

Tesis defendida por

Raúl Trujillo Ramírez

y aprobada por el siguiente comité

Dr. José Luis Medina Monroy
Director del Comité

Dra. María del Carmen Maya Sánchez
Miembro del Comité

Dr. Ricardo Arturo Chávez Pérez
Miembro del Comité

Dr. Arturo Velázquez Ventura
Miembro del Comité

Dr. Enrique Gómez Treviño
Miembro del Comité

Dr. César Cruz Hernández
Coordinador del Programa de Posgrado
en Electrónica y Telecomunicaciones

Dr. David Hilario Covarrubias Rosales
Director de Estudios de Posgrado

26 de Noviembre de 2012

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



**Programa de Posgrado en Ciencias
en Electrónica y Telecomunicaciones con orientación en Altas Frecuencias**

**Diseño y construcción de antenas planares de banda ancha con aplicaciones en
sistemas de telecomunicaciones**

Tesis

que para cubrir parcialmente los requisitos necesarios para obtener el grado de

Maestro en Ciencias

Presenta:

Raúl Trujillo Ramírez

Ensenada, Baja California, México
2012

Resumen de la tesis de **Raúl Trujillo Ramírez**, presentada como requisito parcial para la obtención del grado de Maestro en Ciencias en Electrónica y Telecomunicaciones con orientación en Altas Frecuencias. Ensenada, Baja California. Octubre del 2012.

Diseño y construcción de antenas planares de banda ancha con aplicaciones en sistemas de telecomunicaciones

Resumen aprobado por:

Dr. José Luis Medina Monroy
Director de Tesis

En la literatura se puede encontrar una gran variedad de antenas que tienen características de banda ancha. En este trabajo se investigan dos tipos de antenas de banda ancha en tecnología planar de microcinta: la logarítmica periódica y la Vivaldi antipodal, las cuales tienen propiedades de alta ganancia y gran ancho de banda, pudiendo cubrir más de dos octavas. Las características de banda ancha de este tipo de antenas, las hacen idóneas para utilizarse en los sistemas de telecomunicaciones modernos, en equipos médicos y en el área de instrumentación en cámaras anecóicas como antenas patrón. En este trabajo se propone una metodología de diseño para cada una de las antenas desarrolladas en tecnología de microcinta. Para diseñar la antena tipo Vivaldi antipodal, se proponen nuevas ecuaciones que permiten obtener las dimensiones físicas de la antena de una manera más fácil y rápida que las mostradas en la literatura. Además, las ecuaciones propuestas permiten obtener las coordenadas de la estructura necesarias para graficarla y exportarla directamente a un programa de análisis electromagnético, el cual se utiliza para obtener las características de radiación óptimas y cumplir con las especificaciones. Se efectúa un análisis de los parámetros involucrados en las ecuaciones y se proponen los valores óptimos que permiten cumplir con las características de pérdidas por regreso, ganancia y ancho de banda establecidas en las especificaciones de diseño. Las antenas se construyen en un sustrato dieléctrico delgado FR-4 ($h=0.269\text{mm}$), para lograr un buen comportamiento, tamaño pequeño, bajo peso y bajo costo. Las antenas se diseñaron y construyeron para cumplir con las especificaciones de diseño en el intervalo de frecuencias de 1-18 GHz (> 4 octavas), con el propósito de cubrir las frecuencias de la mayoría de las aplicaciones que son utilizadas en la actualidad (PCS, DCS, GPS, Bluetooth, ZigBee, GPRS, WiFi, WLAN, WiMax, 3G UMTS y 4G LTE entre otros).

Palabras Clave: **Antenas de banda ancha, logarítmica periódica, Vivaldi antipodal.**

Abstract of the thesis presented by **Raúl Trujillo Ramírez** as a partial requirement to obtain the Master of Science degree in Electronics and Telecommunications with orientation in High Frequencies. Ensenada, Baja California, October 2012.

Design and construction of wideband planar antennas with applications in telecommunication systems

A wide variety of antennas having wideband characteristics can be found in literature. In this work, two types of wideband antennas based on planar microstrip technology are investigated: the logarithmic periodic and the Vivaldi antipodal, which provide high gain and very wideband characteristics, capable of covering more than two octaves. The broadband characteristics of these types of antennas make them suitable for use in modern telecommunications systems, in medical equipment and instrumentation area into anechoic chambers working as a standard antenna. A design methodology for each of the antennas based in planar microstrip technology is proposed. To design the antipodal Vivaldi antenna, a set of new equations are proposed to obtain the physical dimensions of the antenna in a faster and easier way than methods shown in the literature. Besides, the proposed equations allow us to obtain the structure coordinates required to graph and export directly to an electromagnetic analysis program, which is used to obtain the optimum radiation characteristics and comply with specifications. An analysis of the parameters involved in the equations is performed, and optimal values are proposed to fulfill the return loss, gain and bandwidth characteristics given in the design specifications. The antennas are fabricated on a thin dielectric FR-4 substrate ($h=0.269\text{mm}$), to provide a good performance, small size, low weight and low cost. The antennas developed in this work were designed and fabricated to fulfill design specifications in the 1-18 GHz frequency range (> 4 octaves), with the purpose of covering the frequencies of most of the recent applications (PCS, DCS, GPS, Bluetooth, ZigBee, GPRS, WiFi, WLAN, WiMax, GSM and 3G UMTS and 4G LTE etc.).

Keywords: Wideband antennas, log-periodic, Antipodal Vivaldi

Dedicatoria

.....*A mi familia y seres queridos*

Agradecimientos

Primeramente quiero dar gracias a Dios por darme la fuerza, sabiduría e inteligencia necesaria para concluir este proyecto, así como también por ayudarme a concluir una etapa más en mi vida.

A mis queridas hermanas Patricia y María Elena que me han dado todo su apoyo incondicional durante mucho tiempo y que han sido dos pilares muy importantes en nuestra familia, a mis padres y hermanos que siempre están cuando los necesito.

A mi director de tesis Dr. José Luis Medina Monroy por haberme apoyado y guiado durante este trabajo de tesis y por ser una excelente persona, a los miembros de mi comité de tesis, Dra. Carmen Maya Sánchez, Dr. Ricardo Arturo Chávez Pérez, Dr. Arturo Velázquez Ventura, Dr. Enrique Gómez Treviño, por sus valiosas aportaciones y consejos durante este trabajo de tesis, al Ing. René Torres Lira, por haber facilitado el laboratorio de circuitos impresos.

Al Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenad por haberme permitido realizar mis estudios de maestría.

Al CONACYT, por haber otorgado la beca de colegiatura y manutención.

A mis amigos y compañeros, Martha, Miriam Nieto, Manuel A., Ricardo, Rodrigo, Lilia, Miriam Tong, Verónica, Shiro Tadasuky, Fernando, Manuel O., Enrique, Héctor, Oscar, Antonio y Arturo. Gracias por su amistad y espero que esto nunca termine, mis mejores deseos para cada uno de ustedes.

A todo el personal del CICESE, que siempre me atendieron con una sonrisa y amabilidad.

Contenido

	Página
Resumen en español	2
Resumen en inglés	3
Dedicatoria	4
Agradecimientos	5
Lista de figuras	10
Lista de tablas	15
Capítulo 1.....	16
Introducción	16
1.1 Antecedentes	18
1.2 Justificación.....	20
1.3 Objetivos	21
1.4 Organización de la tesis.....	22
Capítulo 2.....	24
Teoría de antenas	24
2.1 Introducción.....	24
2.2 Parámetros de antenas	24
2.2.1 Patrón de radiación	25
2.2.2 Directividad	26
2.2.3 Ganancia	26
2.2.4 Ancho de banda	27
2.2.5 Impedancia de la antena.....	28
2.2.6 Regiones de campo	28
2.2.7 Ancho del haz	29
2.2.8 Polarización	30
2.3 Tipos de antenas	32
2.3.1 Antenas de alambre.....	32

2.3.2	Antenas de abertura	33
2.3.3	Antenas de microcinta	35
2.3.4	Antenas fractales	36
2.3.5	Antenas reflectoras	37
2.3.6	Agrupación de antenas	38
2.3.7	Antena bicónica	39
2.3.8	Antenas de espiral	40
2.4	Antenas de banda ancha	42
2.4.1	Antena helicoidal	42
2.4.2	Antenas Ridge Horn	43
2.4.3	Antenas logarítmicas periódicas	44
2.4.4	Antena bicónica	46
2.4.5	Monopolos planares	47
2.4.6	Monopolos elípticos y semicirculares	48
2.4.7	Antenas de ranura cónica	49
2.5	Antena Vivaldi	51
2.5.1	Antena Vivaldi de ranura cónica	52
2.5.2	Antena Vivaldi antipodal	54
2.6	Líneas de microcinta	55
2.6.1	Proceso de análisis y síntesis de microcinta	56
2.6.1.1	Análisis de microcinta	57
2.6.1.2	Síntesis de microcinta	60
Capítulo 3		62
Diseño de antenas de banda ancha		62
3.1	Introducción	62
3.2	Antena logarítmica periódica	62
3.2.1	Antena logarítmica periódica de dipolo	63
3.2.2	Ecuaciones de diseño para la antena logarítmica periódica	64
3.3	Metodología de diseño para la antena logarítmica periódica	67
3.4	Diseño de la antena logarítmica periódica	69
3.4.1	Parámetros de optimización de la antena logarítmica periódica	70
3.5	Análisis electromagnético de la antena logarítmica periódica	71
3.5.1	Análisis electromagnético mediante ADS®	71
3.5.2	Análisis electromagnético mediante CST MWS	77
3.5.3	Comparación de resultados obtenidos con ADS y CST	78

3.5.4 Resultados finales del análisis electromagnético de la antena logarítmica periódica.....	79
3.5.4.1 Ganancia y pérdidas por regreso	79
3.5.4.2 Patrón de radiación.....	80
3.6 Antena Vivaldi antipodal.....	81
3.6.1 Metodologías de diseño para la antena Vivaldi antipodal	81
3.6.1.1 Método de Gazit.....	82
3.6.1.2 Método de Bourqui	84
3.6.1.3 Método utilizando elipses	85
3.6.2 Ecuaciones propuestas para el diseño de la antena Vivaldi antipodal	86
3.6.3 Metodología de diseño para la antena Vivaldi antipodal.....	89
3.6.4 Factores importantes para el diseño de la antena Vivaldi antipodal.....	92
3.6.5 Diseño de la antena Vivaldi antipodal	94
Capítulo 4.....	105
Construcción y caracterización de las antenas.....	105
4.1 Introducción.....	105
4.2 Proceso de construcción	105
4.2.1 Obtención de la mascarilla.....	107
4.2.2 Grabado del circuito impreso.....	108
4.2.3 Ensamble de las antenas	110
4.3 Caracterización de las antenas.....	112
4.3.1 Medición de pérdidas por regreso.....	112
4.3.2 Medición de la ganancia	115
4.3.3 Medición del patrón de radiación	120
4.3.4 Comparación de dimensiones	129
Capítulo 5.....	133
Análisis de resultados.....	133
5.1 Introducción.....	133
5.2 Análisis de la antena logarítmica periódica.....	133
5.3 Análisis de la antena Vivaldi antipodal	137
Capítulo 6.....	141
Conclusiones	141
6.1 Conclusiones generales	141

6.2 Aportaciones.....	143
6.3 Recomendaciones.....	144
Referencias bibliográficas	146

Lista de Figuras

Figura		Página
1	Patrón de radiación, a) tridimensional, b) forma polar, Cardama (2002) p.20.....	25
2	Regiones del campo	29
3	Ancho del haz.....	30
4	Polarización lineal	30
5	Polarización elíptica	31
6	Polarización circular.....	31
7	Antenas de alambre, a) Dipolo, b) Lazo y c) Helicoidal.....	32
8	Configuración de antenas de apertura, a) Piramidal, b) Circular y c) Rectangular	34
9	Antenas de parche circular y rectangular	35
10	Geometrías fractales básicas, de izquierda a derecha: el conjunto de Cantor, la curva de Koch y el triángulo de Sierpinski	36
11	Configuración típica de antenas reflectoras, a) Foco centrado, b) Foco desplazado y c) Cassegrain.....	37
12	Agrupación de elementos radiadores, a) Antena Yagi-Uda, b) Agrupación de parches	39
13	Variantes antena bicónica, a) Longitud finita, b) Bow-Tie, c) Alambre.....	40
14	Antenas de espiral, a) Cuatro brazos de Arquímedes, b) Equiangular.....	41
15	Antena helicoidal. a) Descripción, b) Antena comercial.....	42
16	Antena de corneta: a) Piramidal, b) Ridge Horn	44
17	Antena logarítmica periódica, a) Agrupación de dipolos, b) Planar	45
18	Antena bicónica comercial, a) Cono solido, b) Alambre	46
19	Antenas planares de banda ancha.....	47
20	Antena elíptica, a) Variaciones, b) Configuración típica en circuito impreso	48
21	Antenas de ranura cónica: a) Exponencial, b) Lineal, c) Ancho continuo, b) Doble exponencial	50
22	Antenas Vivaldi típicas, a) Ranura cónica y b) Antipodal	52

23	Antena Vivaldi de ranura cónica con transición de microcinta a línea ranurada	53
24	Antena Vivaldi antipodal.....	54
25	Estructura de la microcinta.....	56
26	Proceso de análisis y síntesis de microcinta	57
27	Antena logarítmica periódica con agrupación de dipolos	64
28	Curvas de contorno calculadas para una ganancia constante contra τ y σ para una agrupación de dipolos. Carrel (1961), p. 118	65
29	Diagrama propuesto para el diseño de la antena logarítmica periódica	68
30	Parámetros de optimización de la antena logarítmica periódica	70
31	Estructura de la antena logarítmica periódica diseñada	73
32	Pérdidas por regreso obtenidas con el simulador electromagnético ADS 2009®	73
33	Pérdidas por regreso obtenidas con diferente mallado	76
34	Antena logarítmica periódica dibujada en CST	77
35	Pérdidas por regreso obtenidas en CST con diferente refinamiento de malla	78
36	Comparación de las pérdidas por regreso obtenidas del análisis electromagnético en CST y ADS	79
37	Ganancia y pérdidas por regreso obtenidas con el simulador CST	80
38	Patrón de radiación de la antena logarítmica para tres diferentes frecuencias	81
39	Diseño de la antena Vivaldi antipodal mediante la metodología de Gibson (1979)	82
40	Diseño de la antena Vivaldi antipodal mediante la metodología de Bourqui (2010) p.2	84
41	Vivaldi antipodal diseñada con tres elipses, Y. Che et al, (2010), p.1	86
42	Vivaldi antipodal diseñada con elipses, Ostadrahimi (2010) p. 284	86
43	Descripción de cada parámetro de diseño para la antena Vivaldi antipodal ..	88
44	Primera parte de la metodología de diseño propuesta para la antena Vivaldi antipodal	90
45	Segunda parte de la metodología de diseño propuesta para la antena Vivaldi antipodal	91
46	Curvas obtenidas en MATLAB para la antena Vivaldi antipodal.....	92
47	Antena Vivaldi antipodal con plano de tierra.....	93

48	Puntos de cruce de la curvatura A para diferentes valores de α	93
49	Variación de la curvatura A con diferentes valores α	95
50	Antena Vivaldi antipodal implementada en CST.....	96
51	Pérdidas por regreso en función del factor α	96
52	Variación de la curvatura B con diferentes valores de β	97
53	Pérdidas por regreso en función del factor β	98
54	Variación de la curvatura B con diferentes valores de γ	98
55	Pérdidas por regreso en función del factor γ	99
56	Antena Vivaldi antipodal, a) Diseñada con MATLAB y b) Implementada en CST.....	100
57	Pérdidas por regreso de la antena Vivaldi antipodal	101
58	Comportamiento de la ganancia de la antena para $(2 \leq \gamma \leq 8)$	101
59	Comportamiento de la ganancia de la antena para $(6 \leq \gamma \leq 8)$	102
60	Pérdidas por regreso y ganancia de la antena Vivaldi antipodal.....	102
61	Patrón de radiación de la antena en dos perspectivas a 18 GHz	103
62	Patrón de radiación en diferentes frecuencias	104
63	Equipo para medir dimensiones: a) Microscopio de medición, b) Vernier....	106
64	Preparación del sustrato, a) Impresión de alta resolución, b) Sustrato perfectamente limpio.....	107
65	Obtención de la mascarilla de la antena, a) Cámara fotográfica repromaster de AFGA, b) soluciones de revelador y fijador	108
66	Procesos de aplicación de la filmina, a) Filmina puesta con rodillo, b) Adherencia de la filmina en la roladora térmica.	109
67	Grabado del circuito en la filmina, a) Material listo para aplicar la componente ultravioleta, b) Obtención del circuito impreso con el revelador de filmina.....	109
68	Conectores para las antenas, a) Logarítmica: Cable coaxial rígido y conector SMA macho, b) Vivaldi: SMA hembra.....	110
69	Antenas construidas por ambos lados, a) Logarítmica periódica b) Vivaldi antipodal.....	111
70	Medición de pérdidas por regreso, a) Logarítmica periódica, b) Vivaldi antipodal.....	112

71	Pérdidas por regreso teóricas y experimentales de la antena logarítmica periódica	113
72	Pérdidas por regreso medidas de las tres antenas Vivaldi antipodal	114
73	Pérdidas por regreso teóricas y experimentales de la antena Vivaldi	115
74	Ganancia teórica y experimental de la antena logarítmica periódica	117
75	Resultados teóricos y experimentales de las pérdidas por regreso y ganancia de la antena logarítmica periódica.....	118
76	Ganancia de las tres antenas Vivaldi antipodal construidas.....	118
77	Comparación de la ganancia medida vs ganancia teórica de la antena Vivaldi antipodal	119
78	Resultados teóricos y experimentales de las pérdidas por regreso y ganancia de la antena Vivaldi antipodal.....	120
79	Equipos de medición, a) Sintetizador de frecuencias HP83620A, b) Analizador de espectros Rodhe & Schwarz	121
80	Configuración de los equipos para la medición del patrón de radiación de las antenas.....	121
81	Patrón de radiación teórico vs experimental en forma polar de la antena logarítmica periódica: a) Plano E, b) Plano H.....	123
82	Patrón de radiación de la antena logarítmica periódica teórico vs experimental en el plano E	123
83	Patrón de radiación de la antena logarítmica periódica teórico vs experimental en el plano H.....	124
84	Patrón de radiación teórico vs experimental en forma polar de la antena Vivaldi antipodal para la frecuencia de 2 GHz, a) Plano E, b) Plano H	125
85	Patrón de radiación teórico vs experimental de la antena Vivaldi antipodal para el plano E en la frecuencia de 2 GHz	126
86	Patrón de radiación teórico vs experimental de la antena Vivaldi antipodal para el plano H en la frecuencia de 2 GHz.....	126
87	Patrón de radiación teórico vs experimental en forma polar de la antena Vivaldi antipodal para la frecuencia de 18 GHz, a) Plano E, b) Plano H	127
88	Patrón de radiación teórico vs experimental de la antena Vivaldi antipodal para el plano E en la frecuencia de 18 GHz	128
89	Patrón de radiación teórico vs experimental de la antena Vivaldi antipodal para el plano H en la frecuencia de 18 GHz.....	128

90	Análisis de las pérdidas por regreso de la antena logarítmica periódica con dimensiones reales e incluyendo cable y conector	134
91	Análisis de la ganancia de la antena logarítmica periódica.....	135
92	Pérdidas por regreso y ganancia de la antena logarítmica periódica con dimensiones reales.....	136
93	Análisis de las pérdidas por regreso de la antena Vivaldi antipodal con dimensiones físicas reales e incluyendo el conector	138
94	Análisis de la ganancia de la antena Vivaldi antipodal	139
95	Análisis de las pérdidas por regreso y ganancia de la antena Vivaldi antipodal	140

Lista de Tablas

Tabla		Página
1	Parámetros de diseño de la antena logarítmica periódica	71
2	Datos principales del diseño de la antena logarítmica periódica	72
3	Dimensiones de los elementos de la antena logarítmica periódica	72
4	Datos principales obtenidos con el substrato delgado para la antena logarítmica periódica.....	74
5	Parámetros de los elementos de diseño obtenidos con el substrato dieléctrico delgado	75
6	Parámetros de diseño de la antena Vivaldi antipodal.....	94
7	Material y equipo para la construcción de las antenas	107
8	Cantidades y tiempos requeridos para la construcción	110
9	Características del patrón de radiación de la antena logarítmica periódica a 3 GHz.....	124
10	Características de los patrones de radiación de la antena Vivaldi antipodal..	129
11	Comparación del ancho de los elementos de la antena logarítmica periódica	130
12	Comparación del largo de los elementos de la antena logarítmica periódica	130
13	Comparación del espaciamiento de los elementos de la antena logarítmica Periódica.....	131
14	Comparación de los parámetros físicos de las antenas Vivaldi.....	132
15	Bandas de operación de la antena logarítmica periódica construida.....	135

Capítulo 1

Introducción

El interés de desarrollar antenas de banda ancha se originó durante la segunda guerra mundial, debido a la necesidad de reducir y simplificar el número de sistemas radiantes embarcados en aeronaves, ya que las comunicaciones se realizaban mediante sistemas de radionavegación que operaban en distintas bandas de frecuencia, de modo que se realizó un esfuerzo importante para desarrollar antenas que permitieran cubrir grandes intervalos de frecuencias (Cardama, A., 2002). Al aumentar la demanda en los sistemas de telecomunicaciones no sólo se requería diseñar antenas de banda ancha para fines militares, sino que también era necesario utilizarlas en los sistemas de comunicación comerciales. Sin embargo, la investigación y desarrollo de los sistemas de banda ancha no estaba en plenitud.

No obstante, en años recientes ha aumentado la tendencia en aplicar técnicas y tecnologías de banda ancha ya que prometen dar solución al congestionamiento que existe en el espectro de radio frecuencias, que en la actualidad se compone de un gran número de bandas de frecuencias y estándares para comunicación inalámbrica. Para dar solución a este problema la comisión federal de comunicaciones (FCC) propuso utilizar la banda de frecuencias de 3.1 a 10.6 GHz para aplicaciones comerciales (Bialkowski, M.E., 2009), de tal forma que pueda coexistir armoniosamente con los estándares de radio frecuencia. Una parte fundamental para los sistemas de comunicación de banda ancha son las antenas, las cuales deben cubrir todo el ancho de banda en que funcionan los equipos de comunicaciones. Además de tener aplicación en los sistemas de comunicaciones,

instrumentación médica y radar, una de las aplicaciones más importantes de las antenas de banda ancha se centra en los laboratorios de mediciones como lo son los laboratorios anecoicos, en los cuales se caracterizan equipos transmisores, receptores y antenas en diferentes bandas de frecuencia. Para ello se requiere un gran número de antenas “patrón” que cubran el ancho de banda de los equipos a medir, o bien una sólo antena con ultra ancho de banda, por ejemplo de 2-18GHz, de tal manera que se pueda utilizar la misma antena para caracterizar todos los equipos. De aquí la importancia de realizar investigación sobre el diseño de antenas de banda ancha.

Las antenas de banda ancha son aquellas en las cuales sus parámetros (impedancia, dirección del haz principal, directividad, ganancia, etc.) cumplen con las especificaciones en un margen de frecuencias grande, por ejemplo, de una o más octavas. Existen en la literatura diversos tipos de antenas con capacidad de funcionar en anchos de banda grandes, sin embargo, en este trabajo se lleva a cabo una investigación de dos tipos de antenas: la logarítmica periódica (Carrel, R.L., 1961) y la Vivaldi (Gibson, P., 1979).

La antena logarítmica periódica es una antena que puede cubrir anchos de banda amplios, cuyas características de alta ganancia y directividad, la hacen ser una de las antenas más empleadas en la actualidad. Físicamente estas antenas suelen ser muy grandes y robustas debido a que se construyen empleando tubos de aluminio, no obstante los sistemas de comunicación requieren que los componentes sean de dimensiones reducidas y eficientes, lo que exige que las antenas también lo sean, por lo que se han buscado nuevas técnicas para reducir sus características físicas.

El diseño de antenas en tecnología planar, permite reducir el tamaño y peso, debido a que las antenas son impresas sobre un sustrato dieléctrico. En ésta tecnología se pueden diseñar antenas de formas variadas, pero sin duda una de las antenas con ancho de banda grande y que ha sido más estudiada es la de ranura cónica, mejor conocida como antena Vivaldi, de la cual se derivan algunas modificaciones logrando así cubrir un intervalo de frecuencias muy amplio. La antena Vivaldi fue propuesta originalmente por Gibson (1979),

es del tipo planar y radia con un haz simétrico y su impedancia se acopla sobre un ancho de banda amplio empleando un acoplador “Balun” conectado a un conector coaxial. Posteriormente, Gazit E. (1988) desarrollo la antena Vivaldi antipodal con el fin de eliminar el Balun y emplear una línea de transmisión en microcinta para acoplar su puerto de entrada.

También se ha buscado la manera de diseñar antenas logarítmicas periódicas en tecnología planar para reducir sus dimensiones físicas y al mismo tiempo aprovechar las propiedades que exhiben de tener alta ganancia, directividad y buen acoplamiento. Por lo tanto este trabajo de tesis estará enfocado en el diseño de las antenas, logarítmica periódica y la Vivaldi en tecnología planar.

1.1 Antecedentes

En la actualidad los sistemas de comunicaciones inalámbricos operan en diferentes bandas de frecuencia que han sido autorizadas para realizar el enlace y comunicar de esta manera un transmisor con un receptor. Cuando se desea que el sistema funcione simultáneamente a dos o más frecuencias, generalmente se emplea el esquema de antenas múltiples, que consiste en utilizar antenas reconfigurables para cubrir las bandas de frecuencia necesarias, lo cual implica tener un sistema más complejo. Para evitar lo anterior, se han hecho investigaciones para diseñar antenas que sean capaces de cubrir grandes intervalos de frecuencia y que puedan ser empleadas tanto para transmisión como para recepción. De esta manera se logra reducir el número de elementos y a la vez mejorar las características en los sistemas de telecomunicaciones. Se busca que este tipo de antenas puedan cubrir simultáneamente las bandas de 800 – 1900 MHz para aplicación celular ó la banda de 2.3 – 5.9 GHz para aplicaciones en WiFi. No obstante es importante mencionar que desde hace varias décadas ya se habían realizado investigaciones para obtener antenas de banda ancha (Kraus, John D., 2002).

Los sistemas de comunicación modernos generalmente exigen que las antenas de banda ancha sean cada vez más eficientes, más pequeñas y ligeras, por lo que es necesario buscar alternativas de diseño que puedan cumplir con los requerimientos que se establecen. Las investigaciones realizadas para el diseño de antenas de banda ancha en tecnología planar han dado excelentes resultados, por lo que existe una gran variedad de diseños. Dentro de las primeras estructuras de antenas de banda ancha en tecnología planar se encuentran los dipolos planares los cuales pueden tener una forma variada, desde un perfil rectangular (Valderas, D., et al, 2005), poligonal (Chen, Z.N., et al, 2006) y hasta un diseño en forma de U (Yin, X. C., et al, 2008). La banda de frecuencias de diseño para estas antenas se encuentra en el rango de 2.6 - 13 GHz, no obstante a pesar de que presentan un ancho de banda considerable, la ganancia de estas antenas es muy baja (<4 dB), llegando en algunos casos a presentar ganancias negativas (pérdidas) lo cual no es deseable.

Por otro lado, se ha buscado la manera de diseñar antenas logarítmicas periódicas planares debido a sus propiedades de ancho de banda y ganancia. Uno de los primeros diseños de este tipo de antena desarrollada en tecnología planar fue para cubrir la banda de 4 – 8 GHz (Pantoja, R.R., et al, 1987) con resultados poco satisfactorios ya que funcionaron en bandas múltiples pequeñas y no en una banda continua. Aunque no se lograron buenos resultados, y a pesar de que el estudio de este tipo de antenas estuvo detenido por muchos años, en años recientes ha sido retomado con la finalidad de cubrir diferentes anchos de banda, como lo es la antena reconfigurable de 10 elementos que opera en dos bandas de 1 a 2 GHz y de 2 – 4 GHz (Ahmad, A., et al, 2008) y la antena de 15 elementos diseñada para la banda de 4 – 18 GHz (Casula, G.A., et al, 2010), pero los resultados que se presentan en este diseño no son resultados experimentales, son teóricos únicamente.

Una de las antenas de banda ancha que más ha sido investigada, es la antena de ranura cónica mejor conocida como antena Vivaldi (Gibson, P., 1979). Esta clase de antenas presentan características muy importantes en cuanto al ancho de banda y ganancia, razón por la cual en la literatura se pueden encontrar diferentes alternativas de diseño. Por ejemplo, Abbosh, Aim M. (2007) muestra claramente un resumen de esta clase de antenas

con diferentes estructuras y características. Sin embargo estas antenas tienen limitaciones por lo que se ha buscado la manera de mejorar su desempeño al modificar un poco su estructura, dando lugar a la antena Vivaldi antipodal, con la cual se puede cubrir un intervalo de frecuencia mayor y mejor acoplamiento que con la Vivaldi normal de ranura. Se ha reportado el diseño de una antena Vivaldi antipodal que cubre de 8 – 40 GHz (Sang-Gyu, Kim, et al, 2004) y recientemente varios investigadores han diseñado antenas de este tipo para cubrir la banda de 3.1 – 10.6 GHz (Che, Y., et al, 2010), (Bourqui, J., et al, 2010), (Ostadrahimi, M., 2010). Todos cumplen con los requerimientos de pérdidas por regreso y únicamente Yongxing et al (2010) muestra la ganancia obtenida de manera teórica pero carece de resultados experimentales.

Considerando los trabajos que tratan con el diseño de antenas de banda ancha en tecnología planar y prestando especial atención en las antenas del tipo logarítmica periódica y Vivaldi antipodal, con las cuales se pueden cubrir bandas de frecuencia mayores a 4 octavas. Debido a lo anterior, se ha despertado el interés de desarrollar nuevas técnicas de diseño de antenas de banda ancha con el fin de mejorar sus características de ancho de banda y ganancia, y que además está relacionado con la banda recientemente autorizada por la comisión federal de comunicaciones para aplicaciones comerciales, provocando un aumento en la demanda de este tipo de antenas.

1.2 Justificación

Las antenas de banda ancha se requieren para cubrir la mayor parte del espectro de radio frecuencias, particularmente en la parte baja del espectro, para lo cual la comisión federal de comunicaciones (FCC) propone utilizar la banda de frecuencias de 3.1 a 10.6 GHz para aplicaciones en sistemas de comunicación del tipo comercial, militar, en instrumentación médica y radar. Una de las aplicaciones más importantes de las antenas de banda ancha se centra en los laboratorios de mediciones como lo son los laboratorios anecoicos, en los cuales se caracterizan equipos transmisores, receptores y antenas en

diferentes bandas de frecuencia, en donde en vez de tener un gran número de antenas “patrón” que cubran todos los anchos de banda de los equipos a medir, una sola antena con banda ultra ancha UBW se puede utilizar para caracterizar todos los equipos. De aquí la importancia de realizar investigación sobre el diseño de antenas de banda ancha. El tener una sola antena de banda ancha para los sistemas de telecomunicaciones permite reducir peso, espacio y costo.

Los requerimientos en los sistemas de comunicación suelen ser muy exigentes, y especialmente en los sistemas de banda ancha que fueron desarrollados para dar solución a las limitaciones que tienen los sistemas de banda angosta. Este tipo de sistemas están conformados por componentes de banda ancha dentro de los cuales se encuentran las antenas, cuyo papel es muy importante ya que son las que se encargan de transmitir o recibir la información. Generalmente las antenas de banda ancha suelen ser muy grandes, pesadas y sobre todo con un costo muy elevado. Para evitar los problemas que se tienen con las antenas comunes y dar solución a ellos, se comenzaron a diseñar antenas en tecnología planar que tienen la ventaja de tener dimensiones pequeñas, ser más eficientes, portátiles y sobre todo económicas. En la literatura existe una gran variedad de diseños pero que muestran algunas limitantes, no obstante existe un tipo de antena en tecnología planar la cual exhibe la propiedad de cubrir grandes intervalos de frecuencia y al mismo tiempo proveer una ganancia considerable, este tipo de antena es conocida como Vivaldi antipodal, otra antena que presenta características similares es la logarítmica periódica por lo que también es considerada en este trabajo.

1.3 Objetivos

Objetivo General. Diseñar y construir antenas planares de microcinta de banda ancha con aplicación en sistemas de telecomunicaciones de RF y microondas.

Objetivos particulares:

- Se investigarán los métodos de diseño y tipos de estructuras que existen para antenas de banda ancha en tecnología planar.
- Se propone desarrollar dos tipos de antena que cubran un ancho de banda mayor a una octava y comparar su desempeño. La primera es una antena del tipo logarítmica periódica en tecnología planar y la segunda una antena Vivaldi antipodal. debido a las propiedades de banda ancha y ganancia, que además presentan la ventaja de tener aplicación en servicios múltiples.
- Las estructuras propuestas se analizarán y optimizarán empleando programas de computadora disponibles, que son adecuados para efectuar el análisis electromagnético de los elementos de la antena y sus redes de acoplamiento.

1.4 Organización de la tesis

Este trabajo de tesis está organizado de la siguiente manera: en el capítulo 2 se presentan los fundamentos de antenas en donde se incluyen los parámetros principales que describen el comportamiento de una antena, se muestran los diferentes tipos de antenas que existen y se hace una clasificación de los tipos de antena capaces de funcionar en anchos de banda grandes. Asimismo, se presentan diversas estructuras adecuadas para diseñar antenas de banda ancha y sus características que las distinguen.

En el capítulo 3 se presentan los métodos convencionales que son empleados para diseñar tanto la antena logarítmica periódica como la antena Vivaldi antipodal. Se presentan las metodologías de diseño utilizadas en este trabajo para diseñar cada una de las antenas en el rango de 1 a 18 GHz (> 4 octavas), el cual es superior al ancho de banda establecido en los objetivos (>1 octava). Se propone una nueva metodología para diseñar antenas del tipo Vivaldi antipodal, que incluye nuevas ecuaciones que permiten obtener la figura de la estructura y sus dimensiones físicas. Asimismo se muestran los resultados obtenidos del diseño de ambas antenas y de su análisis electromagnético en el rango de frecuencias de 1 a 18GHz.

En el capítulo 4 se describe la metodología utilizada para construir ambas antenas, se presentan resultados de la construcción, así como las metodologías empleadas para caracterizar las antenas y obtener el comportamiento experimental tanto de la antena logarítmica periódica como de la antena Vivaldi antipodal. Se efectúa una comparación de los resultados obtenidos de manera teórica con los experimentales.

En el capítulo 5 se realiza un análisis de los resultados obtenidos tanto del proceso de construcción como de la caracterización de las antenas. Se comparan los resultados teóricos obtenidos con las dimensiones físicas reales incluyendo los conectores, con los resultados obtenidos experimentalmente.

Finalmente, en el capítulo 6 se presentan las conclusiones a que se llegó en este trabajo de investigación, resaltando las principales aportaciones de este trabajo. Asimismo, se sugieren las recomendaciones para trabajos futuros en ésta línea de investigación.

Capítulo 2

Teoría de antenas

2.1 Introducción

En este capítulo se muestran los parámetros que describen las características de las antenas cuya definición es necesaria para entender su comportamiento. Se exponen también los diferentes tipos de antenas que se han estudiado en los últimos años. Posteriormente se presentan las antenas que tienen la propiedad de cubrir anchos de banda ultra grandes UWB, de las cuales algunas de ellas son retomadas de las antenas clásicas, mientras que otras son el resultado de nuevas investigaciones. Asimismo se describe la teoría de líneas microcinta, debido a su importancia y aplicación en el diseño de antenas planares.

2.2 Parámetros de antenas

Los parámetros más importantes que describen el funcionamiento de una antena son: patrón de radiación, ganancia, directividad, ancho de banda, impedancia de entrada, regiones del campo, ancho del haz y tipo de polarización, por lo que es importante hacer una descripción de cada uno de ellos.

2.2.1 Patrón de radiación

El patrón de radiación de una antena se define como una función matemática ó representación gráfica de las propiedades de radiación de la antena en función de coordenadas en el espacio. El diagrama de radiación se puede representar en forma tridimensional, el cual está constituido por los planos E y H, como se muestra en la figura 1a, donde el plano E representa la dirección máxima de radiación del campo eléctrico en dicha dirección. Análogamente, el plano H está formado por la dirección de máxima radiación del campo magnético en dicha dirección. Ambos planos son perpendiculares y su intersección determina una línea que define la dirección de máxima radiación de la antena. El diagrama de radiación también se puede representar en dos dimensiones, lo cual permite observar los detalles en antenas muy directivas. En la figura 1b se muestra la representación del diagrama de radiación en coordenadas polares (Cardama, A., et al, 2002).

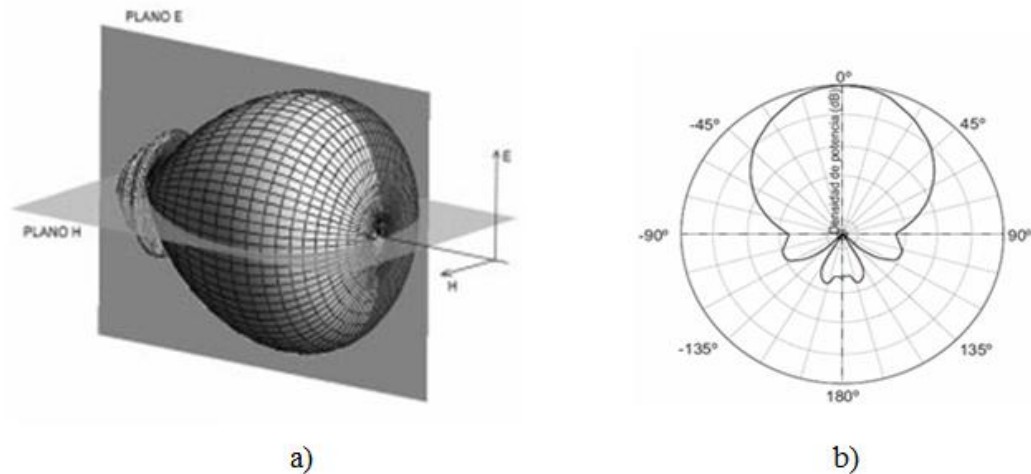


Figura 1. Patrón de radiación, a) tridimensional, b) forma polar, Cardama (2002) p.20.

2.2.2 Directividad

La directividad de una antena, se define como la razón de la intensidad de radiación en una dirección dada desde la antena, a una intensidad radiada promedio sobre todas las direcciones, en donde el promedio de la intensidad radiada, es igual a la potencia de entrada en la antena dividida por 4π . De una manera más simple se puede decir que la directividad considera la potencia en la dirección de máxima radiación (Balanis, Constantine A., 1997).

$$D_{ir} = \frac{4\pi U}{P_{rad}} \quad (1)$$

$$D_{max} = \frac{4\pi U_{max}}{P_{rad}} \quad (2)$$

donde, D_{ir} es la directividad, D_{max} es la directividad máxima, U es la radiación, U_{max} es la radiación máxima (W) y P_{rad} corresponde a la potencia de entrada (W).

2.2.3 Ganancia

La ganancia es una medida útil que describe el funcionamiento de una antena, la ganancia de las antenas está relacionada de manera muy cercana con la directividad, y es una medida que toma en cuenta la eficiencia de la antena tanto como la dirección, la cual es controlada por el patrón de radiación. Cabe mencionar que la ganancia se refiere a una cantidad que define la habilidad de concentrar energía en una dirección en particular. Se tiene una relación de potencias, en donde la potencia de entrada se transforma en una potencia radiada, por medio de ondas superficiales y una pequeña parte es absorbida debido a las pérdidas del conductor y del dieléctrico utilizado. La ganancia es una cantidad

adimensional, que comúnmente se expresa en decibeles (Balanis, Constantine A., 1997). En una antena ideal cuya eficiencia es el 100%, la directividad será igual a su ganancia.

$$Gan = \frac{4\pi U}{P_{ent}} \quad (3)$$

$$Gan_{dB} = 10 \log(Gan) \quad (4)$$

donde, Gan corresponde a la ganancia de la antena y P_{ent} es la potencia de entrada (W).

2.2.4 Ancho de banda

El ancho de banda de una antena, se define como el rango de frecuencias, donde el rendimiento de la antena es satisfactorio con respecto a algunas características (impedancia de entrada, patrón de radiación, ancho del haz, ganancia, etc.), las cuales no siempre varían en la misma proporción (Cardama, A., et al, 2002). Normalmente el ancho de banda se mide en porcentaje con respecto a la frecuencia central de acuerdo a la ecuación (5), donde se hace un barrido de frecuencias con un VSWR < 2 ó con pérdidas por regreso menores a - 10 dB.

$$\%BW = \frac{F_{max} - F_{min}}{F_C} \times 100 \quad (5)$$

donde, $\%BW$ corresponde al ancho de banda en porcentaje, F_{max} y F_{min} son la frecuencia máxima y mínima (GHz), mientras que F_C es la frecuencia central (GHz).

2.2.5 Impedancia de la antena

Se define como la impedancia presentada por la antena en sus terminales, la cual se puede expresar como una razón de voltaje a corriente, en donde la razón depende de las propiedades de los campos eléctricos y magnéticos en ese punto (Balanis, Constantine A., 1997). Se tienen dos contribuciones que son la impedancia de los resonadores y la impedancia mutua, en donde esta última se refiere al acoplamiento con otros objetos. En teoría, la reactancia de la antena se anula cuando se hace resonar a una cierta frecuencia de diseño. La impedancia de la antena se define de la siguiente manera:

$$Z_{Ant} = R_A + jX_A \quad (6)$$

$$R_A = R_r + R_L \quad (7)$$

donde, Z_{Ant} es la impedancia de la antena, R_A corresponde a la resistencia de la antena, X_A es la reactancia de la antena, R_r es la resistencia de radiación y R_L corresponde a las pérdidas del conductor-dieléctrico, todas ellas expresadas en Ohms (Ω).

2.2.6 Regiones de campo

El espacio que rodea a una antena se divide generalmente en tres regiones, que son la región de campo cercano, región de Fresnel, y la región de campo lejano. En la primera región los campos reactivos son los que predominan, en la segunda región los campos radiantes son los que predominan y en la tercera región es donde la radiación de los campos predomina y que además es donde la distribución del campo angular es independiente de la distancia de la antena como se puede observar en la figura 2 (Balanis, Constantine A., 1997).

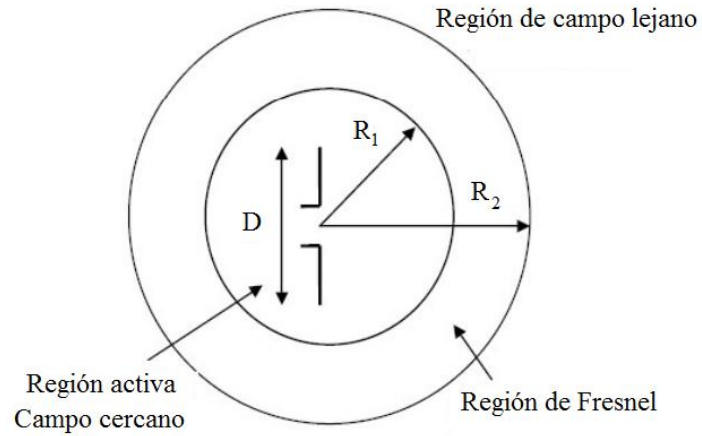


Figura 2. Regiones del campo.

$$R_1 = 0.62\sqrt{D^3/\lambda} \quad (8)$$

$$R_2 = \frac{2D^2}{\lambda} \quad (9)$$

donde, R_1 y R_2 son la región de campo cercano y la región de Fresnel, D y λ corresponden a la dimensión máxima de la antena y la longitud de onda en el espacio libre, todas estas expresadas en metros.

