiFi 802.11a en la banda de 5.8 GHz con un VSWR<3.

Capítulo 6. Conclusiones

En este capítulo se presentan las conclusiones generales de este trabajo de tesis. Además, se resaltan las principales aportaciones derivadas del desarrollo de este trabajo de investigación en el diseño y construcción de antenas planares de múltiple resonancia con aplicación en dispositivos móviles. Finalmente, se hacen algunas recomendaciones para trabajos futuros en esta línea de investigación.

6.1 Conclusiones generales

- Se propuso investigar y desarrollar estructuras de antenas de múltiple resonancia (dos o más resonancias), debido a que en la actualidad los dispositivos móviles operan en un amplio intervalo de frecuencias.
- Se investigaron y estudiaron las técnicas principales utilizadas para el diseño de antenas con características de múltiple resonancia, también conocidas como antenas multibanda.
- Se hizo una investigación de la literatura de una amplia variedad de antenas con características multibanda, en donde se encontró que a bajas frecuencias algunas antenas cuentan con un plano de tierra muy grande e incluso algunas tienen geometría tridimensional.
- Se concluye que diseñar antenas pequeñas en bajas frecuencias, como en LTE700, es un proceso muy complejo.
- Para realizar el análisis electromagnético y diseño de las antenas se estudiaron, utilizaron y compararon los programas CST Microwave Studio 2012® y ADS Momentum® 2012, y se seleccionó el CST Microwave Studio por tener mejor concordancia con los resultados medidos.
- Se propuso una metodología de diseño de la antena con características multibanda con aplicación en dispositivos móviles, basada en dipolos y se presentaron los resultados del análisis electromagnético de cada una de las etapas de diseño. Se observó que al analizar los elementos independientes

funcionaban de manera correcta y que al colocar dos o más elementos en la misma estructura las frecuencias tendían a cancelarse y desacoplarse, efectos que aumentaban aún más al doblarlos.

- Se diseñó y construyó una antena planar de múltiples resonancias de bajo costo que utiliza la técnica de múltiples estructuras resonantes y toma en cuenta las resonancias de orden superior, resultando un tamaño de 110.5 mm x 60 mm x 1.56 mm, el cual es adecuado para insertarla en dispositivos portátiles como teléfonos, tablets y PC's.
- En base a todos los resultados presentados anteriormente, se llega a la conclusión de que la antena multibanda desarrollada en este trabajo de tesis cumple con las especificaciones establecidas de manera más que satisfactoria. La antena opera en las bandas de 651 MHz- 981 MHz con pérdidas por retorno $S_{11} \leq -6$ dB y de 1471 MHz - 2785 MHz con pérdidas por retorno $S_{11} \leq -10$ dB, cubriendo las bandas: LTE700, GSM850, GSM900, GPS, DCS, PCS, UMTS2100, LTE2300, WiFi 802.11 b/g/, LTE2500, WiMAX a 3.5 GHz y WiFi 802.11a en la banda de 5.8 GHz. La antena presentó buenas características de pérdidas por retorno, ganancia, eficiencia, ancho del haz y patrón de radiación dentro del ancho de banda de operación.

6.2 Aportaciones

Las principales aportaciones de este trabajo de tesis se mencionan a continuación:

- Se propuso una metodología de diseño de antenas planares con características de múltiple resonancia con aplicación en dispositivos móviles.
- Se propuso una ecuación que corrige el cálculo de la constante dieléctrica efectiva en antenas planares de tipo dipolo, y en consecuencia permite calcular con mejor precisión la longitud de los elementos de la antena empleando el sustrato FR4, válida en un intervalo de frecuencias de 0.5 a 15 GHz.

