

Nuevos sistemas radiantes realizados con tecnologías impresas

DIANA VERÓNICA NAVARRO MÉNDEZ

**EDITORIAL
UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE VALÈNCIA**

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE VALÈNCIA

DEPARTAMENTO DE COMUNICACIONES



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA



**NUEVOS SISTEMAS RADIANTES REALIZADOS
CON TECNOLOGÍAS IMPRESAS**

Autor: Diana Verónica Navarro Méndez

Director: Dr. Mariano Baquero Escudero

Valencia, Julio 2015

Colección Tesis Doctorales

© Diana Verónica Navarro Méndez

© 2015, de la presente edición: Editorial Universitat Politècnica de València
Telf.: 963 877 012 / www.lalibreria.upv.es

ISBN: 978-84-9048-432-6 (versión impresa)

Queda prohibida la reproducción, distribución, comercialización, transformación, y en general, cualquier otra forma de explotación, por cualquier procedimiento, de todo o parte de los contenidos de esta obra sin autorización expresa y por escrito de sus autores.

*"El futuro tiene muchos nombres. Para los débiles es lo inalcanzable.
Para los temerosos, lo desconocido. Para los valientes es la oportunidad."*

Victor Hugo

A mis papis.

A Daniela.

AGRADECIMIENTOS

Como todo comienzo tiene su final, ha llegado el momento de expresar mis sinceros agradecimientos a todas aquellas personas que han sabido comprenderme, apoyarme y sobre todo ser mi soporte durante estos años.

En primer lugar agradezco a mi Padre Celestial por darme la fuerza y valor necesarios para poder culminar esta etapa de mi vida lejos de mi familia.

En segundo lugar agradezco a mis papis por su inmenso apoyo, ánimo y gran ejemplo de lucha para cumplir las metas que me he propuesto llevar a cabo.

A mi mejor amigo y esposo por su compañía, paciencia y apoyo en esta travesía que los dos emprendimos y que poco a poco hemos cumplido.

Quiero agradecer de manera especial a mi director de tesis, Mariano Baquero, por su inmensurable ayuda, amistad, paciencia y dedicación, ya que sin su guía todo el trabajo realizado no habría finalizado con éxito.

A Miguel, Eva, Dani, Marta y Alejandro por su ayuda, ánimos, consejos y sugerencias para algunos de los diseños y artículos que forman parte de esta tesis.

A Toni y Bernat muchas gracias por su ayuda y por el estupendo trabajo realizado en la fabricación y medida de cada uno de los prototipos de mi tesis.

Gracias al GRE por facilitarme los medios económicos para asistir a los congresos y a los cursos que formaron parte de mi preparación, así como a la SENESCYT por beneficiarme con una beca para realizar mis estudios de doctorado, por brindarme la oportunidad de ampliar mis horizontes y permitirme conocer otra cultura de la cual tengo y tendré siempre un profundo cariño y respeto.

En general, a todos los compañeros del grupo con quienes hemos compartido momentos de mucho frío en verano y mucho calor en invierno, que aunque parezca extraño era nuestro clima en la oficina. A todos ellos mis agradecimientos, ya que con su amistad hicieron posible que mi estancia en Valencia sea la experiencia más bonita e inolvidable, la cual llevaré siempre en mi mente y corazón.

RESUMEN

En la actualidad, con el rápido desarrollo de los sistemas de comunicaciones inalámbricos, se presenta la necesidad de contar con elementos radiantes que permitan la radiación eficiente de las ondas electromagnéticas que transportan la información. Ante la creciente demanda y en base a ciertos requerimientos, en esta tesis se presentan varios prototipos de antenas fabricados con tecnologías planares como PCB "*Printed Circuit Board*" y LTCC "*Low Temperature Co-fired Ceramic*".

Cada prototipo que se propone, se plantea como solución para proyectos que requieren que la antena presente determinadas características. En base a las especificaciones solicitadas como: frecuencia de trabajo, ancho de banda, tipo de polarización, tamaño y forma, se buscaron las alternativas de diseño más apropiadas. Para aplicaciones satelitales a 5.8 GHz se proponen dos tipos de antenas con polarización circular: la primera que es un parche cuadrado con ranura inclinada y la segunda que es una antena reconfigurable en polarización fabricada con tecnología LTCC. Para operar en la banda Ku a 17 GHz, se propuso utilizar agrupaciones de ranuras en guía de onda integrada en sustrato, mientras que para aplicaciones vehiculares, los monopolos fueron las antenas que mejor se adaptaron a las formas y espacios disponibles para su montaje.

Además, por el gran interés que han despertado las aplicaciones que operan en bandas de frecuencia que no requieren de permiso o licencia para su utilización, se diseñaron agrupaciones de antenas tipo parche conformados a una forma cilíndrica para operar a 2.4 GHz y 5.8 GHz. Estas agrupaciones serán ubicadas en vehículos aéreos no tripulados.

RESUMEN

Cada diseño propuesto cumple con especificaciones planteadas por las necesidades de los diferentes proyectos como: niveles adecuados de adaptación, diagramas de radiación acorde con la aplicación, dimensiones y material específico.

ABSTRACT

Nowadays, due to the fast development of wireless communication systems, the need to have radiating elements has arisen. These elements allow an efficient radiation of electromagnetic waves that transmit the information among the different points of the system. Owing to this growing demand and based on certain requirements, several prototype antennas fabricated with planar technologies such as PCB "*Printed Circuit Board*" and LTCC "*Low Temperature Co-fired Ceramic*" are presented in this thesis.

Every proposed prototype is presented as a solution for a project which requires an antenna with specific characteristics. Based on the requested specifications such as working frequency, bandwidth, polarization type, size and shape, the most appropriate design alternatives were selected. For satellite communications at 5.8 GHz, two types of antennas with circular polarization are proposed. The former is a square patch with a diagonal slot, the latter is a polarization reconfigurable antenna fabricated with LTCC technology. For the operation in Ku band at 17 GHz, slot arrays with substrate integrated waveguide technology were proposed, whereas for vehicular applications, monopole antennas were the better solution due to the restrictions in the form and space available for assembly.

In addition, due to the growing interest in the applications operating at no licensed frequency bands, patch antenna arrays conformed in a cylindrical shape to operate at 2.4 GHz and 5.8 GHz, were designed. These arrays will be placed in UAVs.

ABSTRACT

Each proposed design meets with the required specifications for the different projects such as: appropriate matching levels, radiation patterns according to the application, specific dimensions and material type.

RESUM

En l'actualitat, amb el ràpid desenvolupament dels sistemes de comunicacions sense fils, es presenta la necessitat de comptar amb elements radiants que permetisquen la radiació eficient de les ones electromagnètiques que transporten la informació. Davant la creixent demanda y en base a certs requeriments, en aquesta tesi es presenten diversos prototips d'antenes fabricades amb tecnologies planars com PCB "*Printed Circuit Board*" i LTCC "*Low Temperature Co-fired Ceramic*".

Cada prototip que es proposa es planteja com a solució per projectes que requereixen que l'antena presente determinades característiques. D'acord amb les especificacions sol·licitades, com poden ser la freqüència de treball, l'ample de banda, el tipus de polarització, o la mida y la forma, es buscaren les alternatives de disseny més apropiades. Per aplicacions satel·litals, a 5.8 GHz es proposen dos tipus d'antenes amb polarització circular: la primera és una antena plana "patch antena" quadrada amb ranura inclinada y la segona és una antena reconfigurable en polarització fabricada amb tecnologia LTCC. Per tal d'operar a la banda Ku a 17 GHz, es va proposar utilitzar agrupacions de ranures en guia d'ona integrada en substrat, mentre que per aplicacions vehiculars, el monopols foren les antenes que millor s'adaptaren a les formes y espais disponibles per al seu muntatge.

A més a més, pel gran interès que han despertat les aplicacions que operen en bandes de freqüència que no requereixen de permís o llicència per a la seua utilització, es dissenyaren agrupacions d'antenes planes conformades a una forma cilíndrica per operar a 2.4 GHz i 5.8 GHz. Estes agrupacions seran ubicades en vehicles aeris no tripulats.

RESUM

Cada disseny proposat compleix amb les especificacions plantejades per les necessitats dels diferents projectes com: nivells adequats d'adaptació, diagrames de radiació d'acord amb l'aplicació, dimensions i material específic.

TABLA DE CONTENIDO

CAPÍTULO I. INTRODUCCIÓN	25
1.1 Objetivos	28
1.2 Metodología	29
1.3 Visión General	30
CAPÍTULO II. TECNOLOGÍAS DE FABRICACIÓN DE ANTENAS IMPRESAS.....	35
2.1 Tecnologías y Estándares Inalámbricos.....	35
2.2 Estructuras planares de guiado.....	38
2.2.1 <i>Línea Stripline</i>	39
2.2.2 <i>Línea Microstrip</i>	39
2.2.3 <i>Línea Slotline</i>	40
2.2.4 <i>Línea Coplanar</i>	40
2.2.5 <i>SIW "Substrate Integrated Waveguide"</i>	40
2.3 Tecnologías para la fabricación de antenas impresas.....	43
2.3.1 <i>Tecnología PCB o de circuito impreso</i>	43
2.3.1.1 Proceso de fabricación de circuitos impresos mediante atacado químico.....	44
2.3.1.2 Proceso de fabricación de circuitos impresos mediante fresado	45
2.3.2 <i>Tecnología LTCC "Low Temperature Co-Fired Ceramic"</i> .	46
2.3.2.1 Tipos de antenas fabricadas con tecnología de circuito impreso y tecnología LTCC.....	50
2.4 Materiales utilizados para la fabricación de antenas.....	52

TABLA DE CONTENIDO

CAPÍTULO III. ANTENA PARA EL PICOSATÉLITE POLITECH.1..... 55

3.1	Procedimiento de diseño de la antena	57
3.1.1	<i>Elección del material</i>	58
3.1.2	<i>Elección de la altura del sustrato</i>	59
3.1.3	<i>Elección de modelo de antena para polarización circular</i>	61
3.1.3.1	Utilizando dos puntos de alimentación	61
3.1.3.2	Utilizando un punto de alimentación	62
3.2	Diseño de la antena seleccionada	64
3.3	Modificaciones al diseño de la antena seleccionada	68
3.3.1	<i>Opción No. 1</i>	69
3.3.2	<i>Opción No. 2</i>	70
3.3.3	<i>Opción No. 3</i>	71
3.3.4	<i>Opción No. 4</i>	72
3.3.5	<i>Opción No. 5</i>	73
3.4	Resumen.....	78

CAPÍTULO IV. ANTENA RECONFIGURABLE FABRICADA EN LTCC... 81

4.1	Clasificación de las antenas reconfigurables.....	82
4.2	Elección de la estructura y tipo de alimentación	84
4.2.1	<i>Modelo de la estructura</i>	84
4.2.2	<i>Formas de alimentación de la estructura</i>	86
4.3	Diseño de la antena.....	88
4.3.1	<i>Características del sustrato y principales requerimientos de la tecnología LTCC</i>	88
4.3.2	<i>Características del dipolo parásito</i>	89
4.3.3	<i>Características de las ranuras</i>	90
4.3.4	<i>Características de las líneas de alimentación (red de</i>	

<i>alimentación</i>)	90
4.3.5 <i>Resultados de las simulaciones sin elementos de conmutación</i>	94
4.4 Diseño de la transición requerida por el conector	97
4.5 Simulaciones de la antena con los conectores.....	99
4.6 Mediciones	102
4.7 Resumen.....	107
CAPÍTULO V. ANTENAS PARA APLICACIONES MÓVILES Y VEHICULARES	109
5.1 Antena basada en una <i>Tapered Slot Antenna “TSA”</i>	110
5.1.1 <i>Diseño de la antena y proceso de optimización</i>	111
5.1.1.1 Antena Vivaldi Completa	113
5.1.1.2 Antena Vivaldi Recortada	114
5.1.1.3 Vivaldi Modificada.....	115
5.1.1.4 Monopolo Optimizado	115
5.1.2 <i>Resultados experimentales</i>	118
5.2 Monopolo cuadrado modificado.....	123
5.2.1 <i>Diseño de la antena y proceso de optimización</i>	124
5.2.2 <i>Resultados experimentales</i>	127
5.3 Modelo de antena 3D para aplicaciones vehiculares	130
5.3.1 <i>Diseño de la antena Monopolo Gota</i>	131
5.3.2 <i>Diseño de la antena Monopolo Doble Cortocircuitado</i> .	133
5.3.3 <i>Resultados experimentales</i>	135
5.4 Resumen.....	140
CAPÍTULO VI. AGRUPACIONES DE ANTENAS PARA VEHÍCULOS AÉREOS NO TRIPULADOS (UAVs).....	143
6.1 Antena para la banda de GPS.....	145

TABLA DE CONTENIDO

6.1.1	<i>Elección del material</i>	145
6.1.2	<i>Número de elementos de la agrupación</i>	147
6.1.3	<i>Diseño de la Red de alimentación</i>	149
6.1.4	<i>Resultados</i>	151
6.1.5	<i>Efectos de la variación de los parámetros de diseño</i>	152
6.1.6	<i>Resultados de las mediciones</i>	154
6.2	<i>Antena para la banda de WiFi</i>	157
6.2.1	<i>Antena para la sección de mayor diámetro</i>	157
6.2.2	<i>Antena para la sección de menor diámetro (primera opción)</i>	163
6.2.3	<i>Antena para la sección de menor diámetro (segunda opción)</i>	165
6.2.3.1	<i>Efectos de la variación de los parámetros de diseño</i>	166
6.2.3.2	<i>Número de elementos de la agrupación</i>	170
6.2.3.3	<i>Análisis de sensibilidad de los parámetros de diseño</i>	173
6.2.4	<i>Comparación de los diseños propuestos para la antena de la sección de menor diámetro</i>	175
6.3	<i>Resumen</i>	175
CAPÍTULO VII. ANTENAS DE RANURAS EN TECNOLOGÍA DE GUÍAS DE ONDA INTEGRADAS EN SUSTRATO		177
7.1	<i>Diseño de la Estructura</i>	178
7.1.1	<i>Diseño de la guía SIW</i>	179
7.1.2	<i>Diseño de las transiciones</i>	182
7.1.2.1	<i>Transición Microstrip - SIW</i>	182
7.1.2.2	<i>Transición Coaxial-SIW</i>	184
7.1.2.3	<i>Transición entre dos guías SIW (Acoplo por Ranura)</i>	186
7.1.3	<i>Diseño de la red de alimentación</i>	187

7.1.3.1	Divisores de potencia:	188
7.1.3.2	Codo Tipo 1:	189
7.1.3.3	Codo Tipo 2:	190
7.1.4	<i>Diseño de las antenas de ranuras</i>	192
7.1.4.2	Agrupación 2x10.....	200
7.1.4.3	Agrupación 8x10 en un nivel	202
7.1.4.4	Agrupación 8x10 en dos niveles.....	205
7.2	Resultados Experimentales	207
7.2.1	<i>Transición Coaxial -SIW</i>	207
7.2.2	<i>Transición entre dos Guías SIW (Acoplo por Ranura)....</i>	209
7.2.3	<i>Antenas</i>	210
7.3	Resumen.....	215
CAPÍTULO VIII. CONCLUSIONES, LÍNEAS FUTURAS Y PUBLICACIONES		
RELACIONADAS		219
8.1	Conclusiones.....	219
8.2	Líneas Futuras	222
8.3	Publicaciones.....	223
ANEXO A		227
ANEXO B.....		233
BIBLIOGRAFÍA.....		241

ÍNDICE DE FIGURAS

<i>Figura 2.1 Línea stripline: a) componentes, b) distribución del campo eléctrico.</i>	39
<i>Figura 2.2 Línea microstrip: a) componentes, b) distribución del campo eléctrico.</i>	39
<i>Figura 2.3 Línea slotline: a) componentes, b) distribución del campo magnético.</i>	40
<i>Figura 2.4 Línea coplanar: a) componentes, b) distribución del campo eléctrico.</i>	40
<i>Figura 2.5 Guías rectangulares a) SIW, b) clásica</i>	41
<i>Figura 2.6 Dispositivos fabricados con tecnología SIW</i>	42
<i>Figura 2.7 Proceso de fabricación por fotograbado</i>	44
<i>Figura 2.8 Proceso de serigrafía sobre sustrato cubierto con material conductor</i>	45
<i>Figura 2.9 Proceso de serigrafía sobre sustrato sin recubrimiento de material conductor.</i>	45
<i>Figura 2.10 Equipo utilizado para fabricación por fresado.</i>	46
<i>Figura 2.11 Componentes que pueden fabricarse con tecnología LTCC (www.swerea.se).</i>	46
<i>Figura 2.12 Esquema del proceso de fabricación utilizando LTCC</i>	47
<i>Figura 2.13 Equipo de taladrado KMS Basic PM-30.</i>	47
<i>Figura 2.14 Proceso de rellenado de vías.</i>	48
<i>Figura 2.15 a) Equipo utilizado para rellenar vías e imprimir conductores AUREL900, b) Pantalla utilizada para imprimir conductores en LTCC.</i>	48
<i>Figura 2.16 a) Capas de LTCC apiladas, b) Equipo utilizado para el proceso de laminación.</i>	48
<i>Figura 2.17 Horno utilizado para el proceso de sinterizado.</i>	49
<i>Figura 2.18 Sistema de metrología.</i>	49
<i>Figura 2.19 Dispositivos fabricados con tecnología LTCC (www.ltcc.de)</i>	49
<i>Figura 2.20 Dispositivos fabricados con tecnología de circuito impreso</i>	50
<i>Figura 3.1 Tipos de estructuras cubesat para uno, dos y tres cubos.</i>	55
<i>Figura 3.2 Parámetro S_{11} para materiales TC600, AR1000 y AD1000.</i>	59

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 3.3 Parámetro S_{11} para diferentes alturas.	60
Figura 3.4 Antena de prueba alimentada por: a) línea microstrip, b) cable coaxial.	60
Figura 3.5 Parámetro S_{11} para diferentes alturas.	60
Figura 3.6 Antena parche con dos puntos de alimentación utilizando: a) híbrido de 90°, b) divisor de potencia.	62
Figura 3.7 Amplitud y fase de dos modos ortogonales.	63
Figura 3.8 Antenas con un punto de alimentación a) alimentación en la diagonal, b) esquinas truncadas, c) ranura inclinada 45° y c) con cruces.	63
Figura 3.9 Variables utilizadas en el diseño de la antena.	64
Figura 3.10 Antena picosatélite a) Simulada (antena pequeña) y b) Fabricada (antena grande).	65
Figura 3.11 Parámetros S_{11}	65
Figura 3.12 Directividad normalizada para los planos a) ZY y b) XZ.	66
Figura 3.13 Relación Axial para los planos a) ZY y b) XZ.	66
Figura 3.14 Primer prototipo fabricado y su montaje en la cámara anecoica.	67
Figura 3.15 Parámetro S_{11}	67
Figura 3.16 Directividad para los planos a) ZY y b) XZ.	67
Figura 3.17 Relación Axial para los planos a) ZY y b) XZ.	68
Figura 3.18 a) Esquema Opción 1, b) Parámetro S_{11} , c) Directividad normalizada y d) Relación axial.	69
Figura 3.19 a) Esquema Opción 2, b) Parámetro S_{11} , c) Directividad normalizada y d) Relación axial.	70
Figura 3.20 a) Esquema Opción 3, b) Parámetro S_{11} , c) Directividad normalizada y d) Relación axial.	71
Figura 3.21 a) Esquema Opción 4, b) Parámetro S_{11}	72
Figura 3.22 a,b) Directividad normalizada y c,d) Relación axial.	72
Figura 3.23 Antena fabricada a) parche, b) plano de masa.	73
Figura 3.24 Modelo simulado en FEKO: a) representación de los parámetros de diseño, b) dimensiones eléc. del modelo optimizado.	74
Figura 3.25 Prototipo propuesto con dos anillos finos en el plano de masa.	75
Figura 3.26 a) Esquema Opción 5, b) Parámetro S_{11}	75
Figura 3.27 a,b) Directividad normalizada y c,d) Relación axial.	76

ÍNDICE DE FIGURAS

<i>Figura 3.28 Antena fabricada a) parche, b) plano de masa</i>	76
<i>Figura 3.29 a) Alimentación paralela al plano de masa, b) Impedancia simulada</i>	77
<i>Figura 3.30 a) Prototipo fabricado y b) parámetro S_{11}</i>	77
<i>Figura 3.31 a,b) Directividad normalizada y c,d) relación axial</i>	78
<i>Figura 4.1 Esquema de la antena que será utilizada</i>	85
<i>Figura 4.2 Cambio del ángulo de inclinación para obtener los dos tipos de polarización circular</i>	85
<i>Figura 4.3 Esquema con dos ranuras y un dipolo, a) vista 3D y b) vista superior</i>	86
<i>Figura 4.4 Tipos de alimentación de las ranuras a) asimétrica y b) simétrica</i>	87
<i>Figura 4.5 Detalle de los requisitos para fabricación en LTCC</i>	89
<i>Figura 4.6 Esquema de una vía a) apilada de forma ideal y b) apilada según LTCC</i>	89
<i>Figura 4.7 Parámetros de diseño del dipolo parásito</i>	89
<i>Figura 4.8 Parámetros de diseño de las ranuras</i>	90
<i>Figura 4.9 Alimentación de las ranuras a) representación de los cuatro puertos y Posición de los puertos respecto a las ranuras b) Puertos P1-P2, c) Puertos P3-P4</i>	91
<i>Figura 4.10 Vista frontal de la red de alimentación</i>	91
<i>Figura 4.11 Elementos de una subred de alimentación</i>	92
<i>Figura 4.12 Detalle de las líneas microstrip que forman una subred de alimentación</i>	92
<i>Figura 4.13 Vistas del cruce de las dos subredes: a) Frontal, b) 3D</i>	93
<i>Figura 4.14 Esquema de las partes que forman la antena</i>	93
<i>Figura 4.15 Sección de las capas que forman la antena</i>	94
<i>Figura 4.16 Ubicación del puerto tipo LUMPED</i>	95
<i>Figura 4.17 Resultados en función de la frecuencia a) S_{11} y b) Relación Axial</i>	96
<i>Figura 4.18 Diagramas de directividad a) Plano XZ ($\phi=0^\circ$) y b) Plano ZY ($\phi=90^\circ$)</i>	96
<i>Figura 4.19 Relación axial vs. Theta a) Plano XZ ($\phi=0^\circ$) y b) Plano ZY ($\phi=90^\circ$)</i>	96

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 4.20 a) Conector mini-SMP y b) esquema de la transición diseñada.	97
Figura 4.21 Esquema de la transición para mini-SMP con vías apiladas idealmente.	98
Figura 4.22 Resultados simulaciones con vías apiladas idealmente a) S_{11} y b) S_{21}	98
Figura 4.23 Esquema de la transición para mini-SMP con vías apiladas para LTCC.	99
Figura 4.24 Resultados simulaciones a) S_{11} y b) S_{21}	99
Figura 4.25 Definición del puerto para las simulaciones.	100
Figura 4.26 Vista cara inferior de la antena con a) vías apiladas idealmente y b) vías apiladas según LTCC.	100
Figura 4.27 Resultados en función de la frecuencia a) S_{11} y b) Relación Axial.	101
Figura 4.28 Diagramas de directividad a) Plano XZ ($\phi=0^\circ$) y b) Plano ZY ($\phi=90^\circ$).	101
Figura 4.29 Relación axial vs. Theta a) Plano XZ ($\phi=0^\circ$) y b) Plano ZY ($\phi=90^\circ$).	102
Figura 4.30 Kit de calibración TRL a) ubicación dispuesta para la fabricación y b) fabricado y conectorizado.	102
Figura 4.31 Mediciones del kit de calibración.	103
Figura 4.32 Medidas del kit de calibración: a) módulo y b) fase.	103
Figura 4.33 Valores teóricos calculados mediante TXLine para una línea microstrip de 220 μm de ancho.	104
Figura 4.34 Valores teóricos calculados mediante TXLine para una línea microstrip de 170 μm de ancho.	105
Figura 4.35 Permitividad efectiva en función de la frecuencia.	105
Figura 4.36 Para el sustrato HL200 Heraeus: a) pérdidas y b) tangente de pérdidas.	106
Figura 4.37 Antena fabricada: a) dipolo, b) red de alimentación y c) corte de la antena.	107
Figura 5.1 Bandas de frecuencia y aplicaciones de interés.	109
Figura 5.2 a) Perfil exponencial (apertura de la antena), b) Transición Slotline-Perfil exponencial (parte frontal), c) Transición Microstrip-Slotline mediante acoplamiento capacitivo (parte posterior).	112

