

Tesis defendida por
Miriam Alicia Nieto Rodríguez
y aprobada por el siguiente Comité

Dr. José Luis Medina Monroy
Director de Tesis

Dr. Ricardo Arturo Chávez Pérez
Miembro del Comité

Dr. David H. Covarrubias Rosales
Miembro del Comité

M. en C. José Luis Briseño Cervantes
Miembro del Comité

Dr. César Cruz Hernández
Coordinador del programa de posgrado en
Electrónica y Telecomunicaciones

Dr. David H. Covarrubias Rosales
Director de la dirección de estudios de
posgrado

5 de diciembre de 2012

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



**Programa de Posgrado en Ciencias
en Electrónica y Telecomunicaciones**

**Diseño de un arreglo de antena plana con capacidad de control
del patrón de radiación a frecuencias de microondas.**

Tesis

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

Maestro en Ciencias

presenta

Miriam Alicia Nieto Rodríguez

Ensenada, Baja California, México, 2012

Resumen de la tesis de Miriam Alicia Nieto Rodríguez, 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, Diciembre de 2012.

Diseño de un arreglo de antena plana con capacidad de control del patrón de radiación a frecuencias de microondas.

Resumen aprobado por:

Dr. José Luis Medina Monroy
Director de Tesis

En este trabajo de tesis se presenta el diseño y construcción de un agrupamiento de antenas de microcinta con capacidad de controlar el patrón de radiación, para su operación a la frecuencia central de 5.8 GHz, dentro del rango de frecuencias de 5.725-5.825 GHz de la banda ISM autorizada para aplicaciones industriales, científicas y médicas. En esta banda se tienen múltiples aplicaciones en la medicina (imagenología por microondas) o en redes y equipos de comunicaciones (WiFi 802.11a). Para el diseño de la antena, se propone una metodología sistemática que permite obtener las dimensiones físicas de cada uno de los componentes de la antena empleando un programa de análisis electromagnético basado en el método de momentos. Se propone una estructura original de antena que consiste de una agrupación en fase de 16 elementos o parches, configurada con cuatro grupos de 4 parches y que utiliza un solo cambiador de fase. Se propone una red de interconexión de los elementos de antena de bajas pérdidas y un cambiador de fase simplificado de 3 bits que utiliza 6 líneas de retardo de fase, 12 diodos PIN y permite 9 combinaciones de fase en pasos de 40 grados. Tanto la estructura de antena como el desfasador propuesto representan una alternativa muy económica, fácil de construir y de bajas pérdidas, ya que el desfasador utiliza solo 4 diodos PIN en cada combinación. Se presentan resultados de la construcción y caracterización de la antena, la cual tiene capacidad de cambiar el patrón de radiación ± 30 grados, cuyo ancho de banda de impedancias resultó entre 380-545MHz, siendo mayor al 6.55% y con una ganancia entre 13dB y 15.47dB, superando los requerimientos. La metodología de diseño propuesta y las simplificaciones realizadas pueden ser escalable y emplearse en otros rangos de frecuencia, así como en otros tipos de antenas y aplicaciones.

Palabras clave: Antena de arreglos de fase, control de patrón de radiación, Desfasador de diodo PIN, banda ISM a 5.8GHz

Abstract of the thesis presented by Miriam Alicia Nieto Rodríguez as a partial requirement to obtain the master of science degree in electronics and telecommunications with orientation in high frequency.

Ensenada, Baja California, December 2012.

Design of a planar antenna array capable to control the radiation
pattern at microwave frequencies.

Abstract approved by:

Dr. José Luis Medina Monroy
Thesis Advisor

This thesis presents the design and construction of a microstrip antenna array, capable of controlling the radiation pattern, for operation at 5.8 GHz, within the frequency range of 5.725-5.825 GHz of the ISM band authorized for industrial, scientific and medical applications. This band have multiple applications in medicine (microwave imaging), networking and communications equipment (WiFi 802.11a). For the design of the antenna, a systematic methodology is proposed to obtain the physical dimensions of each one of the antenna components, using electromagnetic analysis software based on the Method of Moments (MoM). An original structure for the antenna is proposed, consisting of a phased array of 16 elements or patches, configured as four groups of four patches that use a single phase shifter. A low loss interconnecting circuit and a 3-bit simplified phase shifter that uses 6 phase delay lines and 12 PIN diodes were proposed, allowing 9 phase combinations in steps of 40 degrees. Both the structure of the antenna as well as the phase shifter proposed, become a very economical alternative, easy to build and with low loss, since the phase shifter uses only 4 PIN diodes for each combination. Antenna construction and characterization results are provided. The final antenna has the capacity to change the radiation pattern ± 30 degrees, with an impedance bandwidth between 380-545MHz, being more than 6.55% and with a gain between 13dB and 15.47dB, exceeding the requirements. The proposed design methodology and simplifications performed can be scaled and used in other frequency ranges, as well as in another antenna types and applications.

Key words: **Phase array antenna, radiation pattern control, PIN diode phase shifter, ISM band 5.8GHz.**

Dedicatorias

A mis amados sobrinos: Kiara, Belem, Ian, Francisco e Iker.

Agradecimientos

Agradezco primeramente a Dios por haberme brindado los dones y la salud para que hoy pueda llegar al día en que cumpla esta meta en mi vida.

A mis padres: Humberto y Evelia; hermanos: Clara, Angeles, Humberto y Dulce y sobrinos, por estar siempre conmigo aún en la distancia. Nunca estuve sola, ustedes son mi fuerza.

Al CONACYT y al CICESE por el apoyo económico para realizar mis estudios.

A mi asesor, Dr. José Luis Medina Monroy, por dirigir este trabajo de tesis, por todos sus conocimientos compartidos (teóricos y experimentales), y por el compromiso que tuvo con este proyecto al desarrollar gran parte del mismo hombro con hombro junto conmigo.

A los miembros de mi comité de tesis: Dr. Ricardo Chávez, Dr. David Covarrubias y M.en C. José Luis Briseño, por sus comentarios, revisiones y consejos.

A mis profesores del área de altas frecuencias: Dr. Arturo Velázquez Ventura, Dr. Carmen Maya y Dr. Apolinar Reynoso, por todos sus conocimientos compartidos, consejos y guía durante los cursos impartidos.

Agradezco a los miembros del grupo de Comunicaciones Inalámbricas, en especial a Armando Arce y Leonardo Yépez por dedicarme tiempo para explicarme conceptos y apoyarme en lo que les solicité.

A René Torres por enseñarme y apoyarme en la construcción de las placas.

Al personal de Cicese, porque sigo sorprendida de su calidad humana.

A mis amigos y compañeros: los “microonderos” Manuel, Martha, Raúl, Ricardo y Rodrigo; los “controleros” Antonio, Lilia y Oscar; los “telecos” Arturo, Enrique, Héctor, Fernando, Shiro, Manuel y Jorge. Por todas las aventuras y anécdotas compartidas, los momentos felices, por su apoyo incondicional, y porque hemos sido una de las generaciones más unidas que recuerde todo Cicese. Gracias por ser mi familia en Ensenada.

A mis amigos del D.F. y otros lugares, porque siempre estuve en contacto con ellos desde lejos y siempre me animaron a continuar aún en los momentos difíciles.

**“El fracaso no me sobrecogerá nunca si mi
determinación por alcanzar el éxito es lo
suficientemente poderosa”.**

Contenido

Resumen en español.....	i
Resumen en inglés.....	iii
Dedicatorias.....	v
Agradecimientos	vii
Lista de figuras.....	xii
Lista de tablas.....	xvii
Capítulo 1	1
Introducción	1
1.1 Introducción.....	1
1.2 Definición del problema.....	3
1.3 Conceptualización del problema	5
1.4 Objetivos de la tesis.....	8
1.5 Estructura de la tesis.....	8
Capítulo 2.....	11
Marco teórico	11
2.1 Fundamentos de antenas.....	11
2.1.1 Definición.....	11
2.1.2 Tipos de Antenas.....	11
2.1.3 Parámetros de Antenas.....	13
2.2 Antenas de microcinta	21
2.2.1 Radiación en una antena de microcinta	23
2.2.2 Técnicas de alimentación.....	24
2.2.3 Métodos de análisis.....	27
2.3 Teoría de agrupamientos de antena	28
2.3.1 Factor de Agrupamiento lineal	28
2.3.2 Agrupamiento planar	31
2.3.3 Direccionamiento de haz	32
2.4 Alternativas para cambiar el patrón de radiación.	33
2.4.1 Antenas Inteligentes.....	35
2.4.2 Redes de conformación de haz BFN	36
2.4.3 Phased Array (agrupamientos en fase)	38

2.4.4 Antenas Reconfigurables	40
2.4.5 Comparación entre métodos	41
2.5 Banda ISM.....	42
Capítulo 3	45
Metodología de diseño	45
3.1 Propuesta del agrupamiento en fase	45
3.2 Diagrama de flujo de la metodología de diseño	47
3.3 Establecimiento de las especificaciones de diseño.....	49
3.4 Selección de los substratos	49
3.4.1 Caracterización de los substratos.....	50
3.5 Diseño del agrupamiento.....	51
3.5.1 Diseño de un solo elemento radiante.....	51
3.5.2 Optimización de las dimensiones del parche.....	53
3.5.3 Separación de elementos en el plano H y en el plano E.....	54
3.5.4 Acoplamiento del elemento a 50Ω	59
3.5 Diseño de los hoyos metalizados “vía hole”	64
3.6 Diseño de la red de interconexión	65
3.6.1 Diseño de las líneas de interconexión.....	65
3.6.2 Diseño de los desfasadores	66
3.7 Diseño del circuito de alimentación	71
3.7.1 Diseño de los filtros pasa bajas.....	72
3.7.2 Diseño del circuito regulador de voltaje.....	77
3.8 Interconexión de los elementos de la antena	78
3.9 Análisis electromagnético de la antena	80
3.9.1 Pérdidas por retorno, S_{11}	81
3.9.2 Ganancia	83
3.9.3 Patrón de radiación	83
Capítulo 4.....	89
Construcción y caracterización	89
4.1 Construcción de la estructura	89
4.1.1 Impresión de placas por el método fotolitográfico.....	89
4.1.2 Ensamble de las placas, construcción de los via hole y soldadura de diodos	91
4.2 Metodologías de medición	95

4.2.1 Metodología de medición de pérdidas por retorno	95
4.2.2 Metodología de medición de ganancia	96
4.2.3 Metodología de medición del patrón de radiación	99
4.3 Resultados de la medición y comparación	100
4.3.1 Resultados de la medición de pérdidas por retorno	100
4.3.2 Resultados de la medición de ganancia	102
4.3.3 Resultados de la medición del patrón de radiación	105
4.3.4 Resultados de la medición de cros polarización y <i>front to back ratio</i>	111
Capítulo 5	113
Discusión de resultados	113
Capítulo 6	117
Conclusiones y recomendaciones	117
Conclusiones	117
Aportaciones	118
Recomendaciones y trabajo futuro	120
Referencias bibliográficas	121
Apéndice 1	129
Apéndice 2	131

Lista de figuras

Figura 1. Tipos de antenas.	12
Figura 2. Patrón de radiación de una antena.	16
Figura 3. Tipos de patrón de radiación.	17
Figura 4. Ancho de banda de impedancia.	18
Figura 5. Tipos de polarización.	19
Figura 6. Regiones de campo.	20
Figura 7. Configuración de una antena de microcinta	21
Figura 8. Formas de diferentes antenas de microcinta.	22
Figura 9. Tipos de ondas que se propagan en una antena de microcinta	23
Figura 10. Efecto de borde en los parches de microcinta.	24
Figura 11. Alimentación con línea de microcinta.	24
Figura 12. Alimentación coaxial	25
Figura 13. Tipos de alimentación indirecta.	26
Figura 14. Agrupamiento lineal a lo largo del eje z	29
Figura 15. Ilustración del principio de multiplicación.	30
Figura 16. Agrupamiento de antenas planar	32
Figura 17. Escaneo en fase de un agrupamiento lineal	32
Figura 18. Alternativas de controlar el patrón de radiación.	34
Figura 19. Comparación entre los diferentes tipos de antenas inteligentes	36
Figura 20. a) Idea principal de funcionamiento de la matriz de Butler b) Matriz Butler de 8 entradas y 8 salidas	37
Figura 21. Arreglo en fase lineal	38

Figura 22. Ejemplos de aplicación de grandes agrupamientos en fase, a) Radar “The Patriot” b) “The Pave Paws” c) Satélite IRIDIUM	39
Figura 23. Alimentación en fase tipo full corporate.	40
Figura 24. Diferencias de fase entre antenas con alimentación <i>full corporate</i>	46
Figura 25. Alimentación de la fase para a) 2 elementos, b) 4 elementos, c) 16 elementos.	47
Figura 26. Algoritmo de la metodología de diseño empleada en la tesis.	48
Figura 27. Medición de constante dieléctrica relativa: a) muestras en la base de pruebas y b) medición en el analizador de redes.	50
Figura 28. Dimensiones de un parche rectangular.	51
Figura 29. Efecto de la ganancia y el ancho de banda del parche en función del ancho W	53
Figura 30. Características del parche optimizado.	54
Figura 31. a) Ubicación de planos en un agrupamiento de cuatro parches rectangulares, b) separaciones en los planos E (D) y H (d).	55
Figura 32. Efecto de la separación en el plano H en a) Ganancia y ancho de haz de mediana potencia (<i>HPBW</i>), y b) Nivel de lóbulos laterales y ubicación en elevación, θ grados.	56
Figura 33. Efecto de la separación en el plano E y H en a) Ganancia y b) Nivel de lóbulos laterales,	57
Figura 34. Ancho de haz, <i>HPBW</i>	57
Figura 35. a) Arreglo de 16 parches con $d = 13\text{ mm}$, $D = 9\text{ mm}$ y su patrón de radiación.	58
Figura 36. a) Arreglo de 16 parches mejorado para disminuir el nivel de lóbulos laterales, b) Patrón de radiación visto desde el plano H y c) Patrón de radiación visto desde el plano E.	59
Figura 37. Parche rectangular y ubicación del punto de alimentación septum inductivo.	60
Figura 38. Parche acoplado con septum inductivo: a) Dimensiones del parche e inserción, b) Respuesta del S_{11} en función de frecuencia.	61

Figura 39. Parche con septum inductivo optimizado a) Dimensiones del parche e inserción, b) Respuesta del S_{11} en función de frecuencia.	62
Figura 40. Acoplamiento de dos parches con septum inductivo a) configuración b) S_{11} en función de la frecuencia.	63
Figura 41. Acoplamiento de cuatro parches con septum inductivo a) configuración b) S_{11} en función de la frecuencia.	63
Figura 42. Agrupamiento de antenas de 16 parches.	64
Figura 43. Acercamiento a via hole, a) Vista de canto de los dos substratos interconectados b) Vista de perfil en 3D, c) Vista de arriba.	65
Figura 44. Circuito de interconexión con combinadores y transformadores de impedancia.	66
Figura 45. Desfasador líneas conmutadas a) concepto, b) conmutación con diodos PIN. ..	67
Figura 46. Desfasador digital de líneas conmutadas de cuatro bits	68
Figura 47. Desfasador propuesto de 3 bits en paralelo.	69
Figura 48. Parámetros S del diodo PIN.	70
Figura 49. Ajuste de la fase entre las líneas,	71
Figura 50. Red de alimentación de diodos PIN por pares (Rosu, 2012).	72
Figura 51. Filtro de primer orden: circuito eléctrico y su equivalente en microcinta.	73
Figura 52. Respuesta del filtro pasa bajas de la figura 51, empleado para alimentar al diodo PIN.	74
Figura 53. Inductancia a tierra y sus parámetros S.	75
Figura 54. Desfasador digital 3 bits con filtros de alimentación	75
Figura 55. Respuestas en frecuencia de los filtros de DC: a) L_1 y L_2 , b) L_3 y L_4 y c) L_5 y L_6	76
Figura 56. Circuito del regulador de voltaje, a) Circuito dado por el fabricante (National Semiconductor, May 1996), b) Esquema físico del circuito regulador.	78
Figura 57. a) Red de alimentación final; b) Vista en 2D de las dos caras de la antena -- en gris el agrupamiento de antenas (RT/ duroid 5880LZ) y en negro la red	

de alimentación (RO3006)—Vista en 3D mostrando los <i>via hole</i> que cruzan los dos substratos.....	79
Figura 58. Análisis electromagnético de las pérdidas por retorno del agrupamiento	82
Figura 59. Análisis electromagnético de la ganancia de la antena en todas las combinaciones.	83
Figura 60. Patrones de radiación: a),b) y c) diferentes combinaciones en el plano H, b) patrón de la antena apagada y en el plano E.....	84
Figura 61. Patrón de radiación normalizado en el plano E para $\Delta\phi = 0^\circ$ y $\Delta\phi = 160^\circ$	85
Figura 62. Simulación de las pérdidas por retorno del agrupamiento.....	86
Figura 63. Proceso fotolitográfico para construir la antena.	90
Figura 64. Placas finales del agrupamiento de 16 parches y su red de interconexión.	91
Figura 65. Proceso de construcción de las antenas: Pasos 1 al 5.....	92
Figura 66. Proceso de construcción de la antena: Pasos 6 al 12.	93
Figura 67. Antena final construida. Vista de frente (16 parches) y vistas de la parte posterior (red de interconexión, cambiador de fase, diodos PIN, filtros y regulador de voltaje).....	94
Figura 68. Medición de las pérdidas por retorno de la antena desarrollada.....	95
Figura 69. Medición de la ganancia de las antenas mediante el analizador de redes.	97
Figura 70. Ganancia en función de la frecuencia de las antenas auxiliares usadas.	98
Figura 71. Medición de la ganancia de las antenas usando un analizador de espectros.	98
Figura 72. Procedimiento de medición del patrón de radiación.....	100
Figura 73. Comparación de las pérdidas por retorno medidas(____) vs. Análisis EM(.....).	101
Figura 74. Ganancia de la estructura medida según la combinación.	103
Figura 75. Métodos para caracterizar la ganancia.....	105
Figura 76. Patrones de radiación en gráfica polar: medición vs análisis EM, parte 1.	106
Figura 77. Patrones de radiación en gráfica polar: medición vs análisis EM, parte 2.	107

Figura 78. Patrones de radiación en gráfica polar: medición vs. Análisis EM, parte 3....	108
Figura 79. Patrones de radiación en gráfica lineal, medición contra análisis EM.	109
Figura 80. Patrones de radiación para el plano E, gráfica lineal.....	111
Figura 81 Patrones de radiación para el plano E, gráfica polar.	111
Figura 82. Resultado de la polarización cruzada medido para $\Delta\phi = 0^\circ$	112

Lista de tablas

Tabla 1 Ventajas y desventajas de las antenas de parche de microcinta.....	22
Tabla 2. Ventajas y desventajas de los tipos de alimentación en microcinta.....	27
Tabla 3. Comparativa entre las diferentes alternativas de cambiar el patrón de radiación..	41
Tabla 4. Especificaciones de diseño.....	49
Tabla 5. Anchos de banda en las diferentes combinaciones.	81
Tabla 6. Anchos de banda medidos vs análisis EM, de las diferentes combinaciones.	102
Tabla 7. Comparación de la ganancia medida vs. Análisis EM a 5.8 GHz.....	104
Tabla 8. Anchos de banda de ganancia a -3dB medidos.....	104
Tabla 9 Front to back ratio de las diferentes combinaciones medidas.....	112
Tabla 10. Resumen de los resultados contra las especificaciones.	116

Capítulo 1

Introducción

1.1 Introducción

En años recientes, el campo de las comunicaciones inalámbricas ha conducido a los prestadores de servicios de telecomunicaciones, a emplear frecuencias de microondas cada vez más altas con el fin de descongestionar el espectro de las frecuencias bajas. Asimismo, se han hecho esfuerzos para aumentar el ancho de banda de trabajo, para transmitir mayor cantidad de información a velocidades cada vez más elevadas, y para disminuir el tamaño de las antenas y equipos que los hacen más portátiles.

Hoy en día, existe una gran cantidad de sistemas inalámbricos de comunicaciones, en los que las antenas y los dispositivos de radiofrecuencia son el corazón del funcionamiento de los mismos (Pozar, 2000). Estos sistemas están conformados por diferentes tecnologías, tales como: telefonía celular, WMAN (*Wireless Metropolitan Area Network*), WLAN (*Wireless Local Area Network*), WiFi, GPS (*Global Positioning System*), WiMax (*Worldwide Interoperability for Microwave Access*), Internet móvil, redes de datos, etc. Pero las antenas no sólo se aplican en estos sistemas de comunicaciones, sino también en la radioastronomía, medicina y en aplicaciones militares como el radar.

Todas las aplicaciones comerciales tienen como criterios primordiales de diseño de antenas el costo, el tamaño, la forma estética y la manera en que ésta pueda ser integrada a todo el sistema, poniendo menos énfasis en su desempeño general. Por el contrario, en aplicaciones militares el principal criterio a considerar es el funcionamiento de la antena sin importar su costo.

Dentro del intervalo de frecuencia de microondas, los requerimientos de una antena para aplicaciones en comunicaciones inalámbricas son: tamaño pequeño, fácil de integrar, que presente buena eficiencia y ancho de banda, entre otras características (Waterhouse, 2007). Buscando cumplir con esto, las antenas planares de microcinta han recibido mucha atención por sus aplicaciones en tecnologías móviles celulares y en sistemas WLAN, entre muchas otras (Wong, 2003).

Entre los principales retos que presentan los diseñadores de antenas para sistemas inalámbricos se encuentran (Pozar, 2000):

- Aplicaciones de nuevos materiales para reducir costos.
- Diseños nuevos que permitan el uso de materiales de menor calidad.
- Antenas duales para dispositivos móviles (celulares o GPS).
- Antenas planares como antenas satelitales en lugar de antenas reflectoras.
- Integración de la antena para reducir pérdidas (o en dado caso, utilizar elementos activos para incrementar las pequeñas ganancias).
- Miniaturización de las antenas para su integración en dispositivos móviles.
- Estudio de efectos biológicos (aunque los celulares radian señales de RF a menor potencia).
- Antenas inteligentes, y/o que tengan la capacidad de control del patrón de radiación.

Este último reto para las antenas puede ser superado por varios métodos, desde los sistemas mecánicos como el radar utilizado en la Segunda Guerra Mundial (Neelakanta y Chatterjee, 2003), hasta los sistemas más novedosos y modernos de sistemas de antenas inteligentes (Bogh y Hanzo, 2002), que utilizan varias estructuras y una complejidad computacional considerable, pasando por áreas de reciente exploración como son las antenas reconfigurables (Dong, Li y Zhang, 2011).

En este trabajo de tesis, se investigan las maneras de cambiar la dirección del patrón de radiación de antenas planares desarrolladas con tecnología de microcinta. Para ello, se propone, diseña y construye un agrupamiento de antena de 16 elementos que emplea cambiadores de fase digitales de líneas conmutadas (*switched-line phase shifter*), los cuales se introducen en la red de alimentación de la antena. Este tipo de agrupamientos con direccionamiento del haz principal se conoce como un agrupamiento desfasado, antena en fase o *phased array*, términos que se utilizarán de manera indistinta a lo largo de este documento.

El agrupamiento propuesto consta de 16 elementos radiantes¹ basados en tecnología de microcinta, para su operación a la frecuencia central de 5.8 GHz, dentro del rango de frecuencias de 5.725-5.825 GHz de la banda ISM (Industrial, Scientific and Medical, por sus siglas en inglés) autorizada para aplicaciones industriales, científicas y médicas (ITU, 2007). El rango de frecuencia de operación tiene múltiples aplicaciones y puede ser empleado en medicina (imagenología por microondas) o en equipos de comunicaciones (WiFi 802.11a). Mediante la estructura propuesta se logran 9 patrones de radiación diferentes empleando muy pocos elementos en la red de alimentación y conmutación.

1.2 Definición del problema

Existen diferentes aplicaciones donde se requieren antenas con patrón de radiación direccionable. La estructura elegida debe tomar en cuenta las necesidades de cada aplicación en particular, ya que esto definirá completamente sus criterios de diseño (ganancia, nivel de lóbulos laterales, eficiencia, etc.), así como la tecnología en la que se realice (microcinta, guía de onda, dipolos de alambre, etc.).

Las áreas en donde pueden ser de gran utilidad las antenas que tengan un patrón de radiación controlable o direccionable se presentan a continuación:

- Comunicaciones inalámbricas celulares. Con estas antenas se puede mejorar una mala recepción dentro de los edificios, mejorar la relación señal a ruido de los sistemas, mitigar el efecto de las multitrayectorias, mejorar la ganancia de transmisión/recepción y disminuir los problemas de congestionamiento. Con este tipo de antenas se podrá direccionar el haz en las direcciones deseadas, así como bloquear usuarios indeseados (Bhobe y Perini, 2001).
- Comunicación vía satélite y localización global (GPS). Con antenas más directivas se puede apuntar hacia el satélite deseado y lograr un mejor seguimiento del mismo. Esto permitiría poner en contacto personas remotas en todo el mundo. (Karmakar y Bialkowski, 1999).

¹ Este número de parches resulta de un compromiso entre la ganancia y la complejidad de construcción.

- Radioastronomía. Una antena con patrón de haz direccionable puede ayudar a incrementar el campo de visión, así como la sensibilidad de las antenas, con lo cual se mejora la observación del espacio exterior, como se muestra en los trabajos de (Elmer, 2010) y (Van Cappellen, et al., 2001).
- Aplicaciones médicas. Con este tipo de antenas se puede enfocar la potencia en una región deseada para tratamiento médico (tumores), o para imagenología, donde se obtiene una imagen del órgano afectado. (Graham, 1989) y (Ito, 2007).
- Aplicaciones militares y sistemas de tráfico (Iizuka, et al., 2008).

Debido a las grandes ventajas que presentan las antenas de microcinta, como su versatilidad, bajo costo y facilidad de construcción, se pueden desarrollar estructuras y topologías muy diversas para varias aplicaciones, ya sea con elementos de antena simples o con agrupamientos lineales o planares (James y Hall, 1989).

Estructuras más simples como las antenas reconfigurables, no presentan buenas características de ancho de haz y ganancia, por lo que las antenas de agrupamientos en fase siguen siendo la opción más socorrida.

Sin embargo, una considerable desventaja es la manera estandarizada de diseñarlas, donde se utiliza una cantidad importante de desfases (uno por cada elemento) (Hansen, 2009). Esto conlleva a una mayor complejidad en el diseño de toda la estructura, donde existe un compromiso entre las características deseadas de la antena (ganancia, ancho de haz, ancho de banda, etc.) y la complejidad en el diseño.

Por estas razones resulta necesario presentar una estructura de antena de bajo costo, que sea fácil de construir, de buen tamaño, y que el diseño pueda ser escalable para diferentes aplicaciones.

En este trabajo de tesis se propone realizar un arreglo en fase que consiste de 16 elementos radiantes con el fin de lograr una mayor ganancia y directividad, sin aumentar su complejidad y procurando una simplificación en la manera en que se cambia la fase del circuito de alimentación.

1.3 Conceptualización del problema

El desarrollo de antenas con patrón de radiación controlable no ha sido de ninguna manera lineal, ni se han ido desarrollando sobre una sola vertiente. Los primeros antecedentes de antenas con patrón de radiación controlable y/o direccionable se remontan a los radares utilizados en la Segunda Guerra Mundial, que en principio eran mecánicos. Se han utilizado antenas de agrupamientos en fase en sistemas de radar, para ayudar a las aeronaves a aterrizar de forma segura (Johnston, 1987).

Por otro lado, en la década entre 1950 y 1960 se empezaron a desarrollar las antenas en fase que pueden ser utilizadas para apuntar el patrón de radiación en cierta dirección, o para escanear en azimut o elevación (Parker y Zimmermann, 2002a y 2002b). Las antenas en fase fueron adoptadas posteriormente para aplicaciones en radioastronomía, donde se utilizaban como interferómetros, como antenas de radiocomunicaciones y para estudios climatológicos.

En 1961 Butler desarrolló una red de conformación de haz (BFN, *beam forming network*, por sus siglas en inglés) de múltiples haces fijos independientes, la cual es muy utilizada todavía debido a su robustez. Estas BFN permiten direccionar el haz debido a la configuración de la red de alimentación de los elementos de antena. Otras propuestas de BFN de tipo electrónico han sido planteadas por J. Blass (1960) y Nolen (1965). Sin embargo estas tres opciones tienen la desventaja de ser difíciles de construir, con la limitante de que para un mayor número de elementos y/o para una distribución plana de elementos se vuelven mucho más complicadas.

Diversas aplicaciones médicas de los arreglos en fase pueden encontrarse en los trabajos realizados por: Cudd, Anderson, Hawley y Conway (1986); Jouvie, Bolomey y Gaboriaud (1986); O'Donnell, (1990); Paulides, Bakker, Chavannes y Van Rhooen (2007); Oikonomou, Karanasiou y Uzunoglu (2010) y Yazhou, Fathy y Mahfouz (2011), donde se realizan investigaciones enfocadas al tratamiento de cáncer mediante termoterapia e imagenología por microondas.

Aplicaciones en sistemas de comunicación satelital son exploradas en el trabajo de (Karmakar y Bialkowski, 1999) y (Bialkowski, et al. 1996) que operan en la banda L de

microondas. Las antenas desarrolladas utilizan elementos de microcinta, desfasadores digitales y conmutadores de señal para su operación en el rango de frecuencias de 1545 a 1661 MHz. En un trabajo posterior, los mismos autores (Karmakar y Bialkowski, 2001), describen con mayor detalle el funcionamiento del conmutador.

En la literatura se ha planteado una amplia variedad de estructuras y soluciones relacionadas con los agrupamientos desfasados “*phased arrays*”. La complejidad de los sistemas de este tipo, crece proporcionalmente con el aumento del número de elementos requeridos. Existen algunas alternativas para reducir la complejidad de los agrupamientos desfasados, entre las cuales se tienen:

1. Introducir un desfasamiento a un grupo de radiadores en lugar de uno por cada elemento.
2. Utilizar BFNs, empleadas generalmente en arreglos lineales.
3. Emplear una combinación de componentes mecánicos y electrónicos.
4. Mediante simplificaciones matemáticas aplicadas a las BFNs.

Betancourt D. y del Rio Bocio C., (2007), introducen una metodología de alimentación de agrupamientos en fase basados en estructuras periódicas de radiación coherente (CORPS) aplicados a BFN. En la red de alimentación propuesta por dichos autores, no solo se distribuye la potencia a cada elemento, sino que también existe una distribución de la fase.

Por su parte, Yun-Taek, Im. et al., (2010) proponen una nueva forma de alimentación de un agrupamiento lineal, en el cual se reduce el número de entradas y se utilizan desfasadores. De la misma manera, en el trabajo de Song et al. (2005), investigan radiadores de bajo costo para aplicaciones comerciales como WLAN en donde se mejora el desempeño de la señal.

Otros autores han optado por mejorar las prestaciones y reducir la complejidad de las redes de conformación de haz eléctricas más conocidas. Se han presentado modificaciones ya sea en la estructura o en la matemática involucrada de la matriz de Butler y de Blass. Li, Chu, Lin y Chang (2004), modifican la matriz de Butler para reducir el nivel de lóbulos laterales; Koubeissi, Decrozo, Monediere y Jecko (2006) la cambian para tener un haz en dirección *broadside*; Yu-Chuan, Bialkowski, Tsai y Kai-Hong (2008) hacen una modificación en sus

elementos constitutivos para que funcione en anchos de banda ultra grandes “UWB”, y Jae Hee y Wee Sang (2009) hacen una simplificación en el número de elementos de la red. Cabe mencionar que también existen redes de conformación de haz ópticas (como la lente de Rotman, lentes geodésicas y antenas de domo) y trabajos donde se proponen diversas modificaciones a las mismas (Kim, 2002).

Recientemente se han propuesto trabajos relacionados con antenas reconfigurables con el propósito de cambiar ciertas características de una antena, como la polarización, la frecuencia de trabajo, el patrón de radiación, o una combinación de las tres. Para modificar el patrón de radiación se utilizan a menudo en aplicaciones poco directivas y de baja ganancia, con estructuras novedosas y aprovechando métodos de conmutación como los diodos PIN, interruptores a base de MEMS, electromecánicos y varactores, entre otros. Chang, Ming-je, Li y De Flaviis (2006), presentan una antena en espiral con conmutadores tipo MEMS; Donelli et al., proponen una estructura con activación y desactivación de elementos parásitos con función de reflector (2007). Palantei et al. (2008), construyeron una estructura de elementos “parches” rectangulares y dipolos doblados la cual permite un cambio en el patrón de radiación y su frecuencia de trabajo. Hall et al. (2008), presentan una antena de alambre en forma de H y que emplea varactores, para su aplicación en automóviles (Iizuka et al., 2008).

Mención especial merecen los sistemas de antenas inteligentes, los cuales son mucho más complejos, ya que sintetizan de forma sofisticada y precisa el patrón de radiación en ambientes de señal mucho más complicados. Este tipo de antenas han tenido un desarrollo ligado tanto a las redes de conformación de haz como a las antenas en fase. En conjunto con los elementos de la antena, mediante el procesamiento digital de señales, la conformación de haz digital, y otras tecnologías, se logra una síntesis del patrón de radiación adaptativo, que no sólo dirige la energía en las direcciones deseadas, sino que además puede bloquear interferencias.

1.4 Objetivos de la tesis

- Investigar y proponer la manera de cambiar físicamente la dirección del patrón de radiación en una agrupación de antenas de microcinta.
- Diseñar y construir una antena basada en agrupamientos de fase, que permita la mayor excursión del patrón de radiación posible, utilizando una cantidad de componentes mínima.

1.5 Estructura de la tesis

En el capítulo 2 se describen los conceptos básicos involucrados en el desarrollo de una antena planar de microcinta, desde la definición, tipos y los parámetros que las caracterizan. Se efectúa un estudio profundo de la teoría de antenas de microcinta y de su principio de funcionamiento. Se presentan las diferentes alternativas que existen para cambiar el patrón de radiación y sus conceptos relacionados, los que incluyen las antenas en fase, antenas reconfigurables, redes de conformación de haz y sistemas de antenas inteligentes. Asimismo, se muestra la comparación de las ventajas y desventajas entre ellas. En el capítulo 3 se propone una metodología de diseño para un agrupamiento en fase planar de microcinta, incluyendo su red de alimentación. Se describe cada uno de los pasos de la metodología de diseño, desde la elección del sustrato, el diseño de los elementos radiantes, el acoplamiento por septum inductivo y el desarrollo de los cambiadores de fase de líneas conmutadas basados en diodos PIN. Además, se presentan los resultados del electromagnético EM de la estructura de la antena completa, proporcionando los valores de las pérdidas por retorno, ancho de banda, ganancia y patrones de radiación obtenidos en el rango de frecuencias de interés.

En el capítulo 4, se presenta el procedimiento de fabricación utilizado para construir el agrupamiento de antena de microcinta y su red de alimentación. Se utiliza un método fotolitográfico para obtener las mascarillas y efectuar el grabado de la antena en los sustratos seleccionados. Se proporcionan resultados de la construcción de la antena y de la caracterización de la misma. Se describe la metodología de caracterización y se

proporciona el comportamiento de sus pérdidas por retorno, ganancia y el patrón de radiación de todas las combinaciones posibles a la frecuencia de 5.8 GHz.

En el capítulo 5 se presenta un resumen de los resultados obtenidos y se realiza un análisis de su comportamiento y de las implicaciones que éstos tienen.

Por último, en el capítulo 6 se presentan las conclusiones de este trabajo de tesis, resaltando las aportaciones generadas durante el desarrollo de este trabajo. Asimismo, se proporcionan las recomendaciones para trabajos futuros en esta área de investigación.

Capítulo 2

Marco teórico

En el presente capítulo se aborda la teoría fundamental de las antenas, desde su definición, los tipos de antenas que existen, así como una breve explicación de los parámetros básicos que caracterizan a cualquier antena. Se revisa la teoría de agrupamientos de antena, se define el factor del agrupamiento “*array factor*” y su influencia en el cambio del patrón de radiación. Por último, se proporcionan las alternativas disponibles para cambiar el patrón de radiación y se hace una comparación de las ventajas y desventajas entre ellas.

2.1 Fundamentos de antenas

2.1.1 Definición

John Kraus (1988), define a una antena como “una estructura asociada con la región de transición entre una guía de onda y el espacio libre y viceversa”, haciendo hincapié en las etapas de propagación que tiene la energía electromagnética al pasar entre un transmisor y un receptor y la manera en que se acoplan los medios. Por otro lado, la IEEE (IEEE Std.145-1983) define una antena como “aquella parte de un sistema transmisor o receptor diseñada específicamente para radiar o recibir ondas electromagnéticas”. Balanis (2005) por su parte señala que “se requiere una antena en un sistema inalámbrico avanzado para optimizar o acentuar la energía radiada en alguna dirección y suprimirla en otros”.

De estas definiciones se puede puntualizar a una antena como aquel dispositivo, pasivo o activo, diseñado específicamente para recibir, radiar y/o direccionar la energía electromagnética, la cual debe cumplir con ciertas características de operación y fungir como una región de transición entre un medio guiado y el espacio libre.

2.1.2 Tipos de Antenas

La clasificación de los tipos de antenas es muy variada como se puede apreciar en la figura 1. Los criterios de clasificación pueden ser: por el tipo de material, por la tecnología

empleada, por las frecuencias de operación o por su aplicación. A continuación se mencionan los diferentes tipos de antenas.

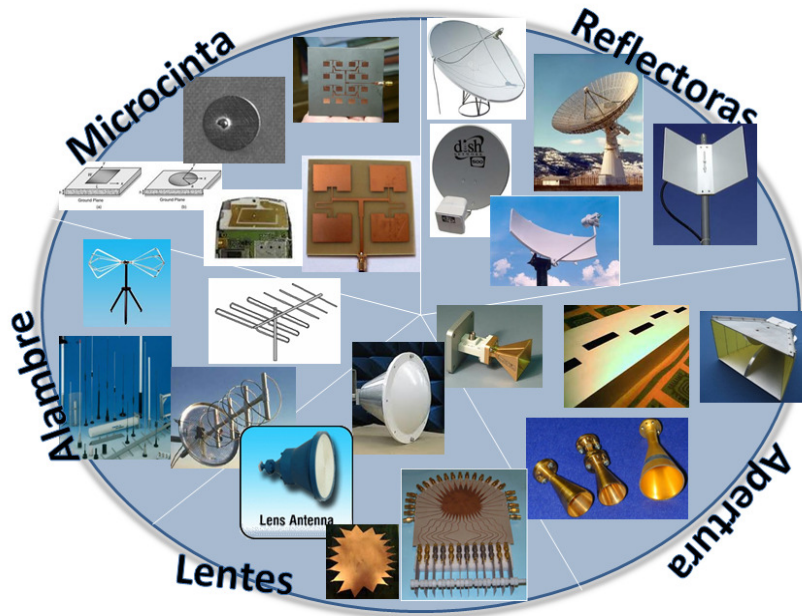


Figura 1. Tipos de antenas.

Antenas de alambre. Estas se pueden encontrar en automóviles, edificios, aviones, etc. Entre las diversas formas de este tipo de antena se tienen los dipolos, los lazos cerrados (loop), y hélices. Estas se caracterizan por estar construidas con hilos conductores que soportan las corrientes que dan origen a los campos radiados (Balanis, 2005).

Antenas de abertura. Tienen mayor utilidad a frecuencias elevadas y para aplicaciones aeroespaciales. Entre ellas se encuentran las antenas de bocina cónica y piramidal, y la antena de guía de onda rectangular, las cuales son más comunes a frecuencias de microondas. (Balanis, 2005)

Antenas de microcinta. Se realizan en tecnología planar. Una antena de microcinta consiste de un elemento “parche” metálico grabado sobre un sustrato dieléctrico y de un plano de tierra. El parche de microcinta puede tener diferentes formas, aunque la rectangular y circular son las más populares. Este tipo de antenas tienen aplicación en sistemas comerciales, debido a que pueden ser implementadas para trabajar apropiadamente en tecnología de circuitos integrados monolíticos de microondas (MMIC, por sus siglas en

inglés), o montadas en una aeronave, ya que no altera los perfiles aerodinámicos del avión. (James, 1989).

Antenas reflectoras. Debido a la necesidad de comunicación a gran distancia, se utilizan este tipo de antenas, para recibir señales del espacio exterior, entre otras. En esta clasificación se encuentra el reflector parabólico con alimentación frontal (de punto focal), con alimentación Cassegrain, de foco desplazado y el reflector de esquina (Kraus, 1988).

Antenas de lente. Estas antenas pueden transformar varias formas de energía divergente en ondas planas, escogiendo apropiadamente el material de los lentes y la forma de los mismos (convexo, cóncavo o plano), así como su índice de refracción. Generalmente se utilizan en frecuencias altas debido a que su diseño a frecuencias bajas es costoso debido al tamaño o volumen de sus elementos. (Cardama et al., 1998)

Agrupaciones de antenas. Una agrupación es un conjunto de antenas combinadas para lograr características de radiación que no pueden lograrse con un solo elemento. Estas agrupaciones se utilizan para aumentar la directividad y ganancia de la antena y pueden estar conformados por cualquier tipo de antenas de los tipos anteriores. Entre los más comunes se encuentran las agrupaciones de parche, la antena Yagi-Uda, de abertura, etc. (Balanis, 2005)

2.1.3 Parámetros de Antenas

En esta sección se describen los parámetros que se emplean para caracterizar antenas y medir su desempeño en sistemas de transmisión o recepción.

2.1.3.1 Impedancia

En el puerto de entrada de una antena, se define la impedancia de entrada Z_A mediante relaciones de tensión-corriente en ese punto, la cual tiene un comportamiento complejo (Cardama, et al., 1998) como se muestra en la ecuación (1):

$$Z_A = R_A + jX_A \quad (1)$$

Z_A = impedancia de la antena

$R_A = R_r + R_L$ Resistencia de antena, resistencia de radiación y pérdidas resistivas

X_A = reactancia de antena

Debido a que la antena radia energía, se tiene una pérdida hacia el espacio. La Potencia radiada en términos de la resistencia de radiación R_r y la corriente inducida se da por:

$$P_{radiada} = I^2 R_r \quad (2)$$

Existen otras pérdidas debidas a conductores, representada por una resistencia de pérdidas R_Ω . La resistencia de la entrada es la suma de la resistencia de radiación y de la de pérdidas:

$$P_{entregada} = P_{radiada} + P_{pérdidas} = I^2 R_r + I^2 R_\Omega \quad (3)$$

2.1.3.2 Eficiencia

Debido a que existen pérdidas en la antena, no toda la potencia entregada por el transmisor a la antena sea radiada hacia el espacio libre. Por esta razón se debe definir un factor de rendimiento de la antena, llamado eficiencia η_l , que se obtiene de la relación de la potencia radiada entre la potencia entregada (Cardama, et al., 1998):

$$\eta_l = \frac{P_{radiada}}{P_{entregada}} = \frac{R_r}{R_r + R_\Omega} \quad (4)$$

2.1.3.3 Directividad

La directividad de una antena no isotrópica, es igual a la relación de su intensidad de radiación en una dirección dada, sobre la intensidad de radiación de una fuente isotrópica (Balanis, 2005):

$$D = \frac{U}{U_o} = \frac{4\pi U}{P_{rad}} \quad (5)$$

Si la dirección no se especifica, entonces se toma por defecto la dirección de máxima intensidad de radiación (máxima directividad),

$$D_{máx} = D_o = \frac{U|_{máx}}{U_o} = \frac{U_{máx}}{U_o} = \frac{4\pi U_{máx}}{P_{rad}} \quad (6)$$

D = directividad

D_o = máxima directividad

U = intensidad de radiación

$U_{m\acute{a}x}$ = máxima intensidad de radiación

U_o = intensidad de radiación de una fuente isotrópica

La intensidad de radiación U es la potencia radiada por unidad de ángulo sólido en una determinada dirección, la cual es un parámetro de campo lejano, y puede obtenerse multiplicando la densidad de radiación por el cuadrado de la distancia.