- Se realizó un análisis paramétrico de los anchos y longitudes de los elementos resonadores y del plano de tierra, y se mostraron resultados de la manera en que éstos influyen en las características de ancho de banda de la antena.
- Se diseñó y construyó una mesa rotatoria, el circuito de control y la comunicación PC-microcontrolador, mediante una interfaz USB para la medición automática del patrón de radiación en pasos de 1 grado, la cual servirá para caracterizar antenas de trabajos futuros en el CICESE con una notable reducción de tiempo.
- Se diseñó, construyó y caracterizó una antena multibanda que opera en las bandas de 651 MHz- 981 MHz y de 1471 MHz - 2785 MHz, cubriendo las bandas de dispositivos móviles: LTE700, GSM850, GSM900, GPS, DCS, PCS, UMTS2100, LTE2300, WiFi 802.11 b/g/, LTE2500, WiMAX a 3.5 GHz y WiFi 802.11a en la banda de 5.8 GHz. La antena cumple con las especificaciones establecidas de pérdidas por retorno, ganancia, eficiencia, ancho del haz y patrón de radiación, dentro del ancho de banda de operación de manera más que satisfactoria. El tamaño de la estructura es adecuado para su implementación en dispositivos portátiles, cuyas dimensiones fueron de 110.5 mm x 60 mm x 1.56 mm.

6.3 Recomendaciones y trabajo futuro

A continuación se presentan una serie de recomendaciones que pueden ser útiles para los que diseñar antenas planares de múltiples resonancias o quieran ampliar las investigaciones de este trabajo:

- Se recomienda utilizar planos de tierra con longitud de $\frac{1}{4}$ de longitud de onda, si es posible, para minimizar la longitud de los radiadores empleando técnicas como las líneas Meander.
- Se recomienda utilizar cables minicoaxiales delgados para alimentar la antena, debido a que los cables gruesos agregan rizo a las pérdidas por retorno.
- Se recomienda caracterizar los cables y conectores para incluirlos en el análisis electromagnético de la antena.

- Se recomienda considerar un $VSWR < 3$ como aceptable cuando se diseñan antenas compactas para dispositivos móviles, especialmente en las frecuencias más bajas (menores a 1 GHz).
- Se recomienda utilizar un software de análisis electromagnético en 3D, como CST® u otros con esta característica, debido a que proporcionan una mejor aproximación con los resultados experimentales que los que no son 3D.
- Se recomienda tener cuidado durante el proceso de fabricación de la antena, ya que una discrepancia entre las dimensiones físicas y las calculadas pudiera afectar de manera significativa en su comportamiento final.
- Se recomienda caracterizar la antena dentro de una cámara anecoica o en un área abierta libre de reflexiones e interferencias, para obtener los parámetros con mejor precisión.

Lista de referencias

- Al-Rawi, A. (2012). *A New Compact Wideband MIMO Antenna for Reverberation Chambers*. Master of Science Thesis. Chalmers University of Technology. 105 p.
- Anguera, J., y Pérez, A. (2008). *Teoría de Antenas. Universitat Ramón Llull. Editor: Lluís Vicent*.
- Bahl, I. J. and Bhartia, P. (1980). *Microstrip Antennas*. Dedham, Massachusetts. Artech House.
- Balanis, C. A. (2005). *Antenna Theory Analysis and Design*. (3rd ed.) New Jersey, John Wiley & Sons.
- Ban, Y.-L., Liu, C.-L., Li, J. L.-W. and Li, R. (2013). Small-size wideband monopole with distributed inductive strip for seven-band WWAN/LTE mobile phone. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 12, 7-10.
- Ban, Y.-L., Sun S.-C., Li, P.P., Li, J.L.-W. and Kang, K. (2013). Compact eight-band frequency reconfigurable antenna for LTE/WWAN tablet computer applications. *IEEE transactions on antennas and propagation*, 62 (1), 1-5.
- Buenrostro Rocha, S. (2007). *Metodología para el diseño y construcción de antenas de microcinta en la banda WiMAX a 3.5 GHz*. Tesis de maestría en ciencias. Centro de Investigación y Tecnología Digital (CITEDI). 161 p.
- Cardama, A., Jofre, L., Rius, J.M., Romeu, J., Blanch, S. y Ferrando, M. (2002). *Antenas*. (2^{da} ed.) Barcelona, Edicions UPC.
- Chen, S.-B., Jiao, Y.-C., Wang, W. and Zhang, F.-S. (2006). Modified T-shaped planar monopole antennas for multiband operation. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 54(8), 3267-3270.
- Deng, S.-M., Tsai, C.-L., Gu, J.-P., Tiong, K.-K., Liu, K.-W. (2013). A novel design of LTE smart mobile antenna with multiband operation. *Progress In Electromagnetics Research C*, 42, 109-124.
- Díaz Tapia, E. (2008). *Diseño y construcción de un repetidor activo con antenas planares con aplicaciones en comunicaciones inalámbricas*. Tesis de maestría en ciencias. Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada. 154 p.
- Fernandez, S. C., and Sharma, S. K. (2013). Multiband Printed Meandered Loop Antennas With MIMO Implementations for Wireless Routers. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 12, 96-99.