2.2.7 Ancho del haz

El ancho de haz se expresa generalmente en grados y consiste en el ángulo donde la potencia cae a la mitad (-3dB) por debajo de su nivel máximo, como se puede apreciar en la figura 3. Normalmente se mide en el plano horizontal (magnético), aunque también puede medirse en el plano vertical (eléctrico) (Kraus, John D., 2002).

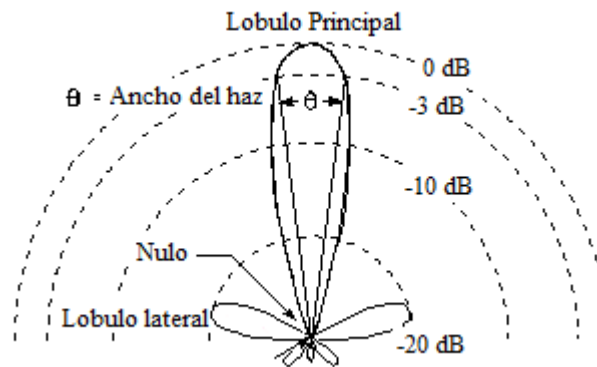


Figura 3. Ancho del haz.

2.2.8 Polarización

La polarización de la onda, se define como el vector eléctrico instantáneo que se mueve en función del tiempo sobre un punto fijo en el espacio. La punta del vector describe la figura geométrica que forma la polarización. La polarización lineal se tiene cuando el campo eléctrico se mueve a lo largo de una línea recta. La onda polarizada se define con respecto a un plano local que comúnmente es el de la tierra, en donde una onda polarizada horizontalmente es aquella que oscila paralelamente con la tierra como se puede apreciar en la figura 4 (Balanis, Constantine A., 1997).

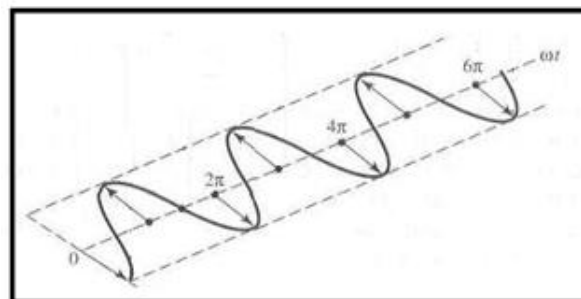


Figura 4. Polarización lineal.

Cuando dos componentes polarizadas linealmente no están en fase, su vector suma gira sobre la dirección de propagación, mientras que su amplitud puede ser periódica. En este

caso las puntas de los vectores del campo eléctrico forman una elipse cuya forma y orientación se controlan por la amplitud y fase relativa de las dos componentes, como se muestra en la figura 5.

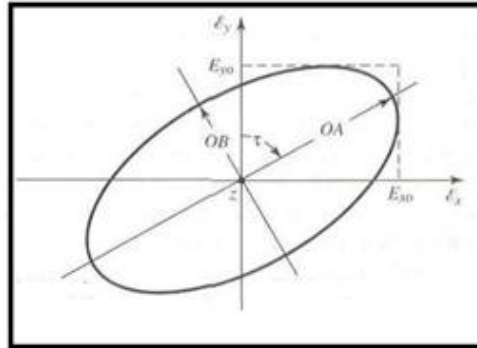


Figura 5. Polarización elíptica.

Cuando dos componentes polarizadas linealmente de un campo polarizado elípticamente mostrado en la figura 5 y éstas tienen la misma amplitud y además están en cuadratura (desfasado en 90^0 grados), la elipse se convierte en circular, como se muestra en la figura 6. Por lo que en la polarización elíptica y circular, se tienen dos tipos de rotaciones que son en el sentido de las manecillas del reloj y en sentido contrario.

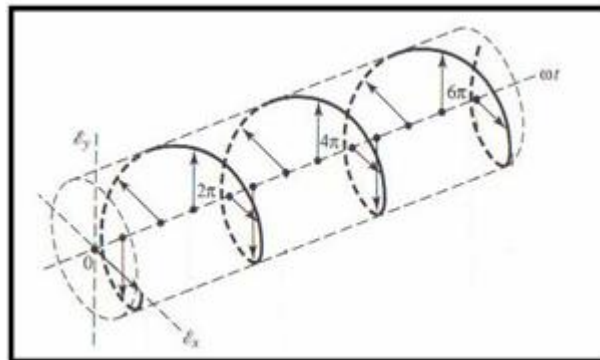


Figura 6. Polarización circular.

2.3 Tipos de antenas

Durante el transcurso de los años se han investigado y diseñado diferentes tipos de antenas con la finalidad de cumplir con las demandas de los sistemas de comunicaciones y otras aplicaciones, que cada vez exigen que estas estructuras sean más eficientes. Los sistemas de comunicaciones modernos tienden a operar en distintas bandas de frecuencias, por lo tanto es un reto poder diseñar antenas muy eficientes, baratas, fáciles de construir y ligeras. Debido a esto existe una gran variedad de antenas, las cuales se describen en este apartado, partiendo de la configuración más simple hasta la más compleja.

2.3.1 Antenas de alambre

Las antenas de alambre probablemente son las más conocidas, debido a que se pueden encontrar en muchos de los equipos que se utilizan, en automóviles, edificios y aeronaves, entre otros. Los diseños más comunes de antenas de este tipo se muestran en la figura 7 y son el dipolo, antenas de lazo y las antenas helicoidales. Las antenas de lazo no necesariamente deben ser circulares, sino que pueden tomar una forma rectangular, cuadrada, elíptica o tomar cualquier otra configuración (Balanis, Constantine A., 1997).

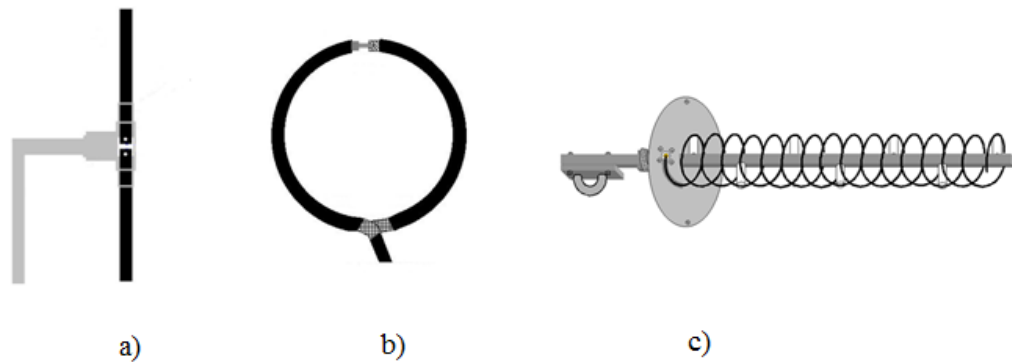


Figura 7. Antenas de alambre, a) Dipolo, b) Lazo y c) Helicoidal.

La antena de dipolo mostrada en la figura 7 (a) es probablemente la más sencilla de construir y por ello no debería dar problemas con su construcción, en donde generalmente

los dipolos son de media longitud de onda y su punto de alimentación tiene una impedancia característica de 75 Ohms. Por otro lado, las antenas de lazo como la que se muestra en la figura 7 (b), se clasifican usualmente en dos categorías: eléctricamente pequeñas y eléctricamente grandes.

Las antenas eléctricamente pequeñas son aquellas cuya longitud total es menor que una décima parte de una longitud de onda, mientras que las antenas de lazo eléctricamente grandes son aquellas cuya circunferencia es de aproximadamente una longitud de onda. Muchas de las aplicaciones de antenas de lazo se utilizan en alta frecuencia (HF 3-30 MHz), muy alta frecuencia (VHF 30-300MHz) y en ultra alta frecuencia (UHF 0.3-3 GHz). Las antenas helicoidales como la mostrada en la figura 7 (c) tienen la característica de ser de banda ancha y son conocidas también como antenas de hélice, las cuales tienen una forma de solenoide y son una evolución del monopolo vertical, que se modifica para tomar la forma de un solenoide o bobina

2.3.2 Antenas de abertura

Las antenas de abertura se utilizaron de una manera amplia a partir de la segunda guerra mundial, a la par con el desarrollo de los sistemas radar y los sistemas de comunicación de microondas. Existen diferentes formas de antenas de abertura, de las cuales las más comunes se muestran en la figura 8. Las antenas que tienen esta particularidad son muy útiles en aplicaciones espaciales, debido a que pueden instalarse adecuadamente en la superficie de las aeronaves, además de que pueden cubrirse con un material dieléctrico (radome) para protegerlas de lugares peligrosos y de las condiciones adversas del medio ambiente (Balanis, Constantine A., 1997).

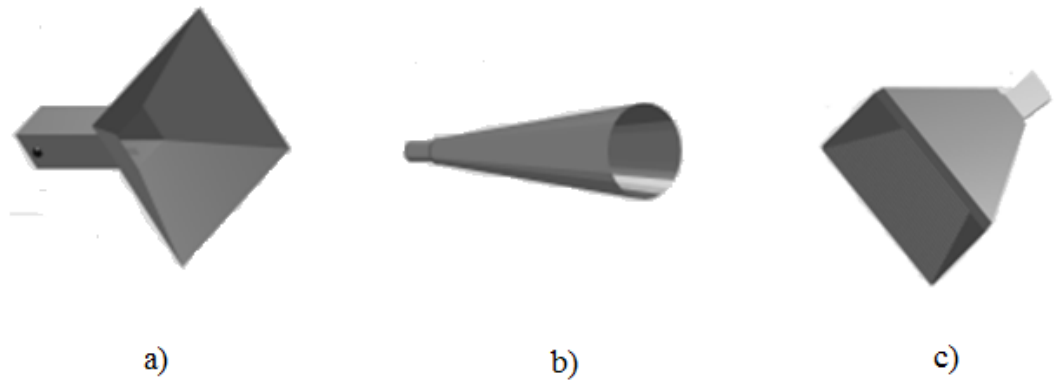


Figura 8. Configuración de antenas de abertura, a) Piramidal, b) Circular y c) Rectangular.

La aplicación de las antenas de abertura circular y rectangular mostradas en la figura (8b) y (8c) respectivamente, permiten alcanzar directividades moderadas, pero presentan una desadaptación en la boca de la guía. Para mejorar su directividad y adaptación, se deben aumentar sus dimensiones físicas de forma gradual, hasta encontrar las características deseadas. Generalmente su aplicación es amplia y pueden utilizarse en los sistemas de comunicación, debido a que presentan cualidades importantes y que además pueden diseñarse a diferentes frecuencias proporcionando una ganancia excelente.

La mayoría de estas antenas se usan de forma individual, no obstante es posible generar agrupaciones, cuyo objetivo es cubrir varias bandas de frecuencia. Estas antenas se alimentan mediante una guía de onda que habitualmente es rectangular, cuya propagación puede tener uno o varios modos. Como este tipo de antenas son generalmente una transición entre una guía de onda y el espacio libre, esto permite que puedan ser utilizadas como alimentador en antenas reflectoras.

2.3.3 Antenas de microcinta

El concepto de antenas de microcinta fue introducido por primera vez por Deschamps en 1953, y posteriormente fueron desarrolladas de forma práctica por Munson y Howell en los años setentas. Las ventajas de las antenas de microcinta son numerosas, tal como bajo peso, volumen reducido y fabricación fácil utilizando la tecnología de circuitos impresos, dando lugar al diseño de varias configuraciones para diferentes aplicaciones. Las antenas de microcinta pueden ser de una forma simple, en donde la más común consiste de un parche rectangular en un lado de un substrato dieléctrico y un plano de tierra del lado contrario. Sin embargo, también pueden ser cuadrada, circular, triangular, semicircular, sectorial y de anillo. De todas las formas mencionadas, las más comunes son: la antena de parche circular y la rectangular mostradas en la figura 9.

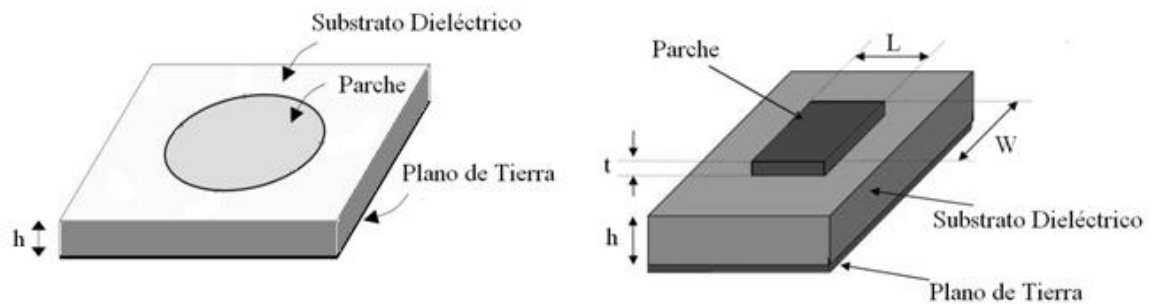


Figura 9. Antenas de parche circular y rectangular.

Para mejorar el comportamiento de ancho de banda de este tipo de antenas, se utilizan substratos dieléctricos con baja constante dieléctrica y un espesor más grueso, por lo que se debe elegir el que mejor se adapte a las características de diseño. Las antenas de microcinta han demostrado ser unos excelentes radiadores electromagnéticos para muchas aplicaciones debido a sus ventajas adicionales, como lo son: la integración fácil con circuitos de montaje superficial (MICs) en el mismo substrato, y cubrir dos o más frecuencias de operación simultáneamente. Sin embargo tienen la desventaja de ser generalmente de banda estrecha, tener baja ganancia y manejar potencias bajas, aunque se han realizado nuevas

investigaciones para mejorar sus desempeño (Kumar, G., 2003). Para conseguir mayores ganancias se pueden formar agrupaciones lineales o planares de $N \times M$ elementos.

2.3.4 Antenas fractales

Otro tipo de antenas que existen en tecnología planar, son las antenas fractales cuya estructura está inspirada en conceptos de la naturaleza. El proceso de análisis de este tipo de antenas es muy complejo. El termino fractal es una forma semigeométrica fragmentada o irregular cuya estructura básica se repite a diferentes escalas. Las formas geométricas más conocidas son el conjunto de Cantor, la curva de Koch y el triángulo de Sierpinski, las cuales se muestran en la figura 10 (Volaski, John L., 2007).

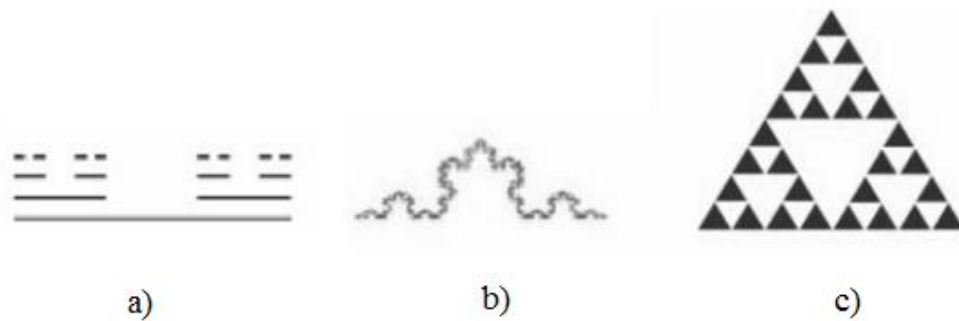


Figura 10. Geometrías fractales básicas, de izquierda a derecha: el conjunto de Cantor, la curva de Koch y el triángulo de Sierpinski.

Las antenas fractales fueron diseñadas originalmente para sistemas de telefonía celular (comunicaciones móviles) y se enmarcan dentro de la categoría de antenas multibanda, ya que su diseño y tamaño propios han permitido que trabajen en varias bandas de frecuencia simultáneamente. Las antenas multibanda representan una nueva alternativa que busca la convergencia hacia las tecnologías celulares de quinta generación (5G).

2.3.5 Antenas reflectoras

Las antenas reflectoras se han seguido utilizando desde su invención a finales de años 1800's, cuando Heinrich Hertz en sus experimentos utilizó un reflector de este tipo y demostró la propagación de las ondas electromagnéticas. En la actualidad se utilizan en diversos campos de aplicación, como la recepción de señales vía satélite, en comunicaciones espaciales, en los grandes radio telescopios, radares y en enlaces de radio que operan a frecuencias de microondas y ondas milimétricas. Los reflectores comenzaron a utilizarse de forma intensiva a partir de los desarrollos tecnológicos realizados en la segunda guerra mundial, especialmente en los sistemas de radar y de telecomunicaciones a frecuencias de microondas. La utilización de reflectores múltiples (superficies planas, parabólicas, hiperbólicas y elípticas) permite optimizar las características de radiación. Los reflectores de forma parabólica se utilizan debido a que los rayos salientes de un punto denominado foco, al reflejarse se convierten en un conjunto de rayos paralelos, recíprocamente un conjunto de rayos paralelos incidentes de forma normal al reflector, convergen al mismo punto focal. Las antenas reflectoras más utilizadas son las que se muestran en la figura 11 y son: las antenas parabólicas de foco centrado o primario, de foco desplazado y las antenas parabólicas tipo Cassegrain, cuya característica principal es que cuenta con un reflector secundario (Volaski, John L., 2007).

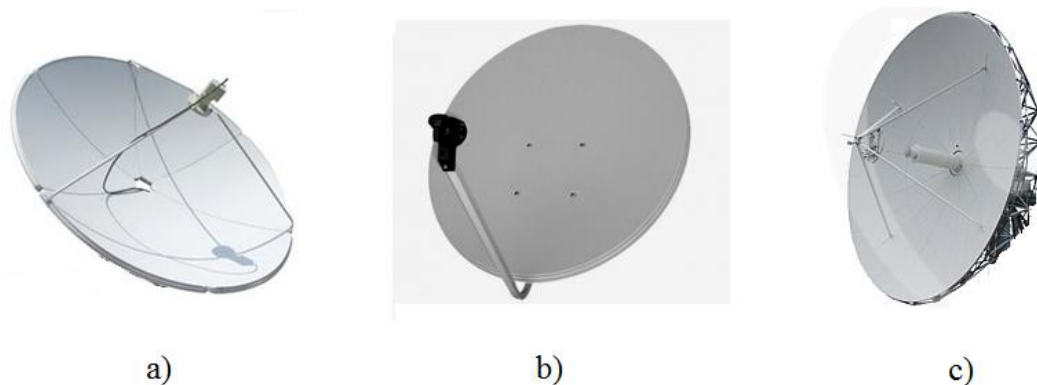


Figura 11. Configuración típica de antenas reflectoras, a) Foco centrado, b) Foco desplazado y c) Cassegrain.

Las antenas reflectoras de foco centrado mostradas en la figura 11 (a), tienen la desventaja en cuanto al aprovechamiento del área del reflector, generalmente estas estructuras son muy grandes pero muchas veces no se aprovecha el área total de la antena debido a que el receptor está situado justo en el centro y crea una sombra en el reflector, provocando que esa área sea desperdiciada y por lo tanto disminuye su eficiencia. Las antenas de foco desplazado de la figura 11 (b), evitan el bloqueo que se genera al situar el receptor en el centro, debido a que el receptor se coloca descentrado, esto permite un mayor control de la radiación y se aprovecha por completo el área del reflector. Las antenas tipo Cassegrain presentan una gran directividad y generalmente son muy grandes lo cual implica una gran distancia del transmisor al foco. Sin embargo para solucionar esto, se emplea un segundo reflector o subreflector de forma hiperbólica, logrando así utilizar líneas de transmisión cortas para conectar el transmisor que se encuentra ubicado normalmente en la parte posterior de la antena.

2.3.6 Agrupación de antenas

Muchas de las aplicaciones requieren características de radiación que no pueden lograrse mediante un solo elemento. Sin embargo, es posible agregar elementos radiantes formando una agrupación eléctrica y geométrica, la cual puede mejorar las características de radiación. El agrupamiento puede ser tal que la radiación de los elementos agregados pueden dar una máxima radiación en una dirección dada, o direcciones según las características deseadas. Ejemplos típicos de agrupaciones se muestran en la figura 12. Usualmente el término de agrupación se reserva para un arreglo en el cual los radiadores individuales son separados, sin embargo el mismo término es utilizado para describir un ensamble de elementos radiantes montados en una estructura continua, un ejemplo claro de esto es la antena Yagi-Uda dada en la figura 12 (a) (Kraus, John D., 2002).

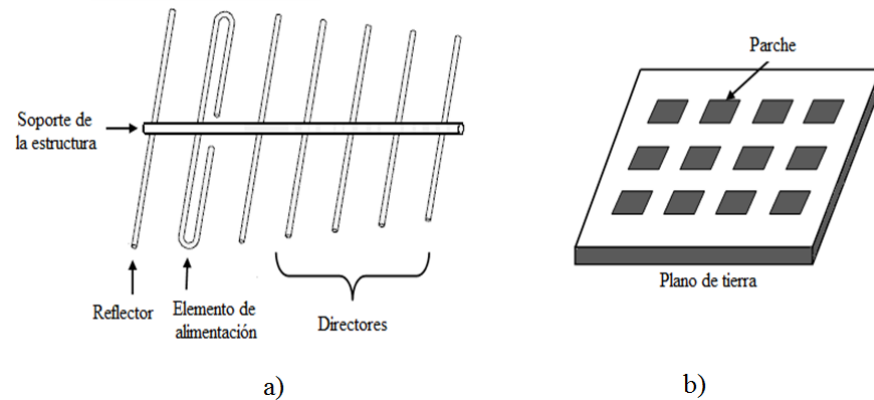


Figura 12. Agrupación de elementos radiadores, a) Antena Yagi-Uda, b) Agrupación de parches.

La agrupación de dipolos forman una antena tipo Yagi-Uda, en donde los dipolos funcionan como directores y reflectores, los cuales ayudan a mejorar el funcionamiento de la antena. En este tipo de antenas la ganancia aumenta de manera proporcional con el número de directores. En la figura 12 (b) se muestra una agrupación de parches rectangulares, cuyo objetivo es mejorar las características que presenta un solo parche, hacerla más directiva y por lo tanto aumentar su ganancia.

La agrupación de elementos radiantes mejoran las características de la antena debido a que cada elemento tiene una contribución, aumentando su desempeño y mejorando su ancho de banda, ganancia y su directividad, requerimientos que se piden en los sistemas de comunicación modernos. Cabe mencionar que estos son los ejemplos más comunes, pero también existen agrupaciones de otros tipos como las de antenas de abertura y de antenas reflectoras las cuales se utilizan en radioastronomía.

2.3.7 Antena bicónica

La antena bicónica es una configuración simple que puede utilizarse para lograr cubrir un gran intervalo de frecuencias. Este tipo de antena está formada por dos conos de longitud infinita y en cuyo origen se busca que la impedancia que presente sea igual a la impedancia característica de la línea de transmisión, por lo tanto se tiene que hacer un

análisis de voltajes y corrientes para calcular esta impedancia. En la práctica no es posible tener conos de longitud infinita, por lo que es necesario truncarlos para tener una antena bicónica de longitud finita, a partir de ello han surgido diversas topologías, como se muestran en la figura 13 (Balanis, Constantine A., 1997).

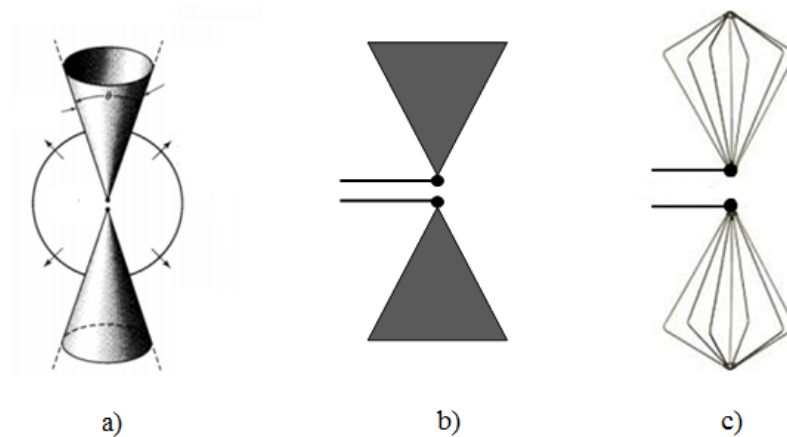


Figura 13. Variantes antena bicónica, a) Longitud finita, b) Bow-Tie, c) Alambre.

Una de las primeras aproximaciones fue la antena Bow-Tie figura 13 (b), la cual se fabrica comúnmente en una hoja de metal y está formada por dos ramas triangulares. Otra alternativa de la antena bicónica es la de alambre mostrada en la figura 13 (c), la cual se aproxima más a una antena bicónica real, debido a que los alambres se acoplan electromagnéticamente y se comporta como un cono completo, generalmente este tipo de antena es más ligera que la formada por dos conos de superficie continua. De acuerdo a los requerimientos que se tengan se puede elegir alguna de las configuraciones antes mencionadas.

2.3.8 Antenas de espiral

Las antenas de espiral son radiadores polarizados circularmente con una impedancia relativa de entrada y patrón de radiación constantes sobre un largo intervalo de frecuencias. El ancho de banda se determina por la afinidad (altas frecuencias) y precisión de la región de alimentación y la medida total de la abertura del espiral (bajas frecuencias).

Generalmente la conexión entre la línea balanceada y la línea de alimentación no balanceada limitan el comportamiento de la antena, por ello se han ideado muchas formas de alimentación para lograr un ancho de banda adecuado. Las antenas de espiral pueden diseñarse de varias formas, ya sea del tipo planar o cónica. Además de que pueden diseñarse con diferente número de brazos. Típicamente las más comunes emplean dos o cuatro brazos, como la configuración Arquímedes y la equiangular de espiral mostradas en la figura 14 (Volaski, John L., 2007).

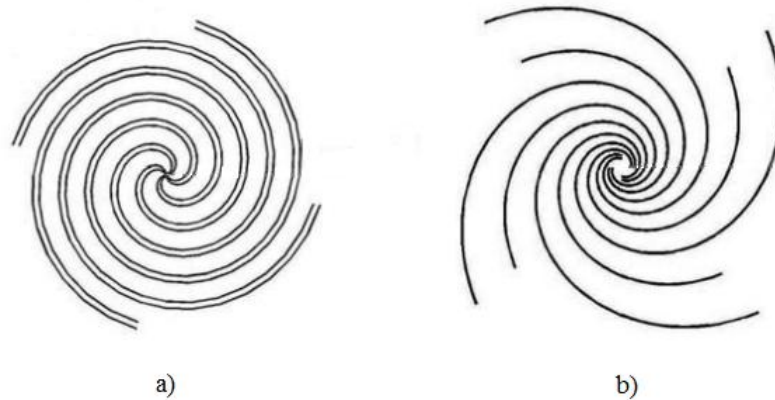


Figura 14. Antenas de espiral, a) Cuatro brazos de Arquímedes, b) Equiangular.

La antena de espiral de Arquímedes dada en la figura 14 (a), tiene un brazo con un ancho y separación constante, el cual se conserva entre cada brazo a través de la abertura. La ecuación que define a esta antena es $r = r_0 + a\phi$, donde r_0 es el punto de partida del radio, a es la razón de crecimiento y ϕ es el ángulo de crecimiento progresivo. Por otro lado, la espiral equiangular de la figura 14 (b) tiene un incremento progresivo en el ancho y largo de cada uno de los brazos conforme se comienzan a expandir. Esta forma de antena puede describirse completamente por ángulos, que es el principio para ser catalogada como independiente de la frecuencia. La ecuación para definir la espiral equiangular se da por $r = r_0 e^{a\phi}$, donde r_0 es el punto de partida del radio, a es la razón de crecimiento y ϕ es el ángulo de crecimiento progresivo.

2.4 Antenas de banda ancha

Para describir y clasificar las antenas de banda ancha, es necesario retomar algunas de las mencionadas en las secciones anteriores, debido a que exhiben propiedades que permiten cubrir grandes intervalos de frecuencia, por lo que en esta sección se enlistan de manera resumida.

Por antenas de banda ancha se entiende, habitualmente, aquellas antenas que emiten alguno de sus parámetros (impedancia, dirección del haz principal, directividad, ganancia, etc.) constantes o con variaciones pequeñas en un intervalo de frecuencias grande (por ejemplo, una o más octavas).

2.4.1 Antena helicoidal

La mayoría de las antenas de alambre no pueden ser consideradas dentro de las antenas de banda ancha, sin embargo, la antena helicoidal es la excepción, debido a que sus características físicas le permiten cubrir intervalos de frecuencias mayores a 500 MHz, las partes principales y la antena helicoidal se ilustra en la figura 15 (Kraus, John D., 2002).

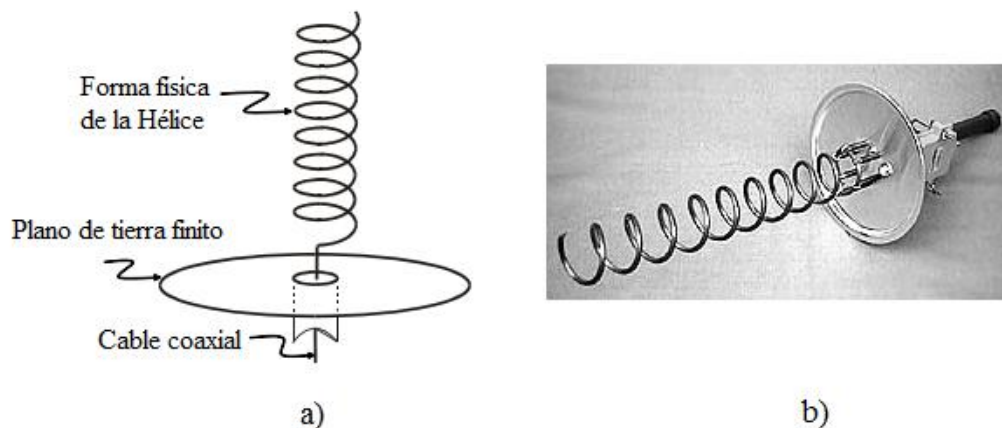


Figura 15. Antena helicoidal. a) Descripción, b) Antena comercial.

La hélice es el resultado de embobinar un hilo conductor sobre un cilindro de diámetro constante en forma de resorte. Los parámetros geométricos de diseño de la hélice son: su diámetro, la separación entre dos vueltas o paso de la hélice, el número de vueltas, el diámetro del hilo y el sentido del embobinado (al derecho o a la izquierda). Debido a su alta directividad, polarización circular, ancho de banda amplio y dimensiones no críticas, la antena helicoidal se utiliza ampliamente en aplicaciones espaciales. Estas antenas se emplean comúnmente en radios de comunicación portátiles en la banda VHF (30-150 MHz), con el fin de reducir el tamaño del radiador a longitudes apropiadas, ya que la longitud de onda es del orden de metros.

2.4.2 Antenas Ridge Horn

Debido a los requerimientos de los sistemas de comunicación en los últimos años, se han buscado nuevas estrategias para mejorar las características de ancho de banda de las antenas de corneta. Para ello se introduce una placa metálica curva “Ridge” en el interior de una antena de corneta piramidal. Generalmente se emplea un Ridge doble para tener una estructura balanceada y de esa manera lograr el aumento en el ancho de banda.

La idea inicial de utilizar un Ridge en las antenas de corneta fue propuesta por Walton y Sundberg (Walton, K., et al, 1964) cuya colaboración fue muy importante, dando lugar a la antena que hoy en día conocemos por el nombre de Ridge Horn y cuya descripción matemática se puede encontrar en la literatura (Kraus, Jhon D., 2002). Las antenas de corneta con la placa Ridge, además de lograr cubrir un intervalo grande de frecuencias permite también incrementar la ganancia. Lo anterior se puede comprobar de forma clara analizando las antenas de este tipo que existen comercialmente. Una antena comercial Ridge Horn puede cubrir desde 1- 18 GHz con una ganancia de 13 dBi, aunque existen otras que pueden cubrir un intervalo de frecuencias menor, dependiendo su aplicación. En la figura 16 se muestran los dos tipos de antena de apertura o de corneta piramidal con y sin Ridge.



Figura 16. Antena de corneta: a) Piramidal, b) Ridge Horn.

Como se puede observar en la figura 16 (a), la antena de corneta piramidal clásica puede ser muy directiva y su frecuencia de operación depende de su aplicación. En la figura 16 (b) se muestra la antena Ridge Horn la cual es una variación de la antena de corneta convencional. Debido a las características que presentan este tipo de antenas, pueden implementarse en cualquier sistema o equipo de comunicación, pero sin duda están enfocadas para utilizarse en laboratorios de medición, ya que en dichos laboratorios se caracterizan muchos equipos, que por lo general su frecuencia de operación es variada y es de gran utilidad contar con una antena que pueda cubrir un amplio rango de frecuencias.

2.4.3 Antenas logarítmicas periódicas

Las antenas logarítmicas periódicas fueron introducidas en los años 50's por DuHummel e Isbell, quienes derivaron la forma analítica de los principios de periodicidad logarítmica, incluyendo la descripción matemática de la geometría, que da lugar a una agrupación de dipolos de una forma logarítmica (Volaski, John L., 2007). Este tipo de antenas presentan características de gran ancho de banda, ya que su diseño depende de ángulos y no de la frecuencia. La antena logarítmica periódica formada por una agrupación de dipolos tubulares, es probablemente la más conocida, cuyas siglas en inglés son LPDA. Estas antenas se han utilizado para recibir señales de televisión y de radio, pero también tienen muchas aplicaciones a frecuencias de microondas en donde se han realizado muchos diseños para cubrir gran parte del espectro electromagnético. Generalmente el dipolo más largo opera a la frecuencia más baja, mientras que el dipolo más corto opera a la frecuencia

más alta. A pesar de las ventajas que se obtienen con éstas antenas, se han buscado nuevas alternativas para reducir su tamaño y peso, surgiendo una nueva forma de realizar este tipo de antenas logarítmicas periódicas en tecnología planar. En la figura 17 se muestra una antena logarítmica periódica construida con dipolos tubulares y la construida en tecnología planar.

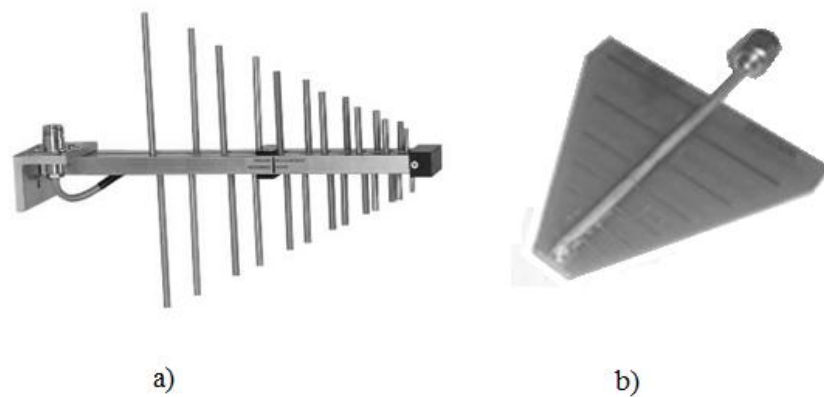


Figura 17.- Antena logarítmica periódica, a) Agrupación de dipolos, b) Planar.

Comercialmente las antenas logarítmicas pueden diseñarse para cubrir diferentes rangos de frecuencia, en las bandas de VHF (30 – 300 MHz) y UHF (0.3- 3 GHz). Sin embargo, existen antenas que pueden cubrir un intervalo mayor (p. ej. 0.85 – 20 GHz). Por otro lado, las antenas logarítmicas impresas planares también se diseñan según las especificaciones que se requieran y pueden cubrir desde 0.4 - 1 GHz o hasta 0.38 – 18 GHz. Es importante mencionar que no existe en la literatura mucha información para el diseño de este tipo de antenas, por lo que este es un tema que continúa siendo un campo abierto para la investigación de éste tipo de antenas.

2.4.4 Antena bicónica

Las antenas bicónicas fueron diseñadas inicialmente para operar en frecuencias bajas en las bandas de VHF y UHF. Debido a que estas antenas pueden cubrir ambas bandas de frecuencia, se les considera de banda ancha. Durante los últimos años, se ha buscado la manera de aumentar el ancho de banda de las antenas para que puedan cubrir varias octavas. Sin embargo, la mayoría de este tipo de antenas se diseña para aplicaciones específicas ya sea para trabajar a frecuencias bajas o en altas frecuencias. Los diseños de las antenas bicónicas actuales suele ser variado. Sin embargo, las dos configuraciones que se utilizan comúnmente son las de cono sólido y las antenas bicónicas formadas por alambres los cuales se unen en un vértice, tal como se muestra en la figura 18.

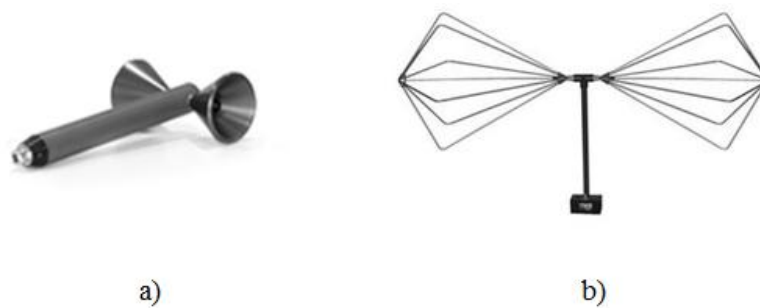


Figura 18. Antena bicónica comercial, a) Cono sólido, b) Alambre.

La antena que se muestra en la figura 18 (a) es una antena bicónica sólida (AP3000) que tiene la propiedad de ser de banda ancha, debido a que está diseñada para operar de 0.08–3 GHz. La alternativa de la antena bicónica de alambre mostrada en la figura 18 (b), también exhibe propiedades de banda ancha. Una antena bicónica de alambre comercialmente disponible es la antena SBW20, la cual opera en el intervalo de frecuencias de 0.02 – 3 GHz cubriendo más de 8 octavas. Las antenas mencionadas son un simple ejemplo de algunas de las antenas que existen comercialmente, no obstante, es preciso mencionar que existen otros diseños y algunas otras configuraciones que pueden tener un ancho de banda mayor.

2.4.5 Monopolos planares

Este tipo de monopolos se imprimen sobre un sustrato dieléctrico empleando tecnología de microcinta. La configuración del diseño original fue la de un radiador rectangular, que usualmente son capaces de lograr un ancho de banda del 60%, para cumplir una razón de onda estacionaria (VSWR) de 2:1. Para aumentar el ancho de banda de impedancia se han sugerido algunos métodos adicionales. En primer término, la forma del elemento radiador puede ser variada como se muestra en la figura 19 (a), en donde puede tener una o varias discontinuidades para lograr un mejor acoplamiento de impedancias (Chen, Z.N., et al, 2006).

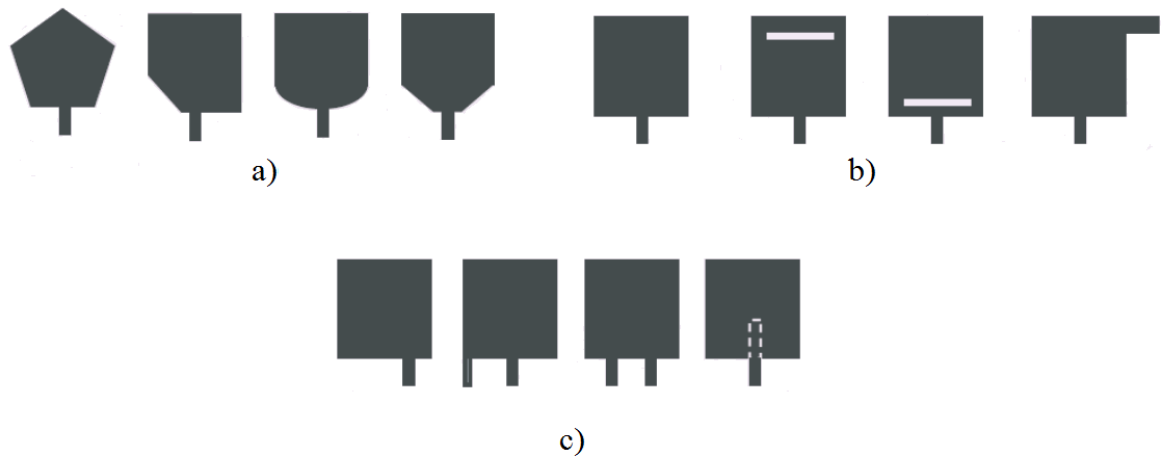


Figura 19.- Antenas planares de banda ancha.

Para optimizar las características de ancho de banda de la antenna plana se considera la parte del plano de tierra, debido a que se logra obtener una transición suave de impedancias. Como segunda alternativa, se pueden ranurar los radiadores para mejorar el acoplamiento de impedancias, especialmente en altas frecuencias, como se muestra en la figura 19 (b) (Valderas, D., et al, 2005). El corte de la ranura en los radiadores cambia la distribución de corriente de tal manera que la impedancia en el punto de entrada y el camino de la corriente se modifican. Las dimensiones de la antenna pueden reducirse agregando una tira asimétrica en la parte superior del radiador y a la vez mejorar el acoplamiento de impedancias (Cai, A., et al, 2005). La tercer alternativa consiste en modificar las estructuras de alimentación como se muestra en la figura 19 (c), con el fin de optimizar la colocación del punto de

alimentación para mejorar el ancho de banda de impedancias, debido a que la impedancia de entrada varía con la colocación del punto de alimentación. De manera adicional, una estructura de alimentación dual aumenta en gran manera el ancho de banda del radiador, particularmente en las frecuencias altas (Antonino-Daviu, E., et al, 2003).

2.4.6 Monopolos elípticos y semicirculares

Además de los monopolos poligonales, existen otras formas que son capaces de proporcionar características de banda ancha. En la figura 20 (a) se muestran monopolos con forma elíptica y con forma semicircular, que se emplean como radiadores (Hammoud, M., et al, 1993) y cuya optimización se logra variando los ejes mayor y menor de la elipse o variando el espacio de la línea de alimentación entre la parte conductora y el plano de tierra. Con estos tipos de monopolos, las características de la antena se ven favorecidas, debido a la transición suave entre la línea de alimentación y el parche radiador consiguiendo que la antena pueda presentar características de banda ancha.

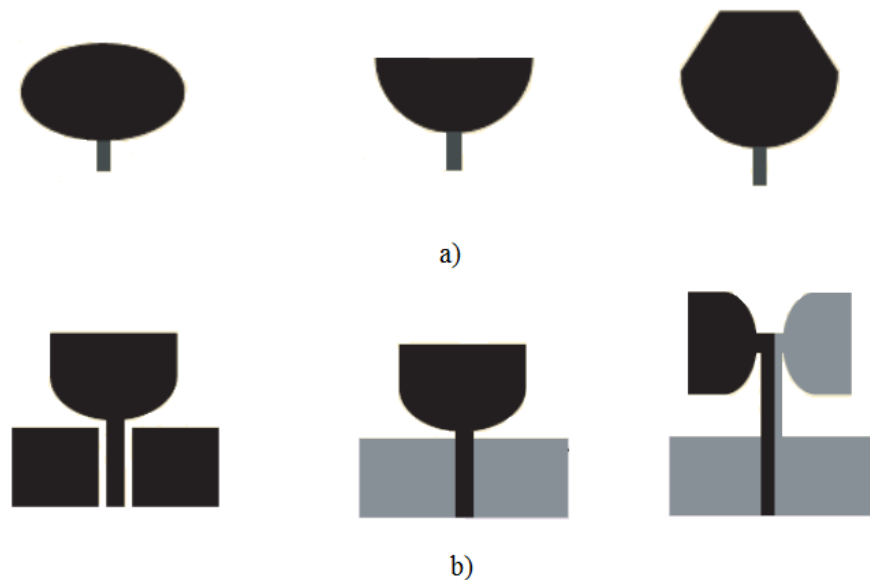


Figura 20. Antena elíptica, a) Variaciones, b) Configuración típica en circuito impreso.