ÍNDICE DE FIGURAS

<i>Figura 5.3 Antena Vivaldi: (a) Modelo completo, (b) Parámetro S_{11} simulado.</i>	113
<i>Figura 5.4 Monopolo Vivaldi: (a) Vivaldi recortada, (b) Parámetro S_{11} simulado.</i>	114
<i>Figura 5.5 Monopolo Vivaldi: (a) Vivaldi modificada, (b) Parámetro S_{11} simulado.</i>	115
<i>Figura 5.6 Detalle de los segmentos y puntos utilizados para optimizar el perfil.</i>	116
<i>Figura 5.7 Geometría antena propuesta vista frontal y posterior.</i>	116
<i>Figura 5.8 Variables usadas para definir el punto de alimentación.</i>	116
<i>Figura 5.9 Parámetro S_{11} simulado.</i>	117
<i>Figura 5.10 Diagramas de radiación simulados (plano XY) a 700 MHz, 900 MHz, 1800 MHz, 2100 MHz y 2500 MHz.</i>	118
<i>Figura 5.11 Prototipo fabricado y detalles del tipo de alimentación.</i>	119
<i>Figura 5.12 Posición de la antena en el plano de masa para las mediciones.</i>	119
<i>Figura 5.13 Parámetro S_{11} simulado y medido.</i>	119
<i>Figura 5.14 Longitud total a) perfil modificado y b) perfil optimizado.</i>	120
<i>Figura 5.15 Diagramas de radiación 3-D simulados a diferentes frecuencias.</i>	120
<i>Figura 5.16 Distribución de corrientes a 700 MHz, 900 MHz, 1800 MHz, 2100 MHz y 2500 MHz.</i>	121
<i>Figura 5.17 Diagramas de radiación (plano XY) a 700 MHz, 900 MHz, 1800 MHz, 2100 MHz y 2500 MHz.</i>	122
<i>Figura 5.18 Antenas y radomos para autobuses y trenes (fotografías tomadas de radioexport.com y antonics.com).</i>	123
<i>Figura 5.19 Radomo utilizado a) fotografía, b) representación para simulaciones y c) corte longitudinal.</i>	125
<i>Figura 5.20 Geometría antena y variables utilizadas para el diseño.</i>	125
<i>Figura 5.21 Parámetro S_{11} simulado.</i>	126
<i>Figura 5.22 Diagramas de radiación simulados (plano XY) 1800 MHz, 2100 MHz, 2500 MHz y 5800 MHz.</i>	127
<i>Figura 5.23 Prototipo fabricado y medido.</i>	127
<i>Figura 5.24 Parámetro S_{11} simulado y medido.</i>	128
<i>Figura 5.25 Parámetro S_{11} medido sin radomo y con radomo.</i>	128

ÍNDICE DE FIGURAS

<i>Figura 5.26 Distribución de corrientes a 1800 MHz, 2100 MHz, 2500 MHz y 5800 MHz.</i>	<i>129</i>
<i>Figura 5.27 Diagramas de radiación (plano XY) a 1800 MHz, 2100 MHz, 2500 MHz y 5800 MHz.</i>	<i>130</i>
<i>Figura 5.28 Radomo como forma de aleta de tiburón y cortes de la estructura que se utilizarán para imprimir los monopolos.</i>	<i>131</i>
<i>Figura 5.29 Geometría del Monopolo Gota y representación de las variables utilizadas.</i>	<i>131</i>
<i>Figura 5.30 Parámetro S_{11} simulado para: a) bandas intermedias (1710 MHz – 2690 MHz), b) bandas altas (5100 MHz – 5950 MHz).</i>	<i>132</i>
<i>Figura 5.31 Diagramas de radiación (plano XY) a 1800 MHz, 2100 MHz, 500 MHz y 6000 MHz.</i>	<i>133</i>
<i>Figura 5.32 Geometría del Monopolo Doble Cortocircuitado y representación de las variables utilizadas.</i>	<i>133</i>
<i>Figura 5.33 Simulaciones para las bandas bajas (698 MHz - 960 MHz): a) parámetro S_{11} y b) eficiencia.</i>	<i>135</i>
<i>Figura 5.34 Diagramas radiación (plano XY) a 700 MHz y 900 MHz. ..</i>	<i>135</i>
<i>Figura 5.35 Prototipo fabricado y medido.</i>	<i>136</i>
<i>Figura 5.36 Parámetro S_{11} a) bandas intermedias (1710 MHz – 2690 MHz), b) bandas altas (5100 MHz – 5950 MHz).</i>	<i>136</i>
<i>Figura 5.37 Para las bandas bajas (698 MHz - 960 MHz): a) parámetro S_{11} y b) eficiencia.</i>	<i>137</i>
<i>Figura 5.38 Distribución de corrientes a 700 MHz y 900MHz.</i>	<i>137</i>
<i>Figura 5.39 Diagramas de radiación (plano XY) a 700 MHz, 900 MHz, 1800 MHz, 2500 MHz, 5100 MHz y 6000 MHz.</i>	<i>138</i>
<i>Figura 5.40 Resultado parcial de las pérdidas básicas de propagación de un enlace para frecuencias desde 700 MHz a 1000 MHz.</i>	<i>140</i>
<i>Figura 5.41 Resultado parcial de las pérdidas básicas de propagación de un enlace para frecuencias desde 2000 MHz a 6000 MHz.</i>	<i>140</i>
<i>Figura 6.1 Modelo 3-D de un vehículo aéreo no tripulado.</i>	<i>144</i>
<i>Figura 6.2 Descripción y detalle del espacio disponible en el UAV.</i>	<i>144</i>
<i>Figura 6.3 Geometría del parche rectangular de prueba.</i>	<i>146</i>
<i>Figura 6.4 Parámetro S_{11} para diferentes tipos de sustratos.</i>	<i>146</i>
<i>Figura 6.5 Diagramas de radiación normalizados para agrupaciones con uno, dos, tres y cuatro elementos.</i>	<i>147</i>

ÍNDICE DE FIGURAS

<i>Figura 6.6 Representación de la equivalencia entre una agrupación de parches rectangulares y ocho elementos radiantes.....</i>	<i>148</i>
<i>Figura 6.7 Parámetros S_{ij} de los cuatros puertos de la agrupación.....</i>	<i>148</i>
<i>Figura 6.8 Parámetros S_{ji} de los puertos de la agrupación.....</i>	<i>149</i>
<i>Figura 6.9 Diagrama de radiación a) plano XY normalizado y b) Ganancia 3-D.....</i>	<i>149</i>
<i>Figura 6.10 Representación de la red de alimentación y sus variables.....</i>	<i>150</i>
<i>Figura 6.11 Parámetros S de la red de alimentación.....</i>	<i>151</i>
<i>Figura 6.12 Parámetro S_{11} total (agrupación + red de alimentación).....</i>	<i>152</i>
<i>Figura 6.13 Efecto sobre el parámetro S_{11} ante la variación de A_p.....</i>	<i>152</i>
<i>Figura 6.14 Efecto sobre el parámetro S_{11} ante la variación de L_p.....</i>	<i>153</i>
<i>Figura 6.15 Efecto sobre el parámetro S_{11} ante la variación de F_p.....</i>	<i>153</i>
<i>Figura 6.16 Primeras comparaciones del parámetro S_{11} para un elemento de la agrupación.....</i>	<i>154</i>
<i>Figura 6.17 Parámetro S_{11} de un parche rectangular.....</i>	<i>154</i>
<i>Figura 6.18 Parche rectangular fabricado a) un elemento y b) agrupación.....</i>	<i>155</i>
<i>Figura 6.19 Parámetro S_{11} medido para la agrupación.....</i>	<i>156</i>
<i>Figura 6.20 Diagrama de radiación a) plano XY normalizado y b) directividad 3-D.....</i>	<i>156</i>
<i>Figura 6.21 Diagramas de radiación normalizados para agrupaciones con uno, dos, tres y cuatro elementos.....</i>	<i>158</i>
<i>Figura 6.22 Geometría de un elemento de la agrupación a) parte frontal y b) parte posterior.....</i>	<i>159</i>
<i>Figura 6.23 Esquema de la agrupación de parches rectangulares a) vista 3-D y b) vista superior.....</i>	<i>159</i>
<i>Figura 6.24 Parámetro S_{11} de un elemento de la agrupación.....</i>	<i>160</i>
<i>Figura 6.25 Para cuatro puertos alimentados P1-P2-P3-P4: a) esquema, b) plano XY diagrama normalizado y c) Ganancia 3-D.....</i>	<i>160</i>
<i>Figura 6.26 Para tres puertos alimentados P1-P2-P3: a) esquema, b) plano XY diagrama normalizado y c) Ganancia 3-D.....</i>	<i>161</i>
<i>Figura 6.27 Para dos puertos alimentados P1-P2: a) esquema, b) plano XY diagrama normalizado y c) Ganancia 3-D.....</i>	<i>161</i>
<i>Figura 6.28 Para dos puertos alimentados P1-P3: a) esquema, b) plano XY diagrama normalizado y c) Ganancia 3-D.....</i>	<i>162</i>

ÍNDICE DE FIGURAS

<i>Figura 6.29 Para un puerto alimentado P1: a) esquema, b) plano XY diagrama normalizado y c) Ganancia 3-D.....</i>	<i>162</i>
<i>Figura 6.30 Representación de la red de alimentación y sus variables.....</i>	<i>162</i>
<i>Figura 6.31 Parámetros S de la red de alimentación.</i>	<i>163</i>
<i>Figura 6.32 Esquema de la agrupación a) vista 3-D y b) vista superior.....</i>	<i>164</i>
<i>Figura 6.33 Parámetro S_{11} de un elemento de la agrupación.</i>	<i>164</i>
<i>Figura 6.34 Diagrama de radiación a) plano XY normalizado y b) Ganancia 3-D.....</i>	<i>165</i>
<i>Figura 6.35 Vistas de la geometría de un elemento de la agrupación a) frontal y b) perfil.....</i>	<i>166</i>
<i>Figura 6.36 Modelos utilizados para analizar la influencia del plano de masa.....</i>	<i>167</i>
<i>Figura 6.37 Parámetros S_{11} obtenidos para diferentes tamaños del plano de masa.</i>	<i>167</i>
<i>Figura 6.38 Efecto sobre el parámetro S_{11} ante la variación de L_{pif}. ...</i>	<i>168</i>
<i>Figura 6.39 Efecto sobre el parámetro S_{11} ante la variación de A_{pif}. ..</i>	<i>168</i>
<i>Figura 6.40 Efecto sobre el parámetro S_{11} ante la variación de h_{pif}....</i>	<i>169</i>
<i>Figura 6.41 Efecto sobre el parámetro S_{11} ante la variación de F_{pif}....</i>	<i>169</i>
<i>Figura 6.42 Efecto sobre la impedancia ante la variación de F_{pif} sobre a) parte real y b) parte imaginaria.....</i>	<i>170</i>
<i>Figura 6.43 Para una PIFA: a) esquema, b) plano XY diagrama normalizado y c) Ganancia 3-D.</i>	<i>170</i>
<i>Figura 6.44 Para dos PIFAs: a) esquema, b) plano XY diagrama normalizado y c) Ganancia 3-D.</i>	<i>171</i>
<i>Figura 6.45 Para tres PIFAs: a) esquema, b) plano XY diagrama normalizado y c) Ganancia 3-D.</i>	<i>171</i>
<i>Figura 6.46 Para cuatro PIFAs: a) esquema, b) plano XY diagrama normalizado y c) Ganancia 3-D.....</i>	<i>172</i>
<i>Figura 6.47 Esquema 3-D de la agrupación.</i>	<i>172</i>
<i>Figura 6.48 Parámetro S_{11} de la agrupación.</i>	<i>173</i>
<i>Figura 6.49 Efecto sobre el parámetro S_{11} ante la variación de A_{pif}. ..</i>	<i>174</i>
<i>Figura 6.50 Efecto sobre el parámetro S_{11} ante la variación de h_{pif}....</i>	<i>174</i>
<i>Figura 6.51 Efecto sobre el parámetro S_{11} ante la variación de L_{pif}. ...</i>	<i>174</i>
<i>Figura 6.52 Efecto sobre el parámetro S_{11} ante la variación de F_{pif}....</i>	<i>174</i>
<i>Figura 7.1 Esquema de la estructura que será diseñada.....</i>	<i>178</i>

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 7.2 Guías rectangulares a) SIW, b) clásica.....	180
Figura 7.3 a) Vista 3D de la transición Microstrip - SIW, b) características geométricas.	183
Figura 7.4 Transición Microstrip-SIW-Microstrip (M-S-M) simulada. ..	183
Figura 7.5 Parámetros S simulados a) S_{11} y b) S_{21}	184
Figura 7.6 a) Esquema de la Transición de Coaxial a guía SIW, b) variables consideradas para el diseño.....	184
Figura 7.7 Transición Coaxial-SIW-Coaxial (C-S-C) simulada.....	185
Figura 7.8 Parámetros S simulados a) S_{11} y b) S_{21}	185
Figura 7.9 a) Esquema de la transición entre guías SIW, b) montaje de la transición, c) características geométricas.	186
Figura 7.10 Transición Microstrip-SIW-SIW-Microstrip (M-S-S-M) simulada.	186
Figura 7.11 Parámetros S simulados a) S_{11} y b) S_{21}	187
Figura 7.12 Características geométricas del divisor tipo Y a) vista superior y b) vista 3D.	188
Figura 7.13 Parámetros S simulados para divisor a) S_{11} y b) $S_{21} - S_{31}$	188
Figura 7.14 Características geométricas del codo Tipo 1 a) vista superior y b) vista 3D.	189
Figura 7.15 Parámetros S simulados para codo Tipo 1 a) S_{11} y b) S_{21}	190
Figura 7.16 Características geométricas del codo Tipo 2 a) vista superior y b) vista 3D.	190
Figura 7.17 Parámetros S simulados para codo Tipo 2 a) S_{11} y b) S_{21}	190
Figura 7.18 Vista superior de la red de alimentación.	191
Figura 7.19 a) Vista 3D red de divisores, b) S_{11} y c) $S_{21} - S_{31}$	192
Figura 7.20 Ranuras radiantes en paredes de una guía rectangular. ..	193
Figura 7.21 Circuitos equivalentes para ranuras radiantes	194
Figura 7.22 Agrupación de ranuras : a) ranuras en cara ancha y b) circuito equivalente.	195
Figura 7.23 Configuraciones básicas de excitación a) axial, b) centrada en plano E y c) centrada en plano H.	196
Figura 7.24 Características geométricas de las ranuras.....	197
Figura 7.25 Agrupación de 1x10 a) guía clásica y b) guía SIW.	199
Figura 7.26 Parámetros S_{11}	200
Figura 7.27 Agrupación de 2x10.....	201

ÍNDICE DE FIGURAS

<i>Figura 7.28 Ubicación de postes utilizados para disminuir las reflexiones de la agrupación 2x10.</i>	201
<i>Figura 7.29 Parámetro S_{11}.</i>	202
<i>Figura 7.30 Diagramas de radiación a) en plano H, b) plano E.</i>	202
<i>Figura 7.31 Agrupación de 8x10 en un nivel.</i>	203
<i>Figura 7.32 Ubicación de postes utilizados para disminuir las reflexiones de la agrupación 8x10.</i>	203
<i>Figura 7.33 Parámetro S_{11}.</i>	204
<i>Figura 7.34 Diagramas de radiación a) en plano H, b) en plano E.</i>	204
<i>Figura 7.35 Agrupación de 8x10 en dos niveles, vistas: a) 3D, b) nivel inferior y c) nivel superior.</i>	205
<i>Figura 7.36 Parámetros S_{11}.</i>	206
<i>Figura 7.37 Diagramas de radiación a) en plano H y b) en plano E.</i>	206
<i>Figura 7.38 a) Construcción del prototipo, b) Prototipo final.</i>	207
<i>Figura 7.39 Resultados simulados y experimentales a) S_{11}, b) S_{21}.</i>	208
<i>Figura 7.40 Esquema de una transición con posibles problemas de fabricación.</i>	208
<i>Figura 7.41 Resultados de simulación para parámetros a) S_{11}, b) S_{21}.</i>	209
<i>Figura 7.42 a) Capas de la transición, b) Elementos para unir la transición y c) Prototipo final.</i>	209
<i>Figura 7.43 Resultados experimentales y simulados a) Parámetro S_{11} y b) S_{21}.</i>	210
<i>Figura 7.44 a) Prototipo fabricado de la agrupación 2x10 y b) Parámetro S_{11}.</i>	211
<i>Figura 7.45 Diagramas de radiación a) Copolar en plano H, b) Crosspolar en plano H, c) Copolar en plano E y d) Crosspolar en plano E.</i>	211
<i>Figura 7.46 Ganancia medida para la agrupación 2x10.</i>	212
<i>Figura 7.47 Prototipo fabricado: a) capa superior, b) capa inferior.</i>	212
<i>Figura 7.48 a) Elementos adicionales, b) Prototipo final.</i>	212
<i>Figura 7.49 Parámetro S_{11} de la agrupación 8x10 en dos niveles.</i>	213
<i>Figura 7.50 Diagramas de radiación a) Copolar y b) Crosspolar en plano H; c) Copolar y d) Crosspolar en plano E.</i>	213
<i>Figura 7.51 Montaje en la cámara anecoica.</i>	214
<i>Figura 7.52 Ganancia medida para una agrupación 8x10.</i>	214
<i>Figura 7.53 Diagramas de radiación medidos a) plano H, b) plano E.</i>	215

ÍNDICE DE TABLAS

<i>Tabla 2.1 Servicios y rangos de frecuencia.....</i>	<i>36</i>
<i>Tabla 3.1 Diagramas de radiación considerados para la antena.....</i>	<i>57</i>
<i>Tabla 3.2 Especificaciones técnicas para la antena del POLITECH.1.....</i>	<i>57</i>
<i>Tabla 3.3 Ancho de banda para materiales TC600, AR1000 y AD1000..</i>	<i>58</i>
<i>Tabla 3.4 Ancho de banda para diferentes alturas.</i>	<i>59</i>
<i>Tabla 3.5 Ancho de banda para diferentes alturas y alimentación por coaxial.</i>	<i>61</i>
<i>Tabla 3.6 Dimensiones de la antena.</i>	<i>65</i>
<i>Tabla 3.7 Ancho de banda obtenido para la antena.</i>	<i>67</i>
<i>Tabla 4.1 Requisitos planteados para fabricación en LTCC.....</i>	<i>88</i>
<i>Tabla 4.2 Principales dimensiones de los componentes de la antena.....</i>	<i>95</i>
<i>Tabla 5.1 Dimensiones del prototipo final.....</i>	<i>117</i>
<i>Tabla 5.2 Resultados de las mediciones.</i>	<i>123</i>
<i>Tabla 5.3 Dimensiones del prototipo final.....</i>	<i>126</i>
<i>Tabla 5.4 Resultados de las mediciones.</i>	<i>129</i>
<i>Tabla 5.5 Dimensiones del Monopolo Gota.</i>	<i>132</i>
<i>Tabla 5.6 Dimensiones del Monopolo Doble Cortocircuitado.</i>	<i>134</i>
<i>Tabla 6.1 Principales especificaciones para ciertos materiales.....</i>	<i>146</i>
<i>Tabla 6.2 Dimensiones de la red de alimentación (antena GPS).....</i>	<i>151</i>
<i>Tabla 6.3 Valores de los diseños inicial y final.....</i>	<i>155</i>
<i>Tabla 6.4 Nivel de fluctuación de los diagramas.....</i>	<i>157</i>
<i>Tabla 6.5 Dimensiones de los elementos de la agrupación.....</i>	<i>159</i>
<i>Tabla 6.6 Dimensiones de la red de alimentación (antena WiFi).</i>	<i>163</i>
<i>Tabla 6.7 Dimensiones de los elementos de la agrupación.....</i>	<i>164</i>
<i>Tabla 6.8 Nivel de fluctuación de los diagramas.....</i>	<i>171</i>
<i>Tabla 6.9 Dimensiones de los elementos de la agrupación.....</i>	<i>172</i>
<i>Tabla 7.1 Parámetros y valores utilizados en el diseño de la guía SIW..</i>	<i>181</i>
<i>Tabla 7.2 Pérdidas obtenidas de las transiciones estudiadas.</i>	<i>187</i>
<i>Tabla 7.3 Principales dimensiones de los variables utilizadas en la red de alimentación.....</i>	<i>191</i>
<i>Tabla 7.4 Características geométricas de las ranuras.....</i>	<i>200</i>

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 7.5 Características geométricas de la agrupación 2x10..... 201
Tabla 7.6 Características geométricas de la agrupación 8x10..... 204
Tabla 7.7 Características geométricas de la agrupación 8x10 en doble capa..... 206
Tabla 7.8 Valores para los gaps de aire. 208
Tabla 7.9 Valores de ganancia, directividad y NPLS..... 214

CAPÍTULO I

INTRODUCCIÓN

Con el rápido desarrollo que tienen los sistemas de comunicaciones inalámbricos en la actualidad, la necesidad de contar con elementos que permitan la radiación eficiente de las ondas electromagnéticas que transportan la información, da lugar a que las antenas sean consideradas como una parte fundamental de éstos, motivo por el cual su diseño requiere un especial interés. En sistemas de radioenlaces punto a punto, telefonía móvil, redes de área local, sistemas de navegación, comunicaciones satelitales, aplicaciones militares, existen diversidad de antenas que son utilizadas para satisfacer las necesidades requeridas por cada uno de los sistemas que las utilizan. Así, dependiendo del tipo de aplicación, cada una de las antenas presentará determinadas características como tipo de polarización, diagrama de radiación, forma, tamaño, peso y ancho de banda.

En diversos casos las antenas utilizadas presentan propiedades que permiten tener sistemas reconfigurables con diversidad de polarización, frecuencia y diagrama de radiación, proporcionando soluciones bastante atractivas para expandir su capacidad, ya que con este tipo de antenas es posible tener, con una sola estructura, sistemas que pueden operar a diferentes frecuencias, polarización o diagramas de radiación.

Además, en muchas ocasiones se requiere que las antenas se adapten a las aplicaciones actuales cumpliendo con características especiales como factor de forma pequeño, peso ligero, bajo coste, fácil fabricación e integración con otro tipo de circuitos planares o circuitos integrados de microondas. Para cumplir con estos requerimientos las antenas impresas

están cobrando cada día un mayor protagonismo en los diversos sistemas de comunicaciones, pese a las desventajas que pueden tener como ancho de banda estrecho (para antenas tipo parche), baja eficiencia de radiación, pobre pureza de polarización, al igual que la presencia de pérdidas de radiación, de ondas de fuga, de ondas superficiales y en el dieléctrico.

Para la fabricación de antenas impresas existen varias tecnologías. En este trabajo se utilizarán los basados en tecnologías planares como PCB "*Printed Circuit Board*" y LTCC "*Low Temperature Co-fired Ceramic*". Se ha pensado utilizar LTCC debido a las interesantes ventajas que ésta puede brindar, como por ejemplo la realización de dispositivos en 3D, la utilización de dieléctricos cerámicos de bajas pérdidas y alta permitividad y la capacidad de una alta escala de integración de componentes pasivos y activos con chips integrados y/o antenas en un solo módulo utilizando estructuras multicapa.

El tipo de tecnología de fabricación que se utilice dependerá de los requerimientos y necesidades que se esperan cubrir. El tipo de estructura donde debe ser ubicada la antena y el espacio disponible serán parámetros claves a la hora de escoger la tecnología de fabricación. El tipo de antena (monopolo, de ranuras, parche o reconfigurable) y las características del material disponible (permitividad, espesor, costo) deberán tenerse también en cuenta.

En el desarrollo de esta tesis se han utilizado las tecnologías impresas PCB y LTCC para la fabricación de los prototipos que se presentan. Todo el trabajo realizado en esta tesis ha sido desarrollado en el Grupo de Radiación Electromagnética "*GRE*" del Instituto de Telecomunicaciones y Aplicaciones Multimedia "*ITEAM*" de la Universidad Politécnica de Valencia "*UPV*". Cabe mencionar que las diferentes partes que forman este trabajo se han llevado a cabo dentro de los siguientes proyectos:

- Proyecto POLITECH.1 liderada desde la UPV y en colaboración con la empresa EMXYS, el Consorcio Espacial Valenciano (VSC) y la spin-off Aurora SAT.

- Proyecto “Antenas en la banda de milimétricas para aplicaciones inalámbricas de alta velocidad” (CYCIT-TEC2010-20841-C04-01) bajo el soporte del Ministerio de Educación y Ciencia de España.
- Proyecto SEESAW “Studio di Elaborazione ed Evoluzione di Sistemi d'Antenna per Wireless” financiado por la empresa Calearo Antenne S.p.A.
- Proyecto “Desarrollo de una agrupación de antenas para recepción de señal GPS” con la empresa EMXYS.

Además contó con el financiamiento de una beca otorgada por la Secretaría de Educación Superior, Ciencia, Tecnología e Innovación “SENESCYT” del gobierno de Ecuador.

En base a los requerimientos planteados por cada uno de los proyectos arriba mencionados, se realizaron los diseños de antenas impresas que cumplieran con los requisitos. Para el caso de sistemas de comunicaciones inalámbricas y satelitales se escogieron antenas con polarización circular con el objetivo de reducir los posibles efectos causados por la falta de precisión en el alineamiento de las antenas transmisoras y receptoras. Para el caso de los sistemas desarrollados para aplicaciones vehiculares, se requieren antenas que puedan operar en las diferentes bandas de frecuencias surgidas de las necesidades de los nuevos equipos móviles y estándares WLAN, así como de otros servicios tales como GPS, Car to Car o Remote Key Entry.

Por otra parte, han despertado gran interés las aplicaciones que operan en bandas de frecuencia que no requieren de permiso o licencia para su utilización como por ejemplo a 2.4 GHz y 5.8 GHz. En la banda de 5.8 GHz se han desarrollado diversos sistemas como por ejemplo, sistemas que permiten realizar el cobro de peajes, sistemas que utilizan picosatélites para experimentos científicos como el POLITECH.1, así como sistemas que utilizan vehículos aéreos no tripulados para realizar operaciones de video-vigilancia, seguridad, topografía, etc.