Lista de referencias (continuación)

- Huang, Y. and Boyle, K. (2008). *Antennas: from Theory to Practice*. London, U.K., Jhon Wiley & Sons Ltd.
- Hu, C.-L., Huang, D.-L., Kuo, H.-L., Yang, C.-F., Liao, C.-L., and Lin, S.-T. (2010). Compact multibranch Inverted-F antenna to be embedded in a laptop computer for LTE/WWAN/IMT-E applications. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 9, 838-841.
- Ikram, A. (2010). *Design and development of a multiband loop antenna for cellular mobile handsets*. Master's Thesis in Electronics/Telecommunications. University of Gävle. 66 p.
- Jeong, Y. S., Lee S.H., Yoon J.H., Lee W.Y., Choi W.Y. and Yoon Y.-J. (2010). Internal mobile antenna for LTE / GSM850 / GSM900 / PCS1900 / WiMAX / WLAN. On: IEEE (ed.) *Radio and Wireless Symposium (RWS) 10-14 Jan*, New Orleans, LA
- Khan, M., Morsy, M., Khan, M. and Harackiewicz, F. (2011). Miniaturized multiband planar antenna for GSM, UMTS, WLAN, and WiMAX bands. *Antennas and Propagation (APSURSI), 2011 IEEE International Symposium on*, 3-8 July 2011, Spokane, WA.
- Kraus, J. D. and Marhefka, R. J. (2002). *Antennas for all applications* (3rd ed.). Mc. Graw-Hill.
- Krauss, J. D. (1988). *Antennas* (2nd ed.). New Delhi, Mc. Graw Hill.
- Kumar, G. and Ray, K. P. (2003). *Broadband Microstrip Antennas*. Norwood, M.A., Artech House.
- Liao, W.-J., Lu, Y.-C. and Chou, H.-T. (2005). A multiband microstrip dipole antenna. *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2005 IEEE*. Vol.1A, pp.462,465, 3-8 July 2005, Taiwan.
- Liu, D. and Gaucher, B. (2004). A new multiband antenna for WLAN/cellular applications. *Vehicular Technology Conference, 2004. VTC2004-Fall. 2004 IEEE 60th*, vol.1, pp.243,246, 26-29 Sept. 2004.
- Lu, J.-H. and Guo, J.-L. (2014). Small-size octaband monopole antenna in an LTE/WWAN mobile phone. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 13, 548-551.

Lista de referencias (continuación)

- Lu, J.-H. and Lin, Z.-W. (2013). Planar compact LTE/WWAN monopole antenna for tablet computer application. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 12, 147-150.
- Mandelbrot, B.B. (1983). *The fractal geometry of Nature*. New York, W.H. Freeman.
- Manteuffel, D., Bahr, A., Heberling, D. and Wolff, I. (2001). Design considerations for integrated mobile phone antennas. On: IEE Conf. Publ. No. 480 (ed.), *Antennas and Propagation, 2001. Eleventh International Conference 17-20 Apr*, Manchester, U.K.
- Medina, J. L. (2013). Apuntes de clase de la materia de Caracterización de Dispositivos y Componentes de Microondas. Apuntes, CICESE, Electrónica y Telecomunicaciones, Ensenada, BC.
- Medina-Monroy, J.L., Díaz-Tapia, E., Olvera-Cervantes, J.L., Chávez-Pérez, R.A. y Velázquez-Ventura, A. (2008). Análisis y comparación de metodologías para determinar experimentalmente la ganancia de antenas de RF y microondas. *Simposio de Metrología CENAM*, 22-24 Octubre de 2008, pp. 1-6.
- Millanes Ruiz, R. A. (2013). *Diseño y fabricación de un arreglo de antenas planares sectorizadas con aplicación en WiMAX*. Tesis de maestría en ciencias. Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada: 117p.
- Nieto Rodríguez, M. A. (2012). *Diseño de un arreglo de antena plana con capacidad de control del patrón de radiación a frecuencias de microondas*. Tesis de maestría en ciencias. Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada. 155 p.
- Permana, C. and Munir, A. (2011). Printed multiband antenna for mobile and wireless communications. En: *Telecommunication Systems, Services, and Applications (TSSA), 2011 6th International Conference on*, 20-21 Oct. 2011, Bali, Indonesia.
- Pozar, D. M. (2012). *Microwave Engineering*. (4th ed.) Massachusetts, John Wiley & Sons.
- Po-Wei, L., Tsung-Ju, W. and Kin-Lu, W. (2013). Small size LTE700/2300/2500/ antenna and High-isolation antenna array Using the same for the laptop computer, *Department of Electrical Engineering National Sun Yat-sen University*, Kaohsiung 80424, Taiwan.