Para patrones de radiación muy directivos (con un lóbulo principal muy destacado sobre los lóbulos laterales), existe una aproximación en el que el ángulo sólido del haz se aproxima al producto de dos haces de mediana potencia HPBW en dos planos perpendiculares (Balanis, 2005, Flores, 2006). Entonces, para el HPBW en el plano eléctrico θ_E y en el plano magnético θ_H se tiene:

$$D_o = \frac{\pi^2}{\theta_H \theta_E} \quad (7)$$

2.1.3.4 Ganancia

La ganancia de la antena en una dirección dada se define como la relación de la intensidad en ésa dirección, a la intensidad de radiación que puede ser obtenida si la potencia aceptada por la antena fuera radiada de manera isotrópica (Balanis, 2005).

$$Ganancia = G = 4\pi \frac{\text{intensidad de radiación}}{\text{potencia total de entrada}} = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad (8)$$

La ganancia y la directividad están relacionadas, y difieren en que la directividad se relaciona con la potencia radiada, mientras que la ganancia se relaciona con la potencia entregada a la antena. El factor que relaciona a la ganancia y a la directividad es la eficiencia de la antena,

$$G = \eta_l D. \quad (9)$$

2.1.3.5 Patrón de Radiación

El patrón de radiación es una función matemática que permite representar gráficamente las propiedades de radiación de la antenna, en función de sus coordenadas espaciales. Algunas de estas propiedades son la potencia de la densidad de flujo, la intensidad de radiación, la fuerza del campo, la directividad, la fase o la polarización. Las propiedades de radiación son las que se refieren a la posición del observador (Balanis, 2005).

El patrón de radiación puede presentar diferentes tipos de lóbulos: el principal, los menores, laterales y traseros. En la figura 2 se representan los diferentes tipos de lóbulos de un patrón de radiación de una antenna. El ancho de haz de mediana potencia (HPBW, *half power beam width*) es la separación angular de las direcciones en las que el diagrama de radiación de potencia toma la mitad del valor máximo (o se reduce -3dB). A menudo el ancho del haz HPBW, se utiliza para poder distinguir la capacidad de la antenna en cuanto a la resolución del apuntamiento.

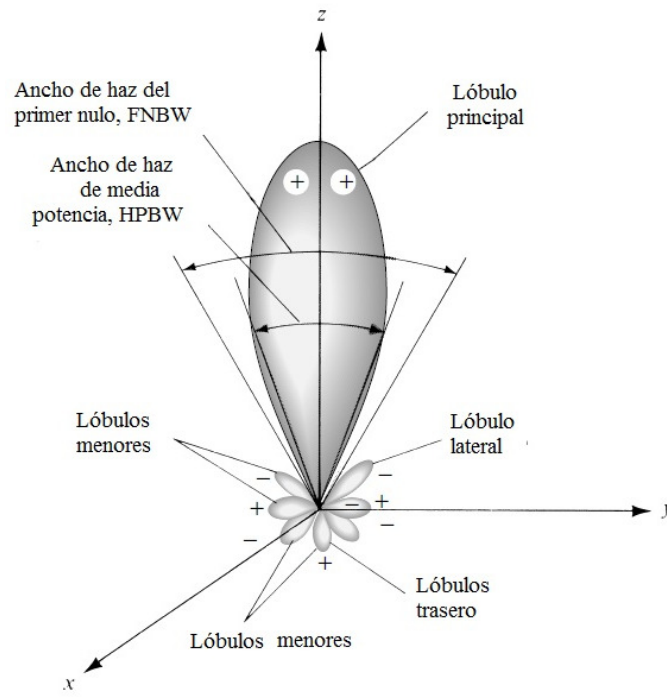


Figura 2. Patrón de radiación de una antenna (modificado de Balanis, 2005, pág. 30).

Patrón isotrópico. Un radiador isotrópico, es una antena teórica ideal sin pérdidas que tiene la misma radiación en todas las direcciones, y aunque es una conceptualización idealizada, se utiliza como base para definir otro tipo de patrones de radiación.

Patrón directivo. Se genera por una antena direccional, la cual radia o recibe ondas más efectivamente en algunas direcciones y en otras no.

Patrón Omnidireccional. Existen algunas antenas que son direccionales en un plano (plano de elevación) y no direccionales en otro plano (plano de azimut) y son conocidas como antenas omnidireccionales. En la figura 3 se presentan los tres tipos de patrón de radiación diferentes.



Figura 3. Tipos de patrón de radiación.

2.1.3.6 Ancho de banda

El ancho de banda de una antena, es el rango de frecuencias en el que su desempeño respecto a ciertas características, cumple con determinados estándares. Existe una distinción entre la variación del patrón de radiación y su impedancia de entrada. El ancho de banda puede ser en un rango de frecuencias, o a una frecuencia central (de resonancia, como en un dipolo).

Una de las condiciones prácticas mayormente utilizadas para cuantificar el ancho de banda consiste en determinar las frecuencias cuyo VSWR (*Voltage Standing Wave Ratio*) sea menor a 2 o con pérdidas por retorno RL menores a -10 dB ($S_{11} < -10\text{dB}$). A esto se le llama como ancho de banda de impedancia y se muestra en la figura 4.

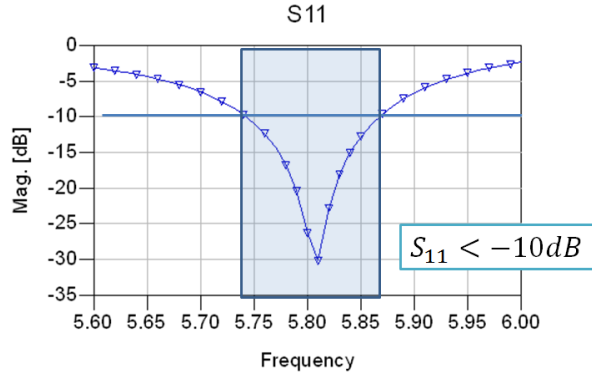


Figura 4. Ancho de banda de impedancia.

La variación de la impedancia con respecto a la frecuencia, resulta en una limitante respecto al rango de frecuencia que puede ser acoplado a la línea de alimentación (Pozar, 1995). Para un VSWR específico (1.5 o 2) y según el factor de calidad Q de la antena, el ancho de banda B se puede obtener de:

$$B = \frac{VSWR - 1}{Q\sqrt{VSWR}} \quad (10)$$

Para la especificación de los parámetros de las antenas se puede dividir en dos grupos, según se relacionen con el patrón de radiación o con la impedancia. En el primero de ellos se tiene la directividad, la polarización, el ancho de haz (HPBW) y la relación del lóbulo principal al lóbulo secundario. En el segundo grupo, se tiene la impedancia de la antena, el coeficiente de reflexión y la relación de onda estacionaria (Cardama et al., 1998).

2.1.3.7 Polarización

La polarización de una antena en una dirección dada, se define como la propiedad de una onda electromagnética que describe a la magnitud relativa del vector de campo eléctrico, con respecto a una dirección variante en el tiempo. La polarización es la curva trazada por el final del vector que representa el campo eléctrico en cada instante de tiempo. Existen tres tipos de polarización: lineal, circular y elíptica las cuales se muestran en la figura 5.

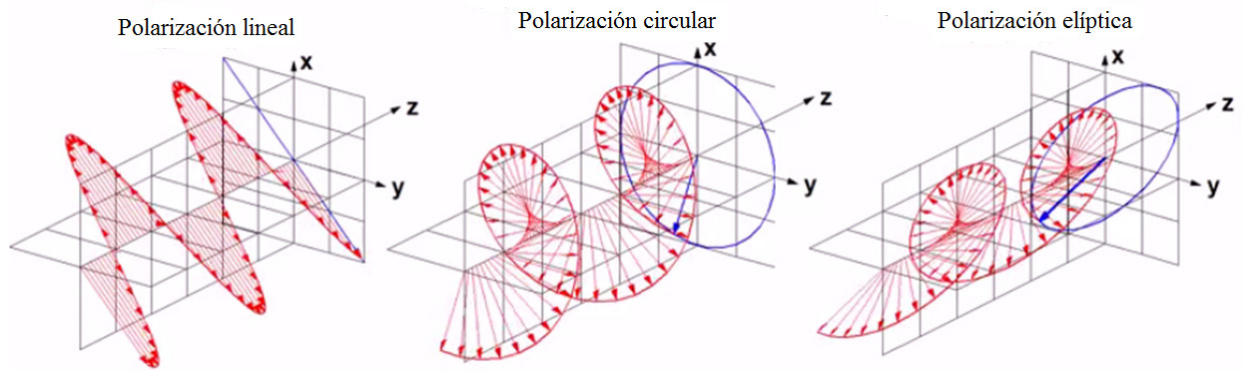


Figura 5. Tipos de polarización.

La radiación de una antena en una polarización específica se denomina polarización de referencia o co-polarización, mientras que a la radiación en la polarización ortogonal se la conoce como cross-polarización o polarización cruzada “*crosspolar*”, (Cardama et al., 1998).

2.1.3.8 Regiones de campo

El espacio alrededor de una antena se divide en las tres regiones (Balanis, 2005) que se muestran en la figura 6.

Región de campo cercano reactivo, es justo el área alrededor de la antena donde predominan los campos reactivos, y cuyo límite comprende $R < 0.62\sqrt{D^3/\lambda}$, donde D es la dimensión máxima de la antena.

Región de campo cercano radiante (o región de Fresnel), es la región donde predominan los campos radiantes, y donde la distribución del campo (en función del ángulo) depende de la distancia desde la antena. Si la dimensión máxima de la antena es pequeña comparada con la longitud de onda, esta región no existe. Sus límites son $0.62\sqrt{D^3/\lambda} < R < 2D^2/\lambda$.

Región de campo lejano (o región de Fraunhofer), es aquella región alrededor de la antena donde la distribución de campo angular es independiente de la distancia a la antena, y está región abarca distancias mayores a $2D^2/\lambda$, donde D es la dimensión máxima de la antena.

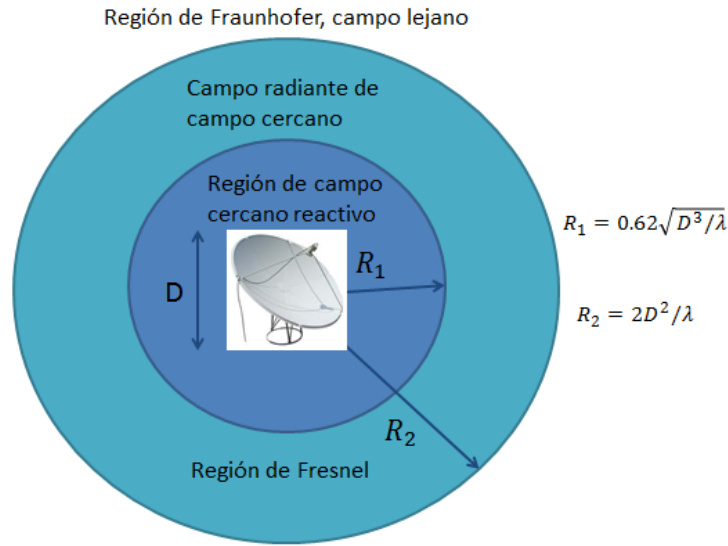


Figura 6. Regiones de campo. (modificado de Balanis, 2005, pág. 34).

2.1.3.9 Adaptación

Por lo general la antena se conecta a un transmisor o receptor por medio de una línea de transmisión. Para que exista una transferencia de potencia máxima, la impedancia de la antena $Z_A = R_A + jX_A$ y la impedancia de carga $Z_L = R_L + jX_L$ deben estar acopladas al complejo conjugado $Z_L = Z_A^*$, así:

$$P_{L,m\acute{a}x} = \frac{|V_{ca}|^2}{4R_A} \quad (11)$$

Cuando no están acopladas se tiene que:

$$P_L = P_{Lm\acute{a}x} C_a = P_{Lm\acute{a}x} (1 - |\rho|^2) \quad (12)$$

donde C_a es el coeficiente de desadaptación o desacoplamiento dado por:

$$C_a = \frac{4R_A R_L}{(R_A + R_L)^2 + (X_A + X_L)^2}. \quad (13)$$

2.2 Antenas de microcinta

Existen algunas aplicaciones de antenas en las que el tamaño, el peso, el costo, facilidad de instalación y el perfil aerodinámico, son cruciales para el diseño de una antena. Por ejemplo las antenas de microcinta tienen aplicación en aeronaves, sistemas militares, equipos de comunicaciones inalámbricas, etc.

El concepto de radiadores de microcinta fue propuesto primero por Deschamps en 1953. El primer desarrollo práctico de antenas fue desarrollado por Howell y Munson en la década de los 1970's (Bahl y Bhartia, 1980). Estas antenas son sencillas, versátiles, son compatibles con diseños MMIC y se pueden fabricar a un costo muy bajo comparadas con otras tecnologías. Además, se pueden agregar dispositivos tales como diodos PIN y varactores entre el parche y el plano de tierra que permitan efectuar una conmutación de los elementos (Kumar y Ray, 2003). En la figura 7, se muestra una configuración básica que consiste de un elemento “parche” radiador en un lado de un sustrato dieléctrico de baja permitividad ($\epsilon_r < 10$), y por el otro lado un plano de tierra. El patrón de radiación de la antena es normal al parche.

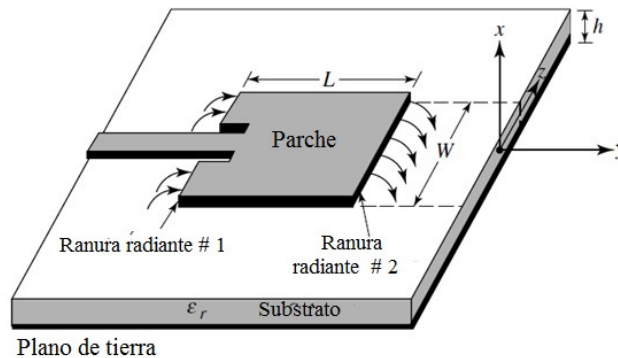


Figura 7. Configuración de una antena de microcinta (modificado de Balanis, 2005, pág. 812).

Es posible utilizar una gran variedad de sustratos para diseñar las antenas de microcinta. Por lo general sus constantes dieléctricas relativas se sitúan entre 2.2 y 13, aunque para ciertas aplicaciones se pueden utilizar sustratos de un material de bajo costo como el FR4 suspendido en aire, para mejorar la eficiencia, la ganancia y el ancho de banda, a expensas de aumentar las dimensiones de la antena (Buenrostro Rocha, 2007). Para conseguir que una antena de microcinta tenga un buen desempeño, se recomienda que los sustratos

tengan una constante dieléctrica ϵ_r baja con espesor h grueso, ya que estos mejoran la eficiencia, ganancia y ancho de banda. Por otro lado, los substratos delgados con constante dieléctrica alta, se recomiendan para las interconexiones y circuitería de microondas porque se reduce la radiación, el acoplamiento y el tamaño.

La antena de microcinta (o antenas de parche) puede tener cualquier configuración, pero se procura que sean figuras geométricas sencillas. Las más comunes son la cuadrada, la rectangular, una línea delgada (dipolo), la circular, elíptica y triangular, que se muestran en la figura 8.

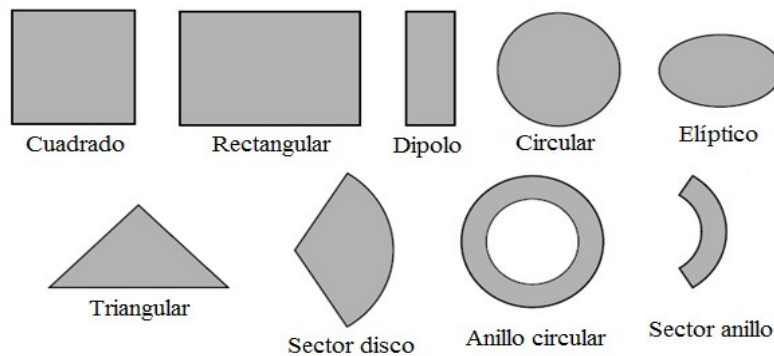


Figura 8. Formas de diferentes antenas de microcinta.

En la Tabla 1 se presentan las ventajas y desventajas de las antenas de microcinta.

Tabla 1 Ventajas y desventajas de las antenas de parche de microcinta.

Ventajas	Desventajas
• Peso ligero y de pequeño volumen. • Pueden ajustarse a la superficie. • Bajo costo de fabricación y compatibles con tecnologías de circuito impreso. • Permiten polarización lineal y circular. • Miniaturización para comunicaciones móviles celulares. • Permiten frecuencias de resonancia dobles o triples. • Integración compatible con diseños modulares de otros dispositivos • Líneas de alimentación fabricadas simultáneamente.	• Ancho de banda angosto • Pérdidas altas dependientes del substrato • Baja capacidad de manejo de potencia. • Limitaciones en ganancia. • Poco aislamiento entre alimentación y elementos radiantes. • Pobre desempeño de escaneo.

2.2.1 Radiación en una antena de microcinta

El analizar el fenómeno de radiación en diferentes estructuras de microcinta permite observar la forma en que una antena de parche radia energía en el espacio. Una antena debe radiar hacia el espacio libre, mientras que en otras estructuras como las líneas de transmisión y otras estructuras planares, la radiación es un fenómeno espurio.

La figura 9 presenta los tipos de ondas que se pueden propagar en una antena de microcinta: Las espaciales, las ondas de superficie y las de fuga.

Las ondas radiadas al espacio son las que tienen ángulos de elevación entre 0 y 90 grados, y su plano es normal al parche de microcinta. Las ondas de superficie se transmiten con ángulos de elevación entre $\pi/2$ y $\pi - \arcsin(1/\sqrt{\epsilon_r})$.

Las ondas de fuga son aquellas que se introducen con un ángulo entre $\pi - \arcsin\left(\frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}}\right)$ y π , las cuales se reflejan en el plano de tierra y sólo una parte de ellas se reflejan en la frontera entre el substrato y el espacio libre.

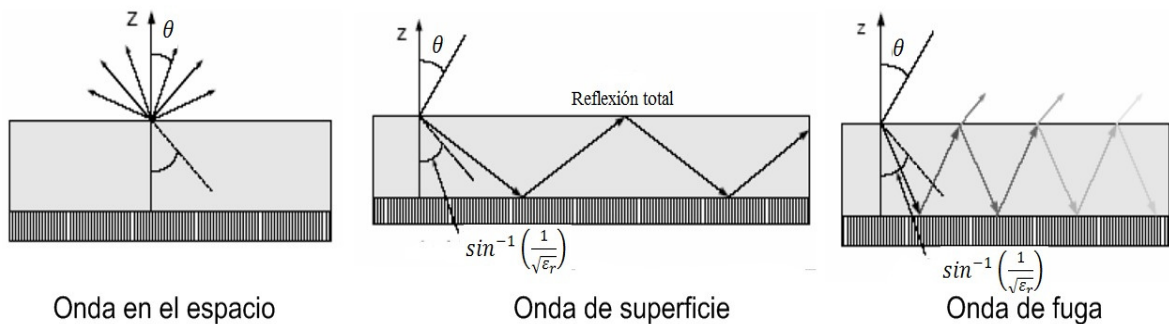


Figura 9. Tipos de ondas que se propagan en una antena de microcinta (modificado de Flores Cuadras, 2006, pág 19)

2.2.1.1 Efecto de borde

El efecto de borde se debe a la extensión de los campos a lo largo y ancho de los parches. Este efecto depende de las dimensiones del parche ($W \times L$) y de las características del substrato (ϵ_r y h). Cuando se tiene una relación $\frac{L}{h} \gg 1$, este efecto se minimiza.

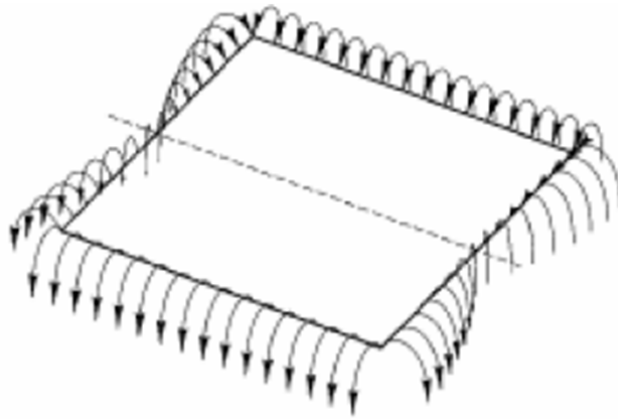


Figura 10. Efecto de borde en los parches de microcinta.

2.2.2 Técnicas de alimentación

La antena de parche puede alimentarse por una línea de transmisión coaxial o por una línea de microcinta, aunque también puede ser mediante un acoplamiento electromagnético, o un acoplamiento por apertura, entre otros.

2.2.2.1 Alimentación con línea de transmisión en microcinta

En la figura 11 se muestra una antena de microcinta o parche que se alimenta con una línea de microcinta. Este tipo de alimentación tiene la ventaja que puede realizarse en el mismo sustrato ya que la estructura es planar. Uno de los problemas es la radiación indeseada de la línea alimentadora, que se tiene cuando la línea es ancha comparable con el ancho del parche.

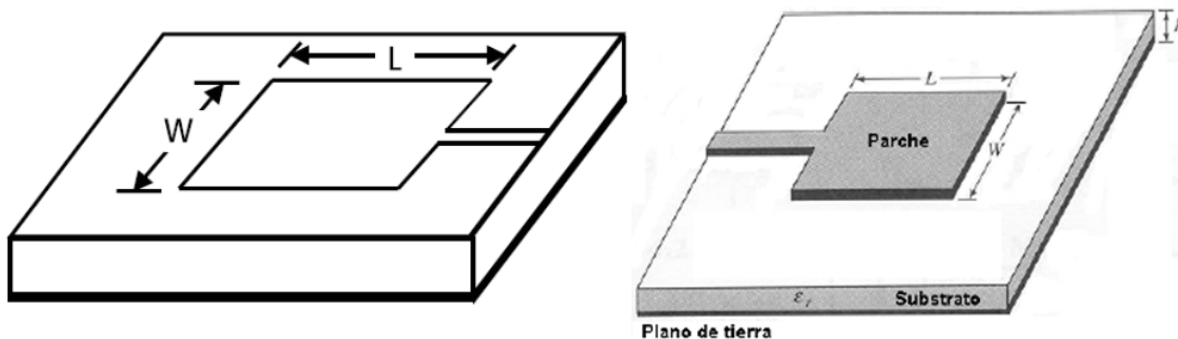


Figura 11. Alimentación con línea de microcinta (Kumar, 2003, pág 6)

2.2.2.2 Alimentación coaxial

En este tipo de alimentación, el centro del conector coaxial se conecta al parche tal como se muestra en la figura 12. La principal ventaja de este tipo de alimentación es que puede colocarse en la posición deseada dentro de la antena, para poder ajustar la impedancia de entrada. La principal desventaja es que el hoyo metalizado “*via hole*” que se tiene que construir, presenta un efecto inductivo y hace que la antena no sea completamente plana ni simétrica.

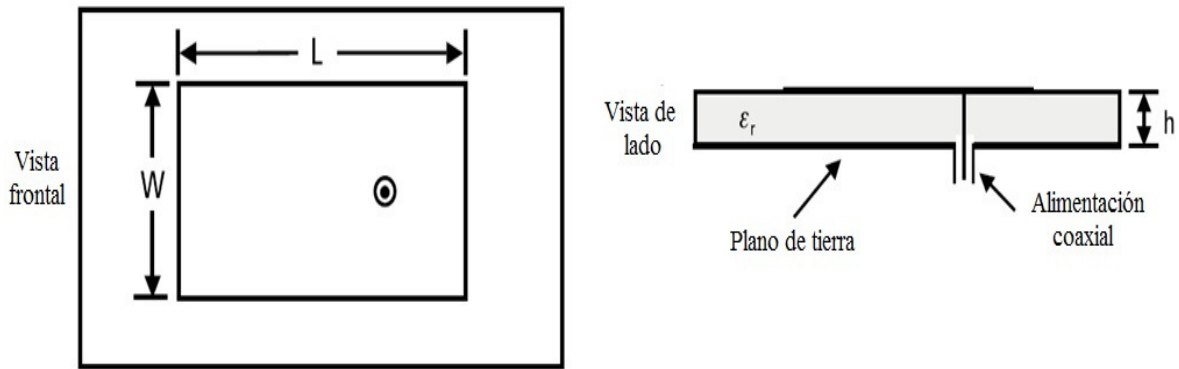


Figura 12. Alimentación coaxial (Kumar, 2003, pág 2).

2.2.2.3 Alimentación indirecta

Para alimentar un parche de manera indirecta, se hace un acoplamiento electromagnético, donde la línea de alimentación se coloca entre el parche y el plano de tierra, los cuales se separan por dos medios dieléctricos, como se puede apreciar en la figura 13a. La ventaja de este tipo de alimentación es que se eliminan algunas radiaciones espurias y se incrementa el ancho de banda. La desventaja es que las dos capas de la antena deben estar alineadas y que aumenta su grosor.

Otro método de alimentación indirecto es el de *abertura* el cual se muestra en la figura 13b. En esta configuración, el campo se acopla de la línea de microcinta empleada como alimentador al parche radiante, mediante una pequeña abertura “slot” en el plano de tierra, centrada bajo el parche.

De manera similar al acoplamiento electromagnético, los substratos utilizados pueden seleccionarse por separado para mejorar el desempeño de la microcinta.

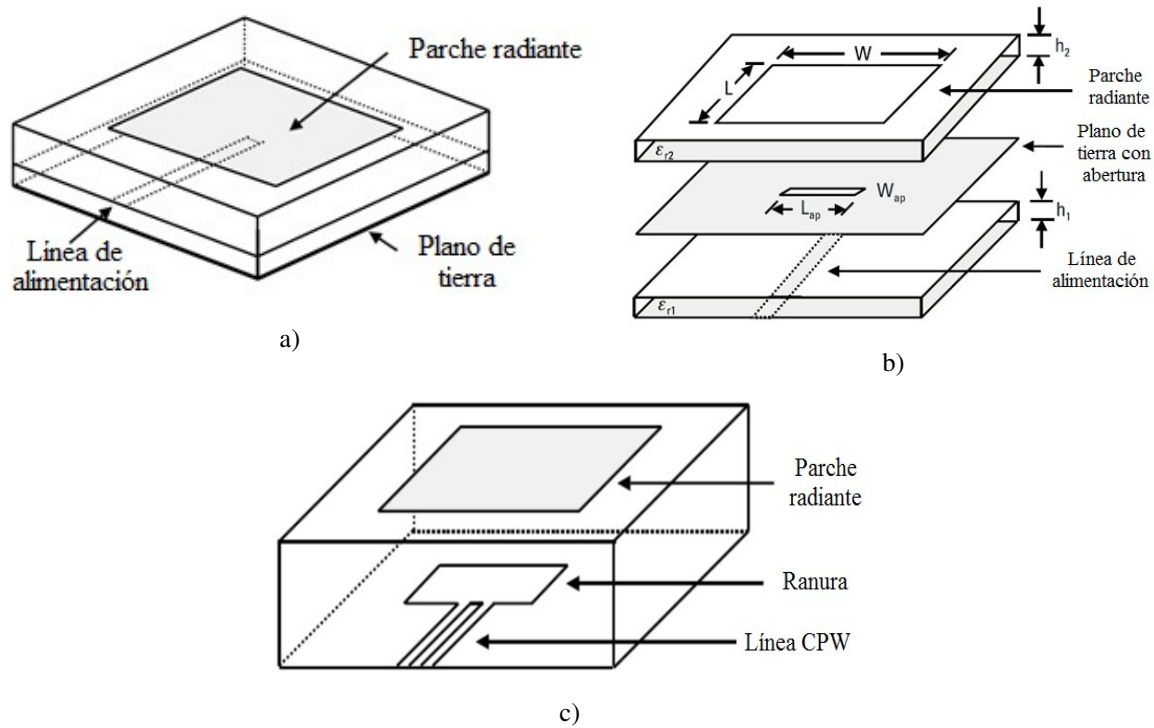


Figura 13. Tipos de alimentación indirecta.(Kumar, 2003, pág. 6)

Otro método indirecto es el que la antena se alimenta por una guía de onda coplanar (CPW) grabada en el plano de tierra de la antena. La línea CPW se excita por una alimentación coaxial y se termina en una ranura como se puede apreciar en la figura 13c.

En la Tabla 2 se presenta un resumen comparando los tipos de alimentación.

Tabla 2. Ventajas y desventajas de los tipos de alimentación en microcinta

Tipo de alimentación	Ventaja	Desventaja
Coaxial	Se puede colocar en cualquier posición para acoplarlo a una impedancia dada	Parche no completamente planar debido al hoyo Configuración asimétrica Impedancia de la antena más inductiva.
Línea de microcinta	Se puede dibujar en el mismo sustrato	El nivel de polarización cruzada aumenta debido a la radiación de la línea.
Acoplamiento electromagnético por proximidad	Eliminación de radiación espuria de la línea de alimentación Optimización de ambas redes	Dificultad de construcción pues deben ser alineados El grosor total aumenta.
Acoplamiento por abertura	Aumento del ancho de banda. Optimización de la red de alimentación y antena por separado.	El acoplamiento depende de la forma y tamaño de la abertura. Incremento de radiación trasera.

2.2.3 Métodos de análisis

Los métodos de análisis de las antenas de microcinta pueden dividirse en dos grupos. En el primer grupo, los métodos se basan en la distribución de corrientes magnéticas equivalentes alrededor de los parches. Dos técnicas principales dentro de este grupo son:

- Modelo de la línea de transmisión,
- Modelo de cavidad.

En el segundo grupo, los métodos se basan en la distribución de corrientes eléctricas en el parche conductor y en el plano de tierra, y se emplean métodos de análisis electromagnético EM, que resuelven de manera numérica las ecuaciones diferenciales o integrales involucradas. Algunos de estos métodos son:

- Método de Momentos (MoM)
- Método del elementos finitos (FEM)
- Técnica de dominio espectral (SDT)

- Método de Diferencias finitas en el dominio del tiempo (FDTD).

2.3 Teoría de agrupamientos de antena

Algunas características de radiación tales como: una ganancia alta o la capacidad de direccionamiento de haz, sólo pueden realizarse mediante una agrupación de elementos de antena o parches. Los elementos pueden ser idénticos y estar distribuidos de una forma lineal, planar o volumétrica (Bahl y Bhartia, 1980).

Elementos de diferente forma y espaciados de manera no uniforme, aumentan la complejidad del diseño y el análisis del agrupamiento. Esto se acentúa en los procesos de diseño, análisis y construcción, cuando se trata de antenas con haces dirigidos.

Para proveer un patrón más directivo, es necesario que los campos de los elementos individuales se interfieran constructivamente en las direcciones deseadas y se interfieran destructivamente en los espacios restantes. En la práctica, esto es sólo una aproximación. Para formar un patrón de radiación en un agrupamiento de antenas se tienen 5 parámetros para controlar (Balanis, 2005):

1. Configuración geométrica del agrupamiento.
2. La distancia relativa entre los elementos.
3. La amplitud de la excitación de los elementos individuales.
4. La fase relativa de los elementos individuales.
5. El patrón relativo de los elementos individuales.

2.3.1 Factor de Agrupamiento lineal

Cuando se tiene un agrupamiento lineal de n elementos espaciados de manera uniforme, el campo lejano del i – ésimo elemento se da por la expresión (14) como sigue:

$$E_i(\theta, \phi) = f(\theta, \phi) I_i e^{jk_0 z_i \cos \theta + \beta_i} \quad (14)$$

donde, $f(\theta, \phi)$ representa la radiación asociada a un elemento en particular, $k_0 = 2\pi/\lambda_0$ es la constante de fase, e I_i y β_i representan respectivamente la amplitud y fase de un elemento en particular.

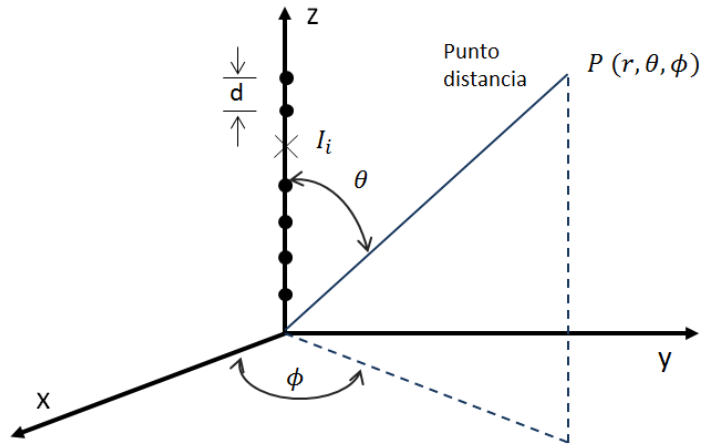


Figura 14. Agrupamiento lineal a lo largo del eje z (modificado de Bahl, 1980, pág. 249)

El campo total está dado por las ecuaciones (15-17), (Bahl, 1980):

$$E(\theta, \phi) = f(\theta, \phi) \sum_{i=1}^n I_i e^{jk_0 z_i \cos \theta + \beta_i} \quad (15)$$

$$|E(\theta, \phi)| = |f(\theta, \phi)| \times |F.A.| \quad (16)$$

$$|F.A.| = \sum_{i=1}^n I_i e^{jk_0 z_i \cos \theta + \beta_i} \quad (17)$$

De acuerdo a las ecuaciones (15) y (16), el campo total se obtiene de la multiplicación de la aportación de un solo elemento, multiplicado por el factor de agrupamiento (F.A. *factor de array*), el cual es único para cada agrupamiento y se puede obtener con la ecuación (17).

En la figura 15 se ilustra el principio de multiplicación expresado en la ecuación (16). Se puede observar el diagrama típico de radiación de un dipolo, y al lado derecho el factor de array producido por dos elementos de antena, que tienen una separación entre elementos $d = \lambda/4$, con una separación en fase $\beta = 0^\circ$ en la figura 15a y $\beta = 90^\circ$ en la figura 15b. Se puede observar que en la parte inferior de cada figura se incluye el campo total obtenido de la multiplicación del elemento por el F.A.

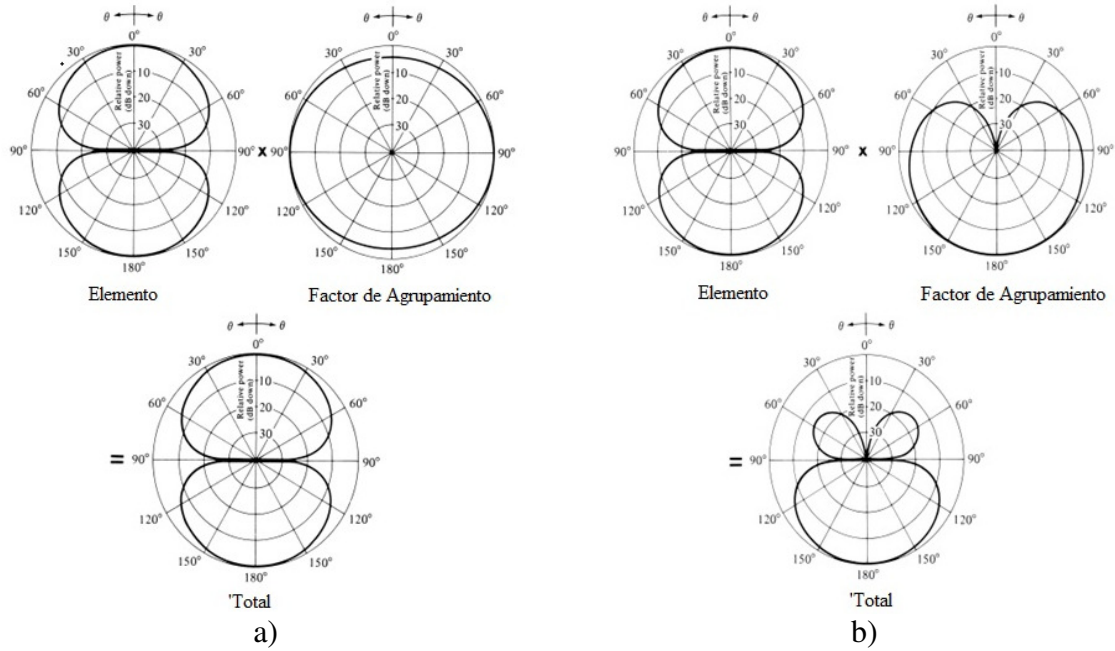


Figura 15. Ilustración del principio de multiplicación (modificado de Balanis, 2005, pág 289 y 292)

El factor de agrupamiento tiene un máximo en la dirección θ_m que cumple:

$$\theta_m = \cos^{-1} \left(\frac{\lambda \beta}{2\pi d} \right) \quad (18)$$

Se puede observar de la ecuación (18), que se puede manipular la dirección del máximo (lóbulo principal), manipulando la diferencia de fase entre elementos β y la distancia entre los elementos d .

Para un agrupamiento del tipo “*end-fire*”², el máximo del haz es paralelo al eje donde están colocadas las antenas, $\theta_m = 0^\circ$, mientras que para un agrupamiento tipo “*broadside*”, $\theta_m = \frac{\pi}{2}$, el haz es transversal al plano donde se encuentra el arreglo. Para que esta última condición se cumpla, la diferencia de fase entre elementos debe ser $\beta = 0^\circ$.

Cuando se requiere que un agrupamiento tenga una orientación hacia un ángulo dado θ_0 ($0^\circ \leq \theta_0 \leq 180^\circ$), la fase de la excitación entre los elementos debe ajustarse, de tal manera que:

² End-fire se refiere a que el lóbulo principal es paralelo al eje donde se encuentran los elementos de antena. Broad-side, tiene el lóbulo principal perpendicular al eje de las antenas.

$$kd \cos \theta_0 + \beta = 0 \quad (19)$$

Por lo tanto

$$\beta = -kdcos\theta_0 \quad (20)$$

Sin embargo, para controlar la diferencia de fase progresiva entre los elementos, el máximo punto de la radiación puede ser dirigido.

2.3.2 Agrupamiento planar

Un agrupamiento planar puede tratarse como un agrupamiento de agrupamientos, como se puede apreciar en la figura 16. Este agrupamiento se diseña para enviar el haz en azimut (ϕ) o en elevación (θ). Entonces el factor de agrupamiento planar será la suma de los campos de los agrupamientos planares. Considerando la figura 16, el patrón de radiación de un elemento se da por $f(\theta, \phi)$, donde I_{mn} es la corriente en el mn –ésimo elemento y el campo eléctrico en un punto $P(\theta, \phi)$ puede calcularse como:

$$E(\theta, \phi) = f(\theta, \phi) \sum_{m=-N_x}^{N_x} \sum_{n=-N_y}^{N_y} I_{mn} e^{j(mk_0 d_x \sin \theta \cos \phi + \beta_x)} \cdot e^{j(nk_0 d_y \sin \theta \sin \phi + \beta_y)} \quad (21)$$

β_x y β_y son las excitaciones relativas de los elementos. Retomando el principio de multiplicación de patrones:

$$|E(\theta, \phi)| = |f(\theta, \phi)| \times |AF|_{planar} \quad (22)$$

donde

$$|AF|_{planar} = T_{TOTAL} = T_X T_Y \quad (23)$$

$$T_X = \sum_{n=-N_X}^{N_X} I_{m0} e^{j(mk_0 d_x \sin \theta \cos \phi + \beta_x)} \quad (24)$$

$$T_Y = \sum_{n=-N_Y}^{N_Y} I_{n0} e^{j(nk_0 d_y \sin \theta \sin \phi + \beta_y)} \quad (25)$$

$$I_{mn} = I_{m0} \cdot I_{n0} \quad (26)$$

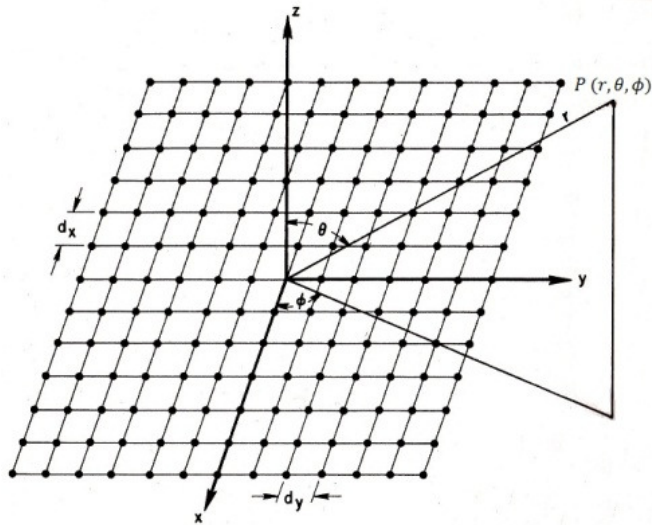


Figura 16. Agrupamiento de antenas planar (Bahl y Bhartia, 1980, pág. 258)

2.3.3 Direccionamiento de haz

Se conocen cuatro técnicas de escaneo electrónico: fase, retraso en tiempo, retraso en frecuencia y conmutación por alimentación electrónica. Para el escaneo en fase, la dirección del haz principal para un agrupamiento se da por:

$$\theta_m = \cos^{-1} \left(\frac{\beta_0 \lambda_0}{2\pi d} \right) \quad (27)$$

β_0 es el factor de fase del elemento, y cuando éste se varía, se produce un cambio en la dirección del haz. Este mecanismo se muestra en la figura 17 y es la base de un *phased array*.

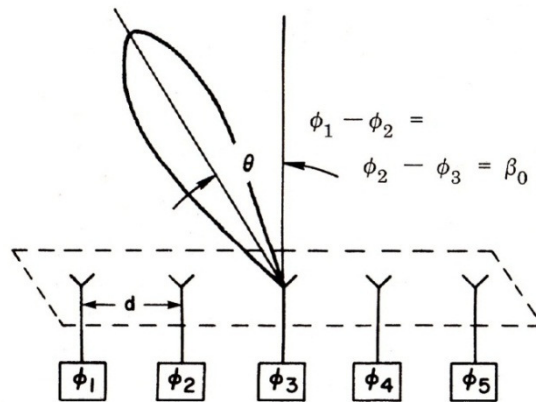


Figura 17. Escaneo en fase de un agrupamiento lineal (Bahl, 1980, pág 271)

La dirección del haz es una función de la fase diferencial entre los elementos. El cambio en fase se logra mediante cambiadores de fase conectados en serie o en paralelo. Cuando las corrientes de los elementos están en fase y tienen amplitud igual, resulta un haz tipo *broadside*. Espaciamientos mayores a $\frac{\lambda}{2}$ en un arreglo en fase, pueden ocasionar lóbulos indeseados con amplitudes iguales al haz principal.

Para direccionar un haz un ángulo θ del haz de *broadside* en un agrupamiento lineal, la diferencia de fase entre elementos es:

$$\beta_0 = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin\theta \quad (28)$$

Mientras que para direccionar un arreglo de dos dimensiones en θ y ϕ , el incremento consecutivo de fase entre filas y columnas se da por:

$$\beta_x = \frac{2\pi d_x}{\lambda_0} \sin\theta \cos\phi \quad (29)$$

$$\beta_y = \frac{2\pi d_y}{\lambda_0} \sin\theta \sin\phi \quad (30)$$

donde d_x y d_y son los espaciamientos en x y y respectivamente. De las ecuaciones (29) y (30), se puede obtener la dirección en elevación θ o azimut ϕ , en función del cambio de fase β_x ó β_y mediante el siguiente par de ecuaciones:

$$\tan\phi = \frac{\beta_y d_x}{\beta_x d_y} \quad (31)$$

$$\sin^2\theta = (\beta_x/kd_x)^2 + (\beta_y/kd_y)^2 \quad (32)$$

2.4 Alternativas para cambiar el patrón de radiación.

En ésta sección se exploran diferentes alternativas que existen para cambiar el patrón de radiación de una antena (o de un agrupamiento de antenas). Una clasificación en

éste aspecto no se encuentra en la literatura, por lo que en el presente trabajo de tesis se efectúa una recopilación propia, la cual se resume en el diagrama de la figura 18.