El dipolo formado por una elipse puede integrarse fácilmente en circuitos de radio frecuencia. En la figura 20 (b) se muestran algunos diseños típicos de antenas que se derivan de las formas elípticas, en donde básicamente los radiadores planares se graban en un sustrato dieléctrico que se utiliza para circuitos impresos (Zhang, Y., et al, 2004). Para algunos monopolos, el plano de tierra puede ser coplanar con el radiador o el plano de tierra puede estar en la parte inferior del sustrato. El resultado de estudiar el comportamiento de las estructuras radiadoras modificando el plano de tierra, demuestra que se puede mejorar el ancho de banda de las estructuras que son alimentadas por medio de líneas de microcinta o cable coaxial.

2.4.7 Antenas de ranura cónica

Una antena de ranura cónica utiliza una línea de ranura acampanada, la cual está grabada en un sustrato dieléctrico para producir la máxima radiación en una dirección. A este tipo de estructuras se les conoce como TSA (Tapered Slot Antenna) por sus siglas en inglés, en donde un solo elemento de estos puede radiar sobre un gran ancho de banda. Existen diferentes formas de antenas de ranura cónica planar (Lee, R.Q., et al, 1997) y algunas de las más usuales se muestran en la figura 21, donde se puede apreciar como una antena difiere de otra únicamente variando su perfil de ranura cónica.

Las antenas planares de este tipo tienen dos características en común: que la ranura cónica actúa como plano de tierra para la antena y que la antena se alimenta por una línea ranurada balanceada. Sin embargo, los inconvenientes para las antenas planares (TSA) se encuentran en las características del sustrato, el cual debe tener baja constante dieléctrica y además presenta problemas en el acoplamiento de impedancias en la línea ranurada. La fabricación sobre un sustrato con baja constante dieléctrica provoca que la impedancia de la línea ranurada sea relativamente alta. Si una línea de microcinta se selecciona para alimentar la antena, el acoplamiento se hace muy difícil, de tal manera la que la transición de microcinta a línea ranurada podría limitar el ancho de banda de operación de la antena (TSA).

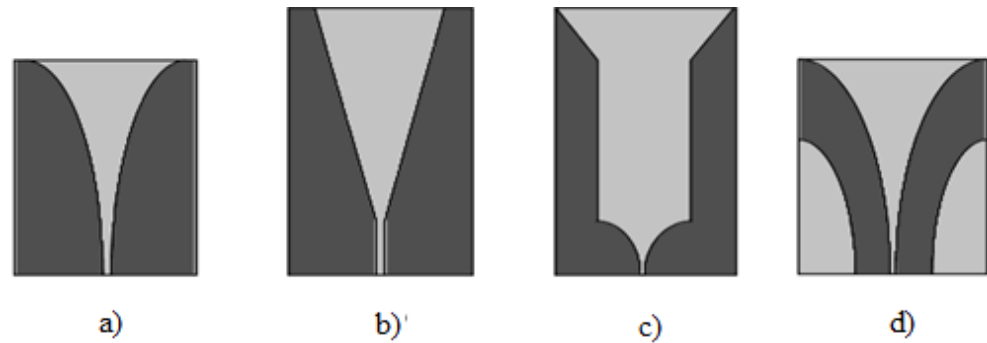


Figura 21. Antenas de ranura cónica: a) Exponencial, b) Lineal, c) Ancho continuo, d) Doble exponencial.

Cada una de las antenas mostradas en la figura 21, tienen propiedades que las distinguen: Por ejemplo, la antena de abertura exponencial (ETSA), también llamada como antena Vivaldi, radia similarmente en el campo eléctrico y magnético aún cuando la frecuencia incrementa. Cuando la impedancia de entrada se acopla bien a la antena, esta empieza a radiar cuando el ancho final de la apertura es mayor a $\lambda/2$. En baja frecuencia la apertura cónica tiene una longitud aproximada de 0.72λ para una antena diseñada en un sustrato de alumina.

La antena de ranura cónica lineal (LTSA), radia un patrón de alta ganancia como el de una antena ETSA, debido a que se basa en la longitud para reducir la anchura del haz (Yngvesson, K. S., et al, 1989), por lo que su ganancia y directividad se encuentran relacionadas con el ángulo que tiene la apertura.

La antena de ranura cónica con ancho continuo (CWSA), muestra un cono corto que abre la ranura a un ancho uniforme, que es la región donde ocurre la mayor radiación. Algunas veces la región uniforme se abre a una región más amplia.

La configuración de la figura 21 (d) emplea una doble ranura exponencial cónica (DETSA) para mejorar el acoplamiento de impedancias. La versión de ésta antena de orejas de conejo puede lograr una razón de onda estacionaria de 2:1 en el intervalo de frecuencias de 0.5 a 18 GHz (Lee, J. J., et al, 1993). Esta antena utiliza una línea ranurada balanceada para

reducir la polarización cruzada, la configuración balanceada previene la generación de una onda superficial en el dieléctrico y el ancho del plano de tierra mejora el acoplamiento de impedancias. Existen otras configuraciones de alimentación para la antena de ranura cónica en la cual se incluye la antena Vivaldi antipodal (Gazit, E., 1998) y la antena balanceada antipodal (Langley, J. D. S., et al, 1993). Estas no son antenas de ranura pero son similares en forma y en funcionamiento. La antena Vivaldi cuenta con una forma exponencial cónica en ambos lados del sustrato. En un lado la línea de microcinta se alimenta directamente y en el otro lado, el plano de tierra forma simétricamente una línea de doble placa. La ventaja de este tipo de antena es la transición suave de la microcinta de alimentación al radiador.

2.5 Antena Vivaldi

La antena Vivaldi es una antena de onda viajera, cuya radiación máxima se da a lo largo de una dirección. A partir de las primeras investigaciones y de los primeros diseños de este tipo de antenas (Gibson, P., 1979), se han realizado diversos trabajos para mejorar sus características. La configuración básica de esta clase de antenas se puede observar en la figura 22. Para alimentar este tipo de antenas, es necesario utilizar una microcinta para lograr una transición con la estructura radiante. La antena Vivaldi tiene una forma exponencial cónica, por lo que el escalamiento continuo y la curvatura gradual de la estructura radiante aseguran teóricamente un ancho de banda ilimitado, el cual se restringe en la práctica por las dimensiones de la placa exponencial cónica y por la línea de alimentación. La ganancia de las antenas Vivaldi depende tanto de la longitud como de la curvatura de la ranura cónica. La ganancia de la antena puede variar con respecto a la frecuencia, debido a la forma exponencial de la estructura radiante (Schantz, H., 2005). Este tipo de antenas mantienen el ancho del haz aproximadamente constante sobre un intervalo de frecuencias grande (Gazit, E., 1988).

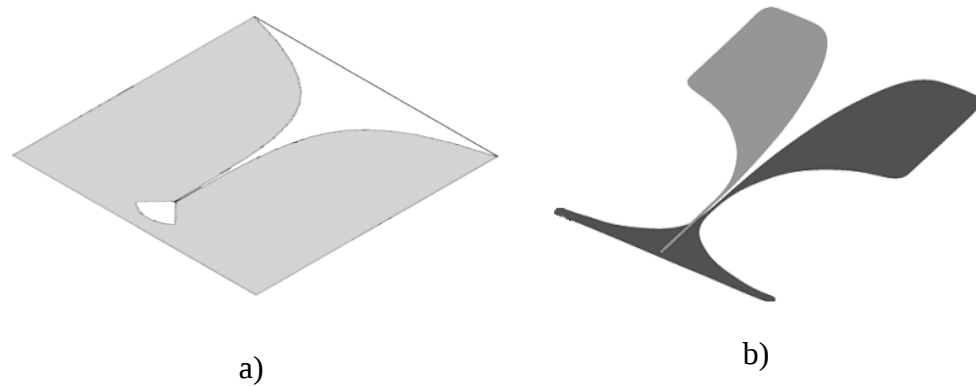


Figura 22. Antenas Vivaldi típicas, a) Ranura cónica y b) Antipodal.

Existen tres tipos fundamentales de antenas Vivaldi, que pueden ser utilizarse para diseñar la estructura radiante:

- Antena Vivaldi de ranura cónica.
- Antena Vivaldi antipodal.
- Antena Vivaldi antipodal balanceada.

Debido a las propiedades y características que presentan este tipo de antenas, enseguida se describen con detalle la antena Vivaldi de ranura cónica y la Vivaldi antipodal, ya que en la sección anterior únicamente se muestra una breve introducción a este tipo de antenas. Información adicional sobre la antena Vivaldi antipodal balanceada se puede encontrar en la literatura (Langley, J., 1993).

2.5.1 Antena Vivaldi de ranura cónica

La antena Vivaldi de ranura cónica es el diseño original, que básicamente consiste de una línea ranurada con forma de cono exponencial, la cual se fabrica en una sola capa de metalización de un substrato dieléctrico. El perfil cónico exponencial de este tipo de antena

crea una transición suave de la línea ranurada al espacio libre. Esta estructura presenta dos limitaciones para conseguir una banda ancha de operación de la antena. En primer lugar la línea ranurada comienza a radiar significativamente bajo la siguiente condición:

$$W = \frac{\lambda_m}{2} \quad (10)$$

Donde W es el ancho de la ranura y λ_m es la longitud de onda en el material dieléctrico.

Generalmente la abertura final del cono exponencial define la frecuencia más baja que puede ser radiada por la estructura, mientras que el ancho de la ranura al inicio de la estructura cónica se calcula para la frecuencia de corte superior. La segunda limitación se debe al ancho de la ranura, debido a que la ranura tiende a ser más pequeña al aumentar la frecuencia máxima de operación, lo que hace más complicado el proceso de alimentación. La línea ranurada es una línea de transmisión balanceada, por lo que es necesario incorporar una transición no balanceada (Balun) para alimentar la estructura y mejorar su acoplamiento.

El uso de transiciones de este tipo era común en los primeros diseños. Sin embargo, en los últimos años ha sido reemplazado por las antenas Vivaldi antipodal. La transición de microcinta a línea ranurada es la más utilizada para las antenas de ranura cónica, como la que se muestra en la figura 23.

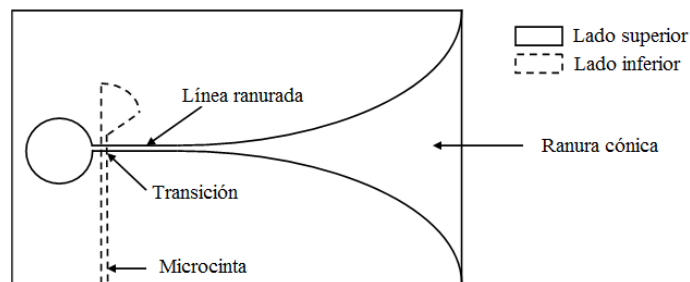


Figura 23. Antena Vivaldi de ranura cónica con transición de microcinta a línea ranurada.

La transición de línea microcinta a una línea ranurada consiste de una ranura en un lado del sustrato, la cual cruza a una línea de microcinta localizada en el lado opuesto del sustrato formando un ángulo recto. Sin embargo para mejorar el acoplamiento y ancho de banda se emplea un stub radial no uniforme. Este tipo de antenas se diseñan en sustratos con baja constante dieléctrica, lo que dificulta la fabricación de una línea de microcinta que realice el acoplamiento con la línea ranurada.

2.5.2 Antena Vivaldi antipodal

La antena Vivaldi antipodal fue investigada con el propósito de solucionar los problemas de alimentación que tenía el diseño original (Gazit, E., 1998). La configuración antipodal, se crea en un sustrato dieléctrico con metalización en ambos lados. Esta antena se alimenta con una línea de microcinta a través de una transición de líneas paralelas, como se muestra en la figura 24.

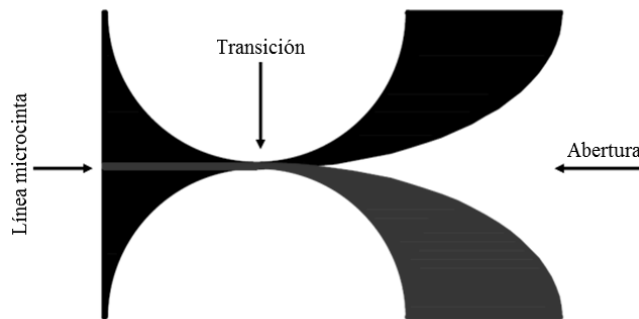


Figura 24. Antena Vivaldi antipodal.

Usualmente, se utiliza una curvatura exponencial para definir los bordes exteriores. Sin embargo, los parámetros de la curvatura pueden diferir de la parte cónica interna. Este tipo de diseño tiene varias ventajas al ser comparada a la antena Vivaldi de ranura cónica (TSA). La línea de alimentación es fácil de diseñar y construir logrando aumentar la frecuencia de corte, debido a que no hay una ranura que limite la frecuencia de operación.

La principal desventaja de la antena Vivaldi antipodal es la polarización cruzada, que se observa especialmente en alta frecuencia, causada por el efecto de los campos en la ranura. Este efecto cambia a lo largo de la longitud del cono, siendo mayor en la parte más pequeña de la antena donde las frecuencias más altas comienzan a ser radiadas, mientras que en la apertura final este efecto es despreciable debido a las longitudes de onda grandes de las frecuencias bajas.

Los parámetros de este tipo de antena son similares a los del diseño original con respecto a la dirección de radiación y usualmente se consideran las mismas ecuaciones de diseño para la función que describe a la curvatura de la ranura cónica exponencial. Sin embargo, usualmente se presenta un alto nivel en el lóbulo trasero causado por la onda progresiva que sigue los bordes de la curva cónica y se fuga a la estructura. En la parte exterior, este efecto es especialmente significativo cuando las esquinas de la estructura radiante son rectas. Para minimizar este efecto, las esquinas se curvean, logrando así baja reflexión. También es posible eliminar este efecto al emplear un plano de tierra que tenga el mismo ancho que la apertura.

Para alimentar la antena Vivaldi antipodal y la antena logarítmica periódica es necesario utilizar líneas de microcinta, debido a que su diseño estará basado en tecnología planar. Por esta razón es necesario describir sus características más importantes como sigue a continuación.

2.6 Líneas de microcinta

Las líneas de transmisión en microcinta se emplean comúnmente en circuitos de radio frecuencia y microondas. Una microcinta es una estructura planar no homogénea, que se deriva de una línea de transmisión de alambres paralelos, la cual está constituida por un plano de tierra y una línea conductora, las cuales se encuentran separadas por un medio dieléctrico. Generalmente la microcinta está compuesta por un conductor de cobre u otro

material conductor, que se encuentra rodeado de aire por la parte superior. La línea conductora tiene un ancho W , un largo L y un grosor t , y se encuentra grabada en la parte superior de un substrato dieléctrico el cual tiene un espesor h y una constante dieléctrica relativa ϵ_r . Por la parte inferior del substrato se encuentra un plano de tierra metálico continuo. La estructura general de una microcinta se muestra en la figura 25.

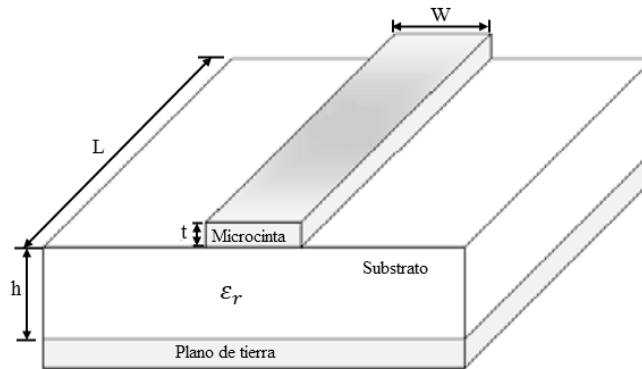


Figura 25. Estructura de la microcinta.

Tanto el diseño como la construcción de circuitos de microcinta requieren mayor cuidado que los circuitos impresos convencionales de baja frecuencia. Por esta razón se debe tener un especial cuidado en su diseño. Las dimensiones físicas de la microcinta están en función de la longitud de onda de la frecuencia de operación y de la constante dieléctrica efectiva (ϵ_{reff}). Las dimensiones tienden a reducirse para longitudes de onda más pequeñas y también para constante dieléctricas más altas.

2.6.1 Proceso de análisis y síntesis de microcinta

Es importante describir el procedimiento para calcular las características de la microcinta y realizar su diseño. El análisis de una microcinta consiste en calcular las características eléctricas de la microcinta, como la constante dieléctrica efectiva (ϵ_{reff}), la impedancia (Z_m) y la longitud eléctrica (θ_m). Estas se calculan partiendo de las características del substrato dieléctrico tales como su constante dieléctrica relativa (ϵ_r), espesor del dieléctrico (h), grosor del conductor (t), frecuencia de operación (f), ancho

(W) y largo (L) de la línea. Por otro lado, el procedimiento de síntesis consiste en determinar las características físicas de la línea de microcinta tales como el ancho y el largo, basándose en los datos del sustrato (ϵ_r, h, t) de la frecuencia de operación y los valores de impedancia y longitud eléctrica de la microcinta. En la figura 26 se muestra el proceso de síntesis y el de análisis de la microcinta. Para efectuar los procesos de análisis de las microcintas se utilizan normalmente las ecuaciones del modelo de Hammerstad y Jensen (Hammerstad, E., et al, 1980), por ser uno de los más simples y precisos.

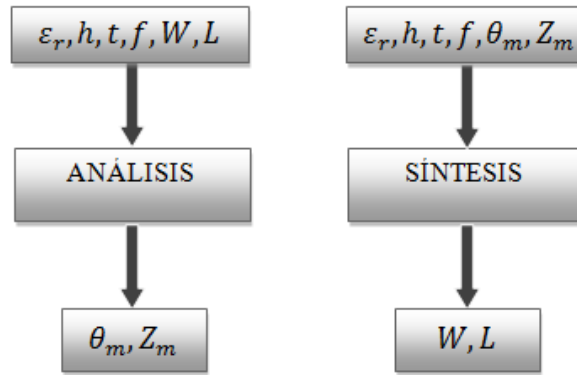


Figura 26. Proceso de análisis y síntesis de microcinta.

2.6.1.1 Análisis de microcinta

El modelo de Hammertad y Jansen (1980), permite obtener la impedancia y la longitud eléctrica de una línea de microcinta con ancho W y largo L como se describe en las ecuaciones (11) a (18):

$$Z_m = \frac{Z_0}{\sqrt{\epsilon_{reff}}} \quad (11)$$

$$\lambda_m = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_{reff}}} \quad (12)$$

$$\theta_m = \frac{2\pi L}{\lambda_m} \quad (13)$$

$$Z_0 = 60 \ln \left[\frac{X_1 h}{W} + \sqrt{1 + \left(\frac{2h}{W} \right)^2} \right] \quad (14)$$

$$X_1 = 6 + (2\pi - 6)e^{-\left(\frac{30.666h}{W}\right)^{0.7528}} \quad (15)$$

$$\varepsilon_{reff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left[1 + \frac{10}{W/h} \right]^{-ab} \quad (16)$$

$$a = 1 + \frac{1}{49} \ln \left[\frac{(W/h)^4 + (W/52h)^2}{(W/h)^4 + 0.432} \right] + \frac{1}{18.7} \ln \left[1 + \left(\frac{W/h}{18.1} \right)^3 \right] \quad (17)$$

$$b = 0.564 \left(\frac{\varepsilon_r - 0.9}{\varepsilon_r + 3} \right)^{0.053} \quad (18)$$

donde, λ_m es la impedancia de la microcinta y Z_0 es la impedancia característica, expresadas en (Ω).

En este caso las ecuaciones anteriores se aplican para el caso cuasiestático, por lo que su comportamiento en baja frecuencia es excelente. Sin embargo, conforme aumenta la frecuencia tiende a cambiar el valor de la constante dieléctrica efectiva debido al efecto de dispersión causado por la no homogeneidad de la estructura. Por esta razón es necesario utilizar adicionalmente las ecuaciones (19) a la (24) que consideran el efecto de dispersión de la ε_{eff} en función de la frecuencia de la línea de microcinta (Kirshing, M., et al 1998).

$$\varepsilon_{eff}(f) = \varepsilon_r - \left[\frac{\varepsilon_r - \varepsilon_{eff}}{1 + P} \right] \quad (19)$$

$$P = P_1 P_2 [(0.1844 + P_3 P_4) 10 f h]^{1.5763} \quad (20)$$

$$P_1 = 0.27488 + [0.6315 + 0.525/(1 + 0.157 f h)^{20}] \left(\frac{W}{h} \right) - 0.065683 e^{-8.7513 \left(\frac{W}{h} \right)} \quad (21)$$

$$P_2 = 0.33622 [1 - e^{-0.03442 \varepsilon_r}] \quad (22)$$

$$P_3 = 0.0363 e^{-4.6 \left(\frac{W}{h} \right)} \left[1 - e^{-\left(\frac{f h}{3.87} \right)^{4.97}} \right] \quad (23)$$

$$P_4 = 1 + 2.751 \left[1 - e^{-\left(\frac{\varepsilon_r}{15.916} \right)^8} \right] \quad (24)$$

Donde, f_h es la frecuencia normalizada en GHz.

Para realizar el proceso de síntesis de la microcinta necesario para obtener W y L de la línea, se puede efectuar un proceso iterativo empleando las ecuaciones (11) a (24) antes descritas.

2.6.1.2 Síntesis de microcinta

Un modelo adicional que permite realizar las síntesis y obtener las dimensiones de W y L se describe como sigue (Wheeler, H. A., 1977).

$$W = \begin{cases} \frac{4h}{\left[\frac{e^A}{2} - e^{-A}\right]} & W/h \leq 2 \\ h \left[\frac{\epsilon_r - 1}{\pi \cdot \epsilon_r} \left(\text{Log}(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right) + \frac{2}{\pi} (B - 1 - \text{Log}(2B - 1)) \right] & W/h \geq 2 \end{cases} \quad (25)$$

$$A = \sqrt{2(\epsilon_r + 1)} \frac{\pi Z_m}{\eta_0} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \cdot \frac{0.23 + 0.11}{\epsilon_r} \quad (26)$$

$$B = \frac{\pi \cdot \eta_0}{2Z_m \sqrt{\epsilon_r}} \quad (27)$$

$$\eta_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 376.73 \, \Omega \approx 120\pi \quad (28)$$

$$\epsilon_{eff} = \begin{cases} \frac{\epsilon_r + 1}{2} - \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[\left(1 + \frac{12h}{W} \right)^{-\frac{1}{2}} + 0.041 \left(1 - \frac{W}{h} \right)^2 \right] - \frac{\epsilon_r - 1}{4.6} \cdot \frac{t/h}{\sqrt{W/h}}; & W/h \leq 1 \\ \frac{\epsilon_r + 1}{2} - \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \left(1 + \frac{12h}{W} \right)^{-\frac{1}{2}} - \frac{\epsilon_r - 1}{4.6} \cdot \frac{t/h}{\sqrt{W/h}} & W/h \geq 1 \end{cases} \quad (29)$$

$$L = \frac{\theta_m}{2\pi} \cdot \lambda_m \quad (30)$$

donde, μ_0 es la permeabilidad en el vacío $4\pi * 10^{-8} \text{ N/A}^2$, ε_0 es la permitividad del vacío $8.8541878176 * 10^{-12} \text{ F/m}$, η_0 es la impedancia intrínseca o del espacio libre.

La teoría antes descrita para el diseño de líneas de microcinta se emplea en la parte de alimentación de antenas planares, por lo que esta teoría será aplicada para la red de alimentación de las antenas Vivaldi antipodal y logarítmica periódica, que han sido elegidas para ser estudiadas y diseñadas en este trabajo de tesis en tecnología planar. En el siguiente capítulo se presenta de forma detallada la teoría de diseño para ambos tipos de antenas.

Capítulo 3

Diseño de antenas de banda ancha

3.1 Introducción

En este capítulo se presentan las metodologías de diseño que se encuentran en la literatura para diseñar antenas de banda ancha de los tipos logarítmica periódica y Vivaldi antipodal. Para realizar el diseño de la antena logarítmica periódica se considera la metodología y ecuaciones existentes en la literatura. Sin embargo para el caso de la antena Vivaldi antipodal se plantea una nueva metodología y ecuaciones que permiten determinar las dimensiones de la antena y graficarla. Asimismo, se muestran los resultados obtenidos del análisis electromagnético de los dos tipos de antenas diseñadas.

3.2 Antena logarítmica periódica

De acuerdo con lo descrito en el capítulo 2, las características que distinguen a las antenas logarítmicas periódicas es que son teóricamente independientes de la frecuencia y son capaces de cubrir grandes intervalos de frecuencia. En esta sección se presenta una descripción detallada del arte de diseño de este tipo de antenas.

Todas las estructuras logarítmicas periódicas tienen un escalamiento de celdas básico, donde se escalan todas las dimensiones de la antena por una constante determinada τ :

$$\frac{f_1}{f_2} = \frac{\lambda_1}{\lambda_2} = \tau \quad \text{constante de escalamiento } \tau < 1 \quad (31)$$

La antena se escala exactamente a la secuencia de frecuencias $f_n = \frac{f_0}{\tau^n}$. De esta forma se hace que la antena sea una función periódica del logaritmo de la frecuencia con cada dimensión escalada por τ de elemento a elemento. De acuerdo a esto es necesario describir el comportamiento y diseño de las antenas logarítmicas periódicas basadas en agrupación de dipolos.

3.2.1 Antena logarítmica periódica de dipolo

El diseño de una antena logarítmica periódica se realiza en dos partes. En primer lugar, las características de patrón de radiación deseado determinan tanto el número de elementos requeridos en la región activa como el espaciamiento de los elementos. En segundo lugar, se determinan los puntos de truncamiento de los niveles de corriente en la antena, para calcular el número de elementos requeridos para operar en un intervalo de frecuencias dado. Al igual que las antenas de espiral, la antena logarítmica periódica está limitada en un intervalo de ganancia, debido a que la longitud de la abertura es limitada (Milligan, Thomas A., 2005).

En la figura 27 se muestra la antena logarítmica periódica de dipolos, con una línea de alimentación cruzada, donde la longitud del dipolo más largo está definida por L_1 . La posición final de los elementos forman un vértice virtual, cuya distancia del vértice virtual a cualquiera de los dipolos se da por R_n . Por último la distancia entre cada elemento se expresa como d_n .

3.2.2 Ecuaciones de diseño para la antena logarítmica periódica

Para efectuar el diseño es necesario calcular L_1 , R_1 y d_1 , para lo cual se consideran las especificaciones de diseño. Una vez calculadas, se realiza un proceso iterativo para obtener las dimensiones de los elementos siguientes considerando el factor de escalamiento τ , de la manera mostrada en la ecuación (32) que expresa la forma generalizada para calcular el valor de cada uno de los elementos siguientes.

$$L_n = \tau^{n-1} L_1 \quad R_n = \tau^{n-1} R_1 \quad d_n = \tau^{n-1} d_1 \quad (32)$$

Donde d_n no es una variable independiente, dado que:

$$d_n = R_n - R_{n-1} = R_n(1 - \tau) \quad (33)$$

En la figura 27 se muestra un bosquejo general de cada una de las variables de diseño involucradas en la antena logarítmica periódica.

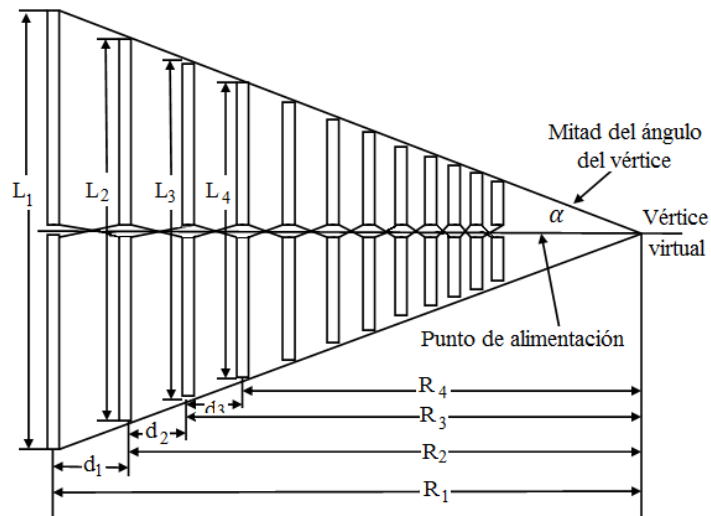


Figura 27. Antena logarítmica periódica con agrupación de dipolos.

El ángulo de la posición final de los dipolos y la línea central forman la mitad del vértice α , el cual se determina por:

$$\alpha = \tan^{-1} \left(\frac{L_n}{2R_n} \right) \quad (34)$$

La segunda constante que describe a la antena es el factor de espaciamento:

$$\sigma = \frac{d_n}{2L_n} \quad (35)$$

El ángulo α puede calcularse aplicando la ecuación (36), que es una función de los valores de la constante de espaciamento relativo σ y de la constante de escalamiento τ .

$$\alpha = \tan^{-1} \left(\frac{1 - \tau}{4\sigma} \right) \quad (36)$$

Los valores de las constantes σ y τ están relacionados con la ganancia de la antena, por lo que en la figura 28 se muestran las curvas de contorno para diferentes valores de ganancia (Carrel, R., 1961).

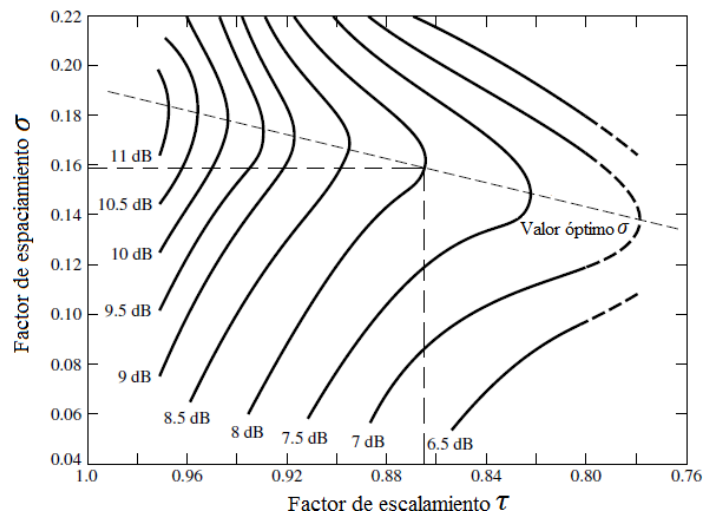


Figura 28. Curvas de contorno calculadas para una ganancia constante contra τ y σ para una agrupación de dipolos. Carrel (1961), p. 118.

Mediante la figura 28 se obtienen los valores de las constantes τ y σ correspondientes a una ganancia específica. Estos valores permiten calcular la longitud del dipolo más largo y determinar el número de elementos requeridos. La longitud del elemento más largo se obtiene de la ecuación siguiente:

$$L_1 = K_1 \lambda_L \quad (37)$$

Donde λ_L es la longitud de onda más larga correspondiente a la frecuencia inferior de operación y K_1 es la constante de truncamiento menor y se determina de forma empírica mediante la ecuación (38) como sigue (Smith, C. E., 1996):

$$K_1 = 1.01 - 0.519\tau \quad (38)$$

La ecuación (38) sobreestima el valor de K_1 para $\tau > 0.95$, con lo cual se extiende ligeramente el borde de la banda. Para calcular la constante de truncamiento superior se aplica la ecuación empírica siguiente:

$$K_2 = 7.08\tau^3 - 21.3\tau^2 + 21.98\tau - 7.30 + \sigma(21.82 - 66\tau + 62.12\tau^2 - 18.29\tau^3) \quad (39)$$

La longitud de los elementos cortos es $L_U = K_2 \lambda_U$, donde λ_U es la longitud de onda más corta correspondiente a la frecuencia superior de la banda de operación. Usando la constante de truncamiento y considerando los límites de frecuencia superior f_U e inferior f_L se determina el número de dipolos requeridos de la antena.

$$N = 1 + \frac{\log\left(\frac{K_2}{K_1}\right) + \log\left(\frac{f_L}{f_U}\right)}{\log(\tau)} \quad (40)$$

Incrementando el número de elementos en la región activa incrementa la ganancia, entonces combinando las ecuaciones (33) y (35) para determinar la distancia del vértice virtual se obtiene la siguiente:

$$R_n = \frac{2L_n\sigma}{1-\tau} \quad (41)$$

La longitud del eje de la antena, es la diferencia entre R_1 y R_N , que sirven para encontrar la longitud total de la antena usando un número entero de dipolos:

$$L_t = R_1 - R_N = R_1(1 - \tau^{N-1}) = \frac{2L_1\sigma(1 - \tau^{N-1})}{1 - \tau} \quad (42)$$

Considerando las ecuaciones antes descritas se puede diseñar una antena logarítmica periódica en tecnología planar de manera exitosa. Es importante mencionar que en la actualidad existen pocos trabajos sobre el desarrollo de antenas logarítmicas en tecnología planar (Casula, G. A., et al, 2010), a pesar de que desde hace muchos años ya se habían propuesto (Pantoja, R. R., et al, 1981).

3.3 Metodología de diseño para la antena logarítmica periódica

Para ilustrar de una manera resumida el proceso de diseño de una antena logarítmica periódica es necesario desarrollar una metodología como la que se muestra en la figura 29 en la cual se describen cada uno de los pasos a seguir, considerando las ecuaciones antes descritas (ecuaciones 31 a 42). Para efectuar el diseño es necesario introducir el intervalo de frecuencias de operación, es decir, la frecuencia mínima y la máxima. Posteriormente se especifica un valor de ganancia deseada, y de las curvas de ganancia constante dadas en la figura 28 se obtienen τ y σ .

Metodología de diseño

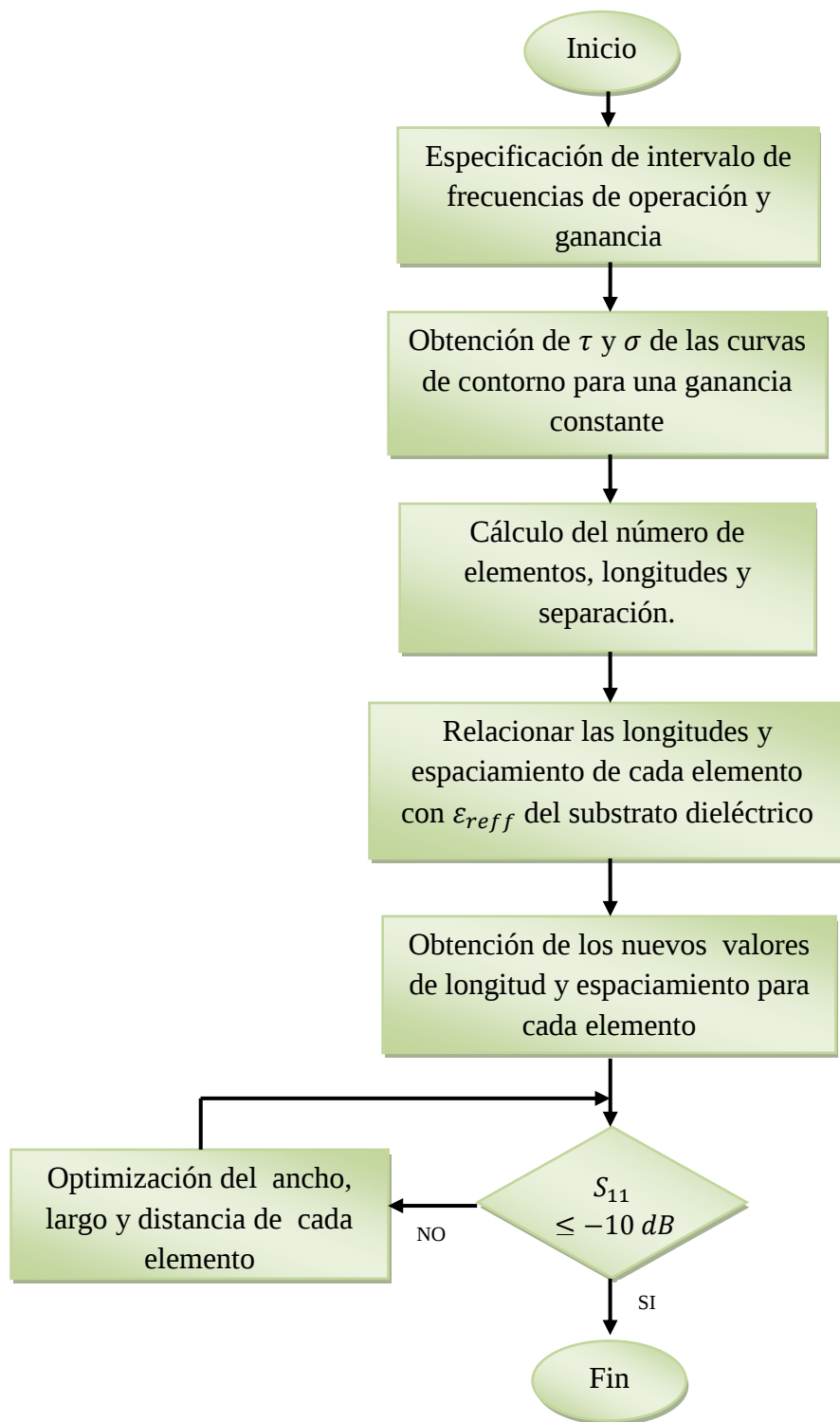


Figura 29.- Diagrama propuesto para el diseño de la antena logarítmica periódica.

Después se calcula el número de elementos, el espaciamento y la longitud de cada uno de los elementos que conforman la antena para operación en el espacio libre (aire). Enseguida se relacionan las dimensiones físicas obtenidas con el substrato dieléctrico por medio de ϵ_{reff} y de esta manera se obtienen las nuevas longitudes y espaciamento de los elementos. Por último se realiza un proceso de optimización para encontrar el mejor comportamiento de la antena.

3.4 Diseño de la antena logarítmica periódica

Es importante mencionar que las ecuaciones de diseño de la antena logarítmica periódica originalmente publicadas son adecuadas para el espacio libre (Balanis, Constantine A., 1997). Sin embargo, en este trabajo la antena se diseña y construye sobre un substrato dieléctrico, por lo que se deben modificar las ecuaciones de diseño para tomar en consideración el dieléctrico. La manera en la cual se relacionan las ecuaciones de diseño de la antena logarítmica periódica es considerando la constante dieléctrica efectiva del material, de tal manera que se obtengan las nuevas dimensiones de los elementos. Es decir, primero se calculan los elementos como si la antena fuera diseñada para operar en el espacio libre, y posteriormente se relacionan las dimensiones directamente con la constante dieléctrica efectiva para obtener las nuevas longitudes y espaciamento de cada uno de los elementos que la conforman, de acuerdo a las ecuaciones (43) y (44) como sigue:

$$L_{ef} = \frac{L_n}{\sqrt{\epsilon_{reff}}} \quad (43)$$

$$D_{ef} = \frac{D_n}{\sqrt{\epsilon_{reff}}} \quad (44)$$

Donde: L_n y D_n representan la longitud y espaciamento en el espacio libre, mientras que L_{ef} y D_{ef} representan la longitud y espaciamento efectivo sobre el substrato dieléctrico.

Estos valores se aplican para el diseño de la antena en tecnología planar, para ser grabada sobre un sustrato dieléctrico comercialmente disponible tipo FR4. La línea de alimentación se diseña a la frecuencia intermedia de operación con una impedancia de 50Ω y con ello garantizar un buen acoplamiento. Para determinar sus dimensiones W y L se emplea inicialmente el método de síntesis dado en las ecuaciones (25) – (30).

3.4.1 Parámetros de optimización de la antena logarítmica periódica

Las ecuaciones utilizadas para diseñar la antena logarítmica periódica de microcinta proporcionan valores aproximados, por lo que es necesario efectuar un proceso de optimización. En la figura 30 se muestran los parámetros que se deben optimizar para obtener el comportamiento deseado de la antena logarítmica periódica.

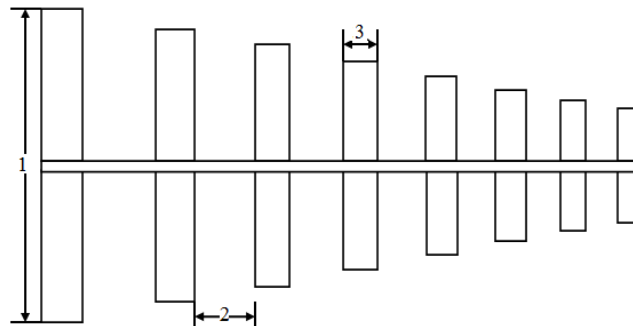


Figura 30.- Parámetros de optimización de la antena logarítmica periódica.

Donde, los números en la figura 30 se refieren a:

- 1.- Variar el largo de cada elemento manteniendo el mismo ángulo virtual.
- 2.- Variar la separación que existe entre los elementos.
- 3.- Variar el ancho de cada elemento de forma gradual.

Estos parámetros se definieron a partir de las pruebas que se realizaron ya que son los que ocasionan un mayor efecto en el comportamiento de la antena.

La línea de alimentación se toma como base para obtener el ancho del primer elemento que se diseña a la frecuencia más baja, el cual tendrá el mismo ancho que la línea de alimentación. Después se comienza a disminuir gradualmente el ancho para todos los elementos consecutivos, dependiendo de qué tan ancha sea la línea de alimentación. Cuando la línea de alimentación es muy delgada, el ancho del primer elemento en baja frecuencia puede aumentar hasta siete veces más con respecto a la línea de alimentación.

3.5 Análisis electromagnético de la antena logarítmica periódica

Para obtener el comportamiento de la antena es necesario emplear programas de análisis electromagnético, los cuales pueden proporcionar una respuesta aproximada al comportamiento real (experimental) de la antena. Para realizar el análisis de la antena logarítmica periódica diseñada, se emplearon los programas de cómputo ADS 2009[®] y CST MWS 2012[®].

3.5.1 Análisis electromagnético mediante ADS[®]

Tomando en cuenta la metodología de diseño descrita anteriormente, se diseña la antena logarítmica periódica para cumplir las especificaciones que se muestran en la tabla 1.

Tabla 1. Parámetros de diseño de la antena logarítmica periódica

Frecuencia de diseño	1-18 GHz
Ganancia	8 dB
Substrato dieléctrico	FR-4

Para conseguir que la antena tenga una ganancia mayor a 8 dB, de la figura 28 se determinan los factores de escalamiento $\tau = 0.865$ y de espaciamento $\sigma = 0.157$. Las características del substrato dieléctrico son: $\epsilon_r = 4.3$, $h = 1.6 \text{ mm}$, $t = 0.036 \text{ mm}$ y $\tan\delta = 0.0026$. Donde $\tan\delta$ son las pérdidas tangenciales del substrato.

Cabe resaltar que la línea de alimentación se diseñó a la frecuencia intermedia, es decir, para una frecuencia de 9 GHz, en la tabla 2 se muestran los parámetros principales de la antena diseñada.

Tabla 2. Datos principales del diseño de la antena logarítmica periódica.

Ángulo (α)	12.1321⁰
Número de elementos	26
Longitud total	28.06 cm
Ancho de la línea de alimentación	0.32 cm
Constante dieléctrica efectiva (ϵ_{reff})	3.525

En la tabla 3 se proporcionan las dimensiones, longitudes y ancho de cada uno de los elementos obtenidos mediante la metodología de diseño, considerando el ancho del primer elemento igual al ancho de la línea de alimentación.