Lista de referencias (continuación)

- Pulido Gaytán, M. (2012). *Investigación e implementación de la técnica de calibración Line-Reflect-Reflect-Match (LRRM)*. Tesis de maestría en ciencias. Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada. 147 p.
- Rahmat-Samii, Y.; Guterman, J.; Moreira, A. A. and Peixeiro C. (2008). Integrated Antennas for Wireless Personal Communications, In: C. A. Balanis (ed.), *Modern Antenna Handbook*. (pp. 1079-1142). John Wiley & Sons.
- Secmen, M. (2011). *Multiband and Wideband Antennas for Mobile Communication Systems*, Recent Developments in Mobile Communications - A Multidisciplinary Approach, Dr Juan P. Maícas (Ed.), Turkey, Intech.
- Ting Zhang, R. L., GuiPing, J., Gang, W. and Manos, M. T. (2011). A Novel Multiband Planar Antenna for GSM/UMTS/LTE/Zigbee/RFID Mobile Devices. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, 59(11), 4029-4214.
- Visser, H. (2013). *Multiband microstrip slot antenna with Multiple-Input and Multiple-Output (MIMO) implementation for handheld devices*. Master of Science Thesis. San Diego State University. 138 p.
- Wong, K.-L. (2003). *Planar Antennas for Wireless Communications*. New Jersey, USA, John Wiley & Sons.
- Yarman, B., Sengul, M., Lindberg, P. and Rydberg, A. (2006). A single matching network design for a double band PIFA antenna via simplified real frequency technique. En: *Microwave Conference, 2006. APMC 2006. Asia-Pacific 12-15 Dec*, Yokohama, Japan.
- Yoon, S., Park, C., Kim, M., Kim, K., and Yang, Y. (2010). Multiband internal antenna for mobile phones using a high dielectric material. En: *Microwave Conference Proceedings (APMC), 2010 Asia-Pacific*, Yokohama, Japan. (pp. 219-222)

Apéndice 1

Diagramas de radiación en 3D medidos en la cámara anecoica.

700 MHz

Azimuth (deg)	Elevation 0 deg (dB)	Elevation 30 deg (dB)	Elevation 60 deg (dB)	Elevation 90 deg (dB)	Elevation 120 deg (dB)	Elevation 150 deg (dB)
0.00	-9.37	-6.72	-4.00	-5.17	-3.17	-1.67
30.00	-9.37	-7.06	-5.52	-6.46	-3.91	-2.57
60.00	-9.37	-7.52	-5.89	-4.92	-4.51	-4.51
90.00	-9.37	-9.36	-10.06	-9.43	-8.37	-7.36
120.00	-9.37	-10.38	-10.36	-10.55	-10.35	-8.78
150.00	-9.37	-9.31	-7.90	-8.01	-8.06	-7.02
180.00	-9.37	-8.06	-8.04	-10.72	-8.79	-5.35
210.00	-9.37	-7.13	-7.30	-8.75	-6.27	-4.78
240.00	-9.37	-7.00	-5.93	-7.91	-10.10	-5.79
270.00	-9.37	-7.52	-5.64	-6.34	-7.54	-4.32
300.00	-9.37	-6.39	-1.13	-0.74	-2.67	-2.07
330.00	-9.37	-5.90	-1.17	-2.11	-3.26	-1.64
360.00	-9.37	-6.72	-4.00	-5.17	-3.17	-1.67