1.1 Objetivos

En este trabajo se plantean como objetivos buscar los sistemas radiantes más adecuados que permitan satisfacer de manera práctica y sencilla los requerimientos planteados por cada aplicación (comunicaciones satelitales, vehiculares y por vehículos aéreos no tripulados). A continuación se detallan cada uno de estos objetivos:

- Diseñar una antena impresa para utilizarse en el picosatélite POLITECH.1 que cumpla con las siguientes especificaciones:
 - Frecuencia de trabajo: 5.8 GHz.
 - Ancho de banda del 2 al 3% para un $S_{11} < 10\text{dB}$.
 - Polarización: circular a derechas
 - Ancho de haz: 120° para una relación axial por debajo de 3dB.
 - Alimentación: coaxial de 50 Ω .
 - Tamaño: 80 x 80 mm².
 - Debe soportar niveles altos de vibración
 - Debe resistir condiciones extremas de temperatura.
- Diseñar una antena impresa reconfigurable en polarización con las siguientes especificaciones:
 - Frecuencia: 5.8 GHz.
 - Polarización: circular a derechas y a izquierdas.
 - Tecnología de fabricación: LTCC.
 - Ancho de banda: 6%.
 - Diagrama de radiación y relación axial similares para ambas polarizaciones.
- Diseñar una antena impresa de banda ancha con las siguientes especificaciones:
 - Sustrato: FR4.
 - Bandas de trabajo: para las aplicaciones LTE700, GSM850, GSM900, DCS1800, PCS1900, WCDMA2100, WLAN2400, LTE2600, WiMAX2350, WiFi, y C2C
 - Pérdidas de retorno: mayor de 6 dB.
 - Diagrama: omnidireccional.

- Ubicación: dentro de un radomo con forma de aleta de tiburón.
- Diseñar dos antenas para ser montadas sobre un vehículo aéreo no tripulado. Las especificaciones de la primera son:
 - Banda de trabajo: GPS a 1.575 GHz.
 - Ancho de banda: mayor del 0.13% para un $S_{11} < -10$ dB.
 - Polarización: lineal (horizontal).
 - El diagrama: omnidireccional.
 - Ubicación: sobre anillo cilíndrico de diámetro 130.15 mm, alto de 50 mm y profundidad 5 mm.

Para la segunda antena, las especificaciones son:

- Frecuencia de trabajo: 2.45 GHz.
- Ancho de banda: mayor de 100 MHz (4.08%) para un $S_{11} < -10$ dB.
- Diagrama: omnidireccional.
- Ubicación: sobre anillos cilíndricos de diámetros 90 mm y 42 mm con alturas de 50 mm y profundidad de 6 mm.
- Diseñar una antena compacta con agrupación de ranuras. Sus especificaciones son:
 - Tecnología de guiado: SIW
 - Banda de trabajo: Ku a 17 GHz.
 - Ancho de banda: mayor de 1% para pérdidas de retorno por encima de 10 dB.
 - Ganancia: 15 dB.
 - Relación de lóbulo principal a secundario: 13 dB.

1.2 Metodología

- Durante la primera etapa del periodo de investigación se realizó la búsqueda de material bibliográfico (tesis desarrolladas, artículos, libros, etc.) el cual se utilizó como guía para llevar a cabo el diseño de diferentes tipos de antenas para diversas aplicaciones como por

ejemplo para aplicaciones satelitales, vehiculares, drones, etc. Para cada uno de los prototipos que se espera diseñar se consideraron características importantes como ancho de banda (antenas de banda estrecha o de banda ancha), tipo de polarización (lineal, circular), diagrama de radiación (antenas directivas, omnidireccionales, etc.) y tipo de alimentación (acoplo, coaxial, planar). Además para los diversos tipos de antenas se buscó y analizó la tecnología más adecuada para cumplir con las especificaciones planteadas.

- Como segunda fase, se llevó a cabo el diseño de los prototipos que se consideraron adecuados para cumplir con los requisitos planteados. A partir de los datos teóricos obtenidos de los diseños, se realizó la implementación de cada uno en simuladores electromagnéticos como Ansoft HFSS y FEKO a partir de los cuales se buscó obtener resultados óptimos que permitieron llevar los prototipos planteados al desarrollo de una tercera fase.
- En la tercera fase se llevó a cabo el proceso de fabricación y mediciones; así como el procesamiento de los datos medidos y su comparación con los datos obtenidos de los simuladores.
- En una cuarta fase se buscó difundir los resultados y conclusiones del trabajo desarrollado para los prototipos propuestos, con la preparación y presentación de publicaciones que fueron enviados a congresos nacionales, internacionales y a revistas.

1.3 Visión General

La tesis se estructuró en ocho capítulos, incluido el presente, con los siguientes contenidos:

Capítulo II resume las tecnologías y estándares inalámbricos con los rangos de frecuencia utilizados para sus comunicaciones y en base a los cuales las antenas son diseñadas para formar parte del sistema de comunicación. También se presentan las estructuras planares utilizadas para el guiado de las ondas electromagnéticas, entre las que tenemos las

líneas stripline, microstrip, slotline, coplanar y guía de onda integrada en sustrato. Además, se describen algunas tecnologías utilizadas para la fabricación de antenas impresas como la tecnología de circuito impreso (por atacado químico o por fresado) y la tecnología LTCC “Low Temperature Co-Fired Ceramic” en la cual se describen cada uno de los procesos utilizados para la fabricación de un prototipo.

Capítulo III contiene el diseño, simulación y fabricación de una antena tipo parche para el picosatélite POLITECH 1, utilizando la tecnología de guiado microstrip con fabricación por fresado. El diseño de la antena incluye la selección del tipo de sustrato, espesor, el modelo apropiado de antena para cumplir con las especificaciones requeridas por el proyecto POLITECH 1 como el tipo de polarización, diagrama de radiación y nivel de adaptación. Además se presentan los resultados simulados y medidos para cada uno de los prototipos fabricados, así como las modificaciones al diseño original para conseguir los resultados más adecuados. Con la solución óptima se consiguió un buen nivel de relación axial en un margen angular grande manteniendo un ancho de banda y pérdidas de retorno adecuados.

Capítulo IV presenta el diseño y simulación de una antena reconfigurable en polarización utilizando LTCC como tecnología de fabricación. Este capítulo contiene las técnicas utilizadas para conseguir que una antena sea reconfigurable, tipos de antenas reconfigurables, elección de la estructura y tipo de alimentación utilizada para obtener una antena reconfigurable en polarización circular. La estructura seleccionada para esta antena utiliza como base un dipolo parásito excitado por una ranura que a su vez es alimentada mediante líneas microstrip. Como parte del diseño también se presentan las características del sustrato utilizado en LTCC y sus principales requerimientos como número mínimo de capas apiladas, forma adecuada para el apilado de vías, grosor y separación mínima de las líneas conductoras, entre otras. También se presentan las respectivas simulaciones para los dos tipos de polarización, el proceso de fabricación y las mediciones de relación axial, parámetro S_{11} y directividad.

Capítulo V contiene los diseños, simulaciones y mediciones de tres modelos de antenas impresas diseñadas para aplicaciones vehiculares e indoor con dimensiones reducidas. El primer modelo presenta una antena basada en las Tapered Slot Antennas. Este prototipo es la versión tipo monopolo de una antena Vivaldi que presenta un tamaño bastante reducido y que opera en banda ancha cubriendo los servicios comprendidos desde 698MHz hasta 4GHz (LTE700, GSM850, GSM900, DCS1800, PCS1900, WCDMA2100, Bluetooth, WiMAX2350, WLAN2400 y LTE2600) con diagramas de radiación bastante omnidireccionales y con un buen nivel de adaptación. El segundo modelo se basa en un monopolo cuadrado que ha sido truncado para situarse dentro un radomo con forma de aleta de tiburón que se colocará en la parte superior de los vehículos; este monopolo al igual que el anterior presenta características de banda ancha cubriendo los servicios brindados por las bandas DCS1800, PCS1900, WCDMA2100, WLAN2400, LTE2600, WiMAX2350, WLAN5800 y C2C. El tercer modelo diseñado permite cubrir las bandas de frecuencia desde LTE 600 hasta C2C; la solución presentada utiliza dos monopolos dispuestos dentro del radomo de forma que se encuentran perpendiculares entre sí, la primera antena denominada Monopolo Doble Cortocircuitado cubre la banda baja de LTE, mientras que la segunda antena o Monopolo Gota se utiliza para cubrir las bandas restantes. Cada una de las soluciones planteadas fueron fabricadas y medidas para validar los resultados obtenidos en las simulaciones.

Capítulo VI presenta el diseño de agrupaciones de antenas que serán utilizadas en vehículos aéreos no tripulados “Unmanned Aerial Vehicle”. Las agrupaciones que se presentan cubren las bandas de GPS y WiFi a 1575 MHz y 2400 MHz respectivamente. Por la forma cilíndrica disponible en el drone para la ubicación de las antenas, el elemento básico de cada agrupación es un parche rectangular conformado. Para la antena que permite cubrir la banda de GPS existe solamente una posible localización de la agrupación, mientras que para la antena de WiFi existen dos secciones con diferentes diámetros. Para la sección que presenta un mayor diámetro, la solución adoptada es la agrupación de

parches rectangulares y para la sección de menor diámetro se presentan dos alternativas: una que utiliza los parches rectangulares mencionados anteriormente y otra que utiliza antenas PIFA “Planar Inverted F Antenna”. Para el diseño de las antenas se presenta la elección del sustrato, espesor y número mínimo de elementos que forman la agrupación para conseguir que el diagrama de radiación sea omnidireccional.

Capítulo VII presenta el diseño, simulación y construcción de dos agrupaciones de antenas de ranuras que operan en la banda Ku a la frecuencia de 17 GHz utilizando la tecnología de guiado SIW “Substrate Integrated Waveguide”. En primer lugar se analiza una agrupación de 2x10 antenas de ranuras; la alimentación llega a la antena por medio de un divisor de potencia excitado por una línea microstrip con un taper diseñado y optimizado para conseguir un buen acoplamiento entre la línea y la guía SIW. La segunda antena es una agrupación de 8x10; donde una red formada por codos y divisores proporciona a la antena una alimentación uniforme en magnitud y fase con un buen nivel de adaptación en la banda de interés. En la tercera antena se utiliza la estructura de la agrupación de 8x10 mejorando su tamaño al tener la red de alimentación en otra capa detrás de la antena. Para conseguir el acoplo entre las capas (antena y red) se utilizan transiciones entre guías SIW (acoplo por ranura).

Capítulo VIII contiene las conclusiones del trabajo desarrollado para la elaboración de cada uno de los prototipos presentados.

CAPÍTULO II

TECNOLOGÍAS DE FABRICACIÓN DE ANTENAS IMPRESAS

Con el rápido crecimiento que están presentando los sistemas de comunicaciones inalámbricos, las antenas resultan ser los elementos claves en radioenlaces punto a punto, telefonía móvil, redes de área local, sistemas de navegación, comunicaciones satelitales, aplicaciones militares, etc.

2.1 Tecnologías y Estándares Inalámbricos

La evolución y revolución que están soportando los sistemas de comunicaciones en los últimos tiempos, están permitiendo que se presenten nuevos servicios para satisfacer las diversas necesidades de comunicación que se pueden establecer inalámbricamente. En la Tabla 2.1 se presenta un resumen de los principales servicios inalámbricos utilizados.

Algunas de las tecnologías y estándares inalámbricos utilizan bandas de frecuencia de uso libre como las bandas ISM "*Industrial Scientific and Medical*" y la banda UNII "*Unlicensed National Information Infrastructure*" que son utilizadas por la tecnología WiFi "*Wireless-Fidelity*" que agrupa una serie de estándares IEEE 802.11b/g que operan en la banda de 2.4 GHz, mientras el IEEE 802.11a opera en la banda de los 5 GHz y el IEEE 802.11n que opera en las dos bandas de frecuencias mencionadas. Así también WiMAX "*Worldwide Interoperability for Microwave Access*" definida por el estándar IEEE 802.16 utiliza diversas bandas de frecuencia entre 2 GHz y 11 GHz, algunas de las bandas

comprendidas en ese rango requieren de licencias, mientras que otras no las requieren como lo es la banda comprendida entre los 5.725 GHz y 5.825 GHz. WiMAX es una tecnología inalámbrica basada en estándares que ofrece conectividad de banda ancha y alta velocidad tanto para hogares como empresas y redes inalámbricas móviles.

Rango de Frecuencia [MHz]	Servicios
0.5 – 1.7	Radio AM
76 – 108	Radio FM
315 – 433	RKE (Remote Keyless Entry)
470 – 880	TV
698 – 960	LTE (USA) / GSM
1227	L2 – GPS
1575	L1 – GPS
1710 – 2170	GSM / UMTS
2320 – 2332.5	Radio Sirius
2332.5 – 2345	Radio XM
2496 – 2690	LTE
2400 – 2500 5150 – 5350 5700 – 5850	WiFi
5900	C2C
12200 – 12700	TV Satelital
22000 – 26000	Sistemas Radar para detección de Colisiones
76000 – 77000	

Tabla 2.1 Servicios y rangos de frecuencia

Otra tecnología bastante utilizada es UWB “Ultra Wide-Band” utilizada para definir aquellas aplicaciones que utilizan un ancho de banda mayor o igual al 25% de la frecuencia central. Es una tecnología de bajo coste, bajo consumo, alta productividad mayormente utilizada en entornos WPAN “Wireless Personal Area Network”. LTE “Long Term Evolution” es uno de los estándares para el manejo de aplicaciones móviles de banda ancha que permite el manejo de altas velocidades y capacidades en el intercambio de datos entre teléfonos móviles y terminales de datos. Actualmente, muchos de los operadores móviles están ofreciendo servicios de banda ancha 4G LTE en las bandas de los 700 MHz y 2.5 GHz, lo que significa que las antenas de los nuevos dispositivos telefónicos 4G

necesitan operar en las nuevas bandas de LTE conservando las bandas clásicas especificadas para GSM, UMTS, y WiFi.

GPS “*Global Positioning System*” es una tecnología que, como su nombre indica, permite determinar en todo el mundo la posición de un objeto, persona, vehículo o aeronave. Esta tecnología funciona con una red de 24 satélites de los cuales 21 están operativos y 3 son de reserva. La señal GPS es transmitida tradicionalmente en dos frecuencias en la banda de UHF, concretamente a 1227.6 MHz o banda L2 y a 1575.42 MHz o banda L1.

La tecnología C2C “*Car to Car*” permite la comunicación entre vehículos mediante la transmisión e intercambio de distintos datos con el objetivo de incrementar la seguridad en las vías mediante avisos de seguridad para evitar situaciones de peligro, permite también tener un posicionamiento local preciso entre vehículos, etc. La banda de frecuencia libre que mejor se adapta a los requerimientos de esta tecnología es la de 5.9 GHz permitiendo compatibilidad entre los estándares Americanos y Europeos.

Diversas aplicaciones que hacen uso de uno o varias tecnologías y estándares inalámbricos se vienen desarrollando, como por ejemplo:

- En sistemas de comunicaciones vehiculares [1] [2].
- En sistemas de comunicaciones móviles y satelitales [3] [4].
- En sistemas de radar, navegación, telemetría, biomédicos, etc.

Dentro de estos sistemas, las antenas deben ser consideradas como transductores que acoplan las ondas que se propagan en el espacio libre a una guía de onda o línea de transmisión [5]. La forma y tamaño de las antenas que se utilizan puede ser muy variada como bocinas, de hilos, reflectores parabólicos, parches, etc.

Las antenas impresas, están cobrando cada día un mayor protagonismo en los diversos sistemas de comunicaciones desarrollados en la actualidad, ya que este tipo de antenas presentan importantes ventajas

como tamaño reducido, peso ligero, bajo coste, conformabilidad, fácil fabricación e integración con otro tipo de circuitos planares o circuitos integrados de microondas, mecánicamente robustas si se montan en superficies rígidas [6], [7], [8]. Además, la forma de la antena puede ser seleccionada de forma versátil en función de parámetros como la frecuencia de resonancia, tipo de polarización, diagrama de radiación, impedancia así como el espacio disponible para su montaje, etc.

No obstante, en comparación con otro tipo de antenas convencionales, pueden presentarse desventajas como ancho de banda estrecho (para antenas tipo parche), baja eficiencia de radiación, pobre pureza de polarización, al igual que la presencia de pérdidas en el dieléctrico, de radiación, de ondas de fuga, de ondas superficiales, etc.

En esta tesis se diseñará, simulará y fabricará antenas impresas que cumplirán con las especificaciones que son requeridas por las aplicaciones que harán uso de éstas.

2.2 Estructuras planares de guiado

Existen diversos tipos de estructuras utilizadas para el guiado y radiación de ondas electromagnéticas, entre las más comunes tenemos aquellas que utilizan sustratos dieléctricos. Las estructuras planares presentan gran flexibilidad para la fabricación de antenas, por ejemplo antenas microstrip o antenas de ranuras, así como la ventaja de que se adaptan muy bien a las aplicaciones que se van desarrollando en la actualidad. Entre las principales estructuras planares utilizadas para la fabricación de antenas tenemos:

- Línea Stripline
- Línea Microstrip
- Línea Slot line
- Línea Coplanar
- Substrate Integrated Waveguide (SIW)

2.2.1 Línea Stripline

Está formada por un conductor delgado que se encuentra entre dos planos de masa y a su vez rodeada de un sustrato dieléctrico como se puede observar en la Figura 2.1. El ancho del conductor, grosor y permitividad del material dieléctrico definen la impedancia característica que presenta esta línea. Este tipo de línea puede soportar modos TEM, confinando la totalidad del campo dentro del dieléctrico. Entre sus principales aplicaciones se tiene la utilización de éstas en circuitos multicapas, acopladores de líneas paralelas, etc.

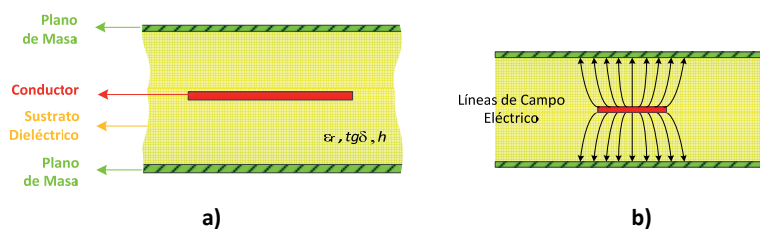


Figura 2.1 Línea stripline: a) componentes, b) distribución del campo eléctrico.

2.2.2 Línea Microstrip

Es la estructura más conocida, en su forma básica está compuesta por un conductor y un plano de masa separados por un dieléctrico, como se puede ver en la Figura 2.2a.

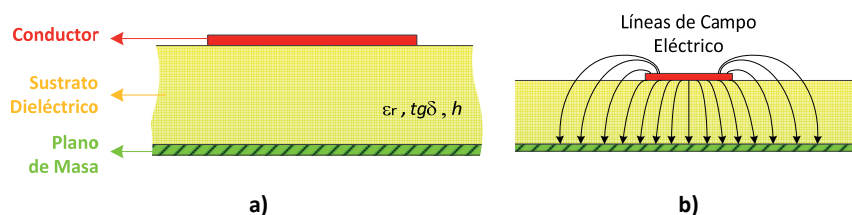


Figura 2.2 Línea microstrip: a) componentes, b) distribución del campo eléctrico.

El modo fundamental presente es cuasi-TEM, donde la mayor parte del campo eléctrico se encuentra confinado en el dieléctrico (Figura 2.2b).

2.2.3 Línea Slotline

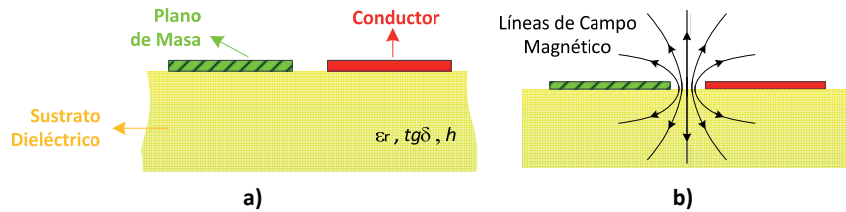


Figura 2.3 Línea slotline: a) componentes, b) distribución del campo magnético.

Su estructura está compuesta por un sustrato dieléctrico metalizado y con una ranura en uno de sus lados, mientras el otro lado no lleva metalización a diferencia de la línea microstrip, como se puede ver en la Figura 2.3. Se puede decir que es la línea dual de la línea microstrip pero con campo magnético, soporta modos cuasi-TEM y la impedancia característica se puede variar cambiando el ancho de la ranura.

2.2.4 Línea Coplanar

Esta estructura presenta dos ranuras y una línea conductora en medio como se puede ver en la Figura 2.4, la señal se aplica entre el conductor central y los planos de masa; esta estructura puede soportar modos cuasi-TEM.

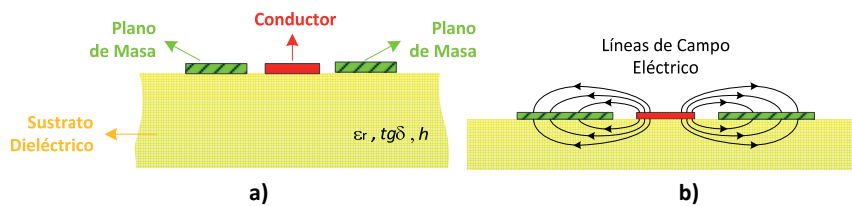


Figura 2.4 Línea coplanar: a) componentes, b) distribución del campo eléctrico.

Entre sus aplicaciones tenemos su utilización para alimentar antenas tipo parche.

2.2.5 SIW “Substrate Integrated Waveguide”

Otra de las estructuras utilizadas para la fabricación de antenas es la que hace uso de guías de onda la cual puede ser considerada como una opción adecuada para el diseño de elementos con buen rendimiento en

los sistemas de comunicaciones. Sin embargo, ésta no es muy adecuada para producción en masa de bajo coste, así como para conseguir tamaños reducidos ya que por lo general los elementos realizados con esta tecnología resultan ser voluminosos y su integración con estructuras planares pueden ser complicadas.

La estructura denominada SIW, que consiste en integrar una guía de onda dentro de un sustrato dieléctrico, presenta características similares a las de una guía de onda rellena de material dieléctrico con la misma altura, permitividad y ancho equivalente. En una guía basada en SIW las paredes laterales están formadas por agrupaciones de postes metálicos de radio (r), separados una determinada distancia (s) en un material dieléctrico de altura (h) y permitividad (ϵ_r) como se puede observar en la Figura 2.5a.

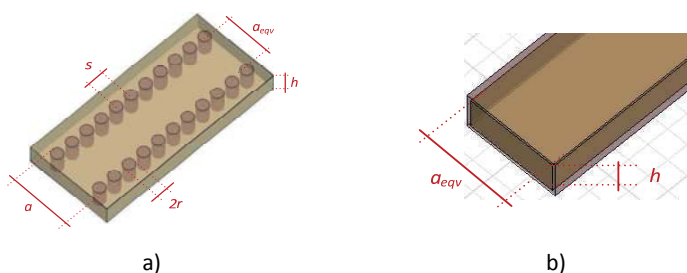


Figura 2.5 Guías rectangulares a) SIW, b) clásica

Los parámetros principales que se deben considerar en un diseño con SIW son la altura del sustrato, permitividad, y primordialmente el radio y separación de los postes ya que con estos parámetros aseguramos que las paredes laterales de la guía tenga un comportamiento conductor y que no se presenten grandes pérdidas; sin embargo al tratarse de una estructura periódica, su análisis es más complicado de realizarlo comparado con la guía tradicional, para lo cual se utiliza una analogía con la guía rectangular clásica (Figura 2.5). Donde el ancho equivalente de la guía rectangular viene dado por la expresión:

$$a_{eqv} = a - 2r - \frac{(2r)^2}{0.95s} \quad \text{Ec. 2.1}$$

donde a es la separación entre postes, r es el radio de los postes y s la distancia de separación entre ellos [9].

En una guía de onda rectangular tradicional las ondas son confinadas dentro de ella y al estar rellena de dieléctrico aire las pérdidas presentes en estas guías son mínimas, pero con desventajas como la dificultad de integración con otro medio, el peso y el tamaño. En una guía de onda SIW las ondas son confinadas dentro de las paredes conductoras y viajan por el material dieléctrico; este tipo de tecnología presenta compatibilidad con técnicas de fabricación PCB y LTCC [10] [11] existentes y a su vez permite el diseño y construcción de guías en el rango de microondas y ondas milimétricas con alto factor de calidad, bajo coste, fácil integración con circuitos planares como divisores de potencia, filtros y antenas [12] [13]. La estructura SIW está siendo utilizada en la construcción de osciladores [14], acopladores direccionales [15] [16], antenas [17] [18] [19] [20], divisores de potencia [21], etc. Las fotografías de una agrupación de antenas de ranuras y de una transición para conseguir el acoplo entre dos guías SIW situadas en dos niveles se presentan en la Figura 2.6.