Principalmente existen 3 maneras muy diferentes de cambiar el patrón de radiación de una antena: mediante antenas reconfigurables, agrupamientos en fase (*phased array*), y con los sistemas de antenas inteligentes. En un segundo nivel se encuentra la clasificación de cada uno de estas maneras, y las tecnologías empleadas para lograr un direccionamiento de haz. Sin embargo, se encontró una fuerte interrelación entre ellas, al grado que en varios artículos y libros consultados no se muestra una clasificación ni una terminología clara al respecto.

Por ejemplo, una red de conformación de haz (*BFN*) analógica se utiliza en los sistemas inteligentes y en los arreglos en fase, así como los sistemas de haces conmutados (*switched – beam*). Además, varios dispositivos de estado sólido utilizados como conmutadores (diodos PIN, transistores FET y sistemas microelectromecánicos (MEMS), se emplean tanto en los arreglos en fase como en las antenas reconfigurables.

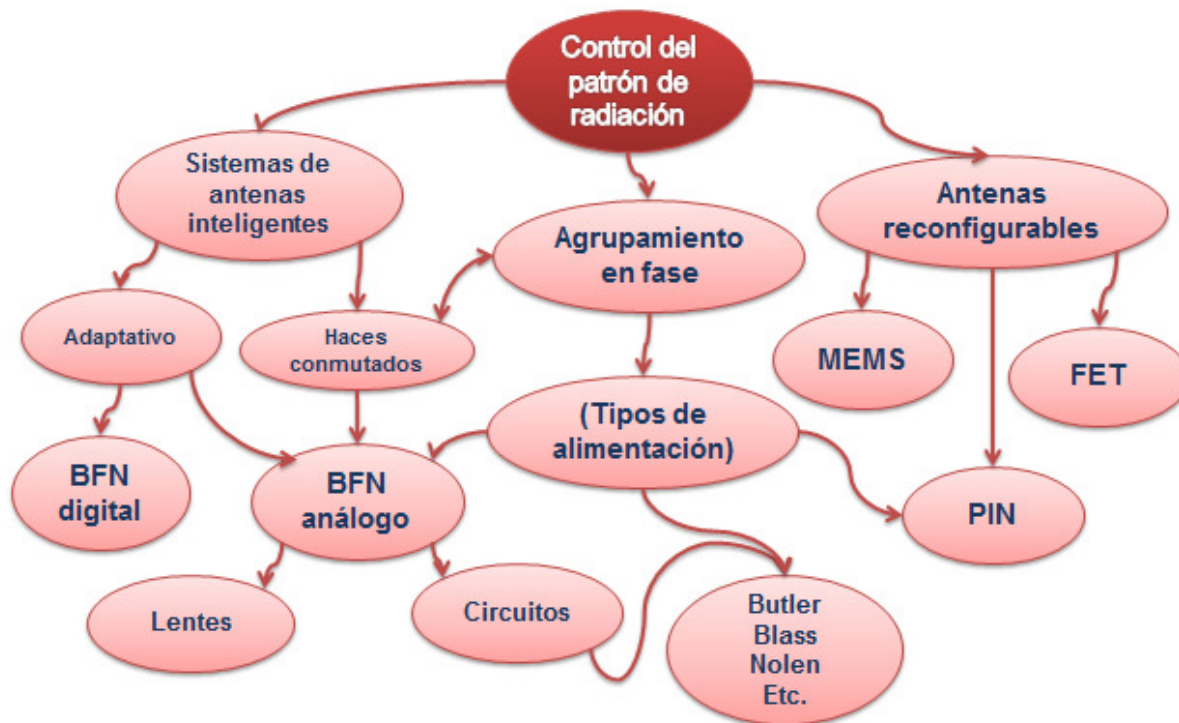


Figura 18. Alternativas de controlar el patrón de radiación

2.4.1 Antenas Inteligentes

Las antenas inteligentes están constituidas por todo un sistema completo de integración tecnológica, donde se involucra el diseño de elementos radiantes (agrupaciones de antenas de microcinta), redes de alimentación, redes de conformación de haz (BFN, *beamforming networks*), algoritmos computacionales, y el procesamiento digital de señales. Según Liberti y Rappaport, (1999), las aplicaciones principales de los sistemas de antenas inteligentes son: comunicaciones inalámbricas móviles, lazos inalámbricos locales (WLL), internet móvil, redes inalámbricas metropolitanas (WMAN), sensores remotos, sistemas MIMO, etc.

2.4.1.1 Sistemas de haces conmutados (switched-beam array)

Los sistemas de haces conmutados es la técnica más sencilla. La decisión se toma pensando en qué haz acceder en un tiempo dado, basado en los requerimientos del sistema. Estos sistemas utilizan técnicas de conformación de haz, que producen múltiples haces fijos disponibles de manera simultánea, los cuales deben tener una ganancia alta y lóbulos laterales bajos.

2.4.1.2 Sistemas Adaptativos

En los sistemas de antenas inteligentes adaptativos, un haz dado se dirige a cualquier dirección de interés, anulando simultáneamente las señales de interferencia. En lugar de basarse en redes de conformación de haz de tipo fijo, se utilizan procesadores adaptativos en el que cada uno es una red variable en el tiempo que utiliza un vector de peso $w_{k,i}$ para obtener la señal k en el tiempo i , (Liberti, 1999). Estos sistemas usualmente tienen retroalimentación. Cuando se utilizan varios procesadores adaptativos, el empleo de una BFN es opcional, ya que la preselección espacial puede reducir el costo, pero dificultar la implementación de los sistemas adaptativos. En la figura 19 se puede apreciar la diferencia entre los dos esquemas: conmutados y adaptativos, así como la manera en que se utiliza el patrón de radiación dependiendo del tipo de sistema.

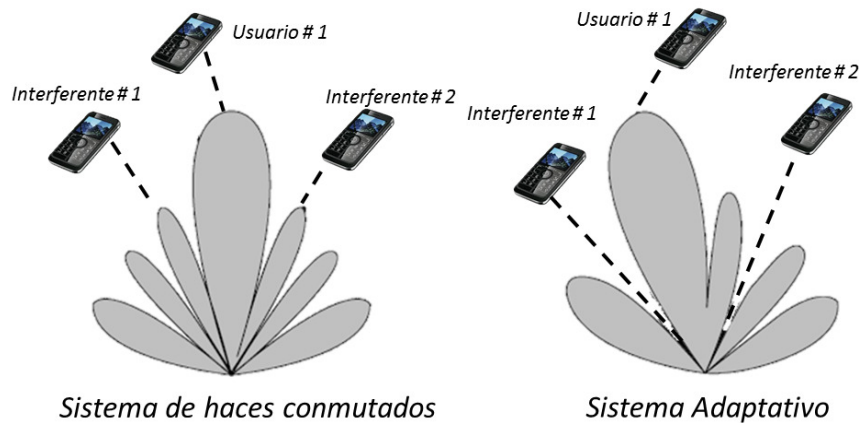


Figura 19. Comparación entre los diferentes tipos de antenas inteligentes

2.4.2 Redes de conformación de haz BFN

Los sistemas adaptativos y de haces conmutados de las antenas inteligentes, utilizan redes de conformación de haz (BFN, *beamforming networks*), las cuales permiten alimentar a una agrupación de antenas y crear haces múltiples. La conformación de haz realiza un filtraje espacial para separar aquellas señales que coinciden en frecuencia, pero tienen origen en diferente localización espacial (ángulo y tiempo) (Covarrubias, 2011).

Las redes de conformación de haz son el corazón de un sistema de antenas de haces múltiples (que posteriormente pueden conmutarse). Son redes complejas utilizadas para controlar la amplitud y la fase de la energía de radiofrecuencia que pasa a través de ellas (Angeletti y Lisi, 2007). Estas redes se encargan de distribuir la energía hacia los elementos radiantes, o bien de concentrarla en un punto (modo receptor).

De acuerdo a un criterio de clasificación, los distintos tipos de BFN pueden dividirse en cuatro grandes familias: analógicas (operando en RF e IF), digital (sistemas adaptativos), espaciales (lentes, reflectores, etc.) y ópticas (donde se aplican técnicas ópticas a portadoras ópticas moduladas con microondas).

Una de las redes de conformación de haz analógicas más populares es la matriz de Butler (Butler y Lowe, 1961), quienes presentan todo el desarrollo matemático del planteamiento de esta red. Posteriormente en un artículo más simplificado, (Pattan, 2004), presenta la idea principal de una matriz de Butler de 2×2 (2 entradas por 2 salidas, o elementos de antena), donde la dirección del haz se define como: $\sin \theta = \lambda/4d$. Cuando los dos puertos se

alimentan se producen dos haces en $\theta = \pm\lambda/4d$, como se puede apreciar en la figura 20, en la cual se incluye una matriz Butler de 8 x 8.

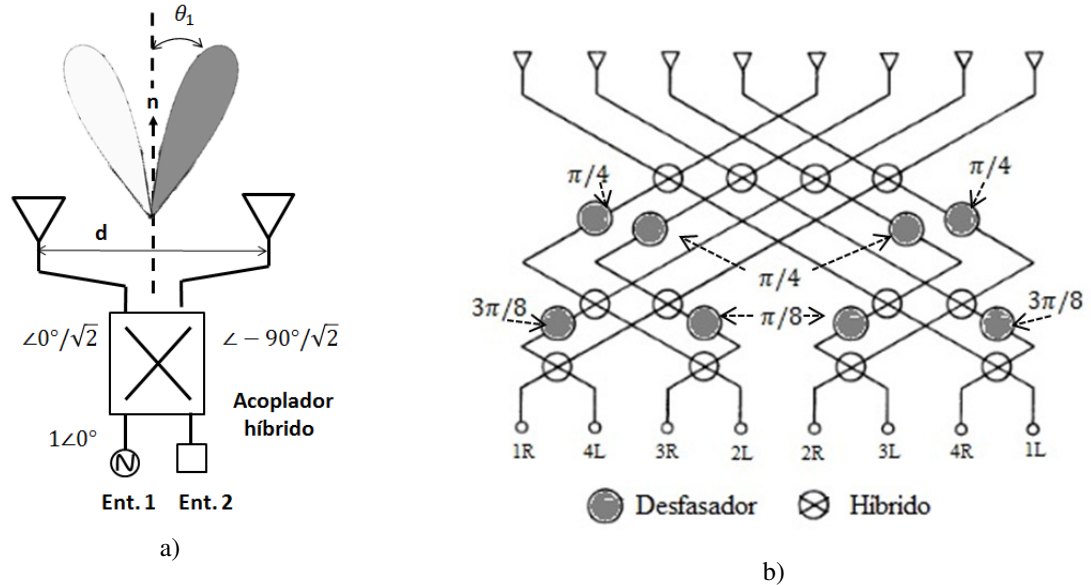


Figura 20. a) Idea principal de funcionamiento de la matriz de Butler (Pattan,2004) b) Matriz Butler de 8 entradas y 8 salidas

Se han realizado modificaciones a la estructura original con el fin de lograr incrementar el ancho de banda de la matriz (Zheng et al., 2007), para evitar la complejidad de los cruces (Denidni y Nedil, 2008), y para reducir el nivel de lóbulos laterales (Wincza et al., 2006). Cuando se requiere aumentar la potencia y la frecuencia (banda Ku y mayor), se prefiere emplear matrices Butler en guía de onda (Angeletti y Lisi, 2007). La matriz de Butler también puede implementarse en dos dimensiones, con un aumento considerable de su complejidad (Hansen, 2009).

El término digital *beamforming* (DBF) se refiere a la estructura de procesamiento que acepta señales digitales provenientes de múltiples sensores, colocados en una agrupación de antena donde se efectúa un procesamiento espacial. (Covarrubias, 2011)

La conformación de haz digital es la más simple desde el punto de vista conceptual, así como la más capaz. Cada elemento se conecta a un preamplificador y posteriormente a un convertidor A/D. Las salidas de los A/D's se concentran en un canal de datos digital, y una computadora puede formar cualquier número de haces múltiples, hacer un escaneo rápido

de haces, producir haces con bajo nivel de lóbulos laterales, producir nulos en direcciones de interferencia e implementar algoritmos de ubicación de objetivos, entre otros. Una limitación de las redes de conformación de haz digital, es la capacidad de los A/D (de operar a frecuencias relativamente bajas).

2.4.3 Phased Array (agrupamientos en fase)

Muchas antenas que utilizan la técnica de escaneo, son del tipo mecánico y se basan en motores que rotan físicamente la antena en azimut o en elevación. Esta técnica es lenta, sensible a la gravedad y sensible a algún choque o falla mecánica (Balanis, 2008). El escaneo electrónico utilizado en los arreglos en fase supera esta limitación, permitiendo una exploración más rápida.

Un agrupamiento en fase (o desfasado), es una agrupación cuyos haces se pueden dirigir electrónicamente. La antena puede ser estacionaria evitando los inconvenientes de tener que mover las antenas como en los sistemas de radar. Puede mantener fija a una antena de un satélite, sin que éste tenga que dirigir las señales de manera mecánica, ayudando a mejorar su estabilidad.

Un arreglo desfasado lineal es el más simple de analizar. En la figura 21 se muestra una manera sencilla de cambiar la amplitud y la fase de excitación de cada elemento, y como consecuencia, controlar la dirección y la forma del haz radiado por el arreglo, de acuerdo a lo mencionado en la sección 2.3.

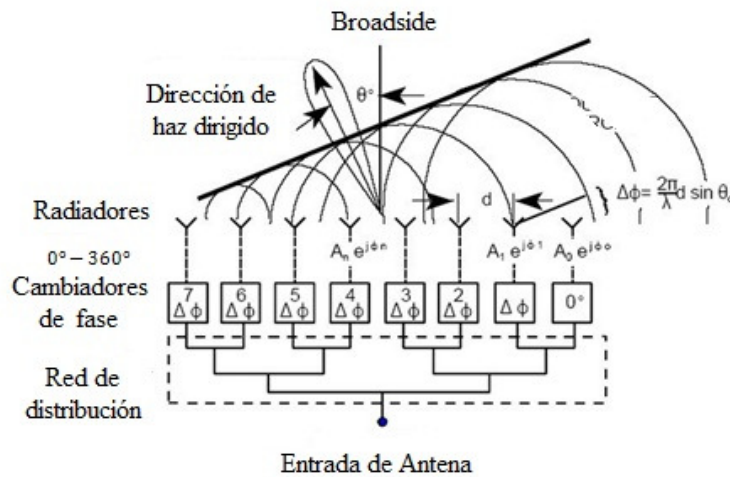


Figura 21. Arreglo en fase lineal (modificado de Ehmouda, 2009, pág. 319)

Un arreglo desfasado se refiere a un arreglo de varios elementos, en el que cada uno puede ser excitado de manera independiente en amplitud y en fase, y en el que también se puede modificar el haz incluyendo los lóbulos laterales. Este direccionamiento se hace electrónicamente (Neelakanta y Chatterjee, 2003). En los arreglos desfasados se utilizan antenas planares con la intención de reducir los costos, a pesar de las desventajas del poco ancho de banda y manejo de potencia. Los elementos radiantes que se utilizan en estos arreglos pueden ser dipolos impresos, parches o ranuras (James y Hall, 1989).

Algunas redes de conformación de haz (BFN) se utilizan para la alimentación de la antena, o para la creación de nulos hacia las direcciones indeseadas como se mencionó en la sección 2.4.2. Sin embargo, las configuraciones más comunes y ampliamente empleadas para este tipo de agrupamientos, utilizan desfasadores individuales en cada uno de los elementos de la antena, lo que permite un escaneo del haz principal en azimut y elevación. En la figura 22 se pueden apreciar aplicaciones militares de estas agrupaciones de antenas, en radares con un direccionamiento de haz muy preciso. Como es de imaginarse, estos arreglos pueden ser muy costosos debido al empleo de cambiadores de fase (*phase shifters*), del circuito de señales de control, de los amplificadores de bajo ruido utilizados en cada elemento para recibir, o en algunos casos de un amplificador de potencia en cada elemento para transmitir.



a)



b)



c)

Figura 22. Ejemplos de aplicación de grandes agrupamientos en fase, a) Radar “The Patriot” b) “The Pave Paws” (Balanis, 2008) c) Satélite IRIDIUM (Parker, 2002)

En 2009, Hansen presenta una recopilación de las distintas configuraciones para ubicar los desfasadores de los *phased array*. Para las configuraciones de agrupamientos planares, se puede tener una combinación paralela de agrupamientos alimentados en serie, lo que lleva a cinco opciones posibles. En la figura 23 se presenta la configuración “full corporate” adoptada para la antena desarrollada en este trabajo de tesis.

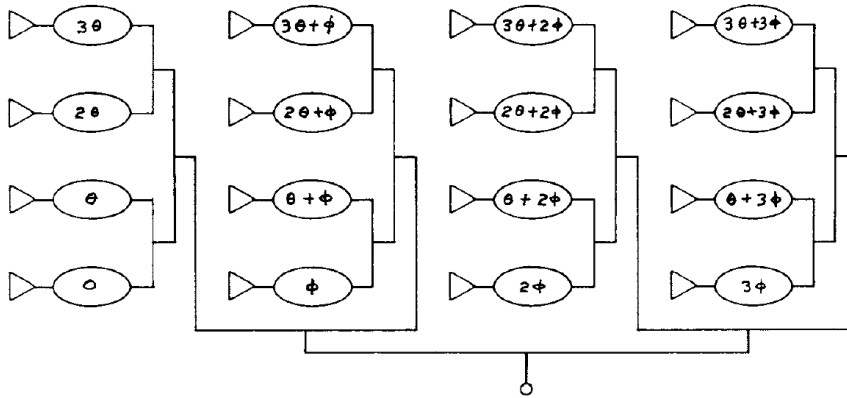


Figura 23. Alimentación en fase tipo full corporate. (Hansen, 2009. pág. 204)

2.4.4 Antenas Reconfigurables

El concepto de antenas reconfigurables apareció por primera vez en 1983 en la patente de de Schaubert, siendo un campo dentro de la ingeniería de antenas relativamente nuevo. Las antenas reconfigurables, tienen la capacidad de cambiar sus características de operación a través de diferentes métodos, los cuales pueden ser eléctricos, mecánicos u ópticos (Tawk, 2011). Las antenas reconfigurables pueden ser versátiles en aplicaciones como sistemas MIMO, RFID, Bluetooth, WiMax, radares automotrices, antenas inteligentes, etc., pues lo que se desea es mantener el desempeño del sistema, variando las condiciones del medio ambiente o cambiando las demandas de operación. No hay una clasificación clara de los tipos de antenas reconfigurables, pero se pueden clasificar según el parámetro de reconfigurabilidad: con respecto al patrón de radiación, a la polarización o a la frecuencia.

Para diseñar antenas reconfigurables, es importante tomar en cuenta el tipo de dispositivos conmutadores que se van a utilizar (diodos PIN, varactores, MEMS y *switches*

electromecánicos). En (Yashchyshy, 2009) se presenta una tabla comparativa de estos tipos de conmutación.

2.4.5 Comparación entre métodos

Después de estudiar las diferentes alternativas de modificar o cambiar el patrón de radiación, es importante hacer una comparación para explorar el método que se recomienda utilizar para cumplir con los objetivos de ésta tesis. En la Tabla 3 se presenta una comparativa de los métodos antes mencionados, así como sus ventajas y desventajas.

Tabla 3. Comparativa entre las diferentes alternativas de cambiar el patrón de radiación

Tipo	Subtipo	Implementación	Ventajas	Desventajas	Aplicación
Sistema de Antenas Inteligentes	Adaptativo	BFN Digital	<i>No es alcance de este tema de tesis</i>		Telefonía celular
	Arreglo de Haces Conmutados (Switched Beam Array)	BFN Analógica-Circuitos	- Matriz de Buttlar es robusto, y existen muchas referencias - Ampliamente utilizada - Buen direccionamiento de haz	- Complicada implementación en un arreglo planar - Redes complicadas de muchos haces, y con muchas pérdidas	Telefonía celular Comunicación satelital
		BFN Analógica - Lentes	- Menor nivel de lóbulos laterales	- Complicada implementación en arreglo planar - Construcción más complicada	Telefonía celular Comunicación satelital
Phased Arrays	—	Alimentación serie paralelo (corporate) BFN Analógica	- Amplia bibliografía y métodos - Posibilidad de implementar en un arreglo lineal, planar, circular	- Su uso no es tan amplio en telefonía celular - Más usado en seguimiento, no hay conformación de haz	Telefonía celular Comunicación satelital Radioastronomía
Antenas Reconfigurables	—	Pin, MEMS, FET	- Mayor variedad de aplicaciones - Tecnología de vanguardia - Amplia posibilidad de exploración - Uso de topologías muy variadas, sobre todo planares	- La literatura me muestra poca ganancia en aplicaciones - Ancho de haz más amplio - Cambios en el patrón de radiación más tenue	Otras aplicaciones: Automotriz, comunicación en casa, aumentar ganancia en rangos pequeños. Probable aplicación en comunicación celular

Para los sistemas de antenas inteligentes se necesita gran cantidad de elementos para realizar un verdadero filtrado espacial, mientras que para los sistemas de comunicaciones celulares resultan sumamente complejos. La única opción sería utilizar una red de

conformación de haz de tipo analógica y que ésta forme parte de un sistema más complejo. La red de conformación de haz más utilizada en la actualidad es la matriz de Butler, por lo que sería la mejor opción. Sin embargo, es complicada de implementar de forma planar, difícil de construir y tiene muchas pérdidas. Por lo que se visualiza poco factible de realizar. El campo de las antenas reconfigurables es un campo de vanguardia, ya que existen topologías muy variadas y permiten una gran posibilidad de exploración. Sin embargo en este tipo de estructuras, es más difícil diseñar el circuito para mover el patrón de radiación hacia la dirección deseada. A pesar de que los arreglos en fase (*phased array*) no tengan una aplicación tan amplia en telefonía celular y a menudo se utilicen para seguimiento, existe una gran cantidad de bibliografía y métodos, que se han aplicado en arreglos lineales, planares o circulares utilizando desfases.

Por las razones anteriormente mencionadas, en este trabajo de tesis se investiga, diseña y construye una antena planar de microcinta que consiste de una agrupación de 16 elementos “parches”, que tiene capacidad de cambiar el patrón de radiación mediante líneas cambiadoras de fase. Con el propósito de disminuir la complejidad de la construcción e implementación, se propone una manera de agrupar los elementos de antena que permite minimizar el número de cambiadores de fase, y como consecuencia minimizar el número de elementos de conmutación a utilizarse para lograr un cambio en el patrón de radiación.

2.5 Banda ISM

Debido a que la antena desarrollada en esta tesis se diseña para funcionar en la banda ISM (*Industrial, Scientific and Medical*, por sus siglas en inglés), a continuación se menciona de manera breve en qué consiste esta banda. La ISM es una porción del espectro electromagnético que está reservada internacionalmente para aplicaciones industriales, científicas y médicas. La banda ISM tiene una gran variedad de aplicaciones entre las que se encuentran: los hornos de microondas, equipos médicos para tratamientos de tumores a base de calor, en comunicaciones de baja potencia como el Bluetooth y Wi-Fi, etc. Se trata de frecuencias sin regulación legal, que no requieren licencia de utilización. La ISM fue autorizada por la FCC (Federal Communication Commission) para diferentes bandas de

frecuencia entre las que se encuentran: ISM915±13MHz, ISM2.45±0.05GHz, ISM5.8±0.075GHz, ISM24.125±0.125GHz y la ISM61.25±0.25GHz.

La banda de operación seleccionada para la antena desarrollada de este trabajo, es la ISM5.8±0.075GHz que cubre la banda de frecuencias de 5.725 a 5.875 GHz, con una frecuencia central de 5.8 GHz (ITU, 2007) y que se utiliza en una amplia gama de aplicaciones. Una de las aplicaciones más comunes de ésta banda de frecuencias es para comunicaciones inalámbricas Wi-Fi, estándar IEEE 802.11a de la banda superior de la U-NII (Flores Cuadras, 2006).

En el siguiente capítulo, se presenta la metodología propuesta para diseñar la antena con capacidad de cambiar el patrón de radiación, y operar en la banda de frecuencias ISM5.8 de 5.725 a 5.875 GHz.

Capítulo 3

Metodología de diseño

En este capítulo se presenta la metodología de diseño de la antena propuesta en este trabajo de tesis. Se establecen las especificaciones de diseño, y se incluye la metodología de desarrollo que describe paso a paso el diseño de las antenas de microcinta, la red de interconexión, el desfasador de líneas conmutadas a base de diodos PIN y el circuito de control. Se describe desde el diseño de un elemento radiante, hasta el diseño del agrupamiento de elementos en fase para operar dentro de la banda de frecuencias de 5.725 a 5.875 GHz. Se propone un circuito de alimentación en fase, que simplifica la manera en que se hace el direccionamiento del patrón de radiación, empleando menos componentes que los arreglos en fase tradicionales.

3.1 Propuesta del agrupamiento en fase

Como se mencionó en el capítulo 2, existen diversas configuraciones de los desfasadores *phased array*, entre las cuales se tiene el tipo *full corporate feed*. Este tipo de alimentación requiere un desfasador para cada uno de los elementos de antena, los cuales deben tener valores de fase progresiva tanto horizontal como verticalmente, en concordancia con las expresiones (29) y (30). Este tipo de desfasador hace más complejas las redes de alimentación.

Con el propósito de minimizar el número de desfasadores y componentes necesarios para obtener el mayor número de patrones de radiación útiles, en este trabajo se propone analizar los factores β_x y β_y del factor de agrupamiento planar dados en la sección 2.3. De las ecuaciones (29) y (30) se despeja para obtener el ángulo en el que se dirige el haz tanto en azimut (ϕ) como en elevación (θ) como sigue:

$$\tan \phi = \frac{\beta_y d_x}{\beta_x d_y} \quad (33)$$

$$\sin^2 \theta = (\beta_x / k d_x)^2 + (\beta_y / k d_y)^2 \quad (34)$$

Considerando la figura 24, en la cual se alimentan en fase cuatro elementos de antena, se requiere una diferencia de fase horizontal β_x , y una diferencia de fase vertical β_y .

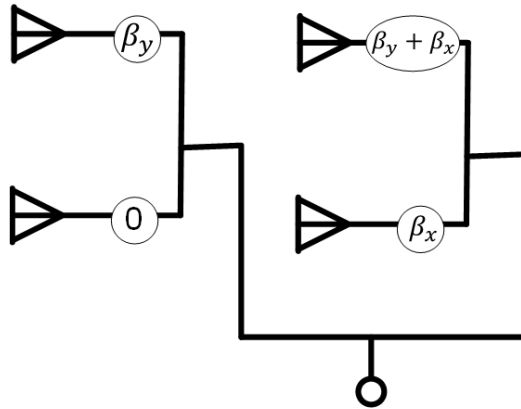


Figura 24. Diferencias de fase entre antenas con alimentación *full corporate*.

Haciendo una simplificación de tal manera que $\beta_x \neq 0$ y $\beta_y = 0$, se pueden agrupar los elementos “parches” en dos grupos, y hacer un agrupamiento de agrupamientos. Con esta simplificación, solo se controla la dirección del haz principal en elevación, pero no en azimut. Este concepto de agrupamiento se ilustra en la figura 25. En la figura 25a), se muestra un agrupamiento lineal simple de dos antenas, y su matriz de alimentación de fase, la cual indica la diferencia de fase β_i que le corresponde a cada arreglo de antena, que en este caso $\beta_i = \alpha^\circ$. En la figura 25b) se muestran 4 parches agrupados en dos conjuntos (*sub-array* 1 ó 2) y se respeta la misma matriz de alimentación de fase, donde la mitad de los parches se alimentan con la diferencia de fase $\beta_i = \alpha^\circ$. La figura 25c) muestra la forma de agrupar 16 parches en dos *sub-arrays*.

La simplificación propuesta para el *phased array* planar, en la que se desfasan grupos de antenas y no los elementos individuales (como en la mayoría de la literatura consultada), hace mucho más sencilla la manera de dirigir el patrón de radiación, pues en realidad sólo se necesita un cambiador de fase (*phase shifter*) para ajustar el direccionamiento del haz de 16 parches. Debido a que es necesario utilizar un cambiador de fase que consiste de varias líneas de transmisión y varios diodos PIN, la red de alimentación de los elementos radiantes se vuelve complicada.

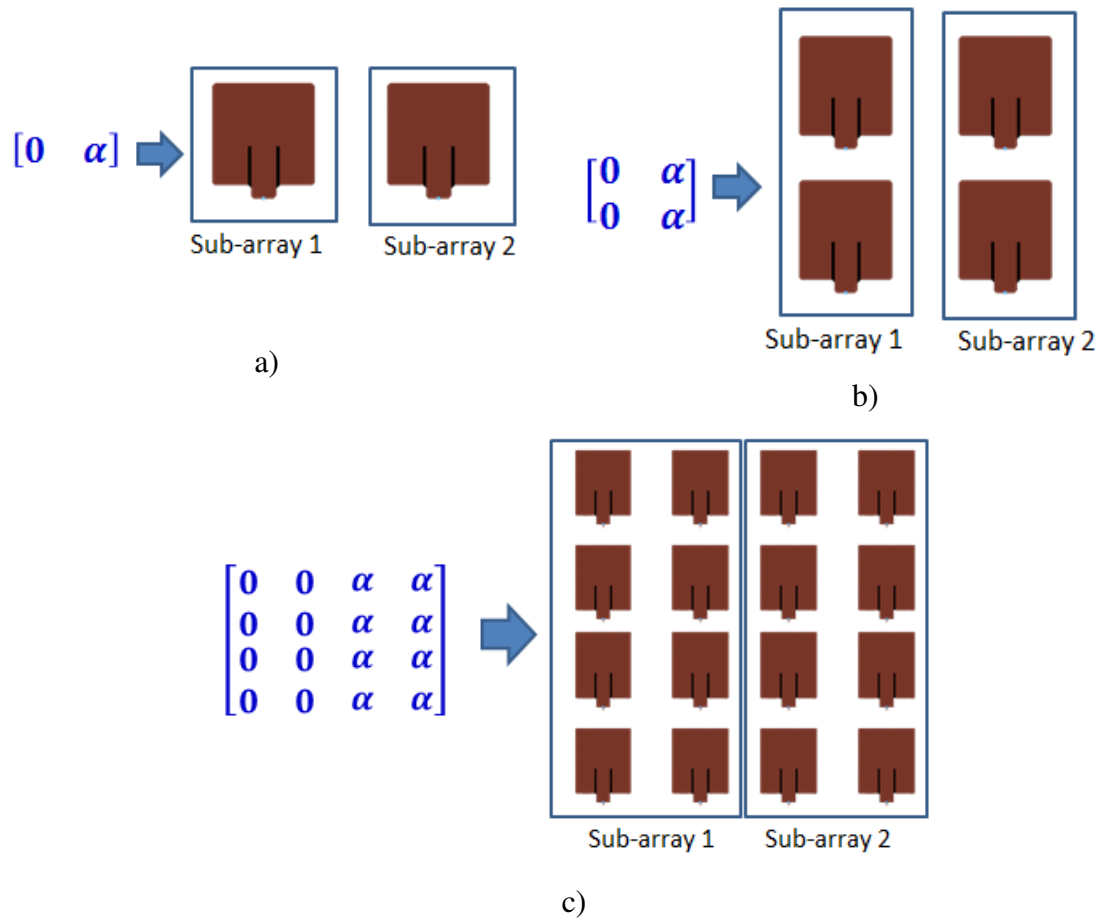


Figura 25. Alimentación de la fase para a) 2 elementos, b) 4 elementos, c) 16 elementos.

3.2 Diagrama de flujo de la metodología de diseño

El diagrama de flujo de la figura 26, presenta cada uno de los pasos a seguir para diseñar la antena, los cuales se describen en las siguientes secciones. La metodología consiste básicamente en dos etapas importantes: el diseño del agrupamiento de antenas y el diseño de la red cambiadora de fase que incluye las líneas de interconexión y su red de alimentación. Se propone que la antena tenga dos caras y emplear dos substratos diferentes: uno de ellos para cumplir las características propias de una antena (ϵ_r baja, alto grosor), grabada en una de las caras, y el otro en la cara posterior donde se graban las líneas de transmisión en microcinta (ϵ_r alta, delgado), con lo cual se evita la radiación espuria proveniente de las líneas.

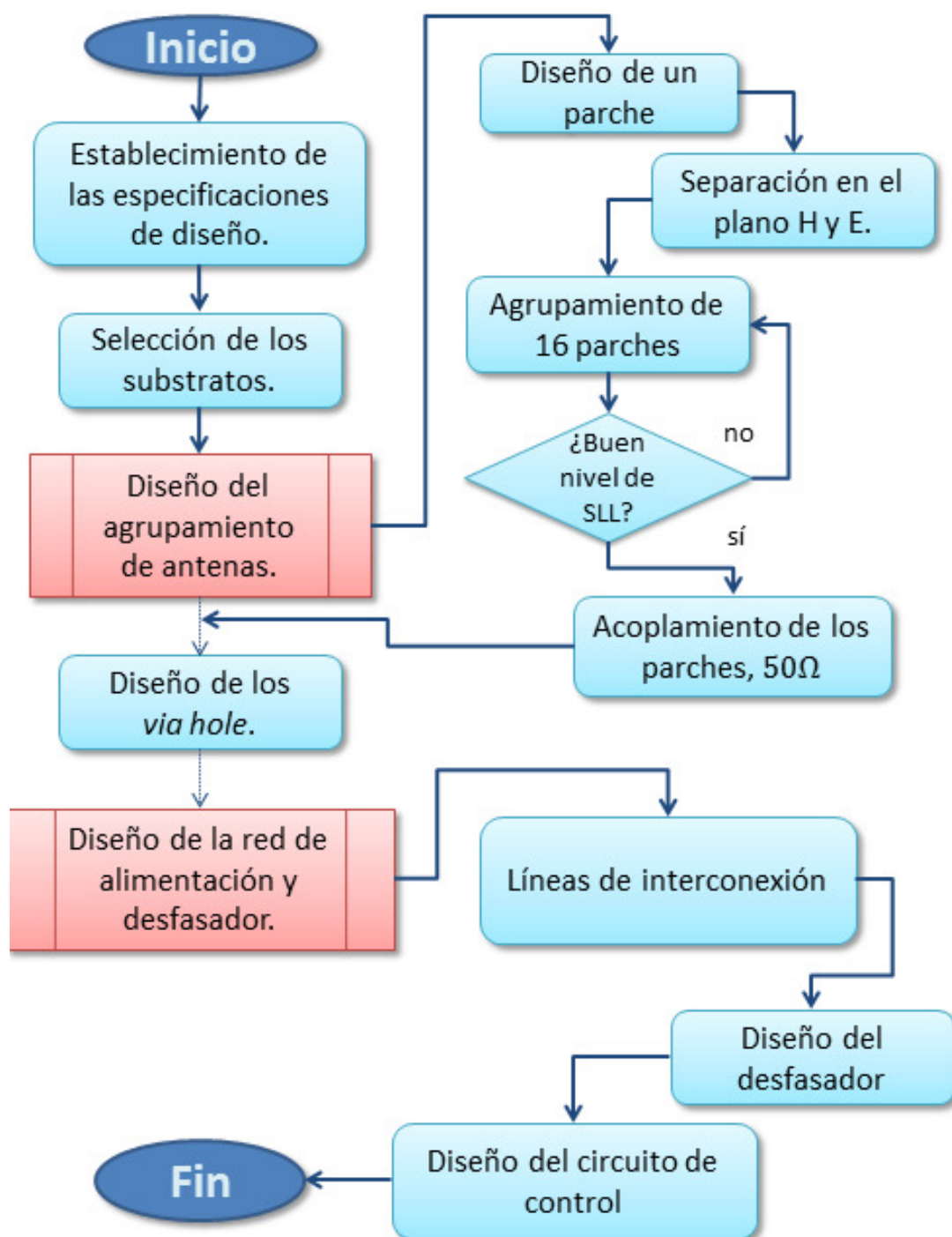


Figura 26. Algoritmo de la metodología de diseño empleada en la tesis. .

3.3 Establecimiento de las especificaciones de diseño

El primer paso en la metodología de diseño es establecer las especificaciones que debe cumplir la antena a diseñar. La antena debe diseñarse para operar en la banda ISM de 5.8 GHz y tener capacidad de modificar el patrón de radiación. En la tabla 4 se presentan las especificaciones de diseño que el agrupamiento de antena debe cumplir.

Tabla 4. Especificaciones de diseño.

Criterio de diseño	Valor
Ganancia	$> 13 \text{ dB}$
Ancho de banda	$> 150 \text{ MHz}$
Frecuencia mínima – frecuencia máxima	$5.725 - 5.875 \text{ GHz}$
Impedancia	50Ω
VSWR	< 2
Pérdidas por retorno, S_{11}	$< -10 \text{ dB}$
Control del patrón de radiación	$\pm 20^\circ$

3.4 Selección de los substratos

El siguiente paso en la metodología es seleccionar los substratos donde se grabará la antena, los circuitos cambiadores de fase y líneas de interconexión. En este trabajo se propone emplear dos substratos diferentes: Uno de espesor h grueso y con constante dieléctrica ϵ_r baja para construir el agrupamiento de antenas de microcinta, y el otro de espesor delgado y con constante dieléctrica ϵ_r alta para los circuitos cambiadores de fase y líneas de interconexión. El primer substrato aumenta las características de radiación, permitiendo mejorar la ganancia y ancho de banda de los elementos radiantes del agrupamiento de antenas, mientras que el segundo substrato, además de reducir el tamaño del circuito, minimiza los efectos de radiación de los cambiadores de fase y las líneas de interconexión. Ambos substratos deben tener un factor de disipación o tangente de pérdidas baja. Para hacer una mejor selección, se hace un estudio de comparación de diferentes substratos dieléctricos del fabricante Rogers Corporation®, haciendo un solo parche rectangular para cada substrato y analizarlo con el software ADS-Momentum® de Agilent. Del análisis de los parches diseñados con diferentes substratos, se hizo una comparación del acoplamiento de la impedancia de la antena a 50 ohms y de la excursión en grados en el

ancho de banda deseado. De este estudio, se pudo observar que existe una menor excusión en grados para substratos con h grueso y ϵ_r menor.

Tomando esto en consideración se eligieron los dos substratos de la marca Rogers®:

Substrato 1 para realizar la agrupación de elementos radiantes de la antena, RT/duroid 5880LZ, con $\epsilon_r = 1.96$, $h = 1.27 \text{ mm}$, $t = 0.01778 \text{ mm}$, $\tan \delta = 0.0019$.

Substrato 2 para los circuitos cambiadores de fase y la líneas de interconexión, modelo RO3006, $\epsilon_r = 6.15$, $h = 0.635 \text{ mm}$, $t = 0.01778 \text{ mm}$, $\tan \delta = 0.0019$.

3.4.1 Caracterización de los substratos

El diseño de antenas de microcinta y circuitos cambiadores de fase es muy sensible a los datos del substrato, resultando importante contar con valores lo más exacto posible. En este trabajo se caracterizaron los substratos a utilizar para construir la antena, ya que los datos proporcionados por el fabricante representan una muestra estadística de cientos o miles de muestras medidas y no representan los valores reales de los substratos disponibles. El método utilizado para caracterizar la ϵ_r es el método del substrato resonador (Medina, 2012). En este método, las muestras a medir se cortan en forma de un cuadrado de 25.4mm por lado, y se colocan en una base de pruebas como se muestra en la figura 27a. Las muestras forman una cavidad resonante y las frecuencias de resonancia de cada muestra se miden en el analizador de redes vectorial HP8510C que se muestra en la figura 27b.

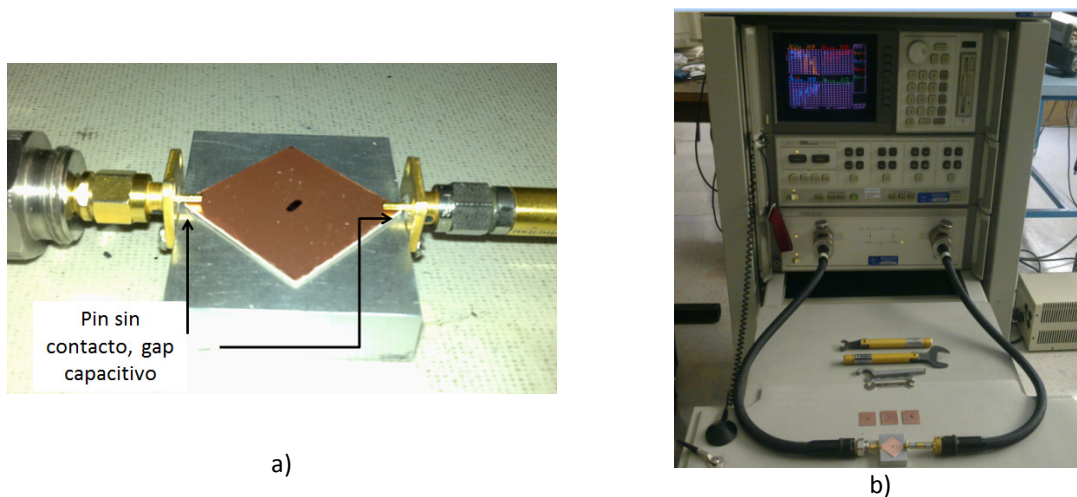


Figura 27. Medición de constante dieléctrica relativa: a) muestras en la base de pruebas y b) medición en el analizador de redes.

Mediante el analizador de redes, se miden los parámetros de reflexión (S_{11} y S_{22}) y de transmisión (S_{21} y S_{12}) en un rango de frecuencias de 0.45 a 12 GHz, se determinan las frecuencias de resonancia, se identifican modos de propagación n y m y se calcula la constante dieléctrica relativa ϵ_r . De los valores obtenidos para cada muestra, se obtiene el promedio y las medianas para determinar el valor final para cada sustrato, resultando: RT/duroid 5880 LZ con $\epsilon_r = 2.094434$ y para el RO3006 con $\epsilon_r = 6.1995$.

3.5 Diseño del agrupamiento

El siguiente paso en la metodología de diseño es diseñar el agrupamiento de antena. Para ello, primero se diseña un solo elemento radiante “parche”, y posteriormente se determinan las separaciones entre cada parche para formar el agrupamiento propuesto en este trabajo, que consiste de 16 parches rectangulares individuales.

3.5.1 Diseño de un solo elemento radiante

El diseño de un solo elemento radiante, consiste en obtener las dimensiones físicas (W y L) del parche rectangular, requeridas para resonar a la frecuencia deseada. En la figura 28, se muestra un parche rectangular de microcinta y sus dimensiones: ancho W , largo L , y donde además se incluyen el espesor del dieléctrico h y el espesor del conductor t dados por el sustrato dieléctrico a utilizar.

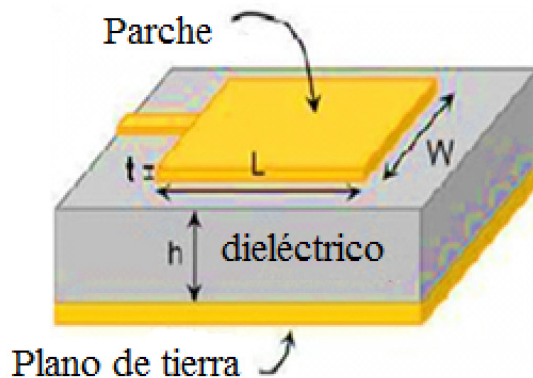


Figura 28. Dimensiones de un parche rectangular.

El método de diseño de antenas de microcinta utilizado en esta tesis es el de línea de transmisión (Bahl, 1980), cuyas ecuaciones de diseño se presentan a continuación:

$$W = \frac{c}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\varepsilon_r + 1}} \quad (35)$$

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10}{\frac{W}{h}} \right)^{-ab} \quad (36)$$

$$a = 1 + \frac{1}{49} \ln \left(\frac{\left(\frac{W}{h}\right)^4 + \left(\frac{W}{52h}\right)^2}{\left(\frac{W}{h}\right)^4 + 0.432} \right) + \frac{1}{18.7} \ln \left(1 + \left(\frac{W/h}{18.1}\right)^3 \right) \quad (37)$$

$$b = 0.564 \left(\frac{\varepsilon_r - 0.9}{\varepsilon_r + 3} \right)^{0.053} \quad (38)$$

$$\Delta l = 0.412h \left(\frac{\varepsilon_{eff} + 0.3}{\varepsilon_{eff} - 0.258} \right) \left(\frac{\left(\frac{W}{h}\right) + 0.264}{\left(\frac{W}{h}\right) + 0.813} \right) \quad (39)$$

$$L = \frac{c}{2f_r \sqrt{\varepsilon_{eff}}} - 2\Delta l \quad (40)$$

donde:

W = Ancho del parche (m).