Tabla 3. Dimensiones de los elementos de la antena logarítmica periódica.

Elemento	L_{ef} cm	Ancho (w) cm	D_{ef} cm	Elemento	L_{ef} cm	Ancho (w) cm	D_{ef} cm
1	4.48	0.32	0	14	0.68	0.30	0.42
2	3.87	0.32	2.81	15	0.58	0.30	0.36
3	3.35	0.32	2.43	16	0.50	0.30	0.31
4	2.90	0.32	2.10	17	0.44	0.30	0.27
5	2.50	0.32	1.82	18	0.38	0.30	0.23
6	2.17	0.32	1.57	19	0.32	0.28	0.20
7	1.87	0.32	1.17	20	0.28	0.28	0.17
8	1.62	0.32	1.02	21	0.24	0.28	0.15
9	1.40	0.32	0.88	22	0.21	0.28	0.13
10	1.21	0.30	0.76	23	0.18	0.28	0.11
11	1.05	0.30	0.66	24	0.15	0.28	0.10
12	0.90	0.30	0.57	25	0.13	0.28	0.08
13	0.78	0.30	0.49	26	0.11	0.28	0.07

Los resultados mostrados en la tabla 3 son las dimensiones finales de la antena que se obtuvieron después de hacer un proceso de optimización, y con los cuales la antena presentó el mejor comportamiento. Las dimensiones mostradas en la tabla 3 están relacionadas con la figura 27 que muestra la estructura de la antena y sus dimensiones. En

la figura 31 se muestra la antena de 26 elementos a escala, dibujada en el programa de análisis electromagnético ADS.

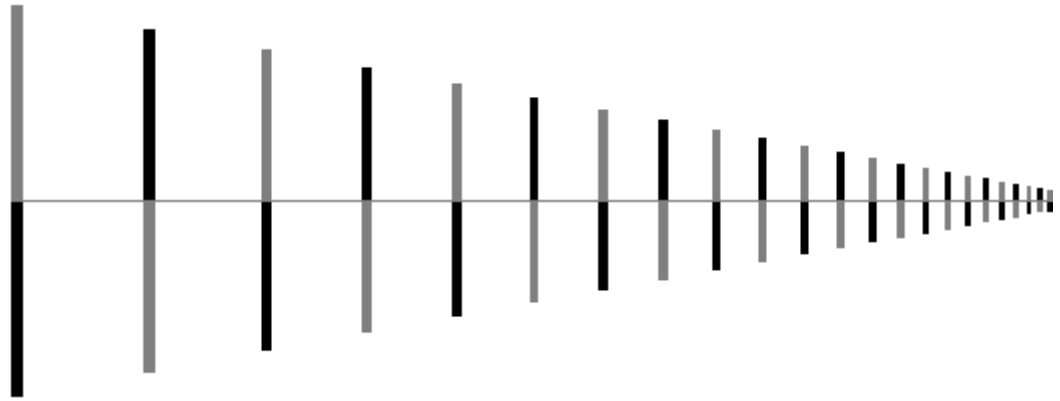


Figura 31.- Estructura de la antena logarítmica periódica diseñada.

Se puede observar de la tabla 3 que el total de los elementos se dividió en tres secciones y en cada sección el ancho de los elementos se mantuvo constante. Esto se realizó con el propósito de observar su influencia en el comportamiento de la antena, en vez de reducir el ancho gradualmente. Con la topología y dimensiones introducidas en el programa de cómputo ADS 2009® se realizó el análisis electromagnético de la estructura y se obtuvieron las pérdidas por regreso de la antena en el intervalo de frecuencias de 1 a 18 GHz, cuyos resultados se muestran en la figura 32.

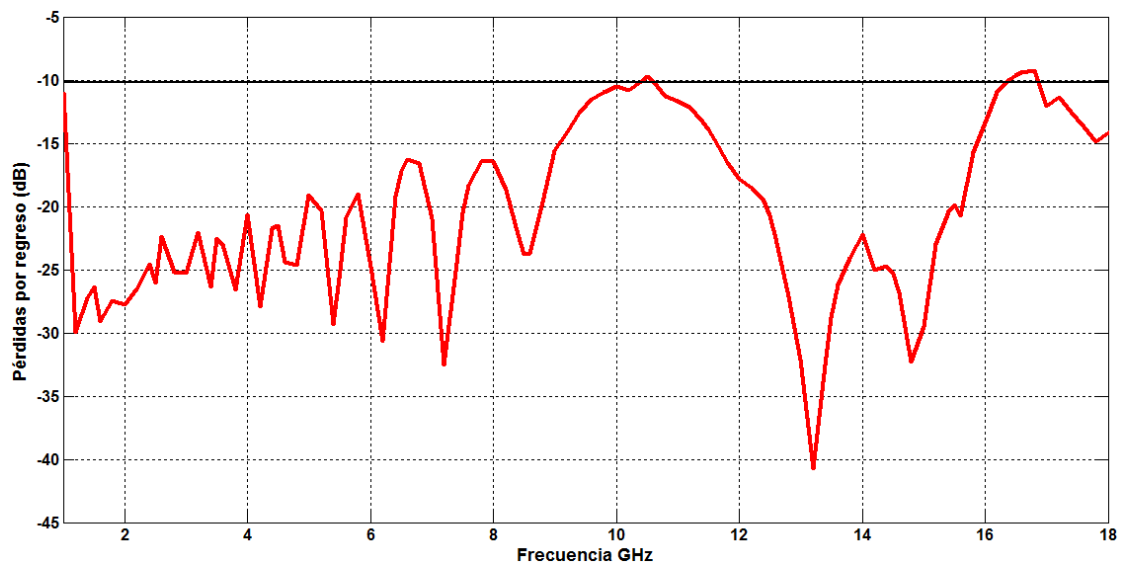


Figura 32.- Pérdidas por regreso obtenidas con el simulador electromagnético ADS 2009®.

Es importante mencionar que una antena tiene un buen funcionamiento cuando las pérdidas por regreso son menores o iguales a -10 dB. En la figura 32 se puede observar claramente que en la mayor parte del ancho de banda cumple con este requisito y que solo en dos rangos cercanos a 10.5 y 16.5 GHz se encuentran por encima del rango permitido lo cual no es deseable.

La estructura se trató de mejorar variando las dimensiones de los elementos y separaciones. Sin embargo, no fue posible conseguir buenos resultados. Después de analizar cuál era el problema, se llegó a la conclusión que para una antena de este tipo en la cual la dirección de propagación es lateral, el sustrato es muy grueso y no permite un buen acoplamiento en alta frecuencia, siendo necesario utilizar un sustrato más delgado con el propósito de obtener mejores resultados.

Considerando lo anterior, se optó por utilizar un sustrato de FR4 delgado con el objetivo de mejorar el acoplamiento entre los elementos de alta frecuencia y a su vez no afectar el comportamiento en baja frecuencia. Las características del sustrato utilizado son las siguientes: $\epsilon_r = 4.0871$, $h = 0.269 \text{ mm}$, $t = 0.017 \text{ mm}$ y $\tan\delta = 0.0182$. Siguiendo la metodología de diseño, se procedió a diseñar la antena logarítmica periódica y se obtuvieron nuevas dimensiones. En la tabla 4 se muestran los resultados obtenidos, de los cuales se puede observar que el número de elementos aumentó a 28. Esto se hizo para mejorar la respuesta de la antena en bajas frecuencias y cumplir con los requisitos de diseño.

Tabla 4. Datos principales obtenidos con el sustrato delgado para la antena logarítmica periódica.

Ángulo (α)	12.1321⁰
Número de elementos	28
Longitud total	33.415 cm
Ancho de la línea de alimentación	0.05 cm
Constante dieléctrica efectiva (ϵ_{ref})	3.053

En la tabla 5 se muestran las dimensiones obtenidas para este nuevo diseño empleando el sustrato delgado. Las dimensiones del largo, ancho y la separación de cada uno de los 28 elementos se obtuvieron al aplicar la metodología de diseño descrita anteriormente y en donde el ancho del primer elemento corresponde a 7 veces el ancho de la línea de alimentación. La figura de la antena logarítmica periódica diseñada, correspondiente a la tabla 5, es muy similar a la que se muestra en la figura 31, pero con dos elementos adicionales.

Tabla 5. Parámetros de los elementos de diseño obtenidos con el sustrato dieléctrico delgado.

Elemento	L_{ef} cm	Ancho (w) cm	D_{ef} cm	Elemento	L_{ef} cm	Ancho (w) cm	D_{ef} cm
1	6.02	0.35	0	15	0.79	0.21	0.49
2	5.20	0.34	3.78	16	0.68	0.20	0.42
3	4.50	0.33	3.27	17	0.59	0.19	0.37
4	3.89	0.32	2.82	18	0.51	0.18	0.32
5	3.37	0.31	2.44	19	0.44	0.17	0.27
6	2.91	0.30	2.11	20	0.38	0.16	0.24
7	2.52	0.29	1.58	21	0.33	0.15	0.20
8	2.18	0.28	1.37	22	0.28	0.14	0.17
9	1.88	0.27	1.18	23	0.24	0.13	0.15
10	1.63	0.26	1.02	24	0.21	0.12	0.13
11	1.41	0.25	0.88	25	0.18	0.11	0.11
12	1.22	0.24	0.76	26	0.16	0.10	0.10
13	1.05	0.23	0.66	27	0.13	0.09	0.08
14	0.91	0.22	0.57	28	0.12	0.08	0.07

Es importante mencionar que el proceso de análisis electromagnético es muy tardado ya que utiliza muchos recursos de máquina debido a que la estructura es muy grande. Sin embargo, se buscó la manera de analizar la estructura de una forma más rápida. Debido a que para optimizar la antena se requiere hacer muchos cambios en la estructura original, se optó por hacer un análisis con un mallado de 15 celdas por longitud de onda a la frecuencia más alta, obteniéndose malos resultados. Entonces se aumentó el número de celdas a 20 y posteriormente a 25 celdas por longitud de onda, y se obtuvo una mejor respuesta, a expensas de incrementar el tiempo de cómputo. En la figura 33 se muestran los resultados

obtenidos para los tres diferentes mallados, donde se puede observar que la diferencia que existe entre el mallado de 15 y el de 20 celdas por longitud de onda es muy grande en ciertas frecuencias, mientras que los mallados de 20 a 25 tienen un comportamiento muy parecido, lo cual indica que comienzan a converger los resultados.

Es importante mencionar que entre más fino sea el mallado, con un número grande de celdas por longitud de onda, aumenta la precisión de los resultados del análisis, pero el tiempo de cómputo aumenta exponencialmente. Considerando lo anterior y la diferencia pequeña entre los resultados utilizando 20 y 25 celdas por longitud de onda, se tomo la decisión de llevar a cabo el análisis con un mallado de 20 celdas por longitud de onda con el propósito de reducir el tiempo de cómputo.

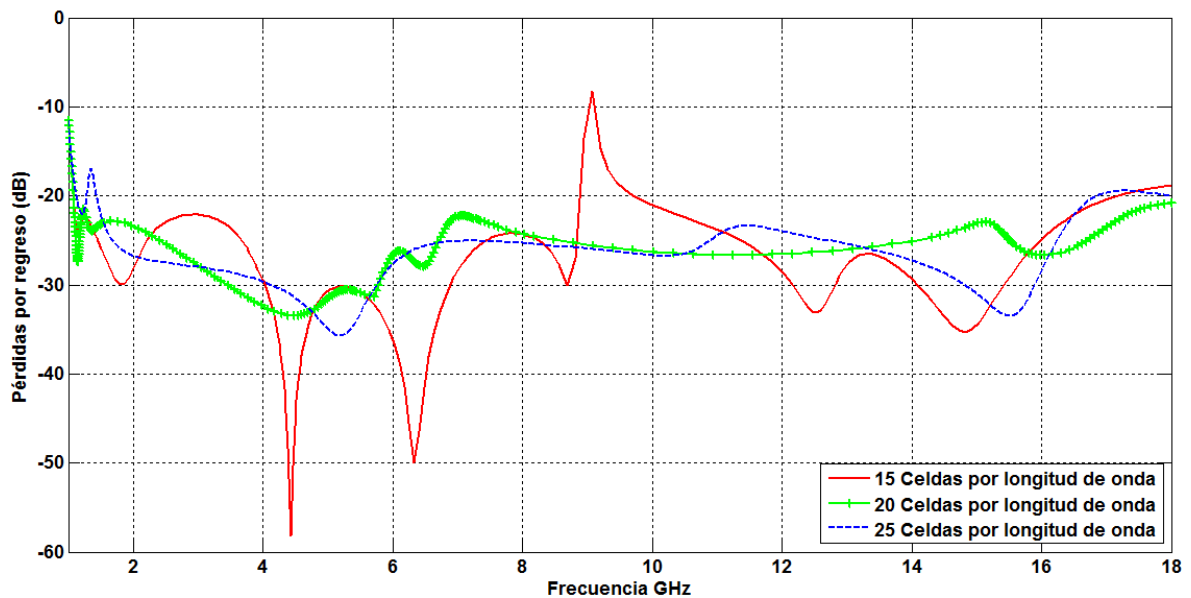


Figura 33.- Pérdidas por regreso obtenidas con diferente mallado.

Es importante mencionar que con el programa de análisis electromagnético ADS 2009[®] sólo se obtuvo el comportamiento de las pérdidas por regreso, y no permitió obtener el comportamiento de la directividad, la ganancia y los patrones de radiación. Esto no fue posible debido a que la antena es de onda viajera, cuya dirección de propagación se da lateralmente por el lado más delgado del sustrato, requiriéndose un programa que analice

estructuras en 3D, por lo que es necesario utilizar un programa de análisis electromagnético que cumpla con estos requerimientos.

3.5.2 Análisis electromagnético mediante CST MWS

El programa de análisis electromagnético CST MWS 2012[®] Computer Simulation Technology Microwave Studio, permite realizar el análisis electromagnético de estructuras 3D con el cual es posible analizar la antena logarítmica periódica en sus tres dimensiones y obtener su comportamiento de las pérdidas por regreso, ganancia, directividad y el patrón de radiación. Una vez que se introdujeron en el programa CST las dimensiones de los elementos que conforman la antena mostrados en la tabla 5, se obtiene la estructura de la antena como se muestra en la figura 34. Hecho esto, se procede a realizar el análisis electromagnético de la antena.

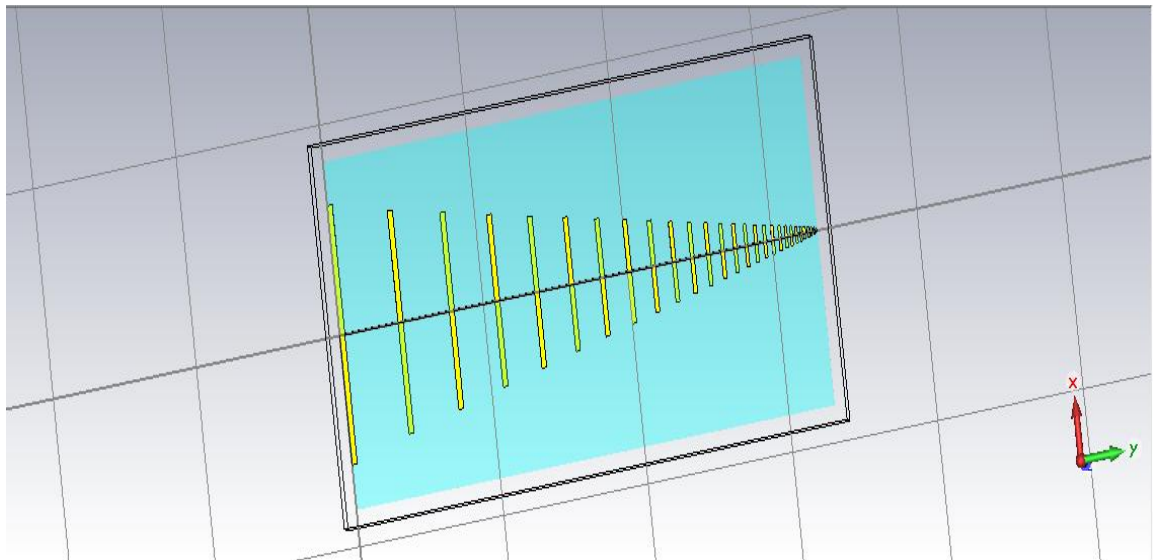


Figura 34.- Antena logarítmica periódica dibujada en CST.

El programa de análisis CST tiene diferentes opciones de refinamiento de malla entre los cuales se tiene el refinamiento automático y el adaptativo. Con el fin de observar la

diferencia entre ambas opciones, se realizó el análisis de las pérdidas por regreso de la antena logarítmica periódica y se obtuvieron los resultados que se muestran en la figura 35. Se puede observar de esta figura, que los resultados son muy similares, pero el tiempo de análisis utilizando el refinamiento adaptativo fue el doble del refinamiento automático. Se considera que el método adaptativo tiene mejor precisión que el automático y por lo tanto se selecciona este método para realizar el análisis de las antenas diseñadas en este trabajo.

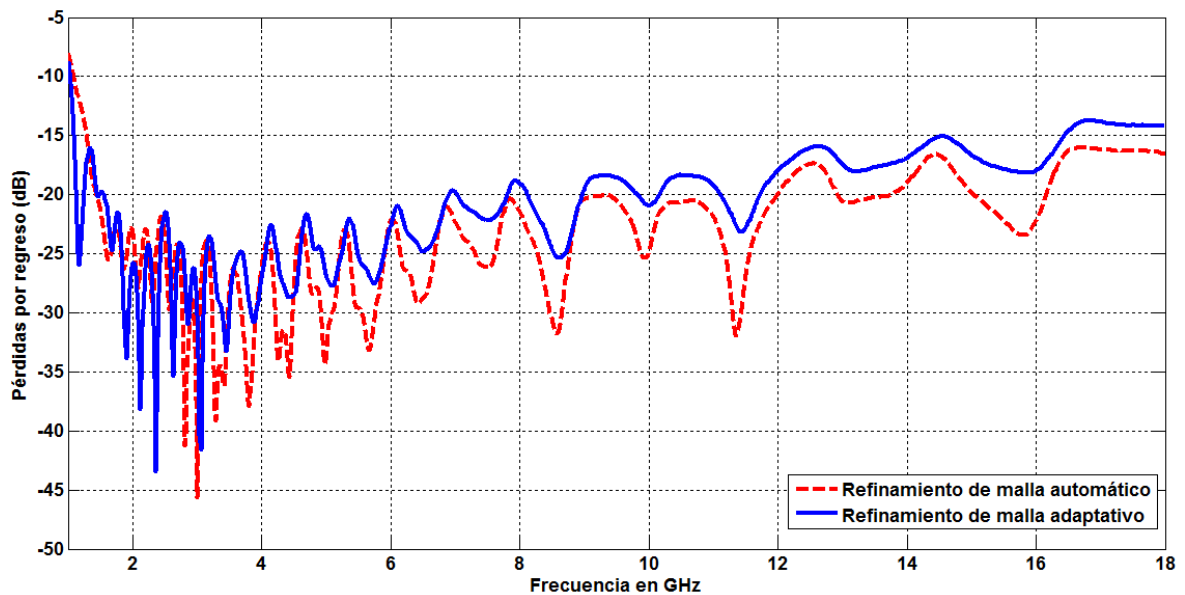


Figura 35.- Pérdidas por regreso obtenidas en CST con diferente refinamiento de malla.

3.5.3 Comparación de resultados obtenidos con ADS y CST

De acuerdo con los resultados obtenidos del análisis mediante los dos programas de cómputo (ADS y CST), los cuales se comparan en la figura 36, se puede observar que existe una variación entre las respuestas. Esta diferencia se atribuye a que emplean diferentes métodos de análisis y tipo de mallado cada uno de los programas. No obstante, ambas respuestas cumplen con los requerimientos de las pérdidas por regreso. Al haber utilizado dos programas de análisis diferentes nos da mayor certeza de que la antena funcionará de manera adecuada una vez construida.

3.5.4 Resultados finales del análisis electromagnético de la antena logarítmica periódica.

A continuación se presentan los resultados finales obtenidos del proceso de análisis de la antena logarítmica periódica, donde se muestra el comportamiento de los parámetros de la antena en función de la frecuencia. Se presentan resultados de las pérdidas por regreso, ganancia y patrón de radiación.

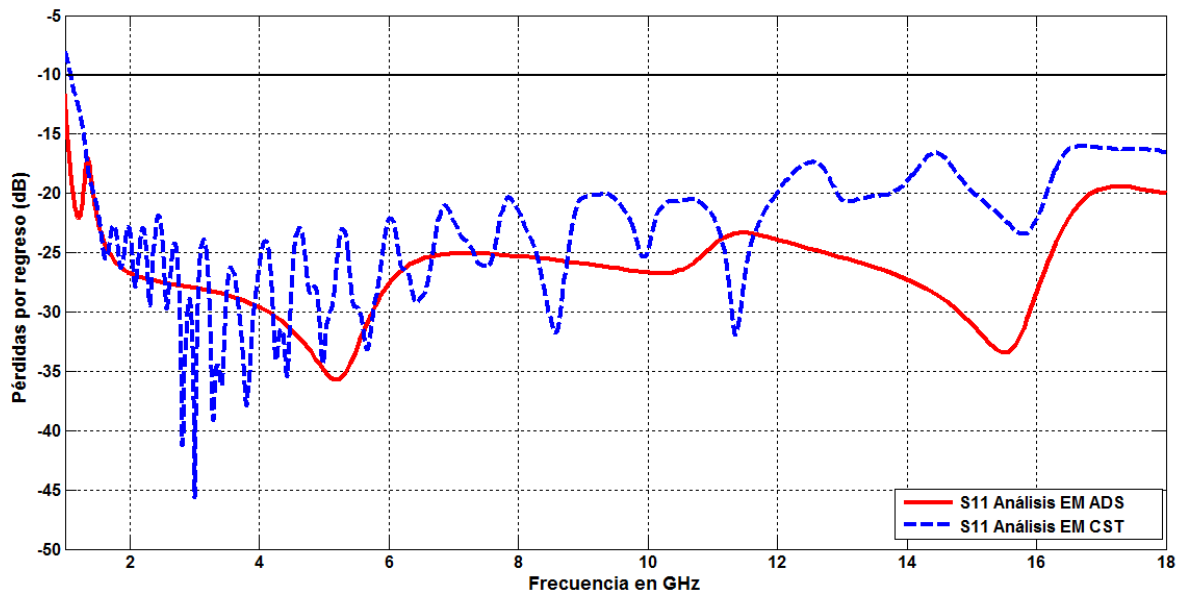


Figura 36.- Comparación de las pérdidas por regreso obtenidas del análisis electromagnético en CST y ADS.

3.5.4.1 Ganancia y pérdidas por regreso

El comportamiento obtenido de la ganancia de la antena mediante el análisis electromagnético en CST se muestra en la figura 37, en la cual se incluyen los resultados de las pérdidas por regreso. Como se puede apreciar, las pérdidas por regreso obtenidas son satisfactorias dentro de todo el ancho de banda, mientras que la ganancia que se obtiene del análisis se encuentra entre 4.92dB y 7.24dB en la banda de 1 a 18 GHz, la cual es menor

que la requerida de 8 dB. La diferencia se atribuye a que las curvas de diseño propuestas en (Carrel, R., 1961) son aproximadas y que el número de elementos calculados es menor al requerido para lograr obtener una mayor ganancia.

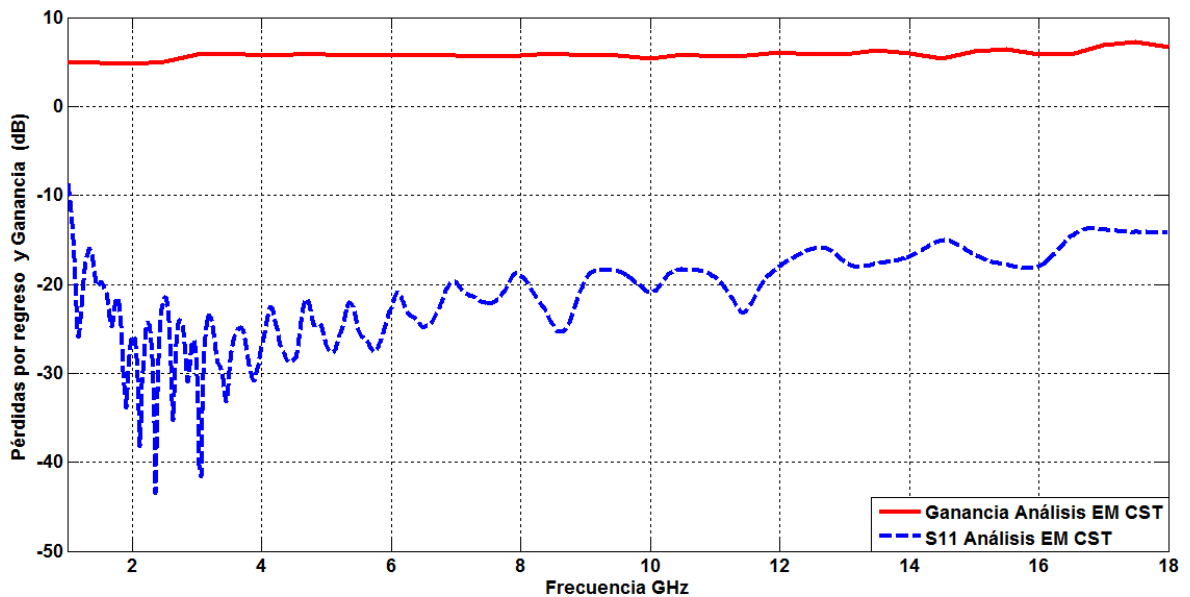


Figura 37.- Ganancia y pérdidas por regreso obtenidas con el simulador CST.

3.5.4.2 Patrón de radiación

El comportamiento del patrón de radiación se obtiene mediante el programa CST para cada frecuencia. En la figura 38 se muestra el patrón de radiación en 3D así como en forma polar a las frecuencias de 1, 10 y 18 GHz, de los cuales se puede observar la dirección en que la antena tiene mayor radiación, así como obtener otros parámetros como el ancho de haz, radio F/B, nivel de lóbulos laterales, etc.

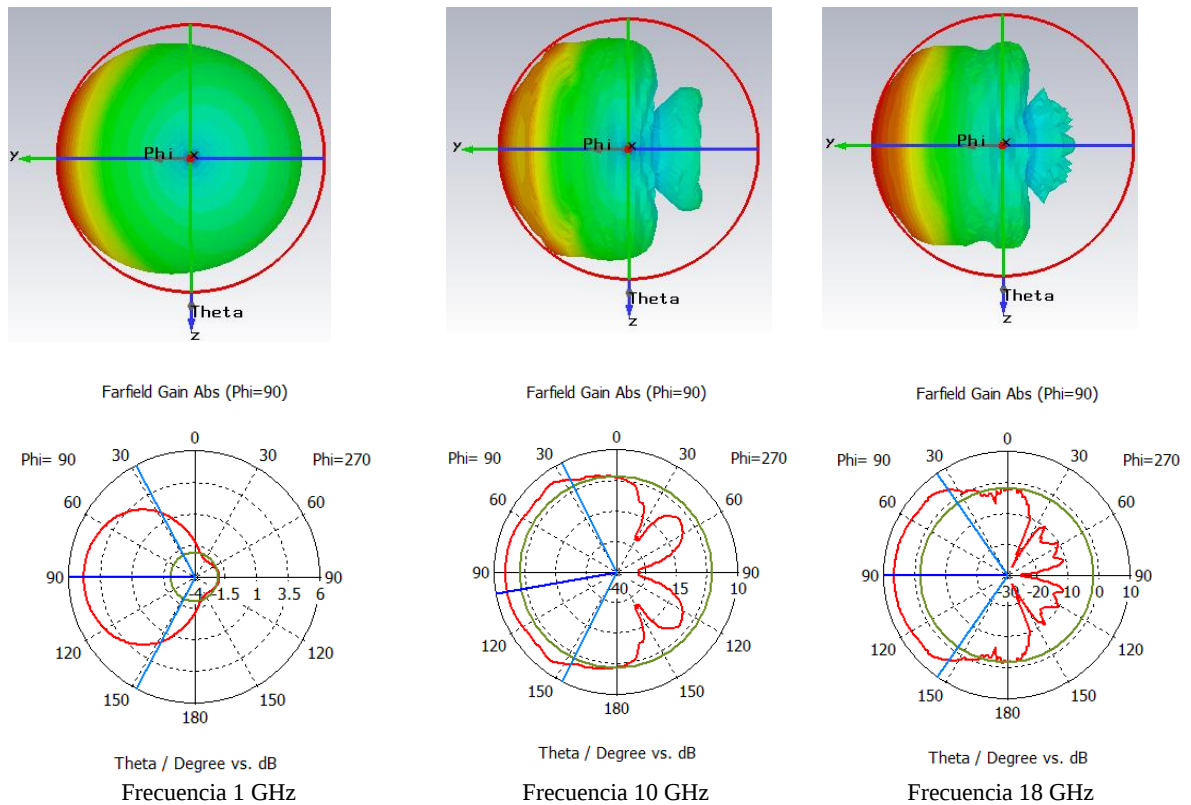


Figura 38.- Patrón de radiación de la antena logarítmica para tres diferentes frecuencias.

3.6 Antena Vivaldi antipodal

La antena Vivaldi antipodal mencionada previamente en la sección 2.6.5 se puede diseñar empleando diferentes metodologías. En esta sección se presentan las metodologías de diseño de la antena Vivaldi antipodal que se consideran más relevantes dentro de las disponibles en la literatura y además se describe la metodología propuesta en este trabajo.

3.6.1 Metodologías de diseño para la antena Vivaldi antipodal

A continuación se describen tres metodologías existentes en la literatura, necesarias para diseñar antenas del tipo Vivaldi antipodal, las cuales difieren esencialmente en la

manera en que se obtienen las curvaturas de este tipo de antenas. Asimismo se incluyen la estructura o topología de la antena y las ecuaciones de diseño de cada método.

3.6.1.1 Método de Gazit

La estructura de la antena Vivaldi antipodal fue propuesta por E. Gazit, (1998), el cual para diseñar este tipo de antenas se basó en las ecuaciones de P. Gibson (1979), obtenidas para el diseño de la antena Vivaldi original, de ranura cónica, grabada sobre un mismo lado del substrato. La antena Vivaldi antipodal se graba por ambos lados, lo cual mejora los problemas de alimentación de la estructura original.

En la antena Vivaldi antipodal se utiliza una transición suave entre las líneas paralelas y la microcinta con el fin de remover las limitaciones de ancho de banda de las antenas Vivaldi de ranura cónica. En este tipo de antenas, la línea de microcinta y su plano de tierra se encuentran en diferentes lados del substrato y el perfil de la estructura es de forma exponencial en direcciones opuestas. En la figura 39 se muestra el bosquejo de la antena Vivaldi antipodal, donde se ilustran los parámetros empleados en las ecuaciones de diseño.

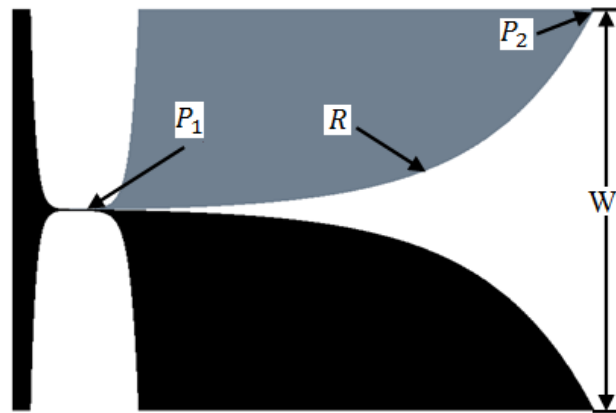


Figura 39. Diseño de la antena Vivaldi antipodal mediante la metodología de Gibson (1979).

Las ecuaciones de diseño empleadas por E. Gazit son las propuestas por (Gibson, P. J., 1979) y se definen de la siguiente manera:

$$y = c_1 e^{Rx} + c_2 \quad (45)$$

$$c_1 = \frac{y_2 - y_1}{e^{Rx_2} - e^{Rx_1}} ; \quad c_2 = \frac{y_1 e^{Rx_2} - y_2 e^{Rx_1}}{e^{Rx_2} - e^{Rx_1}} \quad (46)$$

La transición de ranura cónica tiene una razón de apertura R y los dos puntos $P_1(x_1, y_1)$ y $P_2(x_2, y_2)$ definen la curvatura exponencial. Las constantes c_1 y c_2 dadas en la ecuación (46), se determinan por las coordenadas del primer y último punto de la curva exponencial. Debido a que la antena antipodal opera como una antena resonante en la parte final de la estructura, que corresponde a la frecuencia más baja de operación. El ancho de la abertura W se calcula con respecto a esta frecuencia y se relaciona con la constante dieléctrica efectiva del substrato, como se muestra en la siguiente ecuación:

$$W = \frac{c}{2f_{min}\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (47)$$

donde f_{min} es la frecuencia mínima y c es la velocidad de la luz.

Las ecuaciones (45) y (46) han sido empleadas en diferentes artículos (Sang-Gyu, Kim., et al, 2004; Wang, S., et al, 2007) para diseñar este tipo de antenas, debido a que la curvatura que se obtiene con las ecuaciones puede ser moldeada fácilmente.

Sin embargo la ecuación (45) tiene algunas limitaciones, ya que proporciona una curvatura de un punto a otro, pero si se quiere alargar o disminuir la longitud de la antena, es necesario volver a calcular la curvatura y las constantes c_1 y c_2 dadas en la ecuación (46). Algo similar sucede para el caso de la curvatura interna la cual también influye en el comportamiento de la antena. La curvatura interna se diseña empleando las mismas ecuaciones (45) y (46) pero con valores diferentes de R , P_1 y P_2 , lo que hace más tardado y tedioso el diseño.

3.6.1.2 Método de Bourqui

Una de las metodologías más completas que se han reportado en la literatura, para el diseño de la antena Vivaldi antipodal (Bourqui, J., et al, 2010) se describe enseguida:

$$Z = \pm Ae^{P(x-B)} + C \quad (48)$$

Donde Z es la coordenada en la dirección z , en función de la coordenada en dirección x y de los parámetros siguientes: A es el factor de escalamiento, P es la razón exponencial, B es el valor de cambio y C es la compensación. Esta metodología considera diferentes ecuaciones para cada una de las curvaturas de la antena. En la figura 40 se muestra tanto la geometría como las ecuaciones que se utilizan para la obtención de los parámetros de diseño de cada una de las curvaturas.

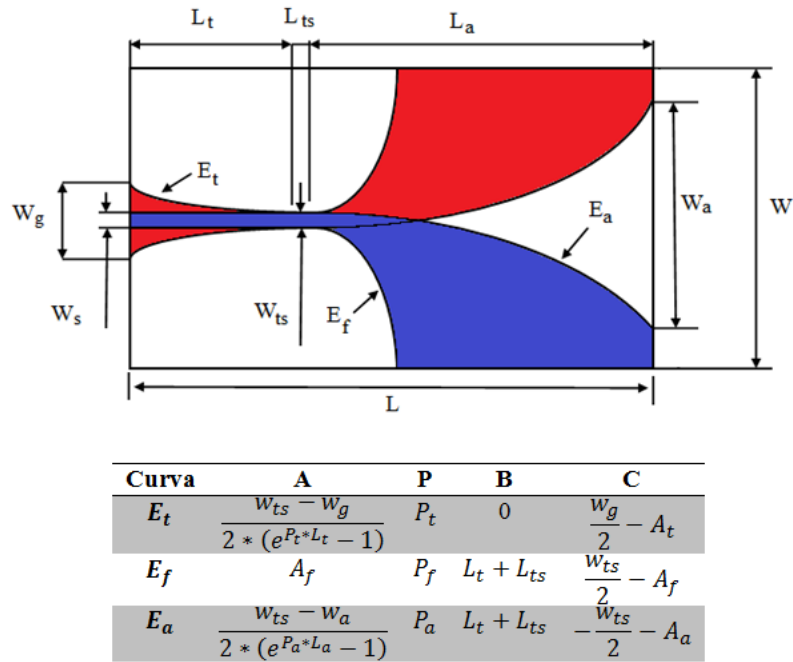


Figura 40. Diseño de la antena Vivaldi antipodal mediante la metodología de Bourqui (2010) p.2.

A pesar de ser una de las metodologías más completas, no muestra la forma en la cual obtiene cada uno de sus parámetros ni sus valores, los cuales se requieren para realizar el diseño, razón por la cual es necesario buscar otras alternativas de diseño.

3.6.1.3 Método utilizando elipses

Se han investigado otras formas para obtener una curvatura que pueda ser aplicada en el diseño de antenas Vivaldi antipodal. Una alternativa que ha surgido recientemente es emplear elipses para obtener las curvaturas de la antena (Che, Y., et al, 2010). Sin embargo la limitante que tiene este método de diseño, es que la elipse tiene una curvatura única y que generalmente para hacer un cambio en su curvatura se tiene que aplicar una nueva elipse, lo cual hace que su diseño sea complicado. La metodología propuesta por Y. Che, (2010) emplea tres elipses como se muestra en la figura 41, y cuyas coordenadas se pueden determinar de la siguiente manera:

$$y = b_i * \sqrt{\frac{1 - (x - x_1)^2}{a_i^2}} + y_i \quad \text{con } i = 1, 2, 3 \quad (49)$$

Donde a_1, b_1, a_2 y a_3, b_3 muestran el eje mayor y menor de la parte interna y externa de la elipse respectivamente, mientras que las coordenadas $(x_1, y_1), (x_2, y_2)$ y (x_3, y_3) corresponden a los centros de las elipses (Che, Y., et al, 2010).

Una alternativa adicional que emplea cuatro elipses para formar la estructura completa de la antena como la que se muestra en la figura 42, es la propuesta en (Ostadrahimi, M., 2010) como sigue:

$$\lambda_{eff} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_r}}, \quad W_s = \frac{\lambda_{eff}}{2} \quad (50)$$

$$L_s = W_s, \quad R_{corto}^{v,h} = \frac{W_s}{2}, \quad R_{largo}^{h,v} = \frac{W_s - W_f}{2} \quad (51)$$

Donde W_s es el ancho, L_s es la longitud de la antena, $R_{corto}^{v,h}$ y $R_{larga}^{h,v}$ corresponden a los radios de las elipses.

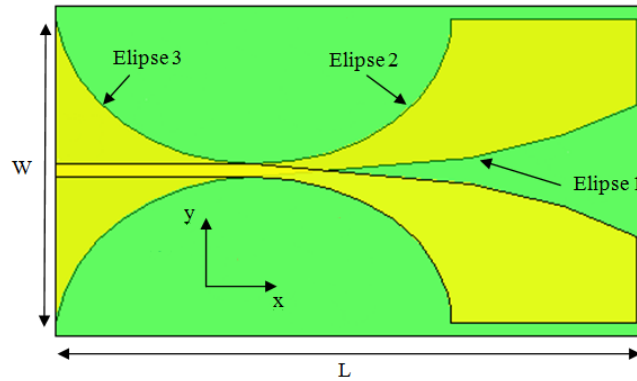


Figura 41. Vivaldi antipodal diseñada con tres elipses, Y. Che et al, (2010), p.1.

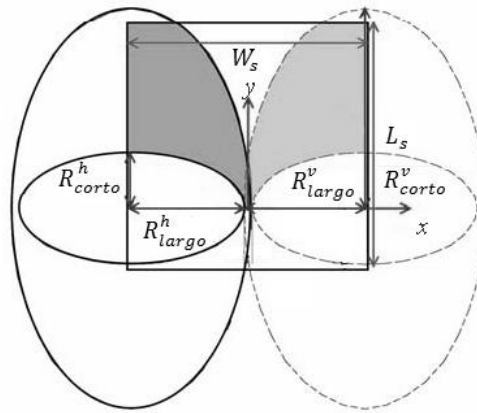


Figura 42. Vivaldi antipodal diseñada con elipses, Ostadrahimi (2010) p. 284.

3.6.2 Ecuaciones propuestas para el diseño de la antena Vivaldi antipodal

Tomando en cuenta lo anterior, se optó por desarrollar un conjunto de ecuaciones que permitan obtener las dimensiones de la antena y sus curvaturas de una manera completa y automática. La característica que presentan estas ecuaciones es que permiten variar y alargar tanto la curvatura interna como la principal según sea requerido. En la figura 43 se muestra la configuración de la mitad de la antena donde se pueden observar las curvaturas y

los parámetros que se involucran en las ecuaciones de diseño propuestas. La figura consiste de dos curvaturas: la A y la B. Se puede observar que la curvatura A es una función de $W/2$, L_1 y del parámetro de curvatura α , mientras que la curvatura B es función de $W/2$, L_2 , β y γ . Para determinar el ancho de la abertura W en centímetros, se aplica la ecuación (52) a la frecuencia mínima de operación:

$$W = \frac{100c}{2f_{min}\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (52)$$

Donde f_{min} es la frecuencia más baja de operación, ϵ_{eff} la constante dieléctrica efectiva y c es la velocidad de la luz.

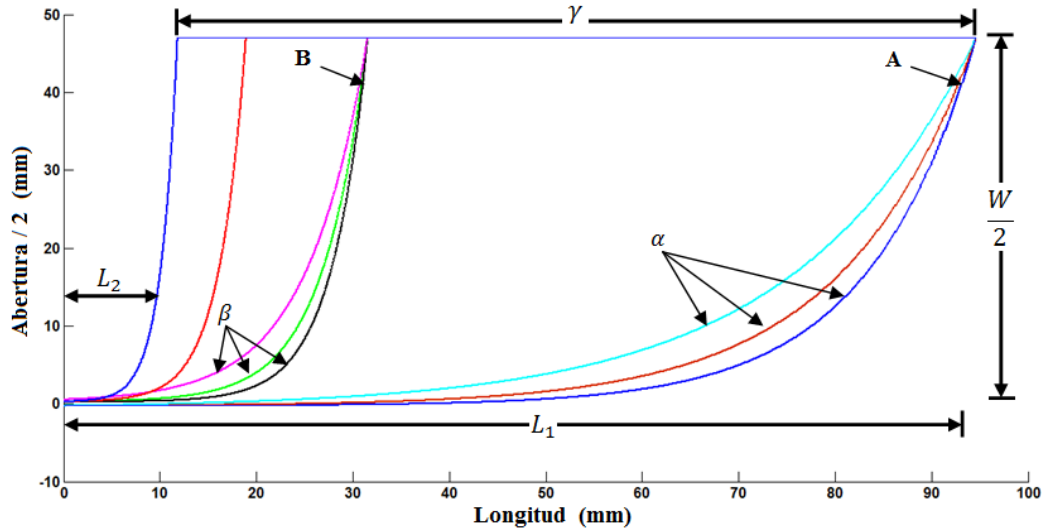


Figura 43. Descripción de cada parámetro de diseño para la antena Vivaldi antipodal.

Enseguida se presentan las ecuaciones propuestas para determinar las curvaturas A y B.