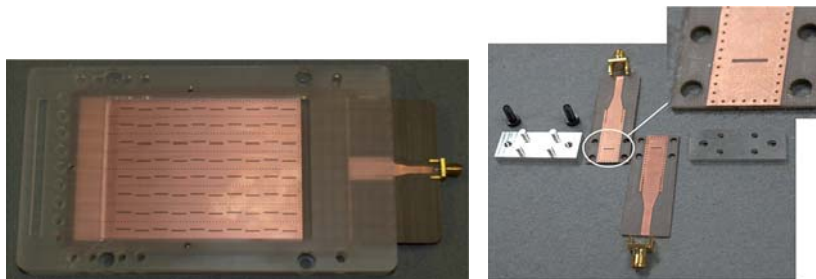


Figura 2.6 Dispositivos fabricados con tecnología SIW

Una guía SIW puede ser considerada también como un tipo especial de guía rectangular con una serie de ranuras en las paredes laterales; cuando un modo se establece en una guía también se generan corrientes superficiales y si las ranuras cortan las líneas de corriente una gran cantidad de radiación puede aparecer. Para el modo TE_{n0} el flujo de líneas de corriente es paralelo a los postes por lo que estos no lo cortan y el modo puede ser preservado. En modos TM, el campo magnético transversal produce una corriente superficial longitudinal y entonces las

ranuras transversales cortan esas corrientes produciendo una gran cantidad de radiación [22]. Debido a que una guía SIW tiene similar comportamiento que una guía de onda tradicional, algunas antenas basadas en guía de onda pueden implementarse con esta tecnología. Un ejemplo de los tipos de antenas que se podrían fabricar son: antenas de bocinas en plano H [23], antenas de ranuras [24] [25], antenas leaky wave [26], antenas multihaz [27], etc.

2.3 Tecnologías utilizadas para la fabricación de antenas impresas

Existen varias tecnologías utilizadas para la fabricación de antenas. En este trabajo se presentan las basadas en tecnologías planares como por ejemplo PCB "*Printed Circuit Board*" y LTCC "*Low Temperature Co-fired Ceramic*". Cada una de ellas presenta ventajas y desventajas, las cuales deberán ser analizadas en base a las necesidades que se esperan cubrir.

2.3.1 Tecnología PCB o de circuito impreso

Una placa de circuito impreso básicamente está formada por una placa de material aislante el cual puede ser rígido o flexible sobre la cual se deposita una fina capa de material conductor (generalmente cobre). Estas placas pueden ser de simple o doble capa conductora y dependiendo del tipo de placa, el material conductor puede ir cubierto de una resina fotosensible que posteriormente se utilizará para el atacado selectivo del cobre en un proceso químico. Existen varios tipos de materiales aislantes que se pueden utilizar para formar una placa de circuito impreso. Dadas las aplicaciones mencionadas anteriormente, en este trabajo se utilizarán aquellos materiales dieléctricos que brinden las mejores prestaciones para trabajar con señales de radiofrecuencia. Existen varios procesos utilizados en la fabricación de circuitos impresos, entre los que destacaremos:

2.3.1.1 Proceso de fabricación de circuitos impresos mediante atacado químico

Este proceso consiste en eliminar el excedente de cobre de las placas sobre las cuales se ha transferido el esquema o dibujo que se desea crear. Para obtener las pistas de cobre, es necesario utilizar sustancias químicas como ácidos o material corrosivo (Percloruro Férrico, el Sulfuro de Amonio, Ácido Clorhídrico mezclado con Agua y el Peróxido de Hidrogeno).

Para obtener las pistas de cobre, antes del atacado químico, es necesario proteger dichas partes de la corrosión. Para lo cual se utilizan las siguientes técnicas para el grabado del esquema en la placa:

- Fabricación por fotograbado

El tipo de placa utilizado para este caso lleva el material conductor recubierto con una resina fotosensible. El tipo de emulsión fotosensible más utilizada es la fotopositiva y para transferir el dibujo es necesario aplicar luz ultravioleta proveniente de una insoladora (fuente de luz).

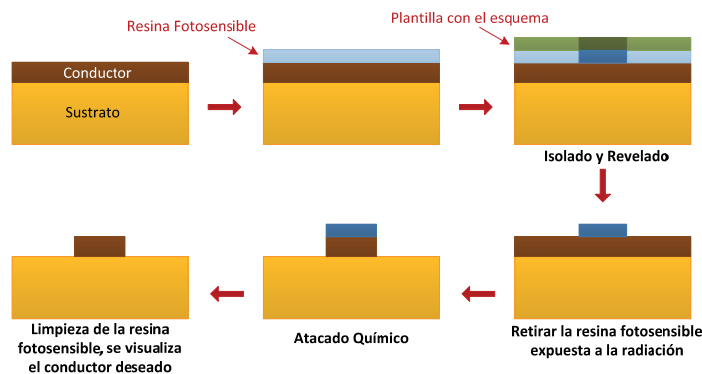


Figura 2.7 Proceso de fabricación por fotograbado

Las zonas que reciben la radiación se reblandecen y tras un proceso de revelado la resina desaparecerá de estas zonas, mientras que las zonas que han permanecido cubiertas, conservarán el patrón del dibujo que se deseaba transferir. Posteriormente, para eliminar el cobre restante y

dejar únicamente el esquema deseado, se requerirá del atacado químico.

- *Fabricación con técnica de serigrafía*

Es una técnica empleada para imprimir esquemas sobre cualquier material, en este caso sobre sustratos dieléctricos. De manera general, se transfiere una tinta especial a través de una pantalla o malla tensada en un marco en la que se ha creado previamente el esquema que se desea reproducir.

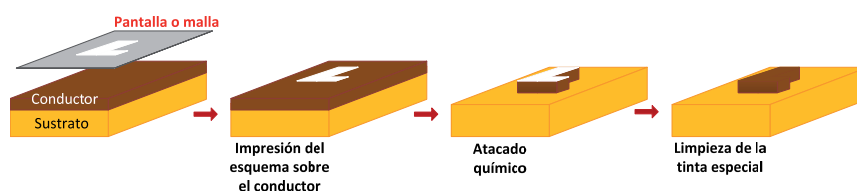


Figura 2.8 Proceso de serigrafía sobre sustrato cubierto con material conductor.

En el caso de que se utilicen sustratos cubiertos con material conductor, la tinta que se utilice servirá para proteger el conductor, ya que posteriormente mediante atacado químico se retirará el conductor no deseado. Pero, en el caso de que se utilicen sustratos sin recubrimiento conductor, la tinta especial que se aplique será conductora, para de esta forma imprimir directamente el esquema sobre el sustrato, un ejemplo de este caso se presenta en la impresión de líneas conductoras en LTCC.

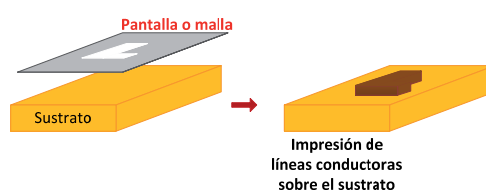


Figura 2.9 Proceso de serigrafía sobre sustrato sin recubrimiento de material conductor.

2.3.1.2 *Proceso de fabricación de circuitos impresos mediante fresado*

Para este proceso se requiere de una fresadora de 2 o 3 ejes (X, Y, Z). Este equipo es controlado a través de un programa computacional que permite el guiado del cabezal para conseguir el circuito deseado.



Figura 2.10 Equipo utilizado para fabricación por fresado.

2.3.2 Tecnología LTCC “Low Temperature Co-Fired Ceramic”

En la actualidad y con la creciente demanda de conseguir dispositivos electrónicos multifuncionales y de un tamaño cada vez menor; se busca la manera de construir circuitos multicapa a costes y tiempos de fabricación reducidos. Por lo que, LTCC es una tecnología que brinda ventajas muy interesantes como:

- Fabricación de estructuras en múltiples capas, con posibilidad de ser tridimensionales.
- Relativa facilidad de integración y compatibilidad con otras tecnologías como SIW y planares.
- Alta densidad de empaquetamiento.
- Es posible tener conductores con alta conductividad.
- Puede soportar temperaturas de hasta 500°C.

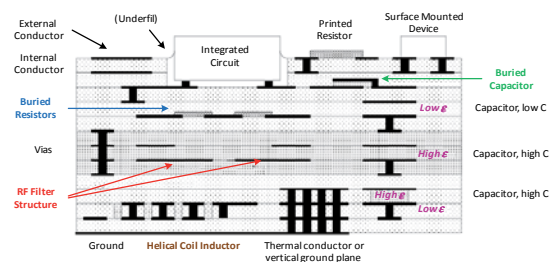


Figura 2.11 Componentes que pueden fabricarse con tecnología LTCC (www.swerea.se)

LTCC se puede definir como una manera de producir circuitos multicapa a partir de láminas cerámicas sobre las que se aplican pastas conductoras y/o resistivas; las cuales posteriormente pueden ser laminados y sinterizados en un paso único. Esto ahorra tiempo, costes y permite una reducción en el tamaño de los circuitos [28] [29]. En la

Figura 2.11 se describen algunos de los elementos que se pueden implementar con ésta tecnología como por ejemplo, inductores, capacitores, vías, etc.

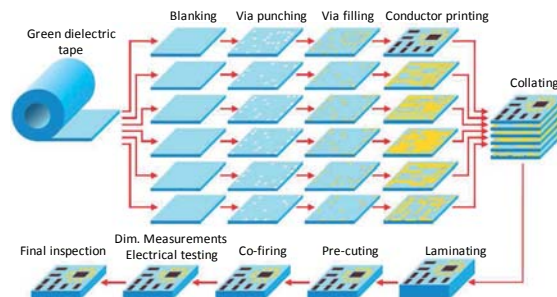


Figura 2.12 Esquema del proceso de fabricación utilizando LTCC (DT Microcircuits Corporation).

En la Figura 2.12 se describe el proceso de fabricación de un dispositivo en LTCC; para conseguir que todas las capas se encuentren alineadas, es necesario añadir marcas de fiduciales en cada una. Además, previo al inicio del proceso de fabricación, el modelo que ha sido diseñado y optimizado con el software de simulación (Ansys HFSS, CST, etc.), se utiliza para obtener las máscaras (pantallas y stencils) que serán utilizadas para conseguir las posiciones de las vías, líneas conductoras y/o elementos que contiene el diseño. Una vez cortado y acondicionado el material y preparado las máscaras, se procede a:

- Crear los agujeros de las vías en el sustrato utilizando el equipo de laboratorio para realizar el proceso de taladrado.



Figura 2.13 Equipo de taladrado KMS Basic PM-30.

- Rellenar las vías con la pasta conductora y utilizando la máscara mencionada anteriormente (stencils), se comienza a extender la pasta que irá penetrando en los agujeros. Para asegurar un

adecuado relleno, las vías deberán tener un diámetro mínimo establecido por la viscosidad de la pasta, así como su altura.

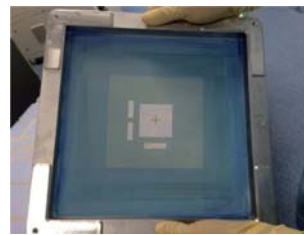


Figura 2.14 Proceso de relleno de vías.

- Imprimir las líneas conductoras en las diferentes capas del sustrato utilizando las pantallas.



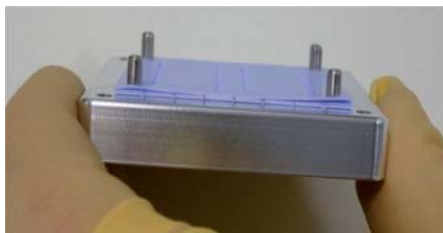
a)



b)

Figura 2.15 a) Equipo utilizado para rellenar vías e imprimir conductores AUREL900, b) Pantalla utilizada para imprimir conductores en LTCC.

- Apilar y alinear todas las capas utilizando las marcas de los fiduciales, para luego aplicar una determinada presión con la finalidad de completar el proceso de laminado.



a)



b)

Figura 2.16 a) Capas de LTCC apiladas, b) Equipo utilizado para el proceso de laminación.

- Sinterizar, para lo cual se utiliza un horno que permite ser controlado para seguir un patrón de calentamiento-

enfriamiento. La curva de temperatura utilizada depende de los datos del fabricante y del material.



Figura 2.17 Horno utilizado para el proceso de sinterizado.

- Realizar inspecciones finales con la ayuda de microscopios, soldar elementos, hacer bonding, mediciones, etc.



Figura 2.18 Sistema de metrología.

La tecnología LTCC ha resultado ser bastante atractiva para aplicaciones como fabricación de filtros [30], antenas [28] [29] [31], etc. como se pueden observar en la Figura 2.19.

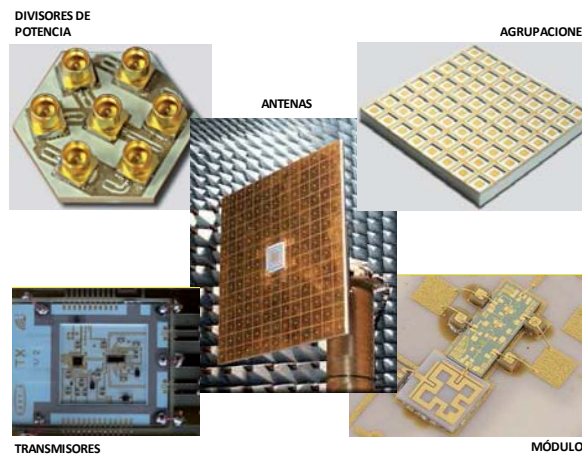


Figura 2.19 Dispositivos fabricados con tecnología LTCC (www.ltcc.de)

2.3.2.1 Tipos de antenas fabricadas con tecnología de circuito impreso y tecnología LTCC

Las antenas parche, son antenas que han sido ampliamente investigadas y desarrolladas en las últimas décadas [32]. En la práctica es poco común que, para una determinada aplicación, todas las especificaciones se puedan cumplir con una antena parche en su forma básica, por ejemplo una antena parche microstrip, puede proporcionar anchos de banda de impedancia típicamente de un 5% [32] los cuales resultan ser relativamente estrechos para algunas aplicaciones. De igual manera, dependiendo de la aplicación, el tamaño, tipo de polarización, diagramas de radiación y forma de alimentación resultan ser especificaciones importantes que se deben cumplir.

Sin embargo, se han desarrollado y aplicado varias técnicas para conseguir que dichas especificaciones se cumplan; alternativas como utilizar parches parásitos, pines o paredes de cortocircuito [33], ranuras de diferentes formas y tamaños [34] [35] o modificaciones en la forma del parche [3] [36] permitirían conseguir los objetivos planteados. Por ejemplo, para aplicaciones de comunicaciones vehiculares diversos tipos de antenas impresas se han desarrollado, los cuales por el espacio disponible para su montaje, presentan formas poco comunes de encontrar [37] [38] [39].

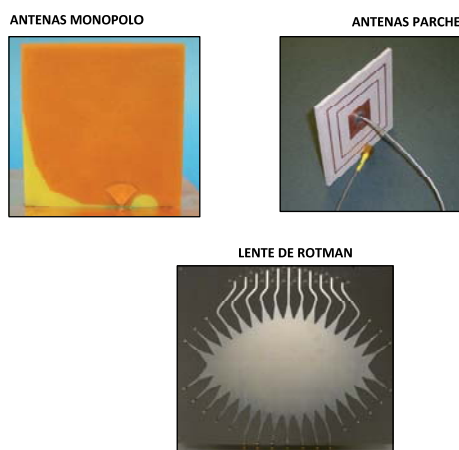


Figura 2.20 Dispositivos fabricados con tecnología de circuito impreso

Así también, otro tipo de antenas que actualmente han presentado un importante desarrollo debido a que pueden ser fácilmente construidas utilizando tecnología de circuitos impresos son los dipolos y monopolos. Un tipo de monopolo son las antenas de meandros que son líneas metálicas dobladas cierto número de veces que se encuentran impresas sobre un soporte dieléctrico el cual puede ser flexible; con este tipo de antenas se puede conseguir una operación multibanda utilizando más de una línea y/o ajustando el ancho, así como la distancia entre meandros [40] [41] [42]. Las antenas PIFA "Planar Inverted F Antenna" son también muy populares entre las antenas impresas ya que pueden ser fácilmente integradas en la placa de circuito impreso de un teléfono móvil por ejemplo; además que resultan ser bastante adecuadas para diseños multibanda [43] [44] [45].

Pero un problema que comúnmente se presenta con las antenas multibanda es que cada banda puede tener un margen de adaptación estrecho que podría cambiar o incluso desaparecer cuando se realice el montaje de la antena en su ubicación definitiva; sin embargo este inconveniente puede minimizarse mediante el uso de antenas de banda ancha que presentan mayor robustez frente a factores externos que las antenas multibanda. Diversos tipos de monopolos como los que se presentan en [46], [47] o antenas Vivaldi [5] que pertenecen a las denominadas TSA "Tapered Slot Antennas" con apertura exponencial e integradas en sustratos dieléctricos, reciben una considerable atención en aplicaciones de UWB por el gran ancho de banda y altas ganancias que se pueden conseguir; además de su estructura simple y fácil construcción.

Con los avances de la tecnología, características como reducción del tamaño de los elementos radiantes son fuertemente requeridos; es por esto que, al utilizar LTCC se podrían aprovechar esta y otras ventajas como fabricación multicapa, fácil integración con otras tecnologías, etc. en la elaboración de antenas. LTCC es muy adecuada para la fabricación de estructuras planas entre las que podemos tener antenas tipo: parche [48] [49], parches apilados [50] [51], vivaldi [52] [53] [54], de ranuras

basadas en tecnología SIW [55] [56], monopolos [29], de meandros [57], etc.

2.4 Materiales utilizados para la fabricación de antenas

Antes de la realización de cualquier dispositivo, se debe seleccionar el material sobre el cual se basará el diseño y fabricación de los modelos. Es importante tener en cuenta la aplicación para identificar de la manera más adecuada el material a utilizarse. Entre los principales parámetros técnicos que se deben considerar tenemos:

- *Constante dieléctrica (ϵ_r):* este factor es utilizado para disminuir el tamaño de los dispositivos. Sin embargo, el ancho de banda o eficiencia también podrían verse afectados. Debido a las tolerancias y procesos de fabricación empleados en la elaboración de los materiales dieléctricos, este parámetro puede variar dentro de un margen de tolerancia. Este margen es conveniente que sea lo más estrecho posible, ya que la constante dieléctrica está relacionada con la frecuencia de operación de un dispositivo y un margen de variación pequeño, significará que la frecuencia de un dispositivo fabricado con este material también presentará menor variabilidad.
- *Tangente de pérdidas ($\tan(\delta)$):* es un parámetro que debe ser considerado ya que este valor refleja las pérdidas de energía presentes en un dieléctrico.
- *Coefficiente de expansión térmica (CET):* es un dato relevante desde el punto de vista termo-mecánico. Este coeficiente se debe tener muy en cuenta cuando la aplicación esté sujeta a temperaturas extremas ya que este coeficiente proporciona una indicación de los cambios en las dimensiones del material en función de la temperatura. Así, un bajo CET (menor de 70 ppm/°C) ayuda a minimizar la expansión y contracción del material con los cambios de temperatura.
- *Comportamiento en frecuencia:* no todos los materiales pueden ser utilizados para todos los rangos de frecuencias, ya que las propiedades dieléctricas de los materiales se ven afectados por

parámetros como la frecuencia, temperatura e inclusive la humedad.

Existen gran variedad de materiales, a continuación se describirán de forma general considerando su constante dieléctrica:

- Permitividad baja ($1 < \epsilon < 2$): este tipo de materiales con una constante dieléctrica cercana a 1. Los foams están disponibles con constantes dieléctricas muy bajas.
- Permitividad media ($2 < \epsilon < 30$): una amplia gama de materiales presentan este rango de constante dieléctrica. Estos materiales están limitados por su grosor. Tradicionalmente, estos materiales son rígidos, pero para aplicaciones como antenas conformadas, también es posible encontrar materiales flexibles en este rango de permitividad. En el rango de $2 < \epsilon < 15$, se puede encontrar materiales dieléctricos con características moldeables, para conseguir formas personalizadas.
- Permitividad alta ($\epsilon > 30$): esta propiedad se encuentra básicamente en materiales cerámicos.

Para la adecuada selección de un material también es importante analizar el proceso de fabricación del dispositivo, así tenemos sustratos “soft” y “hard”. Los sustratos “soft” presentan una excelente estabilidad térmica y mecánica lo que les hace bastante adecuados para aplicaciones en las que existan fuertes vibraciones y fuerza mecánica. Mientras que los sustratos “hard” usualmente tienen un coeficiente de expansión térmica más bajo que las capas metálicas, por lo que se requieren metales específicos o técnicas de adhesión para unir ambos materiales. Su uso está limitado para elementos pequeños ya que tiene estabilidad mecánica baja, presentan fragilidad y baja flexibilidad por lo que no son aconsejados para usos con fuertes vibraciones y golpes. Por otro lado, presentan altas constantes dieléctricas lo que permite la miniaturización de los circuitos de microondas. Además de los parámetros mencionados anteriormente, los dispositivos deben cumplir con ciertos requerimientos como son peso, volumen (tamaño), resistencia mecánica, en determinados casos el precio, etc. Estas

características en su mayoría se pueden cumplir con la adecuada selección del material. Así por ejemplo, tenemos que para antenas de satélites, se deben satisfacer aspectos como resistencia, rigidez ya que deben ser capaces de soportar altos niveles de vibración, fuerzas estructurales y térmicas en el momento del lanzamiento y luego en su órbita; para lo cual es recomendable utilizar sustratos tipo “soft”. En otros casos, es importante el factor calidad/precio con lo cual se buscan materiales que permitan cumplir con las especificaciones planteadas con un precio accesible para establecer una producción en masa.

CAPÍTULO III

ANTENA PARA EL PICOSATÉLITE POLITECH.1

La “Universitat Politècnica de València”, UPV, con la colaboración de las empresas EMXYS, AURORASAT y con el soporte del Consorcio Espacial Valenciano, VSC, colocará en órbita baja un satélite del tipo cubesat. El propósito del estándar cubesat es proveer una guía de diseño de picosatélites que permita reducir el coste de construcción, lanzamiento y tiempo de desarrollo así como incrementar la accesibilidad al espacio. Según las especificaciones del estándar, un cubo simple tendrá dimensiones de $10 \times 10 \times 11.35 \text{ cm}^3$ con un peso máximo de 1.33 Kg (Figura 3.1). Actualmente se pueden unir hasta tres cubos para formar un satélite de tamaño $10 \times 10 \times 34.05 \text{ cm}^3$ con un peso máximo de 4 Kg.



Figura 3.1 Tipos de estructuras cubesat para uno, dos y tres cubos.

El picosatélite que será enviado por la UPV se le ha denominado POLITECH.1 y presentará las siguientes características:

- *Dimensiones:* $10 \times 10 \times 30 \text{ cm}^3$.
- *Peso total:* 3.5 Kg.
- *Peso carga útil:* 2.5 Kg.

La carga útil del POLITECH.1 estará formada por una cámara geodésica de observación terrestre, un sistema de comunicaciones para el enlace descendente, un sistema de sensores de ópticos para medición de temperatura y una unidad de la NASA para análisis de fenómenos en la ionósfera. Para el enlace descendente del sistema de comunicaciones, se han planteado como objetivos que el enlace sea unidireccional y de gran capacidad para la transmisión adecuada de los datos ya que se descargarán imágenes de la cámara geodésica.

En el trabajo presentando en [58] se consideró la posibilidad de utilizar bandas de frecuencia que sean estandarizadas para facilitar la adquisición de equipos comerciales como antenas, amplificadores, etc. Las bandas analizadas fueron la de 2.4 GHz y la de 5.8 GHz, para lo cual se consideraron factores como las interferencias que se pueden presentar (como por ejemplo en la banda de 2.4 GHz con las redes WiFi) y las pérdidas de propagación (mayores en el caso de trabajar con la frecuencia de 5.8 GHz). A pesar de que las dos bandas cumplen con los requisitos se seleccionó la banda de 5.8 GHz para la operación del enlace descendente, ya que la banda de 2.4 GHz se trata de una banda mayormente explotada. El picosatélite llevará consigo una antena la cual deberá cumplir con determinadas características como el tipo de polarización, impedancia y diagrama de radiación. La selección del tipo de polarización, se ha basado en comportamiento de la propagación de las ondas electromagnéticas. En el caso de trabajar con antenas linealmente polarizadas, hay factores que deben ser considerados como el desacoplo de potencia por mal alineamiento entre las antenas de transmisión y recepción, o porque la onda linealmente polarizada no llegase con la misma orientación con la que fue emitida (efecto Faraday), fenómeno que se produce cuando la onda atraviesa la atmósfera y que sin embargo no afecta a las ondas circularmente polarizadas. Razón por la cual, la polarización que deberá tener la antena será circular para minimizar esa parte de las pérdidas que se presentan en un enlace. Para escoger la forma del diagrama de radiación, se han planteado las alternativas que se resumen en la Tabla 3.1 con sus respectivas ventajas y desventajas.

Tipo de Diagrama	Ventaja	Desventaja
Omnidireccional/ Cardioide	Mayor tiempo de visibilidad	Descarga de información más Lenta
Directivo	Descarga de información más Rápida	Menor tiempo de visibilidad

Tabla 3.1 Diagramas de radiación considerados para la antena.

Además hay dos motivos para no considerar como posible solución una antena muy directiva, uno es que el tamaño de la antena tendría que ser demasiado grande para una estructura como el picosatélite y otra que el satélite tendría que ir orientándose de forma continua durante el periodo que fuese visible desde tierra, lo que complicaría mucho el sistema. Por estas razones se ha considerado que la antena deberá tener un diagrama tipo cardioide u omnidireccional. Considerando que el ancho de haz deberá cubrir toda la zona de visibilidad y teniendo como dato las aproximaciones de las alturas en las que posiblemente se sitúe el picosatélite, en el trabajo presentado [58] se determinó que el ancho mínimo de haz debe ser de aproximadamente 120°.

3.1 Procedimiento de diseño de la antena

La antena que se diseñará y fabricará será utilizada en el picosatélite para transmitir la información hacia la estación terrena la cual estará situada en la UPV. Las especificaciones técnicas que deberá cumplir la antena se detallan en la Tabla 3.2 .