L = Longitud del parche (m).

ε_r = Constante dieléctrica relativa.

h = Altura de substrato (m).

c = Velocidad de luz (m/s).

f_r = Frecuencia de resonancia (Hz).

$\varepsilon_{r_{eff}}$ = Constante dieléctrica efectiva.

Δl = Efecto de borde o de extremo abierto (m).

Empleando este método, se especifica la frecuencia de resonancia $f_r = 5.8 \text{ GHz}$ y se utilizan los datos del substrato RT/duroid 5880 LZ ($\varepsilon_r = 2.0944$, $h = 1.27 \text{ mm}$, $t = 0.01778 \text{ mm}$ y $\tan \delta = 0.0019$), para calcular las dimensiones finales del parche empleando las ecuaciones (35) a (40). Las dimensiones calculadas resultan: $W = 21.2437 \text{ mm}$ y $L = 17.1718 \text{ mm}$.

3.5.2 Optimización de las dimensiones del parche

El siguiente paso es efectuar un análisis electromagnético al parche diseñado, mediante el software ADS Momentum ® basado en el método de momentos (MOM). En el software ADS se introducen los datos del sustrato y se dibuja el parche rectangular con las dimensiones calculadas en la sección anterior ($W = 21.2437 \text{ mm}$ y $L = 17.1718 \text{ mm}$).

Al hacer un análisis electromagnético de esta estructura, se observó un desplazamiento en frecuencia hacia arriba. Por esta razón, el parche se optimiza aumentando la dimensión L hasta obtener la frecuencia $f_r = 5.8 \text{ GHz}$, resultando $L = 17.86 \text{ mm}$.

Una vez obtenida la longitud L que define la frecuencia de resonancia, se mantiene fija y se varía el ancho W , con el fin de analizar el comportamiento de ganancia y ancho de banda. En la figura 29 se presenta el comportamiento de ganancia y de ancho de banda en función del ancho W . El ancho de banda se determina en función de la excursión en grados del coeficiente de reflexión dentro del ancho de banda de interés (5.6GHz a 6 GHz). El mayor ancho de banda ocurre para $W = 11 \text{ mm}$, cuando la excursión en grados es menor, mientras que la mayor ganancia para $W = 31 \text{ mm}$. Se puede observar que no es posible tener las dos características al mismo tiempo, por lo cual se hace un compromiso entre ambos y se selecciona un ancho W intermedio. Realizar un parche de forma casi cuadrada ($W \approx L$), permite mejorar la simetría en los patrones de radiación del parche en los planos E y H. Por esta razón se selecciona: $W = 17.244 \text{ mm}$, y se optimiza nuevamente L para obtener una $f_r = 5.8 \text{ GHz}$, resultando $L = 17.965 \text{ mm}$.

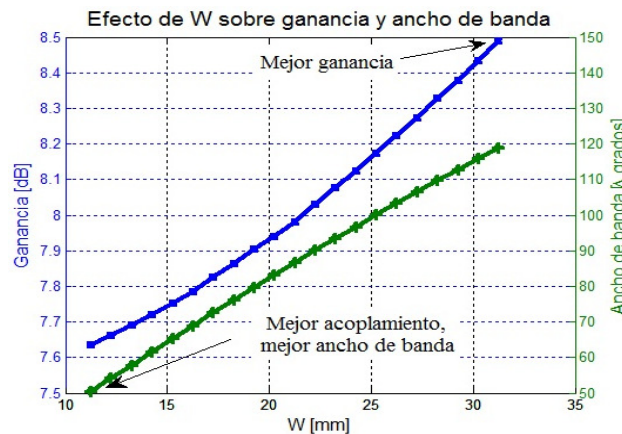


Figura 29. Efecto de la ganancia y el ancho de banda del parche en función del ancho W .

En la figura 30 se puede apreciar el comportamiento del parámetro S_{11} del parche con $W = 17.244 \text{ mm}$, y $L = 17.965 \text{ mm}$. Se puede observar que la frecuencia de resonancia es de 5.8 GHz donde la fase es cero y que la ganancia del parche a esta frecuencia es de 7.82 dB. En la figura 30c se muestra la excursión en grados del coeficiente de reflexión en el ancho de banda de 5.6GHz a 6GHz y en la figura 30e el comportamiento del patrón de radiación.

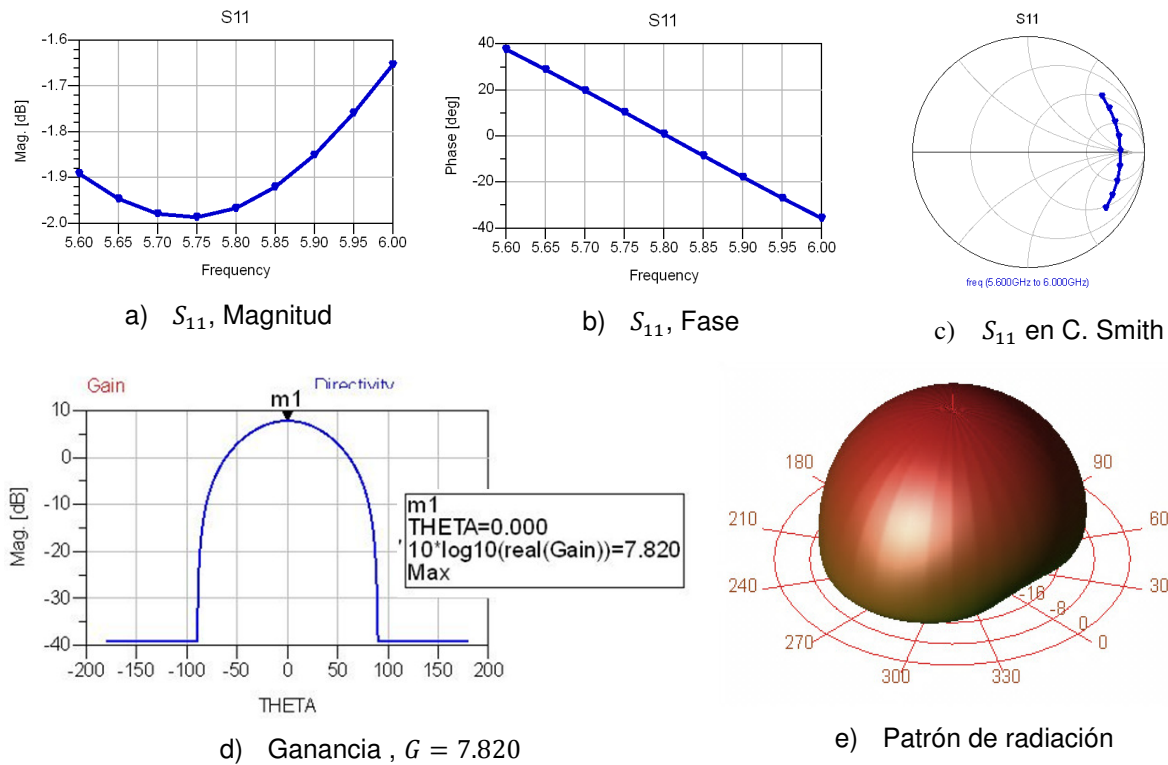


Figura 30. Características del parche optimizado.

3.5.3 Separación de elementos en el plano H y en el plano E

De acuerdo a la metodología de diseño propuesta, una vez obtenidas las dimensiones del parche, se debe realizar el agrupamiento de los parches. Para el diseño del agrupamiento, se requiere determinar la separación entre ellos en el plano magnético H y en el plano eléctrico E los cuales son perpendiculares entre si y en la dirección de máxima radiación, como se muestra en la figura 31a. Un patrón de radiación en el plano E es una

función de la elevación θ , para una dirección fija en azimut de $\phi = 90^\circ$, ó $\phi = 270^\circ$, mientras que en el plano H, $\phi = 0^\circ$, ó $\phi = 180^\circ$, (Bahl, 1980).

En la figura 31b se muestra la separación en el plano H denominada d y en el plano E denominada D . Estas separaciones son un múltiplo de λ_m , que es la longitud de onda dentro de la microcinta, cuyo valor correspondiente es:

$$\lambda_m = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} = \frac{51.72 \text{ mm}}{\sqrt{1.6115}} = 40.7453 \text{ mm} \quad (41)$$

Según la mayoría de la literatura, y como se cita en (Flores Cuadras, 2006), para maximizar la ganancia, $d > \lambda_m/2$ y $D > \lambda_m/2$. Sin embargo, para minimizar el nivel de lóbulos laterales, los elementos de antena deben acercarse (Rocha Alicano, 2006): $d < \lambda_m/2$ y $D < \lambda_m/2$.

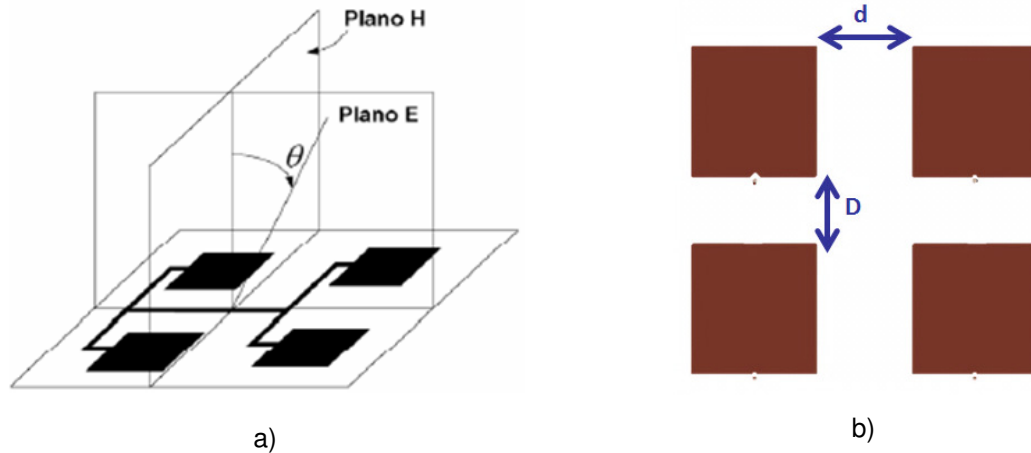


Figura 31. a) Ubicación de planos en un agrupamiento de cuatro parches rectangulares (Buenrostro Rocha, 2007), b) separaciones en los planos E (D) y H (d).

Para determinar la separación en los planos H y E, en primer lugar se hace un análisis del efecto de la separación en el plano H sobre la ganancia, el ancho de haz de mediana potencia ($HPBW$), y el nivel y ubicación de los lóbulos laterales.

En la figura 32, se proporcionan los resultados del análisis de dos parches, donde los puntos corresponden a $\lambda_m/2$. Se puede observar que a mayor distancia d se tiene mejor ganancia y

que el ancho de haz se hace más estrecho, es decir, más directivo lo cual es deseable. Sin embargo, el nivel de lóbulos laterales (*SLL sidelobe level*: la diferencia entre el haz principal y el primer lóbulo secundario) disminuye, requiriéndose un $SLL > 20$ dB lo cual se puede obtener para $d < 16$ mm.

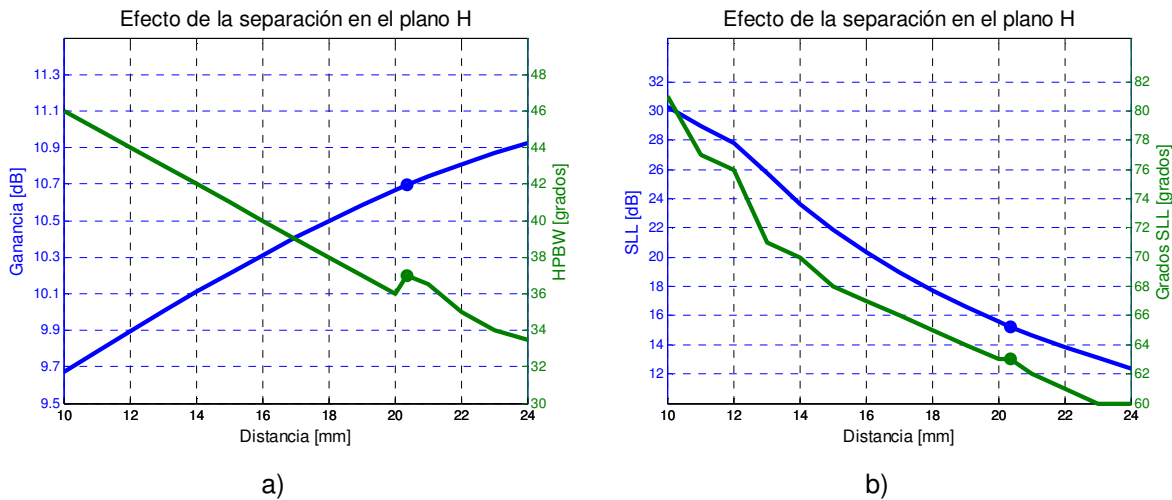


Figura 32. Efecto de la separación en el plano H en a) Ganancia y ancho de haz de mediana potencia (*HPBW*), y b) Nivel de lóbulos laterales y ubicación en elevación, θ grados.

El valor de d se selecciona haciendo un compromiso entre el *SLL* y la ganancia. Tomando esto en cuenta, se selecciona la distancia $d = 13$ mm, que corresponde a un *SLL* de 26 dB (aprox.) y una ganancia de 10.2 dB.

Una vez que se determina la separación $d = 13$ mm (plano H), se analizan cuatro parches y se procede a variar la separación D en el plano E. En la figura 33 se presentan los efectos de la separación de los parches en el plano E. En la figura 33a, se puede observar que al aumentar la separación entre los parches la ganancia aumenta, y que ésta es casi simétrica en los dos planos ya que se diseñó el parche casi cuadrado.

En la figura 33b se puede apreciar que el nivel de lóbulos laterales *SLL* es constante para el plano H al variar D , y en el plano E se mejora para separaciones D menores. Por otro lado, la figura 34 muestra que el ancho de haz disminuye cuando la distancia D aumenta. Para garantizar que el *SLL* sea > 20 dB se selecciona una $D = 9$ mm.

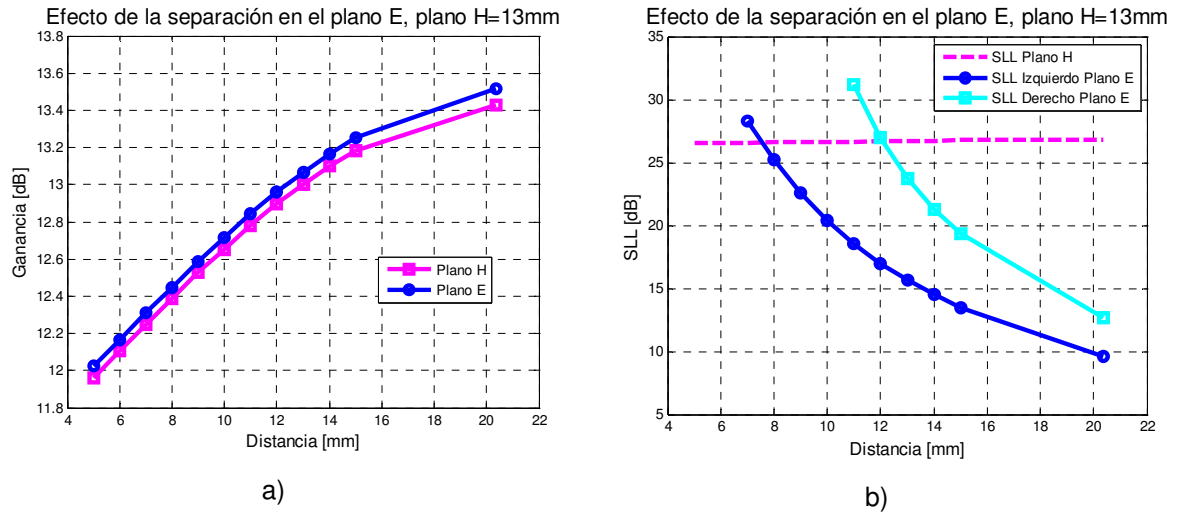


Figura 33. Efecto de la separación en el plano E y H en a) Ganancia y b) Nivel de lóbulos laterales,

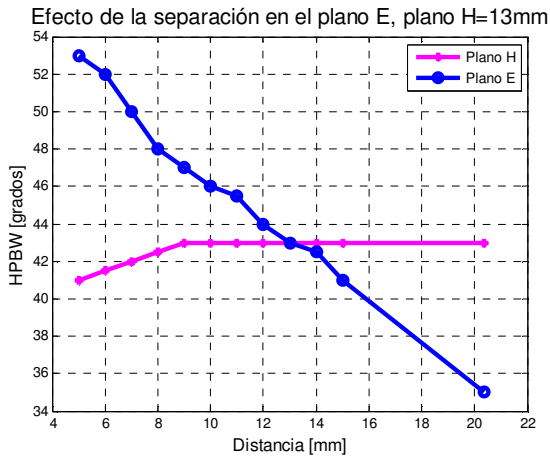


Figura 34. Ancho de haz, *HPBW*.

Una vez obtenidas las separaciones en el plano H ($d = 13\text{mm}$) y el plano E ($D = 9\text{mm}$), se procede a agrupar dieciséis parches respetando dichas separaciones. En la figura 35, se presenta el agrupamiento de 4x4 o de 16 parches y su patrón de radiación en los planos H y E. En ambos planos el nivel de lóbulos laterales fue menor a los 20dB esperados y se obtuvo una ganancia de 18.05dB en la dirección de máxima radiación. En la figura 35b se muestra que la diferencia entre el lóbulo principal y el secundario es de 13.849 dB para el plano H, mientras que en la figura 35c la diferencia es de 13.326 dB para el plano E. Tomando en cuenta estos resultados, es necesario mejorar el nivel de lóbulos laterales para el agrupamiento total de 16 elementos. Para ello, existen métodos para reducir el nivel de

lóbulos laterales de grandes agrupamientos de elementos de antena, como realizar un agrupamiento del tipo Dolph-Tchebycheff (Balanis, 2005), con espaciamiento no uniforme entre elementos, y/o una alimentación no uniforme entre elementos del tipo binomial.

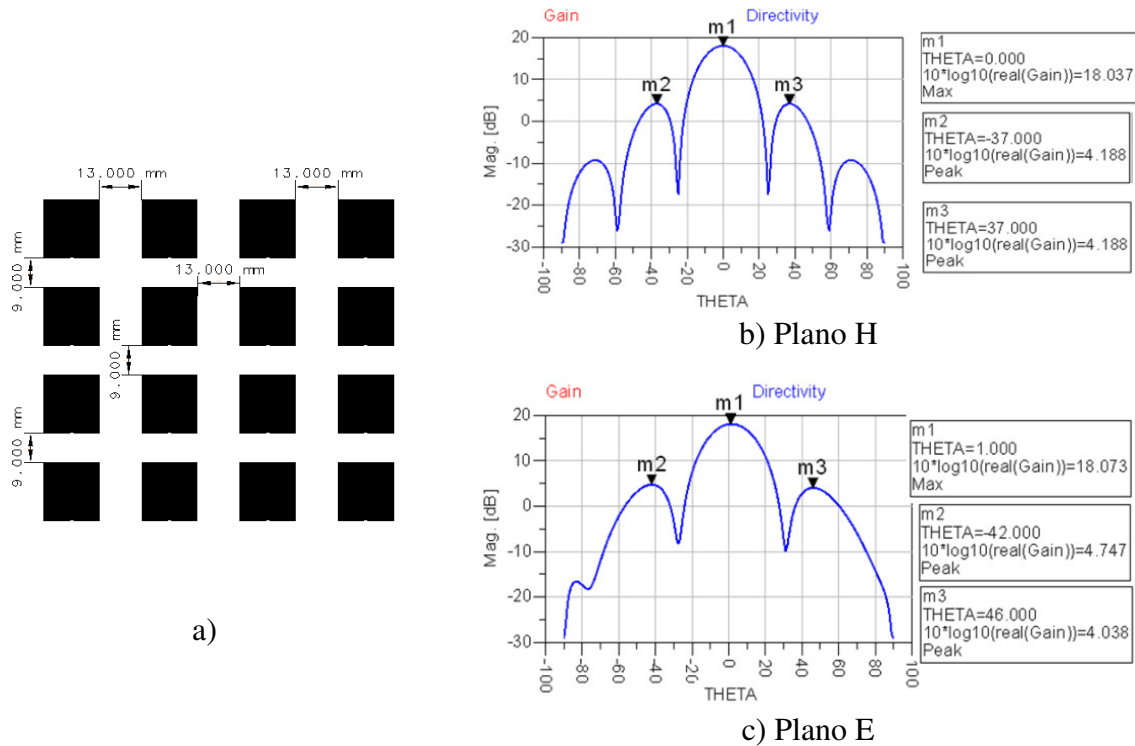


Figura 35. a) Arreglo de 16 parches con $d = 13 \text{ mm}$, $D = 9 \text{ mm}$ y su patrón de radiación.

En el CICESE, el Grupo de Comunicaciones Inalámbricas ha trabajado ampliamente con diversos algoritmos en este aspecto. Tomando en cuenta que una reducción de lóbulos laterales se puede lograr con una separación no uniforme entre los 16 parches, se tratará de encontrar una solución óptima para disminuir el nivel de lóbulos laterales.

Haciendo el análisis electromagnético del agrupamiento de 16 parches, se realiza una optimización para encontrar las separaciones adecuadas para reducir el SLL. Después de variar las separaciones d y D , se obtuvieron las separaciones finales que se muestran en la figura 36a, las cuales permiten mejorar en buena medida el nivel de lóbulos laterales para ambos planos. Las figura 36a y figura 36b muestran el patrón de radiación en los planos H y E respectivamente, donde se muestra que el $\text{SLL} = 17.308\text{dB}$ para el plano H, mientras

que el $SLL = 13.848$ dB para el plano E. Asimismo, se puede observar que la ganancia calculada resulta $G = 18.25$ dB.

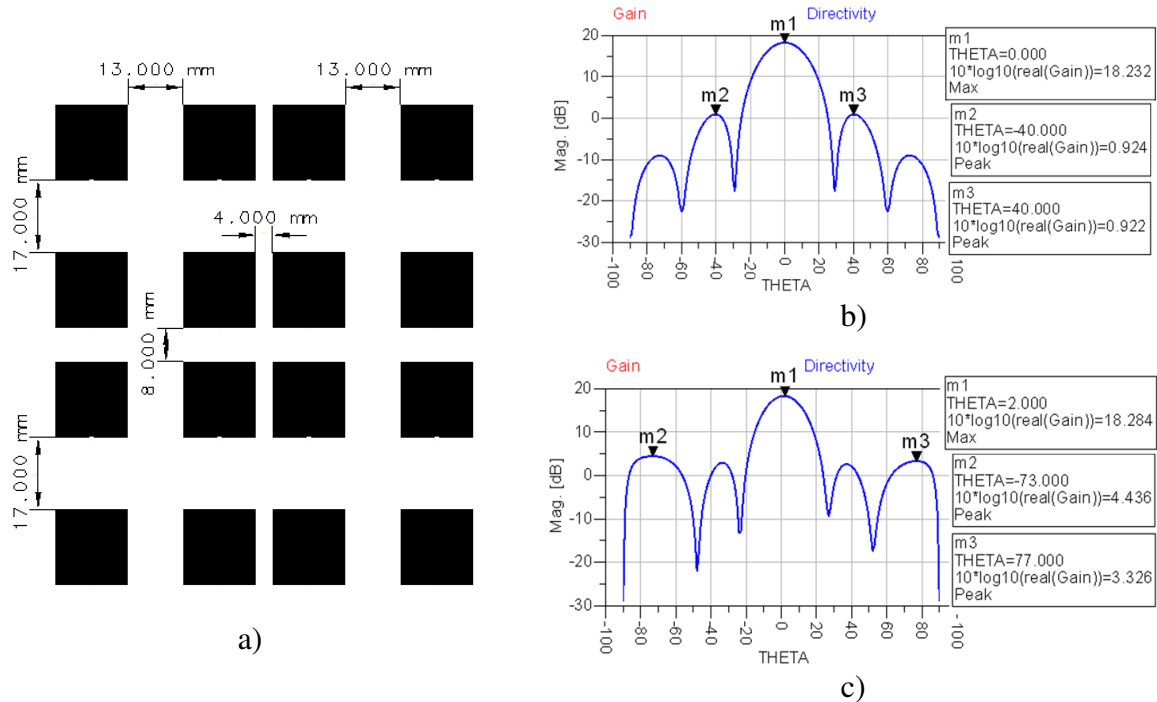


Figura 36. a) Arreglo de 16 parches mejorado para disminuir el nivel de lóbulos laterales, b) Patrón de radiación visto desde el plano H y c) Patrón de radiación visto desde el plano E.

3.5.4 Acoplamiento del elemento a 50Ω

Para lograr una mejor transferencia de energía, los parches deben estar bien acoplados a la impedancia característica del sistema. En la literatura existe una gran cantidad de métodos para acoplar antenas de microcinta. En éste trabajo de tesis se probaron algunos de ellos: acoplamiento con doble *stub*, transformadores de impedancia de $\lambda/4$, acoplamiento de impedancias mediante el método de Przedpelski, alimentación coaxial, acoplamiento por apertura y el de septo inductivo.

Los métodos anteriores, se pueden consultar en las tesis de (Flores Cuadras, 2006), (Buenrostro Rocha, 2007), y en los libros (James, 1989), (Kumar, 2003) y (Pozar, 2005), entre otros.

El acoplamiento por septum inductivo (*inset feed*), ha sido utilizado ampliamente por su sencillez en circuitos planares, ya que permite efectuar el acoplamiento a cualquier

impedancia real que se desee. Las desventajas de este tipo de acoplamiento son: que la línea de alimentación puede radiar sobre todo en substratos gruesos, y que el patrón de radiación se distorsiona para inserciones muy grandes.

Un parche rectangular como el que se muestra en la figura 37, tiene una impedancia de entrada variable dependiendo del punto de alimentación (Pues y van de Capelle, 1984).

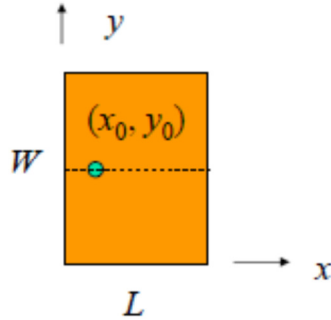


Figura 37. Parche rectangular y ubicación del punto de alimentación septum inductivo.

La resistencia de resonancia de entrada R_{in} , se controla directamente por el punto donde se localiza la alimentación, la cual es máxima en las orillas del parche y mínima en el centro del parche. Es proporcional a ϵ_r y casi independiente del espesor del substrato h . La R_{in} se puede calcular con la ecuación (42) dada por (Sainati, 1996):

$$R_{in} = R_{edge} \cos^2 \left(\frac{\pi x_0}{L} \right) \quad (42)$$

R_{edge} = la resistencia de la orilla del parche.

x_0 = punto de alimentación

L = longitud del parche

Se requiere entonces de modelar el valor de la resistencia de orilla R_{edge} , y encontrar el punto de alimentación x_0 que cumpla con la R_{in} a la que se desea adaptar.

En la referencia (Abboud, Damiano y Papiernik, 1988), se presenta un modelo de parches rectangulares para CAD, el cual fue introducido a una rutina de MATLAB para poder calcular un valor aproximado de R_{edge} , de un parche rectangular cuyas dimensiones se determinaron en la sección 3.5.2: $W = 17.244 \text{ mm}$, y $L = 17.965 \text{ mm}$. Considerando

estas dimensiones, resulta una $R_{edge} = 330.1554 \Omega$. Despejando de la ecuación (42) el punto de alimentación x_0 se tiene:

$$x_0 = \frac{L}{\pi} \cos^{-1} \left(\sqrt{\frac{R_{in}}{R_{edge}}} \right) \quad (43)$$

Utilizando la ecuación (43) para una R_{in} de 100Ω , dimensiones $W = 17.244 \text{ mm}$, $L = 17.965 \text{ mm}$, y la $R_{edge} = 330.1554 \Omega$, se calcula la distancia a la cual debe colocarse el septum inductivo resultando: $x_0 = 5.6 \text{ mm}$.

El parche rectangular con las dimensiones dadas en la figura 38a y con el septum inductivo colocado a $x_0 = 5.6 \text{ mm}$, se analiza empleando el software ADS Momentum® considerando un puerto con una impedancia característica de 100Ω . Los resultados del análisis se muestran en la figura 38b, en donde se puede observar que el parámetro S_{11} es aceptable, pero con un corrimiento en la frecuencia de resonancia, debida a la inserción de la línea.

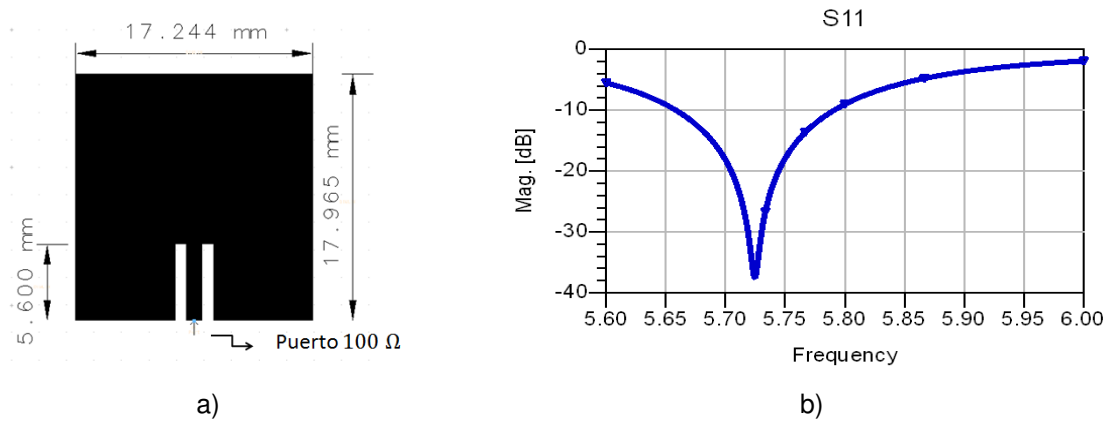


Figura 38. Parche acoplado con septum inductivo: a) Dimensiones del parche e inserción, b) Respuesta del S_{11} en función de frecuencia.

Debido a que la frecuencia de resonancia debe ser $f_r = 5.8 \text{ GHz}$, se hace un reajuste de la dimensión L disminuyéndola de $L = 17.965 \text{ mm}$ a $L = 17.065 \text{ mm}$, y con este nuevo valor de L , se vuelve a calcular el punto de inserción resultando $x_0 = 5.4 \text{ mm}$. En la figura

39a, se muestra el parche acoplado con septum inductivo optimizado y sus nuevas dimensiones: $W = 17.244 \text{ mm}$, $L = 17.065 \text{ mm}$ y $x_0 = 5.4 \text{ mm}$. En la figura 39b, se muestran los resultados del análisis electromagnético realizado al parche optimizado mediante ADS Momentum®, en donde se puede observar que la frecuencia de resonancia se ajustó cerca de $f_r = 5.8 \text{ GHz}$.

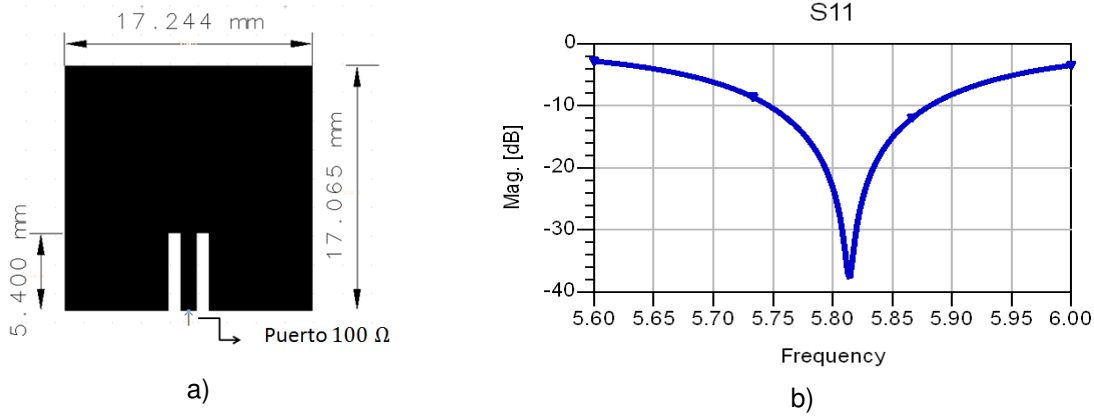


Figura 39. Parche con septum inductivo optimizado a) Dimensiones del parche e inserción, b) Respuesta del S_{11} en función de frecuencia.

El siguiente paso consiste en interconectar dos parches por medio de dos líneas de 100Ω . El paralelo de las dos líneas en el punto de unión, presenta una impedancia de 50Ω como se puede apreciar en la figura 40a. Se puede observar en dicha figura, que se requiere acoplar de una impedancia de 50Ω a una impedancia de 100Ω . Para ello, se utiliza un transformador de impedancia del tipo real-real que utiliza una línea con longitud de $\lambda/4$, conocido como transformador de un cuarto de onda, en el cual la impedancia del transformador se calcula mediante la ecuación (43) resultando $Z_c = 70.71\Omega$ y su longitud $L=9.74\text{mm}$.

$$Z_{\lambda/4} = \sqrt{Z_1 * Z_2} = \sqrt{100 * 50} = 70.71 \Omega \quad (44)$$

donde:

$Z_{\lambda/4}$ es la impedancia característica del transformador de un cuarto de onda, $\lambda/4$.

Z_1, Z_2 impedancias a transformar.

Cabe mencionar que al analizar la estructura de dos parches de la figura 40a, mostró un deterioro en el comportamiento del S_{11} , requiriéndose ajustar la longitud de inserción del septum x_0 , cuyo valor final es $x_0 = 4.5\text{mm}$. En la figura 40b, se muestra que el S_{11} obtenido del análisis electromagnético del agrupamiento de dos parches, tiene un comportamiento adecuado dentro de la banda de interés.

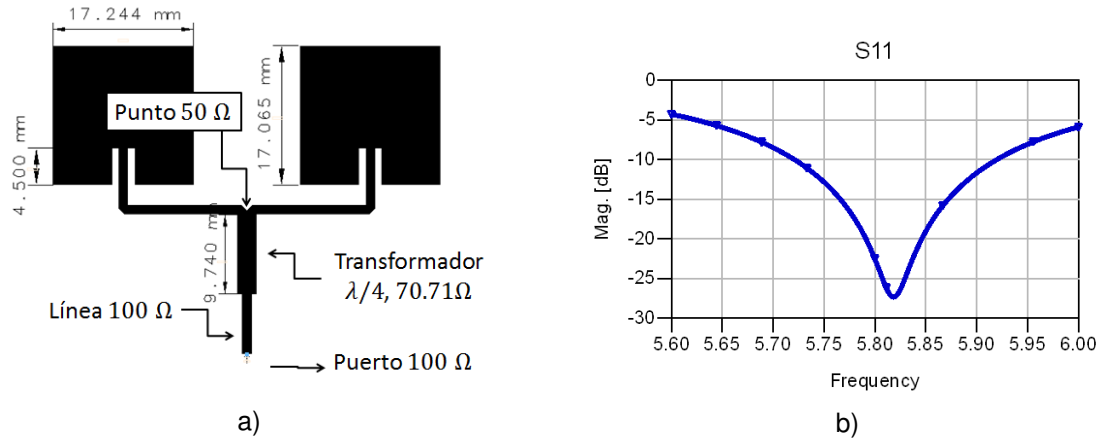


Figura 40. Acoplamiento de dos parches con septum inductivo a) configuración b) S_{11} en función de la frecuencia.

Enseguida se forma un agrupamiento de cuatro parches como se muestra en la figura 41a, utilizando dos estructuras de dos parches dadas en la figura 40a. Se puede observar que el punto central de alimentación es 50Ω . El comportamiento del análisis EM del S_{11} en función de la frecuencia resulta adecuado tal como se muestra en la figura 41b.

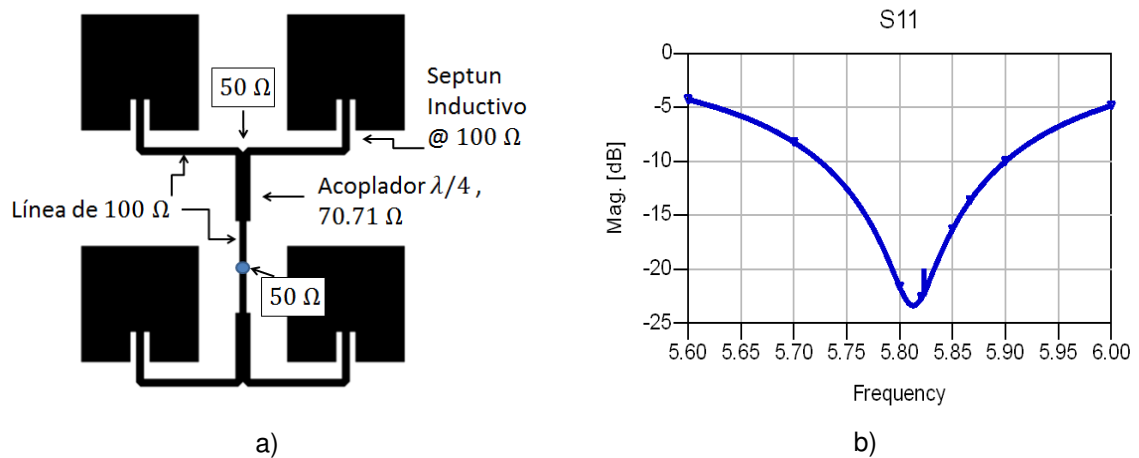


Figura 41. Acoplamiento de cuatro parches con septum inductivo a) configuración b) S_{11} en función de la frecuencia.

Para obtener el agrupamiento de 16 elementos radiantes de microcinta, la estructura de la figura 41a se cuadriplica como se muestra en la figura 42, quedando el agrupamiento final de antena de 16 parches.

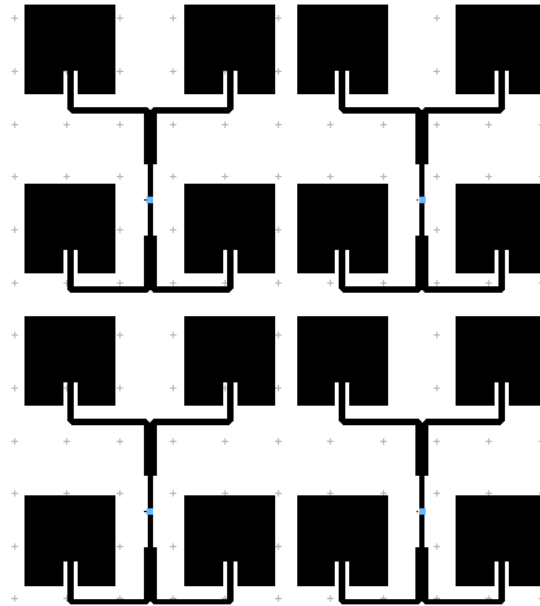


Figura 42. Agrupamiento de antenas de 16 parches.

3.5 Diseño de los hoyos metalizados “vía hole”

Para realizar un agrupamiento de antenas en fase, *phased array*, generalmente se necesita una gran cantidad de desfasadores y componentes en las líneas de interconexión de las antenas. Cuando se separan los elementos radiantes “parches” de las líneas desfasadoras y de interconexión, y se construyen en dos substratos diferentes, se minimizan los efectos indeseados y el diseño se hace más independiente. Para interconectar los dos substratos se utilizan cuatro hoyos metalizados (“*via hole*”), uno por cada agrupación de 4 parches. Si todos ellos se construyeran en la superficie radiante de las antenas dadas en la figura 42, habría radiación espuria que afectaría al patrón de radiación (Poazar, 1989).

Para modelar los *via hole*, se toma en cuenta el tamaño real que tendrá en cada punto. Las dimensiones de éste *via hole* (diámetro= 0.7mm y longitud=1.98mm), se introducen en el programa de análisis electromagnético ADS Momentum, como se indica en la figura 43. En

donde se puede observar un acercamiento entre las dos placas, la perforación en el plano de tierra y las líneas de interconexión, cuyo ancho varía dependiendo del sustrato.

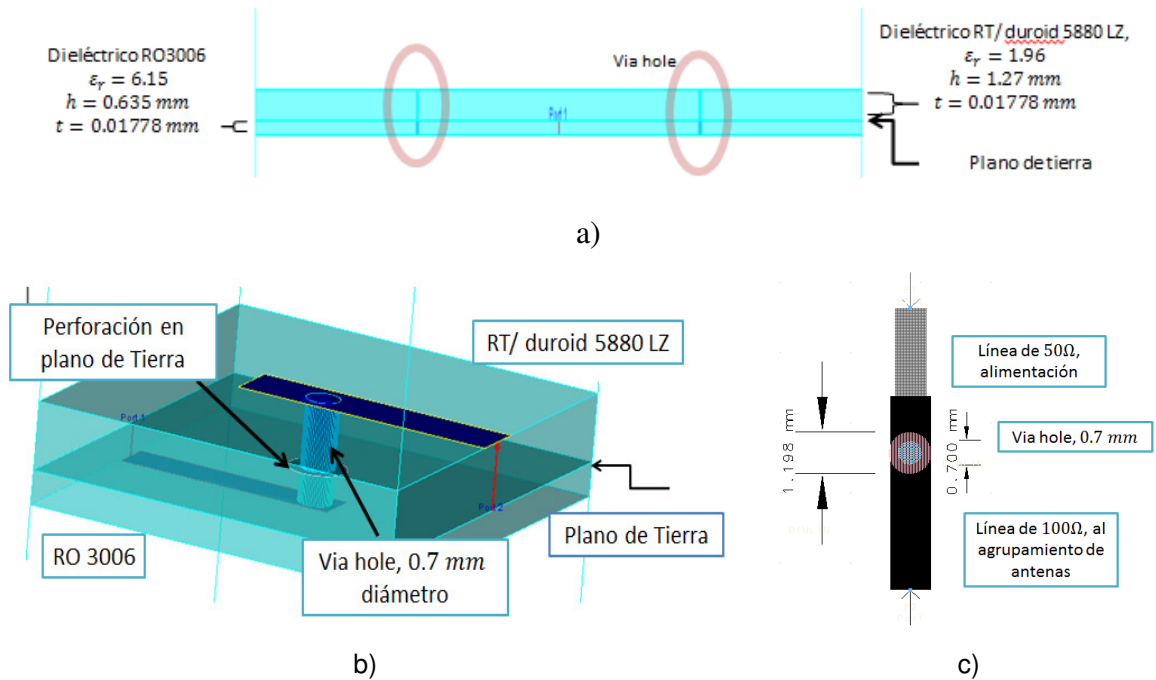


Figura 43. Acercamiento a via hole, a) Vista de canto de los dos sustratos interconectados b) Vista de perfil en 3D, c) Vista de arriba.

3.6 Diseño de la red de interconexión

En esta sección, se describe la manera en que se agrupan los 16 elementos de antena “parches” mostrados en la figura 42. Para ello se diseña la red de interconexión que une a los cuatro agrupamientos de 4 parches en un puerto común de 50Ω . Asimismo, se presenta el diseño de los desfases en un sustrato diferente al de la estructura de antena, que tiene características propias para líneas de transmisión.