Para obtener la longitud L_1 de la curvatura A, se emplea el valor del ancho de la abertura W determinado con la ecuación (52) como sigue:

$$L_1 = \delta \times W \quad (53)$$

donde δ es el factor de escalamiento que permite variar la longitud de la antena. Con los valores de L_1 , δ y α que es el parámetro que permite variar la curvatura A, se obtiene el valor del coeficiente exponencial m_1 dado por:

$$m_1 = \frac{\log \left[\frac{\frac{L_1}{2\delta} + \alpha}{\alpha} \right]}{L_1} \quad (54)$$

Por último, se determinan las coordenadas y_1 de la curvatura A con la ecuación (55):

$$y_1 = \alpha e^{m_1 x_1} - \alpha - \frac{w_{50}}{2} \quad (55)$$

donde w_{50} corresponde al ancho de la línea de alimentación en microcinta con una impedancia de 50Ω , la cual se puede obtener mediante el método de síntesis (ecuaciones 25 - 30) a la frecuencia máxima de diseño. x_1 es la variable x cuyo valor máximo es L_1 , la cual se emplea para calcular la coordenada y_1 y poder graficar la curva $A(x_1, y_1)$.

Para obtener el valor de la longitud L_2 de la curva B se aplica la siguiente ecuación:

$$L_2 = \frac{L_1}{\gamma} \quad (56)$$

donde γ es el parámetro que permite controlar la distancia que existe entre la curva A y la B. Enseguida se calcula el coeficiente exponencial m_2 como sigue:

$$m_2 = \frac{\log \left[\frac{\frac{\gamma L_2}{2\delta} + \beta - w_{50}}{\beta} \right]}{L_2} \quad (57)$$

donde β corresponde al factor que permite variar la curvatura B. Por consiguiente la ecuación que describe de forma general la curvatura B es:

$$y_2 = \beta e^{m_2 x_2} - \beta + \frac{w_{50}}{2} \quad (58)$$

donde x_2 es la variable x la cual se emplea para calcular la coordenada y_2 y poder graficar la curva $B(x_2, y_2)$. Las ecuaciones (53) - (58) tienen la ventaja de modificar las

dimensiones, curvatura y como consecuencia el comportamiento de la antena, en función de los parámetros α, β, γ y δ , los cuales deben ser positivos: $\alpha > 0$, $\beta > 0$, $(0.5 \leq \delta \leq 2)$, $(2 \leq \gamma \leq 10)$.

3.6.3 Metodología de diseño para la antena Vivaldi antipodal

En la metodología que se presenta, se describe de manera detallada cada uno de los pasos que se siguieron para efectuar el diseño de la antena, ya que cada uno de los parámetros que se variaron tiene una fuerte influencia en el comportamiento de la misma. Este proceso se describe en las figuras 44 y 45 que muestran los diagramas de flujo de la metodología propuesta.

La primera parte de la metodología de diseño consiste en elegir la frecuencia mínima de operación, seleccionar el sustrato y calcular la constante dieléctrica efectiva para obtener la abertura de la antena W . Una vez que se ha obtenido la abertura, es importante definir las dimensiones y curvatura inicial de la antena mediante los factores α, β, γ y δ , antes de comenzar a optimizar la estructura de la antena. Como valores iniciales se seleccionan:

$\delta = 1$, $\gamma > 1$, $\alpha > 0$ y $\beta > 0$. El establecer $\delta = 1$ hace que la longitud de la antena sea igual a su ancho. Enseguida se optimiza la curvatura externa (curva A), ya que es la curvatura principal y es la que tiene mayor influencia en el comportamiento de la antena. Esto se hace variando el parámetro α manteniendo constantes β, γ y δ hasta encontrar la mejor respuesta con respecto al S_{11} de la antena, el cual debe cumplir la relación: $S_{11} \leq -10 \text{ dB}$. Después se varía γ manteniendo fijos α, β y δ como se muestra en la figura 44. Posteriormente se optimiza la curvatura B variando el parámetro β y manteniendo fijos α, γ y δ hasta lograr la mejor respuesta. Enseguida se varía de nuevo γ manteniendo fijos α, β y δ y por último se varía nuevamente α manteniendo constantes β, γ y δ como se muestra en la figura 45. Se puede observar que la curva A se optimiza nuevamente con el propósito de mejorar aún más el comportamiento de la antena. Una vez que se tienen fijos los parámetros α, β, γ y δ se habrá obtenido un buen diseño. Un paso adicional consiste en modificar el plano de tierra.

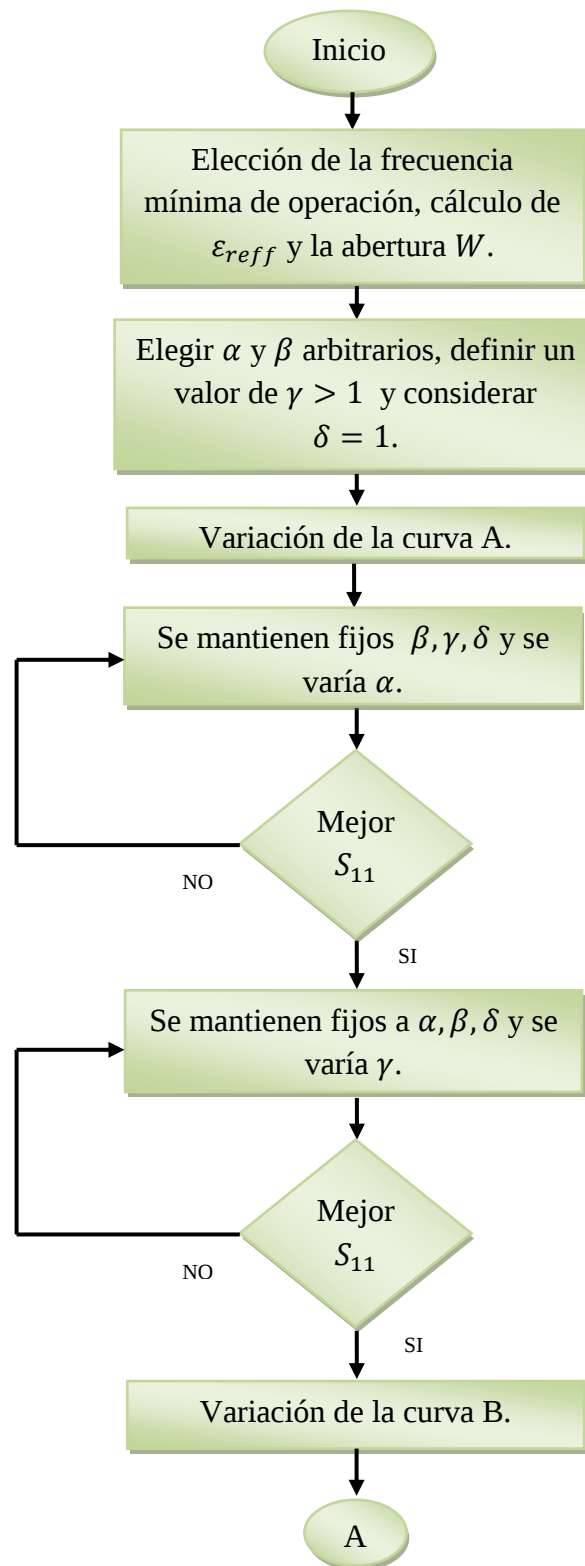


Figura 44. Primera parte de la metodología de diseño propuesta para la antena Vivaldi antipodal.

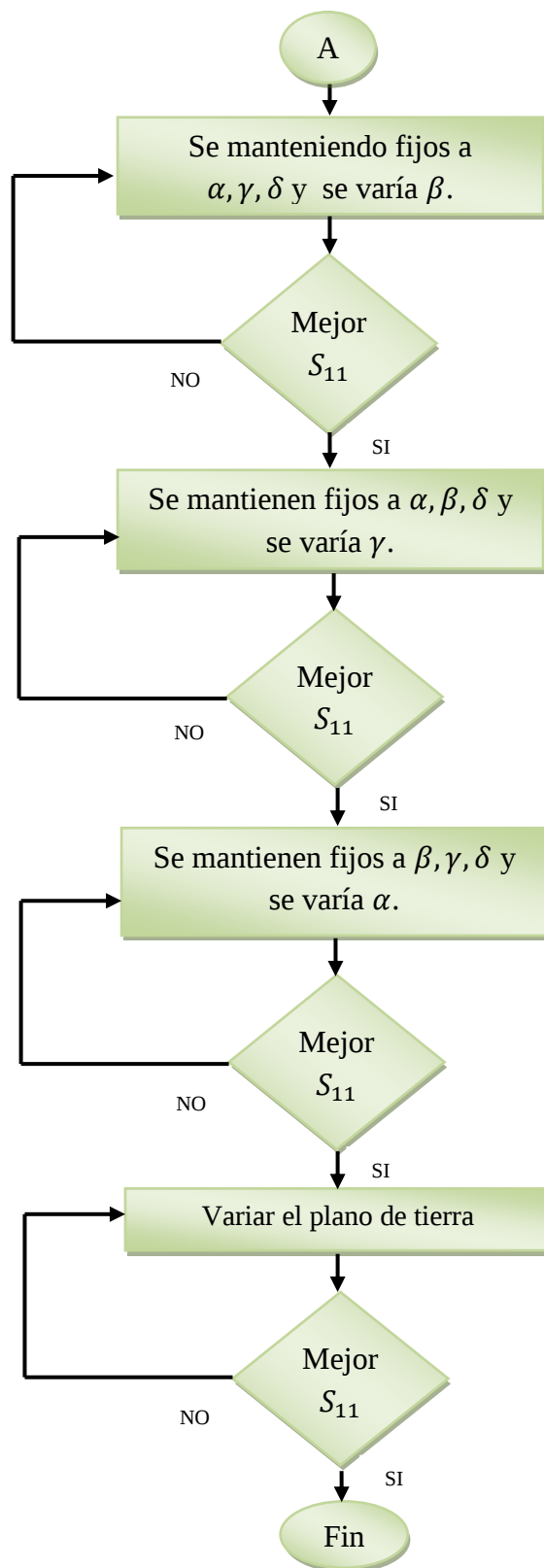


Figura 45. Segunda parte de la metodología de diseño propuesta para la antena Vivaldi antipodal.

3.6.4 Factores importantes para el diseño de la antena Vivaldi antipodal

Para el diseño de la antena Vivaldi antipodal, las ecuaciones (52) a la (58) propuestas, se introdujeron en el software MATLAB para diseñar la antena de una manera automática y obtener las curvaturas de la misma, las cuales se exportan posteriormente al programa de análisis electromagnético CST MWS 2012[®] para su análisis. En la figura 46 se muestra una gráfica de las curvaturas principales de la antena obtenidas con MATLAB.

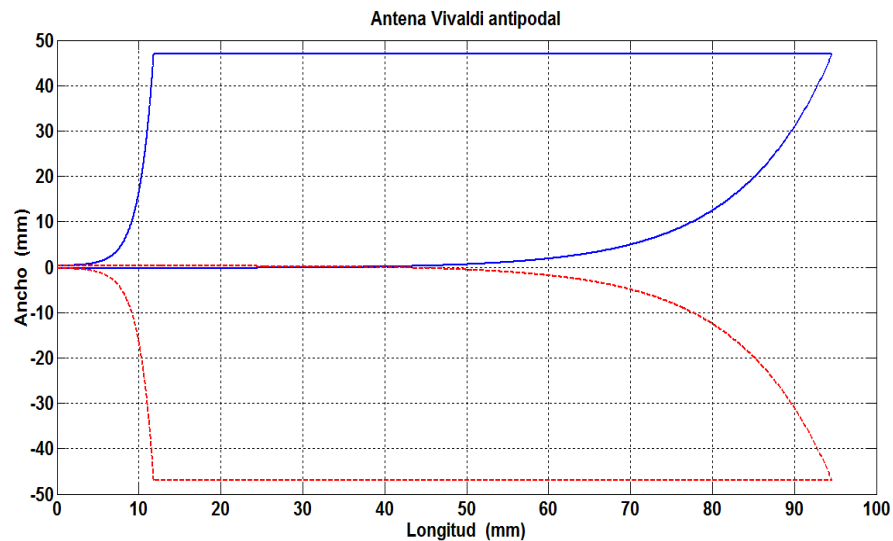


Figura 46. Curvas obtenidas en MATLAB para la antena Vivaldi antipodal.

Es importante mencionar que la antena debe contar con un plano de tierra y que en la figura 46 únicamente se muestran las curvas principales sin incluir el plano de tierra. El plano de tierra puede tener diferentes formas: rectangular, triangular o con curvaturas. Las curvaturas A y B son las que definen el comportamiento general de la antena, sin embargo, la forma y dimensiones del plano de tierra suelen mejorar la respuesta. Al utilizar curvaturas para el plano de tierra permite tener una transición suave entre el plano de tierra y la antena como se muestra en la figura 47 que muestra el plano de tierra completo. El plano de tierra se diseñó empleando las ecuaciones que definen a la curva B pero invertida para valores negativos de x. Una vez que se ha elegido el plano de tierra, este se mantiene constante durante todo el proceso de diseño, análisis y optimización de la antena.

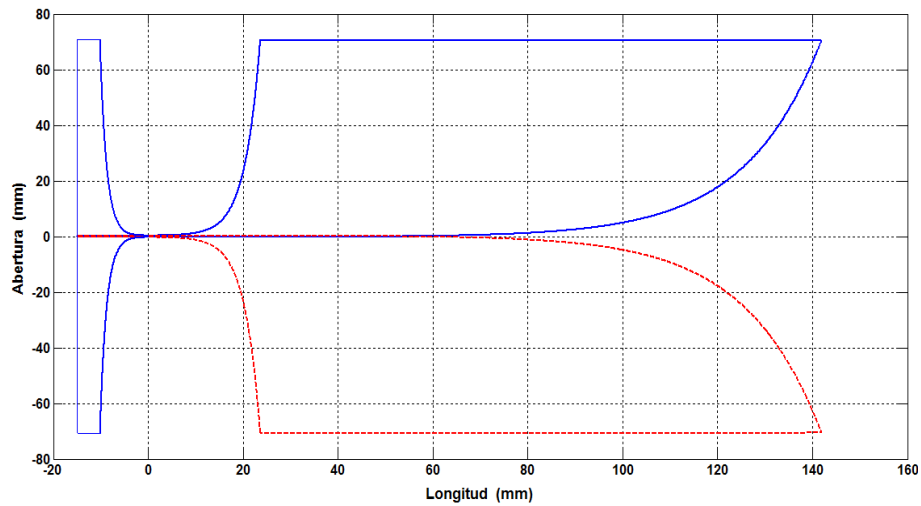


Figura 47. Antena Vivaldi antipodal con plano de tierra.

Durante el proceso de diseño existe un factor importante que debe considerarse y es el punto de cruce de la curvatura principal. Este punto de cruce puede mejorar o empeorar la respuesta. El factor α es el que modifica el punto de cruce, en donde para valores de α muy pequeños, el cruce se encuentra más cercano a la abertura de la antena, mientras que para α grande, el cruce se encuentra más cercano al origen. Esto es significativo debido a que la abertura determina la frecuencia mínima de operación y el cruce determina el comportamiento en alta frecuencia. En la figura 48 se ilustran tres puntos de cruce.

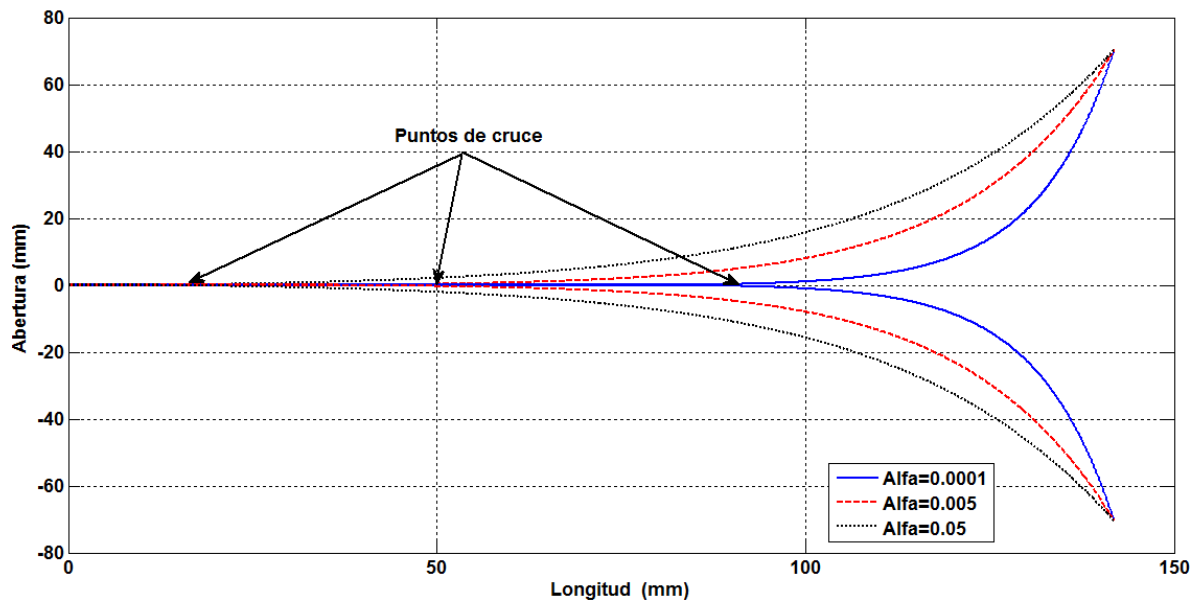


Figura 48. Puntos de cruce de la curvatura A para diferentes valores de α .

3.6.5 Diseño de la antena Vivaldi antipodal

Para diseñar la antena Vivaldi antipodal en tecnología planar, se utiliza la metodología propuesta en la sección 3.6.3. El primer paso en la metodología es seleccionar el sustrato sobre el cual se construirá la antena. De acuerdo a la investigación que se ha realizado en este trabajo, se ha observado que el espesor del sustrato afecta el comportamiento de una antena de este tipo de manera significativa, por lo que se recomienda utilizar sustratos dieléctricos delgados para lograr un buen acoplamiento electromagnético en todo el ancho de banda. Cabe mencionar que esta observación no ha sido reportada en la literatura. Tomando en cuenta lo anterior, se seleccionó un sustrato dieléctrico de FR4 delgado, cuyos parámetros son los siguientes: $\epsilon_r = 4.0871$, $h = 0.269 \text{ mm}$, $t = 0.017 \text{ mm}$ y $\tan\delta = 0.0182$. Los cuales se consideran para el diseño y análisis de la antena. Una vez seleccionado el sustrato, se define el intervalo de frecuencias ($f_{min}=1\text{GHz} - f_{max}=18\text{GHz}$). Cabe mencionar que se tratará de conseguir la mejor ganancia dentro del ancho de banda de interés. Con los datos del sustrato y la frecuencia más baja de operación, se calcula la constante dieléctrica efectiva con la ecuación (16) o (19), el ancho de la línea de alimentación w_{50} con la ecuación (25) y la abertura de la antena W mediante la ecuación (47). En la tabla 6 se muestran los parámetros de diseño de la antena.

Tabla 6. Parámetros de diseño de la antena Vivaldi antipodal.

Parámetros de diseño	
Frecuencia de operación	1-18 GHz
Frecuencia mínima	1 GHz
Constante dieléctrica efectiva (ϵ_{reff})	3.053
Abertura W	8.5153 cm
Ancho de la línea de alimentación w_{50}	0.05 cm

Continuando con el diseño de la antena, se procede a obtener las dimensiones y curvaturas de la antena. De acuerdo a la metodología de diseño enseguida se establecen valores

iniciales de los factores $\alpha = 0.001$, $\beta = 0.001$, $\gamma = 8$ y $\delta = 1$, se obtienen las curvaturas y se efectúa el análisis electromagnético. Es importante mencionar que el comportamiento en baja frecuencia no fue satisfactorio, requiriendo aumentar la abertura W hasta $W=14.1922\text{cm}$ que representa un 66% mayor que el valor calculado. Con el factor $\delta = 1$ y la ecuación (53), la longitud $L_1 = W = 14.1922\text{ cm}$. Enseguida se varían los factores α, β, γ y δ para optimizar el comportamiento de la antena con respecto al S_{11} y a su ganancia. La curvatura A es la principal y es la que tiene mayor influencia en el comportamiento de la antena por lo cual se debe establecer correctamente. Esta curvatura se varía mediante el factor α , y manteniendo fijos los factores $\beta = 0.001$, $\gamma = 8$ y $\delta = 1$. El factor α se varía entre $0.001 \leq \alpha \leq 0.1$ y se determinan diferentes curvaturas tal como se muestra en la figura (49), obtenidas mediante el programa MATLAB en el cual se programaron las ecuaciones (52) a la (58) propuestas en este trabajo. Se puede observar de la figura 49 que la curvatura cambia para cada valor de α (Alfa) y por lo tanto cambiará el comportamiento de la antena. La figura de la curvatura generada en MATLAB se exporta al programa de análisis electromagnético CST MWS[®] para realizar su análisis tal como se muestra en la figura 50. Enseguida se presentan resultados del análisis electromagnético de la antena variando sus curvaturas.

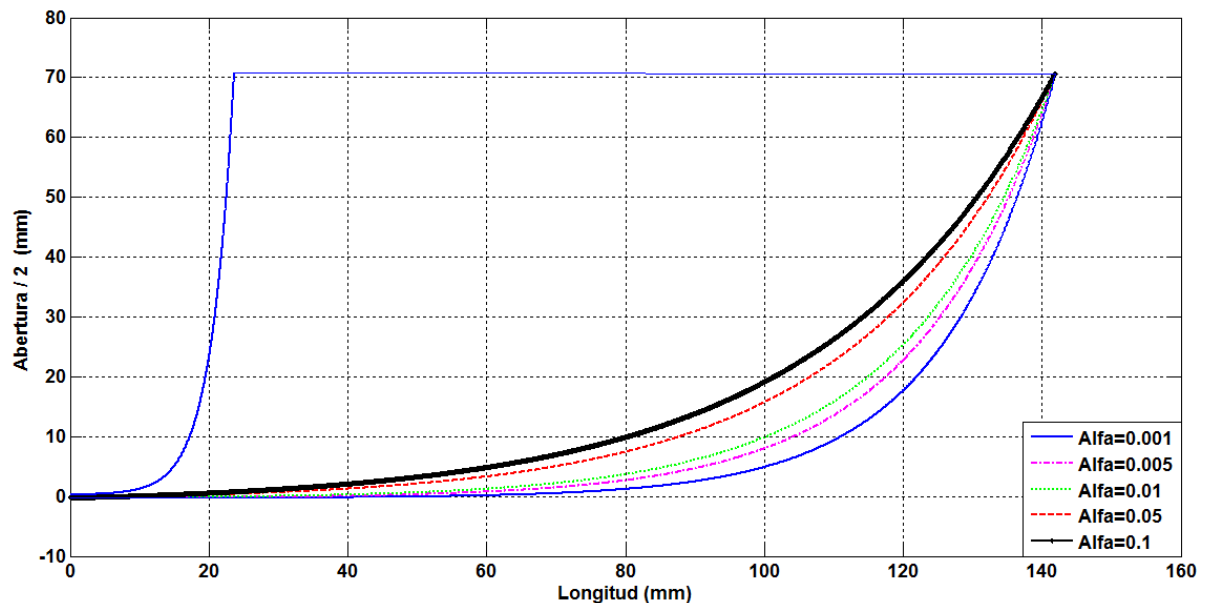


Figura 49. Variación de la curvatura A con diferentes valores α .

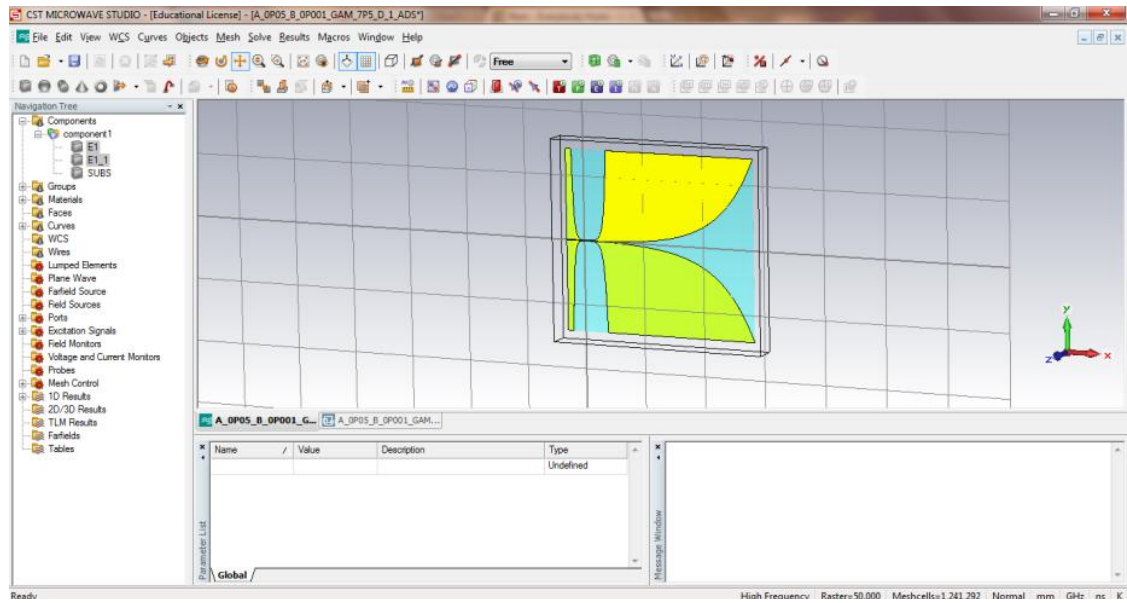


Figura 50. Antena Vivaldi antipodal implementada en CST.

Una vez que se ha dibujado la antena, se efectúa el análisis electromagnético de la misma en el intervalo de frecuencias de 1 a 18 GHz, con $\beta = 0.001$, $\gamma = 8$ y $\delta = 1$ y diferentes valores de α . En la figura 51 se muestran los resultados obtenidos de las pérdidas por regreso en función de α .

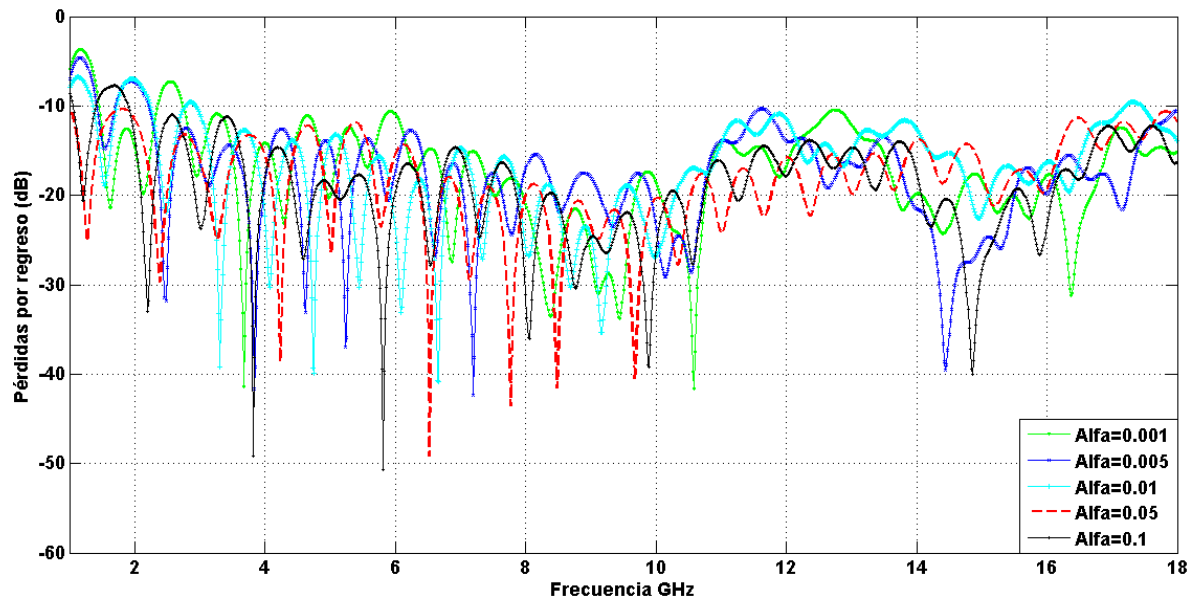


Figura 51. Pérdidas por regreso en función del factor α .

Los resultados de la figura 51 muestran que un valor de $\alpha = 0.001$ mejora el comportamiento a frecuencia altas, mientras que $\alpha = 0.05$ lo hace en las frecuencias bajas. Debido a que se desea encontrar un valor de α adecuado con el cual la antena presente el mejor desempeño en toda la banda de operación, se selecciona el valor $\alpha = 0.05$, el cual se considera para efectuar el siguiente paso del diseño. Enseguida se optimiza la curvatura B ó curvatura interna variando el factor β que es el que ayuda a modificar esta curvatura y que también influye en el comportamiento de la antena. Para ello se mantienen constantes los factores $\alpha = 0.05$, $\gamma = 8$ y $\delta = 1$. En la figura 52 se muestra la variación de la curvatura B con diferentes valores de β .

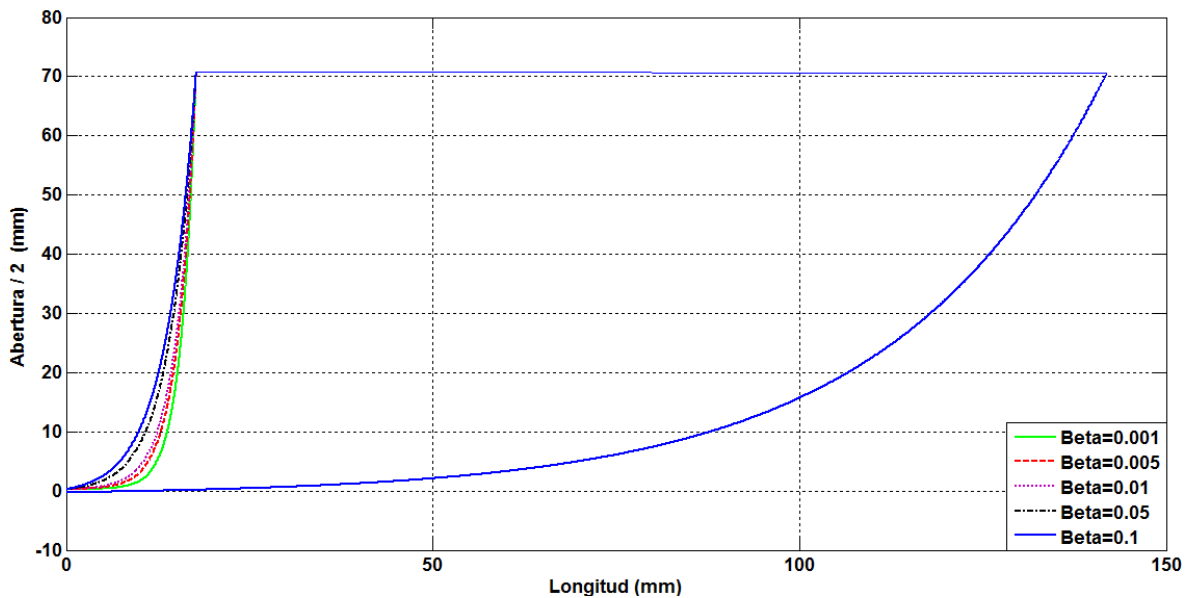


Figura 52. Variación de la curvatura B con diferentes valores de β .

Al variar la curvatura B se puede mejorar o empeorar el desempeño de la antena, para lo cual se varía el valor de β y se realiza el análisis electromagnético de la estructura. En la figura 53 se muestran las pérdidas por regreso de la antena en función de β . Se puede observar de esta figura que el comportamiento se deteriora tanto en las frecuencias bajas como altas cuando el factor β (Beta) se aumenta. Esto se debe a que la transición de la microcinta a la estructura radiante es más ancha y pronunciada como se muestra en la figura 52. De acuerdo a lo anterior, se selecciona el valor de $\beta = 0.001$ que proporciona la mejor respuesta para continuar con el siguiente paso del diseño.

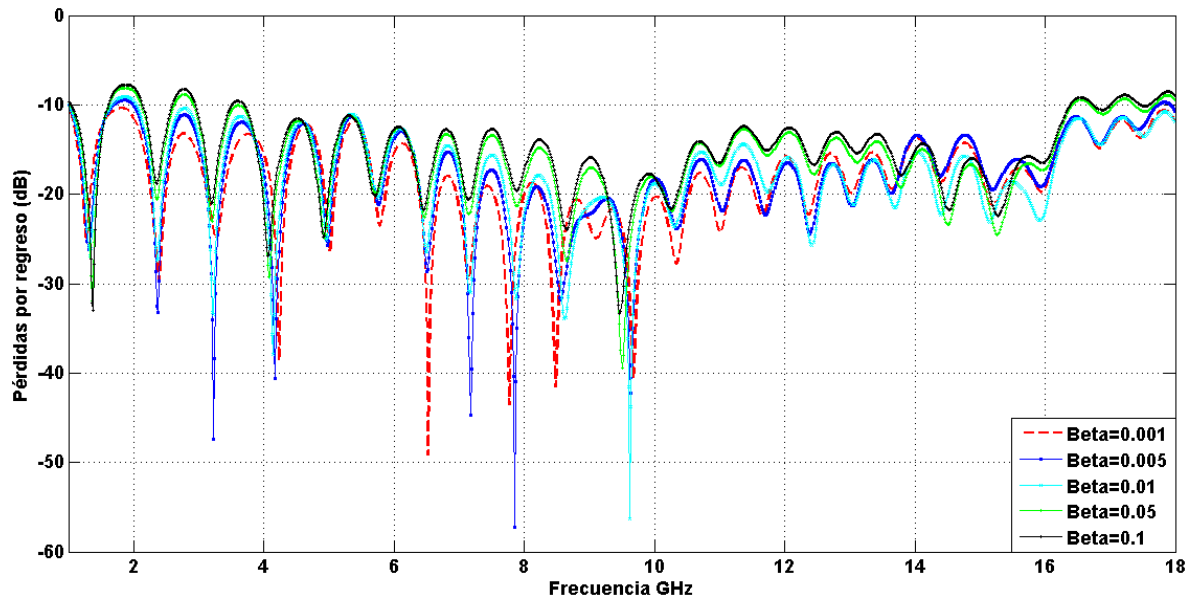


Figura 53. Pérdidas por regreso en función del factor β .

El factor γ (Gama) provoca un cambio en el área de la estructura radiante cambiando la separación entre la curvatura principal A y la interna B. Se recomienda variar γ entre los límites $(2 \leq \gamma \leq 10)$. En la figura 54 se muestra la manera en que cambia la curvatura interna B para diferentes valores de γ , después de haber realizado el análisis para valores pequeños de γ . Se puede observar que la distancia entre ambas curvaturas incrementa al aumentar γ .

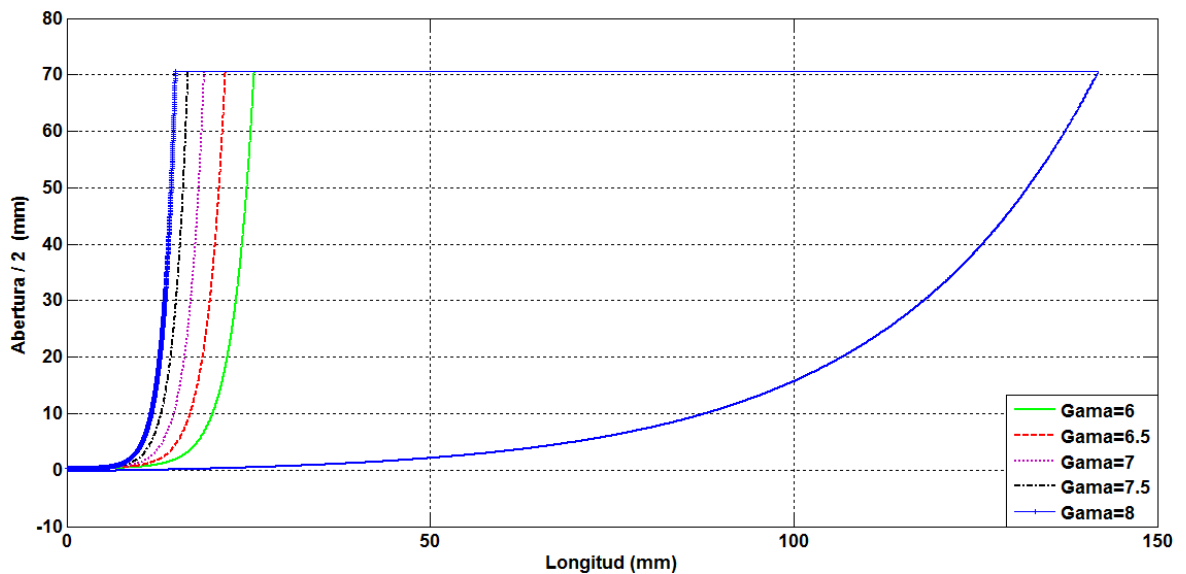


Figura 54. Variación de la curvatura B con diferentes valores de γ .

Los resultados del análisis de la antena en función de γ para ($6 \leq \gamma \leq 8$), se muestra en la figura 55 manteniendo constantes los factores $\alpha = 0.05$, $\beta = 0.001$ y $\delta = 1$. Se puede apreciar que para $\gamma = 6$ se mejora el acoplamiento en las frecuencias altas, pero sufre un deterioro en las frecuencias bajas. De acuerdo con los resultados, se selecciona el valor de $\gamma = 7.5$ que es el que presenta mejor comportamiento en la banda de diseño.

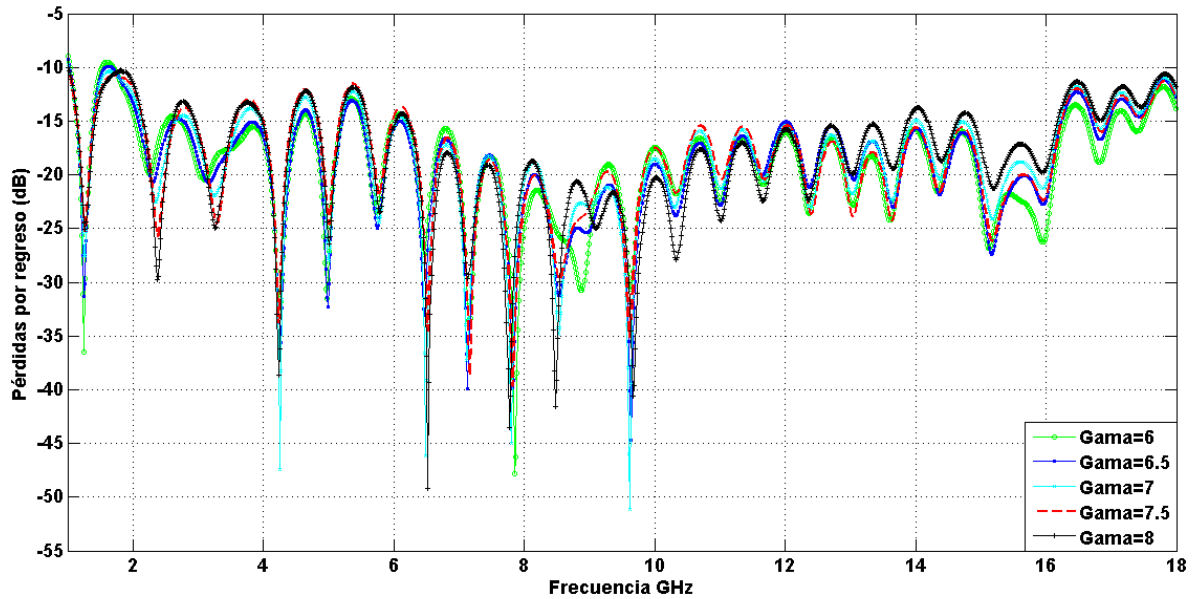


Figura 55. Pérdidas por regreso en función del factor γ .

Para obtener la curvatura del plano de tierra, se utilizaron las ecuaciones (56) a la (58) empleadas para la curvatura B, pero con los siguientes parámetros: $\beta = 0.005$ y $\gamma = 14$ a la cual se le agregó un rectángulo para completar el plano tierra. Con el fin de mejorar el comportamiento de la antena se modificó el plano de tierra, sin embargo, la respuesta se deterioraba con los diferentes cambios, por lo que se decidió mantenerlo sin cambio alguno. En este caso no se pudo mejorar el desempeño de la antena, pero es recomendable hacer este paso, ya que de esta manera se asegurará que la respuesta que se obtuvo es la que muestra mejor comportamiento.

De acuerdo con los resultados obtenidos anteriormente, el diseño final se obtiene con los siguientes factores: $\alpha = 0.05$, $\beta = 0.001$, $\gamma = 7.5$ y $\delta = 1$. En la figura 56 se muestra la

figura de la antena generada en MATLAB y exportada a CST, diseñada con dichos factores e incluyendo el plano de tierra.

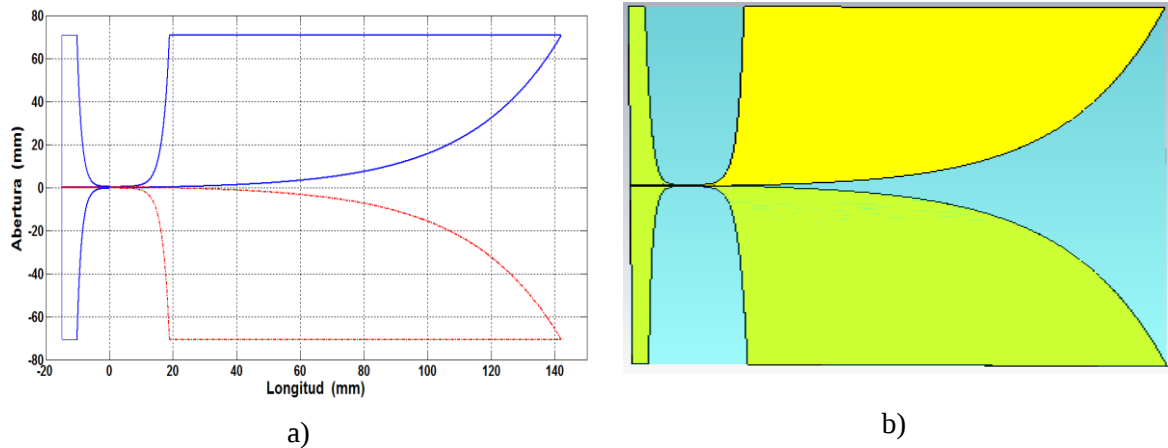


Figura 56. Antena Vivaldi antipodal, a) Diseñada con MATLAB y b) Implementada en CST.

Una vez implementada la antena diseñada y optimizada con el programa de análisis electromagnético CST MWS 2012[®], se realiza el proceso de análisis para obtener el comportamiento de las pérdidas por regreso, ganancia y el patrón de radiación de la antena. En la figura 57 se muestra el comportamiento de las pérdidas por regreso obtenidas con el programa CST en el intervalo de frecuencias de diseño de 1 a 18 GHz. Se puede observar que la antena muestra un buen comportamiento en toda la banda de diseño, el cual se obtuvo siguiendo la metodología de diseño propuesta para los factores: $\alpha = 0.05$, $\beta = 0.001$, $\gamma = 7.5$ y $\delta = 1$ resultantes que definen la estructura con mejor comportamiento. Durante el proceso de optimización se observó que entre mayor metalización tenga la estructura radiante se provoca un aumento en la ganancia de la antena. El factor que tiene mayor efecto con el área es el factor γ y por lo tanto el que puede mejorar la ganancia. En la figura 58 presenta el comportamiento de la ganancia para valores de $\gamma = 2, 4, 6$ y 8 . Se puede apreciar que con valores de γ pequeños la ganancia es baja y que para valores grandes la ganancia aumenta. En la figura 59 se muestra la ganancia para $\gamma = 6, 6.5, 7, 7.5$ y 8 los cuales están cercanos a los datos del diseño final de la antena Vivaldi. Se puede observar de esta figura que en este rango de γ la ganancia tiene muy poca variación.