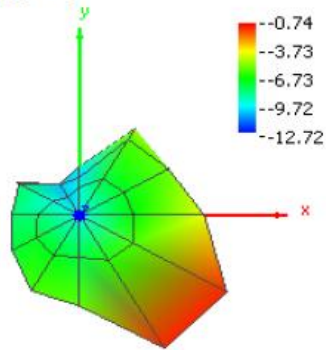
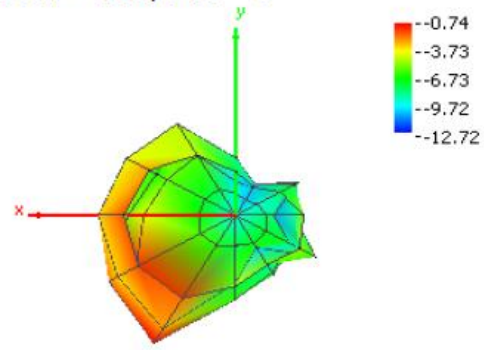
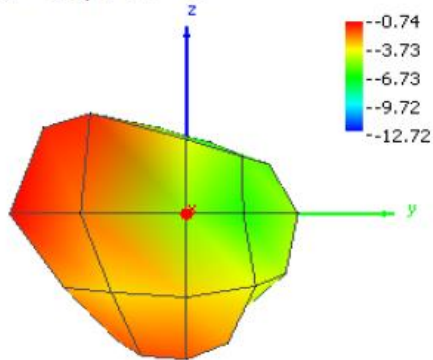
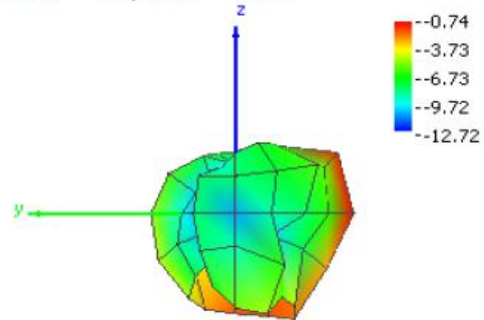
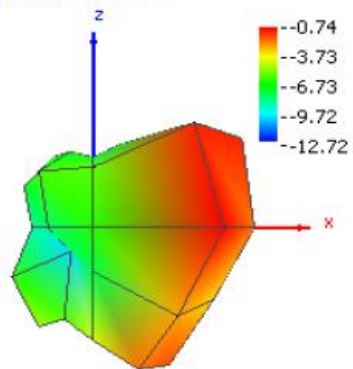
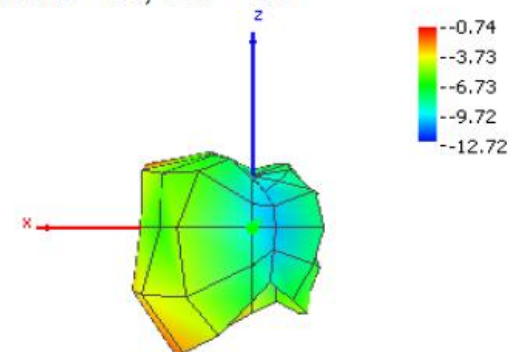
1840 MHz

Azimuth (deg)	Elevation 0 deg (dB)	Elevation 30 deg (dB)	Elevation 60 deg (dB)	Elevation 90 deg (dB)	Elevation 120 deg (dB)	Elevation 150 deg (dB)
0.00	0.41	-1.90	-2.81	-6.00	-5.25	-0.13
30.00	0.41	-2.73	-8.10	-15.71	-6.60	-2.10
60.00	0.41	-0.74	-3.87	-6.74	-3.92	-0.20
90.00	0.41	1.03	-0.24	-0.93	-0.19	1.38
120.00	0.41	1.09	-1.92	-6.00	-1.19	1.14
150.00	0.41	0.87	-3.20	-10.71	-2.68	1.80
180.00	0.41	1.28	-0.01	-0.79	-0.03	2.88
210.00	0.41	1.50	1.15	0.47	2.53	1.57
240.00	0.41	1.16	1.17	0.09	-0.45	1.71
270.00	0.41	0.22	-0.52	-0.93	-1.49	0.69
300.00	0.41	0.19	-2.32	-2.18	-1.29	-2.05
330.00	0.41	-0.44	-0.86	-1.95	-1.89	0.73
360.00	0.41	-1.90	-2.81	-6.00	-5.25	-0.13