3.6.1 Diseño de las líneas de interconexión

Para interconectar a los cuatro grupos de parches, se utilizan combinadores y transformadores de impedancias. Agrupar las antenas de ésta manera, se conoce como *full corporate* (Hansen, 2009) o completamente en paralelo. Todas las líneas tienen una impedancia de 50Ω , y cuando se combinan en un punto, se tendrá el paralelo de las dos

impedancias resultando 25Ω . Por lo tanto, se requiere transformar la impedancia de 25Ω a 50Ω utilizando transformadores de un cuarto de onda cuya impedancia es:

$$Z_{\lambda/4} = \sqrt{Z_1 * Z_2} = \sqrt{25 * 50} = 35.3553 \Omega \quad (45)$$

En la figura 44, se muestra el circuito de interconexión utilizado para conectar los cuatro agrupamientos de 4 parches. Se puede observar la manera en que se combinan los cuatro agrupamientos a un solo puerto de 50Ω , utilizando tres combinadores y tres transformadores de impedancia de 35.35Ω .

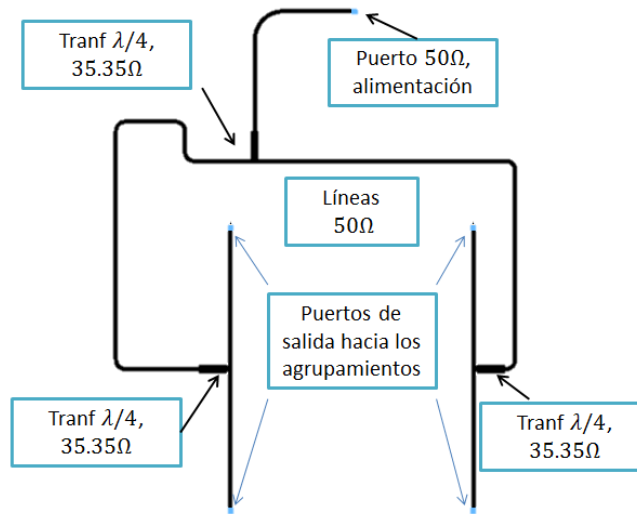


Figura 44. Circuito de interconexión con combinadores y transformadores de impedancia.

3.6.2 Diseño de los desfasadores

El corazón del funcionamiento de un *phased array* son los desfasadores, cambiadores de fase o *phase shifters*. En la sección 2.4 se mencionaron algunas de las alternativas para alimentar en fase un agrupamiento de antenas. En este trabajo se utiliza un desfasador de líneas conmutadas, ya que tiene una estructura simple, son robustos, fácil de diseñar y fácil de construir. Un desfasador de líneas conmutadas depende sólo de las longitudes de las líneas y se utiliza para anchos de banda grandes. En un desfasador de dos líneas, una de las líneas es la referencia y la otra es una línea de retardo (Maloratsky,

2010a). La diferencia entre la longitud eléctrica de las dos líneas, determina el desplazamiento de fase del desfasador.

Para efectuar la conmutación, generalmente se utilizan interruptores a base de transistores FET, MEMS, o diodos PIN y sus respectivas señales de control. Los diodos PIN son ampliamente utilizados en circuitos de conmutación de bajo costo y alta confiabilidad en frecuencias altas. Los diodos PIN provocan un aumento en las pérdidas por inserción de los desfasadores.

En la figura 45a se aprecia la configuración básica de un desfasador, en la cual se emplean dos conmutadores *SPDT* (por sus siglas en inglés, *single pole, double throw*), en donde una sola línea se activa (L_1 ó L_2) a la vez por un voltaje de control. En la figura 45b se muestra la manera en que se conectan dos líneas de longitud diferente mediante diodos PIN. Se muestran dos líneas de transmisión de longitud eléctrica L_1 y L_2 , la entrada en el puerto 1 (RF_1), la salida en el puerto 2 (RF_2) y dos conmutadores tipo *SPDT* (diodos D_1 y D_2 , diodos D_3 y D_4).

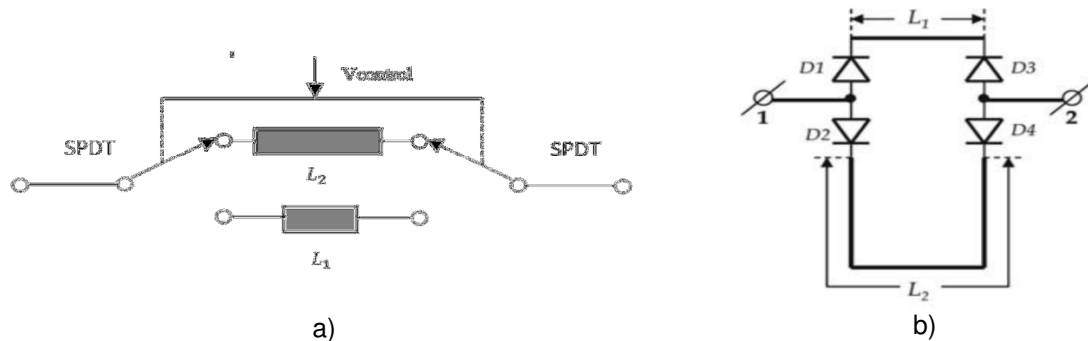


Figura 45. Desfasador líneas conmutadas a) concepto, b) conmutación con diodos PIN.

Cuando D_1 y D_3 se encienden y D_2 y D_4 se apagan, la línea L_1 conduce la señal de RF y L_2 está desconectada. Por el contrario, si D_1 y D_3 se apagan y D_2 y D_4 se encienden, la señal de RF fluye a través de L_2 y L_1 está desconectada. El desplazamiento de fase se obtiene de la diferencia de la longitud eléctrica de las dos líneas:

$$\Delta\phi = \beta(l_2 - l_1) \quad (46)$$

$$\Delta\phi = 2\pi \times \frac{\Delta L}{\lambda_m} \quad (47)$$

$\Delta\phi$ = diferencia de la longitud eléctrica

β = constante de fase

λ_m = longitud de onda dentro de la microcinta, $\lambda_m = \lambda_{air}/\sqrt{\epsilon_{eff}}$

Un desfasador de un *phased array* que pueda cubrir los 360 grados, sería uno del tipo digital que considere los bits de resolución. Uno de los más utilizados es el desfasador de líneas conmutadas de 4 bits presentado en la figura 46a (Rosu, 2012), en donde se muestran cuatro desfasadores de líneas conmutadas en cascada, y que mediante la combinación encendido/apagado de 8 diodos en serie, se efectúa un cambio de fase discreto entre 0 y 360 grados, con $2^4 = 16$ combinaciones en intervalos de $\frac{360^\circ}{16} = 22.5^\circ$.

En la figura 46b se muestra otra configuración de un desfasador de 4 bits (Maloratsky, 2010), que utiliza el mismo número de líneas con $4^2 = 16$ combinaciones, pero en vez de 8 conmutadores SPDT, se emplean 2 conmutadores SP4T (*single pole, 4 throw*) y uno 4P4T (*four pole, 4 throw*) con un total de 16 diodos. Esta configuración permite reducir las pérdidas por inserción al emplear solo cuatro diodos en serie, pero que dificulta su diseño y construcción.

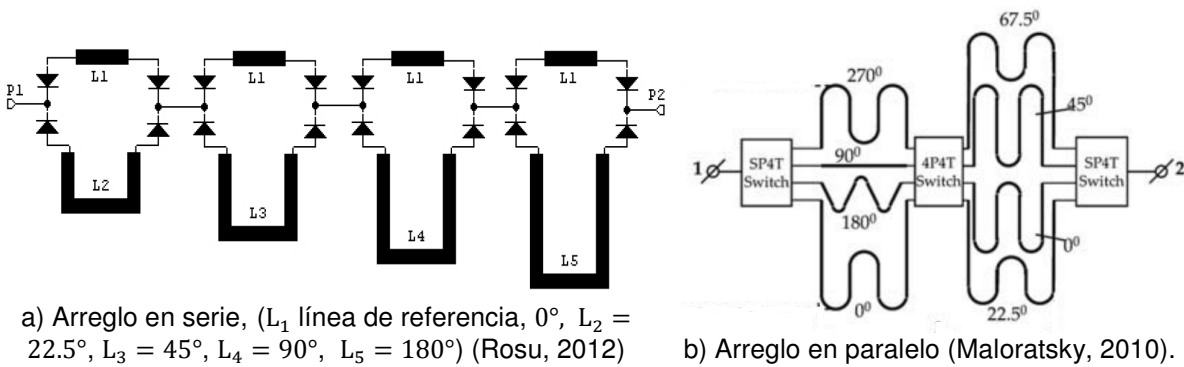


Figura 46. Desfasador digital de líneas conmutadas de cuatro bits

Basándose en lo anterior, en este trabajo de tesis se propone realizar un desfasador en paralelo de 3 bits, que permite facilitar la construcción y el acoplamiento de las líneas. El desfasador propuesto se muestra en la figura 47 y se compone de 4 conmutadores tipo SP3T (*single pole 3 throw*), 2 líneas de referencia, 4 líneas de retardo y 12 diodos PIN. Este desfasador, permite obtener $3^2 = 9$ combinaciones de fase diferente en pasos de 40 grados y efectuar la conmutación de una manera sencilla.

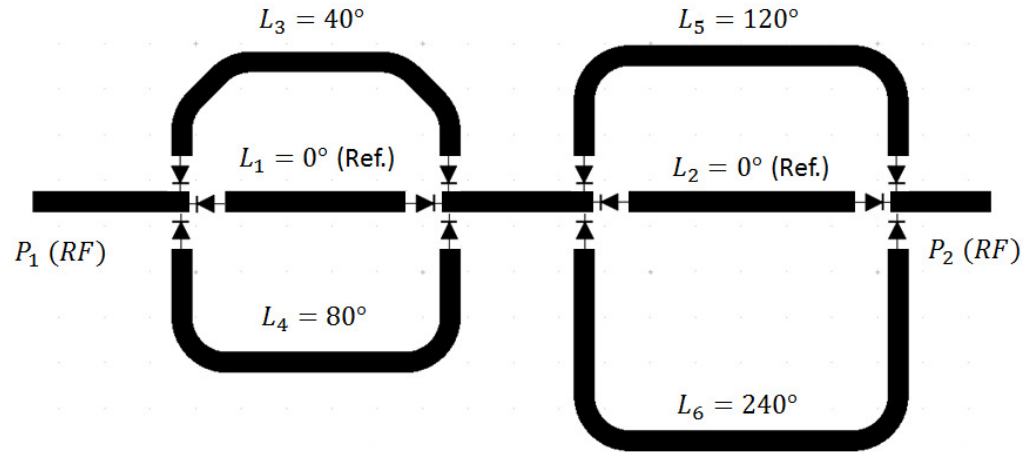


Figura 47. Desfasador propuesto de 3 bits en paralelo.

Los diodos PIN utilizados para realizar la conmutación son de la compañía MACOM, modelo MA4AGBLP912, y sus hojas de características se proporcionan en el apéndice 1. Este modelo de diodos PIN ya ha sido utilizado en otro trabajo (Figuerola Torres, 2012), en donde se caracterizaron para obtener sus parámetros S con un voltaje de alimentación $V = 1.45 V$ y corriente $I = 20 mA$. Los resultados de los parámetros S de los diodos PIN medidos se muestran en la figura 48.

Se puede observar en la figura 48a, que en estado de encendido, las pérdidas por retorno del diodo a la frecuencia 5.8 GHz son $S_{11} = -23dB$ y sus pérdidas por inserción son $S_{21} = -0.43 dB$. Por otro lado, en estado de apagado, las pérdidas por retorno son $S_{11} = -0.45 dB$ y sus pérdidas por inserción a la frecuencia de 5.8 GHz son $S_{21} = -14 dB$, las cuales no son muy adecuadas debido a la cercanía de las dos líneas de la base utilizada para caracterizarlo.

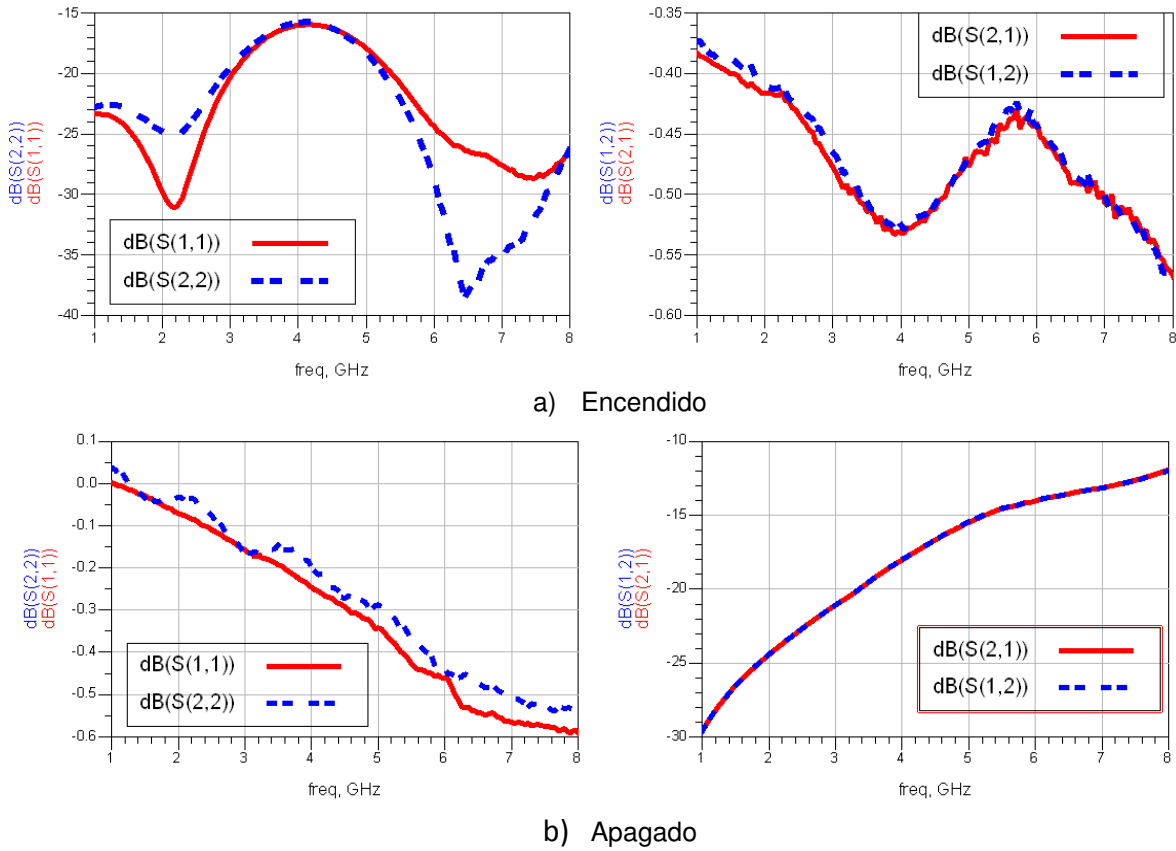


Figura 48. Parámetros S del diodo PIN.

Los diodos PIN se colocan en el cambiador de fase propuesto, en la forma que se muestra en la figura 47, en la cual se calculan las longitudes exactas de las líneas para obtener diferentes valores de diferencia de fase. Por ejemplo, la diferencia de fase entre L_1 y L_3 , se obtiene como $\Delta\phi_{13} = \beta(l_3 - l_1) = 40^\circ$; entre L_1 y L_4 , $\Delta\phi_{14} = \beta(l_4 - l_1) = 80^\circ$; entre L_2 y L_5 , $\Delta\phi_{25} = \beta(l_5 - l_2) = 120^\circ$ y entre L_2 y L_6 , $\Delta\phi_{26} = \beta(l_6 - l_2) = 240^\circ$, para la $f_r = 5.8 \text{ GHz}$. La estructura propuesta permite $3^2 = 9$ posibilidades de conmutación y con las combinaciones de estas líneas, se logra un cambio de fase de 0 a 360 grados en intervalos $\frac{360^\circ}{9} = 40^\circ$. Las nueve combinaciones de longitud eléctrica son: 0° , 40° , 80° , 120° , 160° , 200° , 240° , 280° y 320° .

Con los valores de las longitudes eléctricas, se calculan las dimensiones físicas de cada línea tomando en cuenta los datos del sustrato utilizado y se dibuja el circuito en el programa de análisis electromagnético ADS Momentum. Enseguida se analiza la fase

existente entre la primera línea de referencia y las líneas de retardo L_3 y L_4 (40 y 80 grados) como se muestra en la figura 49a. Se puede observar un pequeño cambio en la fase en las líneas de 40 grados (40.565) y la línea de 80 grados (80.348), obtenidos después de haber realizado una optimización de las longitudes físicas de cada línea. En la figura 49b se presentan los resultados del análisis EM de la longitud eléctrica de las líneas de retardo L_5 y L_6 , dadas por $\Delta\phi_{25} = 120^\circ$ (120.169) y $\Delta\phi_{25} = 240^\circ$ (241.119) a la frecuencia de 5.8 GHz.

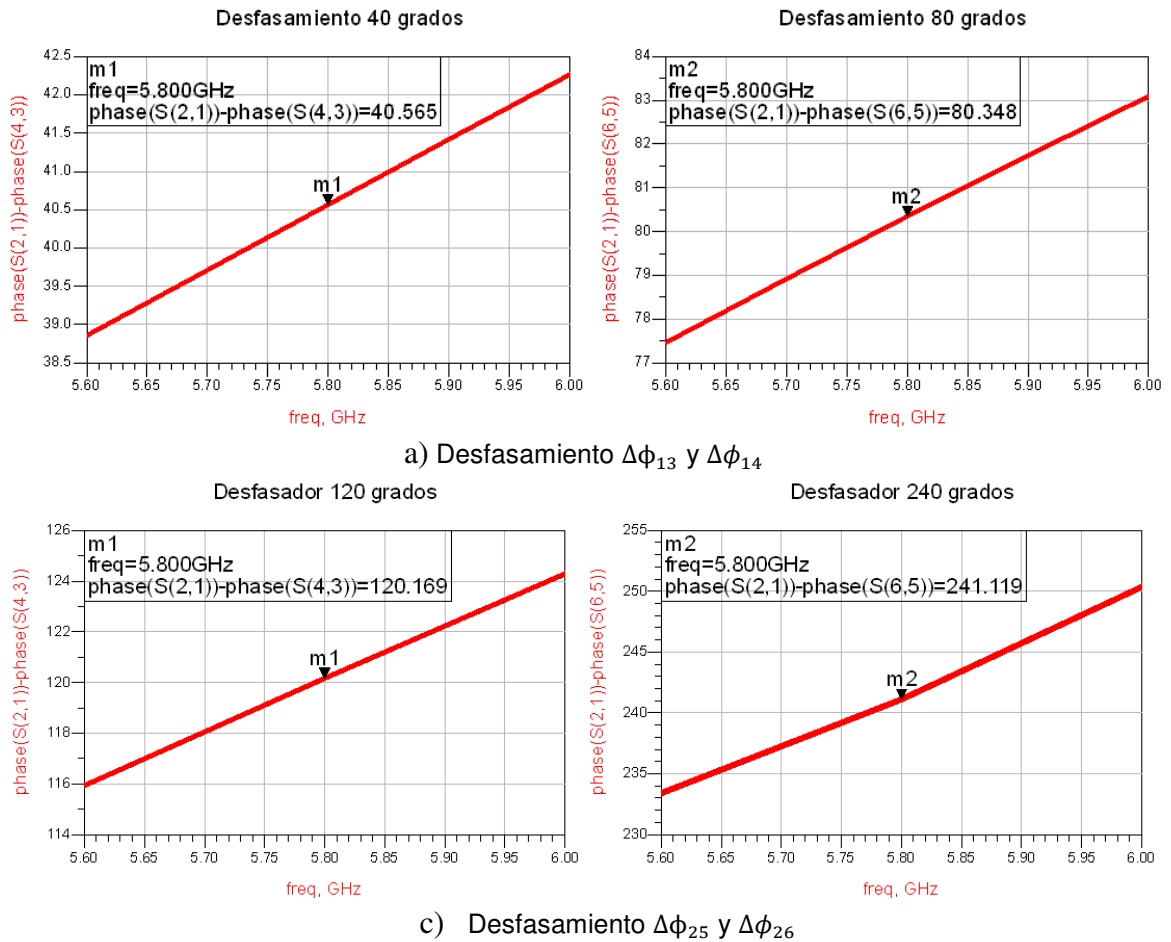


Figura 49. Ajuste de la fase entre las líneas,

3.7 Diseño del circuito de alimentación

Para controlar el patrón de radiación de un agrupamiento de antenas en fase, se varía la fase de alimentación de los elementos del agrupamiento. Dependiendo de la tecnología

de conmutación que se utilice, se deberá proveer de un circuito de control que permita cambiar la fase a un valor deseado. En un conmutador de diodos PIN, generalmente los diodos están en estado de apagado y se alimentan con un voltaje para encenderlos. En el cambiador de fase propuesto dado en la figura 47, solo se encienden 4 diodos PIN para obtener la combinación deseada, y se mantienen 8 diodos apagados.

3.7.1 Diseño de los filtros pasa bajas

Con el propósito de alimentar a los diodos PIN, se utiliza una red de alimentación o *tee* de polarización, basada generalmente en un filtro pasa bajas. En la figura 50 se presenta una manera de alimentar a los diodos PIN por pares, empleando un filtro pasa bajas que consisten de un inductor en serie y un capacitor en paralelo. El voltaje de alimentación V_1 o V_2 se introduce hacia el ánodo del diodo, aislando dichos voltajes de las señales de RF, mientras que el cátodo se conecta a tierra a través de un inductor. Para lograr un mejor aislamiento entre la DC y la RF, se prefiere usar filtros de microcinta de mayor orden.

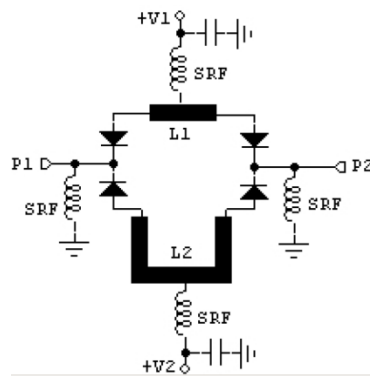


Figura 50. Red de alimentación de diodos PIN por pares (Rosu, 2012).

Para alimentar a los diodos PIN, se diseñó un filtro pasa bajas de primer orden, como se muestra en la figura 51, conectado a una línea de transmisión de $50\ \Omega$. Se muestra además el circuito equivalente en tecnología de microcinta para analizarse mediante ADS Momentum, donde las líneas delgadas de alta impedancia se comportan como inductores en alta frecuencia, y el *stub* radial se comporta como un capacitor a tierra.

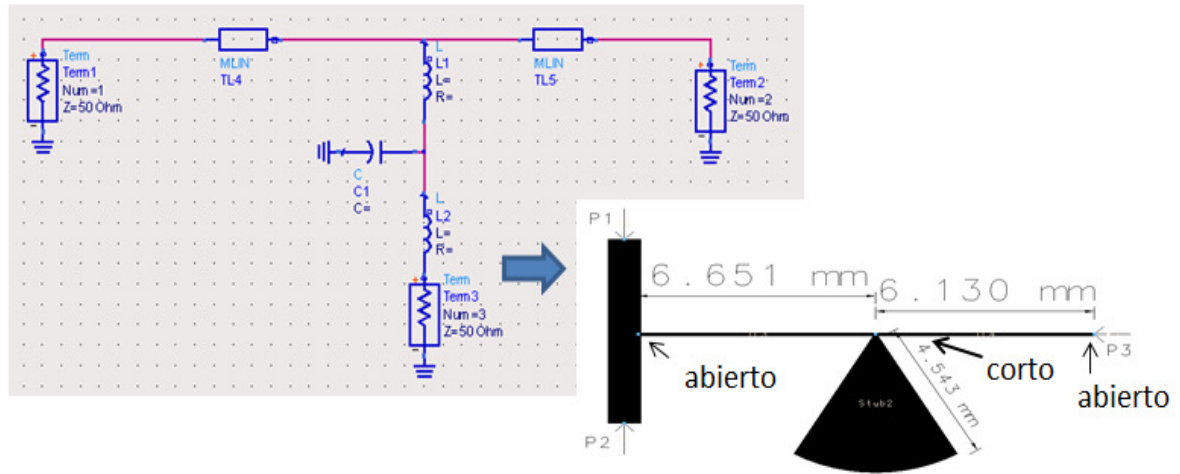


Figura 51. Filtro de primer orden: circuito eléctrico y su equivalente en microcinta.

Tanto las dimensiones de las líneas como las del *stub* radial, se ajustan para que conduzcan DC hacia los diodos y a la vez bloqueen la RF a la frecuencia de 5.8 GHz. La longitud de la línea inductiva (delgada) se calcula para tener 90° eléctricos o 6.65mm, y la longitud del *stub* radial se ajusta para que el filtro resuene a 5.8 GHz. Este filtro no debe afectar el comportamiento de la línea de $50\ \Omega$ conectada entre los puertos P1 y P2 de la figura 51, a la frecuencia de diseño de 5.8 GHz.

En la figura 52 se muestra el comportamiento obtenido del análisis electromagnético del filtro de la figura 51. Se puede observar que las pérdidas por retorno (S_{11} y S_{22}) a 5.8 GHz fueron muy bajas (-58.406dB), con pocas pérdidas por inserción ($S_{21} = -0.14dB$).

Se puede apreciar además, que en el puerto 3 se tiene un gran aislamiento entre los puertos 1 y 3 ($S_{13} < -71.048\ dB$) a la frecuencia de 5.8 GHz, pero que conduce la DC a 0 Hz con muy bajas pérdidas, lo que refleja una buena separación entre la DC y la RF.

El cátodo del diodo debe ir conectado a tierra. Para ello, se utiliza una línea de 50Ω con una inductancia conectada a tierra como se muestra en la figura 50, la cual se denomina como SRF (Self Resonance Frequency). La inductancia se realiza con una línea de alta impedancia y una longitud eléctrica de 90 grados, la cual se conecta a tierra mediante un *via hole*, como se muestra en la figura 53, y por el otro lado a una línea de $50\ \Omega$. Además, se presenta el comportamiento de los parámetros S que muestran que el inductor no afecta

el comportamiento de la línea de $50\ \Omega$ a la frecuencia de 5.8GHz, obteniéndose buenas pérdidas por retorno (S_{11} y $S_{22} = -52.001\text{dB}$) y pocas pérdidas por inserción ($S_{21} = -0.017\text{dB}$).

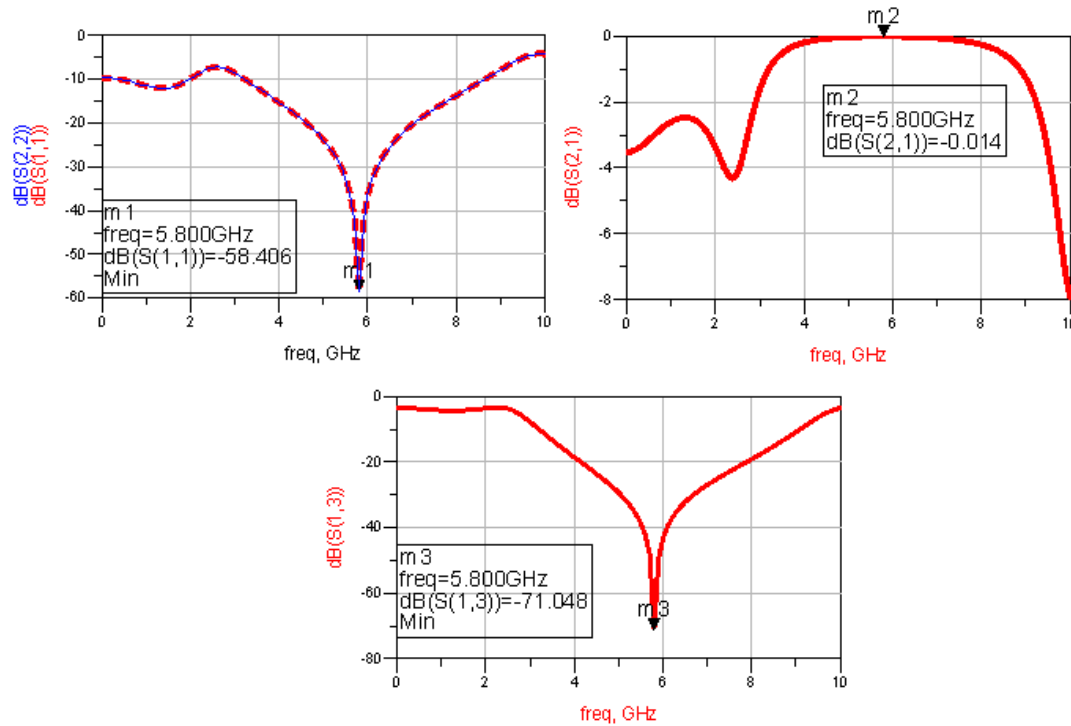


Figura 52. Respuesta del filtro pasa bajas de la figura 51, empleado para alimentar al diodo PIN.

En la figura 54a, se puede observar el circuito cambiador de fase propuesto, en el cual se incluyen los filtros de primer orden diseñados para alimentar el ánodo de los diodos PIN y los inductores SRF a tierra para el cátodo. Se puede observar que uno de los filtros se coloca entre la línea de referencia y una línea de retardo, el cual se conecta mediante un puente (air bridge) para la alimentación de DC. Se puede observar que la forma de la primera línea de referencia se modifica con el propósito de colocar el filtro, manteniendo su longitud eléctrica. En la figura 54b se muestra un filtro de segundo orden diseñado para mejorar la respuesta de los filtros de alimentación, en el cual se agrega otro inductor en serie y otro stub radial.

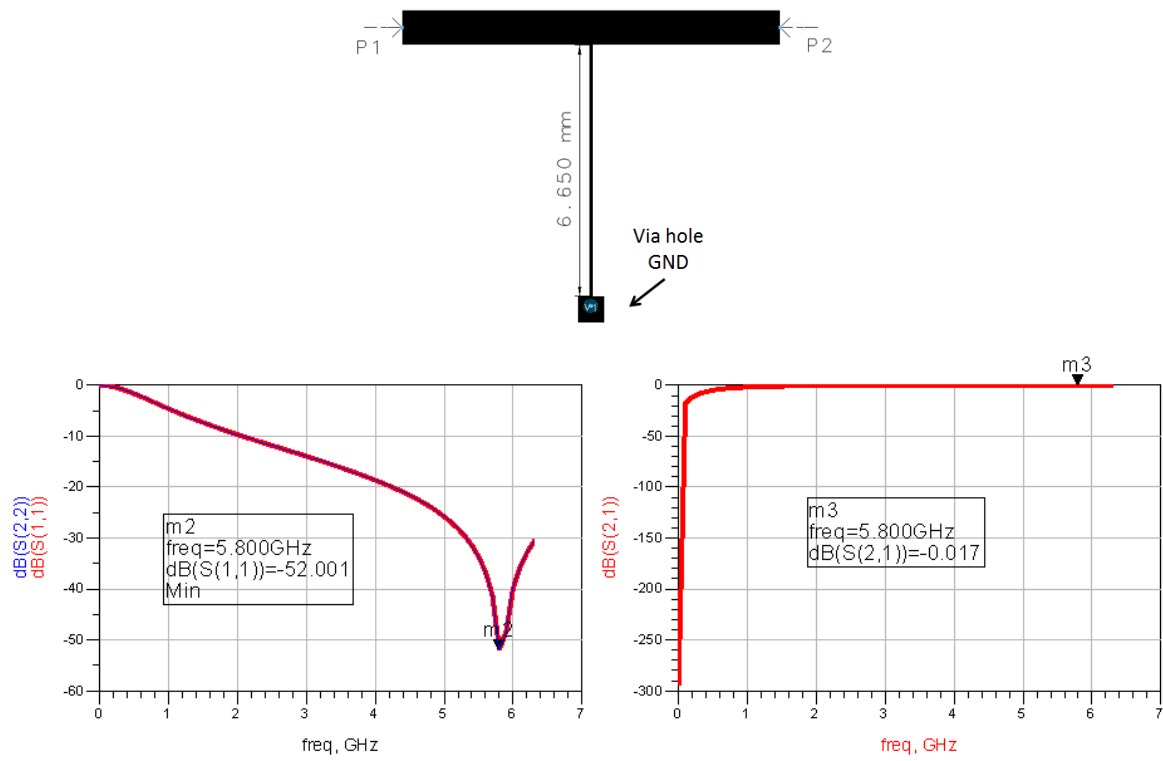


Figura 53. Inductancia a tierra y sus parámetros S.

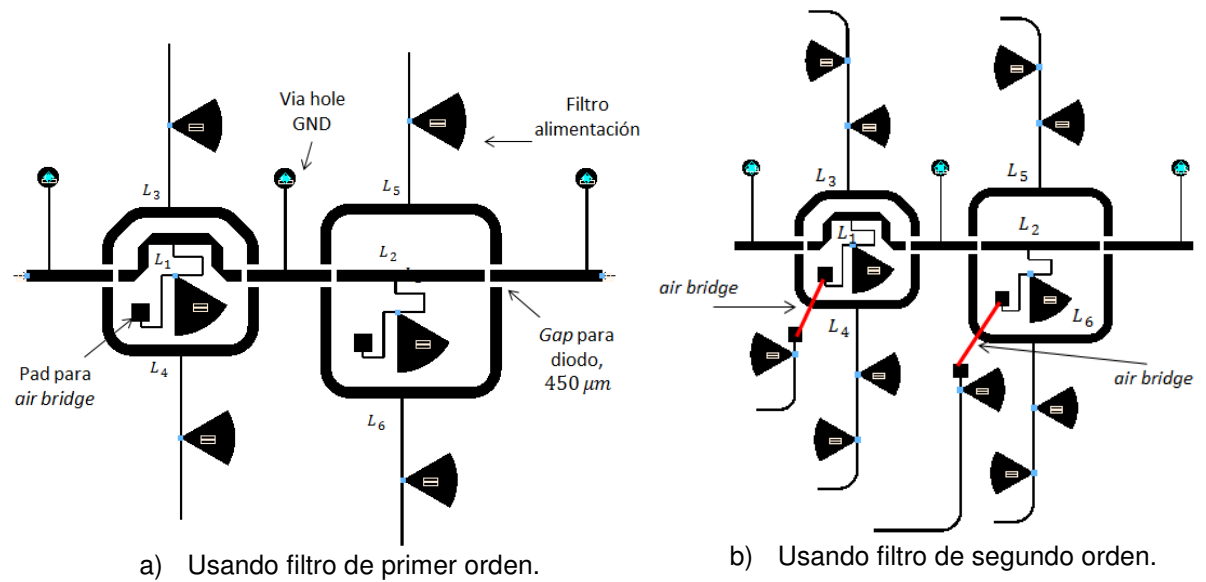


Figura 54. Desfasador digital 3 bits con filtros de alimentación

Es conveniente mencionar, que cada línea de retardo con su filtro respectivo tendrá un comportamiento diferente, ya que las dimensiones de las líneas de retardo tienen diferente forma y longitud. Por esta razón, se hace un análisis EM para cada una de las 6 líneas, las cuales muestran el comportamiento de sus parámetros S dado en la figura 55.

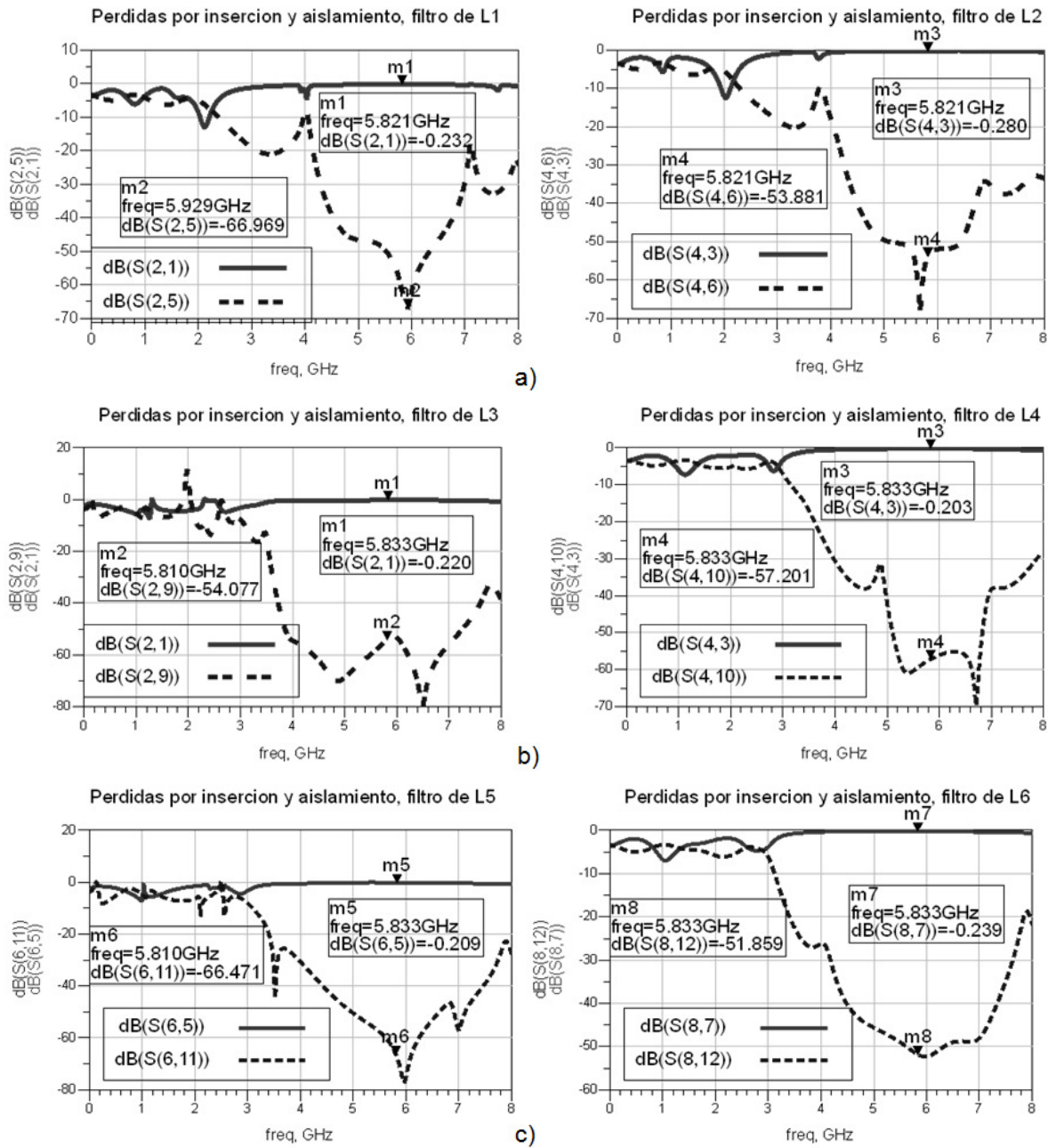


Figura 55. Respuestas en frecuencia de los filtros de DC: a) L_1 y L_2 , b) L_3 y L_4 y c) L_5 y L_6

Por lo general, se puede apreciar que las pérdidas por inserción de las líneas de RF mostradas en línea sólida son pequeñas, cuyos valores son menores a -0.28 dB, lo que se puede atribuir a las pérdidas de las líneas de microcinta.

El aislamiento entre los filtros e inductores a tierra mostrado en línea punteada es grande, cuyos valores se encuentran entre -50 y -75 dB a 5.8 GHz, por lo que se puede concluir que con este diseño se asegura un buen comportamiento en RF que no será afectado por las señales de voltaje de DC.

3.7.2 Diseño del circuito regulador de voltaje

Como paso final, se diseña el circuito de la fuente de alimentación con la cual se proporcionan los voltajes necesarios para alimentar cada uno de los diodos PIN. Cuando se desea controlar los diodos por medio de la computadora, se recomienda utilizar el puerto USB, que mediante los bits de control controla el encendido/apagado de los diodos PIN, sin embargo limita la portabilidad. En este trabajo de tesis se utiliza como fuente una batería recargable y un circuito regulador integrado en la parte posterior de la antena, para garantizar la portabilidad total de la antena.

Como se mencionó en la sección 3.6.2, los diodos PIN utilizados son de la compañía MACOM, modelo MA4AGBLP912, y se alimentan con un voltaje $V = 1.45 V$ y corriente $I = 20 mA$ para obtener bajas pérdidas por inserción como se mostró en la figura 48. Para proveer estos voltajes, se diseña el circuito empleando un regulador de voltaje variable LM317 alimentado por una batería con un voltaje mayor a 4 volts. Este circuito se muestra en la figura 56a.

El circuito utiliza dos capacitores, una resistencia fija $R_1 = 240\Omega$, y una resistencia R_2 que permite ajustar el voltaje de salida. Para obtener un voltaje de salida $V_{out} = 1.45 V$, $R_2 = 39 \Omega$ (esta resistencia puede sustituirse por una resistencia variable para poder ajustar el voltaje V_{out}).

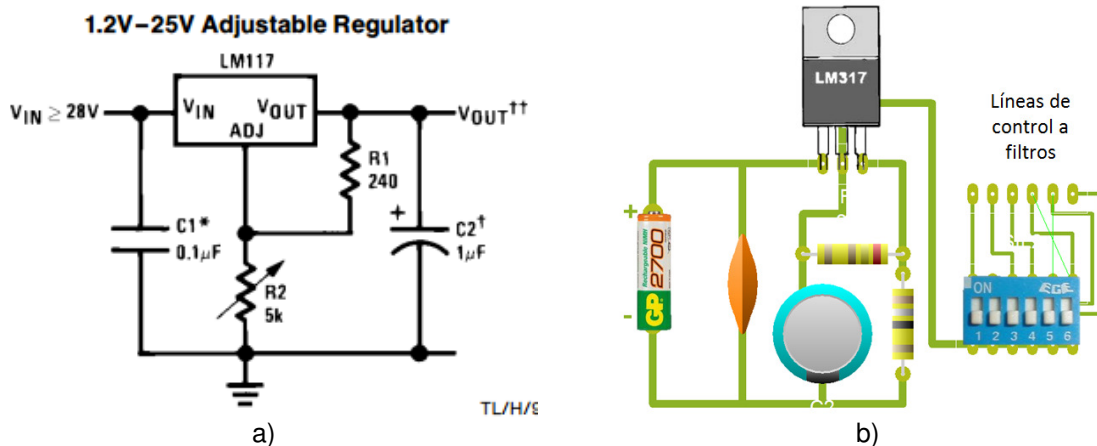


Figura 56. Circuito del regulador de voltaje, a) Circuito dado por el fabricante (National Semiconductor, May 1996), b) Esquema físico del circuito regulador.

El regulador proporciona la corriente suficiente para alimentar simultáneamente 4 diodos PIN, requiriéndose aproximadamente 80 mA, considerando que cada diodo consume 20 mA. Para alimentar a los diodos, la salida del regulador se conecta a *dip switch* de 6 posiciones, mediante el cual se selecciona la combinación de las líneas desfasadoras deseada. En la figura 56b se muestra el esquema físico del circuito regulador y la manera en que se conectan los componentes. Debido a que los diodos no son iguales, el voltaje y la corriente de los dos diodos utilizados para conectar cada una de las líneas cambiadoras de fase puede variar. Por ello, se recomienda monitorear sus valores, ya que un diodo que consuma una corriente muy baja puede indicar altas pérdidas por inserción o que éstos estén dañados o apagados.

3.8 Interconexión de los elementos de la antena

En esta sección se efectúa la interconexión de los dos substratos sobre los cuales se construyeron tanto el agrupamiento de antenas como las líneas de interconexión y cambiadores de fase. Este último, incluye los filtros pasa bajas necesarios para alimentar a los diodos y su circuito regulador de voltaje. En la figura 57a se presenta la estructura final de la red de alimentación, en la cual se muestra la manera en que están conectados las líneas de interconexión y combinadores de RF, los desfasadores y los filtros de las redes de alimentación.