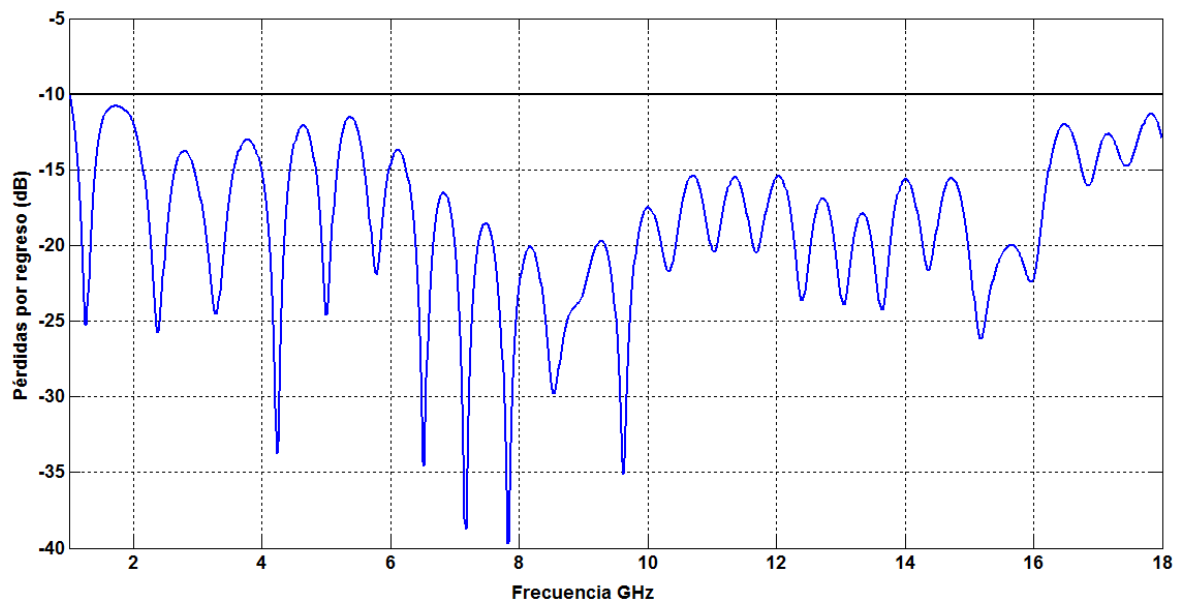


Figura 57. Pérdidas por regreso de la antena Vivaldi antipodal.

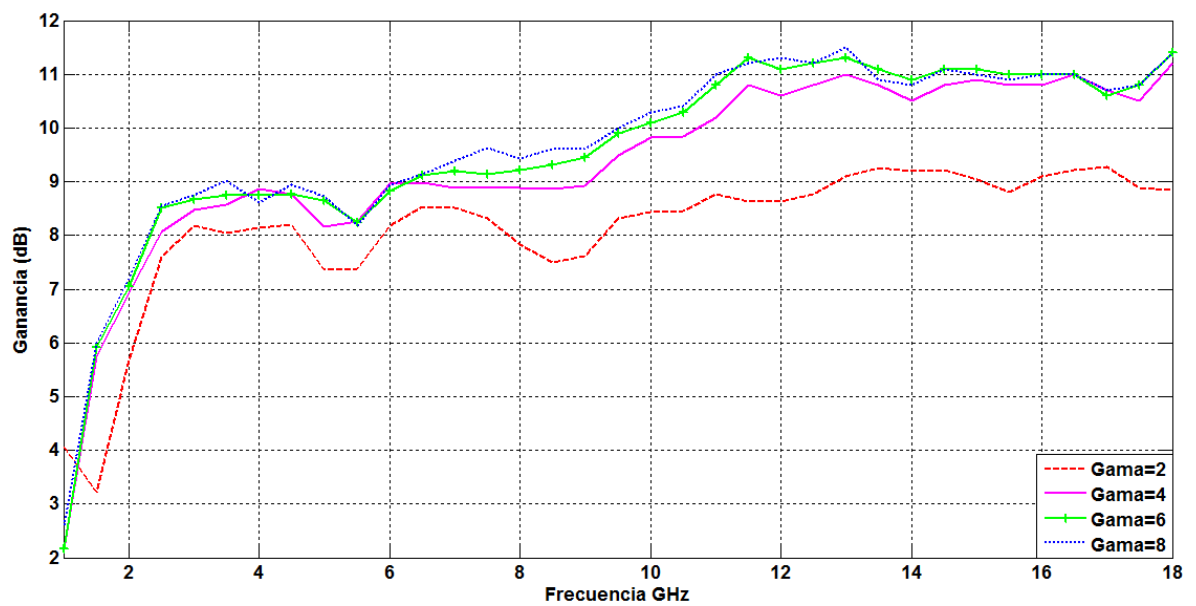


Figura 58. Comportamiento de la ganancia de la antena para $(2 \leq \gamma \leq 8)$.

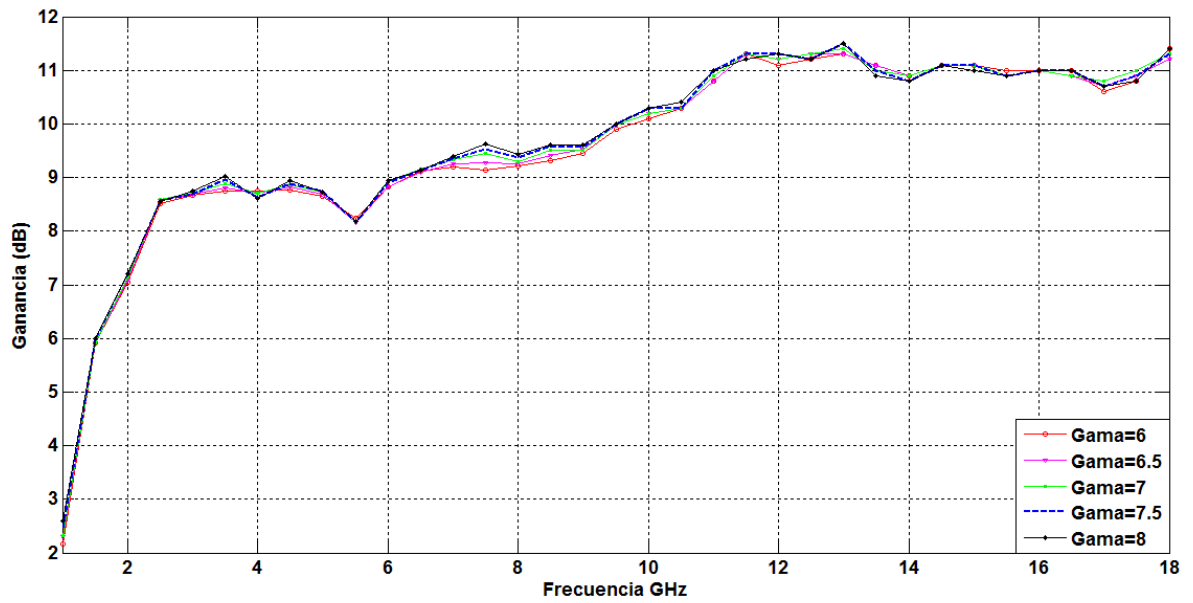


Figura 59. Comportamiento de la ganancia de la antena para $(6 \leq \gamma \leq 8)$.

Es importante mostrar el comportamiento de las pérdidas por regreso y la ganancia de la antena Vivaldi antipodal en una misma gráfica tal como se muestra en la figura 60. Se puede apreciar que tanto la ganancia como las pérdidas por regreso muestran un comportamiento adecuado en toda la banda de diseño.

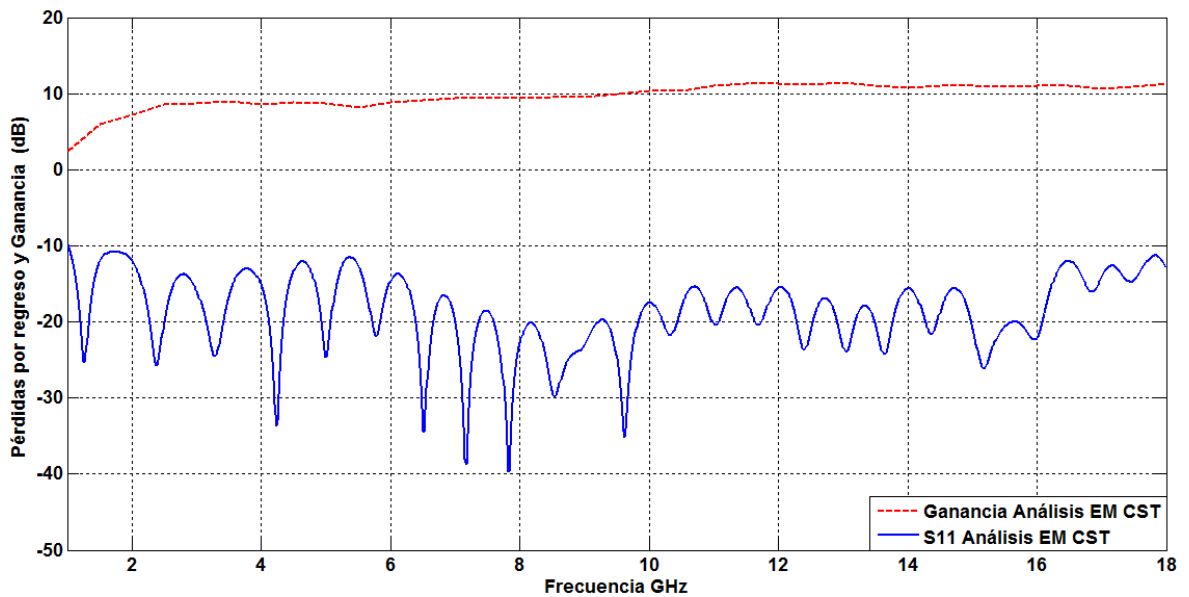


Figura 60. Pérdidas por regreso y ganancia de la antena Vivaldi antipodal.

Mediante el patrón de radiación de la antena se puede observar en qué dirección existe la mayor concentración de energía radiada por la antena. En la figura 61 se muestra el patrón de radiación en 3D, así como en forma polar en diferentes vistas (x,y) y (x,z), a la frecuencia de 18GHz.

Este patrón de radiación corresponde a dos posiciones (Horizontal y Vertical) de la antena. En la figura 62 se ilustra el patrón de radiación de la antena para tres frecuencias diferentes (1, 10 y 18 GHz). Se puede observar como al aumentar la frecuencia la antena se vuelve más directiva, debido a que a más alta frecuencia la ganancia incrementa.

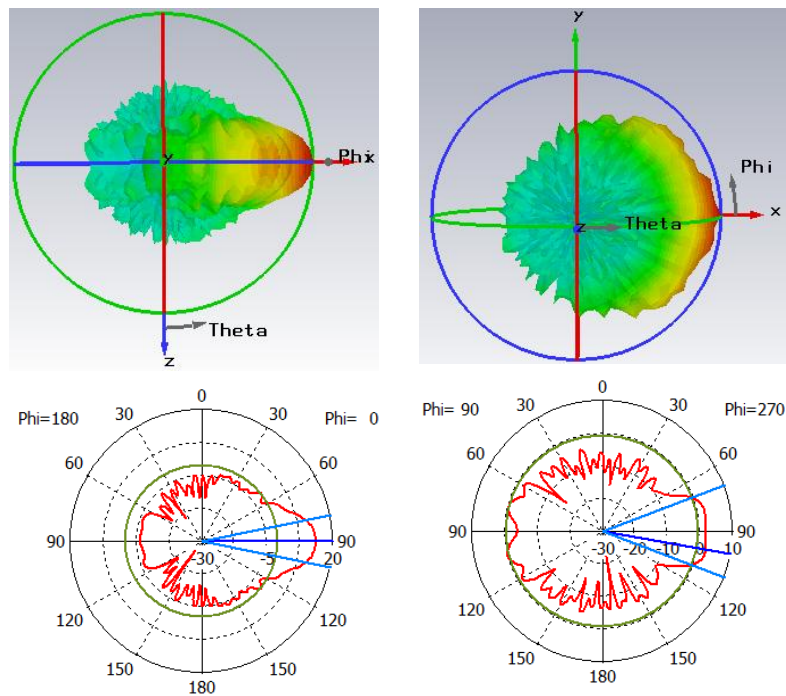


Figura 61. Patrón de radiación de la antena en dos perspectivas a 18 GHz.

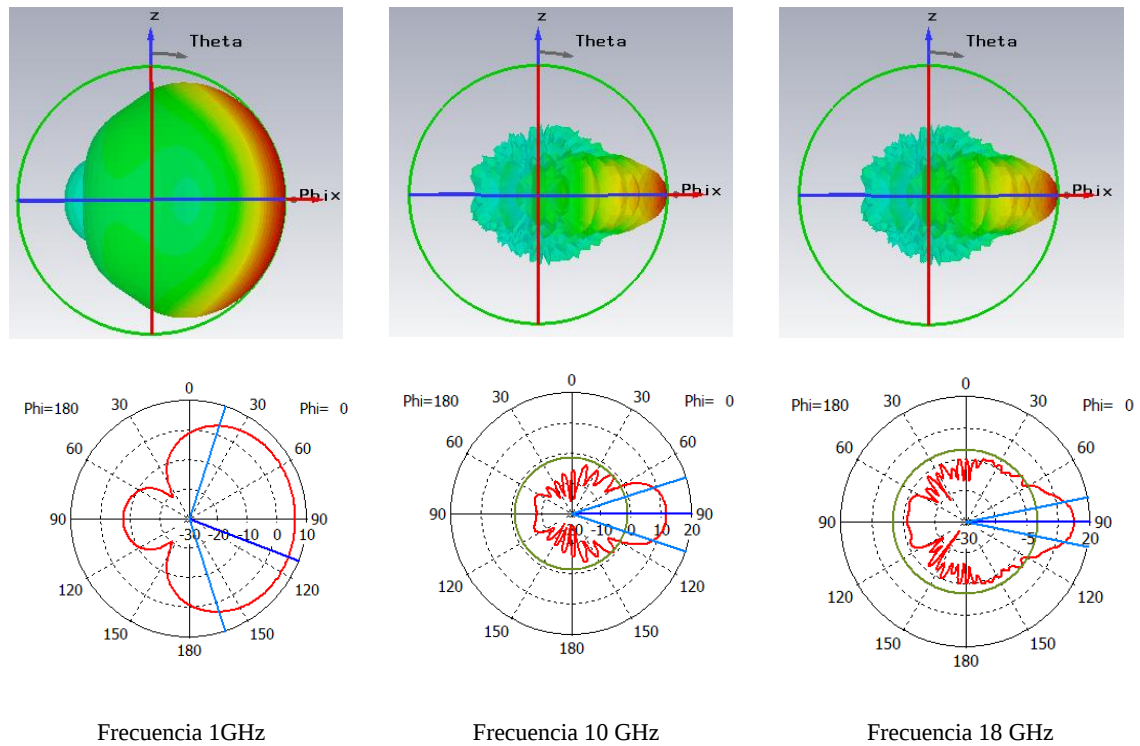


Figura 62. Patrón de radiación en diferentes frecuencias.

Con todo lo anterior, el proceso de diseño y análisis ha sido completado con éxito, por lo que el siguiente paso es realizar la construcción de las antenas, lo cual será descrito en el siguiente capítulo.

Capítulo 4

Construcción y caracterización de las antenas

4.1 Introducción

En este capítulo se presenta el proceso de fabricación y caracterización de las antenas diseñadas en el capítulo 3. Se describe tanto la metodología de construcción utilizada, como los materiales empleados para la fabricación. Para la construcción de las antenas se utilizó la técnica fotolitográfica, debido a que es una técnica de circuito impreso que es capaz de proveer buena precisión. Asimismo se presenta de manera detallada la metodología utilizada para la caracterización de las antenas y a su vez se hace una comparación de los resultados obtenidos del análisis electromagnético con los medidos. Por último se hace una comparación entre las dimensiones obtenidas del diseño y las dimensiones reales de las antenas fabricadas.

4.2 Proceso de construcción

El proceso de construcción a grandes rasgos puede describirse de la siguiente manera: como primer paso se debe obtener la mascarilla, en segundo lugar se hace el grabado del circuito impreso y por último se ensambla la antena.

El proceso de construcción consiste en imprimir el diseño de la antena en una hoja blanca, pero para ello, primero se debe exportar el dibujo de la antena en formato DXF ya sea del programa de análisis electromagnético ADS o CST, con el objetivo de manipular los diseños de las antenas con otros programas y así dar un mejor retoque para obtener una buena impresión. En este caso el software que se empleo fue Corel Draw y se utilizó una impresora láser con el contraste y calidad al máximo. Hecho esto, es necesario verificar las dimensiones, debido a que existen algunas impresoras que no imprimen exactamente en escala 1:1. Para verificar las dimensiones de la antena se puede emplear un microscopio o un vernier mostrados en la figura 63.



a)



b)

Figura 63. Equipo para medir dimensiones: a) Microscopio de medición, b) Vernier.

Una vez que se tiene la certeza de que las dimensiones son correctas, se debe cortar el sustrato dieléctrico de acuerdo al área total de cada una de las antenas. Se adelgaza el espesor del conductor, con el objetivo de que el decapado del circuito impreso sea más rápido y preciso. Enseguida se pulen las capas metalizadas de cobre con un pulidor de metales para dejar perfectamente limpia el área en la cual el circuito será impreso, como se muestra en la figura 64.



Figura 64. Preparación del sustrato, a) Impresión de alta resolución, b) Substrato perfectamente limpio.

En la tabla 7 se describen los materiales y el equipo necesario para la construcción de las antenas.

Tabla 7. Material y equipo para la construcción de las antenas.

Material:	Equipo:
Substrato FR-4	Impresora de alta resolución
Pulidor de materiales Brasso	Microscopio de medición
Alcohol etílico y acetona	Cuarto oscuro con luz roja
Película Fotográfica	Cámara Repromaster
Revelador	Roladora térmica
Fijador	Lámpara de luz ultravioleta
Agua purificada o destilada	
Filmina	
Revelador de filmina (KB1A+KB1B)	
Soldadora y soldadura de Estaño-Plomo	
Conectores SMA de 50Ω	

4.2.1 Obtención de la mascarilla

Para la obtención de la mascarilla se utiliza la cámara Repromaster con la cual se hace el negativo de la antena. Para ello, se coloca la hoja impresa en la parte baja de la cámara, entre dos piezas de vidrio las cuales sirven para fijarla y se hace un vacío entre ellas para asegurar que no se mueva y de esta manera trabajar con seguridad (figura 65a). Es importante verificar que la imagen proyectada de la antena en la cámara tenga las mismas dimensiones del original. Es decir, a una escala de 1:1, ya que de no ser así el

negativo tendrá dimensiones erróneas. Posteriormente se coloca el material fotográfico en la parte superior de la cámara y se toma la fotografía, la cual se introduce en la solución del revelador para obtener la imagen. Se debe tener especial cuidado en el tiempo de revelado ya que de esto dependerá la obtención de un buen contraste en la mascarilla y sin alterar las dimensiones. Después del revelado se introduce en el fijador. Por último se sumerge en agua destilada para quitar los residuos del fijador (figura 65b). Es importante mencionar que todo el proceso de obtención de la mascarilla se hace en un cuarto oscuro con luz roja.



a)



b)

Figura 65. Obtención de la mascarilla de la antena, a) Cámara fotográfica repromaster de AFGA, b) soluciones de revelador y fijador.

4.2.2 Grabado del circuito impreso

Para el grabado del circuito, la capa metálica del sustrato debe estar perfectamente limpia para aplicar el material foto sensible (filmina), que a su vez debe colocarse con cuidado para evitar que queden burbujas de aire entre las dos superficies (metal-filmina). Posteriormente se introduce en una roladora térmica, la cual consta de un rodillo caliente que sirve para adherir completamente la filmina al cobre como se muestra en la figura 66.



Figura 66. Procesos de aplicación de la filmina, a) Filmina puesta con rodillo, b) Adherencia de la filmina en la roladora térmica.

Una vez que el sustrato tiene depositado el material fotosensible, se coloca la mascarilla de la antena en la parte superior del sustrato, para después someterla a una lámpara de alta luminosidad con gran componente ultravioleta. Las partes negras de la mascarilla bloquean totalmente el paso de luz, de tal forma que en esas áreas la filmina no se adhiere. Una vez impresa la antena en el sustrato, el circuito se sumerge en un revelador de filmina y se talla suavemente con la mano utilizando guantes de látex, hasta quitar completamente el material fotosensible. Después se introduce el sustrato en una solución de cloruro férrico para quitar el cobre de las áreas que no fueron protegidas por la filmina como se muestra en la figura 67.

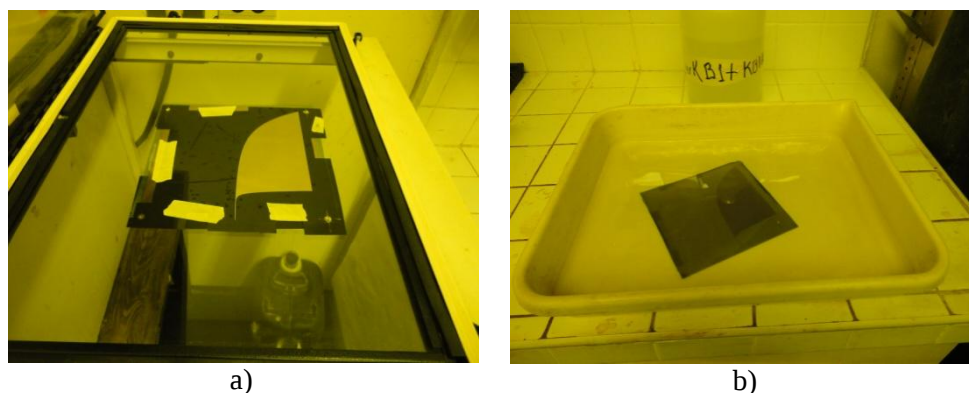


Figura 67. Grabado del circuito en la filmina, a) Material listo para aplicar la componente ultravioleta, b) Obtención del circuito impreso con el revelador de filmina.

En la tabla 8 se muestran de manera resumida las cantidades de los químicos y materiales utilizados en los distintos procesos, incluyendo los tiempos que se requieren para la obtención de la mascarilla y la obtención de la antena final.

Tabla 8. Cantidades y tiempos requeridos para la construcción

Material	Cantidad	Tiempo de utilización
Cámara Repromaster	4 películas	45 segundos
Revelador	1 parte x 9 de agua	2.45 minutos
Fijador	1 parte x 9 de agua	5 minutos
Agua purificada o destilada	Suficiente	1 minuto
Lámpara de luz ultravioleta	1 filmina, 1 substrato y	2 minutos
Colight M-218	4 películas	
Revelador de filmina (KB1A+KB1B)	Suficiente	Hasta eliminar la filmina sobrante, en la cual no se imprimió el circuito
Cloruro Férrico	Suficiente	El menor tiempo que sea posible

Es importante mencionar que el proceso de fabricación es el mismo para las antenas Logarítmica periódica y la Vivaldi antipodal.

4.2.3 Ensamble de las antenas

El ensamble de las antenas consiste principalmente en soldar el conector que se utilizará para poder medir cada una de las antenas construidas. Para la antena logarítmica periódica se utiliza un conector tipo SMA macho, el cual se conecta a la antena por medio de un cable coaxial semi-rígido, mientras que para la antena Vivaldi antipodal se emplea un conector SMA hembra como se muestra en la figura 68.

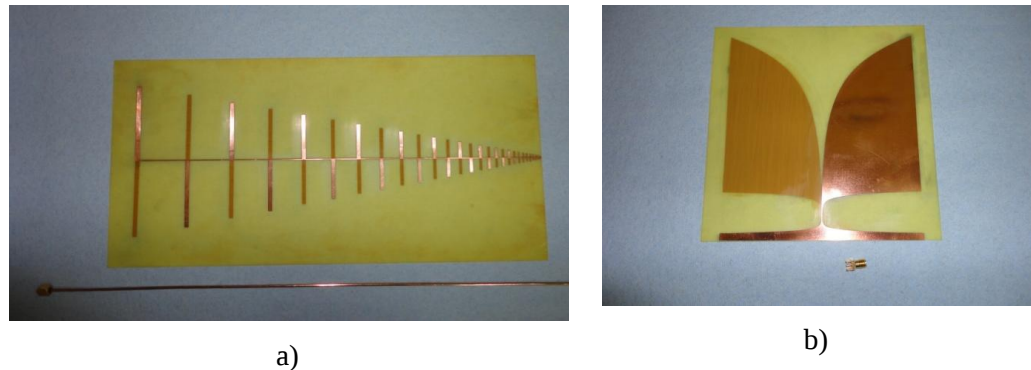


Figura 68. Conectores para las antenas, a) Logarítmica: Cable coaxial rígido y conector SMA macho, b) Vivaldi: SMA hembra.

Para ensamblar el conector a la antena logarítmica periódica, primero se suelda el conector al cable coaxial y posteriormente se adhieren a la estructura de la antena. El cable con el conector se suelda en los elementos definidos como plano de tierra, mientras que el conductor central se suelda en el elemento más corto del lado opuesto. Para ensamblar el conector de la antena Vivaldi antipodal se utilizaron dos placas pequeñas de cobre, con el propósito de hacer contacto entre el plano de tierra de la antena y el conector, debido a que el sustrato es muy delgado y no se ajusta directamente al conector. También fue necesario limar el conductor central (pin) del conector, hasta dejar su diámetro igual al ancho de la línea de alimentación. En la figura 69 se muestran las antenas construidas con sus conectores correspondientes ya ensamblados.

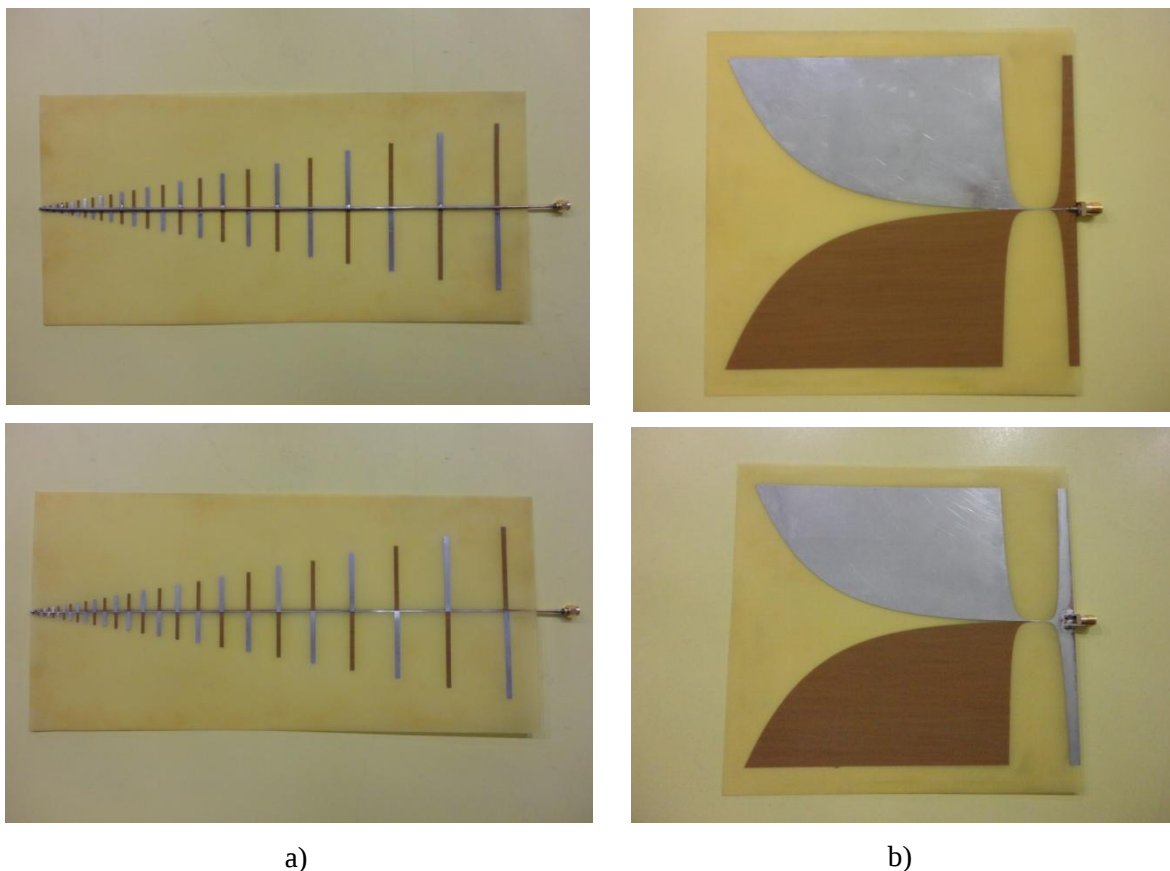


Figura 69. Antenas construidas por ambos lados, a) Logarítmica periódica b) Vivaldi antipodal.

Para terminar con el proceso de construcción las antenas se recubrieron con una capa de níquel líquido para evitar la oxidación del cobre y a su vez dar un mejor acabado.

4.3 Caracterización de las antenas

En esta sección se describen las metodologías empleadas para la medición de las antenas diseñadas y construidas en este trabajo. Se presentan resultados del comportamiento de las antenas Logarítmica periódica y Vivaldi antipodal, con respecto a las pérdidas por regreso, la ganancia y el patrón de radiación en el intervalo de frecuencias de 1 a 18 GHz.

4.3.1 Medición de pérdidas por regreso

Las pérdidas por regreso de las antenas construidas se midieron con un analizador de redes vectorial HP8510C cuya banda de operación va desde 45 MHz hasta 50 GHz. Para medir las pérdidas por regreso se realizó una calibración completa de 2-puertos tipo “full two port”, en el intervalo de 45 MHz – 18 GHz con 401 puntos. La técnica de calibración empleada es la SOLT (Short, Open, Load, Thru) con estándares de 3.5 mm, los cuales pueden operar teóricamente hasta la frecuencia máxima de 26.5 GHz. Es importante mencionar que con la calibración full two port se tiene la ventaja de medir dos antenas de manera simultánea. Con la antena 1 conectada al puerto 1 del analizador se obtiene el S_{11} y con la antena 2 conectada al puerto 2 se mide el S_{22} . En la figura 70 se muestran como están conectadas ambas antenas al analizador de redes con el fin de obtener las pérdidas por regreso de las mismas.



a)



b)

Figura 70. Medición de pérdidas por regreso, a) Logarítmica periódica, b) Vivaldi antipodal.

Con el analizador de redes calibrado y con las antenas conectadas como se muestra en la figura 70, se obtienen las pérdidas por regreso de las antenas en el intervalo de frecuencias de 1 a 18 GHz. En la figura 71 se muestran los resultados obtenidos de las pérdidas por regreso medidas a la antena logarítmica periódica y se comparan con los calculados del análisis electromagnético realizado con los programas ADS y CST MWS. Se puede apreciar que ambas respuestas teóricas difieren de las mediciones, y que la respuesta del análisis electromagnético mediante CST MWS se aproxima más al comportamiento real de la antena que la obtenida mediante ADS. Se puede notar que la respuesta medida de la antena se encuentra por arriba del valor límite de -10dB en la mayoría de las frecuencias, con excepción de algunas bandas de frecuencia en las cuales operaría la antena de manera estricta. Sin embargo la antena puede operar todavía cuando sus pérdidas se ubican en -5 dB, con un factor de desacoplamiento mayor y sin efectuar la máxima transferencia de energía.

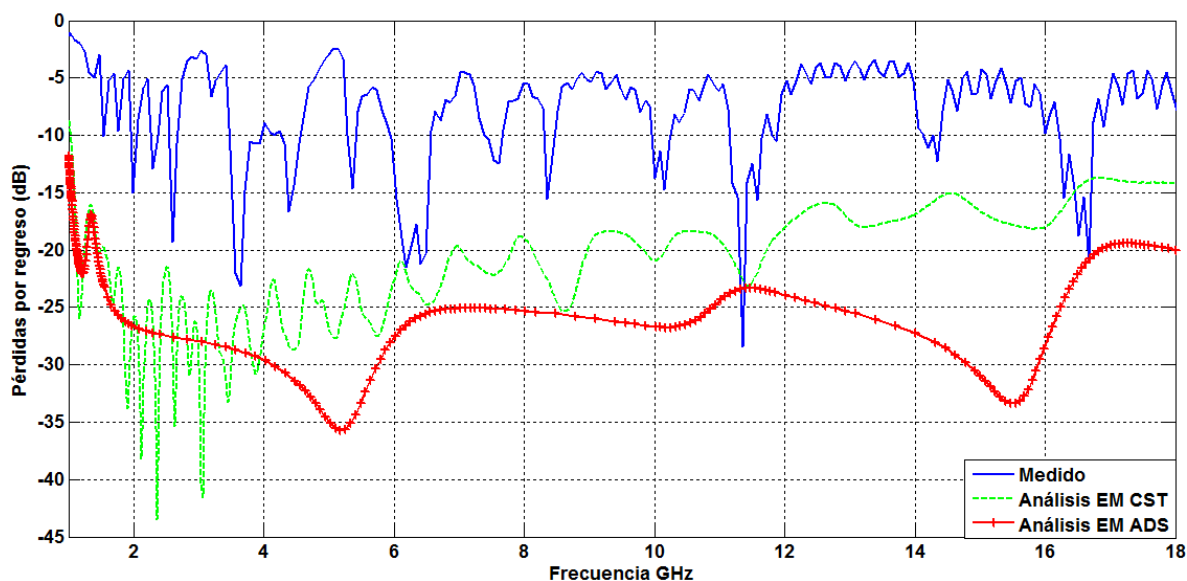


Figura 71. Pérdidas por regreso teóricas y experimentales de la antena logarítmica periódica.

La diferencia de las respuestas obtenidas del análisis electromagnético con la respuesta medida se atribuye al proceso de construcción y a los elementos adicionales que se le integraron, los cuales no se consideraron en el proceso de diseño y análisis, tales como el conector y el cable coaxial que se utilizaron para hacer la conexión de la antena.

En la figura 72 se muestran las pérdidas por regreso medidas de las tres antenas Vivaldi antipodal diseñadas y construidas en este trabajo. Se puede observar que los resultados de las tres antenas difieren y que la mejor antenna fue la número 2, que cubre el intervalo de 1.917 – 8.283 GHz, en la cual las pérdidas por regreso se encuentran alrededor de -10 dB. Sin embargo, funciona hasta 18 GHz con pérdidas menores a -5dB al igual que las otras dos antenas.

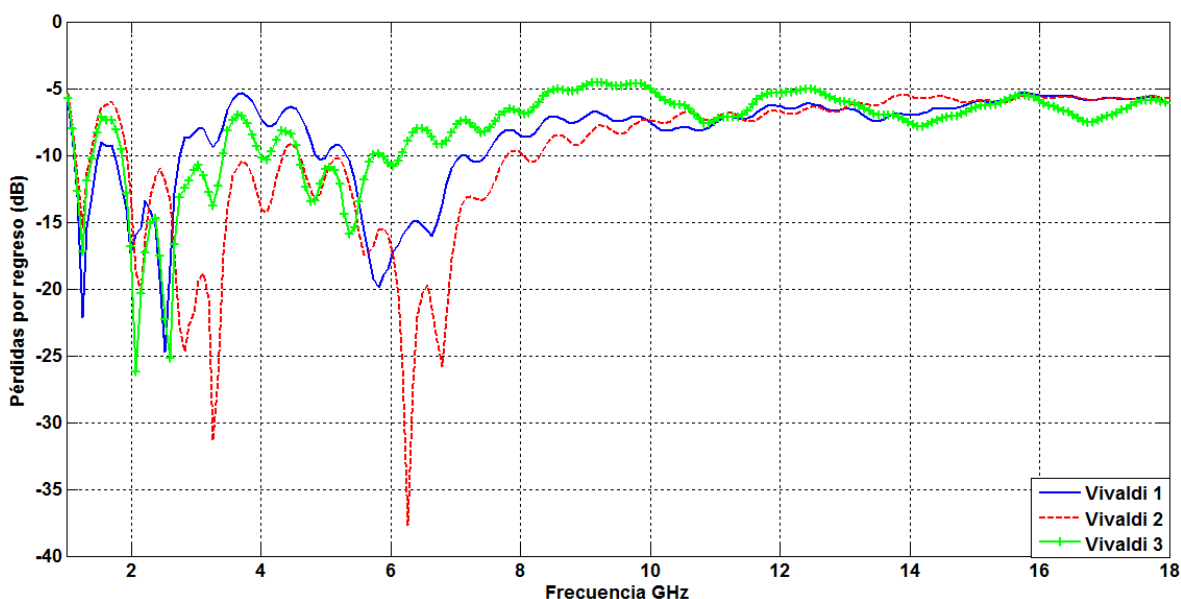


Figura 72. Pérdidas por regreso medidas de las tres antenas Vivaldi antipodal.

La diferencia en las respuestas de las antenas se atribuye a variaciones de las dimensiones físicas obtenidas de la construcción, a un corrimiento de las mascarillas y a la diferencia que existe entre los conectores y soldaduras realizadas a cada una de las antenas.

En la figura 73 se presentan los resultados medidos de las pérdidas por regreso de la antenna Vivaldi 2, que es la que presenta mejor desempeño, y se compara con los resultados obtenidos del análisis electromagnético mediante CST MWS a la estructura ideal diseñada. Como se puede apreciar la respuesta teórica difiere de la medida, debido en gran parte a diferencias en las dimensiones físicas de la antenna, al efecto del conector y la soldadura no considerados en el análisis.

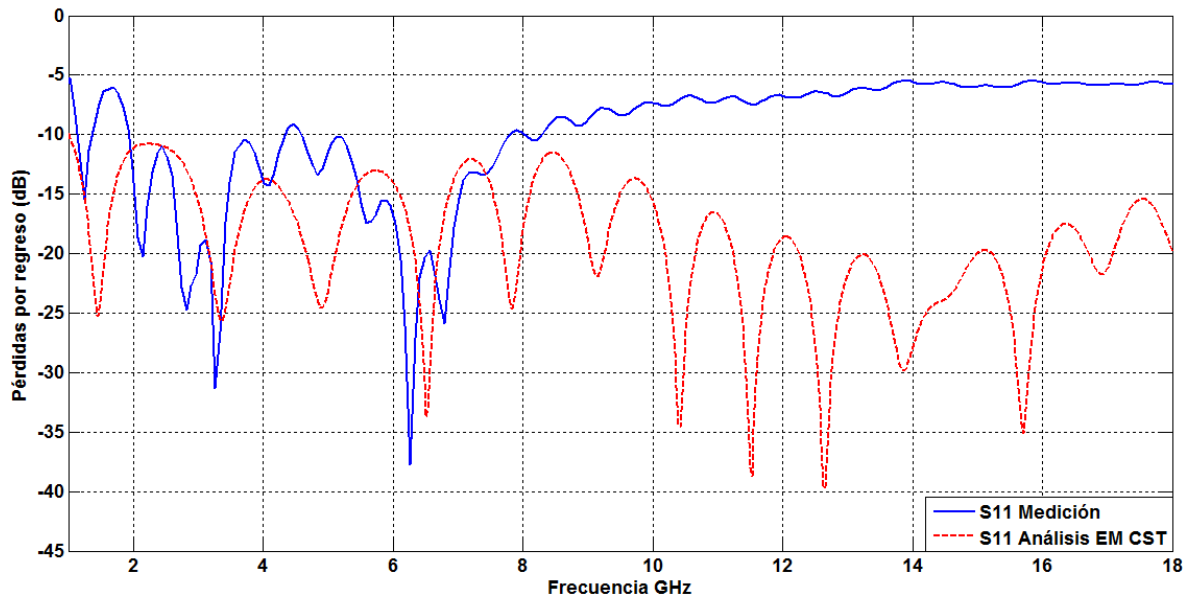


Figura 73. Pérdidas por regreso teóricas y experimentales de la antena Vivaldi.

4.3.2 Medición de la ganancia

Para la medición de la ganancia de las antenas, se emplea el analizador de redes calibrado con la técnica SOLT “Full Two Port” y estándares de 3.5mm en el intervalo de 1 a 18 GHz. Esta calibración fue la misma que la utilizada para obtener los coeficientes de reflexión (S_{11} y S_{22}) o sus pérdidas por regreso. Para obtener la ganancia de las antenas los parámetros de interés son los de transmisión (S_{21} o S_{12}). La ganancia se puede obtener de diferentes maneras: una de ellas emplea una antena patrón conectada al puerto 1 del analizador de redes o a un generador de señales. La antena patrón debe estar perfectamente caracterizada, y se debe conocer su ganancia en todo el ancho de banda. Por otro lado, la antena bajo prueba se conecta al puerto 2 del analizador de redes o a un analizador de espectro. Con las pérdidas por propagación correspondientes a la distancia de medición y la frecuencia, la ganancia de la antena patrón y el valor del S_{21} medido, se calcula la ganancia de la antena bajo prueba. Otra manera es medir dos antenas idénticas, en vez de utilizar la antena patrón, efectuar los cálculos y el valor de ganancia dividirlo entre 2, ya que este método supone que las dos antenas tienen la misma ganancia. Un tercer método que se considera más preciso es el de tres antenas (Medina, José L., 2004). En este método se

plantea un sistema de tres ecuaciones, se realizan tres mediciones del parámetro S_{21} y se efectúa la corrección de las pérdidas por propagación para obtener las tres incógnitas que son las ganancias de cada antena G_1 , G_2 y G_3 . La primera medición se realiza entre la antena 1 y 2 (M_{12}), la segunda medición se hace entre la antena 1 y 3 (M_{13}) y la tercera medición se efectúa entre la antena 2 y 3 (M_{23}). El sistema de ecuaciones a resolver se da en forma de la matriz de 3x3 dada en la ecuación (59).

$$\begin{bmatrix} M_{12} \\ M_{13} \\ M_{23} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} G_1 \\ G_2 \\ G_3 \end{bmatrix} \quad (59)$$

Las pérdidas por propagación P_p , se pueden calcular con la ecuación (60).

$$P_p[dB] = 10 \log \left[\left(\frac{4\pi D}{\lambda} \right)^2 \right] \quad (60)$$

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

Se puede observar que las pérdidas por propagación son una función de la distancia y la longitud de onda o su frecuencia. La medición se realiza a una distancia de 1.5 metros para cumplir los requisitos de campo lejano y se calculan las pérdidas por propagación (P_p) en función de la frecuencia, es decir se tendrá un valor de (P_p) para cada uno de los 401 puntos de frecuencia. Posteriormente se restan dichas pérdidas a los parámetros obtenidos S_{21} en dB de las tres mediciones (M_{12} , M_{13} , M_{23}). Entonces se resuelve la ecuación (59) y se calcula la ganancia de cada una de las tres antenas (G_1 , G_2 y G_3).

Para determinar la ganancia de la antena logarítmica periódica, se utilizaron dos antenas Vivaldi antipodal que funcionan en la misma banda de frecuencias que la logarítmica, ya que el método requiere de tres antenas. En la figura 74 se muestran los resultados de la

ganancia medida y los obtenidos del análisis electromagnético. Se puede observar que en la mayor parte de la banda, la antenna muestra valores positivos y que en algunos puntos la ganancia medida llega a coincidir con la teórica. La respuesta de la ganancia medida muestra muchas variaciones en comparación a la respuesta teórica. Esto se debe a que la antenna no tiene un buen acoplamiento en ciertas bandas que afectan la ganancia. La ganancia máxima medida es de 9.365 dB en la frecuencia de 6.111 GHz y la ganancia máxima teórica se encuentra en 7.24 dB en la frecuencia de 17.5 GHz.