2700 MHz

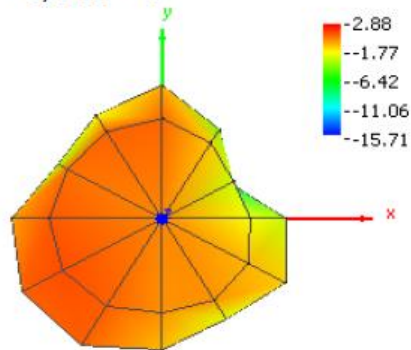
Azimuth (deg)	Elevation 0 deg (dB)	Elevation 30 deg (dB)	Elevation 60 deg (dB)	Elevation 90 deg (dB)	Elevation 120 deg (dB)	Elevation 150 deg (dB)
0.00	1.92	-2.62	-9.84	-7.82	-3.67	-1.00
30.00	1.92	-1.76	-4.19	-5.50	-5.05	-1.20
60.00	1.92	-0.75	-3.54	-4.38	-3.40	0.65
90.00	1.92	1.43	-1.08	-1.77	-0.24	2.94
120.00	1.92	2.22	-0.81	-3.19	0.18	3.32
150.00	1.92	1.24	-0.11	-1.13	-0.08	2.34
180.00	1.92	1.05	-1.41	-3.97	-1.52	0.81
210.00	1.92	1.08	-1.70	-1.91	-2.87	1.95
240.00	1.92	1.64	1.16	2.16	0.93	3.33
270.00	1.92	1.27	-0.04	-1.74	-1.85	1.32
300.00	1.92	-0.58	-7.33	-4.87	-7.91	1.20
330.00	1.92	-2.05	-8.98	-1.89	-5.59	-0.39
360.00	1.92	-2.62	-9.84	-7.82	-3.67	-1.00

700 MHz

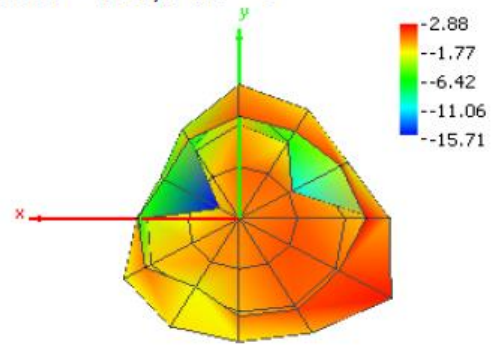
 $\Theta = 0, \Phi = 0$  $\Theta = 180, \Phi = 0$  $\Theta = 90, \Phi = 0$  $\Theta = 90, \Phi = 180$  $\Theta = 90, \Phi = 270$  $\Theta = 90, \Phi = 90$ 