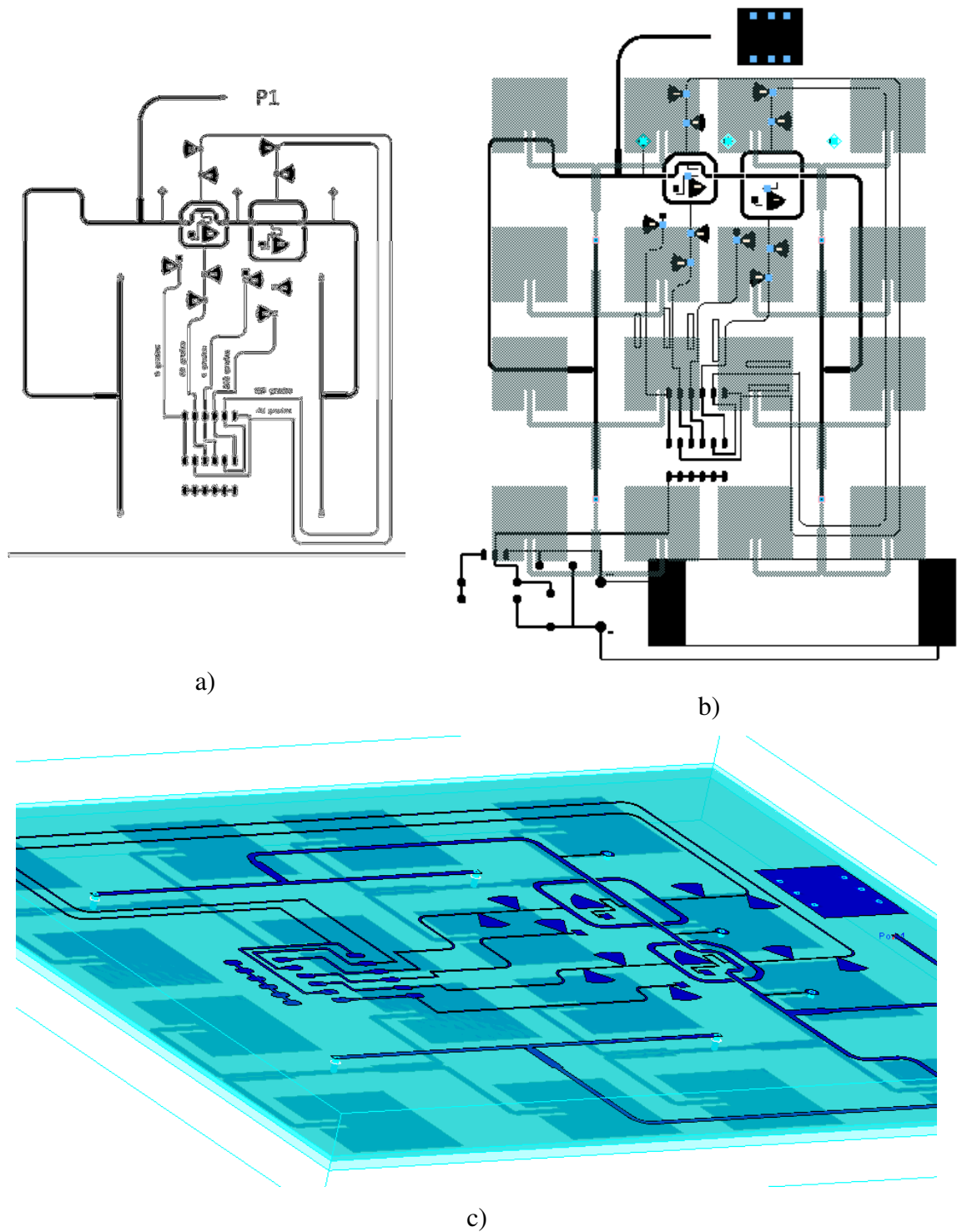


Figura 57. a) Red de alimentación final; b) Vista en 2D de las dos caras de la antena --en gris el agrupamiento de antenas (RT/ duroid 5880LZ) y en negro la red de alimentación (RO3006)—Vista en 3D mostrando los *via hole* que cruzan los dos substratos.

Se pueden apreciar también los tres inductores a tierra y las líneas largas y delgadas para proveer DC a los diodos a través de los filtros. Es importante que las líneas de interconexión de RF de los combinadores tengan la misma longitud eléctrica, con el fin de que la diferencia de fase de las 4 entradas a los agrupamientos de antenas sea cero, o que las diferencias de fase entre las líneas $\Delta\phi_i$ sean constantes.

Cuando se interconectan los dos substratos, uno encima del otro, por medio de los *via hole*, se tiene la estructura final de la antena planar mostrada en la figura 57b. Se puede apreciar el substrato donde se encuentra el agrupamiento de antenas (en tono gris) y el substrato de las líneas de interconexión, cambiadores de fase, filtros y circuito regulador (en negro). En la figura 57c se incluye la estructura tridimensional vista desde el lado de la red y donde se muestran los *via hole* que conectan a ambos substratos.

3.9 Análisis electromagnético de la antena

En esta sección se presentan los resultados del análisis electromagnético, realizado mediante ADS Momentum®, a la estructura final presentada en la figura 57 de la sección anterior. En éste análisis se consideró todo el circuito y sus elementos interactuando entre sí, incluyendo los parches de antena, los combinadores y líneas de interconexión, el desfasador y los efectos inductivos de los *vía hole*. Es importante mencionar que el diodo PIN tiene pocas pérdidas y es muy pequeño, de tal forma que el cambio de fase provocado con ellos es despreciable. Por esta razón, el circuito se analizó sin diodo para el estado de apagado, y para el estado de encendido se sustituyó al diodo por secciones de línea cortas.

A partir de este punto, la manera de nombrar las 9 diferentes combinaciones con las que cuenta el agrupamiento de antenas, estará basada en el cambio de fase total α en grados, proporcionado por el desfasador, denominada como $\Delta\phi = \alpha^\circ$. Enseguida se presentan resultados del comportamiento de la antena, en donde se muestra el comportamiento de las pérdidas por retorno, la ganancia y los patrones de radiación.

3.9.1 Pérdidas por retorno, S_{11}

El análisis de la antenna mostrada en la figura 57, permite observar el comportamiento de las pérdidas por retorno S_{11} en su puerto de alimentación, que indica qué tan bien está adaptada una antenna y sirve para determinar el ancho de banda de impedancia de la antenna. Las respuestas del análisis EM del parámetro S_{11} en función de la frecuencia se presentan en la figura 58 para cada una de las líneas del cambiador de fase.

En general las pérdidas por retorno de todas las combinaciones se encuentran entre -40dB y -14dB a la frecuencia de 5.8GHz, con excepción de la antenna apagada ($\Delta\phi = 0^\circ$), que proporciona unas pérdidas por retorno de -11dB. Cabe mencionar que cuando el desfasador está apagado, sólo la mitad de la antenna radia en la cual funcionan solo ocho parches, y por ello la adaptación y el ancho de banda son muy pequeños.

En la Tabla 5, se presenta el comportamiento de ancho de banda de cada una de las combinaciones de las líneas del cambiador de fase, y su porcentaje de ancho de banda con respecto a la frecuencia central $f_r = 5.8 \text{ GHz}$. Se puede apreciar que cuando la antenna está encendida, el ancho de banda varía de 140MHz a 490MHz (2.41 a 8.4 %) dependiendo de cada combinación. Esto se atribuye a las curvaturas y las discontinuidades entre las líneas.

Tabla 5. Anchos de banda en las diferentes combinaciones.

$\Delta\phi$	Ancho de banda [MHz]	Porcentaje ³	$\Delta\phi$	Ancho de banda [MHz]	Porcentaje
Apagado	30	0.51 %	160°	280	4.82%
0°	270	4.65%	200°	140	2.41%
40°	300	5.17%	240°	470	8.10%
80°	490	8.4%	280°	390	6.72%
120°	370	6.3%	320°	330	5.68%

³ El porcentaje del ancho de banda está en función de la frecuencia de resonancia $[\%] = \left| \frac{f_2 - f_1}{f_r} \right| \times 100$

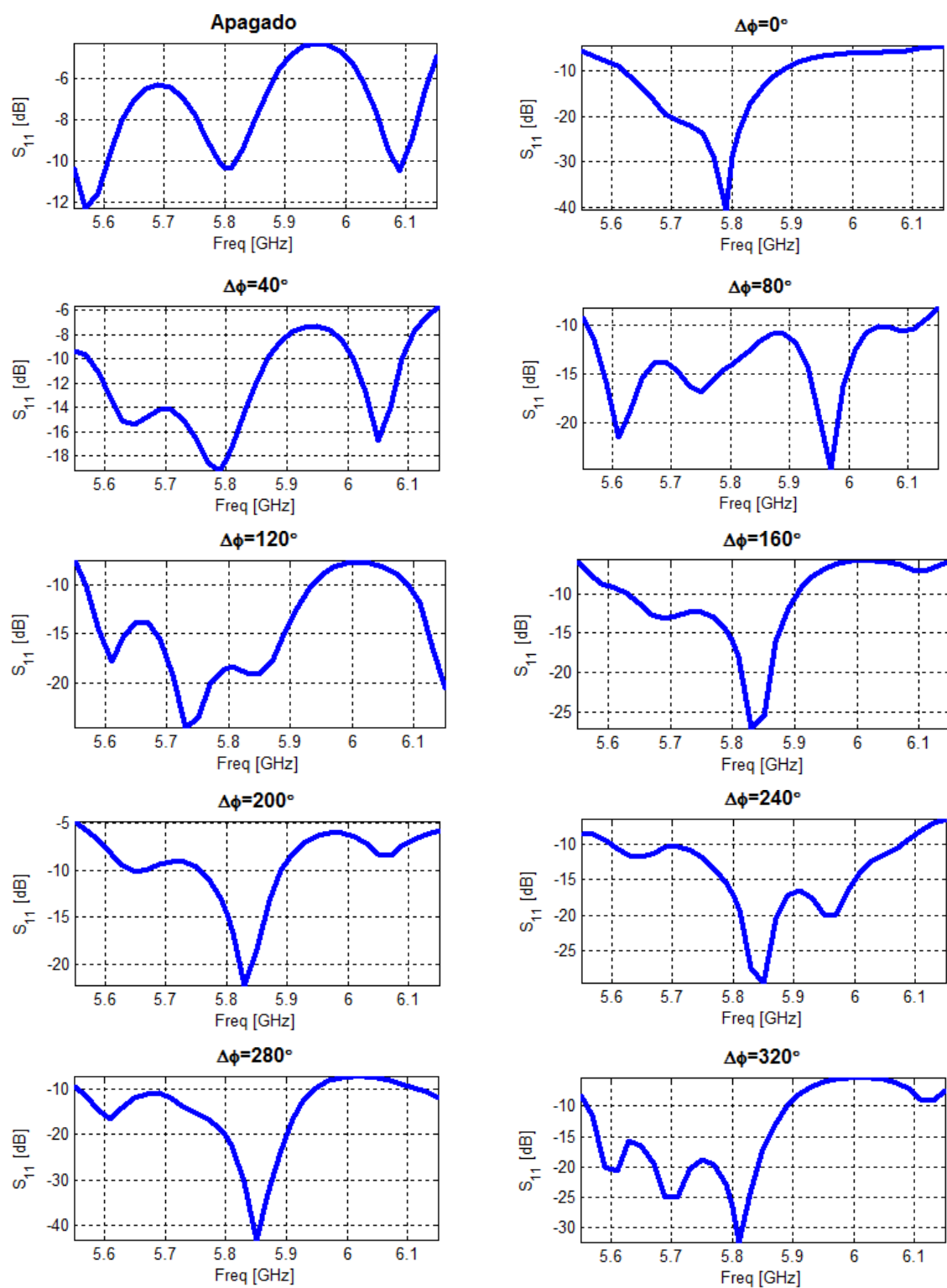


Figura 58. Análisis electromagnético de las pérdidas por retorno del agrupamiento

3.9.2 Ganancia

El comportamiento de la ganancia de la antenna se realiza con el programa ADS Momentum®, el cual tiene la opción de realizar un post-procesamiento que permite calcular a la frecuencia deseada la ganancia y directividad de toda la estructura. De esta manera se obtiene a cada frecuencia, la ganancia de la estructura en el punto de mayor directividad.

En la figura 59 se presentan los resultados de la ganancia para cada una de las combinaciones de líneas que producen un $\Delta\phi$ desde 0° hasta 320° . En el lado izquierdo se proporciona el comportamiento de ganancia para la antenna apagada y para las líneas de $\Delta\phi = 0^\circ, 40^\circ, 80^\circ$ y 120° , mientras que en el lado derecho para $\Delta\phi = 160^\circ, 200^\circ, 240^\circ, 280^\circ$ y 320° . En general se puede observar que la ganancia varía de 15 a 16.8 dB, dependiendo de la combinación de líneas. Cuando los diodos pin están apagados, la ganancia de la antenna es de 14.8 dB, que es de aproximadamente 2 dB menor que la ganancia máxima.

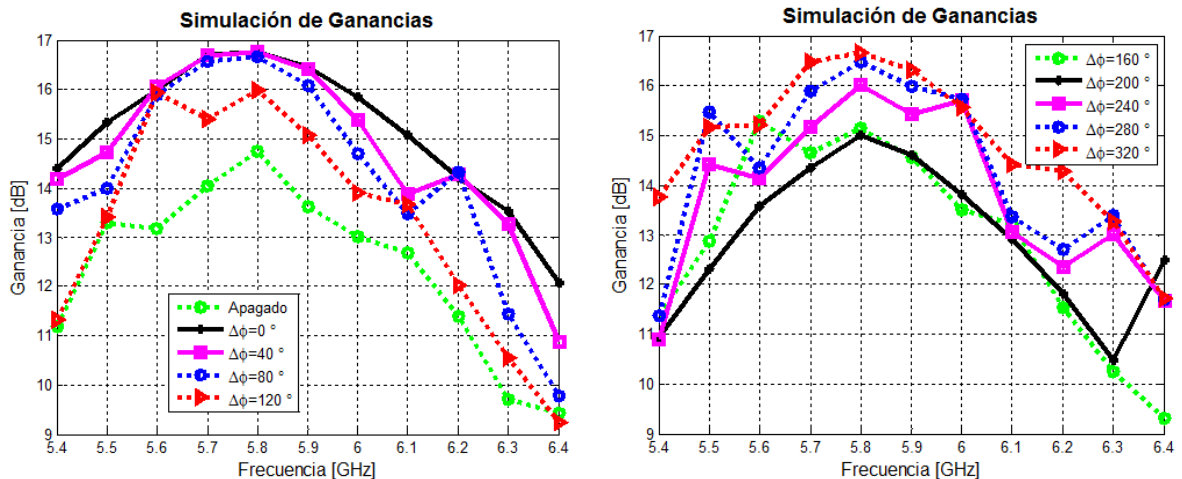


Figura 59. Análisis electromagnético de la ganancia de la antenna en todas las combinaciones.

3.9.3 Patrón de radiación

El patrón de radiación de la antenna se obtiene mediante el programa de análisis electromagnético ADS Momentum®. Para visualizar de una mejor manera el cambio del patrón de radiación en función de la posición angular θ , se utilizan gráficas polares. El

cambio en el patrón de radiación tiene el comportamiento que se muestra en la figura 60a para las líneas de $\Delta\phi = 0^\circ, 40^\circ, 80^\circ$, el mostrado en la figura 60b para las líneas de $\Delta\phi = 120^\circ, 160^\circ$ y 200° y el correspondiente a las líneas $\Delta\phi = 240^\circ, 280^\circ$ y 320° en la figura 60c. Se puede apreciar que en general se tiene un rango de cobertura del haz de $\pm 30^\circ$.

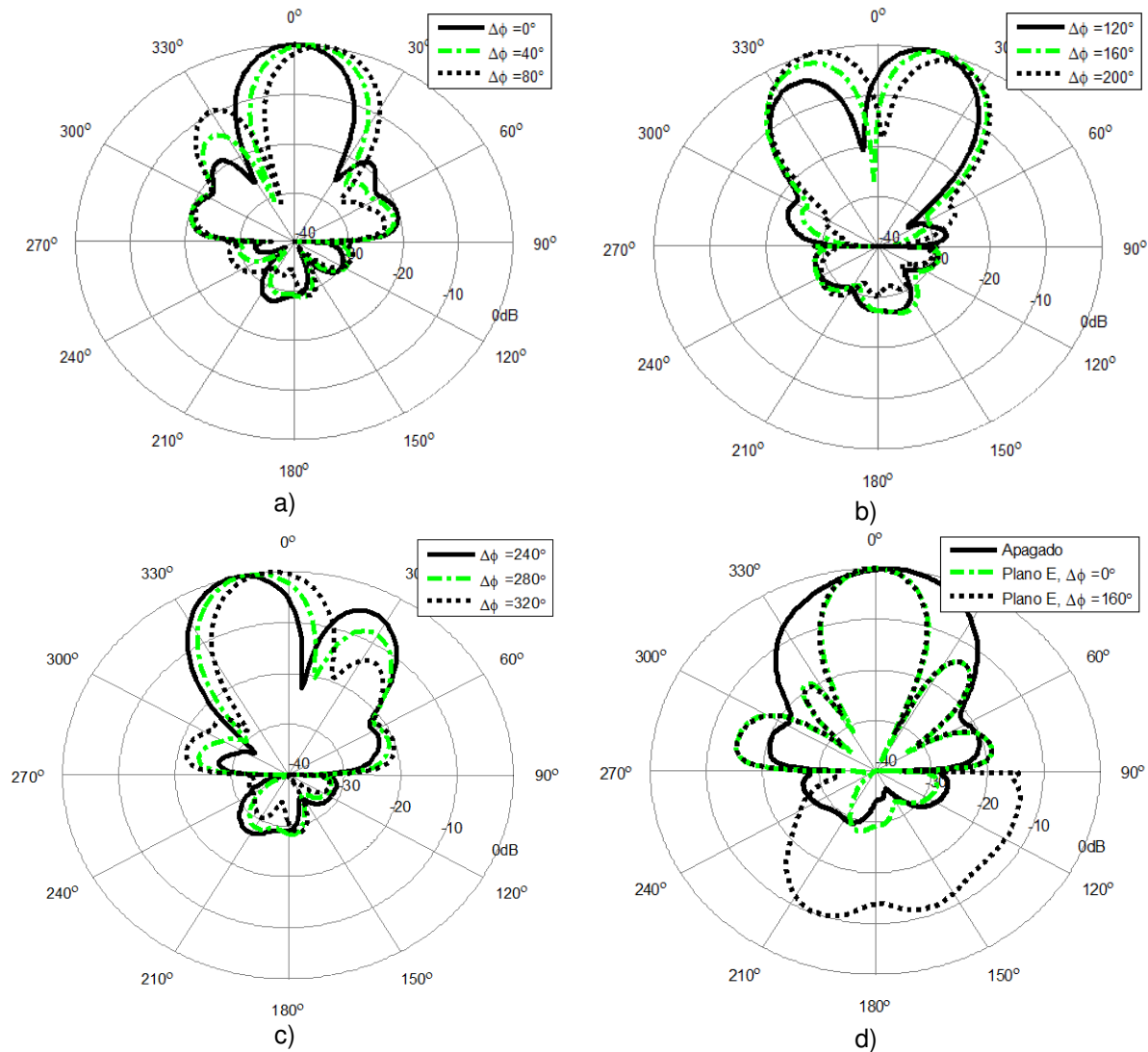


Figura 60. Patrones de radiación: a), b) y c) diferentes combinaciones en el plano H, b) patrón de la antena apagada y en el plano E.

En la figura 60d se grafican los patrones de la antenna con los diodos apagados, en la cual solo funciona la mitad de la antenna y dos ejemplos ($\Delta\phi = 0^\circ$ y 160°) del patrón visto desde el plano E. En estos dos casos, se puede observar cómo el haz principal no se mueve a lo largo del plano E, sino que tiene una forma constante a pesar del valor del desfasador, ya que, en la propuesta de diseño se hizo una simplificación para variar solo el plano H, manteniendo constante el plano E. En la figura 61 se muestra el comportamiento del patrón en el plano E en coordenadas rectangulares, donde se puede apreciar que en la dirección de propagación los dos patrones son muy similares, mientras que en los ángulos hacia atrás difieren.

En la figura 62 se presentan los patrones de radiación en el plano H a la frecuencia de trabajo $f_r = 5.8 \text{ GHz}$, normalizados con respecto al valor de máxima ganancia para todas las combinaciones, incluyendo cuando todos los diodos PIN están apagados y sólo funciona la mitad de la antenna. El ancho del haz de mediana potencia obtenido fue $HPBW = 40^\circ$ para los diodos apagados, mientras que en la posición de referencia $\Delta\phi = 0^\circ$ resultó $HPBW = 25^\circ$. Esto se debe a que al estar apagada la mitad de la antenna, se tiene menos ganancia, haciéndola menos directiva. Al encender la antenna, la ganancia aumenta y el haz se adelgaza haciéndola más directiva.

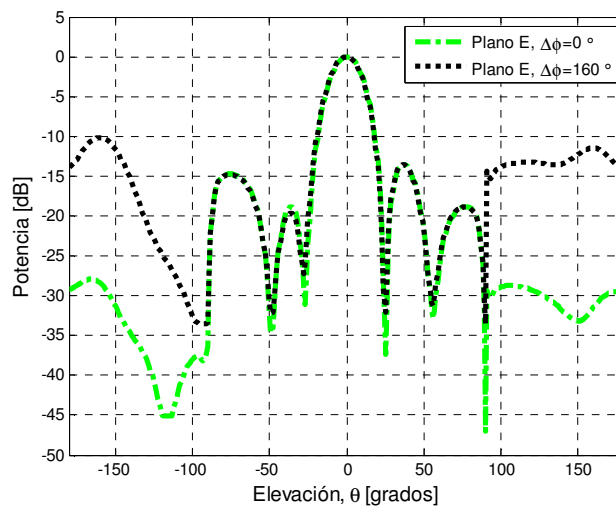


Figura 61. Patrón de radiación normalizado en el plano E para $\Delta\phi = 0^\circ$ y $\Delta\phi = 160^\circ$.

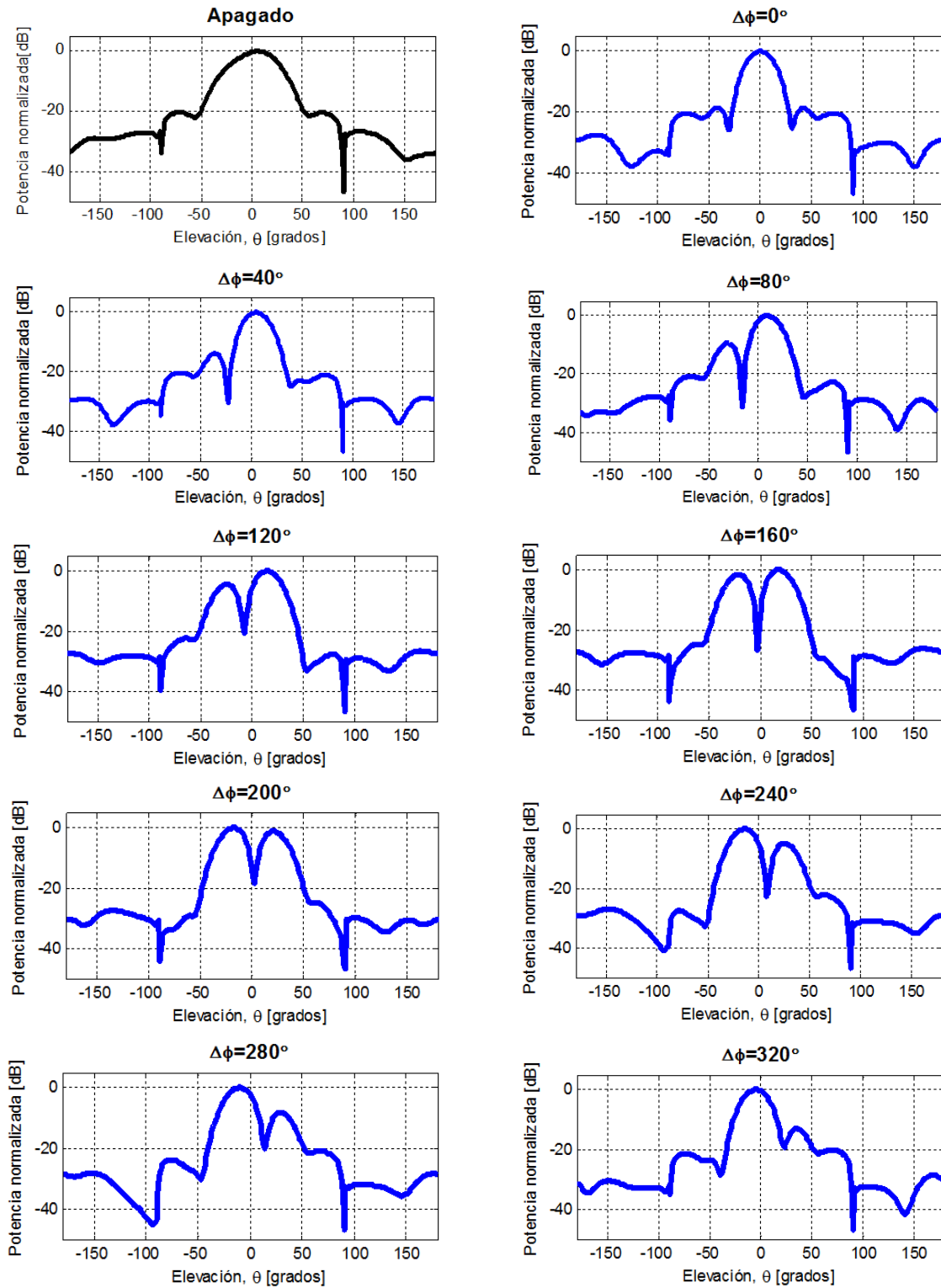


Figura 62. Simulación de las pérdidas por retorno del agrupamiento

Se puede observar cómo cambia el patrón de radiación para cada una de las posiciones, y como se puede dividir en dos haces, presentándose nulos en *broadside* como en las líneas de $\Delta\phi = 160^\circ$ y $\Delta\phi = 200^\circ$. A pesar de la división y la disminución en ganancia, la potencia se mantiene entre los dos haces, independientemente de la fase $\Delta\phi$ que se trate.

En este capítulo se abarcó el diseño completo de la estructura de antena y se realizó el análisis EM de la misma para todas las combinaciones del cambiador de fase. Los resultados presentados comprueban que la antena propuesta tiene buen desempeño de las pérdidas por retorno, ganancia, ancho de banda y lóbulos laterales en la banda de interés.

En el siguiente capítulo, se presentan la metodología de construcción y caracterización de la antena propuesta y diseñada. Asimismo se hace una comparación de los resultados experimentales obtenidos de la medición, con los teóricos obtenidos del análisis electromagnético en este capítulo, con el fin de verificar el comportamiento del agrupamiento de antena.

Capítulo 4

Construcción y caracterización

En este capítulo se presenta el proceso de construcción de la estructura de antena, la metodología y equipos utilizados para la caracterización y los resultados de la medición del agrupamiento, tales como las pérdidas por regreso, el ancho de banda de impedancia, la ganancia y los patrones de radiación.

4.1 Construcción de la estructura

El proceso llevado a cabo para construir las antenas se describe en las siguientes secciones, en donde se utiliza el proceso fotolitográfico para obtener las mascarillas y efectuar el grabado de los circuitos. Se presenta además el ensamble de los dos substratos y el montaje de los diodos, conector y componentes del regulador.

4.1.1 Impresión de placas por el método fotolitográfico

En la figura 63 se presenta el método fotolitográfico utilizado para la impresión de las placas de la antena. Los pasos a seguir de este método son los siguientes:

1. Imprimir el circuito diseñado en una hoja blanca de papel de alta calidad y alto contraste.
2. Crear el negativo en papel fotosensible utilizando la máquina Repromaster, y exponer por 45 segundos.
3. Revelar el negativo (bajo luz roja), enjuagar y fijar con vinagre por 5 minutos.
4. Pulir el metal del substrato, limpiar con alcohol isopropílico y adherir la filmina fotosensible.
5. Pasar la placa por rodillos calientes para adherir la filmina de manera uniforme.
6. Quitar la capa protectora de la filmina y posicionar el negativo sobre la placa.
7. Poner boca abajo la placa en la máquina Colight M-218 que produce luz ultravioleta y dejarla dentro de la máquina por 2 minutos.
8. Revelar la placa en la solución K1A-K1B. El tiempo de revelado varia, y se deja hasta que el exceso de filmina se elimine. Dejar secar completamente.
9. Una vez bien seca la placa, se coloca en cloruro férrico para remover el metal no deseado y después introducir en el removedor de filmina.
10. Para proteger a las placas de la oxidación se utiliza un protector de cobre.

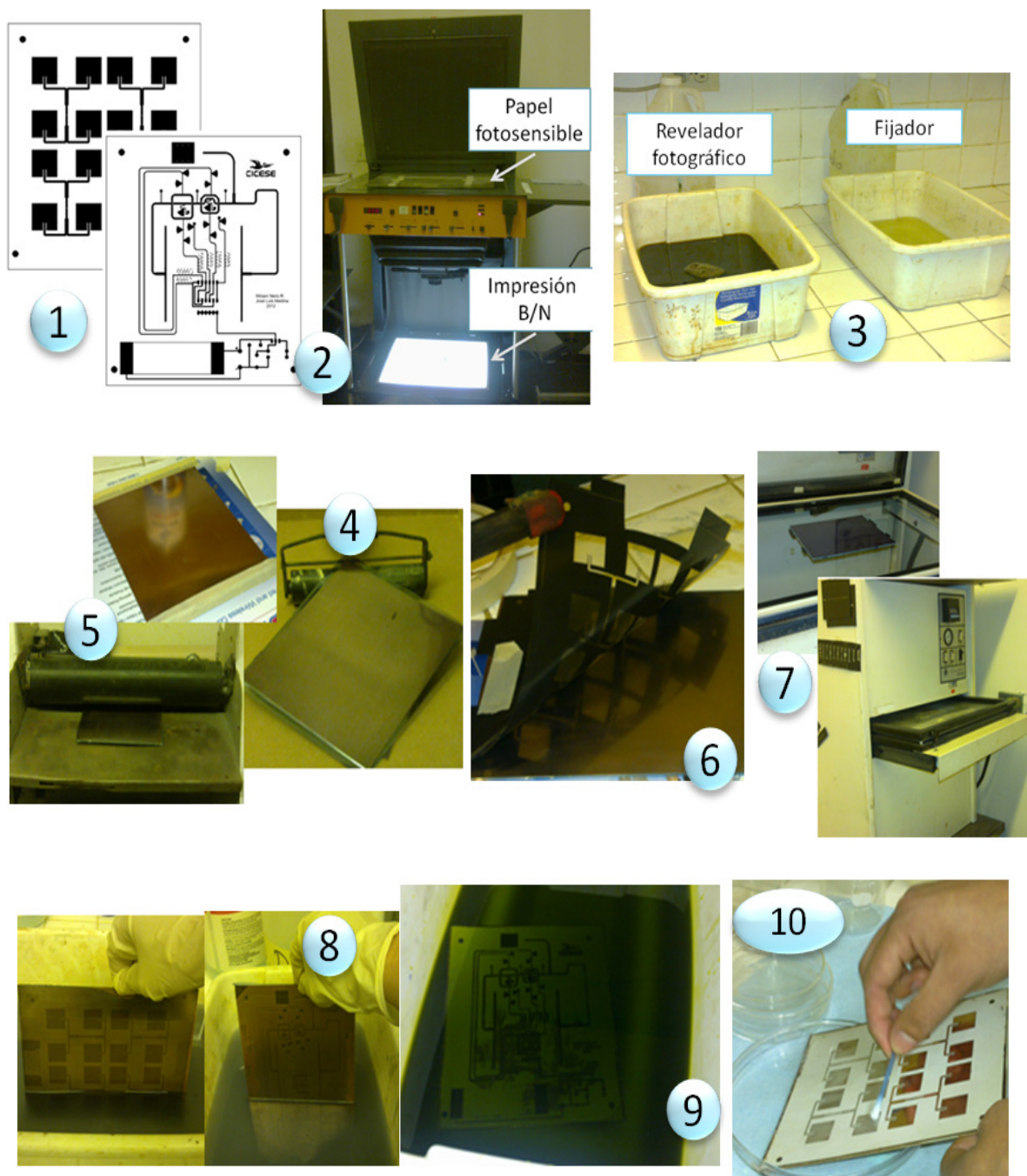


Figura 63. Proceso fotolitográfico para construir la antena.

En la figura 64 se muestra la impresión final de las placas de la antena sobre los substratos. Para proteger el cobre de oxidación se depositó una capa delgada de níquel.

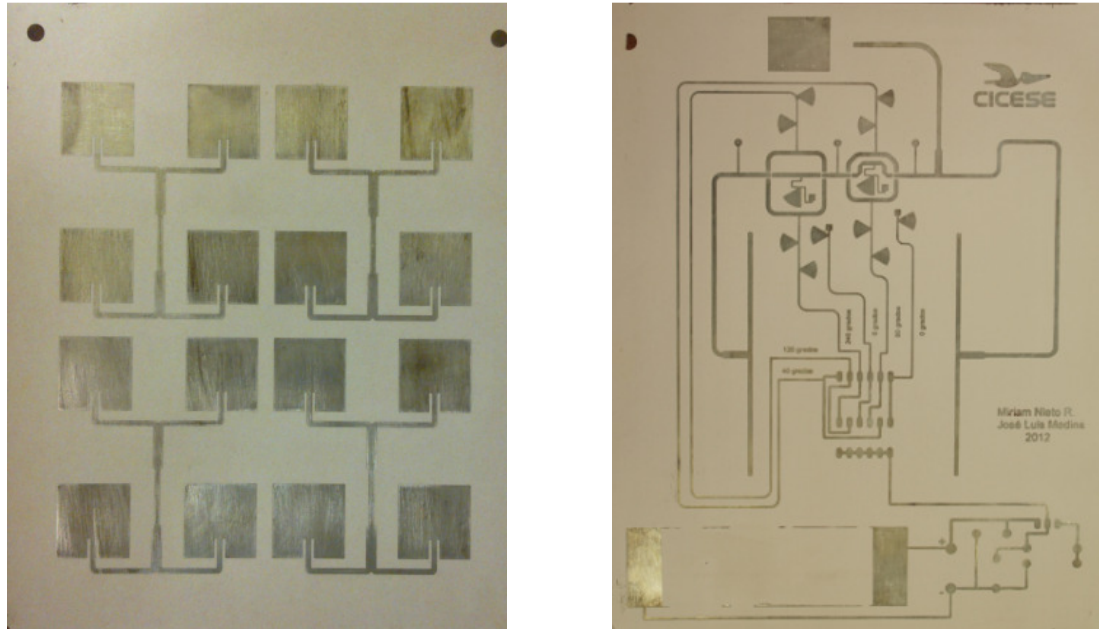


Figura 64. Placas finales del agrupamiento de 16 parches y su red de interconexión.

4.1.2 Ensamble de las placas, construcción de los via hole y soldadura de diodos

La siguiente etapa del proceso de construcción consiste en ensamblar las dos placas de la figura 64, uniéndolas una contra la otra, realizar los via hole a tierra y los requeridos para interconectar a ambos substratos y el montaje o soldado de componentes. Para el ensamble de los componentes de la antena, se siguió el procedimiento que se muestra en la figura 65 y figura 66, cuyos pasos se describen enseguida:

1. Soldar los componentes de la fuente de alimentación: regulador, dip-switch, resistencias, etc.
2. Perforar las placas en las marcas correspondientes a los tornillos requeridos para unir las placas, en los via hole a tierra y los que atraviesan las dos placas. Es importante ensanchar en los planos de tierra, el hoyo de los via hole que atraviesan los dos substratos, para que no exista un corto entre la señal de RF y el plano de tierra.
3. Utilizar guías (alambres) para alinear las dos placas de la antena.
4. Preparar suficiente mezcla de epoxy conductivo y endurecedor a partes iguales.

5. Limpiar los planos de tierra para que queden libres de polvo y grasa. Cortar un alambre con longitud igual al espesor de la placa del substrato $\varepsilon = 6.15$ y colocarlo en el orificio de los via hole al plano de tierra, untando suficiente epoxy conductivo.
6. Untar epoxy conductivo en el plano de tierra de una de las placas, evitando contaminar los cuatro orificios de las uniones entre dieléctricos.
7. utilizar pinzas, placas, abrazaderas y los alambres guía, para unir firmemente las placas, procurando que no haya espacios entre los planos de tierra, que puedan provocar resonancias espurias.
8. Poner las placas en el horno a 80°C , por más de 15 horas para que el epoxy se endurezca. Una vez frío, comprobar contactos y continuidad entre los via hole.
9. Poner una pequeña cantidad de epoxy conductivo en los lugares donde se soldarán los diodos y colocar los 12 diodos PIN empleando pinzas especiales y un microscopio. Introducir nuevamente en el horno a 80°C hasta que seque el epoxy.
10. Colocar los alambres en los hoyos de los via hole que unen a las placas y soldar con estaño. Soldar los dos los puentes de aire “airbridges” necesarios para los filtros de las líneas de referencia.
11. Soldar el conector de RF y el cable semirrígido procurando que exista una buena tierra y soldar la batería.
12. Construir y colocar una abrazadera metálica que sirve de soporte de la antena y que facilita la caracterización.

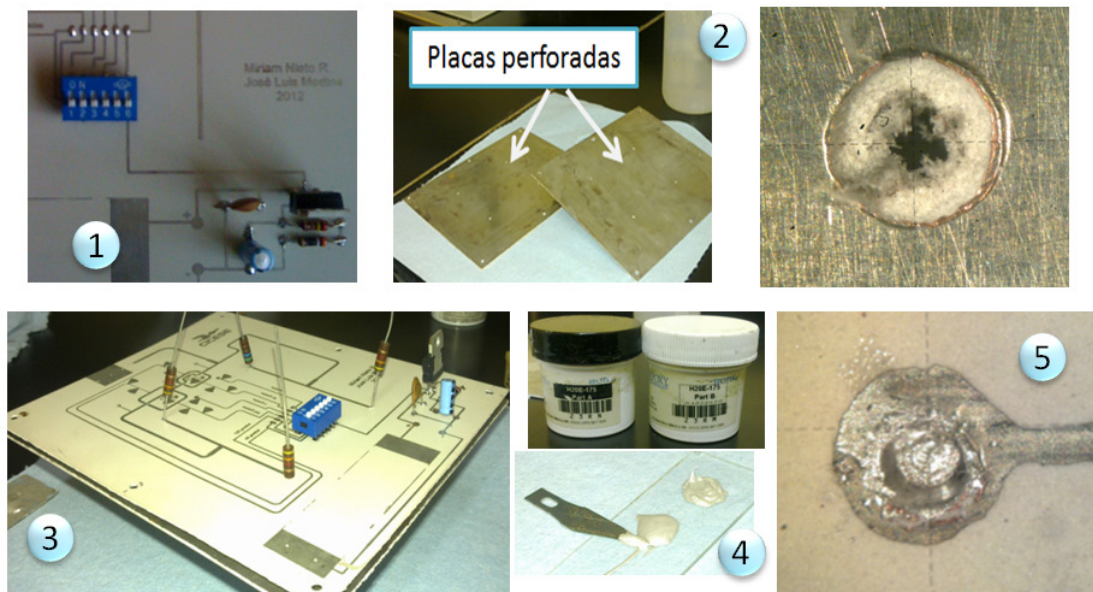


Figura 65. Proceso de construcción de las antenas: Pasos 1 al 5.

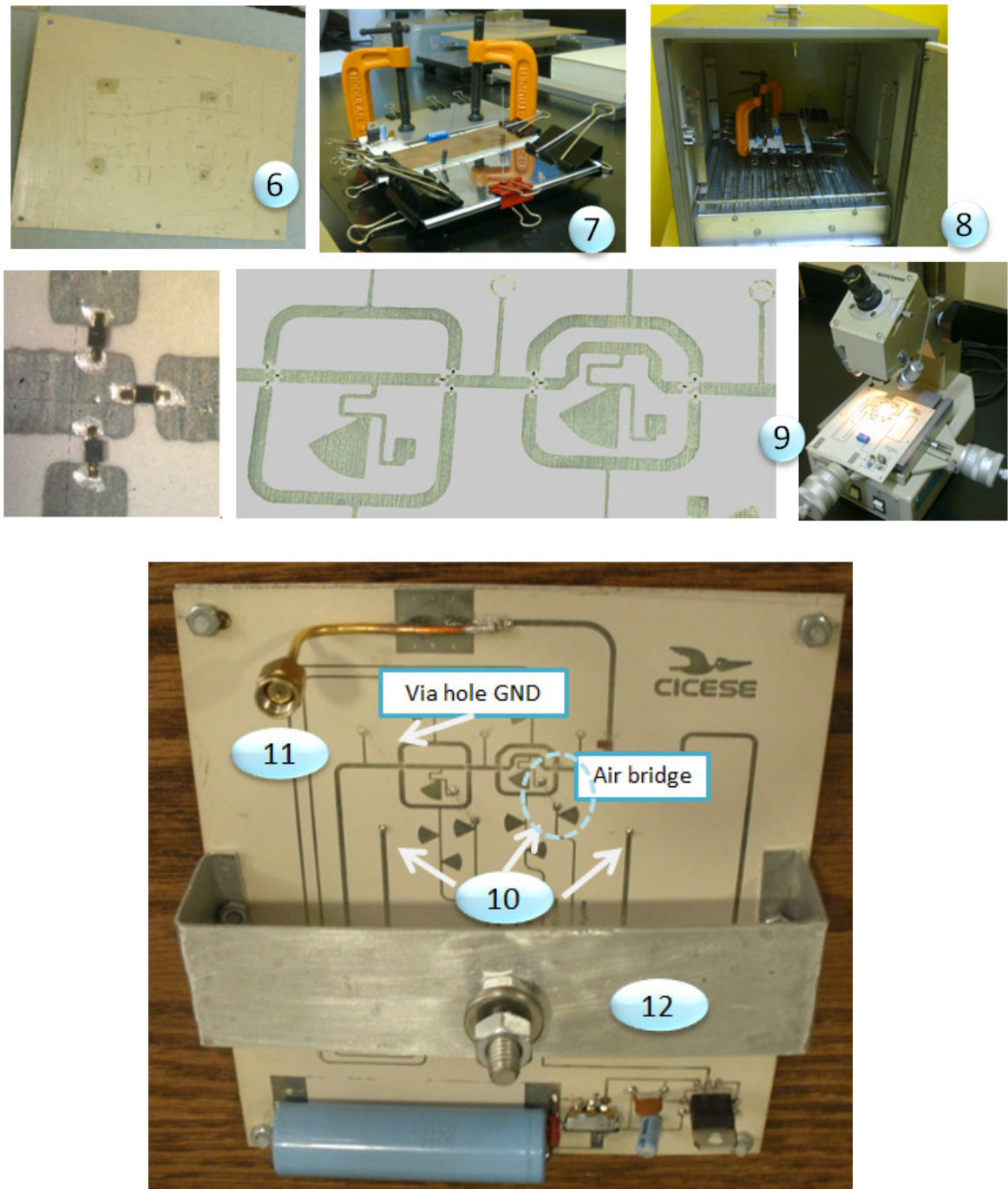


Figura 66. Proceso de construcción de la antena: Pasos 6 al 12.

En la figura 67 se muestran diferentes vistas de la antena final construida. Se muestra una vista de frente donde se pueden apreciar los elementos radiantes, y diferentes vistas de la parte posterior donde se muestran los cambiadores de fase, filtros, regulador de DC, etc.