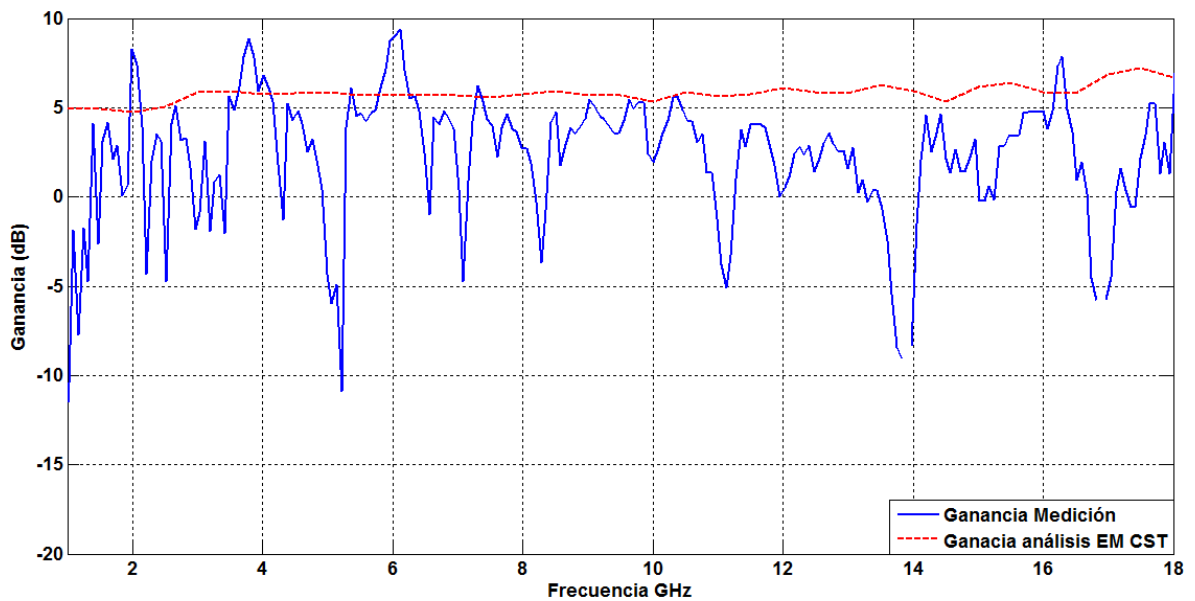


Figura 74. Ganancia teórica y experimental de la antena logarítmica periódica.

En la figura 75 se muestran los resultados teóricos y experimentales de las pérdidas por regreso y la ganancia de la antena logarítmica periódica. Se puede observar que la ganancia teórica no tiene muchas variaciones y esto se debe a que la antena está perfectamente acoplada. La ganancia medida varía mucho y se puede notar que es mayor cuando está mejor acoplada como en las frecuencias de 3.5 y 6 GHz.

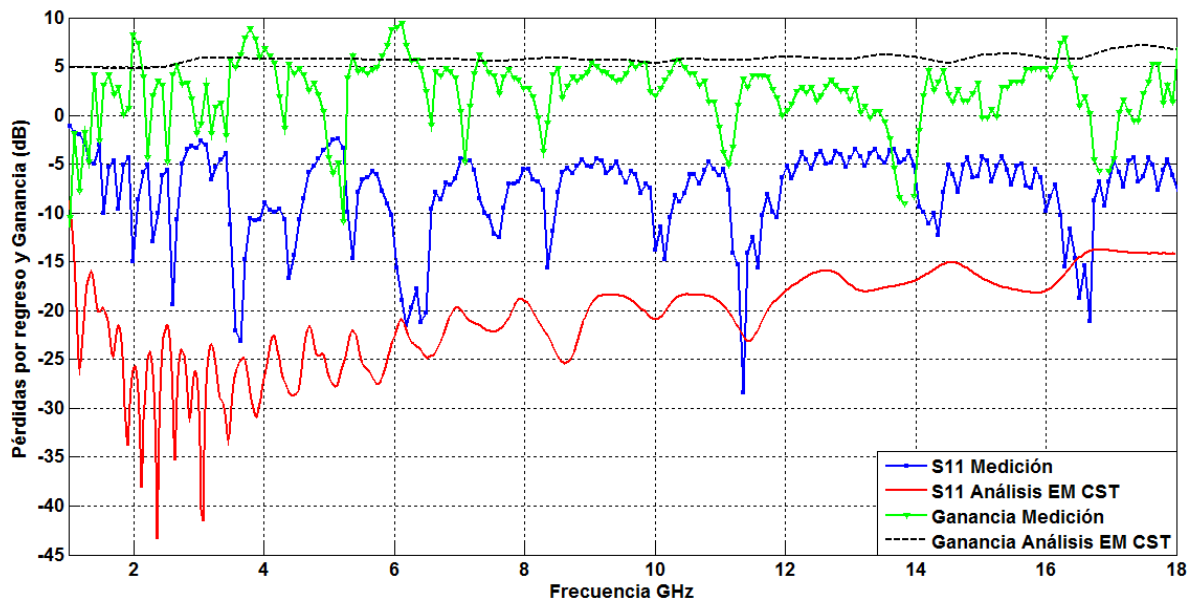


Figura 75. Resultados teóricos y experimentales de las pérdidas por regreso y ganancia de la antena logarítmica periódica.

Para determinar la ganancia de la antena Vivaldi antipodal se utilizó el método de tres antenas, en el cual se emplean tres antenas del mismo tipo. Es decir, se utilizaron las tres antenas Vivaldi antipodal construidas. En la figura 76 se muestra la ganancia obtenida de la medición para cada una de las tres antenas.

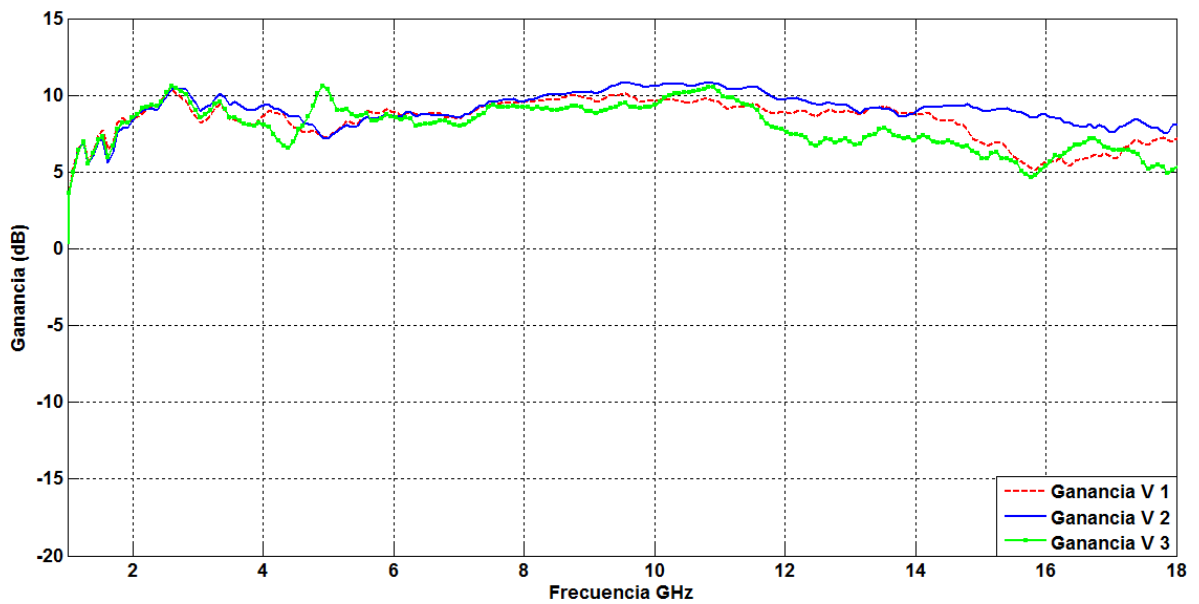


Figura 76. Ganancia de las tres antenas Vivaldi antipodal construidas.

Se puede apreciar de la figura 76 que el comportamiento de ganancia para cada antena es muy similar en toda la banda de operación. La antena Vivaldi 2 tuvo mejor ganancia que las otras dos debido a que tiene un mejor acoplamiento. Se puede notar que para frecuencias mayores a 11GHz la ganancia de las antenas muestra una diferencia mayor, lo cual se atribuye a los conectores y soldadura utilizados que provocan un desacoplamiento. Se puede decir que la ganancia obtenida es adecuada, ya que es mayor a 5 dB en toda la banda de operación.

En la figura 77 se muestra la ganancia de la antena Vivaldi 2, que es la que presenta mejor comportamiento en toda la banda de operación, y se compara con la ganancia teórica obtenida del análisis electromagnético. Se puede apreciar como la ganancia medida se aproxima a la ganancia teórica en casi toda la banda de diseño, y que a frecuencias mayores a 11 GHz se aprecia una diferencia mayor, debido a los conectores SMA y las soldaduras no considerados en el análisis. Sin embargo, muestra un comportamiento de ganancia mayor a 5 dB en toda la banda de diseño y llegando a obtener 11dB como ganancia máxima.

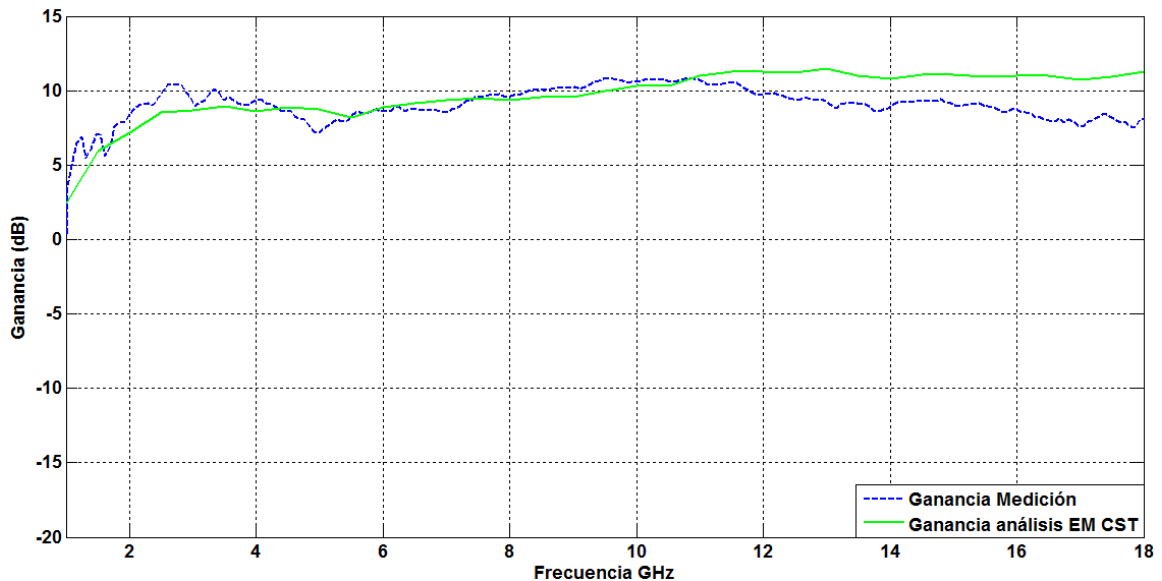


Figura 77. Comparación de la ganancia medida vs ganancia teórica de la antena Vivaldi antipodal.

En la figura 78 se presentan los resultados teóricos y experimentales de las pérdidas por regreso y la ganancia de la antena Vivaldi antipodal. Se puede observar de esta figura que la diferencia entre los resultados teóricos y los experimentales de la ganancia son mínimas, no siendo así para las pérdidas por regreso que muestra mayor diferencia sobre todo a las frecuencias más altas, lo cual se atribuye al conector SMA utilizado.

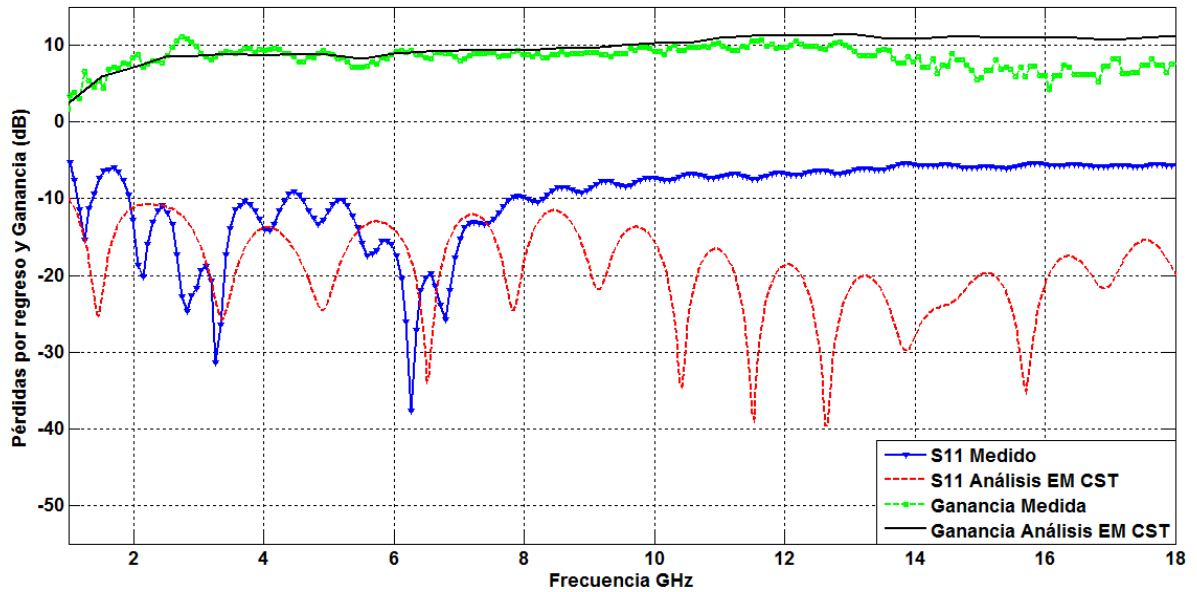


Figura 78. Resultados teóricos y experimentales de las pérdidas por regreso y ganancia de la antena Vivaldi antipodal.

4.3.3 Medición del patrón de radiación

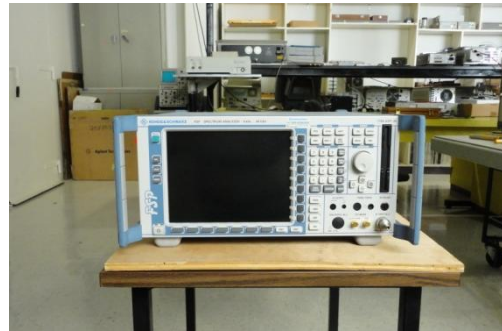
Para la medición del patrón de radiación de las antenas diseñadas y construidas en este trabajo se utilizó un generador de señales (Sintetizador de frecuencias HP83620A) que opera de 10 MHz a 20 GHz, y un analizador de espectros (Rodhe & Schwarz modelo FSP) cuya banda de operación va desde 9 KHz hasta 40 GHz, los cuales se muestran en la figura 79.

Para medir el patrón de radiación se utilizan dos antenas: una antena transmisora y una receptora, las cuales deben estar alejadas a una cierta distancia, que es establecida por la

región de campo lejano dado en la ecuación (9). Para conectar las antenas con los equipos se utilizan cables conformables o flexibles, los cuales tienen pérdidas que deben considerarse en la calibración del equipo.



a)



b)

Figura 79. Equipos de medición, a) Sintetizador de frecuencias HP83620A, b) Analizador de espectros Rodhe & Schwarz.

La antena transmisora se conectó al generador de señales o sintetizador y la antena receptora (bajo prueba) al analizador de espectro como se muestra en la figura 80.



Figura 80. Configuración de los equipos para la medición del patrón de radiación de las antenas.

Para obtener el patrón de radiación de la antena bajo prueba (antena receptora), se debe girar la antena receptora 360^0 , de preferencia en pasos de 1 grado y en cada posición se mide la potencia recibida en el analizador de espectros. Para ello, la antena transmisora tiene que permanecer fija. Dependiendo de la posición de la antena es posible obtener el patrón de radiación para los planos eléctrico (E) y magnético (H). La potencia recibida en el analizador de espectro por la antena receptora se expresa por la siguiente ecuación:

$$P_{RX}[dBm] = P_{TX} + G_1 + G_2 + P_p \quad (61)$$

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

La potencia P_{TX} debe ser lo más grande posible y la distancia debe ser tal que la potencia recibida P_{RX} en el analizador de espectro sea detectada aún cuando ambas antenas no están alineadas. Se seleccionó una potencia de transmisión de +10dBm y el patrón de radiación se midió a una distancia de 4 metros, ya que a esta distancia se cumple con las especificaciones de campo lejano y además los niveles recibidos son adecuados.

En la figura 81 se muestran los patrones de radiación correspondientes a la antena logarítmica periódica obtenidos de la medición y del análisis electromagnético en forma polar para los planos E y H a la frecuencia de 3 GHz. Se puede apreciar que el patrón de radiación en el plano eléctrico tiene la respuesta teórica y experimental muy parecida, mientras que en el plano H difieren en la parte posterior.

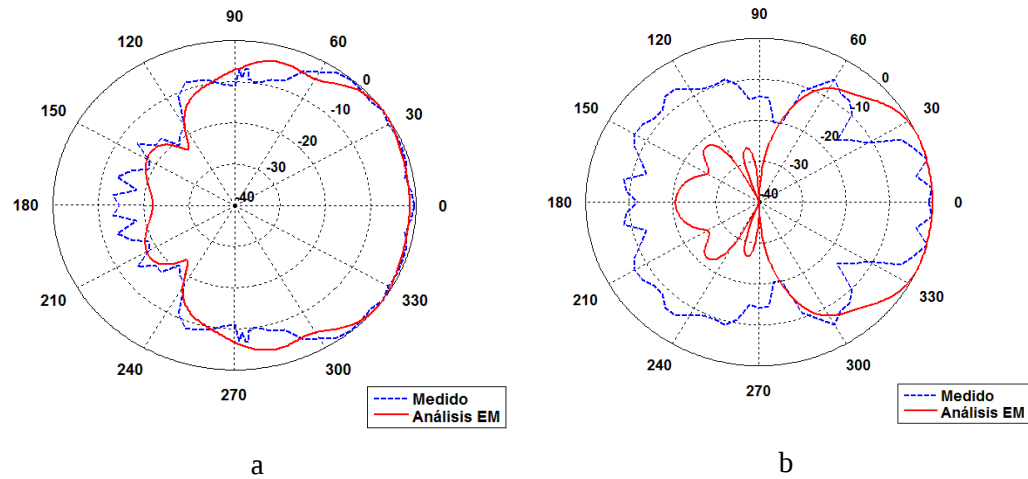


Figura 81. Patrón de radiación teórico vs experimental en forma polar de la antena logarítmica periódica: a) Plano E, b) Plano H.

En las figuras 82 y 83 se representan los patrones de radiación teóricos y experimentales en forma rectangular a la frecuencia de 3GHz. Se puede apreciar de la figura 82 que el comportamiento de ambos resultados en el plano eléctrico es muy similar y que el ancho del haz medido resultó ligeramente más amplio que el calculado. Los resultados de la figura 83 en el plano H muestran mayores diferencias y la respuesta teórica muestra un ancho del haz mayor que la medida.

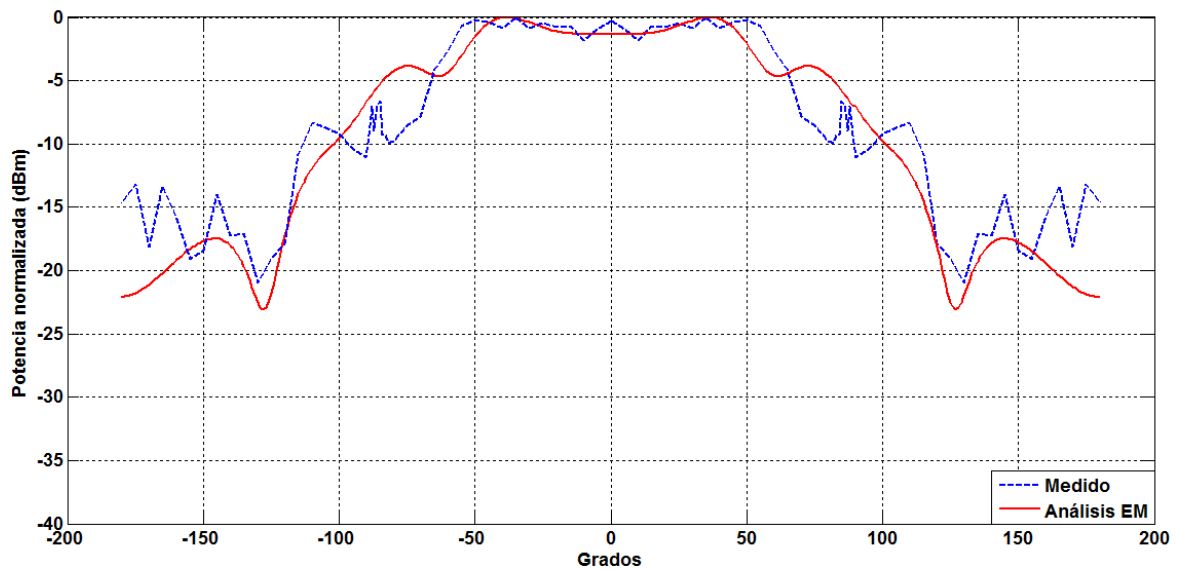


Figura 82. Patrón de radiación de la antena logarítmica periódica teórico vs experimental en el plano E.

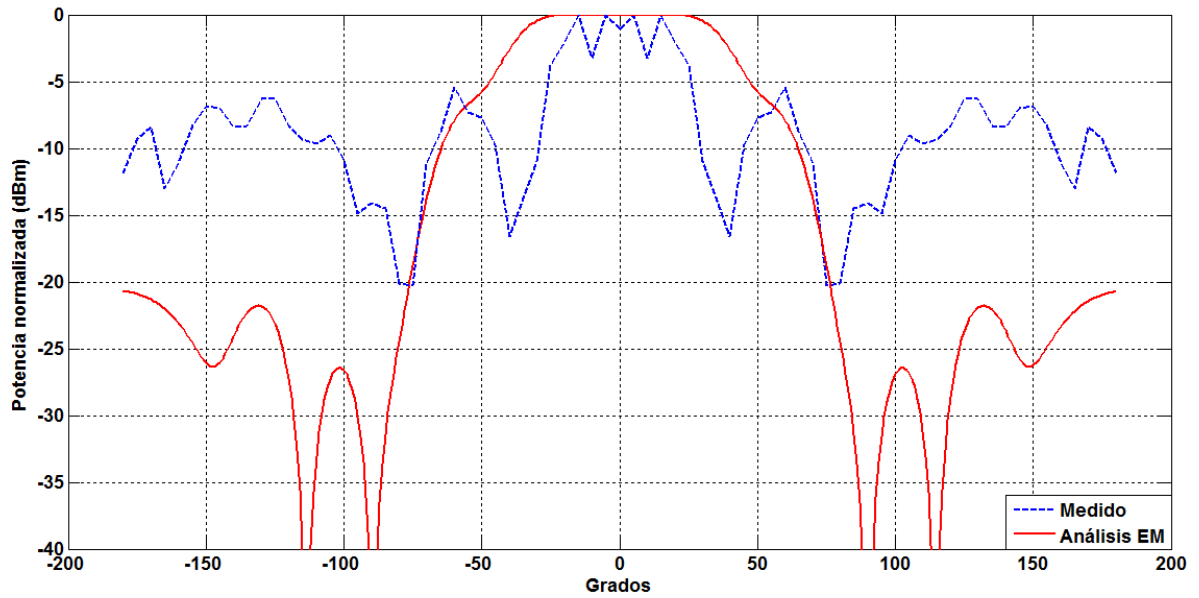


Figura 83. Patrón de radiación de la antena logarítmica periódica teórico vs experimental en el plano H.

En la tabla 9 se resumen las características del patrón de radiación teórico obtenido del análisis electromagnético y el experimental obtenido de las mediciones en los planos E y H correspondientes a la antena logarítmica periódica a la frecuencia de 3 GHz.

Tabla 9. Características del patrón de radiación de la antena logarítmica periódica a 3 GHz.

Parámetro	Análisis EM	Medido
Ancho del haz plano E	108 ⁰	124 ⁰
Ancho del haz plano H	83 ⁰	46 ⁰
Relación frente/espalda	>22.08 dB	>14.64 dB

La relación frente-espalda F/E (Front Back ratio F/B), se expresa usualmente en dB y se busca que sea lo mayor posible. Esta relación se obtiene cuando la antena receptora se encuentra de frente (0⁰ grados) que corresponde a $F[dB]$ y de espalda (girada 180 grados), que corresponde a $E[dB]$ con respecto a la antena transmisora, y el nivel de potencia recibido es mucho menor al que se recibe cuando las antenas están alineadas frente a frente. La relación F/E dada en la ecuación (62), permite conocer que tanto se reduce la interferencia creada por fuentes que se encuentran detrás de la antena:

$$\frac{F}{E} = F[dB] - E[dB] \quad (62)$$

Para medir el patrón de radiación de la antena Vivaldi antipodal, se utilizó otra antena del mismo tipo en la parte de transmisión. La antena bajo prueba o receptora fue la Vivaldi 2, mientras que la transmisora fue la Vivaldi 1, debido a que muestran características similares y tienen el mismo rango de frecuencias de operación. La medición del patrón de radiación de la antena Vivaldi antipodal en el plano eléctrico (E) y magnético (H), se realizó en las frecuencias de 2 y 18 GHz a una distancia 4 metros. Estas frecuencias se eligieron por estar en los límites de la banda de operación y para mostrar la diferencia que existe entre el patrón de radiación en baja y alta frecuencia, ya que este tipo de antenas suelen ser más directivas en alta frecuencia. En la figura 84 se muestran los resultados obtenidos en forma polar a la frecuencia de 2 GHz, correspondientes a la medición y al análisis electromagnético en los planos E y H. De acuerdo con esta figura, se puede apreciar la poca diferencia que existe entre los resultados teóricos y medidos en los planos eléctrico y magnético, y que el patrón de radiación en el plano E es más directivo que en el plano H.

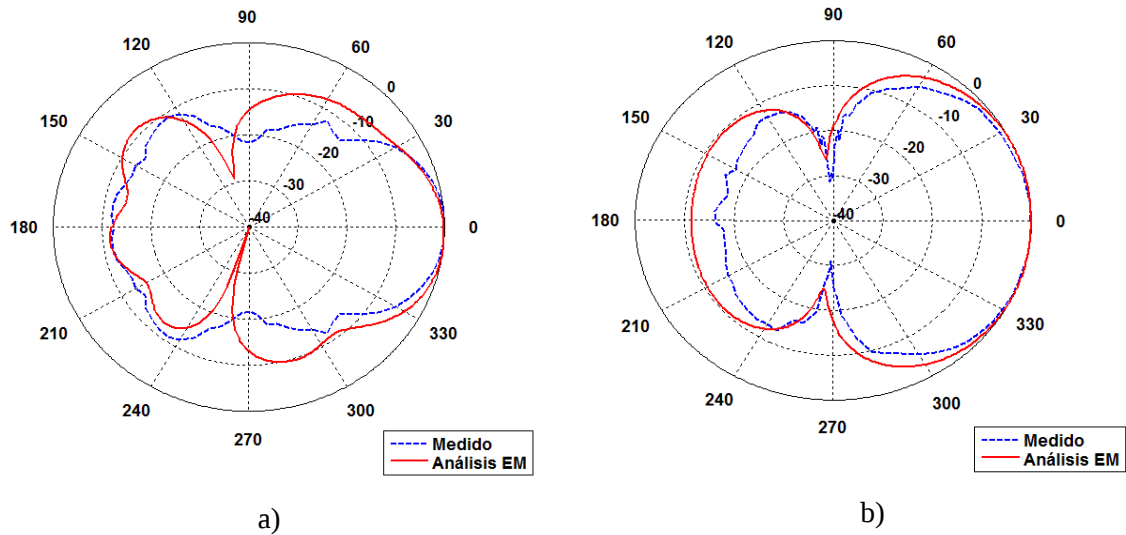


Figura 84. Patrón de radiación teórico vs experimental en forma polar de la antena Vivaldi antipodal para la frecuencia de 2 GHz, a) Plano E, b) Plano H.

En las figuras 85 y 86 se hace una comparación de los patrones de radiación en coordenadas rectangulares, donde se pueden apreciar de una mejor manera las características de radiación de los patrones en los planos E y H y de donde se pueden

obtener los datos de otros parámetros como el ancho del haz, los niveles de los lóbulos laterales y la relación F/E. Se puede observar en la figura 85 que existe una ligera diferencia entre los resultados medidos y los obtenidos del análisis electromagnético, mientras que para el plano magnético ambos resultados muestran un comportamiento más cercano. Asimismo, se puede observar que en ambos planos existe una diferencia en la posición de los núlos.

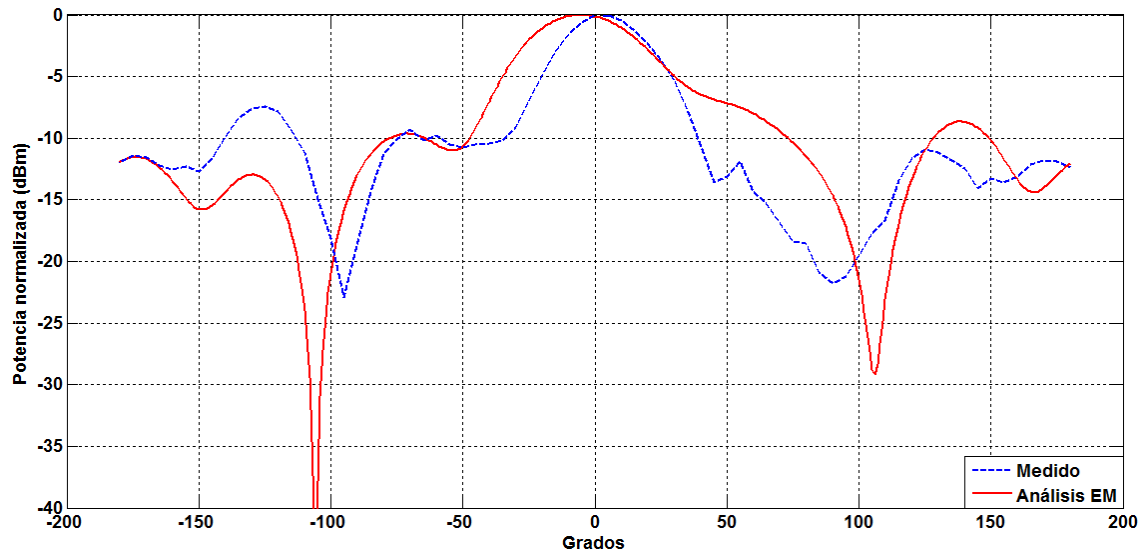


Figura 85. Patrón de radiación teórico vs experimental de la antena Vivaldi antipodal para el plano E en la frecuencia de 2 GHz.

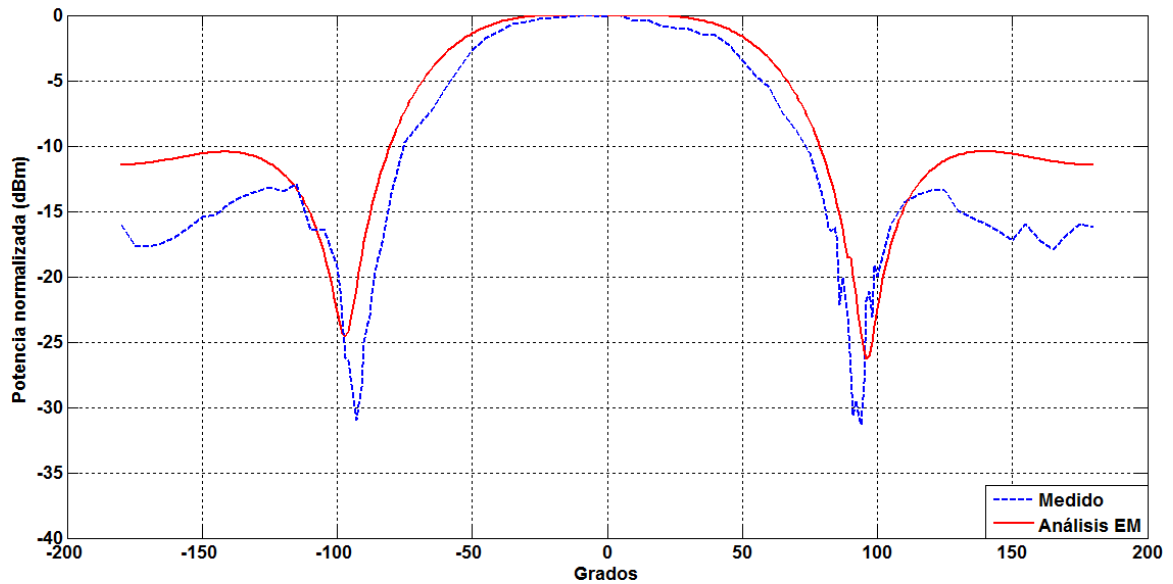


Figura 86. Patrón de radiación teórico vs experimental de la antena Vivaldi antipodal para el plano H en la frecuencia de 2 GHz.

En la figura 87 se ilustran los patrones de radiación en forma polar obtenidos para la antena Vivaldi antipodal en los planos E y H a la frecuencia de 18 GHz. Se puede apreciar que los patrones teóricos calculados y los experimentales tienen un gran parecido, y que además, el patrón de radiación en el plano E es más directivo que el del plano H.

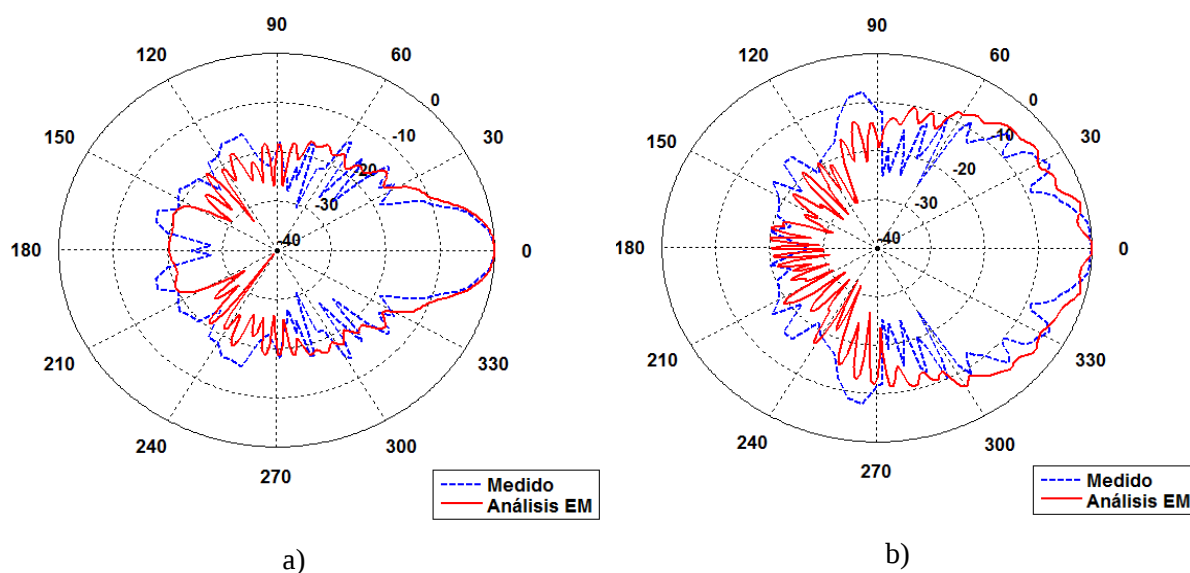


Figura 87. Patrón de radiación teórico vs experimental en forma polar de la antena Vivaldi antipodal para la frecuencia de 18 GHz, a) Plano E, b) Plano H.

El patrón de radiación de la antena Vivaldi antipodal obtenido en forma rectangular a la frecuencia de 18 GHz, se presenta en la figura 88 para el plano E y en la figura 89 para el plano H. Se puede apreciar que en ambos planos el comportamiento teórico coincide en gran medida con las mediciones.

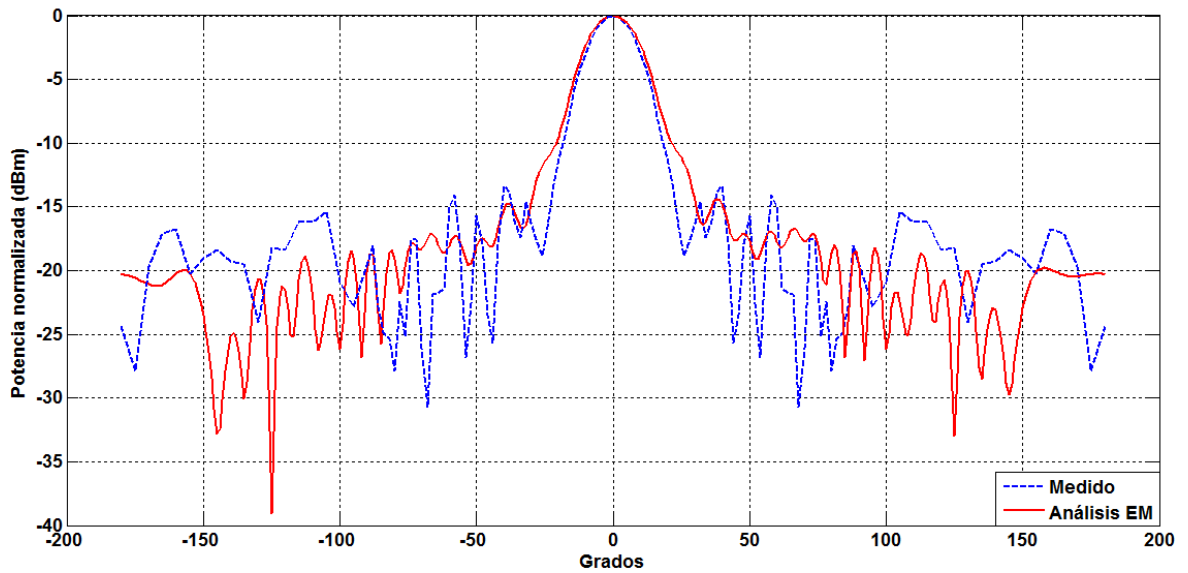


Figura 88. Patrón de radiación teórico vs experimental de la antena Vivaldi antipodal para el plano E en la frecuencia de 18 GHz.

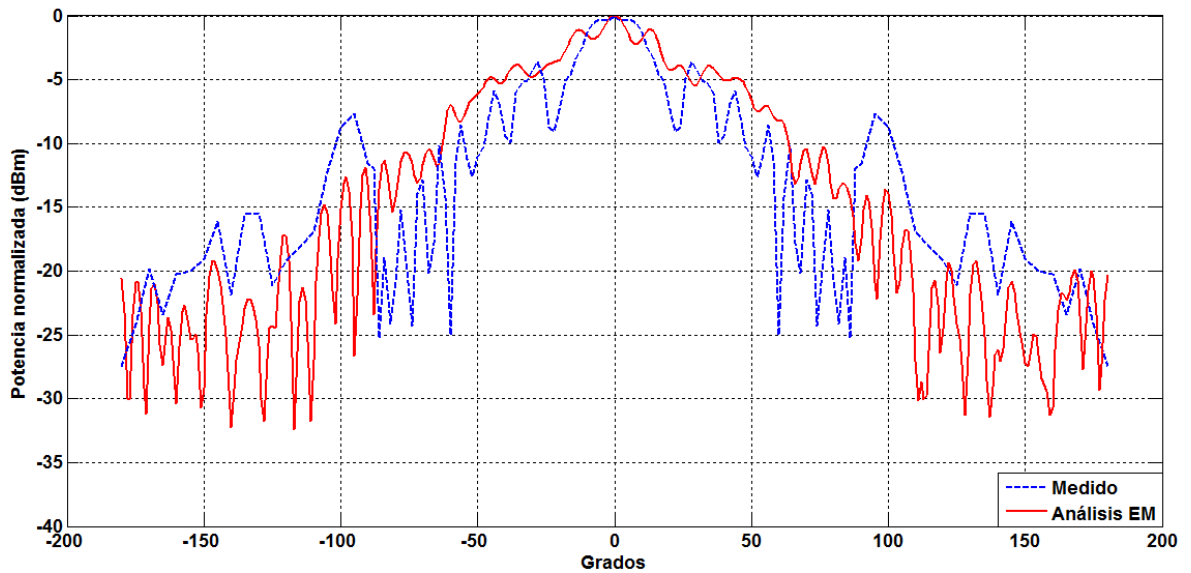


Figura 89. Patrón de radiación teórico vs experimental de la antena Vivaldi antipodal para el plano H en la frecuencia de 18 GHz.

Es conveniente resaltar que la antena presenta un comportamiento más directivo a 18 GHz en comparación con el obtenido a la frecuencia de 2 GHz, con lo cual se comprueba que a mayores frecuencias las antenas suelen ser más directivas. En la tabla 10 se resumen las características de los patrones de radiación medidos y calculados mediante el análisis

electromagnético para las frecuencias de 2 y 18 GHz, donde se pueden observar las diferencias que existen entre los parámetros medidos y calculados.

Tabla 10. Características de los patrones de radiación de la antena Vivaldi antipodal.

Parámetro	Frecuencia de 2 GHz		Frecuencia de 18 GHz	
	Análisis EM	Medido	Análisis EM	Medido
Ancho del haz plano E	61 ⁰	38 ⁰	37 ⁰	24.35 ⁰
Ancho del haz plano H	119.5 ⁰	99 ⁰	31 ⁰	27 ⁰
Relación frente/espalda	>11.46 dB	>16.09 dB	>20.3 dB	>27.46 dB

4.3.4 Comparación de dimensiones

Las dimensiones físicas (medidas) de las antenas construidas deben ser iguales a las ideales (calculadas), ya que de ello depende que el comportamiento obtenido de la medición de las antenas sea muy parecido al obtenido del análisis electromagnético. Para verificar las dimensiones físicas de cada uno de los elementos que componen a las antenas construidas se utiliza un microscopio de precisión.

Enseguida se comparan las dimensiones físicas medidas con las obtenidas del diseño de cada uno de los elementos de la antena logarítmica periódica. En la tabla 11 se compara el ancho medido vs el calculado del diseño para cada uno de los 28 elementos que la conforman. La tabla 12 muestra las longitudes de los 28 elementos y la tabla 13 el espaciamiento entre los elementos. Además, en dichas tablas se incluye el porcentaje de error relativo que se obtuvo en cada uno de los elementos. Se puede apreciar que el mayor porcentaje de error en el ancho fue de 16.36% (16 μm), en la longitud del 30% (72 μm) y en el espaciamiento del 20% (20 μm).

Tabla11. Comparación del ancho de los elementos de la antena logarítmica periódica.

Elemento	Ancho Diseño (cm)	Ancho Medido (cm)	%Error	Elemento	Ancho Diseño (cm)	Ancho Medido (cm)	%Error
1	0.35	0.358	2.285	15	0.21	0.205	2.380
2	0.34	0.354	4.117	16	0.20	0.204	2.000
3	0.33	0.346	4.848	17	0.19	0.197	3.684
4	0.32	0.337	5.312	18	0.18	0.193	7.222
5	0.31	0.326	5.161	19	0.17	0.183	7.647
6	0.30	0.309	3.000	20	0.16	0.167	4.375
7	0.29	0.305	5.172	21	0.15	0.154	2.666
8	0.28	0.298	6.428	22	0.14	0.154	10.00
9	0.27	0.290	7.407	23	0.13	0.141	8.461
10	0.26	0.269	3.461	24	0.12	0.135	12.50
11	0.25	0.263	5.200	25	0.11	0.128	16.36
12	0.24	0.246	2.500	26	0.10	0.116	16.00
13	0.23	0.242	1.200	27	0.09	0.087	3.333
14	0.22	0.218	0.909	28	0.08	0.086	7.500

Tabla12. Comparación del largo de los elementos de la antena logarítmica periódica.