1840 MHz

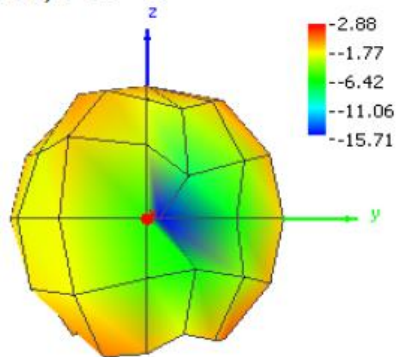
Theta = 0, Phi = 0



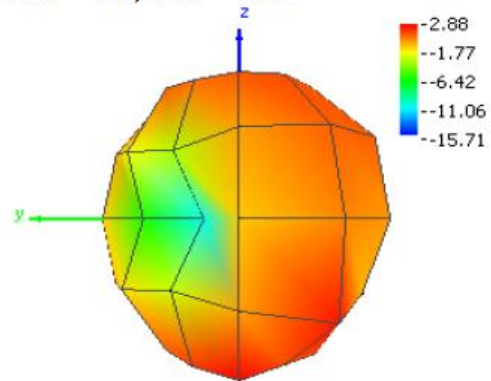
Theta = 180, Phi = 0



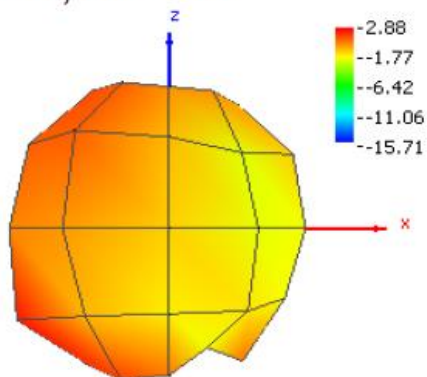
Theta = 90, Phi = 0



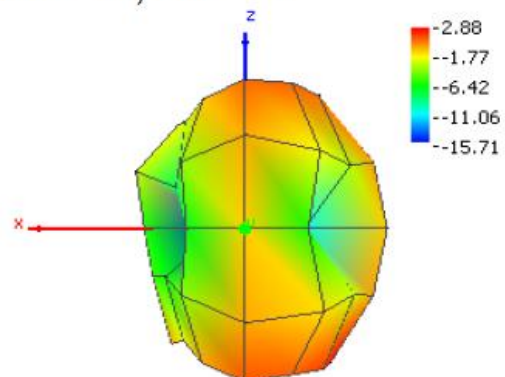
Theta = 90, Phi = 180

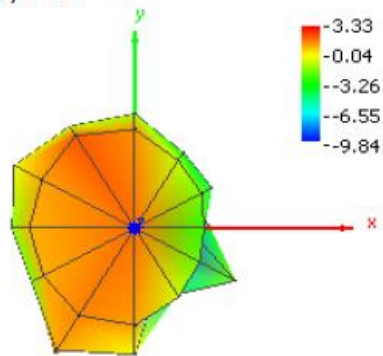
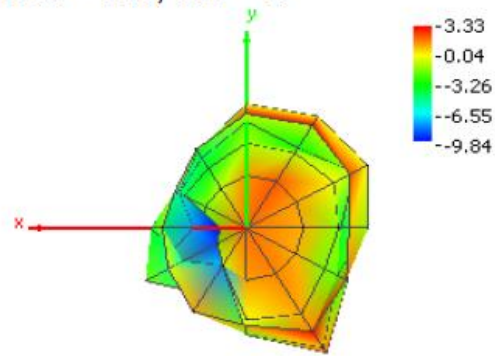
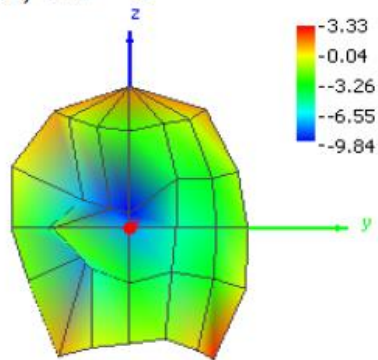
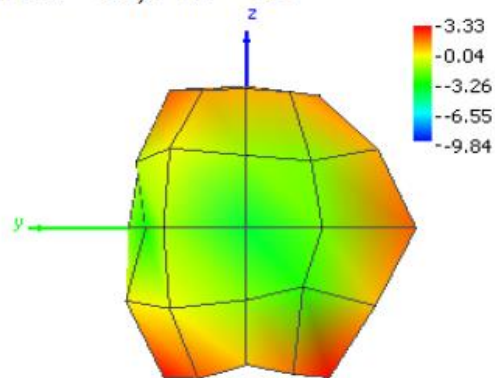
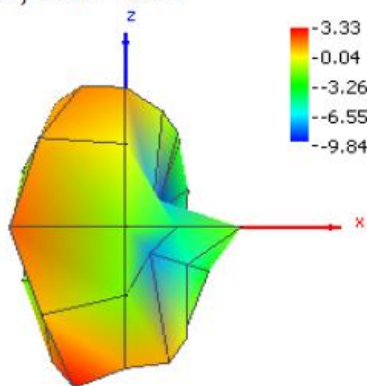


Theta = 90, Phi = 270



Theta = 90, Phi = 90



2700 MHz**Theta = 0, Phi = 0****Theta = 180, Phi = 0****Theta = 90, Phi = 0****Theta = 90, Phi = 180****Theta = 90, Phi = 270****Theta = 90, Phi = 90**