Parámetros	Especificaciones
Frecuencia	5.8 GHz
Ancho de Banda	2-3 % ($S_{11} < 10\text{dB}$)
Ancho de Haz	120° aprox.
Polarización	Circular a derechas
Alimentación	Coaxial (50Ω)
Tamaño	80 x 80 mm ²

Tabla 3.2 Especificaciones técnicas para la antena del POLITECH.1.

Por las características que deberá presentar la antena y por la localización de la misma en el picosatélite, la opción más adecuada se

basará en el diseño de una antena tipo parche que permita un diseño de bajo perfil. Para conseguir cada una de las especificaciones, se han tomado en cuenta varias consideraciones iniciales como las que se presentan a continuación.

3.1.1 Elección del material

Los materiales posibles deben estar dentro de la lista de materiales con especificaciones para aplicaciones espaciales, dado que la antena deberá ser capaz de soportar niveles altos de vibración y operar bajo condiciones extremas de temperatura. Para la elección del material se han analizado parámetros importantes como la constante dieléctrica, el coeficiente de expansión térmica y la tangente de pérdidas. Tomando en cuenta estas consideraciones EMXYS ha recomendado utilizar los materiales Arlon AR1000, AD1000, TC600 para la fabricación de la antena (ver ANEXO 2).

Para la selección adecuada del material que se utilizará en el prototipo final, se realizó el diseño y simulación de una antena parche con cada uno de los sustratos propuestos de altura 1.27 mm (Figura 3.4a). La antena de prueba presenta polarización lineal con alimentación por línea microstrip [59] [60] [61]. Las consideraciones analizadas para elegir el sustrato fueron:

- Evitar la posible presencia de ondas superficiales presentes en materiales de alta permitividad [62].
- Elegir el sustrato que permita conseguir un buen ancho de banda.

Material	Permitividad Relativa (ϵ_r)	AB ($S_{11} < 10\text{dB}$) [MHz]	% AB
TC600	6.15	193.2	3.33
AR1000	10	164.2	2.83
AD1000	10.2	167.6	2.89

Tabla 3.3 Ancho de banda para los materiales TC600, AR1000 y AD1000.

Así tenemos que en la Tabla 3.3 se presenta un resumen de la permitividad que tienen los materiales y anchos de banda porcentuales

obtenidos en las simulaciones cuyos resultados se grafican en la Figura 3.2.

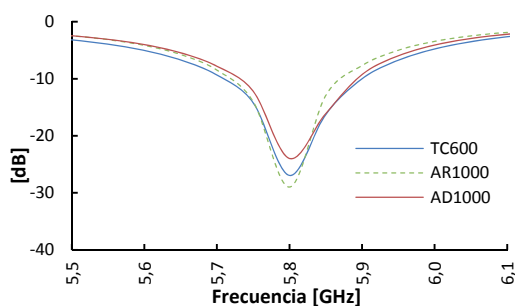


Figura 3.2 Parámetro S_{11} para los materiales TC600, AR1000 y AD1000.

En base a las consideraciones planteadas anteriormente, se escoge el material TC600 para la fabricación de la antena, al ser el que mayor ancho de banda presenta.

3.1.2 Elección de la altura del sustrato

Una vez seleccionado el tipo de material, la altura del sustrato constituye otro parámetro que requiere ser analizado para lo cual se procedió a realizar un análisis paramétrico de la altura del mismo. De los resultados obtenidos en las simulaciones, se puede comprobar que a medida que la altura del sustrato aumenta, el ancho de banda también se incrementa como se puede ver en la Figura 3.3.

Altura h [mm]	AB ($S_{11} < 10\text{dB}$) [MHz]	% AB
0.635	93.,5	1.61
1.27	193.2	3.33
2.286	405	6.98
3.175	731.3	12.61

Tabla 3.4 Ancho de banda para diferentes alturas.

Analizando los resultados que se resumen en la Tabla 3.4, el material seleccionado para la fabricación de la antena es el que presenta una altura de 3.175mm. Con esta opción se busca prevenir los posibles corrimientos de frecuencia (problemas de sintonía) que se puedan

presentar por las tolerancias de fabricación o por las condiciones de operación de la antena.

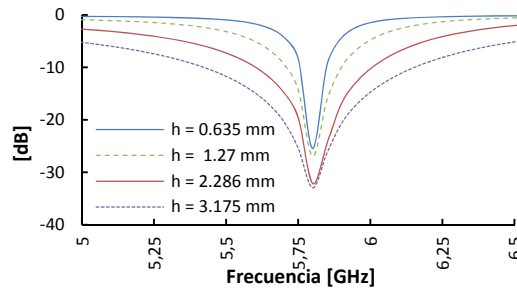


Figura 3.3 Parámetro S_{11} para diferentes alturas.

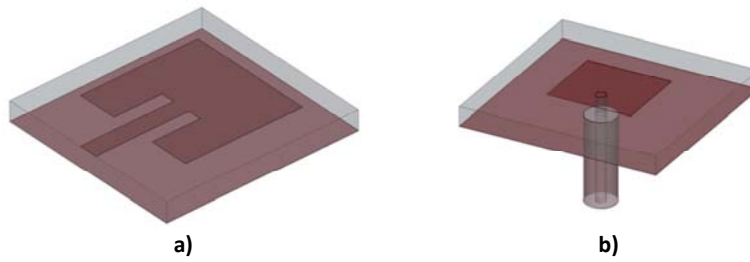


Figura 3.4 Antena de prueba alimentada por: a) línea microstrip, b) cable coaxial.

Como parte del diseño y previo a la selección del modelo de antena que permita obtener polarización circular, se procede a cambiar el tipo de alimentación para cumplir con las características mecánicas establecidas por el proyecto, las cuales requieren que la antena sea alimentada por medio de un cable coaxial (ver Figura 3.4b).

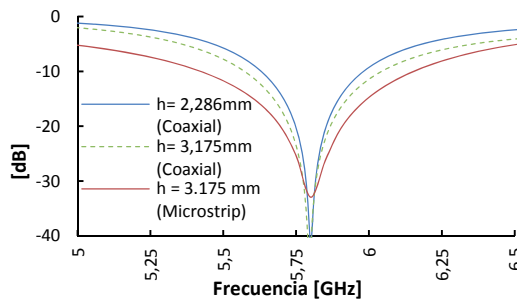


Figura 3.5 Parámetro S_{11} para diferentes alturas.

Para comprobar que la relación entre la altura del sustrato y el ancho de banda presentan la misma tendencia con este tipo de alimentación, se

procedió a realizar un nuevo análisis paramétrico. Con estos resultados (Figura 3.5) se puede ver que el ancho de banda se reduce ligeramente al cambiar el tipo de alimentación, pero igual se verifica que la altura del sustrato y el ancho de banda son directamente proporcionales. Por lo tanto se selecciona el sustrato ARLON TC600 con altura de 3.175 mm para la fabricación de la antena.

Altura h [mm]	AB ($S_{11}<10\text{dB}$) [MHz]	% AB
2.286	350.8	6.05
3.175	470.5	8.11

Tabla 3.5 Ancho de banda para diferentes alturas y alimentación por coaxial.

3.1.3 Elección de modelo de antena para polarización circular

Una antena tipo parche es quizás el elemento más delgado que se utilice para conseguir polarización circular. Considerando que una antena tipo parche con dimensiones largo = ancho = $\lambda_d/2$ tendrá dos modos de radiación, uno horizontal y otro vertical y si se consigue que estos dos modos (ortogonales) sean excitados con 90° de desfase, la antena radiará con polarización circular a derechas o izquierdas. Existen básicamente dos métodos utilizados para conseguir que una antena radie con este tipo de polarización:

3.1.3.1 Utilizando dos puntos de alimentación

Una forma sencilla de conseguir polarización circular a derechas RHCP "Right Hand Circular Polarization" o polarización circular a izquierdas LHC "Left Hand Circular Polarization" con un parche simétrico cuadrado, se basa en excitar a la vez los dos modos de radiación (horizontal y vertical) que éste tiene. Para excitar estos dos modos se requiere de dos puntos de alimentación separados 90° y desfasados 90° . Este desfase se puede conseguir con un circuito híbrido de 90° o con dos líneas de alimentación una con $\lambda/4$ de diferencia con respecto a la otra.

En la Figura 3.6a un circuito híbrido se utiliza para proporcionar la alimentación a la antena, la selección entre RHCP y LHCP dependerá del

puerto de entrada que se escoja; el puerto no seleccionado deberá estar terminado con una carga que absorba la potencia reflejada [63]. La antena que se presenta en la Figura 3.6b, se alimenta mediante un divisor de potencia y con dos brazos que presentan una diferencia de $\lambda/4$.

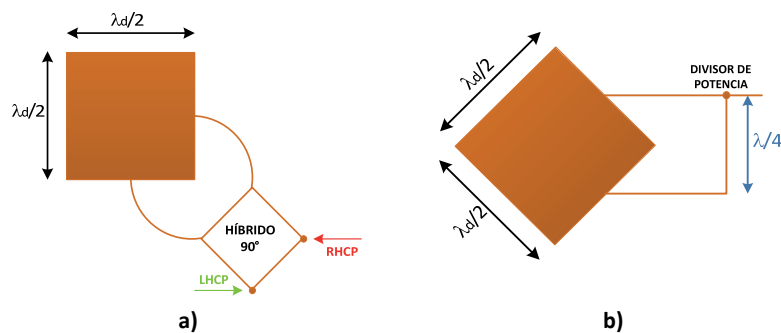


Figura 3.6 Antena parche con dos puntos de alimentación utilizando: a) híbrido de 90°, b) divisor de potencia.

La principal ventaja que se presenta al obtener polarización circular utilizando dos puntos de alimentación, es que se puede conseguir un mejor ancho de banda desde el punto de vista de polarización en comparación con lo que se obtiene si se utilizase un solo punto. La desventaja es que se requiere de una red de alimentación adicional lo cual podría incrementar el tamaño de la antena.

3.1.3.2 Utilizando un punto de alimentación

Con este método se pretende excitar de forma simultánea, dos modos ortogonales casi degenerados (frecuencias de resonancia parecidas). Las amplitudes y fases de estos dos modos se representan en la Figura 3.7, donde las frecuencias de resonancia de estos dos modos son f_a y f_b respectivamente. Para conseguir polarización circular a la frecuencia f_0 ésta debe estar ubicada en la mitad entre f_a y f_b aproximadamente, donde las amplitudes de los dos modos son iguales y su diferencia de fase es de 90° . Polarización circular se obtiene con una adecuada ubicación del punto de alimentación y con la inclusión de perturbación o muesca en la estructura de la antena. La principal desventaja que presenta esta forma de obtener polarización circular es que se tiene un

ancho de banda estrecho desde el punto de vista de adaptación así como desde el punto de vista de la relación axial. Esta forma de conseguir polarización circular tiene como ventaja que no requiere redes de alimentación externas lo que disminuye el tamaño final de la antena.

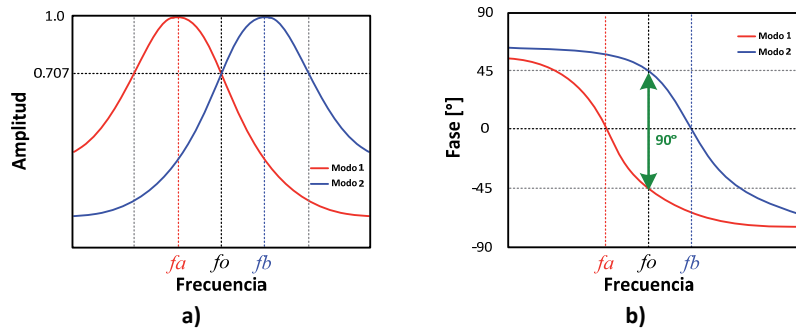


Figura 3.7 Amplitud y fase de dos modos ortogonales.

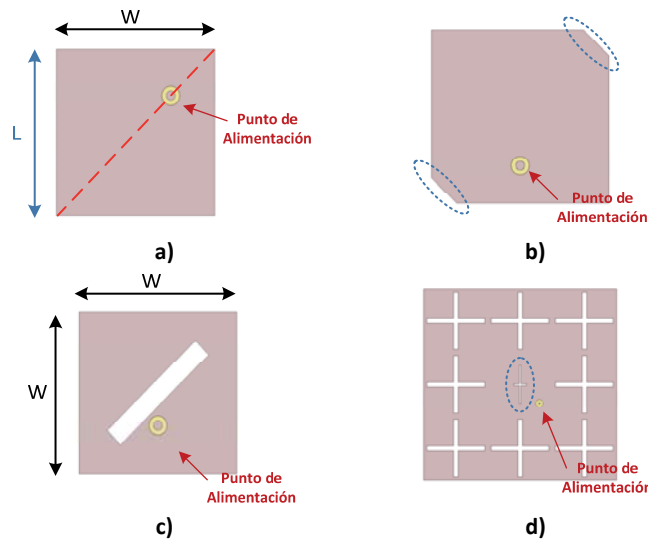


Figura 3.8 Antenas con un punto de alimentación. a) alimentación en la diagonal, b) esquinas truncadas, c) ranura inclinada 45° y c) con cruces.

En la Figura 3.8 se presentan algunos modelos de antenas [36] [34] que permiten obtener polarización circular. En la Figura 3.8a las dimensiones de la antena (largo y ancho) difieren ligeramente, además el punto de alimentación se encuentra localizado en la diagonal del parche. En las Figura 3.8 b y c las perturbaciones añadidas son las esquinas recortadas y una ranura a 45° en el centro de la antena

respectivamente, en lo que se refiere al punto de alimentación, éste se encuentra localizado de forma similar al de una antena parche con polarización lineal. En la Figura 3.8d, una ranura en forma de cruz asimétrica en medio del parche y alimentación en la diagonal son utilizados para obtener polarización circular, mientras que las ocho cruces restantes se utilizan para conseguir un diseño más compacto [34]. Después del diseño y simulación de cada uno de los modelos presentados en la Figura 3.8 con el material seleccionado, y considerando las especificaciones técnicas que debe cumplir la antena, se observó que el parche con la ranura inclinada 45° presentó los mejores resultados. Además posee más parámetros de ajuste para mejorar tanto la relación axial como la adaptación.

3.2 Diseño de la antena seleccionada

Se parte de un parche con polarización lineal para determinar de forma aproximada la ubicación del punto de alimentación. Los parámetros de diseño que se consideran para el adecuado ajuste del parámetro S_{11} y la relación axial de la antena son los que se indican en la Figura 3.9, donde **W** y **L** son las dimensiones del parche, **W_{GND}** y **L_{GND}** las dimensiones del sustrato y plano de masa, **v** y **u** las dimensiones de la ranura y **(X_o, Y_o)** las coordenadas del punto de alimentación.

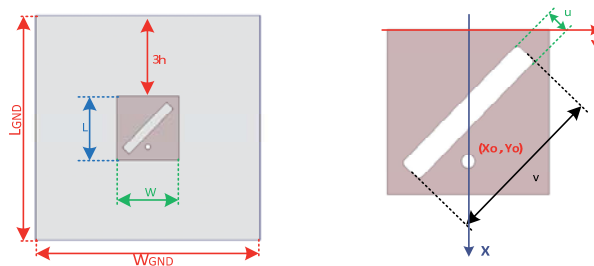


Figura 3.9 Variables utilizadas en el diseño de la antena.

Para el ajuste de la relación axial se consideran los parámetros **u**, **v**. Para mejorar la sintonía se utilizan las variables **L**, **W** y para obtener un adecuado nivel de adaptación los valores de **X_o** y **Y_o**, que corresponden a las coordenadas del punto de alimentación del parche. Con el objetivo de disminuir el tiempo empleado en las simulaciones, el tamaño del

plano de masa y del dieléctrico considerado fue de $L_{GND} = L + 6h$ y $W_{GND} = W + 6h$, siguiendo el criterio presentado en la Ref. [64].

Después de varias simulaciones, los valores que permitieron obtener un nivel adecuado de adaptación y relación axial son los que se detallan en la Tabla 3.6.

Variables	Valores [mm]
U	1.2
V	8.1
L	8.1
W	7.91
Xo	6.45
Yo	0
L_{GND}	27.15
W_{GND}	27.15

Tabla 3.6 Dimensiones de la antena.

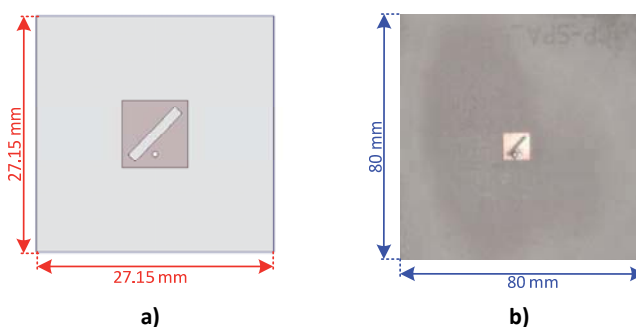


Figura 3.10 Antena picosatélite a) Simulada (antena pequeña) y b) Fabricada (antena grande).

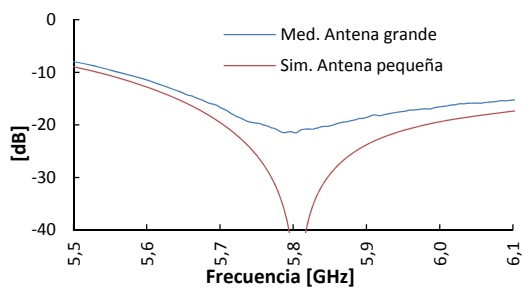


Figura 3.11 Parámetros S_{11} .

Como se indicó anteriormente, todo el proceso previo a la construcción se realizó con una antena de tamaño 27.15 x 27.15 mm² (antena pequeña) y para cumplir con las especificaciones requeridas por el proyecto de 80 x 80 mm², la antena fabricada fue de mayor tamaño (antena grande) como se puede observar en la Figura 3.10. Como se puede ver en la Figura 3.11 el parámetro S₁₁ simulado de la antena pequeña presenta ancho de banda del 4.7% (S₁₁ < -20 dB) cumpliendo claramente con las especificaciones planteadas por el proyecto; mientras que las mediciones de la antena fabricada (antena grande) presenta un ancho de banda mucho menor al simulado.

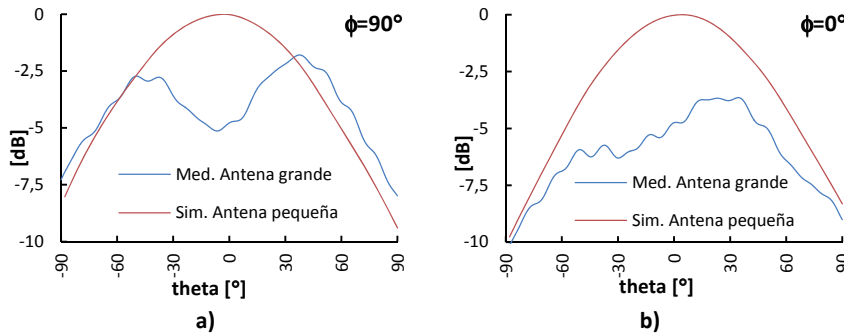


Figura 3.12 Directividad normalizada para los planos a) ZY y b) XZ.

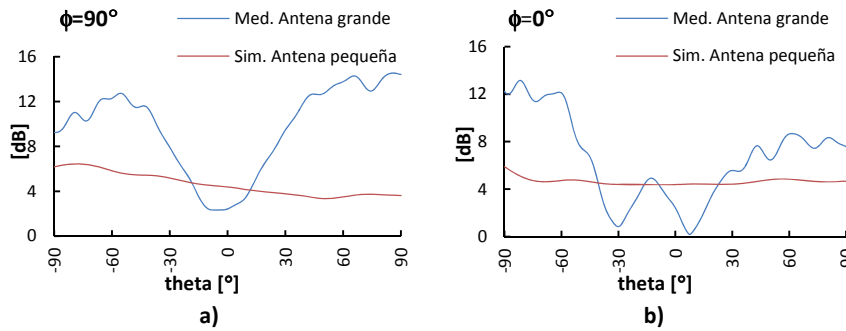


Figura 3.13 Relación Axial para los planos a) ZY y b) XZ.

Como se puede apreciar en la Figura 3.12 la directividad simulada y medida no presentan semejanza entre sí; de igual manera en la Figura 3.13 la relación axial pasa de tener valores menores que 6 dB a tener valores menores que 12 dB en los planos XZ y YZ para valores

comprendidos entre $-60^\circ \leq \theta \leq 60^\circ$. En vista de los resultados, se realizó la simulación de la antena grande con el fin de comparar las mediciones con las simulaciones bajo los mismos criterios de tamaño ($80 \times 80 \text{ mm}^2$).

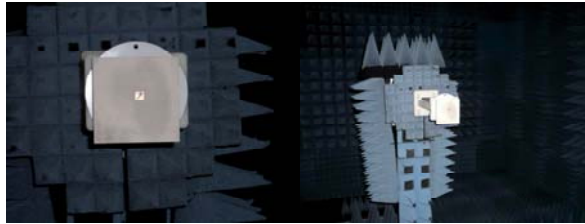


Figura 3.14 Primer prototipo fabricado y su montaje en la cámara anecoica.

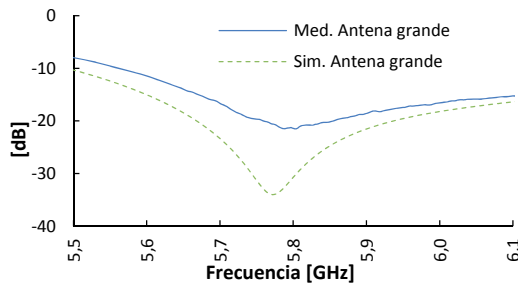


Figura 3.15 Parámetro S_{11} .

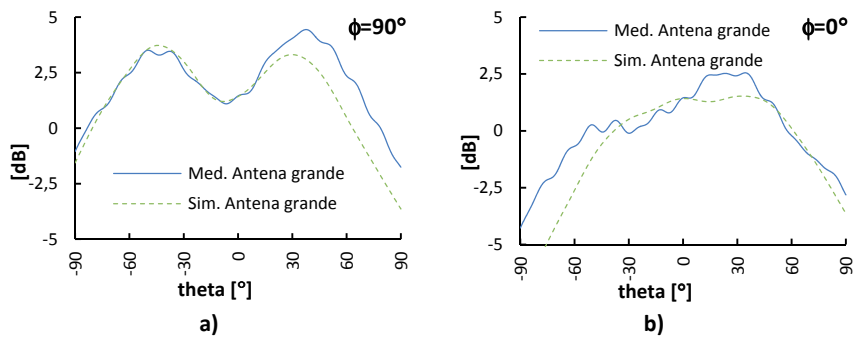


Figura 3.16 Directividad para los planos a) ZY y b) XZ.

Datos	AB ($S_{11} < -20\text{dB}$) [MHz]	% AB
Simulación Antena pequeña	275	4,74
Simulación Antena grande	270	4,66
Medidas Antena grande	99	1,71

Tabla 3.7 Ancho de banda obtenido para la antena.

En la Tabla 3.7 se presenta un resumen del ancho de banda conseguido tanto para las simulaciones como para la medición de las antenas pequeña ($25 \times 25 \text{ mm}^2$) y grande ($80 \times 80 \text{ mm}^2$). Como se puede observar en la Figura 3.15, el parámetro S_{11} simulado y medido, aunque se parecen más que antes, siguen presentando diferencias. Como se puede observar en la Figura 3.16 la directividad simulada y medida para los principales planos $\phi = 90^\circ$ y $\phi = 0^\circ$ presentan un comportamiento bastante similar. En lo referente a la relación axial, los resultados obtenidos en la simulación de la antena grande comparados con las mediciones de la antena fabricada, presentan una gran semejanza y tendencia en los dos planos presentados ($\phi = 90^\circ$ y $\phi = 0^\circ$) como se puede ver en la Figura 3.17.

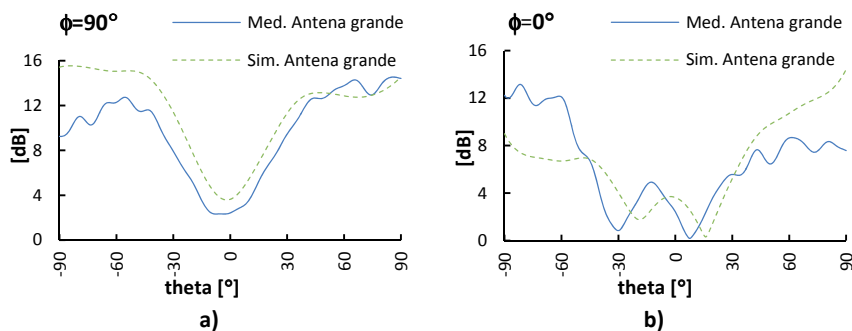


Figura 3.17 Relación Axial para los planos a) ZY y b) XZ.

A partir de las nuevas comparaciones, se pudo concluir que el incremento del tamaño de la antena (plano de masa y dieléctrico) a $80 \times 80 \text{ mm}^2$ afectaba negativamente en el comportamiento de la misma, por lo cual, para cumplir con las especificaciones del proyecto (diagrama y polarización) fue necesario rediseñar la antena teniendo presente en el proceso de simulación que el tamaño de la antena a fabricarse debía ser de $80 \times 80 \text{ mm}^2$.

3.3 Modificaciones al diseño de la antena seleccionada

Para conseguir los niveles de adaptación, directividad y relación axial especificados por el proyecto, se analizaron varias opciones para cumplir

con estos objetivos. A continuación se presentan las diferentes opciones analizadas.