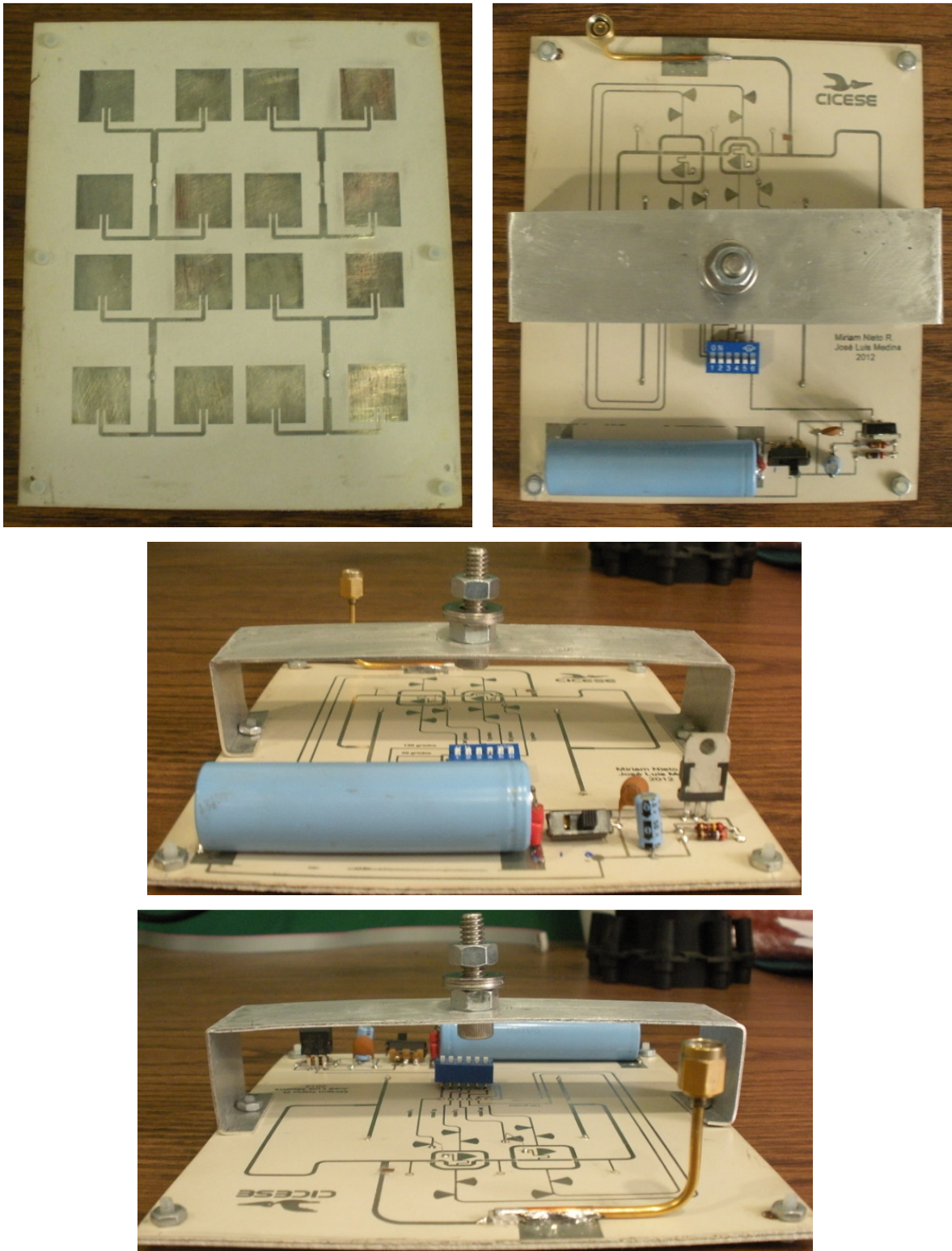


Figura 67. Antena final construida. Vista de frente (16 parches) y vistas de la parte posterior (red de interconexión, cambiador de fase, diodos PIN, filtros y regulador de voltaje)

4.2 Metodologías de medición

En esta sección se describen las metodologías utilizadas para efectuar la caracterización de la antena. Posteriormente, se presentan resultados de la caracterización de la antena. Se presenta el comportamiento en la banda de 5 a 7 GHz de: las pérdidas por retorno, enseguida se presentan resultados de la ganancia y por último los correspondientes al patrón de radiación de la antena.

4.2.1 Metodología de medición de pérdidas por retorno

Para medir las pérdidas por retorno se utiliza el analizador de redes vectorial HP8510C disponible en el laboratorio de microondas del CICESE, el cual funciona en el rango de frecuencias de 45 MHz a 50 GHz. Como primer paso se realiza una calibración coaxial SOLT tipo *full two port* en el intervalo de 5 a 7 GHz con 401 puntos, utilizando el kit de calibración de 3.5mm. Si los conectores de las antenas a utilizar en la caracterización son del mismo tipo, se deberá realizar una calibración con la técnica *adapter removal*.

Para una medición precisa de las pérdidas por retorno, sólo se conecta el puerto 1 con un cable estable en fase, mientras el puerto dos permanece abierto, tal como se muestra en la figura 68. Las mediciones se realizan para cada combinación del desfasador, activando o desactivando las líneas con el dip-switch.



Figura 68. Medición de las pérdidas por retorno de la antena desarrollada.

Debido a que el cable semirrígido, el conector SMA y las pérdidas de los diodos PIN no se consideraron en el diseño, se realizó una sintonización mediante un *stub* capacitivo en la

línea de la entrada, para lograr un $S_{11} < -10 \text{ dB}$ a la frecuencia $f_r = 5.8 \text{ GHz}$ y aumentar su ancho de banda.

4.2.2 Metodología de medición de ganancia

Existen varias metodologías para medir la ganancia y se describen en Medina Monroy et al (2008). En el primer método para medir la ganancia es el de tres antenas. En este método se utiliza un analizador de redes vectorial HP8510C, dos antenas auxiliares y la antena bajo prueba ABP. En este trabajo se utilizan las antenas auxiliares realizadas en dos trabajos de tesis previos (Flores Cuadras, 2006) y (Trujillo Ramírez, 2012), por operar correctamente a la frecuencia $f_r = 5.8 \text{ GHz}$.

El método de tres antenas consiste en realizar tres mediciones de los parámetros S de transmisión (S_{21}), corregirlos para tomar en cuenta las pérdidas por propagación, formar un sistema de tres ecuaciones con tres incógnitas, donde las incógnitas son la ganancia de cada una de las tres antenas utilizadas. En la figura 69, se muestran las antenas bajo medición conectadas al equipo analizador de redes vectorial. Se realizan tres mediciones entre las tres antenas; la primera medición se realiza entre la antena 1 y la 2 (M_{12}^i), la segunda medición entre la 1 y la 3 (M_{13}^i), donde $i = 0,1,2 \dots 9$, y la tercera medición entre la 2 y la 3 (M_{23}). La antena 1 es la antena bajo prueba desarrollada en este trabajo, la antena 2 la desarrollada en (Flores Cuadras, 2006) y la antena 3 la desarrollada por (Trujillo Ramírez, 2012). Debido a que la antena desarrollada tiene 9 combinaciones de los cambiadores de fase, ésta se mide 9 veces para obtener G_1^i , mientras que la medición entre las antenas 2 y 3 solo se mide una vez siendo G_2 y G_3 invariantes con cada combinación.

El sistema de ecuaciones para la i – ésima medición es:

$$\begin{bmatrix} M_{12}^i \\ M_{13}^i \\ M_{23} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} G_1^i \\ G_2 \\ G_3 \end{bmatrix} \quad (48)$$

Las antenas se colocan a una distancia fija, la cual debe ser mayor a la calculada para estar en la zona de Fresnel o campo lejano como se muestra en la figura 6. La distancia entre las antenas debe ser mayor a 0.56 metros, para lo cual se separan a una distancia fija $d = 1.5m$.



Figura 69. Medición de la ganancia de las antenas mediante el analizador de redes.

Las pérdidas por propagación P_p en el espacio libre, se calculan a la distancia de 1.5 metros mediante la siguiente ecuación:

$$P_p[dB] = 10 \log \left(\left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 \right) \quad (49)$$

Las cuales, se deben compensar de los resultados de las mediciones de los parámetros de transmisión S_{21} , existentes entre dos antenas j y k , (donde j : 1,2 y k : 2,3):

$$M_{jk}^i = S_{21_{jk}}^i[dB] + P_p[dB] \quad (50)$$

Con las mediciones corregidas ($M_{12}^i, M_{13}^i, M_{23}^i$), se resuelve la ecuación (48) para obtener las ganancias de las antenas G_1^i, G_2, G_3 .

Empleando el método de las tres antenas, se obtienen las ganancias de las antenas utilizadas como antenas patrón (G_2 y G_3) dentro del intervalo de frecuencias de 5 a 7 GHz, y se muestran en la figura 70.

Se puede observar que el comportamiento de la antena desarrollada por (Trujillo Ramírez, 2012) tiene una ganancia bastante plana en todo el ancho de banda, ya que ésta es una antena tipo Vivaldi de banda ancha.

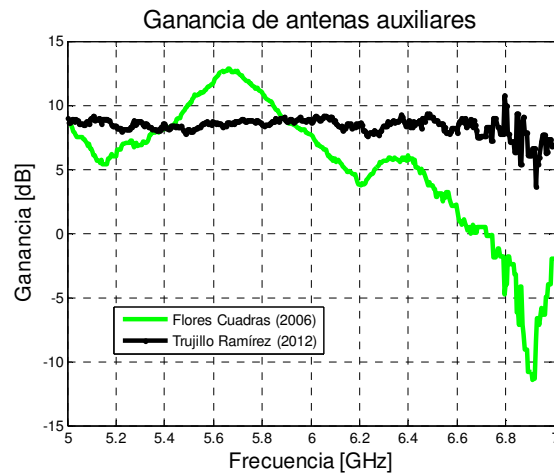


Figura 70. Ganancia en función de la frecuencia de las antenas auxiliares usadas.

En el segundo método para medir ganancia, se utiliza un sintetizador de frecuencias HP83620A como transmisor, y un analizador de espectro Rodhe & Schwarz como receptor. El sintetizador se conecta a una antena transmisora, para lo cual se utiliza la antena 2 (Flores Cuadras, 2006), como antena patrón o de ganancia conocida G_2 , que opera a 5.8 GHz. Como antena receptora se conecta la ABP, denominada antena 1 desarrollada en este trabajo, al analizador de espectro donde se mide la potencia recibida. Las mediciones se realizan en un ambiente libre de reflexiones, y a una distancia en la región de campo lejano ($d = 4\text{ m}$), como se muestra en la figura 71.



Figura 71. Medición de la ganancia de las antenas usando un analizador de espectros.

El sintetizador se conecta al analizador de espectro con los cables que se utilizan para conectar las antenas, con el fin de establecer el nivel de potencia de transmisión P_{TX}

tomando en cuenta las pérdidas de los cables. Posteriormente se separan los equipos a la distancia establecida $d = 4 \text{ m}$ y se conectan las dos antenas. Con la antena bajo prueba conectada al analizador de espectros, se obtiene la lectura de la potencia de recepción P_{RX} . Se calculan las pérdidas por propagación mediante la ecuación (49), y se determina la ganancia de la antena bajo prueba despejando G_1 de la siguiente ecuación:

$$P_{RX}[dBm] = P_{TX} + G_1 + G_2 - P_p \quad (51)$$

Este procedimiento se realiza a cada frecuencia, dentro del ancho de banda de interés.

4.2.3 Metodología de medición del patrón de radiación

Para la medición del patrón de radiación de la antena bajo prueba ABP, se utiliza un sintetizador de frecuencias HP83620A sintonizado a la frecuencia de 5.8 GHz como transmisor, el cual se conecta a la antena patrón desarrollada en (Flores Cuadras, 2006), por trabajar a la misma frecuencia que la antena bajo prueba. A una distancia de 4 metros, se coloca la antena bajo prueba ABP desarrollada en este trabajo y se conecta el analizador de espectros Rodhe & Schwarz, en el cual se medirá la potencia recibida.

La antena bajo prueba se coloca en una base giratoria que tiene capacidad de variar de 0 a 360 grados en pasos de un grado. En cada posición de la antena se mide la potencia recibida para cada una de las 9 combinaciones de la antena en el plano H. Para obtener el patrón de radiación en el plano E, se giran ambas antenas 90 grados con respecto a la posición del plano H. En una medición de polarización cruzada (cross polarization), una antena se orienta en plano H y la otra en el plano E.

En la figura 72 se puede observar la manera en que se colocan los equipos para caracterizar el patrón de radiación, en un ambiente libre de reflexiones como la azotea del edificio de Física Aplicada del CICESE.



Figura 72. Procedimiento de medición del patrón de radiación.

4.3 Resultados de la medición y comparación

En esta sección, se presentan los resultados obtenidos de la medición de las características de las antenas y su comparación con los resultados del análisis EM.

4.3.1 Resultados de la medición de pérdidas por retorno

Siguiendo la metodología de caracterización presentada en la sección 4.2.1, se obtiene el comportamiento de las pérdidas por retorno de la antena desarrollada en este trabajo. En la figura 73 se presentan las pérdidas por regreso obtenidas de la medición (en línea continua) en el intervalo de frecuencias de 5.55 a 6.15 GHz, para las 9 combinaciones del dip switch e incluyendo la posición de apagado. Además, se incluyen los resultados del análisis obtenido mediante el software ADS Momentum (en línea interrumpida).

Se puede apreciar que existe una clara diferencia entre los resultados teóricos del análisis electromagnético y los medidos experimentalmente. La diferencia se atribuye a diferentes factores como: no haber considerado el diodo PIN y el conector SMA con el cable semirrígido en las simulaciones electromagnéticas, a la discrepancia de las dimensiones reales contra las diseñadas debido a la imprecisión del método de construcción y a la inclusión del *stub* capacitivo de sintonización. Sin embargo, cabe destacar que el ancho de banda se mejoró en todos los casos pues oscila entre 380MHz (6.55 %) y 545MHz (9.39%), superando el ancho de banda necesario para cumplir el requerimiento de la banda ISM (5.725 GHz – 5.875 GHz), cubierto con $S_{11} < -10 \text{ dB}$ o $VSWR < 2$. Por lo tanto la antena cumple con los requerimientos de acoplamiento especificados en el diseño.

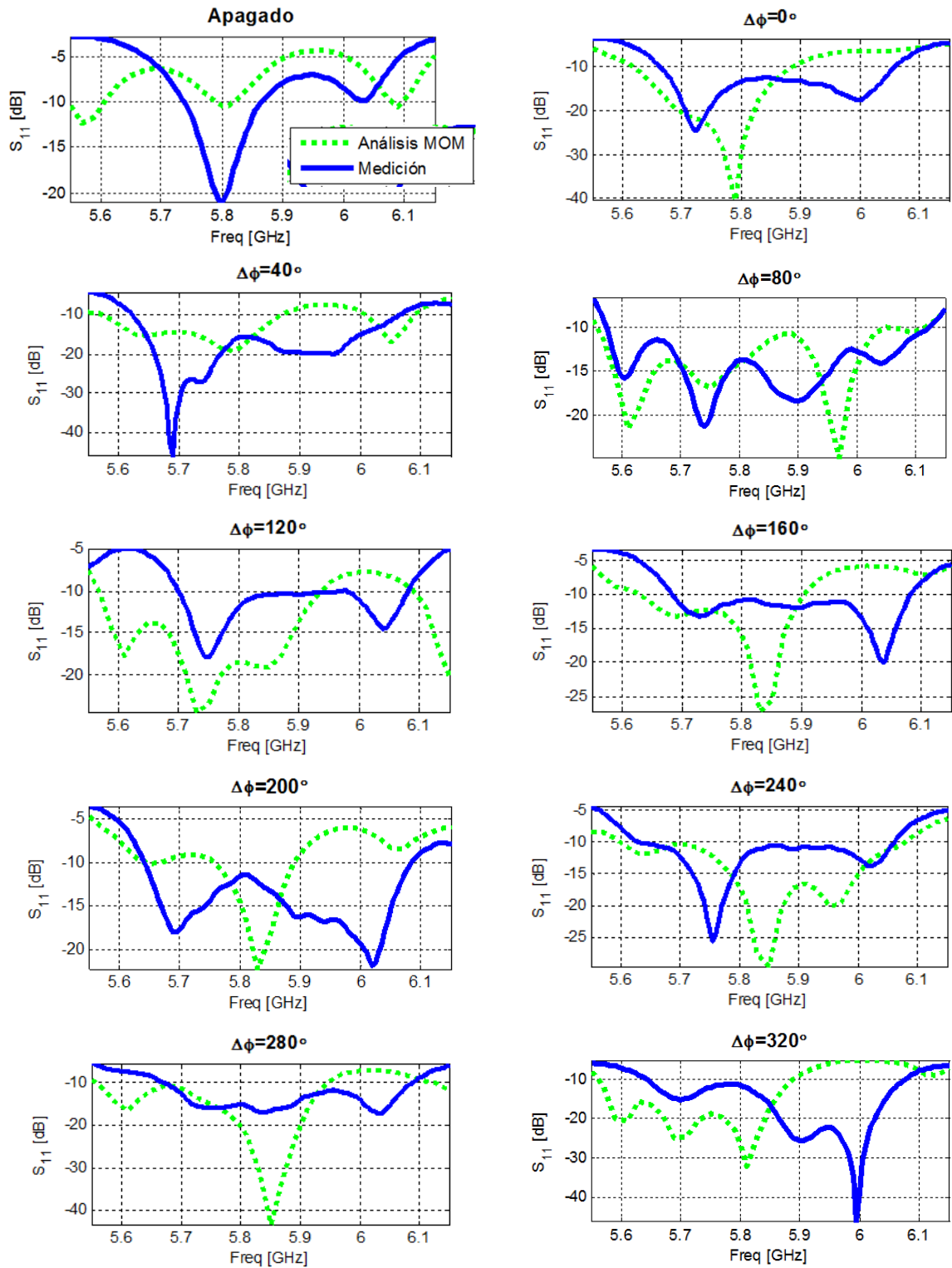


Figura 73. Comparación de las pérdidas por retorno medidas(____) vs. Análisis EM(.....).

En la Tabla 6 se muestran los anchos de banda medidos y sus respectivos porcentajes, comparados con los obtenidos del análisis EM presentados en la tabla 5. Se puede observar que en la mayoría de los casos, el ancho de banda medido resulta mejor que el calculado y que la combinación que proporciona mayor ancho de banda (de 545MHz), es la correspondiente a la línea de 80 grados.

Tabla 6. Anchos de banda medidos vs análisis EM, de las diferentes combinaciones.

$\Delta\phi$	Ancho de banda [MHz]		Porcentaje		$\Delta\phi$	Ancho de banda [MHz]		Porcentaje	
	Análisis EM	Medición	Análisis EM	Medición		Análisis EM	Medición	Análisis EM	Medición
Apagado	30	125	0.51 %	2.15%	160°	280	395	4.82%	6.81%
0°	270	395	4.65%	6.81%	200°	140	440	2.41%	7.58%
40°	300	440	5.17%	7.58%	240°	470	425	8.10%	7.32%
80°	490	545	8.4%	9.39%	280°	390	420	6.72%	7.24%
120°	370	380	6.3%	6.55%	320°	330	435	5.68%	7.5%

4.3.2 Resultados de la medición de ganancia

La ganancia de la antena se mide mediante el método de las tres antenas descrito en la sección 4.2.2. En la figura 74 se presentan los resultados de la ganancia medida del agrupamiento de antena en el intervalo de frecuencias de 5 a 7 GHz. Se puede observar que la antena presenta una ganancia de aproximadamente 15 dB para todas las combinaciones, y un buen ancho de banda de ganancia, pues en todos los casos abarca más de 1 GHz con ganancia positiva. La ganancia máxima de 15.47 dB se obtiene a la frecuencia de 5.8 GHz y corresponde al desfase $\Delta\phi = 0^\circ$. La ganancia máxima es solamente 1.31 dB mayor que la ganancia de la opción “apagado”, la cual en teoría debería ser 3 dB. La diferencia se atribuye a las pérdidas de la red de interconexión y del circuito cambiador de fase. En la Tabla 7 se presenta una comparación entre las ganancias obtenidas del análisis EM y las medidas a la frecuencia de 5.8 GHz y en la dirección de máxima directividad. Cabe mencionar que la dirección cambia según la combinación pues el haz es redireccionado. Se puede observar que en la mayoría de las combinaciones, la ganancia teórica es aproximadamente entre 1dB y 3 dB mayor que la medida.

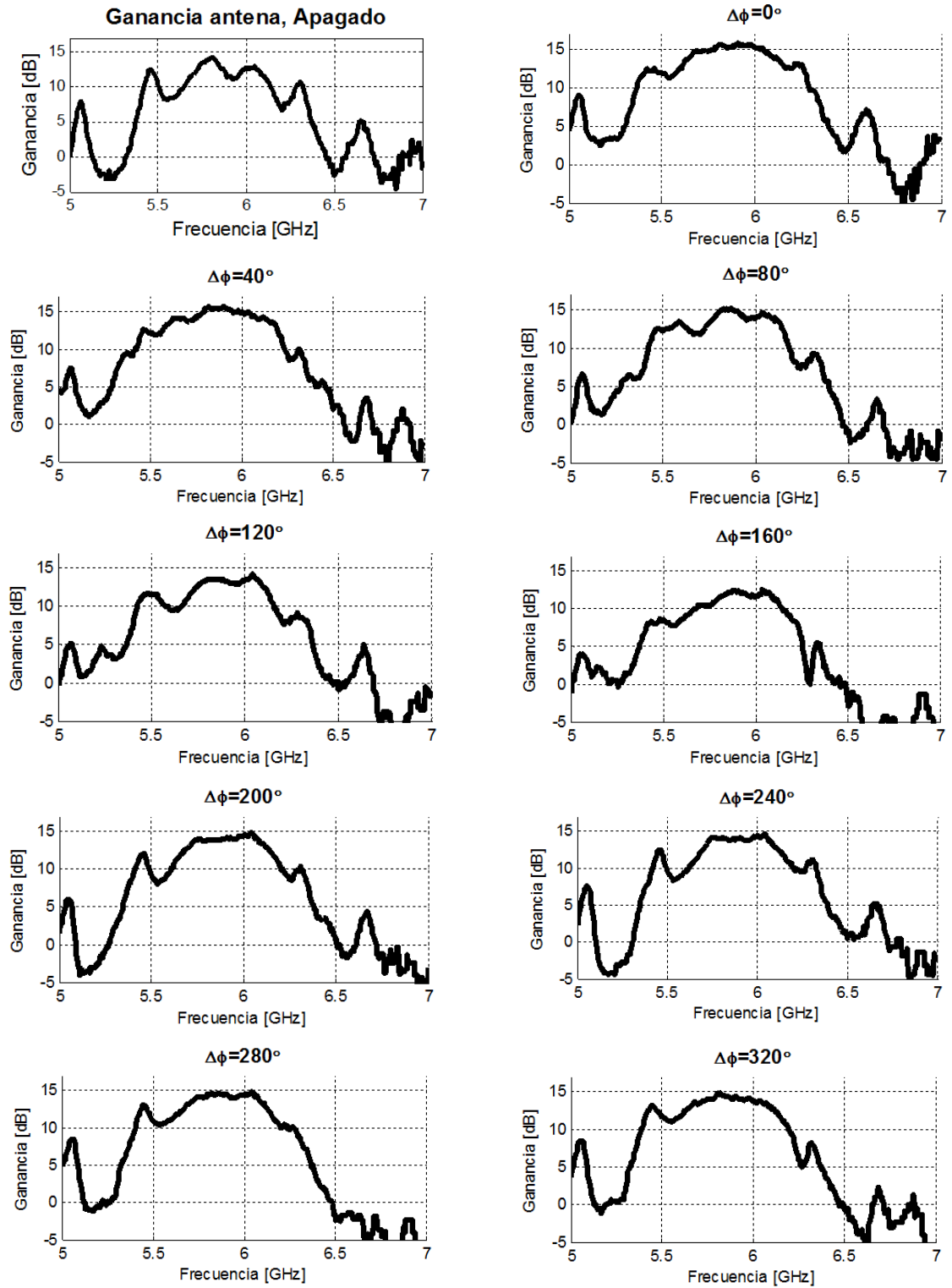


Figura 74. Ganancia de la estructura medida según la combinación.

La diferencia se debe a las pérdidas de las líneas de interconexión y de los 4 diodos PIN conectados en serie en los cambiadores de fase, que no se consideraron en el análisis electromagnético.

Tabla 7. Comparación de la ganancia medida vs. Análisis EM a 5.8 GHz.

$\Delta\phi$	Ganancia [dB]		$\Delta\phi$	Ganancia [dB]	
	Análisis EM	Medición	Medición	Análisis EM	Medición
Apagado	14.734	14.16	160°	15.143	11.4
0°	16.763	15.47	200°	14.989	13.96
40°	16.751	15.23	240°	16.013	14.12
80°	16.65	14.57	280°	16.465	14.5
120°	15.989	13.49	320°	16.66	14.74

El ancho de banda de ganancia a -3dB, se puede obtener utilizando los resultados de las ganancias obtenidas de la medición de la antena, en todas las combinaciones dadas en la figura 74. En la Tabla 8 se presentan los anchos de banda y sus porcentajes de ancho de banda de la ganancia a -3dB para todas las combinaciones de la antena. Se puede apreciar que el ancho de banda varia de 435MHz (7.5%) a 700MHz (12.07%) para todas las combinaciones de encendido, con excepción de la antena en apagado que tiene un ancho de banda de 200MHz (3.44%).

Tabla 8. Anchos de banda de ganancia a -3dB medidos.

$\Delta\phi$	Ancho de banda [MHz]	Porcentaje	$\Delta\phi$	Ancho de banda [MHz]	Porcentaje
Apagado	200	3.44%	160°	520	8.96%
0°	650	11.20%	200°	510	8.79%
40°	625	10.77%	240°	480	8.27%
80°	700	12.07%	280°	520	8.96%
120°	435	7.5%	320°	535	9.22%

En la figura 75, se hace una comparación de los dos métodos de medición de la ganancia descritos anteriormente. El método de tres antenas que utiliza el analizador de redes y el de la antena patrón que emplea el analizador de espectros y un sintetizador de frecuencias. En

La antena se mide para la combinación $\Delta\phi = 0^\circ$ en los dos métodos. Se puede observar de la figura 75 que los resultados son muy similares. La medición con el analizador de redes tiene la ventaja de realizarse de manera más fácil en rangos de frecuencia amplios, mientras que la medición con el analizador de espectros tiene la ventaja de efectuar las mediciones en un ambiente libre de reflexiones.

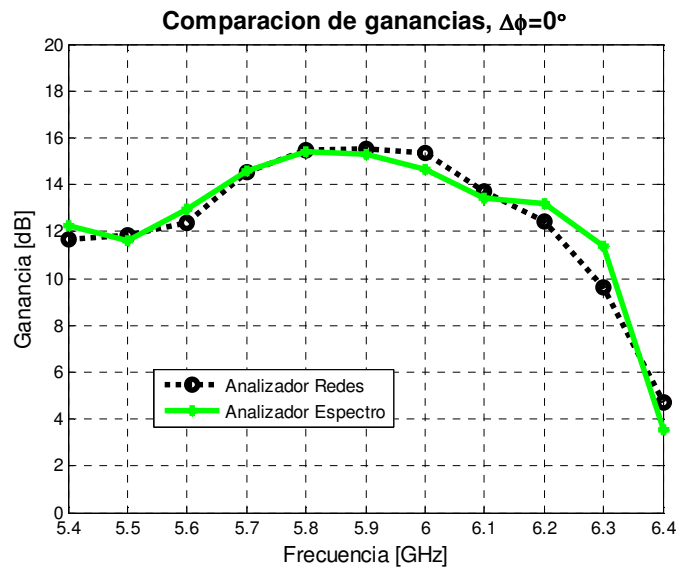


Figura 75. Métodos para caracterizar la ganancia.

4.3.3 Resultados de la medición del patrón de radiación

En esta sección se presentan los resultados principales de éste trabajo de tesis, con los que se comprueba el cambio del patrón de radiación de la antena diseñada y construida, mediante cambiadores de fase.

En la figura 76 se presenta el patrón de radiación en gráfica polar, obtenido de la medición para las combinaciones de la antena apagada y la de $\Delta\phi = 0^\circ$. Además, se hace una comparación del patrón obtenido con los resultados del análisis electromagnético. Haciendo la medición del ancho de haz del patrón de radiación en “apagado”, el resultado es $HPBW = 35^\circ$, mientras que el correspondiente para $\Delta\phi = 0^\circ$, es $HPBW = 21^\circ$, el cual tiene un haz mucho más angosto y con mayor ganancia. Se puede observar que para el patrón de radiación de $\Delta\phi = 0^\circ$ existe una ligera desviación (de 1 grado) de la posición del haz principal. Los niveles de los lóbulos laterales SLL de la medición resultaron

menores que los resultados teóricos del análisis EM, y son mayores a 25 dB. Sin embargo, se observa un pequeño crecimiento de un lóbulo secundario que muestra una diferencia de -15 dB.

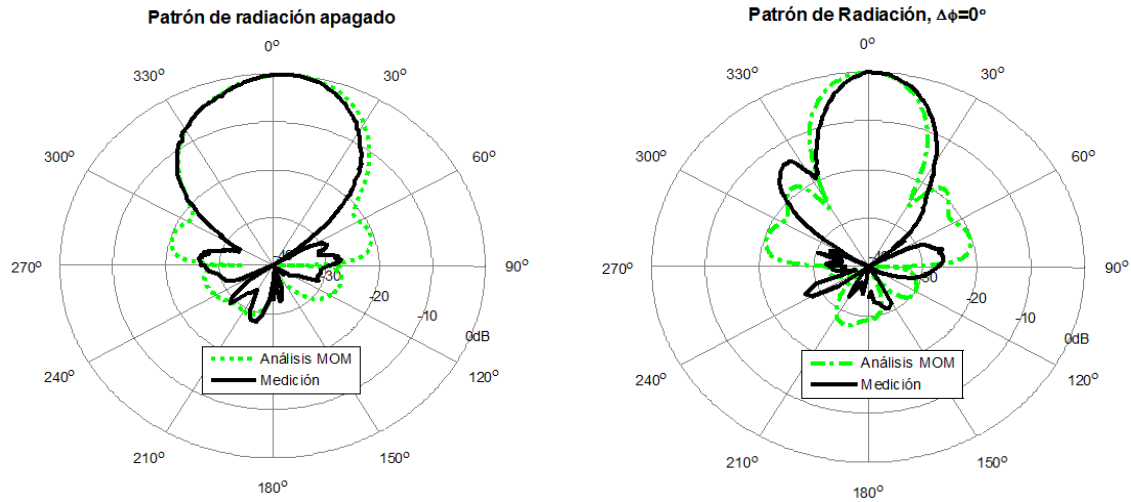


Figura 76. Patrones de radiación en gráfica polar: medición vs análisis EM, parte 1.

En la figura 77 se muestra la segunda parte de los patrones de radiación correspondientes a las combinaciones de $\Delta\phi = 40^\circ, 80^\circ, 120^\circ, 160^\circ, 200^\circ$ y 240° . El patrón de radiación de las combinaciones $\Delta\phi = 40^\circ$ y 80° , tienen un comportamiento muy parecido en los dos casos, sobre todo en el haz principal, en cuanto a su ubicación (hacia la dirección positiva) y ancho de haz. Los lóbulos menores presentan niveles de aislamiento mayores a 25 dB.

Se puede apreciar que las combinaciones $\Delta\phi = 120^\circ$ y 160° , tienden a dirigir los haces en dos direcciones y presentan un nulo en la dirección de 0° . Las combinaciones $\Delta\phi = 200^\circ$ y 240° , tienden a dirigir los haces hacia la dirección negativa.

En la figura 78 se muestra la tercera parte de los patrones de radiación correspondientes a las combinaciones de $\Delta\phi = 280^\circ$ y 320° . En general se puede observar cierta similitud entre los resultados teóricos del análisis EM (línea punteada gris) y los experimentales (línea sólida negra) de la medición.



Figura 77. Patrones de radiación en gráfica polar: medición vs análisis EM, parte 2.

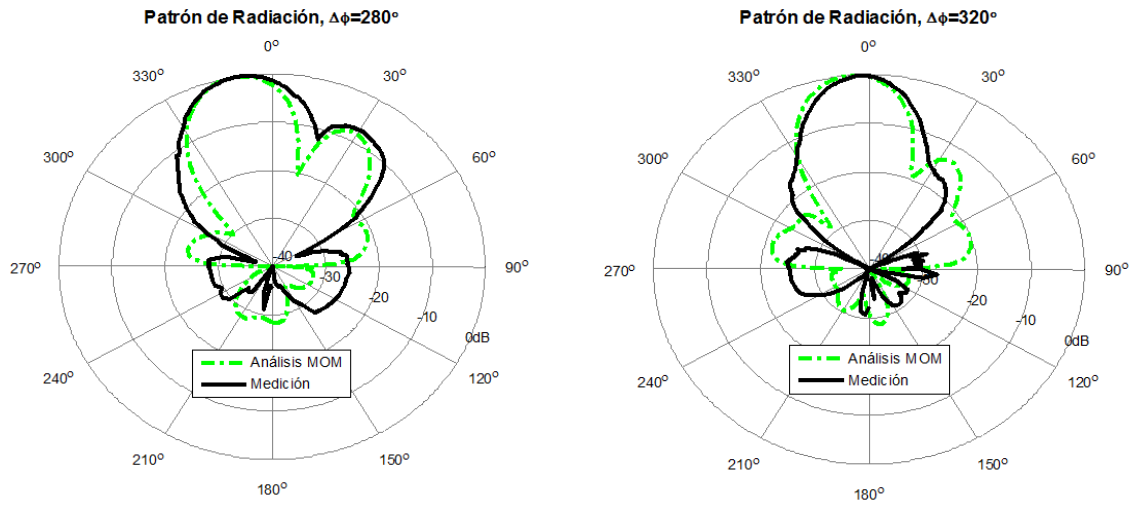


Figura 78. Patrones de radiación en gráfica polar: medición vs. Análisis EM, parte 3.

Con el fin de poder hacer una comparación directa entre los patrones de radiación obtenidos de la medición (experimentales) y los del análisis electromagnético (teóricos), en la figura 79 se muestran las gráficas lineales correspondientes a cada una de las combinaciones del cambiador de fase. En general se puede observar que el lóbulo principal coincide en todas las combinaciones, mientras que para los lóbulos secundarios y los nulos, se muestran diferencias. Por ejemplo, para $\Delta\phi = 40^\circ$ y 80° , los lóbulos primarios están desplazados hacia el lado derecho (+), los secundarios están desplazados y con una diferencia en el nivel, y el nivel del nulo encontrado entre ambos es menos profundo a lo que se esperaba. Cuando $\Delta\phi = 120^\circ$ y 160° , se presentan dos lóbulos del mismo tamaño, y con un nulo en el centro, cercano a $\theta = 0^\circ$. En las mediciones de los patrones de $\Delta\phi = 200^\circ$ y 240° existe un direccionamiento del haz principal hacia el lado izquierdo (-) muy similar en ambas curvas. Por último, en el patrón de radiación de $\Delta\phi = 280^\circ$ y 320° se muestra una diferencia entre 50° y 100° . Sin embargo, presenta lóbulos secundarios con aislamiento mayor a 25 dB.

Como se mencionó en la sección 2.3.3, el cambio en el patrón de radiación se determina por la distancia entre los elementos de la antena y la diferencia de fase de la alimentación β .

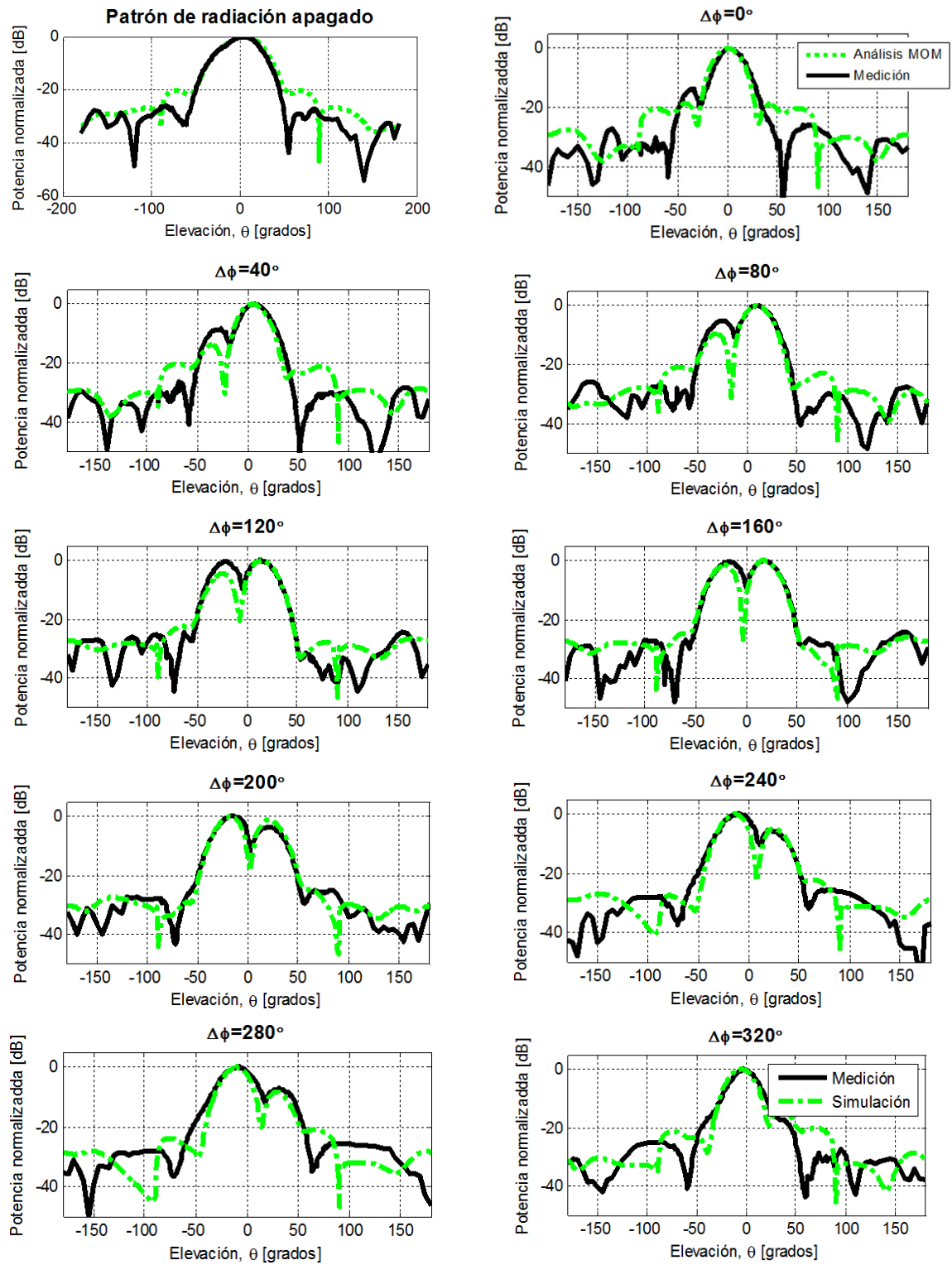


Figura 79. Patrones de radiación en gráfica lineal, medición contra análisis EM.

Para obtener una diferencia de fase $\beta = \Delta\phi_i$ grados, el cambio se indica en la tabla 9, donde se incluyen los valores teóricos calculados con la ecuación (27), los del análisis EM y los obtenidos de la medición, de la ubicación de los lóbulos principales del patrón de radiación para todas las combinaciones. Se puede apreciar que las ubicaciones de los lóbulos principales medidos concuerdan con la teoría. Para el lóbulo derecho, a pesar de que casi en la mitad de los casos no es el lóbulo principal, se localiza el máximo en una posición muy parecida a lo que se espera de acuerdo a la ecuación (27) que indica la direccionamiento del haz.

Tabla 9. Ubicación de los lóbulos principales del patrón de radiación.

$\beta = \Delta\phi_i$	Teórico	Análisis EM		Medición	
	θ	$\theta_{izquierda}$	$\theta_{derecha}$	$\theta_{izquierda}$	$\theta_{derecha}$
Apagado	0°	-	6°	-	4°
0°	0°	-	0°	-36°	0°
40°	4.26°	-36°	5°	-27°	6°
80°	8.54°	-30°	9°	-24°	9°
120°	12.88°	-25°	14°	-22°	14°
160°	17.29°	-21°	18°	-16°	19°
200°	21.81°	-18°	21°	-14°	22°
240°	26.48°	-14°	25°	-11°	21°
280°	31.34°	-10°	29°	-9°	31°
320°	36.47°	-5°	35°	-2°	--

El comportamiento del patrón de radiación en el plano E, se midió solamente en las combinaciones de 0° y 160°. En ambos casos, los lóbulos laterales están alrededor de 15 dB por debajo del nivel del lóbulo principal, como se había contemplado en el capítulo anterior. Sin embargo, para ángulos mayores $\pm(100^\circ - 180^\circ)$, los niveles de lóbulos secundarios medidos son considerablemente mejores que los resultados teóricos como se puede apreciar en la figura 80 y figura 81. Se puede observar que el ancho de haz medido en el plano E es de 17°, el cual resulta más angosto que el teórico.

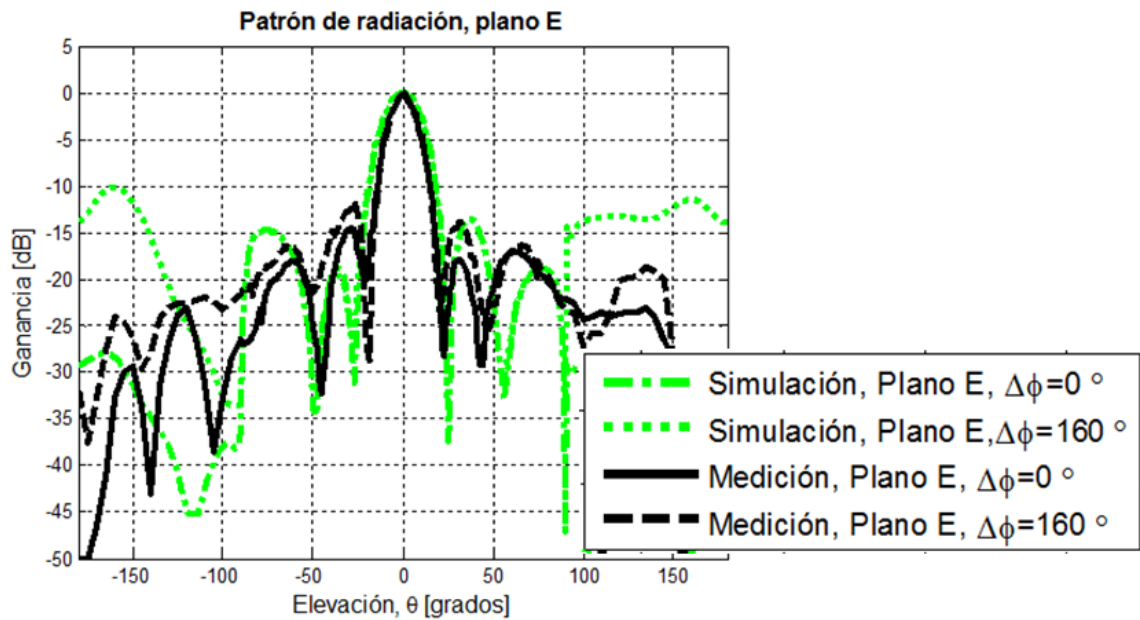


Figura 80. Patrones de radiación para el plano E, gráfica lineal.

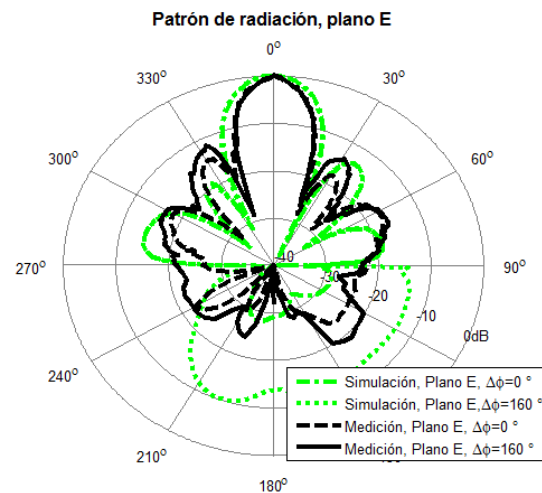


Figura 81 Patrones de radiación para el plano E, gráfica polar.