Elemento	Largo Diseño (cm)	Largo Medido (cm)	%Error	Elemento	Largo Diseño (cm)	Largo Medido (cm)	%Error
1	6.02	6.115	1.578	15	0.79	0.972	23.03
2	5.20	5.261	1.173	16	0.68	0.854	25.58
3	4.50	4.620	2.666	17	0.59	0.743	25.93
4	3.89	4.053	4.190	18	0.51	0.651	27.64
5	3.37	3.554	5.459	19	0.44	0.561	27.50
6	2.91	3.145	8.075	20	0.38	0.490	28.94
7	2.52	2.750	9.126	21	0.33	0.424	28.48
8	2.18	2.423	11.14	22	0.28	0.355	26.78
9	1.88	2.134	13.51	23	0.24	0.312	30.00
10	1.63	1.877	15.15	24	0.21	0.253	20.47
11	1.41	1.649	16.95	25	0.18	0.222	23.33
12	1.22	1.454	19.18	26	0.16	0.179	11.875
13	1.05	1.269	20.85	27	0.13	0.147	13.07
14	0.91	1.127	23.84	28	0.12	0.091	24.16

Tabla13. Comparación del espaciamiento de los elementos de la antena logarítmica periódica.

Elemento	Distancia Diseño (cm)	Distancia Medido (cm)	%Error	Elemento	Distancia Diseño (cm)	Distancia Medido (cm)	%Error
1	0	0	0	15	0.49	0.561	14.48
2	3.78	3.712	16.08	16	0.42	0.472	12.38
3	3.27	3.211	1.804	17	0.37	0.408	10.27
4	2.82	2.820	0	18	0.32	0.346	8.125
5	2.44	2.423	0.696	19	0.27	0.314	16.29
6	2.11	2.095	0.710	20	0.24	0.249	3.750
7	1.58	1.821	15.25	21	0.20	0.201	0.500
8	1.37	1.580	15.32	22	0.17	0.190	11.76
9	1.18	1.361	15.33	23	0.15	0.158	5.333
10	1.02	1.150	12.74	24	0.13	0.127	2.307
11	0.88	1.051	3.039	25	0.11	0.120	9.090
12	0.76	0.851	11.97	26	0.10	0.080	20.00
13	0.66	0.750	13.63	27	0.08	0.086	7.500
14	0.57	0.641	12.45	28	0.07	0.060	14.28

Enseguida se comparan las dimensiones de la antena Vivaldi antipodal obtenidas del diseño y se comparan con sus dimensiones físicas medidas para cada una de las tres antenas construidas. Dentro de los elementos que se midieron para la antena Vivaldi antipodal se encuentran: la línea de alimentación, la línea del plano de tierra, el desplazamiento de las líneas paralelas y el punto de cruce. Es importante mencionar que el desplazamiento que muestran las líneas paralelas se debe en gran parte a la falta de precisión en el proceso de construcción, aunado también a que las líneas no tienen las mismas dimensiones.

En la tabla 14 se muestran las dimensiones ideales obtenidas del proceso de diseño y las dimensiones físicas medidas a cada una de las tres antenas construidas. Se puede observar que la antena que tuvo mayor error en el ancho de la línea de alimentación (16% o 88 μm) fue la Vivaldi 1. La que tuvo mayor error en el ancho del plano de tierra fue la Vivaldi 3 y en el punto de cruce la Vivaldi 1. Sin embargo, en la antena Vivaldi 2 el desplazamiento entre las dos líneas fue cero, tuvo menor error en el punto de cruce y fue la que tuvo mejor

comportamiento en todo el ancho de banda. Los errores en las dimensiones se deben al proceso de fabricación no uniforme, particularmente a los tiempos de decapado.

Tabla14. Comparación de los parámetros físicos de las antenas Vivaldi.

Parámetros	Vivaldi Diseño	Vivaldi 1	Vivaldi 2	Vivaldi 3
Ancho línea de alimentación (mm)	0.547	0.594	0.635	0.495
Error%		8.59%	16%	9.5%
Error μm		47 μm	88 μm	52 μm
Ancho línea plano de tierra (mm)	0.547	0.477	0.622	0.736
Error%		12.79%	13.71%	34.55%
Error μm		70 μm	75 μm	189 μm
Desplazamiento (mm)	0	0.375	0	0.238
Punto de cruce (mm)	27.35	30.6	26.8	28.3
Error%		11.88%	2.01%	3.47%
Error mm		3.25	0.55	0.95

En el capítulo siguiente se presenta un análisis de los resultados teóricos calculados mediante el análisis electromagnético de las antenas, y su comparación con los resultados experimentales obtenidos de la medición de todas las antenas construidas.

Capítulo 5

Análisis de resultados

5.1 Introducción

En este capítulo se hace un análisis de los resultados teóricos mostrados en el capítulo 3 y de los resultados experimentales dados en el capítulo 4, obtenidos para la antena logarítmica periódica y la Vivaldi antipodal. Los resultados se analizan con la finalidad de dar una explicación de las diferencias existentes entre los resultados teóricos y experimentales.

5.2 Análisis de la antena logarítmica periódica

En esta sección se hace un análisis general de los resultados teóricos y experimentales obtenidos para la antena logarítmica periódica. En primer lugar, tomando como referencia la figura 71 presentada en el capítulo 4, se analiza la diferencia entre las pérdidas por regreso obtenidas del análisis electromagnético empleando el software ADS y CST, con las obtenidas de la medición experimental en el laboratorio. Se puede apreciar de la figura 71 que ambas respuestas teóricas difieren de las mediciones, y que la respuesta del análisis electromagnético mediante CST MWS se aproxima más al comportamiento real de la antena que la obtenida mediante ADS. La diferencia entre los resultados medidos con los obtenidos del análisis electromagnético de ambos programas de análisis se atribuye a que las dimensiones físicas de la antena no concuerdan con las de diseño como se muestra en las tablas 11,12 y 13 del capítulo 4. Adicionalmente, se atribuye también a que durante el

proceso de análisis no se consideraron ni el cable coaxial ni el conector que se utilizaron para conectar la antena. En la figura 90 se muestra la comparación entre los resultados medidos y los obtenidos del análisis electromagnético mediante CST. Para el análisis electromagnético se consideraron las dimensiones físicas reales medidas de la antena y se obtuvo el comportamiento de las pérdidas por regreso que se muestra en la figura. Dada la diferencia significativa que se obtiene, se decidió incluir en el análisis el cable coaxial y el conector empleados para conectar la antena. Estos resultados se incluyen en la figura 90 donde se puede apreciar que el cable coaxial y el conector modifican la respuesta aproximándose más al comportamiento real de la antena.

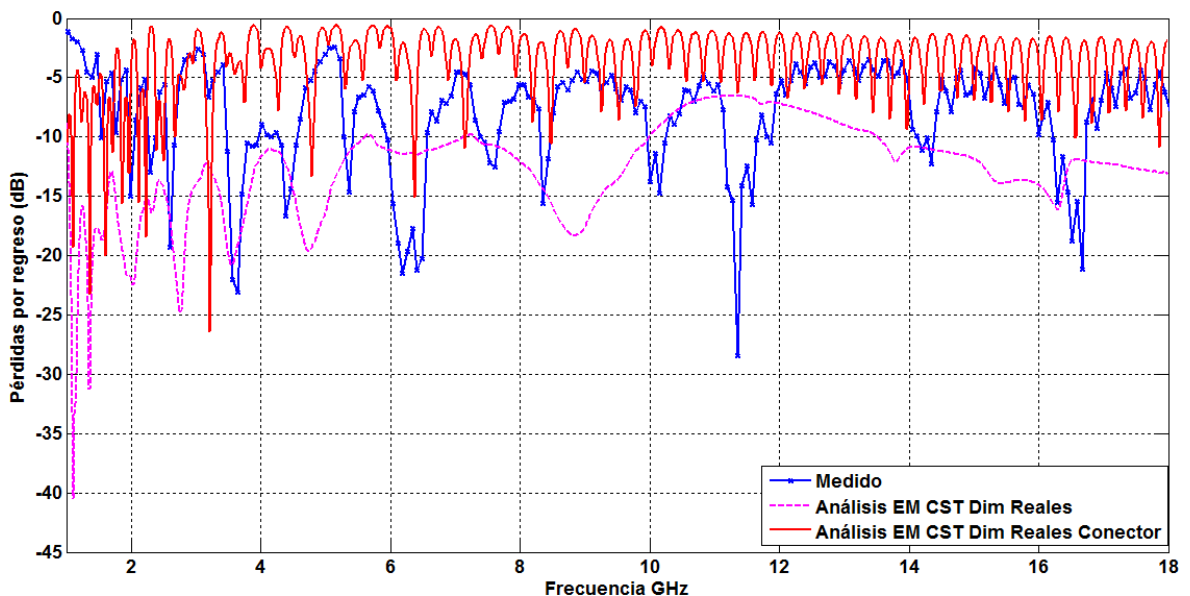


Figura 90. Análisis de las pérdidas por regreso de la antena logarítmica periódica con dimensiones reales e incluyendo cable y conector.

Considerando la respuesta medida de la antena logarítmica periódica, en la tabla 15 se presentan las bandas de frecuencia en las cuales presenta un comportamiento aceptable, tomando en cuenta que las pérdidas por regreso son menores e iguales a -10 dB. En algunas bandas de operación, la antena tiene un ancho de banda de 500 MHz y en otras de 300 MHz, dentro del rango de 1 a 18 GHz, lo cual es adecuado, ya que en algunas antenas de banda angosta se tienen estos anchos de banda y esta antena podría substituir 13 antenas de

banda angosta. El ancho de banda total donde esta antena opera considerando las 13 bandas es de 3749 MHz.

Tabla 15. Bandas de operación de la antena logarítmica periódica construida.

Banda de operación	Rango de Frecuencias (GHz)	Ancho de banda (MHz)	Banda de operación	Rango de Frecuencias (GHz)	Ancho de banda (MHz)
1	1.96 – 2.01	50	8	7.384 – 7.684	300
2	2.267 – 2.37	103	9	8.30 – 8.460	160
3	2.568 – 2.676	108	10	9.97 – 10.24	270
4	3.43 – 3.989	559	11	11.137 – 11.65	513
5	4.241 – 4.550	309	12	14.12 – 14.32	200
6	5.290 – 5.398	108	13	16.22 – 16.70	480
7	5.961 – 6.55	589			

El comportamiento de la ganancia se analiza considerando los resultados medidos y los teóricos del análisis electromagnético. En la figura 91 se muestra el comportamiento de la ganancia de la antena logarítmica periódica obtenido de la medición experimental y los del análisis electromagnético obtenido con las dimensiones ideales y las reales que incluyen el efecto del cable coaxial y el conector.

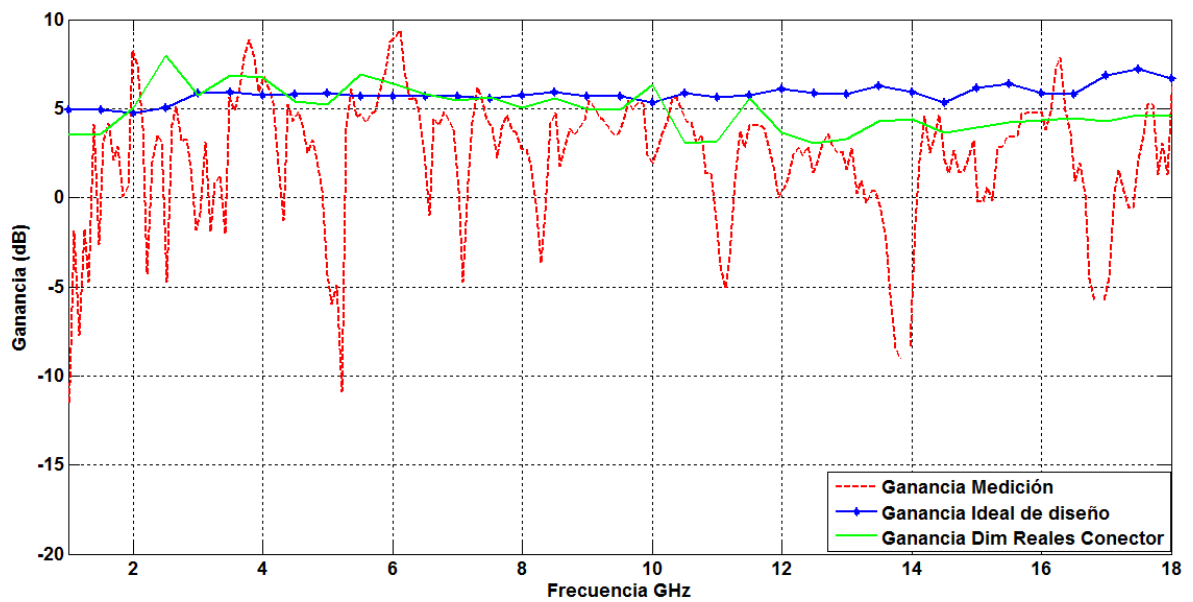


Figura 91. Análisis de la ganancia de la antena logarítmica periódica.

De acuerdo a los resultados obtenidos, se puede observar la diferencia que existe entre la ganancia ideal y la ganancia que se obtiene cuando se consideran las características físicas de la antenna. Sin embargo, lo más adecuado es realizar una comparación entre la ganancia medida y la que se obtuvo del análisis electromagnético, pero con las dimensiones físicas reales de la antenna. Tomando en cuenta lo anterior, en la figura 91 se puede apreciar como en algunas frecuencias la ganancia medida es mayor a la teórica, debido a que existe un mejor acoplamiento en esas frecuencias y por lo tanto la mayor parte de la potencia es radiada.

Es conveniente analizar el comportamiento de las pérdidas por regreso (S_{11} dB) y de la ganancia de la antenna logarítmica periódica como se muestra en la figura 92. En esta figura se hace una comparación de los resultados medidos con los obtenidos del análisis electromagnético, considerando las dimensiones físicas reales de la antenna e incluyendo el cable coaxial y el conector SMA. Como se puede apreciar, las diferencias entre los resultados de las pérdidas por regreso y de la ganancia se reducen al considerar las dimensiones físicas reales y los efectos provocados por el cable y conector SMA.

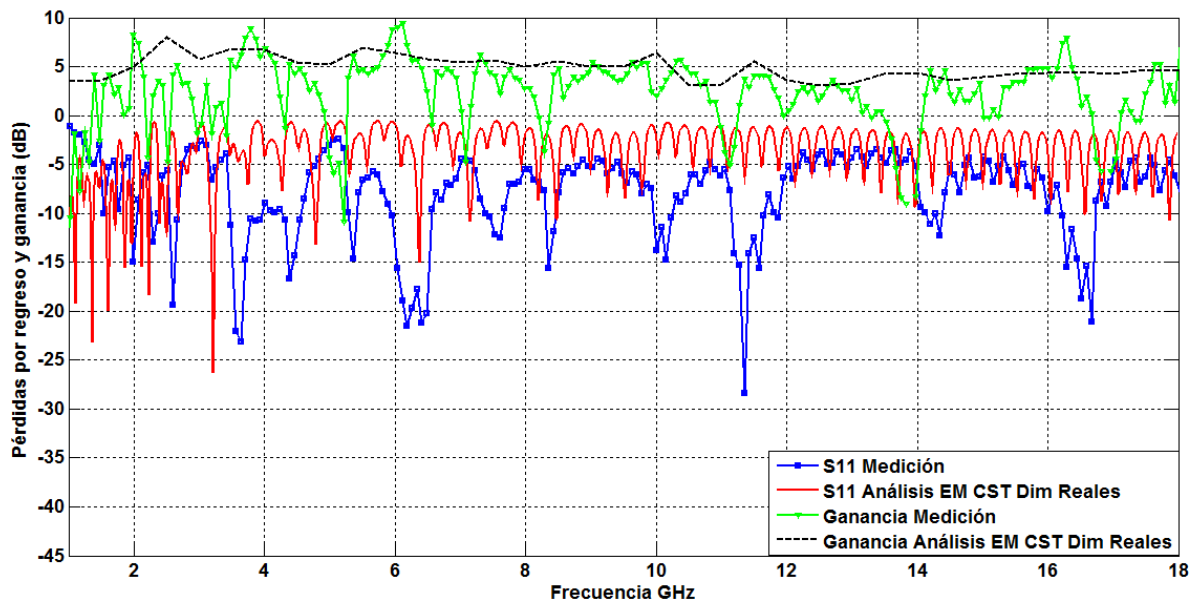


Figura 92. Pérdidas por regreso y ganancia de la antena logarítmica periódica con dimensiones reales.

Como parte final del análisis de los resultados de la antena logarítmica periódica, se analiza el comportamiento del patrón de radiación obtenido a la frecuencia de 3 GHz, mostrado en las figuras 82 y 83 del capítulo 4. El patrón de radiación dado en la figura 82 para el plano E, muestra una gran concordancia entre los resultados teóricos y experimentales, mientras que en el plano H existe una mayor diferencia en las respuestas. Se puede observar en general que el comportamiento medido resultó mejor que el del análisis electromagnético y se puede decir que la antena puede ser utilizada tanto en la parte de transmisión como la de recepción sin ningún problema.

5.3 Análisis de la antena Vivaldi antipodal

En esta sección se realiza el análisis correspondiente a la antena Vivaldi antipodal, en donde se realiza una comparación de los resultados experimentales medidos con los obtenidos del análisis electromagnético de la estructura. En particular, se analiza el comportamiento de las pérdidas por regreso, de la ganancia y del patrón de radiación como sigue.

En la figura 73 del capítulo 4 se presentó el comportamiento de las pérdidas por regreso de la antena Vivaldi antipodal, donde se obtuvo una diferencia entre los resultados teóricos obtenidos del análisis electromagnético y los experimentales de la medición particularmente a frecuencias mayores a 8 GHz. Para obtener un comportamiento del análisis más aproximado, fue necesario tomar las dimensiones físicas reales de la línea de alimentación, de la línea del plano de tierra y del punto de cruce de la antena Vivaldi dados en la tabla 14 del capítulo 4. La variación de estos parámetros físicos es importante ya que éstos cambian el comportamiento de la antena de manera radical. Tomando en cuenta las dimensiones reales, se realizó el análisis electromagnético de la antena en CST y se incluyó el efecto del conector SMA utilizado, logrando de esta manera un análisis de la estructura completa. En la figura 93 se muestran los resultados obtenidos, en donde se puede apreciar como la respuesta con las dimensiones reales tiene un comportamiento muy parecido en

baja frecuencia y que a frecuencia mayores a 8 GHz el comportamiento cambia de una manera significativa. Al realizar el análisis, con las dimensiones físicas reales e incluyendo el conector tipo SMA se puede observar claramente como el comportamiento se aproxima más al comportamiento real de la antenna. Por lo que se puede decir que tanto las dimensiones físicas como el conector, afectan de manera importante el comportamiento de la antenna provocando que la antenna construida no proporcione la respuesta esperada.

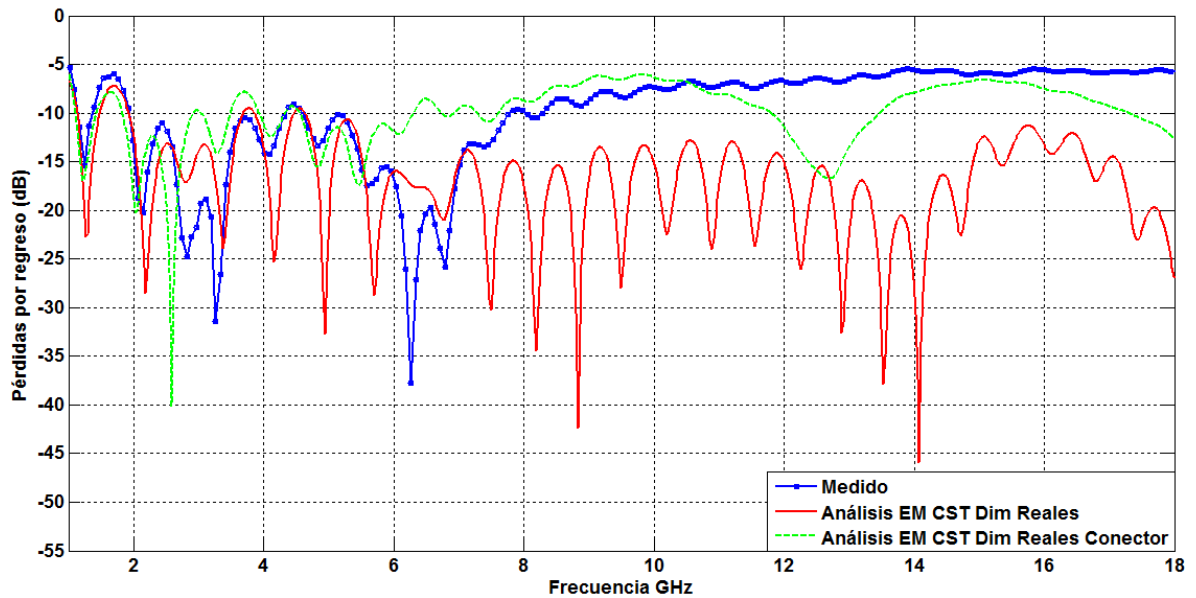


Figura 93. Análisis de las pérdidas por regreso de la antena Vivaldi antipodal con dimensiones físicas reales e incluyendo el conector.

Debido a que la antena Vivaldi antipodal es una antena de banda ultra ancha, en algunas publicaciones consideran que la antena funciona adecuadamente considerando las pérdidas por regreso menores e iguales a -5dB (Jian, B., et al, 2011). Tomando en cuenta éstas pérdidas, se puede decir que la antena muestra un buen comportamiento de las pérdidas por regreso en toda la banda de diseño.

El análisis de la ganancia de la antena Vivaldi antipodal obtenida del análisis electromagnético y de manera experimental de las mediciones, se presentó en la figura 77 del capítulo 4. Se mostró que la ganancia es positiva en toda la banda y que ambas respuestas comienzan a separarse a frecuencias mayores a 11 GHz. En la figura 94 se

muestra el comportamiento experimental comparado con la respuesta obtenida del análisis electromagnético considerando las dimensiones reales e incluyendo el conector SMA utilizado. Como se puede apreciar, la respuesta de ganancia obtenida del análisis electromagnético con las dimensiones reales y considerando el conector, se asemeja más a la ganancia obtenida de las mediciones. De esta gráfica se puede observar que el comportamiento de ganancia de la antena es adecuado, ya que varía entre 3 y 11 dB en toda la banda de 1 a 18 GHz. La ganancia obtenida de esta antena es mejor que la obtenida en otros trabajos publicados (Wang, S., et al, 2007), (Che, Y., et al, 2010) ya que mantiene una ganancia promedio de 9 dB en la mayor parte de la banda de diseño (2.5 – 13.5 GHz).

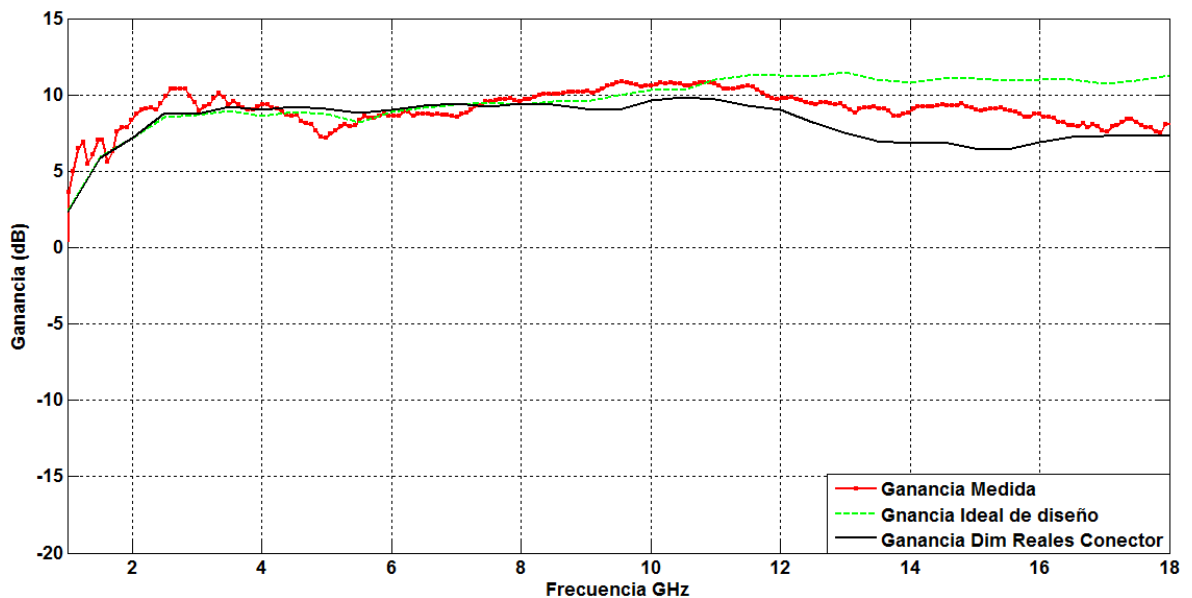


Figura 94. Análisis de la ganancia de la antena Vivaldi antipodal.

En la figura 95 se muestran los resultados de la ganancia de la antena y se incluyen las pérdidas por regreso (S_{11}) con el propósito de apreciar de mejor manera el comportamiento de la antena en todo el ancho de banda. En esta figura, se comparan los resultados obtenidos de la medición con los del análisis electromagnético realizado con las dimensiones físicas de la antena e incluyendo el conector. Se puede apreciar que ambos comportamientos tienen una concordancia adecuada en toda la banda y que la ganancia permanece positiva en toda la banda de diseño lo cual es muy importante.

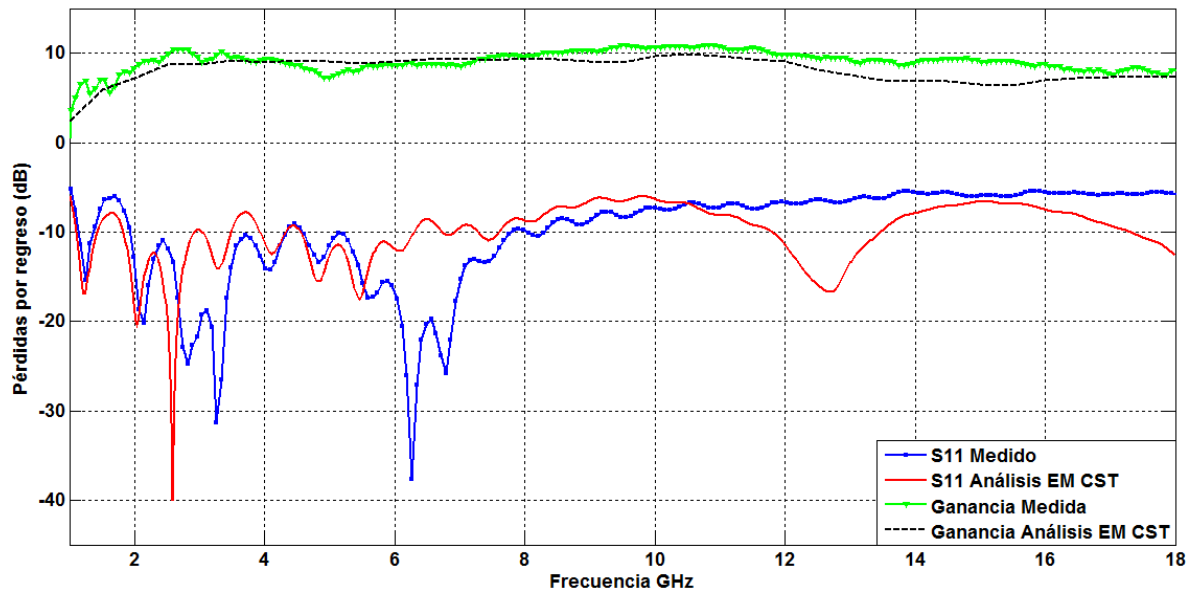


Figura 95. Análisis de las pérdidas por regreso y ganancia de la antena Vivaldi antipodal.

El análisis del patrón de radiación se realiza tomando en cuenta el comportamiento de los patrones medidos a las frecuencias de 2 y 18 GHz proporcionados en las figuras 84 a la 89 del capítulo 4. Se puede decir que las características de radiación que presenta la antena Vivaldi antipodal para las frecuencias en que fue medido, son muy similares a las obtenidas del análisis electromagnético. En general los patrones medidos presentan un mejor comportamiento que los obtenidos de manera teórica.

Se puede concluir de este análisis, que la variación de las dimensiones de los elementos de las antenas y los conectores, afectaron de manera importante el comportamiento de las antenas. Finalmente se puede decir que la antena Vivaldi es mejor que la logarítmica ya que mostró características altamente satisfactorias en toda la banda de 1 a 18 GHz. Con los resultados obtenidos se demuestra que la metodología de diseño propuesta permite obtener de manera automática las dimensiones físicas que provocan que la antena tenga un buen comportamiento en toda la banda de diseño y a bajo costo.

Capítulo 6

Conclusiones

En este capítulo se presentan las conclusiones generales de este trabajo de tesis. Se resaltan las aportaciones generadas durante todo el desarrollo para cumplir con el objetivo de diseñar antenas de banda ancha en tecnología planar, con aplicaciones en sistemas de telecomunicaciones. Asimismo se proporcionan algunas recomendaciones para trabajos futuros enfocados al diseño de esta clase de antenas.

6.1 Conclusiones generales

- Se propone diseñar y construir antenas que sean capaces de lograr anchos de banda grande. Se definieron las especificaciones para conseguir ganancias mayores a 5 dB y buen acoplamiento en la banda de operación de 1 a 18 GHz.
- A partir de una gran variedad de antenas de banda ancha que existen en la literatura, se eligieron dos clases de antenas que han sido ampliamente utilizadas en los últimos años en aplicaciones de banda ancha: la antena logarítmica periódica y la Vivaldi antipodal, las cuales pueden proporcionar un buen comportamiento de ganancia, pérdidas por regreso y ancho de banda.
- Se estudiaron las antenas del tipo logarítmica periódica convencionales y se propuso una metodología de diseño de antenas en tecnología planar, la cual permite determinar las dimensiones físicas de los elementos que componen la antena.

- Se estudiaron los parámetros y características de la antena Vivaldi antipodal y se propuso una nueva metodología de diseño, la cual permite obtener las dimensiones de la antena y graficar la estructura empleando un conjunto de ecuaciones propuestas.
- En este trabajo se propone que para el diseño de antenas cuya dirección de propagación es lateral, es necesario utilizar substratos dieléctricos delgados. Con este tipo de substratos las antenas presentan un comportamiento en alta frecuencia mejor que al emplear substratos gruesos.
- Se realizó un programa de diseño en lenguaje de programación de MATLAB, que permite obtener de manera automática los parámetros físicos de las antenas y graficar la estructura.
- Para efectuar el análisis electromagnético de las antenas se estudió y utilizó el software CST MWS[®] que permite analizar estructuras de antenas en 3D.
- Se construyeron tres antenas tipo Vivaldi antipodal y una del tipo logarítmica periódica.
- Se caracterizaron las antenas para obtener los resultados experimentales que muestran su comportamiento: de las pérdidas por regreso, ganancia y patrones de radiación principalmente dentro de la banda de 1 a 18 GHz.
- De la comparación teórica experimental se observó que en algunos casos no tienen mucha concordancia, debido principalmente a la variación en las dimensiones físicas de los elementos de las antenas construidas.
- El comportamiento de las pérdidas por regreso medidas de la antena logarítmica periódica construida no cubre la banda de diseño de manera continua, no obstante opera en intervalos de frecuencias discretas dentro de la banda de diseño. En general, la antena presenta un comportamiento aceptable en 13 bandas de frecuencia con un ancho de banda total de 3749 MHz.
- Las tres antenas tipo Vivaldi antipodal construidas se caracterizaron mostrando pequeñas diferencias, debidas a variaciones en las dimensiones físicas principalmente. La antena que presentó mejor comportamiento fue la antena Vivaldi 2, la cual presenta pérdidas por regreso aceptables en la banda de 1.917 –

8.283 GHz, que corresponde a un ancho de banda mayor a una octava. Sin embargo mostró una ganancia positiva en toda la banda de 1 a 18 GHz que corresponde a un ancho de banda mayor a cuatro octavas con pérdidas por regreso menores a -6dB.

- Por último se concluye que los objetivos planteados en este trabajo de tesis se cumplieron de manera altamente satisfactoria, ya que los resultados obtenidos tanto de manera teórica como experimental son adecuados.

6.2 Aportaciones

Las aportaciones más importantes de este trabajo de tesis se mencionan a continuación:

- Se propone una metodología detallada para diseñar antenas tipo logarítmica periódica planar, basándose en una metodología convencional propuesta en la literatura.
- Se propone una metodología para diseñar antenas tipo Vivaldi antipodal, basándose en nuevas ecuaciones propuestas en este trabajo que permiten obtener las dimensiones físicas de los elementos y graficar su estructura de manera automática. Esta metodología además tiene la ventaja de realizar la exportación de la estructura a un software de análisis electromagnético de manera fácil.
- Se propone que para este tipo de antenas, cuya dirección de propagación es lateral, se utilicen substratos delgados.
- Las antenas de banda ultra ancha desarrolladas en este trabajo, además de tener aplicación en los sistemas de telecomunicaciones, pueden aplicarse en laboratorios anecoicos de medición y en medicina para la detección de cáncer. Estas antenas funcionan adecuadamente dentro de la banda de 1 a 18 GHz y pueden ser útiles en la caracterización de otras antenas en los laboratorios del CICESE o de otra institución.

- Es conveniente resaltar que este es el primer trabajo que propone una metodología y nuevas ecuaciones de diseño para la antena Vivaldi antipodal realizado en México, lo cual es una aportación importante.

6.3 Recomendaciones

Las recomendaciones importantes que se deben considerar para trabajos futuros relacionados con el diseño de antenas de banda ancha son:

- Se recomienda tener especial cuidado durante el proceso de construcción, debido a que cualquier cambio en las dimensiones de los elementos que conforman a las antenas puede afectar de manera significativa su comportamiento. Para evitar esto, en cada etapa de la construcción se debe verificar que las dimensiones físicas concuerden con las del diseño.
- Se recomienda que el cuerpo del cable coaxial utilizado en la antena logarítmica periódica, tenga un contacto uniforme en toda la estructura para asegurar un buen plano de tierra.
- Para el diseño de las antenas logarítmica periódica y Vivaldi antipodal, cuya dirección de propagación es lateral, se recomienda emplear substratos dieléctricos delgados para mejorar el acoplamiento electromagnético en alta frecuencia.
- Se debe asegurar que las líneas paralelas en las antenas tipo Vivaldi antipodal estén bien alineadas al colocar las mascarillas por ambos lados del substrato, ya que tienen una función muy importante en el acoplamiento de la antena.
- Se recomienda adelgazar el espesor del conductor del substrato dieléctrico con la finalidad de que el proceso de decapado sea más rápido, y tener mejor precisión sobre todo en líneas muy delgadas.
- Se recomienda que el conductor central (pin) del conector SMA sea de la misma dimensión o un poco más delgado que el ancho de la línea de alimentación, con la

finalidad de evitar discontinuidades muy grandes que pueden alterar la impedancia de entrada.

- Hacer un recinto especial (Radome) para las antenas construidas con el fin de darles mayor rigidez y protegerlas contra el medio ambiente.
- Realizar el análisis electromagnético y optimización de las antenas, incluyendo todos los elementos que serán utilizados en la construcción, es decir, cables y conectores.
- Realizar una agrupación de antenas tipo Vivaldi antipodal, para aumentar la directividad y obtener una mayor ganancia en la banda de diseño.

Referencias bibliográficas

Abbosh, Aim M. (2007). Gain and Bandwidth Optimization of Compact UWB Tapered Slot Antennas, *International Journal of Microwave and Optical Technology*, Vol. 2, No.3. pp. 120-138.

Antonino-Daviu, E., Cabedo-Fabres, M., Ferrando-Bataller, M. and Valero-Nogueira, A. (2003). Wideband double-fed planar monopole antennas, *Electronics Letters*, Vol. 39, No. 23, pp. 1635–1636.

Balanis, Constantine A. (1997). *Antenna Theory Analysis and Design*, 2nd Ed, John Wiley & Sons.

Bialkowski, Marek E. and Wang, Y. (2009). A Size-Reduced Exponentially Tapered Slot Antenna with Corrugations for Directivity Improvement, *IEEE Microwave Conference Asia Pacific*, pp. 2482-2485.

Bourqui, J., Okoniewski, M. and Fear, E. C. (2010). Balanced Antipodal Vivaldi Antenna for Breast Cancer Detection, *IEEE transactions Antennas and propagation* Vol. 58. No. 7. pp. 1-5.

Cai, A., See, T.S.P. and Chen, Z.N. (2005). Study of human head effects on UWB antenna, in Proc. *IEEE Intl. Workshop on Antenna Technology (IWAT)*, Singapore, pp. 310–313.

Cardama, A., Jofre, L., Ruiz, Juan M., Romeu, J. y Blanch, S. (2002). *Antenas*, 2^a Ed, UPC.

Carrel, R. (1961). The design of log periodic dipole arrays, *International Convention Record, part 1*, pp. 61-75.

Casula, G. A., Maxia, P. and Mazzarella, G. (2010). A printed LPDA with UWB capability, *IEEE Transaction Antennas Propagation*, Vol. 2, No.1. pp 1-4.

Che, Y., Xinyu Hou, K. and Wenming T. (2010). Simulation of A Small Sized Antipodal Vivaldi Antenna for UWB Applications, *IEEE International conference*, Vol. 1, No. 2, pp. 1-3.

Deschamps, G. A. (1953). Microstrip Microwave Antennas, *Proc. 3rd USAF Symposium on Antennas*, pp. 134-170.

Gazit, E. (1988). Improved design of the Vivaldi antenna, *IEE Proceedings*, Vol. 135, No. 2, pp. 89–92.

Gibson, P. J. (1979). The Vivaldi aerial, *European Microwave Conference, Brighton, U.K.*, pp. 101-105.

Hammerstad E. and Jensen, O. (1980). Accurate models for microstrip computer aided design, *IEEE Microwave Symposium Digest*, pp. 407-409.

Hammoud, M., Poey, P. and Colombel, F. (1993). Matching the input impedance of a broadband disc monopole, *Electronic Letters*, Vol. 29, No. 4, pp. 406–407.

Jian Bai; Shouyuan Shi and Prather D.W. (2011). Ultra-wideband slot-loaded antipodal Vivaldi antenna array, *Antennas and Propagation (APSURSI), 2011 IEEE International Symposium*, pp.79-81.

Kirshing M. and Jansen R.H. (1982). Accurate model for effective dielectric constant of microstrip with validity up to millimeter-wave frequencies, *Electronics Letters*, Vol. 18, No.1, pp. 272-273.

Kraus, John D. and Marhefka, Ronald J. (2002). *Antennas for all applications*, 3rd Ed. McGraw-Hill.

Kumar, Girish and Ray, K. P. (2003). *Broadband Microstrip Antennas*, Artech House.

Langley, J. D. S., Hall, P. S. and Newham, P. (1993). Novel ultrawide-bandwidth Vivaldi antenna with low cross polarization, *Electronics Letters*, Vol. 29, No. 23, pp. 2004–2005.

Lee, J. J. and Livingston, S. (1993). Wide band bunny-ear radiating element, *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pp. 1604–1607.

Lee, R.Q. and Simons, R.N. (1997). *Advances in Microstrip and Printed Antennas*, John Wiley & Sons.

Mahfouz, M. and Khun, M. (2011). The future of Ultra Wideband Systems in Medicine: Orthopedic Surgical Navigation, *University of Tennessee*, pp. 292-300.

Mandelbrot, B.B. (1983). *The fractal geometry of Nature*, New York, W.H. Freeman.

Medina Monroy, J.L. (2004). *Teoría de Microondas*, CICESE, manual, no publicado, pp. 244.

Milligan, Thomas A. (2005). *Modern Antenna Design*, 2nd Ed. John Wiley & Sons.

Ostadrahimi, M., Noghanian, S., Shafai, L., Zakaria, A., Kaye, C. and Lovetri, J. (2010). Investigating a double layer Vivaldi antenna design for fixed array field measurement, *Int. J. Ultra Wideband Communications and Systems*, Vol. 1, No. 4. pp. 282- 290.

Pantoja, R. R.; Sapienza, A. R. and Medeiros, F. C. (1987). A Microwave Printed Planar Log- Periodic Dipole Array Antenna, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 35, No. 10. pp. 1176- 1178.

Sang-Gyu, K. and Chang, K. (2004). A low Cross-Polarized Antipodal Vivaldi Antenna Array for Wideband Operation, *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Department of Electronical Engineering, Texas A&M University. pp. 226-272.

Sang-Gyu, K. and Chang, K. (2004). Ultra Wideband 8 to 40 GHz Beam Scanning Phased Array using Antipodal Exponentially-Tapered Slot Antennas, *IEEE Antennas and Propagation Society*, pp. 1-10.

Schantz, H. (2005). *The art and science of ultrawideband antennas*. Artech House.

Smith, C. E. (1966). Log Periodic Design Handbook, *Smith Electronics*, pp.24-36.

Valderas, D.; Meléndez, J. and Sancho, I. (2005). Some design criteria for UWB planar monopole antennas: Application to a slotted rectangular monopole, *Microwave Optical Technology Letter*, Vol. 46, No. 1, pp. 155–159.

Volaski, John L. (2007). *Antenna Engineering Handbook*, 4th Ed. McGraw-Hill.

Walton, K. L. and Sundberg, V. C. (1964). Broadband ridged horn design *Microwave Journal*. pp. 96-101.

Wang, S., Chen, X. D. and Parini, C. G. (2007). Analysis of Ultra Wideband Antipodal Antenna Design, *IEEE Loughborough Antennas and Propagation Conference*. pp. 129-132.

Wang, Y. and Fathy, Aly E. (2008). Design of a Compact Tapered Slot Vivaldi Antenna Array for See Through Concrete Wall Applications, *EECS Department, University of Tennessee, Knoxville*. pp. 1-15.

Wheeler, H. A. (1977). Transmission line properties of a strip on dielectric sheet on a plane, *IEEE Microwave Theory and techniques*, pp. 631-647.

Yan, Z., Zhi Ning, C. and Chia, M.Y.W. (2004). Effects of finite ground plane and dielectric substrate on planar dipoles for UWB applications, in Proc. *IEEE International Symposium. Antennas Propagation*, Monterey, pp. 2512–2515.

Yin, X. C., Ruan, C. L., Ding, C. Y. and Chu, J. H. (2008). A planar U type antenna for UWB applications, *Progress in Electromagnetics Research Letters*, Vol. 2, No. 1, pp. 1-10.

Yngvesson, K. S. (1989). The tapered slot antenna: a new integrated element for millimeterwave applications, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 37, No. 2. pp. 365–374.

Zhi Ning, C. and Chia, M.Y.W. (2006). *Broadband Planar Antennas Design and Applications*, John Wiley & Sons.

Zhi Ning, C., Ammann, M.J. and Chia, M.Y.W. (2003). Broadband square annular planar monopoles, *Microwave Optical Technology Letters*, Vol. 36, No. 6, pp. 449–454.