3.3.1 Opción No. 1

Comprobando el efecto indeseado que se producía al incrementar el tamaño del dieléctrico y del plano de masa a $80 \times 80 \text{ mm}^2$. Se consideró conservar el tamaño del dieléctrico de $80 \times 80 \text{ mm}^2$ y cambiar el tamaño del plano de masa a $27.15 \times 27.15 \text{ mm}^2$ como se puede apreciar en la Figura 3.18 a.

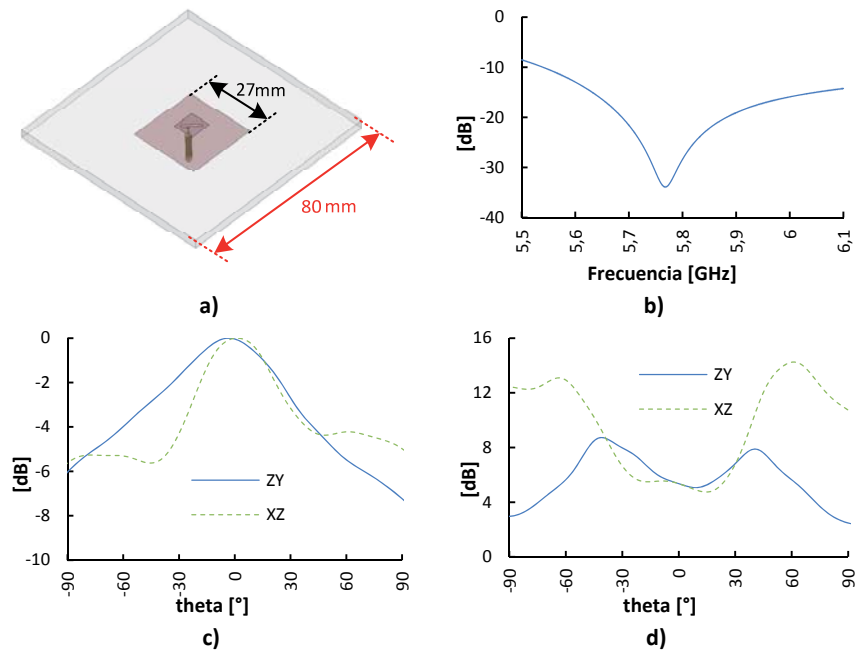


Figura 3.18 a) Esquema Opción 1, b) Parámetro S_{11} , c) Directividad normalizada y d) Relación axial.

Los resultados obtenidos con esta alternativa, evidenciaron la importancia del tamaño de dieléctrico utilizado en la antena. Como se puede observar en la Figura 3.18 b, c y d, el nivel de adaptación conseguido no se vio afectado por este cambio, mientras que los diagramas de radiación y relación axial, no presentaron mejoras como para cumplir con las especificaciones planteadas.

3.3.2 Opción No. 2

En base a los resultados obtenidos en la Opción No. 1, la siguiente alternativa se basó en conservar el tamaño de la antena con el plano de masa y dieléctrico óptimo ($27.15 \times 27.15 \text{ mm}^2$) y para su montaje en el picosatélite, añadir una nueva superficie dieléctrica de tamaño $80 \times 80 \text{ mm}^2$ de permitividad $\epsilon_r=4.4$ y espesor 1 mm como se observa en la Figura 3.19a. Observando los resultados que se presentan en las Figura 3.19 b, c y d, el parámetro S_{11} se mantiene con un buen nivel de adaptación, el diagrama de radiación mejora notablemente al igual que la relación axial.

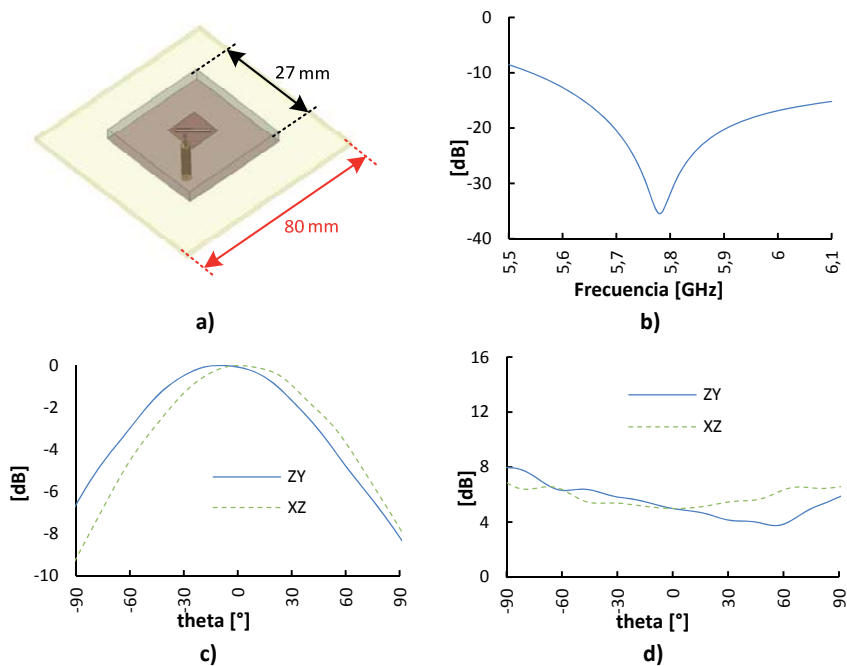


Figura 3.19 a) Esquema Opción 2, b) Parámetro S_{11} , c) Directividad normalizada y d) Relación axial.

A pesar de los buenos resultados, esta alternativa fue descartada en vista de que la antena estaría formada por dos piezas pegadas en lugar de una. Una antena con estas características de fabricación (dos partes) no se consideró como la solución más adecuada ya que podrían presentarse algunos inconvenientes como la separación de las partes

por los altos niveles de vibración o por las altas temperaturas que tendría que soportar la antena.

3.3.3 Opción No. 3

Después de comprobar que con el plano de masa grande resultaba muy difícil el diseño del parche, se partió del plano de masa original pequeño, utilizado en la simulación truncada, y basándonos en estructuras EBG “*Electromagnetic Band Gap*” utilizadas para suprimir los efectos producidos por ondas superficiales [65].

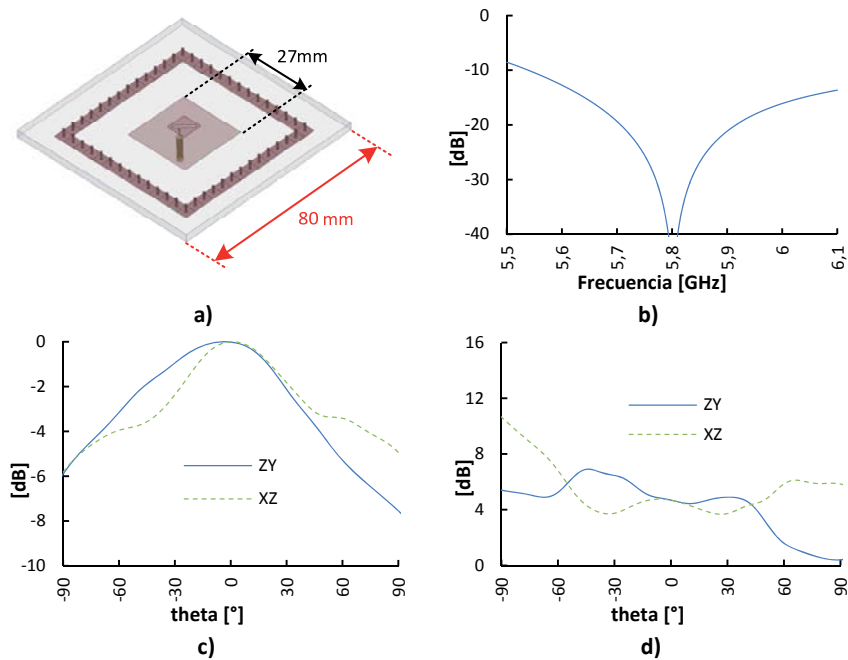


Figura 3.20 a) Esquema Opción 3, b) Parámetro S_{11} , c) Directividad normalizada y d) Relación axial.

Para esta opción, se colocó una fila de postes con un plano de masa adicional formando un anillo alrededor del plano de masa de tamaño $27.15 \times 27.15 \text{ mm}^2$ como se puede apreciar en la Figura 3.20a. La separación que existe entre el anillo y plano de masa de la antena con la que se obtuvieron los mejores resultados es de $0.25\lambda_0$ aproximadamente. Con esta nueva estructura, el nivel de adaptación se mantuvo, también se observó una pequeña mejora en los niveles de

relación axial pero el diagrama de radiación no fue el adecuado como se puede ver en las Figura 3.20 b, c y d.

3.3.4 Opción No. 4

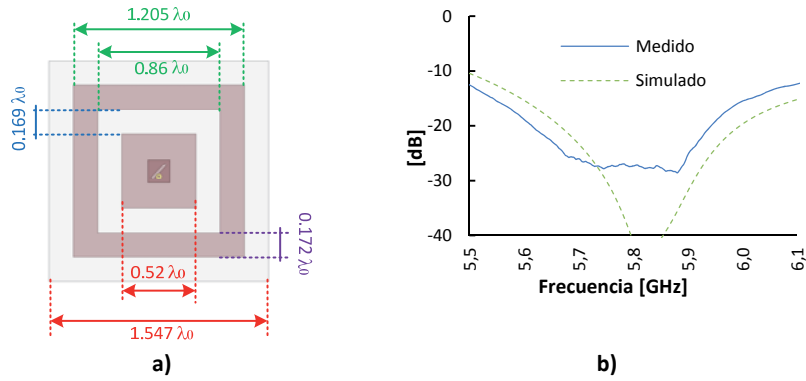


Figura 3.21 a) Esquema Opción 4, b) Parámetro S_{11} .

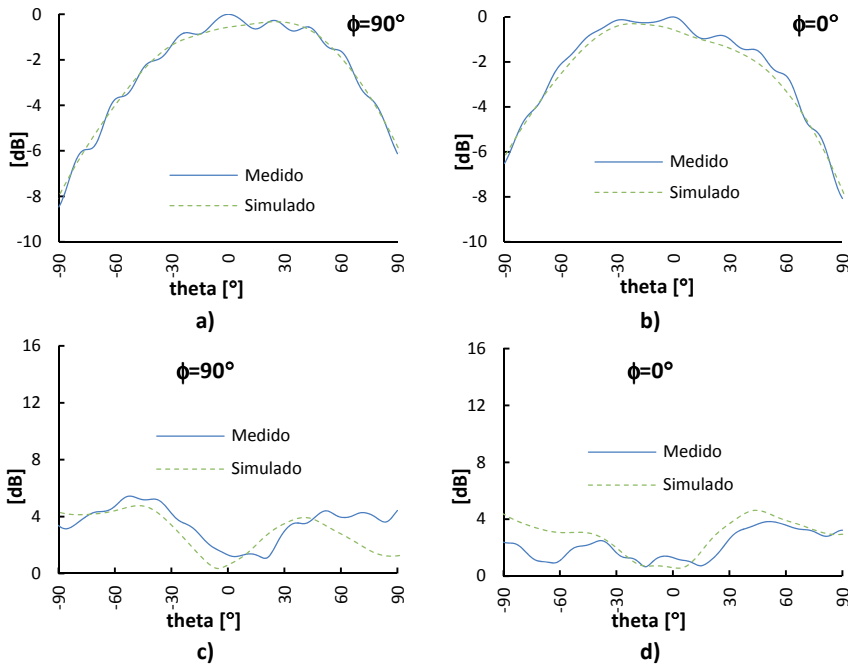


Figura 3.22 a,b) Directividad normalizada y c,d) Relación axial.

En base al modelo anterior y observando en las simulaciones el comportamiento del campo eléctrico ante la presencia de los postes, se procedió a eliminar los postes pero manteniendo el anillo que rodea el

plano de masa para compensar los efectos de su truncamiento como se puede ver en la Figura 3.21a, donde también se detallan sus principales dimensiones. Variando tanto el ancho del anillo como la distancia del mismo al plano de masa se consiguieron los resultados presentados en la Figura 3.22.

Con esta opción, el nivel de adaptación conseguido tanto en la simulación como en las mediciones del prototipo construido fueron bastante aceptables (ver Figura 3.22b), dando como resultado un ancho de banda mayor al 5% para un $S_{11} < -20$ dB brindando así un margen de seguridad ante los posibles problemas de sintonía que se puedan presentar. Los diagramas de radiación y relación axial tanto simulados como medidos a la frecuencia de trabajo (5.8 GHz) presentan gran similitud y permitían cumplir con las especificaciones propuestas. En la Figura 3.23 se pueden ver las fotografías de la antena fabricada.

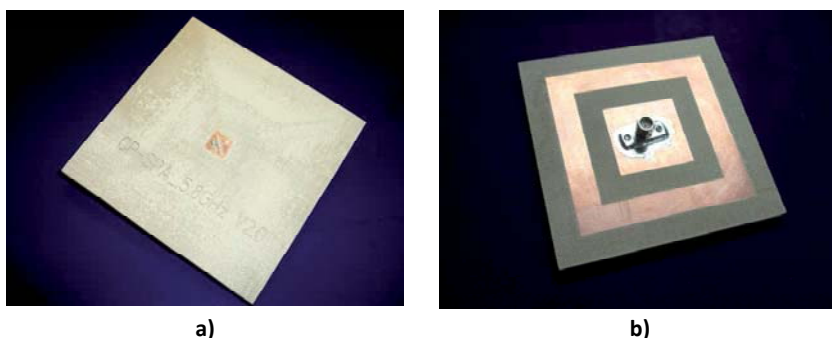


Figura 3.23 Antena fabricada a) parche, b) plano de masa.

3.3.5 Opción No. 5

Después de verificar el efecto negativo que se producía al incrementar el tamaño del plano de masa a $80 \times 80 \text{ mm}^2$ y tomando en cuenta los resultados bastante favorables presentados anteriormente en la Opción No. 4. Se procedió a reemplazar el anillo de grosor $0.172 \lambda_0$ por dos anillos más finos para compensar el comportamiento del anillo grueso. Inicialmente para disminuir los tiempos de las simulaciones se utilizó el programa FEKO, además de un modelo simplificado para reemplazar la antena parche.

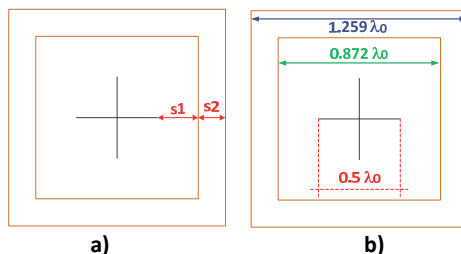


Figura 3.24 Modelo simulado en FEKO: a) representación de los parámetros de diseño, b) dimensiones eléctricas del modelo optimizado.

El modelo simplificado estaba formado por dos dipolos cruzados con fuentes de alimentación desfasadas entre sí 90° y dos anillos cuadrados separados ciertas distancias s_1 y s_2 como se puede ver en la Figura 3.24a.

Para poder determinar la influencia del tamaño de los anillos sobre el diagrama de radiación, la relación axial y el nivel de adaptación (S_{11}), se realizó un análisis paramétrico con las variables s_1 y s_2 . A continuación se presenta un resumen de la influencia éstas variables sobre el comportamiento general en la antena:

- S_{11} : con las variables s_1 y s_2 se puede sintonizar la frecuencia de resonancia. Así también se observó una pequeña mejora del ancho de banda. Si la separación entre el anillo interno y los dipolos es menor que $0.2\lambda_0$ existía un corrimiento de frecuencia de aproximadamente el 1%. Mientras que para valores cercanos a $0.4\lambda_0$ de la variable s_1 , el ancho de banda se incrementaba alrededor de un 10% en comparación con el ancho de banda que presentan los dipolos sin anillos.
- *Diagrama de radiación*: con los parámetros s_1 y s_2 es posible incrementar la ganancia o también mejorar el ancho de haz.
- *Relación axial*: para garantizar una polarización circular adecuada, se utilizaron los parámetros s_1 y s_2 para lograr bajos niveles de relación axial en un gran ancho de haz.

Utilizando las dimensiones presentadas en la Figura 3.24a, el nuevo modelo de la antena (ver Figura 3.25) fue simulado. Como se puede ver en la Figura 3.26b el ancho de banda simulado es del 6.3% para valores

de $S_{11} < -20\text{dB}$. Adicionalmente, se obtuvo una relación axial menor que 3 dB para un gran ancho de haz (120°) con una directividad de 4.5 dB.

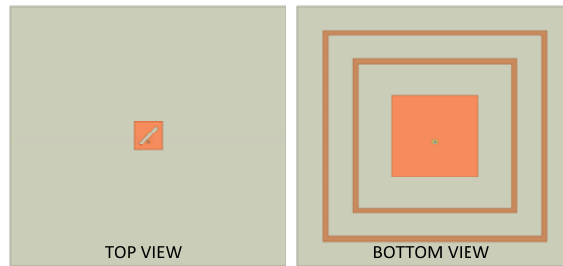


Figura 3.25 Prototipo propuesto con dos anillos finos en el plano de masa.

A partir de los resultados de las simulaciones, se fabricó el modelo propuesto (con un tamaño de plano de tierra de $80 \times 80 \text{ mm}^2$ y dos anillos finos).

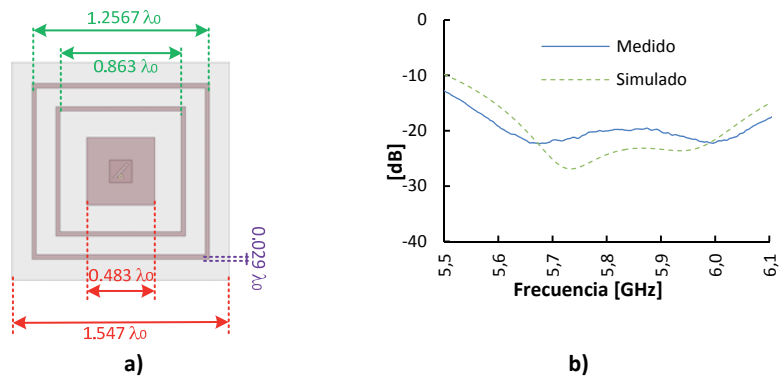


Figura 3.26 a) Esquema Opción 5, b) Parámetro S_{11} .

Las pérdidas de retorno medidas (Figura 3.26b) muestran que la antena propuesta presenta un ancho de banda de 7.6% para valores menores que -20 dB, mientras que la relación axial medida para los dos planos XZ y ZY fueron similares a los resultados simulados mencionados anteriormente (menores que 3 dB) en todo el ancho de haz de interés como se muestran en la Figura 3.27 c y d. Además, en Figura 3.28 se puede ver el prototipo fabricado.

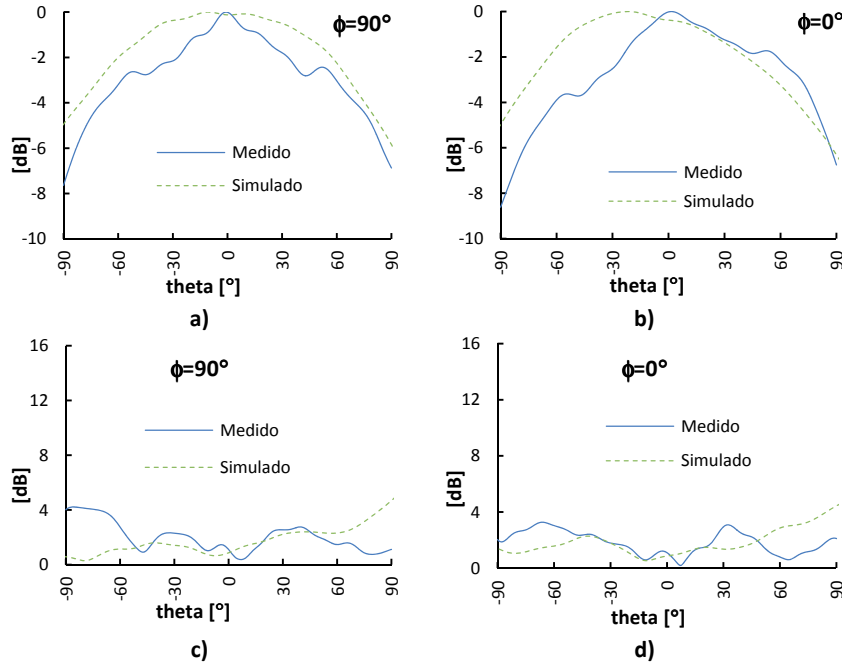


Figura 3.27 a,b) Directividad normalizada y c,d) Relación axial.

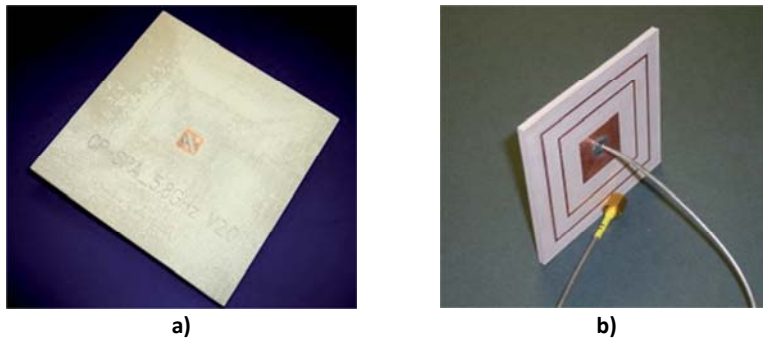


Figura 3.28 Antena fabricada a) parche, b) plano de masa

Debido a las características mecánicas que deben ser consideradas para el montaje de la antena en el picosatélite, el cable coaxial deberá ir paralelo al plano de masa como se aprecia en la Figura 3.29a. Por esta razón, el conductor interno del cable formará un codo de 90° lo cual produce una desadaptación a la frecuencia de trabajo.

Para mejorar el nivel de adaptación, se utilizó una ranura circular localizada en el plano de masa alrededor del conductor interno como se puede ver en la Figura 3.29a. Este anillo permitió conseguir que la parte

imaginaria de la impedancia sea plana y cercana a cero a la frecuencia de trabajo, como se puede ver en los resultados de las simulaciones presentadas en la Figura 3.29b. Las dimensiones óptimas que tiene el anillo es 3 mm de diámetro y 0.2 mm de ancho.

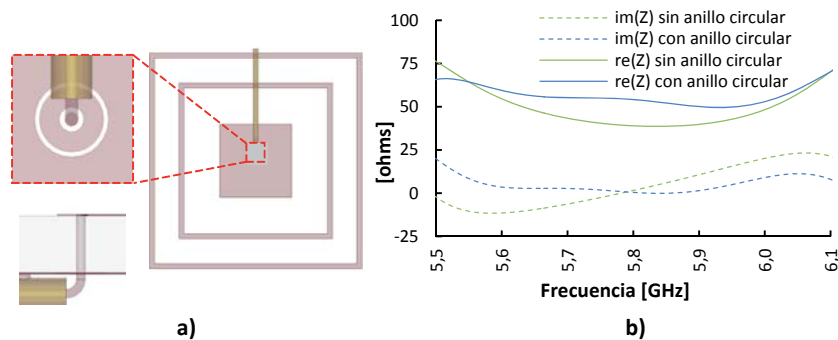


Figura 3.29 a) Alimentación paralela al plano de masa, b) Impedancia simulada.

A partir de los resultados obtenidos en las simulaciones, se procedió a fabricar la antena con este cambio en la forma de alimentación (cable coaxial paralelo al plano de masa) como se puede ver en la Figura 3.31a. Los resultados obtenidos tanto en las simulaciones como en las mediciones presentaron gran similitud, conservándose niveles adecuados de relación axial y adaptación a la frecuencia de trabajo como se puede observar en la Figura 3.31.

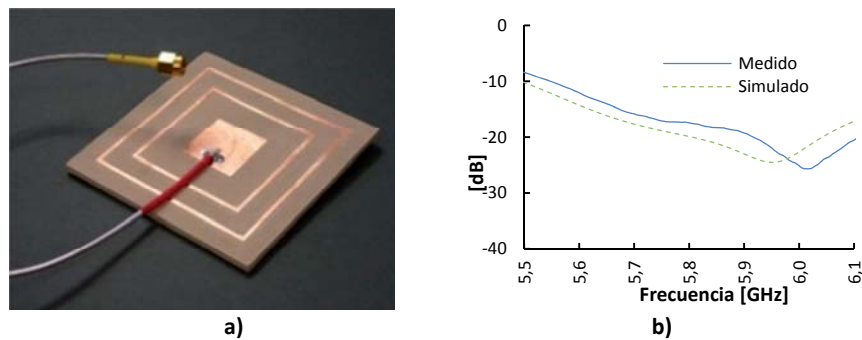


Figura 3.30 a) Prototipo fabricado y b) parámetro S_{11} .