4.3.4 Resultados de la medición de crespolarización y *front to back ratio*

De las mediciones del patrón de radiación se realiza la medición de la razón frente-atrás (*front-to-back ratio*) que puede indicar la razón de la ganancia entre el frente y atrás de una antena direccional, o también es vista como la potencia de señal transmitida en una

dirección frontal a una dirección trasera. Esta razón compara la ganancia de una antena en una dirección específica y a 180 grados de diferencia, expresado en dB.

Los valores correspondientes para cada combinación de este valor son presentados en la Tabla 9.

Tabla 9 Front to back ratio de las diferentes combinaciones medidas.

$\Delta\phi$	Análisis AEM	Medición	$\Delta\phi$	Análisis AEM	Medición
Apagado	-34 dB		160°	-27.37 dB	-32.15 dB
0°	-23.23 dB	-33.44 dB	200°	-30.51 dB	-29.28 dB
40°	-23.32 dB	-32.02 dB	240°	-29.04 dB	-37.28 dB
80°	-32.05 dB	-31.67 dB	280°	-28.52 dB	-46.43 dB
120°	-27.38 dB	-35.61 dB	320°	-30.88 dB	-38.13 dB

En la figura 82 se presenta la polarización cruzada de la antena, en la que se muestra la baja eficiencia en la transmisión de la antena cuando la antena transmisora y receptora no está alineada correctamente.

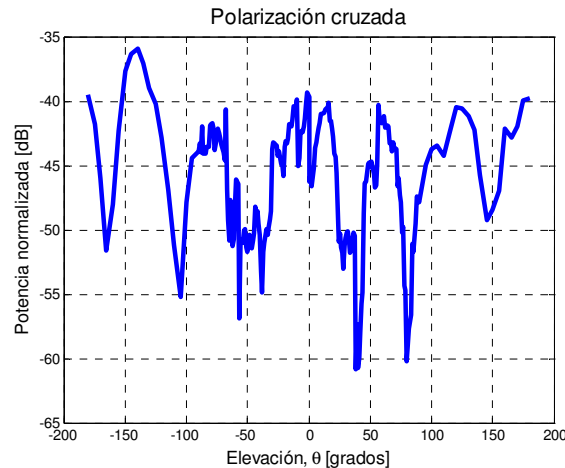


Figura 82. Resultado de la polarización cruzada medido para $\Delta\phi = 0^\circ$.

En este capítulo se describió el proceso de construcción de la antena, las metodologías de caracterización y se presentaron resultados que muestran los parámetros más importantes del agrupamiento de antenas: pérdidas por retorno (S_{11}), ancho de banda, ganancia y por supuesto su patrón de radiación. Asimismo, se realizó una comparación entre los resultados del análisis EM y las mediciones, mostrando una gran concordancia.

Capítulo 5

Discusión de resultados

En este capítulo, se efectúa un análisis de los resultados obtenidos en las etapas de diseño, construcción y caracterización del agrupamiento planar, desarrollado en este trabajo de tesis, que opera en la banda ISM de 5.8 GHz y presenta características de control del patrón de radiación.

En primer lugar, se presentó el estudio sobre la teoría de antenas, haciendo énfasis en las antenas planares de microcinta y sus parámetros básicos, resaltando sus ventajas y desventajas con respecto a otros tipos de antenas. Se describió de manera breve la teoría de agrupamientos de antena y se definió el factor que determina la forma del patrón de radiación: el factor de agrupamiento o “*array factor*”, así como la influencia de éste en el direccionamiento del haz principal en cualquier tipo de agrupamiento de antenas, ya sea lineal o planar.

Una aportación importante de este trabajo de tesis, al no presentarse previamente en literatura alguna, es la amplia investigación realizada sobre todas las maneras conocidas para cambiar el patrón de radiación de una antena o agrupamiento. Se realizó una comparación de las ventajas y desventajas que tienen estos métodos para cubrir los objetivos de este trabajo de tesis. Se decidió realizar un agrupamiento de antenas en fase utilizando desfasadores digitales a base de diodos PIN, en configuración de alimentación tipo *full corporate*.

Por otro lado, en el capítulo 3 se propuso una metodología de diseño del agrupamiento, que abarca desde establecimiento de las especificaciones, dadas en la tabla 4, para operar en la banda ISM de 5.8 GHz: Impedancia= 50Ω , Pérdidas por retorno < -10dB, Ganancia> 13dB. Ancho de banda > 150MHz (2.59%), $f_{min}=5.725\text{GHz}$, $f_{max}=5.875\text{GHz}$, control de patrón de radiación de $\pm 20^\circ$ y el nivel de lóbulos laterales $SLL > 17\text{dB}$. Se presenta la manera en que se diseña un solo parche mediante el método de línea de transmisión, el cual se optimizó para mejorar la simetría de radiación en los planos H y E, lográndose $W \approx L$. Los parches se acoplaron empleando el método de septum inductivo, debido a su sencillez y robustez, mostrando buenos resultados. Utilizando el software para realizar el análisis

electromagnético ADS Momentum, se logró obtener las separaciones no uniformes de los parches en los planos H (d) y E (D), optimizadas para reducir el nivel de lóbulos laterales, resultando en el plano H SLL= 17.308 dB y en el plano E SLL=13.848 dB. Se utilizaron transformadores de un cuarto de onda y líneas de 50Ω para agrupar los parches.

Se propuso un diseño original de una agrupación de 16 parches configurada con cuatro grupos de 4 parches, que utiliza un solo cambiador de fase y requiere pocos componentes. Con esto, se redujo la movilidad del haz principal a un sólo plano. Para evitar radiación de los cambiadores de fase y líneas de interconexión, se utilizaron dos substratos diferentes: Uno adecuado para antenas y otro propio para líneas de microcintas, los cuales se conectan mediante *via holes*.

Se planteó una simplificación del desfasador digital en paralelo de 4 a 3 bits, para facilitar su construcción y costo, con lo cual se tiene una cobertura de los 360° en pasos de 40° . Como consecuencia, se utilizan menos diodos PIN en cada combinación, disminuyendo sus pérdidas. Se presentó un cambiador de fase de 6 líneas desfasadoras que permite 9 combinaciones entre ellas. Las líneas desfasadoras se analizaron electromagnéticamente, obteniéndose errores menores al 2% con respecto a los valores diseñados. El cambiador de fase construido, utiliza diodos PIN de la marca MACOM, con bajas pérdidas por inserción (alrededor de -0.45 dB) y buen nivel de aislamiento en estado apagado (< -14 dB a 5.8GHz).

Por facilidad de construcción y diseño de la red de alimentación de los diodos PIN, se diseñaron filtros de alimentación con elementos distribuidos: líneas de alta impedancia como inductores y *stubs* radiales como capacitores. Se lograron aislamientos de energía DC y RF entre 50 y 66 dB, los cuales se consideran más que satisfactorios. Se diseñó un circuito de control simple que consiste únicamente en una batería con voltaje mayor a 4V, un regulador de voltaje variable LM317, y un dip-switch con el cual se realizó la conmutación de las 9 combinaciones.

Las pérdidas por retorno S_{11} , correspondientes a las 9 combinaciones del desfasador mostraron que el ancho de banda de impedancia teórico varía entre el 4.65% (para $\Delta\phi = 0^\circ$) hasta 8.4% (para $\Delta\phi = 80^\circ$). El cambio en el ancho de banda se debe a que las condiciones de adaptación son diferentes en cada caso. El ancho de banda de impedancia

medido varía de 6.81 % (para $\Delta\phi = 0^\circ$) hasta 9.39% (para $\Delta\phi = 80^\circ$), observándose una mejora en el ancho de banda medido con respecto al teórico. Los anchos de banda de ganancia a -3 dB de las diferentes combinaciones varían entre 7.5% ($\Delta\phi = 120^\circ$) hasta 12.07 % ($\Delta\phi = 80^\circ$), presentando ganancias positivas en un ancho de banda de aproximadamente 1 GHz.

El comportamiento teórico de la ganancia de la antena, varió entre 15.143 dB (cuando $\Delta\phi = 160^\circ$) y 16.763 dB (cuando $\Delta\phi = 0^\circ$), sin embargo en las mediciones ésta tuvo una caída, variando entre 11.4 dB ($\Delta\phi = 160^\circ$) y 15.47 dB ($\Delta\phi = 0^\circ$). Todas las combinaciones alcanzaron su tope a la frecuencias de diseño de 5.8 GHz y se notó una diferencia entre las ganancias de 2 dB aproximadamente, lo cual se atribuye a las pérdidas por inserción de los 4 diodos en serie de los cambiadores de fase y que no fueron contemplados en la simulación electromagnética. Por lo tanto, se puede decir que la ganancia obtenida de la medición, cumplió con las especificaciones, ya que es mayor de 13 dB en la mayoría de los casos, con excepción de la combinación de $\Delta\phi = 160^\circ$ en la cual se divide el patrón hacia dos direcciones diferentes.

Los resultados más importantes de este trabajo de tesis se refieren al cambio de los patrones de radiación. En los resultados del análisis electromagnético como en las mediciones se demostró el cambio de la posición en el plano H (azimut) del haz principal, obteniéndose 9 patrones de radiación diferentes, todos ellos con ganancias mayores a 13 dB y con anchos de banda de impedancia $> 6.55\%$ y de ganancia $> 7.5\%$, con lo cual se cubre perfectamente el rango de frecuencia de ISM de 5.725 – 5.875 GHz y con nivel de lóbulos secundarios menores a 20 dB. En todas las combinaciones, los patrones medidos y los teóricos presentaron gran similitud en la forma y en la posición de los haces principales. El cambio en la dirección del patrón de radiación en cada combinación es de aproximadamente 5 grados, lográndose un rango total de aproximadamente ± 30 grados. El ancho de haz *HPBW* de la antena para las diferentes combinaciones osciló alrededor de los 20° , mientras que el nivel de los nulos de las respuestas teóricas es < -20 dB y en las mediciones < -10 dB.

Las mediciones del patrón de radiación en el plano E se efectuaron solamente en dos combinaciones: ($\Delta\phi = 0^\circ$) y ($\Delta\phi = 160^\circ$), con el fin de demostrar que no existió cambio

del patrón en éste plano, tal como fue diseñado. En ambos casos se obtuvo un ancho de haz teórico de 22° , mientras que el medido fue de 15° . Los lóbulos laterales medidos fueron menores a 14.57 dB ($\Delta\phi = 0^\circ$) y de 12.35 dB ($\Delta\phi = 160^\circ$).

Dados todos los resultados presentados anteriormente, se llega a la conclusión de que el agrupamiento de antena desarrollado en este trabajo cumple con las especificaciones, como se puede constatar en el resumen que se presenta en la Tabla 10.

Tabla 10. Resumen de los resultados contra las especificaciones.

Especi- ficación	S_{11} [dB] ⁴		Ganancia [dB]		AB ⁵ Impedancia [MHz]		AB Ganancia [MHz]
	< -10 dB		> 13 dB		> 150 MHz		> 150 MHz
$\Delta\phi$	AEM	Med.	AEM	Med.	AEM	Med.	Med.
0°	-28.88	-12.92	16.763	15.47	270	395	650
40°	-17.26	-15.49	16.751	15.23	300	440	625
80°	-14.55	-13.68	16.65	14.57	490	545	700
120°	-18.49	-11.57	15.989	13.49	370	380	435
160°	-18.02	-10.72	15.143	11.4	280	395	520
200°	-14.53	-11.63	14.989	13.96	140	440	510
240°	-19.3	-12.73	16.013	14.12	470	425	480
280°	-22.3	-15.49	16.465	14.5	390	420	520
320°	-26.54	-11.9	16.66	14.74	330	435	535

⁴ Este nivel reportado es para la frecuencia de 5.8GHz.

⁵ Ancho de banda de impedancia. Ancho de banda de ganancia a -3dB.

Capítulo 6

Conclusiones y recomendaciones

Conclusiones

- En el presente trabajo de tesis, se ofrece una propuesta de diseño y construcción de un agrupamiento en fase planar de 16 parches, que permite un cambio en el patrón de radiación para nueve combinaciones posibles. La antena se diseña para aplicaciones en la banda ISM a la frecuencia de 5.8GHz, las cuales incluyen medicina y telecomunicaciones.
- Se investigó y se hizo una clasificación de las maneras posibles de cambiar físicamente el patrón de radiación de una antena, lográndose con ello tener un mejor dominio del panorama científico actual sobre el tema y de las opciones disponibles.
- De la investigación realizada, se seleccionó la técnica de agrupamientos en fase (*phased array*), y se propuso una nueva manera de agrupar los elementos de antena que permitiera la mayor excursión del patrón de radiación posible, pero minimizando la cantidad de componentes necesarios.
- Se propuso una simplificación de los desfasadores de líneas conmutadas de 4 bits presentados en la mayoría de la literatura, a un diseño nuevo de 3 bits, que utiliza 3 líneas en paralelo, lo que facilita su construcción y diseño.
- Se propuso un diseño original de una agrupación de 16 parches configurada con cuatro grupos de 4 parches, que utiliza un solo cambiador de fase y requiere pocos componentes.
- La estructura propuesta permite el movimiento del patrón de radiación del agrupamiento de antena solo en azimut o en el plano H. Sin embargo, empleando un

desfasador adicional se podría mover el patrón en el plano E, con lo cual se demuestra también la escalabilidad del diseño y la robustez de la propuesta.

- Se propone una red de interconexión de los parches con pocas pérdidas, basada en combinadores balanceados en fase y transformadores de impedancias.
- Se describe la metodología de diseño propuesta y se obtienen resultados del análisis electromagnético de cada uno de los elementos que conforman la antena.
- Se presenta la metodología utilizada para construir la antena y las metodologías de caracterización de la misma.
- Se muestran resultados del comportamiento de la antena desarrollada: pérdidas por retorno, ganancia, ancho de banda y sus patrones de radiación correspondientes a las nueve combinaciones de la antena.
- Dados todos los resultados presentados anteriormente, se llega a la conclusión de que el agrupamiento de antena desarrollado en este trabajo cumple con las especificaciones.

Aportaciones

Las principales aportaciones de este trabajo de tesis son las siguientes:

- Se propuso una metodología sistemática de diseño y construcción, para el desarrollo de un agrupamiento de antenas con aplicación en la banda ISM a la frecuencia de 5.8GHz.
- Se propuso un diseño original de una agrupación de 16 parches configurada con cuatro grupos de 4 parches, que utiliza un solo cambiador de fase y requiere pocos componentes. Lo cual permitió un buen ángulo de escaneo del patrón de radiación,

un gran ahorro en espacio y redujo considerablemente la complejidad de diseño y construcción.

- Se propuso una simplificación de 4 a 3 bits en el diseño de los desfasadores de líneas conmutadas (*switched-line phase shifter*). Se propuso un cambiador de fase de 6 líneas y 9 combinaciones, que utiliza solo 4 diodos PIN en cada combinación, reduciendo las pérdidas y facilitando la construcción.
- Se diseñó una red de interconexión de los elementos de antena con pocas pérdidas, basada en combinadores balanceados en fase y transformadores de impedancias.
- Se realizó un estudio de diferentes sustratos y su influencia en la ganancia y ancho de banda de antenas de microcinta. Para evitar radiación de los cambiadores de fase y líneas de interconexión, se propuso utilizar dos sustratos diferentes: uno adecuado para antenas y otro propio para líneas de microcintas, los cuales se empalman y conectan mediante *via holes*.
- Se propuso una red de alimentación de diodos PIN basada en filtros distribuidos de microcinta, con lo cual se logra una reducción de espacio y costo, así como una disminución en la complejidad de construcción.
- Se logró el desarrollo de un agrupamiento de antena con aplicación en la banda ISM de 5.8 GHz, con capacidad de cambiar el patrón de radiación ± 30 grados, cuyo ancho de banda de impedancias resultó entre 380-545MHz, siendo mayor al 6.55% y con una ganancia entre 13dB y 15.47dB, superando los requerimientos.
- La metodología de diseño propuesta y las simplificaciones realizadas puede ser escalable y emplearse en otros rangos de frecuencia, así como en otros tipos de antenas y aplicaciones.

Recomendaciones y trabajo futuro

A continuación se presentan una serie de puntos que no fueron considerados en este trabajo, pero que pueden ser útiles para aquél que quiera mejorar y ampliar esta propuesta.

- Profundizar en los conceptos teóricos referente a teoría de agrupamientos de manera que permitan optimizar el nivel de lóbulos laterales.
- Investigar otra técnica de acoplamiento que permita lograr un mayor ancho de banda de los parches: doble *stub*, aperturas, o acoplamiento electromagnéticos.
- Explorar otros métodos para cambiar el patrón de radiación: arreglo lineal con matriz de Butler o una configuración de antena reconfigurable.
- Explorar la factibilidad de realizar desfasadores digitales (o analógicos) de líneas cargadas (*loaded lines*) o de varactores.
- Investigar otros dispositivos de conmutación como los MEMS y transistores FET.
- Realizar un circuito para controlar la alimentación de los diodos PIN mediante el uso de software y el puerto USB de una computadora.
- Utilizar un software de análisis electromagnético completamente en 3D “*full 3D*” que permita simular toda la estructura, incluyendo el cable semirrígido, el conector SMA y los diodos PIN.

Referencias bibliográficas

- Angeletti P. & Lisi M. (2007). Beam-forming network developments for European Satellite Antennas, *Microwave Journal*, vol. 50, no. 8, p.p. 58-74.
- Abboud, F., Damiano, J. P., & Papiernik, A. (1988). Simple model for the input impedance of coax-fed rectangular microstrip patch antenna for CAD. *Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings*. vol. 135, No. 5, pp. 323-326.
- Bahl, I.J. & Bhartia, P. (1980). *Microstrip Antennas*. Dedham, Massachusetts: Artech House
- Balanis, Constantine (2005). *Antenna Theory* (3rd Edition). Hoboken, New Jersey: Wiley.
- Balanis, Constantine A. (2008). *Modern Antenna Handbook*. Ontario: Wiley.
- Betancourt, D. & del Rio Bocio, C. (2007). A Novel Methodology to Feed Phased Array Antennas, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol.55, no.9, pp.2489-2494.
- Bhobe, A.U. & Perini, P.L. (2001). An overview of smart antenna technology for wireless communication , *IEEE Proceedings Aerospace Conference*, vol.2, no.2, pp.875-883.
- Bialkowski, M.E.; Jellett, S.T. & Varnes, R.S. (1996). Electronically steered antenna system for the Australian Mobilesat , *IEEE Proceedings on Microwaves, Antennas and Propagation*, vol.143, no.4, pp.347-352.
- Blass, J. (1960). Multi-Directional Antenna: A new approach to Stacked Beams, *IRE Record* Pt. 1, pp.48-50
- Blogh, J. L. & Hanzo, L. (2002). *Third-Generation Systems and Intelligent Wireless Networking. Smart antennas and adaptive modulation*. London: Wiley.
- Buenrostro Rocha, Sergio (2007). *Metodología para el diseño y construcción de antenas de microcinta en la banda WiMAX a 3.5 GHz*. (Tesis de Maestría) Centro de Investigación y Desarrollo de Tecnología Digital, Tijuana, Baja California, México. Recuperada de: <http://itzamna.bnct.ipn.mx:8080/dspace/>
- Butler, J.L. & Lowe, R. (1961). Beam Forming Matrix Simplifies Design of Electronical Antennas, *Electronic Design*, vol. 9, Apr. 12, pp. 170-173
- Cardama Aznar, Ángel; Jofre Roca, Lluís; Rius Casals, Juan Manuel; Romeu Robert, Jordi; Blanch Boris, Sebastián y Ferrando Bataller, Miguel (1998). *Antenas*. Barcelona: Ediciones UPC.

- Chang won Jung; Ming-ger Lee; Li, G.P. & De Flaviis, F. (2006). Reconfigurable scan-beam single-arm spiral antenna integrated with RF-MEMS switches, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol.54, no.2, pp. 455- 463.
- Covarrubias R., David H. (2011). *Comunicaciones Móviles Celulares de Última Generación* (Notas de curso) Ensenada, Baja California, México: CICESE
- Cudd, P.A.; Anderson, A.P.; Hawley, M.S. & Conway, J. (1986). Phased-Array Design Considerations for Deep Hyperthermia through Layered Tissue, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.34, no.5, pp. 526- 531.
- D.Schaubert (1983). Frequency-agile polarization diversity microstrip antennas and frequency scanned arrays. US Patent #4,367,474
- Denidni, T.A. & Nedil, M. (2008). Experimental Investigation of a New Butler Matrix Using Slotline Technology for Beamforming Antenna Arrays, *IET Microwaves Antennas & Propagation*, vol. 2, pp. 641-649.
- Donelli, M.; Azaro, R.; Fimognari, L. & Massa, A. (2007). A Planar Electronically Reconfigurable Wi-Fi Band Antenna Based on a Parasitic Microstrip Structure, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol.6, pp.623-626.
- Dong Jiawei; Li Yongxiang & Zhang Biao (2011). A Survey on Radiation Pattern Reconfigurable Antennas. *7th International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing (WiCOM)*, vol.1 , no.4 , pp. 23-25.
- Ehmouda, J., Briqech, Z., & Amer, A. (2009). Steered microstrip phased array antennas. *World Academy of Science, Engineering and Technology*, vol. 49, pp. 319-323.
- Elmer, M. (2010). Beamformer design for radio astronomical phased array feeds, *Acoustics IEEE International Conference on Speech and Signal Processing*, pp. 2790-2793
- Figueroa Torres, Cruz Ángel (2012). *Diseño y construcción de un sintonizador electrónico de impedancias y su aplicación en la extracción de parámetros de ruido de transistores de microondas*. (Tesis de Maestría) Centro de Investigación y Desarrollo de Tecnología Digital, Tijuana, Baja California, México.
- Flores Cuadras, Javier R. (2006). *Diseño y construcción de una antena planar activa para el estándar 802.11a en la banda superior de la U-NII*. (Tesis de Maestría) Centro de Investigación y de Educación Superior de Ensenada, Baja California, México. Recuperada de: <http://biblioteca.cicese.mx/>

- Graham, W.J. (1998) Focused synthetic phased array for subsurface imaging. *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol.2, pp.986-989
- Gross, Frank (2005) *Smart Antennas for Wireless Communications with Matlab*. New Jersey: McGrawHill
- Hansen, Robert C. (2009) *Phased Array Antennas*. 2nd Ed. Ontario:Wiley.
- Iizuka, H.; Hall, P.S.; Sugiura, S. & Sato, K. (2008). Varactor-Loaded H-Shaped Antenna With Radiation Pattern Control, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol.56, no.9, pp.2833-2840.
- Ito, K. (2007) Recent Antenna Technology for Medical Applications, 2007. *EuCAP 2007, The Second European Conference on Antennas and Propagation*, vol.1, no.1, pp.11-16.
- ITU (2007), Frequently asked questions, International Telecommunication Union. Consultado en: <http://www.itu.int/ITU-R/terrestrial/faq/index.html#g013>
- Jae Hee, K & Wee Sang, P. (2009). A simple switched beamforming network for four-beam Butler matrix, *Microwave & Optical Technology Letters*; vol. 51. no.6, p.p. 1413-1416
- James, J.R. y Hall, P. S. (1989) *Handbook of Microstrip Antennas*. London: Peter Peregrinus .
- Josefsson, Lars & Persson, Patrik. (2006). *Conformal Array Antenna Theory and Design*. New Jersey: IEEE Press, Wiley-Interscience.
- Jouvie, F.; Bolomey, J.-C. & Gaboriaud, G. (1986). Discussion of Capabilities of Microwave Phased Arrays for Hyperthermia Treatment of Neck Tumors, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.34, no.5, pp.495-501.
- Karmakar N. & Bialkowski M. A (1999). Compact switched-beam array antenna for mobile satellite communications, *Microwave & Optical Technology Letters*, vol. 21, no.3, p.p. 186-191
- Karmakar, N.C.; Bialkowski, M.E. (2001), A beam-forming network for a circular switched-beam phased array antenna, *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE* , vol.11, no.1, pp.7-9
- Kim, Jaeheung (2002). *Developments of Rotman lenses at micro/millimeter-wave frequencies*. (Ph.D. dissertation), Boulder, Colorado: University of Colorado at Boulder.

- Koubeissi M, Decroze C, Monediere T y Jecko B. (2006). A new method to design a Butler matrix with broadside beam: Application to a multibeam antenna, *Microwave & Optical Technology Letters*, vol. 48, no. 1, p.p. 35-40
- Kraus, John D. (1988). *Antennas* (2nd Ed.) New Delhi: Mc. Graw Hill
- Kumar, Girish y Ray, K.P. (2003) *Broadband Microstrip Antennas*. Norwood, MA: Artech House
- Li, W.-R.; Chu, C.-Y.; Lin, K.-H. & Chang, S.-F. (2004). Switched-beam antenna based on modified Butler matrix with low sidelobe level, *Electronics Letters*, vol.40, no.5, pp. 290- 292.
- Liberti, Joseph C. & Rappaport, Theodore S. (1999). *Smart Antennas for Wireless Communications: IS-95 and Third Generation CDMA Applications*. Prentice Hall.
- Maloratsky, Leo G. (2010a) Electrically Tunable Switched-Line Diode Phase Shifters. Part 1: Design Procedure. *High Frequency Electronics*, vol. 9, no. 4, pp.16-23
- Maloratsky, Leo G. (2010b) Electrically Tunable Switched-Line Diode Phase Shifters. Part 2: Multi-Section Circuits. *High Frequency Electronics*, vol. 9, no. 5, pp.60-69
- Medina Monroy, José Luis (2012) Caracterización de dispositivos de microondas (Notas de curso enero-abril 2012), Ensenada, Baja California, México: CICESE.
- Medina-Monroy J.L., Díaz-Tapia E., Olvera-Cervantes J.L., Chávez- Pérez R.A., Velázquez-Ventura A. (2008), Análisis y comparación de metodologías para determinar experimentalmente la ganancia de antenas de rf y microondas, *Simposio de metrología CENAM*, 22-24 octubre 2008, pp. 1-6.
- Milligan, Thomas A. (2005). *Modern Antenna Design* (2nd Ed.) Hoboken, New Jersey: IEEE Press, Wiley-Interscience.
- Neelakanta, Perambur S. & Chatterjee, Rajeswari, (2003). *Antennas for Information Super Skyways: an Exposition on Outdoor and Indoor Wireless Antennas*". Baldock, Hertfordshire, Research Studies Press.
- Nolen, J.N. (1965), *Synthesis of Multiple Beam Networks for Arbitrary Illuminations* (Ph.D. Thesis) Bendix Corporation, Radio Division, Baltimore.
- O'Donnell, M. (1990). Efficient parallel receive beam forming for phased array imaging using phase rotation, *IEEE Proceedings Ultrasonics Symposium*, vol.3, pp.1495-1498

- Oikonomou, A.; Karanasiou, I. S. & Uzunoglu, N.K. (2010). Phased Array Near Field Radiometry for Brain Intracranial Applications, *Progress In Electromagnetic Research PIER*, vol. 109, p.p. 345-360.
- Palantei, E.; Thiel, D.V. & O'Keefe, S.G. (2008). Rectangular Patch with Parasitic Folded Dipoles: A Reconfigurable Antenna, *International Workshop on Antenna Technology: Small Antennas and Novel Metamaterials. iWAT 2008*, pp.251-254.
- Parker, D. & Zimmermann, D.C., (2002a) Phased arrays - part I: theory and architectures, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.50, no.3, pp.678-687
- Parker, D.; Zimmermann, D.C. (2002b), Phased arrays-part II: implementations, applications, and future trends, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.50, no.3, pp.688-698
- Pattan, B. (2000), *Robust Modulation Methods & Smart Antennas in Wireless Communications*, Upper Saddle River, New Jersey: Prentice Hall.
- Pattan, B. (2004), The Versatile Butler Matrix, *Microwave Journal*, vol. 47, no. 11, p.p. 126-138.
- Paulides, M.M.; Bakker, J.F.; Chavannes, N. & Van Rhooen, G.C.(2007). A Patch Antenna Design for Application in a Phased-Array Head and Neck Hyperthermia Applicator. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol.54, no.11, pp.2057-2063.
- Pozar, David (1989). *Analysis and design considerations for printed phased-array antennas*. En James, J.R. y Hall, P. S. *Handbook of Microstrip Antennas*. London: Peter Peregrinus.
- Pozar, David M. (1995), A review of bandwidth enhancement techniques for microstrip antennas, en. Pozar, D. M., & Schaubert, D. H. (Editores). (1995). *Microstrip antennas: the analysis and design of microstrip antennas and arrays*. Wiley-IEEE press.
- Pozar, David M. (2000), An overview of wireless systems and antennas, *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol.2, pp.566-569
- Pues, H., & Van de Capelle, A. (1984). Accurate transmission-line model for the rectangular microstrip antenna. *Microwaves, Optics and Antennas, IEE Proceedings*, vol. 131, no.6, p.p. 334-340.
- Rocha Alicano, Carlos R. (2006), "Síntesis del diagrama de radiación de agrupamientos de antenas mediante técnica de computo evolutivo", (Tesis de Maestría) Centro de

Investigación y de Educación Superior de Ensenada, Baja California, México.
Recuperada de: <http://biblioteca.cicese.mx/>

Rosu, Iulian (2012), *Phase shifters*. Consultado en: <http://www.qsl.net/va3iul/>

Sainati, R. A. (1996). CAD of microstrip antennas for wireless applications. Artech House, Inc..

Song, C.T.P.; Mak, A.; Wong, B.; George, D. & Murch, R.D., (2005) Compact Low Cost Dual Polarized Adaptive Planar Phased Array for WLAN, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol.53, no.8, pp. 2406- 2416.

Tawk Y. (2011) *Analysis, design and implementation of Front-End Reconfigurable Antenna Systems (FERAS)* (Ph.D. dissertation). New Mexico: The University of New Mexico.

Trujillo Ramírez, Raúl (2012). *Diseño y construcción de antenas planares de banda ancha con aplicaciones en sistemas de telecomunicaciones* (Tesis de Maestría) Ensenada, Baja California, México: CICESE.

Van Cappellen, Wim, de Vaate, Jan Geralt Bij, Warnick, Karl, Veidt, Bruce, Gough, Russell, Jackson, Carole & Roddis, Neil (2011). Phased array feeds for the Square Kilometer Array, *General Assembly and Scientific Symposium, URSI* , pp.1-4

Waterhouse, Rod. (2007). *Printed Antennas for Wireless Communications*. Phrad, Maryland: Wiley.

White, Joseph F. ,(1974). Diode Phase Shifters for Array Antennas, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 22, No. 6

Wincza, K. Gruszczynski, S., & Sachse, K. (2006), Reduced Sidelobe Four-Beam Antenna Array Fed by a Modified Butler Matrix, *Electronics. Letters.*, vol. 42, pp. 508-509

Wong, Kin-Lu (2003) *Plannar Antennas for Wireless Communications*, Hoboken, New Jersey : Wiley.

Yashchyshyn, Y. (2009). Reconfigurable antennas by RF switches technology. *2009 5th International Conference on Perspective Technologies and Methods in MEMS Design, MEMSTECH*, pp.155-157

Yazhou Wang; Fathy, A.E. & Mahfouz, M.R. (2011) Novel compact tapered microstrip slot antenna for microwave breast imaging. *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)*, pp.2119-2122

- Yu-Chuan Su; Bialkowski, M.E., Tsai, F.-C.E. & Kai-Hong Cheng (2008), UWB Switched-Beam Array Antenna Employing UWB Butler Matrix, *International Workshop on Antenna Technology: Small Antennas and Novel Metamaterials, iWAT*, pp.199-202
- Yun-Taek, Im, Lee Jee-Hoon, Jeong Yong-Woo, Lee Sang-Ik, & Park Seong-Ook (2010). A beam-switchable coupled feeding network in X-band. *Microwave & Optical Technology Letters*, vol. 52, no. 8, p.p. 1865-1868.
- Zheng, S., Chan.W. S.,Leung, S.H., & Xue, Q.,(2007) Broadband Butler Matrix with Flat Coupling, *Electronics. Letters.*, vol. 43, no. 10, pp. 576-577

Apéndice 1

Hoja de características del diodo PIN MA4AGBLP912.

MA4AGBLP912



AlGaAs Beamlead PIN Diode

V4

Features

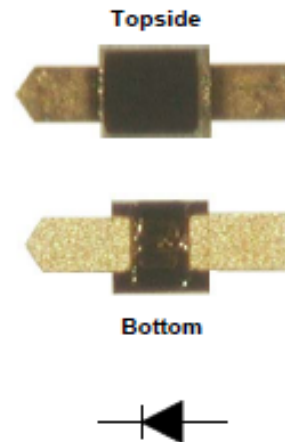
- ♦ Low Series Resistance
- ♦ Low Capacitance
- ♦ 5 Nanosecond Switching Speed
- ♦ Can be Driven by a Buffered +5V TTL
- ♦ Silicon Nitride Passivation
- ♦ Polyimide Scratch Protection
- ♦ RoHS Compliant

Description

M/A-COM Technology Solutions MA4AGBLP912 is an Aluminum-Gallium-Arsenide anode enhanced, beam lead PIN diode. AlGaAs anodes, which utilize M/A-COM Tech's patented hetero-junction technology, produce less diode "On" resistance than conventional GaAs or silicon devices. This device is fabricated in a OMCVD system using a process optimized for high device uniformity and extremely low parasitics. The result is a diode with low series resistance, 4Ω, low capacitance, 28fF, and an extremely fast switching speed of 5nS. It is fully passivated with silicon nitride and has an additional polymer coating for scratch protection. The protective coating prevents damage to the junction and the anode air bridges during handling and assembly.

Applications

The ultra low capacitance of the MA4AGBLP912 device makes it ideally suited for use up to 40GHz when used in a shunt configuration. The low RC product and low profile of the beamlead PIN diode allows for use in microwave switch designs, where low insertion loss and high isolation are required. The operating bias conditions of +10mA for the low loss state, and 0V, for the isolation state permits the use of a simple +5V TTL gate driver. AlGaAs, beamlead diodes, can be used in switching arrays on radar systems, high speed ECM circuits, optical switching networks, instrumentation, and other wideband multi-throw switch assemblies.



Absolute Maximum Ratings @ $T_{AMB} = 25^{\circ}\text{C}$ (unless otherwise specified)

Parameter	Absolute Maximum
Reverse Voltage	-50V
Operating Temperature	-85°C to +125°C
Storage Temperature	-85°C to +150°C
Junction Temperature	+175°C
Forward DC Current	40mA
C.W. Incident Power	+23dBm
Mounting Temperature	+235°C for 10 seconds

MA4AGBLP912

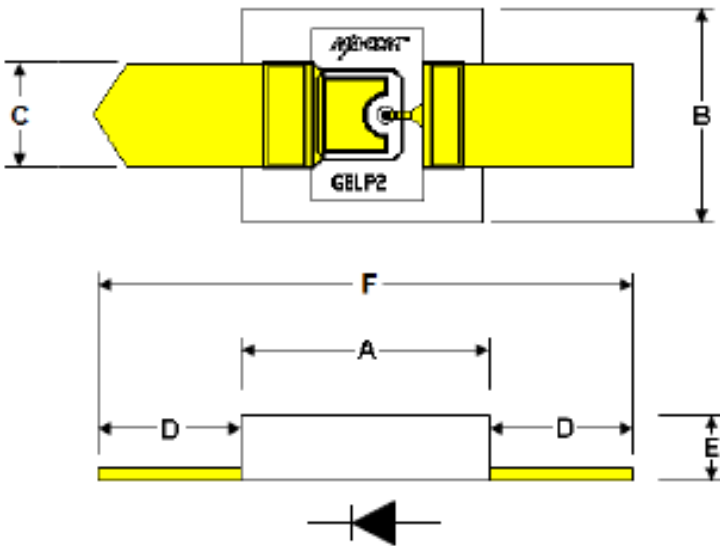


AlGaAs Beamlead PIN Diode

V4

Electrical Specifications at T_{AMB} = 25°C

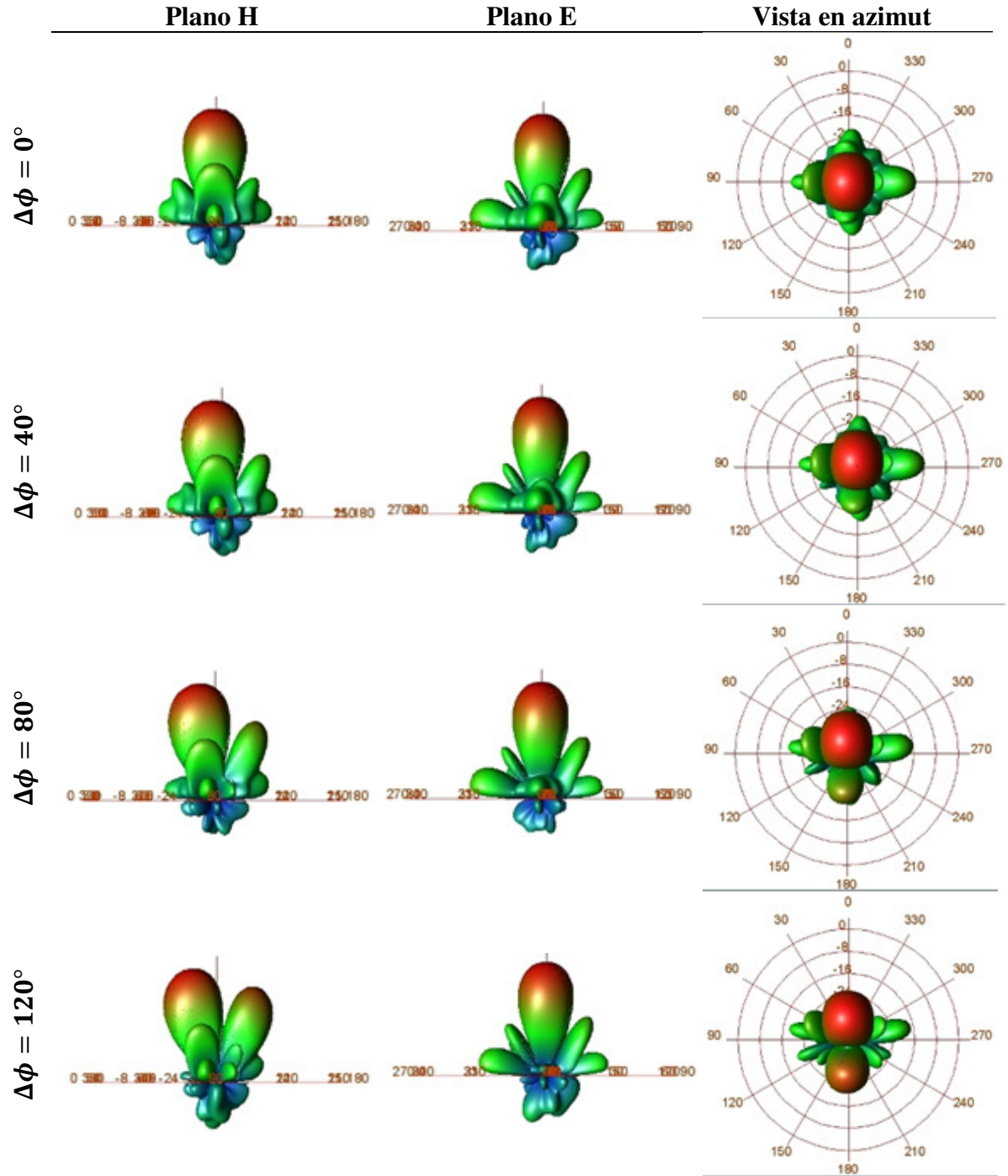
Test Conditions	Parameters	Units	Min	Typical	Max.
Total Capacitance @ -5V/1 MHz	Ct	fF	–	28	30
Forward Resistance @ +20mA/1 GHz	Rs	Ohms	–	4	4.9
Forward Voltage at +10mA	Vf	Volts	1.2	1.36	1.5
Leakage Current at -40 V	Ir	nA	–	50	300
Minority Carrier Lifetime	TL	nS	–	5	10

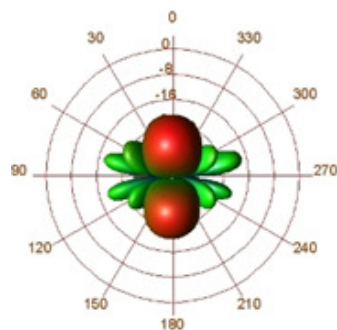
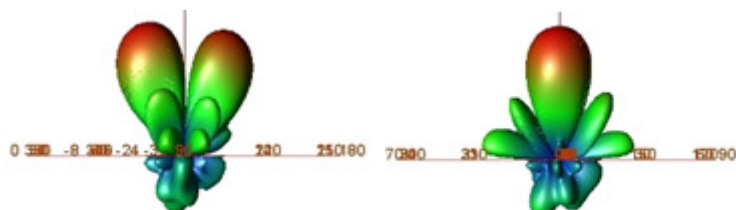
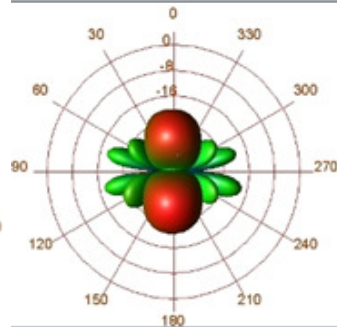
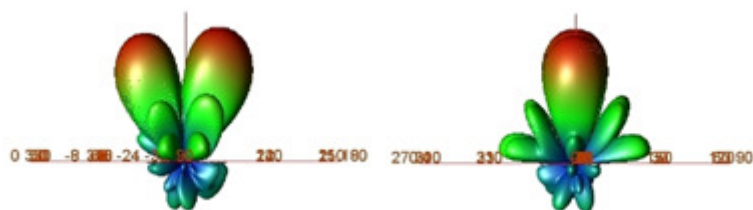
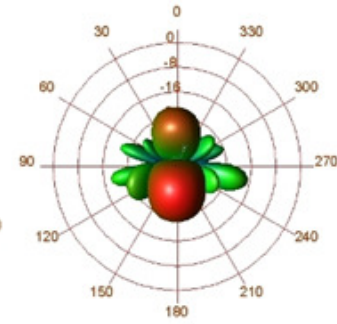
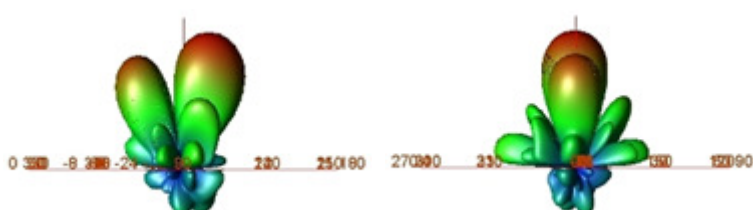
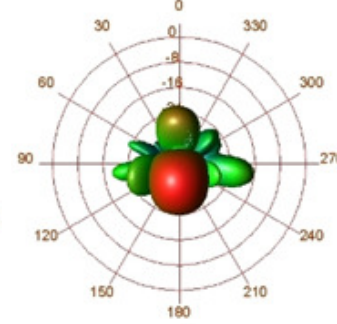
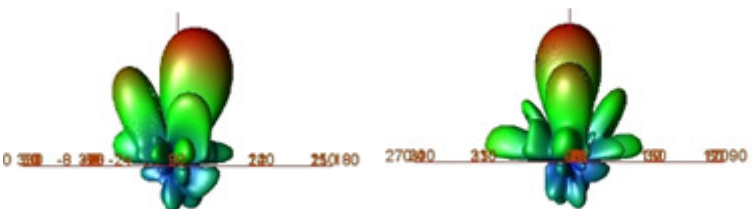


DIM	INCHES		MM	
	MIN.	MAX.	MIN.	MAX.
A	0.009	0.013	0.2286	0.3302
B	0.0049	0.0089	0.1245	0.2261
C	0.0037	0.0057	0.0940	0.1448
D	0.0049	0.0089	0.1245	0.2261
E	0.002	0.006	0.0508	0.1524
F	0.0218	0.0278	0.5537	0.70612

Apéndice 2

Patrones de radiación 3D. Análisis electromagnético en Momentum ®



$\Delta\phi = 160^\circ$  $\Delta\phi = 200^\circ$  $\Delta\phi = 240^\circ$  $\Delta\phi = 280^\circ$  $\Delta\phi = 320^\circ$ 