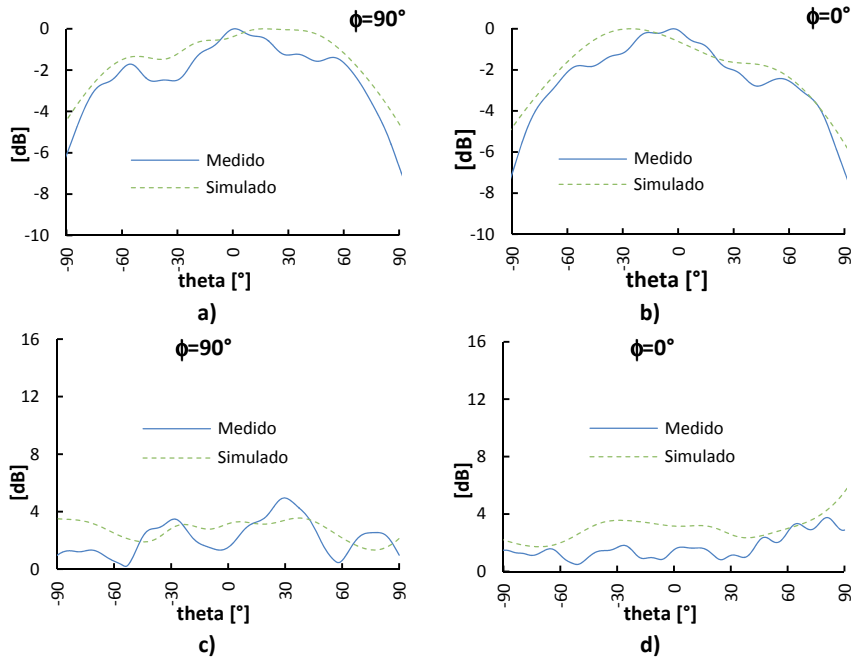


Figura 3.31 a,b) Directividad normalizada y c,d) relación axial.

3.4 Resumen

En este capítulo se presentó el diseño de una antena tipo parche con polarización circular para ser utilizada en el picosatélite POLITECH.1. Para conseguir el tipo de polarización deseada (circular), el parche tiene en su centro una ranura cuyas dimensiones fueron optimizadas para este propósito.

Con la finalidad de disminuir el tiempo de simulación, un primer modelo fue diseñado utilizando un plano de masa de $27.15 \times 27.15 \text{ mm}^2$, el cual fue menor al requerido que era de $80 \times 80 \text{ mm}^2$. Los valores de los parámetros de diseño (tamaño del parche, longitud y ancho de la ranura y posición del punto de alimentación) obtenidos con el modelo del plano de masa pequeño, se utilizaron para fabricar el prototipo con el tamaño del plano de masa deseado. Los resultados obtenidos en las mediciones, en especial los diagramas de radiación y relación axial no presentaron similitud con lo simulado. Posteriormente, simulaciones realizadas considerando el tamaño real del plano de masa ($80 \times 80 \text{ mm}^2$)

corroboraron las mediciones realizadas; verificándose de esta forma que al incrementar el tamaño del plano de masa de la antena se producía un efecto no deseado. Por lo que, para cumplir con todos los requerimientos, fue necesario buscar soluciones que permitiesen obtener un ancho de banda, diagramas de radiación y niveles de relación axial adecuados.

Para minimizar ese efecto no deseado, se realizaron varias simulaciones con diversos tipos de soluciones. La primera alternativa que se consideró fue conservar el tamaño del dieléctrico de 80 x 80 mm² y cambiar el tamaño del plano de masa a 27.15 x 27.15 mm². La segunda alternativa fue conservar el tamaño de la antena con el plano de masa y dieléctrico óptimo (27.15 x 27.15 mm²) y para su montaje en el picosatélite, añadir una nueva superficie dieléctrica de tamaño 80 x 80 mm². La tercera solución que se planteó fue utilizar estructuras EBG, para lo cual, conservando el dieléctrico de tamaño 80 x 80 mm² se truncó solamente el plano de masa a 27.15 x 27.15 mm² y se colocó alrededor de éste una fila de postes con plano de masa adicional formando un anillo.

Las tres alternativas estudiadas, no cumplieron a la vez con todas las especificaciones; por lo que en base a la tercera solución, se obtuvo un modelo que tiene un anillo grueso cuadrado rodeando al plano de masa truncado. Este anillo permitió compensar los efectos de no deseados consiguiéndose un ancho de banda mayor al 5% para un $S_{11} < -20$ dB con diagramas de radiación y relación axial bastante adecuados.

Un quinto modelo se construyó reemplazando el anillo cuadrado del anterior diseño por dos anillos finos. Con este prototipo, las pérdidas de retorno medidas presentaron un ancho de banda del 7.6% para valores menores que -20 dB, además de diagramas de radiación y relación axial similares a los simulados acorde con lo requerido.

Finalmente, debido a las características mecánicas consideradas para el montaje de la antena en el picosatélite, se realizaron algunas modificaciones al prototipo anteriormente fabricado. El prototipo final fue fabricado considerando que el cable coaxial iría paralelo al plano de

masa con el conductor interno del cable formando un codo de 90°. Esta modificación en la forma de colocar el coaxial que alimenta la antena produjo una desadaptación. Para mejorarlo, se utilizó una ranura circular localizada en el plano de masa alrededor del conductor interno. Los resultados obtenidos tanto en las simulaciones como en las mediciones presentaron gran similitud, conservándose niveles adecuados de relación axial y adaptación a la frecuencia de trabajo.

CAPÍTULO IV

ANTENA RECONFIGURABLE FABRICADA EN LTCC

En los últimos años, las antenas reconfigurables [66] se presentan como soluciones bastante atractivas para expandir la capacidad de los sistemas de comunicaciones, ya que con este tipo de antenas es posible tener, con una sola estructura, sistemas que pueden operar a diferentes frecuencias, polarización o diagramas de radiación.

En diversos sistemas de comunicaciones las antenas reconfigurables con diversidad de polarización ofrecen ventajas importantes en entornos con desvanecimiento por múltiples trayectos, al permitir reutilización de frecuencias, o simplemente tener la posibilidad de transmitir/recibir con diferentes polarizaciones. En sistemas de comunicaciones inalámbricos y satelitales [67] [68] que utilizan antenas con polarización circular, la posibilidad de escoger polarización a derechas o izquierdas, añade mayor capacidad al sistema.

Resulta también interesante disponer de la capacidad de reconfiguración en las diversas aplicaciones desarrolladas en bandas de frecuencia que no requieren de permiso o licencia para su utilización como por ejemplo a 2.4 GHz y 5.8 GHz. En la banda de 5.8 GHz se han desarrollado diversos sistemas como por ejemplo, sistemas que permiten realizar el cobro de peajes [69] [70], sistemas que utilizan picosatélites para experimentos científicos como el POLITECH.1 (mencionado en el tercer capítulo). En estos casos, para las comunicaciones los sistemas utilizan elementos radiantes con polarización circular y la posibilidad de escogerla a derechas o izquierdas le añaden mayor flexibilidad

Para conseguir que las antenas sean reconfigurables existen diversos métodos que permiten realizar la conmutación entre los diferentes estados de trabajo que la antena puede ofrecer. Entre las principales técnicas podemos destacar:

- *Antenas eléctricamente reconfigurables* son aquellas que utilizan sistemas micro-electromecánicos para aplicaciones de radio frecuencia (RF-MEMs) [71], diodos PIN [72], varactores [73] o FETs, para redirigir sus corrientes.
- *Antenas ópticamente reconfigurables* son aquellas cuyas características de reconfiguración dependen de elementos fotoconductores [74]. En este caso la conmutación óptica se forma cuando un láser incide sobre un material semiconductor como por ejemplo silicio o arseniuro de galio.
- *Antenas físicamente reconfigurables* son aquellas en las que se altera la estructura de la antena. Esta técnica presenta como ventaja que no depende de elementos de conmutación y de líneas utilizadas para polarizar dichos elementos como las anteriores técnicas, pero a su vez requiere de un mecanismo que realice la conmutación [75].

4.1 Clasificación de las antenas reconfigurables

Este tipo de antenas puede ser clasificado considerando las propiedades de la antena que se desean reconfigurar, así tenemos:

- *Antenas reconfigurables en frecuencia*, aquellas que son capaces de cambiar su frecuencia y/o rangos en sus frecuencias de operación.
- *Antenas reconfigurables en diagramas de radiación*, con este tipo de antenas es posible conseguir diferentes formas de diagramas, niveles de ganancia o cambios en la dirección de apuntamiento de la antena.
- *Antenas reconfigurables en polarización*, aquellas que pueden cambiar entre polarización lineal (horizontal o vertical) y/o circular (a derechas o izquierdas).
- Otro tipo de antenas pueden ser aquellas que pueden combinar los casos expuestos anteriormente; una misma antena puede ser

reconfigurable en frecuencia como en diagrama de radiación o en polarización.

Cada uno de los cambios de estado que se pueden conseguir con la antena, implica que deberán realizarse cambios en la red de alimentación, en la estructura física, o en la parte radiante de la antena; para lo cual es importante tomar en cuenta que cualquier cambio que se realice puede afectar a otros parámetros como nivel de adaptación, diagrama de radiación o polarización.

Considerando las técnicas utilizadas para implementar una antena reconfigurable, así como su clasificación, en este capítulo se presenta el diseño de una antena reconfigurable en polarización. La antena permitirá realizar la conmutación entre polarización circular a derechas (RHCP) y a izquierdas (LHCP) con diagramas de radiación y respuestas en frecuencia bastante similares entre sí para los dos estados.

Comúnmente, las antenas reconfigurables son fabricadas utilizando tecnologías impresas debido a la facilidad que se presenta en el momento de incluir los elementos de conmutación. Considerando las características de la antena que se propone, la tecnología escogida para la fabricación es LTCC (Low-Temperature Co-Fired Ceramic).

Esta tecnología de fabricación ha sido ampliamente utilizada en sistemas de comunicaciones. Su uso trae consigo numerosas ventajas, destacándose que permite:

- Realizar diseños y fabricación en 3D de sistemas para aplicaciones en el rango de microondas y ondas milimétricas.
- Tener una alta escala de integración de componentes pasivos y activos con chips integrados y/o antenas en un solo módulo utilizando estructuras multicapa.
- Utilizar materiales que presentan características como alta permitividad, bajas pérdidas, alta conductividad térmica, estabilidad, etc.

Basándonos en las características y ventajas mencionadas en los párrafos anteriores, se diseñará una antena con polarización circular reconfigurable a 5.8 GHz utilizando LTCC como tecnología de fabricación y RF-MEMs como elementos de conmutación.

En este trabajo se presenta un primer prototipo de la antena que se ha diseñado sin los RF-MEMs para poder comprobar el adecuado funcionamiento de la antena sin la presencia de los elementos de conmutación. En un trabajo futuro, se construirá un segundo prototipo que incluirá los RF-MEMs en su estructura.

4.2 Elección de la estructura y tipo de alimentación

Como se mencionó anteriormente, la frecuencia de trabajo escogida para realizar el diseño será 5.8 GHz. Las principales consideraciones que se tomaron en cuenta para determinar el tipo de estructura son:

- Buscar la forma de que los elementos utilizados para realizar la conmutación y sus respectivas redes de polarización, no degraden el comportamiento de la antena, en especial sus diagramas de radiación.
- Se deberá buscar que tanto el nivel de adaptación como los diagramas de radiación y relación axial mantengan simetría para los dos estados de polarización circular que brindará la antena.

4.2.1 Modelo de la estructura

Esta antena se basa en el concepto de la superposición de antenas complementarias presentado en [76] y [77]. Utilizando este concepto, se combina una ranura con un dipolo para conseguir la polarización circular. La ranura que presenta polarización lineal, induce a su vez unas corrientes sobre el dipolo parásito, el cual radia aportando la componente horizontal desfasada 90° respecto a la componente vertical total, dando lugar a una polarización circular. En [75] se establece que en la estructura presentada en la Figura 4.1, la inclinación (α) del dipolo parásito con respecto a la ranura permite conseguir las dos componentes de campo ortogonales para obtener polarización circular.

Mientras que el desfase de 90° que debe existir entre estas dos componentes se logra a través de la distancia d entre las ranuras y el dipolo (ver Figura 4.1).

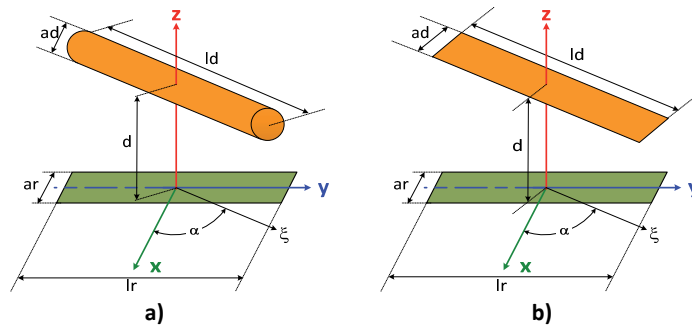


Figura 4.1 Esquema de la antena que será utilizada.

Con el esquema presentado es posible conseguir uno de los dos estados de polarización circular RHCP o LHCP, mientras que para obtener el otro estado de polarización sea RHCP o LHCP basta simplemente con dar la vuelta el dipolo parásito, cambiando de esta manera el ángulo de inclinación a $-\alpha$ como se puede apreciar en la Figura 4.2. Esta propiedad resulta ser bastante atractiva cuando se pretende conseguir una antena reconfigurable, facilitando la forma de lograr la capacidad de conmutación deseada.

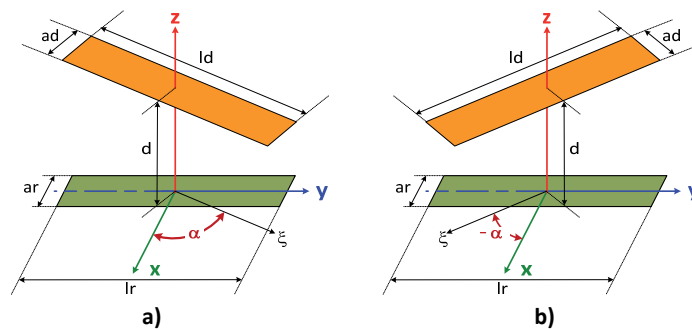


Figura 4.2 Cambio del ángulo de inclinación para obtener los dos tipos de polarización circular.

Este tipo de antena presenta ventajas como:

- Pueden ser fabricadas con facilidad utilizando tecnologías de circuitos impresos, tanto la ranura como el dipolo (ver Figura 4.1b).

- La longitud de la separación entre las antenas de ranura y dipolo es lo suficientemente pequeño para ser utilizado como una antena de bajo perfil.
- No requieren de un circuito especial para obtener la polarización circular.
- Tienen una alta capacidad de conmutación para cambiar entre los dos tipos de polarización circular.

Aprovechando la facilidad que brinda esta estructura para conseguir una antena reconfigurable en polarización, se pensó en la forma de conseguir este objetivo, para lo cual se vieron dos alternativas, la primera consiste en utilizar un mecanismo externo que realice el giro del dipolo como se presenta en [75], y la segunda consiste en mantener fijo el dipolo y utilizar dos ranuras como las que se representan en la Figura 4.3a, las cuales permitirán obtener el cambio del ángulo de inclinación de α a $-\alpha$. De esta forma para asegurar que las dos polarizaciones, RHCP y LHCP, presenten resultados similares, y conseguir que la estructura sea simétrica para las dos polarizaciones, el ángulo de inclinación deberá permanecer fijo a 45° como se puede apreciar en la Figura 4.3b.

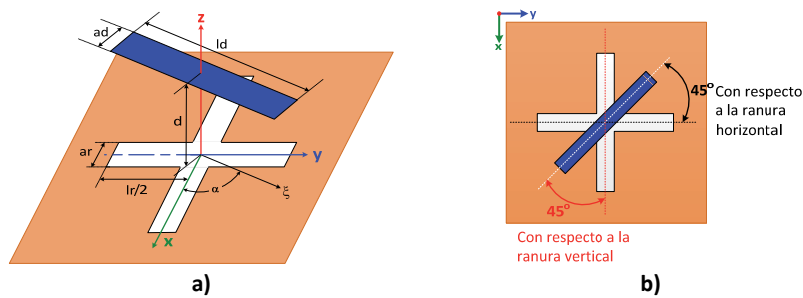


Figura 4.3 Esquema con dos ranuras y un dipolo, a) vista 3D y b) vista superior.

4.2.2 Formas de alimentación de la estructura

Considerando que el cambio de polarización dependerá de la ranura que sea excitada, resulta importante determinar el tipo de alimentación a utilizarse. La opción que se ha escogido es alimentar la ranura por medio de líneas microstrip, las cuales para asegurar que la antena presente simetría en su estructura para los dos tipos de polarización deberán

situarse en el mismo nivel. Con este tipo de alimentación se presentaron dos alternativas:

- *Alimentación asimétrica:* como se puede observar en la Figura 4.4a la excitación de la ranura se realiza a través de un solo punto de acceso, un punto para cada ranura. Esta excitación se llevará a cabo mediante dos líneas que deberán situarse en el mismo nivel como se mencionó anteriormente, la situación del punto de alimentación deberá ser en uno de los extremos de la ranura como se ve en la Figura 4.4a. La principal desventaja que se observó es que con este tipo de estructura, resultaba complicado desacoplar el efecto de una ranura sobre la otra cuando una de ellas es excitada, dificultando de esta forma la obtención de resultados adecuados.
- *Alimentación simétrica:* este tipo de excitación (ver Figura 4.4b), requiere que existan dos puntos de alimentación con una diferencia de fase de 180° entre sí, para de esta forma desacoplar el efecto de una ranura sobre la otra y conseguir que solamente una de ellas sea alimentada. Además, los puntos de alimentación se situarán de forma simétrica una distancia S como se especifica en la Figura 4.4b.

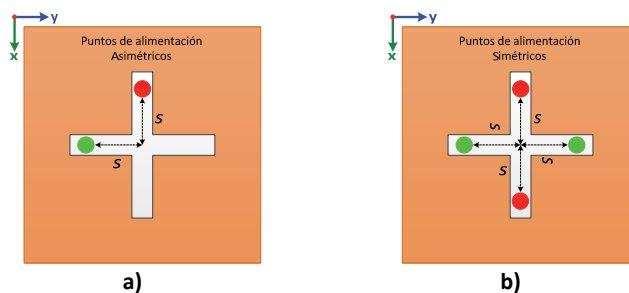


Figura 4.4 Tipos de alimentación de las ranuras a) asimétrica y b) simétrica.

Analizando estos dos tipos de alimentación, se descartó la opción de alimentar cada ranura desde uno de sus extremos para evitar que la estructura pierda simetría en sus dos modos de operación.

4.3 Diseño de la antena

Con el tipo de estructura (dipolo-ranura), forma de alimentación (simétrica) y frecuencia de trabajo (5.8 GHz) establecidos, se procedió a realizar el diseño de la antena.

4.3.1 Características del sustrato y principales requerimientos de la tecnología LTCC

En primer lugar se determinó el tipo de material que se utilizaría considerando que la tecnología de fabricación sería LTCC. El sustrato utilizado será el HL200 Heraeus con propiedades de contracción de aproximadamente el 30% en Z y del 0.20% en X e Y durante el sinterizado. Además presenta una $\epsilon_r=7.3$, una $\tan(\delta)=0.0026$ y un grosor de 91.4 μm por capa después del sinterizado. Posteriormente se procedió a considerar los requerimientos que se deben tomar en cuenta cuando se utiliza la tecnología LTCC para fabricar un dispositivo, detallándose los principales en la Tabla 4.1 y su representación en la Figura 4.5 (valores para el caso concreto del laboratorio de fabricación LTCC de la UPV).

Símbolo	Parámetros	Requerimiento
Mc	No. mínimo de capas apiladas	4 capas
Am	Ancho mínimo de líneas	100 μm
Em	Espacio mínimo entre líneas	125 μm
Sm	Separación mínima entre vías - líneas	200 μm
Dv	Diámetro de vías	200 y 400 μm
DCp	Cover pad de las vías	Dv + 100 μm
Mv	No. Máximo de vías apiladas	4 o 6 (máx.)

Tabla 4.1 Requisitos planteados para fabricación en LTCC.

El número mínimo de capas que se requiere apilar con este material, Mc, se establece para evitar que el dispositivo sea demasiado frágil. En el caso de que se requieran vías que atraviesen un número de capas mayor a Mv, éstas deber ser apiladas en zig-zag, como se indican en la Figura 4.6b, en donde a modo de ejemplo se han apilado 11 capas de sustrato.

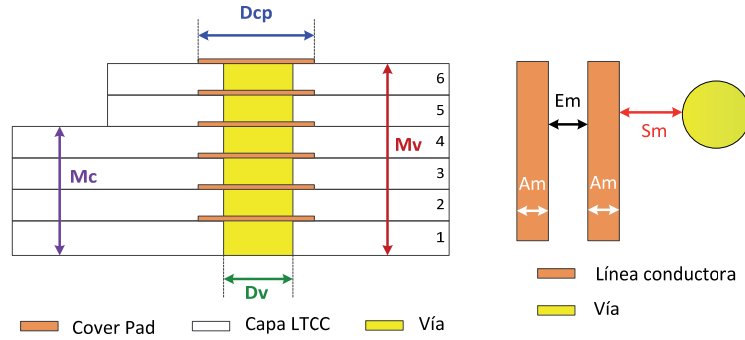


Figura 4.5 Detalle de los requisitos para fabricación en LTCC.

La Figura 4.6a presenta la forma ideal de apilar una vía que tiene como altura las 11 capas mencionadas como ejemplo, mientras que en la Figura 4.6b las vías son divididas en dos grupos de 5 y 6 capas cumpliendo con los requerimientos planteados según la tecnología LTCC.

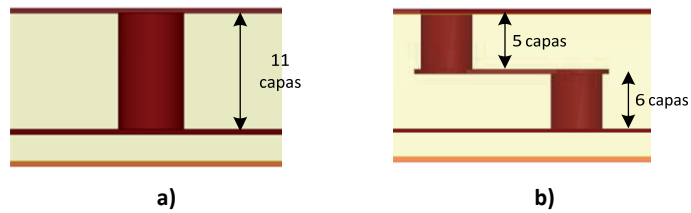


Figura 4.6 Esquema de una vía a) apilada de forma ideal y b) apilada según LTCC.

4.3.2 Características del dipolo parásito

Establecidos ciertos parámetros de diseño requeridos por la tecnología de fabricación que se utilizará, el siguiente paso fue determinar las características del dipolo parásito.

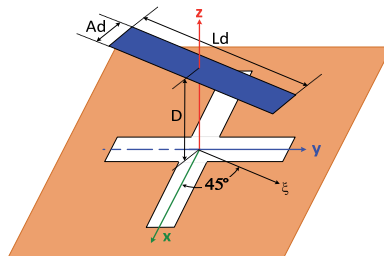


Figura 4.7 Parámetros de diseño del dipolo parásito.

Como se determinó en el apartado anterior, el ángulo de inclinación del dipolo con respecto de la ranura será de 45° , y por lo tanto los parámetros de diseño que se utilizarán para conseguir un nivel adecuado de adaptación y de polarización circular (relación axial) son los que se especifican en la Figura 4.7, donde **Ad** y **Ld** representan el ancho y largo del dipolo, mientras **D** es la distancia de separación existente entre el dipolo y la ranura. La distancia **D** inicial fue de aproximadamente $\lambda_0/5$ según se establece en [78], mientras que los valores para **Ld** y **Ad** fueron $\lambda_0/2$ y $Ld/10$ respectivamente (con $\lambda_0=51.72\text{mm}$). Además se debe indicar que el dipolo estará impreso sobre cuatro capas apiladas de sustrato HL2000.

4.3.3 Características de las ranuras

Las ranuras estarán situadas en el centro del plano de masa de la antena que será de $45 \times 45 \text{ mm}^2$, mientras que las líneas de alimentación se situarán en la cara opuesta del sustrato, para de esta manera colocar de forma cómoda los elementos que se utilizarán para la conmutación.

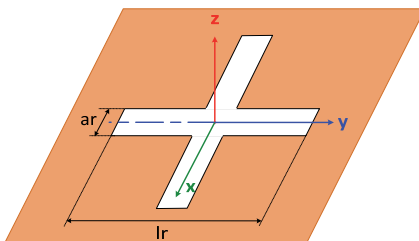


Figura 4.8 Parámetros de diseño de las ranuras.

Los parámetros de diseño utilizados para la ranura son los especificados en la Figura 4.8, siendo **ar** y **lr** el ancho y largo de cada ranura. Los valores iniciales considerados para las ranuras fueron de $lr=\lambda_0/4$ y $ar=lr/10$.

4.3.4 Características de las líneas de alimentación (red de alimentación)

Pensando en la fabricación de un primer prototipo que lleve conectores en lugar de RF-MEMs, se estableció que las líneas microstrip que

alimenten las ranuras sean de 50 ohms. La forma de excitar las ranuras se puede observar en la Figura 4.9a, donde los puertos P1 y P2 excitan la ranura vertical, mientras los puertos P3 y P4 la horizontal, además como se puede ver en las Figura 4.9 b y c las líneas microstrip llegan hasta las ranuras de manera que desde el punto de vista del dipolo la estructura siempre mantiene simetría.

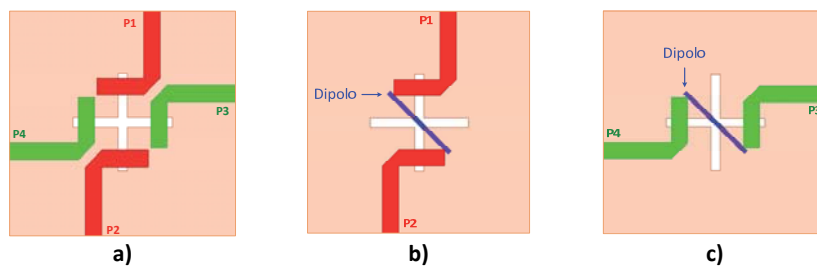


Figura 4.9 Alimentación de las ranuras a) representación de los cuatro puertos y Posición de los puertos respecto a las ranuras b) Puertos P1-P2, c) Puertos P3-P4.

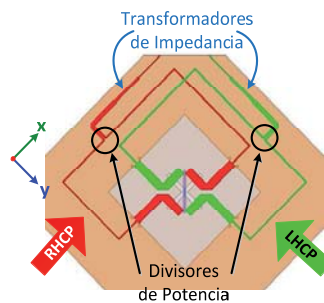


Figura 4.10 Vista frontal de la red de alimentación.

La red de alimentación total, estará formada por dos subredes (ver Figura 4.10) las cuales se encargarán de proporcionar los dos puntos de alimentación requeridos por cada ranura; a su vez cada subred estará formada por dos líneas microstrip que dan lugar a un desfase de 180° entre los dos puntos de alimentación y conectadas por medio de un divisor de potencia. Además, para conseguir el nivel adecuado de adaptación, la red requiere de dos adaptadores de impedancia.

En el gráfico de la Figura 4.11 se detallan los elementos utilizados para formar una de las subredes. Las líneas de alimentación de las ranuras son líneas de 50Ω , que se unen por medio de un divisor de potencia.

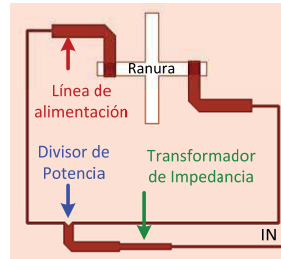


Figura 4.11 Elementos de una subred de alimentación.

Debido a la presencia del dipolo parásito y la ranura, la impedancia de entrada requerida para el divisor de potencia es de 18Ω (valor optimizado en las simulaciones). Como se mencionó en el párrafo anterior, para obtener un nivel de adaptación aceptable se utilizó un transformador de impedancias de 18Ω a 50Ω el mismo que tiene una longitud de aproximadamente $\lambda_{\text{eff}}/4$ y una impedancia de 26Ω .

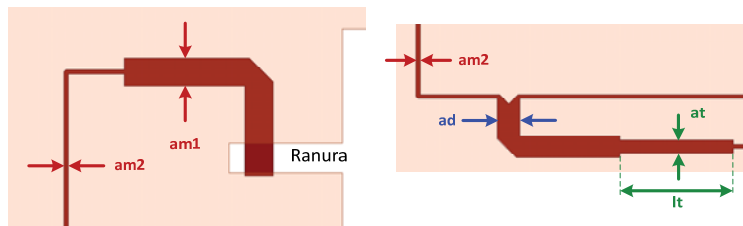


Figura 4.12 Detalle de las líneas microstrip que forman una subred de alimentación.

Además, en la Figura 4.12 se describen las principales variables utilizadas para la simulación y optimización de los elementos que forman las subredes de la red de alimentación. Como se puede observar, las líneas de alimentación en el extremo que excitan las ranuras son más anchas que los extremos que se unen en el divisor de potencia pero a pesar de esta diferencia, estos tramos son de 50Ω cada uno, ya que utilizan dos planos de masa situados a distintas alturas. La línea más gruesa utiliza un plano de masa situado a una altura h_1 , mientras la parte más fina de la línea de alimentación utiliza un plano de masa situado a una altura h_2 , siendo $h_1 > h_2$. A su vez tanto el divisor de potencia como el adaptador de impedancias utilizan el plano de masa situado a la altura h_2 . Se utilizan dos planos de masa con el objetivo de disminuir el espacio que ocupa la red de alimentación en la antena. Las

alturas h_1 y h_2 se forman con el apilamiento de 12 y 2 capas de sustrato respectivamente.

Dependiendo de la subred que proporcione la alimentación a las ranuras, será posible conseguir polarización circular a derechas o a izquierdas. Como se determinó en el apartado 4.3.2, la red de alimentación se situará en un solo nivel ubicado en la capa inferior de la antena y aprovechando una de las ventajas de la tecnología LTCC, se realiza un puente para evitar el cruce de las dos subredes como se observa en la Fig. 5.

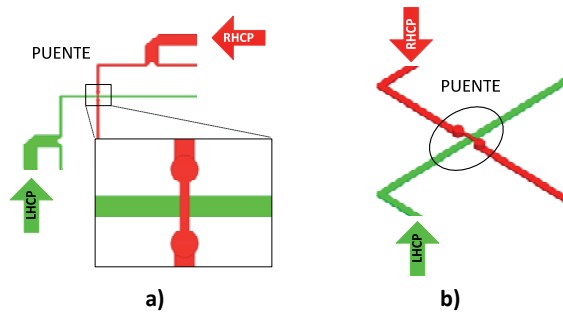


Figura 4.13 Vistas del cruce de las dos subredes: a) Frontal, b) 3D.

Después de establecer las características de cada uno de los componentes de la antena, se procedió a realizar la simulación y optimización del modelo. En la Figura 4.14 se presenta un esquema de las capas que constituyen la antena.

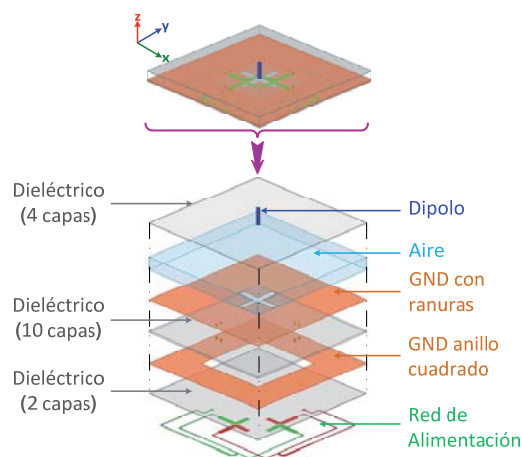


Figura 4.14 Esquema de las partes que forman la antena.

Como se puede observar la antena posee dos planos de masa, el primero “GND con ranuras” y el segundo “GND anillo cuadrado” cuya función principal es conseguir que las líneas de alimentación sean más finas para evitar el incremento del tamaño de la antena ya que las líneas de alimentación serían más gruesas sin este cambio de plano de masa. Los dos planos de masa están conectados a través de vías y para disminuir los tiempos de simulación, todas las vías utilizadas han sido apiladas de manera ideal (posteriormente se realizará el cambio según lo requerido por la tecnología LTCC).

Como se aprecia en la Figura 4.14 la antena estará compuesta por dos piezas, la primera será el dipolo que quedará impreso en 4 capas del sustrato HL2000, mientras que la segunda pieza se formará con 12 capas de sustrato que contendrán básicamente las ranuras y la red de alimentación. Para unir estas dos piezas dejando un espacio de aire entre ellas, es necesario hacer uso de un sistema de anclaje entre ellas. En la Figura 4.15 se presenta un corte en sección de las capas que forman la antena y los principales componentes por capas que contiene la misma:

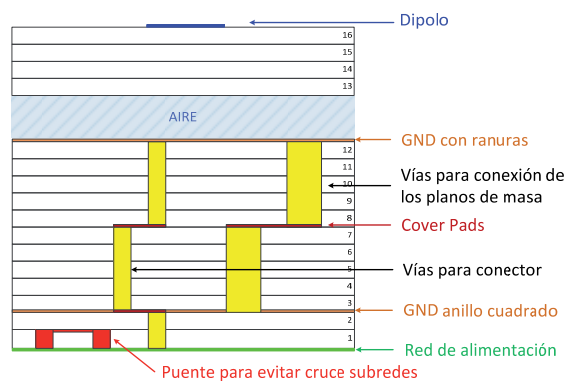


Figura 4.15 Sección de las capas que forman la antena.

4.3.5 Resultados de las simulaciones sin elementos de conmutación

Para el diseño presentado anteriormente, en la Tabla 4.2 se detallan las principales dimensiones de los componentes de la antena considerando que el plano de masa tiene un tamaño de 45 x 45 mm². Los resultados

obtenidos y que se presentan a continuación para la antena no cuentan con la presencia de los elementos de conmutación (RF-MEMs). Estos resultados se corresponden a las simulaciones realizadas con HFSS, utilizando puertos LUMPED PORT asignados sobre un elemento tipo “sheet” ubicado al extremo de la línea de alimentación y referido a 50Ω . Como se puede ver en la Figura 4.16 el ancho del puerto es igual al de la línea microstrip, mientras que su alto es igual al de dos capas de LTCC.

Descripción	Variable	Valor [mm]
Ancho del dipolo	Ad	1.5
Largo del dipolo	Ld	16
Ancho de cada ranura	Ar	1.5
Largo de cada ranura	Lr	12.8
Separación dipolo-ranuras	D	8.5
Punto alimentación ranura	S	4.9
Ancho línea de alimentación 1	am1	1.4
Ancho línea de alimentación 2	am2	0.22
Ancho línea divisor	ad	1.2
Ancho línea adaptador	at	0.7
Largo línea adaptador	lt	6

Tabla 4.2 Principales dimensiones de los componentes de la antena.

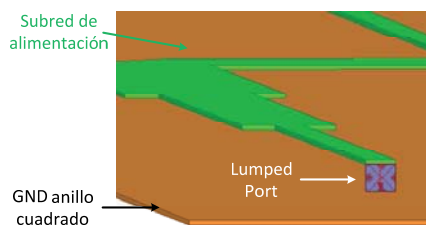


Figura 4.16 Ubicación del puerto tipo LUMPED.

Como se puede observar en la Figura 4.17a el parámetro S_{11} es menor que -10 dB desde 5.7 a 6.1 GHz (6.8% de ancho de banda) para cada modo de operación (RHCP y LHCP), la diferencia entre los dos resultados es básicamente porque la subred de alimentación con la que se consigue polarización circular a derechas lleva el puente que evita el cruce entre las dos subredes. En la Figura 4.17b se representa la relación axial en función de la frecuencia para los dos modos de operación (LHCP y RHCP), a partir de la cual, el menor ancho de banda que se obtiene si se considera $RA < 3$ dB es el 2.16% para LHCP; porcentaje que es claramente

el limitante para determinar el ancho de banda sobre el cual podemos decir que la antena conserva su polarización circular.

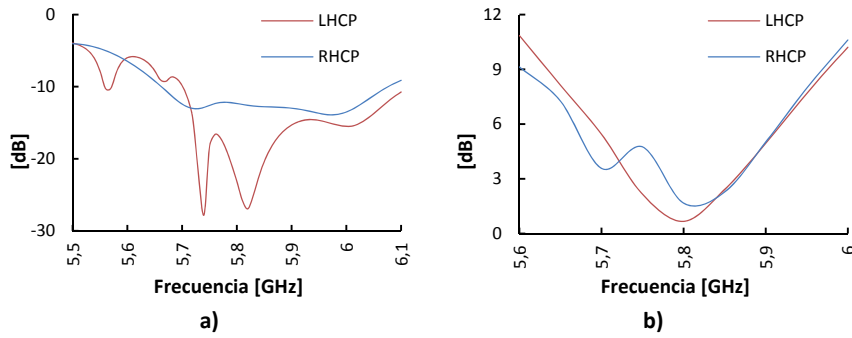


Figura 4.17 Resultados en función de la frecuencia a) S_{11} y b) Relación Axial.

En la Figura 4.18 se presentan los diagramas de radiación simulados de la antena en los planos XZ y ZY para las dos polarizaciones (RHCP y LHCP) a la frecuencia de diseño (5.8GHz), como se puede ver la directividad simulada para los dos modos de operación presentan gran similitud debido a la simetría de la estructura diseñada.

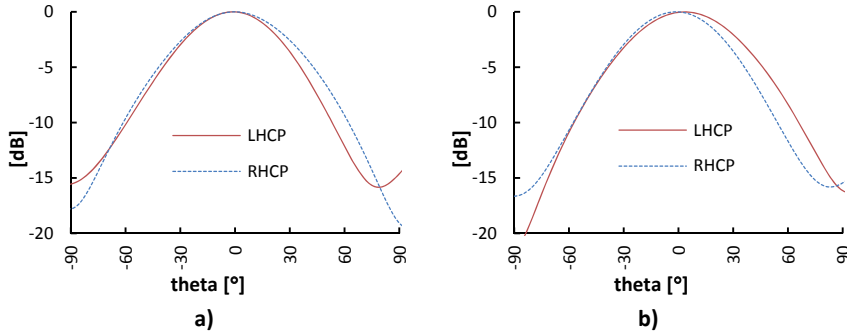


Figura 4.18 Diagramas de directividad a) Plano XZ ($\phi=0^\circ$) y b) Plano ZY ($\phi=90^\circ$).

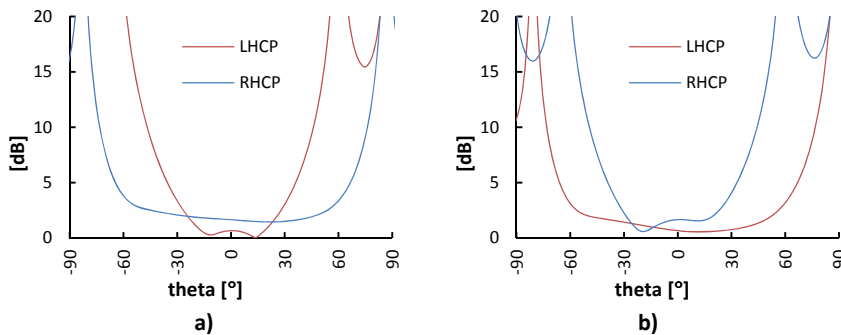


Figura 4.19 Relación axial vs. Theta a) Plano XZ ($\phi=0^\circ$) y b) Plano ZY ($\phi=90^\circ$).

Los resultados obtenidos para la relación axial a la frecuencia de trabajo para los planos XZ y ZY se pueden ver en Figura 4.19, observándose que la relación axial está bajo 3 dB en el intervalo de $-30^\circ < \theta < 30^\circ$ para las dos polarizaciones.

Para comprobar el comportamiento de la antena sin la presencia de los elementos de conmutación (RF-MEMs), el primer prototipo llevará dos conectores para realizar las mediciones de los parámetros S, diagramas de radiación, ganancias y relaciones axiales.

4.4 Diseño de la transición requerida por el conector

El conector que se utilizará es un mini-SMP 18S101-40ML5 de Rosenberger (ver Figura 4.20a) de 50Ω , el cual por especificaciones del fabricante requiere de una transición para ser añadido al dispositivo donde se desea utilizar. En vista de que la antena poseerá dos planos de masa "GND con ranuras" y "GND anillo cuadrado", se hará uso de los mismos para el diseño de la transición del conector.

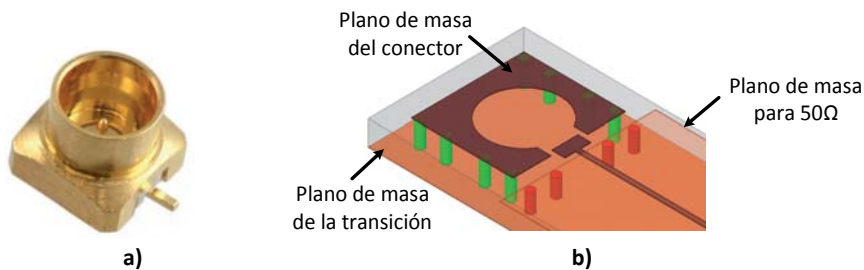


Figura 4.20 a) Conector mini-SMP y b) esquema de la transición diseñada.

En la Figura 4.20 las vías de color verde son utilizadas para confinar el campo eléctrico bajo el conector formando una conexión entre los planos de masa del conector y el plano de masa de la transición. Para evitar que se produzca una desadaptación importante en el conector, el plano de masa de la transición será el plano de masa que se encuentre más alejado del plano de masa del conector, motivo por el cual el plano será el que contiene las ranuras (GND con ranuras). Mientras que para aprovechar el segundo plano de masa (GND anillo cuadrado) y para evitar posteriormente el uso de adaptadores de impedancia, se utilizará

la posición (altura) de este plano para conseguir que la línea que unirá el conector con la red de alimentación presente una impedancia de 50Ω . Las vías de color rojo se utilizan para conectar los dos planos de masa y también para guiar de mejor manera el campo eléctrico evitando que una parte se propague entre los dos planos de masa (de la transición y el plano de masa para conseguir una línea de 50Ω) representados en la Figura 4.20b. Con las especificaciones disponibles acerca del conector, fue posible caracterizarlo en HFSS para obtener una mejor aproximación de los resultados de la transición. Para las simulaciones se utilizó una transición doble como la que se presenta en la Figura 4.21a, donde la altura de los postes (separación entre los planos de masa del conector y de la transición) fue optimizada para conseguir la mejor adaptación.

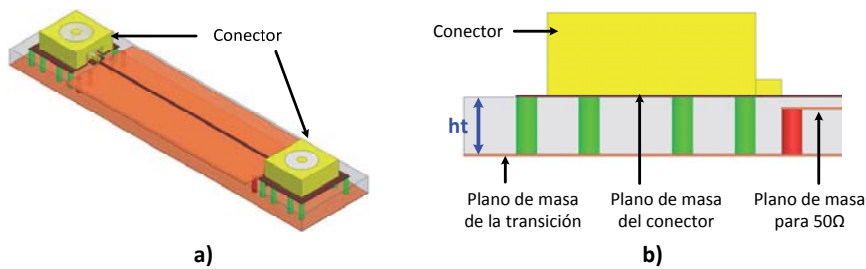


Figura 4.21 Esquema de la transición para mini-SMP con vías apiladas idealmente.

Como se puede ver en la Figura 4.22 que representa los resultados de las simulaciones para diferentes alturas **ht**, la mejor respuesta se consigue cuando la altura se incrementa. En base a los resultados obtenidos y tomando en cuenta la altura de la segunda parte de la antena que lleva la red de alimentación y las ranuras se escogió la altura **ht** igual a 1.097 mm (12capas x 91.4 μm).

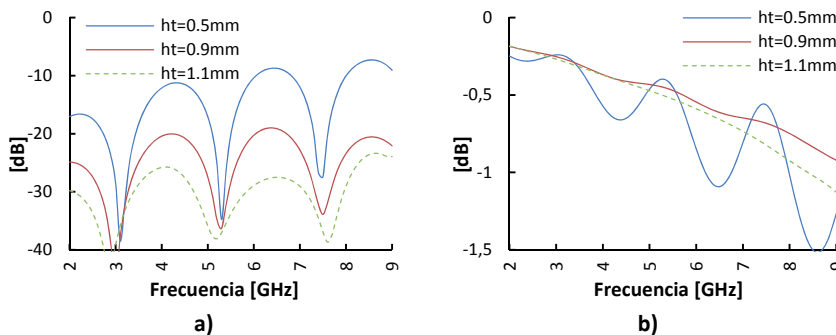


Figura 4.22 Resultados simulaciones con vías apiladas idealmente a) S_{11} y b) S_{21} .

Como se puede ver en la Figura 4.21b, el modelo de la transición se realizó con las vías apiladas de forma ideal para disminuir el tiempo de las simulaciones y el proceso de optimización. En la Figura 4.23 se presenta el modelo con las vías apiladas considerando los requerimientos de LTCC, al igual que el resultado de las simulaciones obtenidas (ver Figura 4.24) y como se puede observar los valores de adaptación de la transición del conector se conservan dentro de valores aceptables a pesar de realizar el apilado de vías según los requerimientos de LTCC.

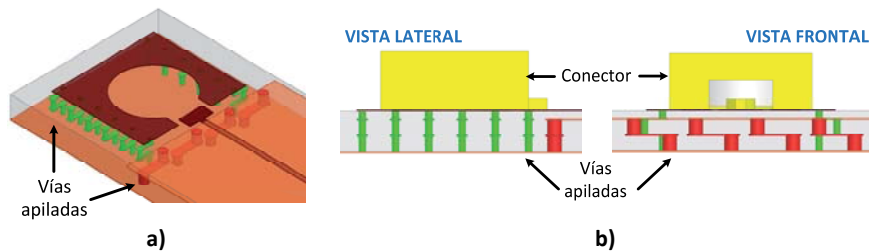


Figura 4.23 Esquema de la transición para mini-SMP con vías apiladas para LTCC.

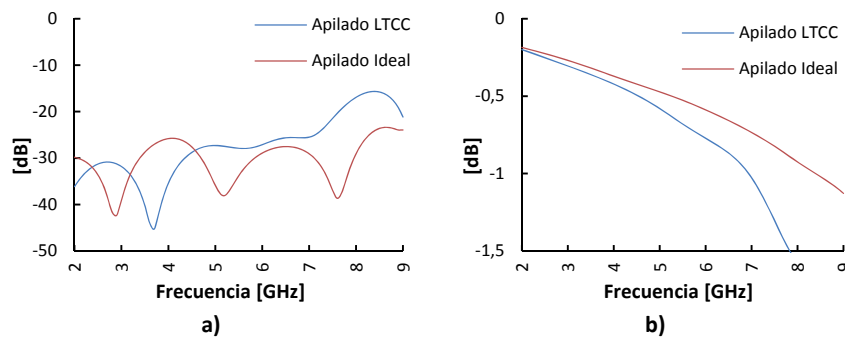


Figura 4.24 Resultados simulaciones a) S_{11} y b) S_{21} .

4.5 Simulaciones de la antena con los conectores

Observando los resultados de las simulaciones realizadas para la transición requerida por el conector, se procedió a insertar los conectores en el modelo de la antena como se muestra en la Figura 4.25. Utilizando HFSS como software de simulación, en la Figura 4.25 se presenta la ubicación de uno de los puertos de alimentación utilizados; el puerto se sitúa en el conector y se encuentra definido como tipo LUMPED PORT con una impedancia de 50 Ω .

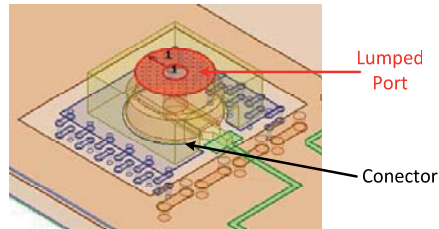


Figura 4.25 Definición del puerto para las simulaciones.

Para visualizar el efecto que causaba la colocación de los conectores, en primer lugar se utilizaron vías apiladas idealmente (Figura 4.26a), y posteriormente fueron cambiadas por las vías apiladas según LTCC (Figura 4.26b).

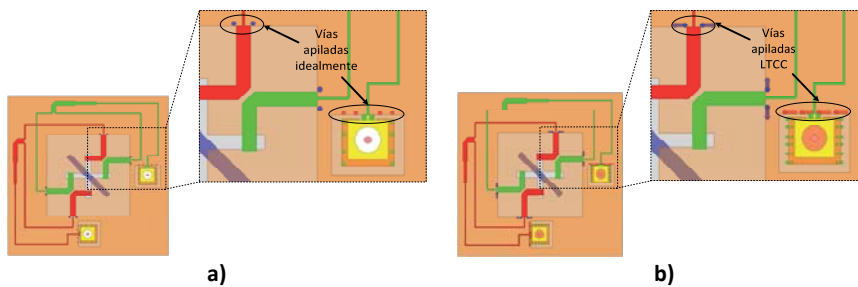


Figura 4.26 Vista cara inferior de la antena con a) vías apiladas idealmente y b) vías apiladas según LTCC.

Como se pueden observar en la Figura 4.27, Figura 4.28 y Figura 4.29, los resultados de relación axial y directividad no difieren mucho con el cambio de apilamiento de las vías. En la Figura 4.27a se presentan los resultados del parámetro S_{11} obtenido para los dos modos de operación de la antena (RHCP y LHCP) considerando las vías apiladas de forma real (según LTCC). Como se puede observar el parámetro S_{11} presenta niveles menores que -10 dB a la frecuencia de trabajo (5.8 GHz) tanto para RHCP como para LHCP con un ancho de banda aproximado del 4.3% para RHCP y 7.4% para LHCP. Esta diferencia se debe a la presencia del puente que lleva la subred para conseguir polarización circular a derechas, ya que el valor del diámetro de la vía utilizada para la realización de este puente fue de 200 μm (valor mínimo disponible en el Laboratorio de Circuitos de Alta Frecuencia "LCAF" de la UPV), limitándose de esta forma la respuesta en frecuencia de esta subred de alimentación.

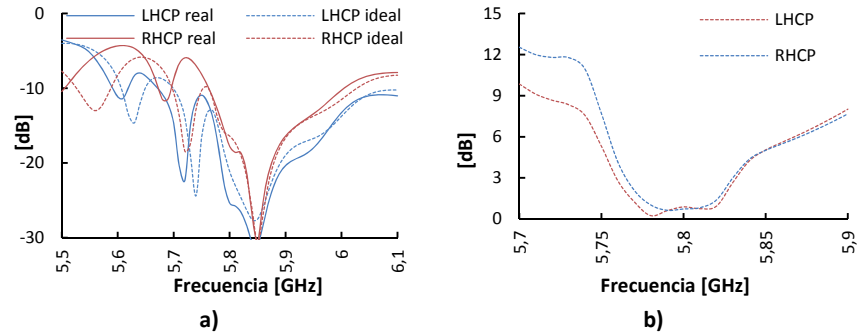


Figura 4.27 Resultados en función de la frecuencia a) S_{11} y b) Relación Axial.

La relación axial en función de la frecuencia para $\theta=0^\circ$ y $\phi=0^\circ$ considerando el modelo ideal para el apilado de los postes se representa en la Figura 4.27b; como se puede observar el ancho de banda sobre el cual se consigue mantener un nivel adecuado de polarización circular, considerando que la relación axial sea menor que 3 dB, es de aproximadamente un 1.2%.

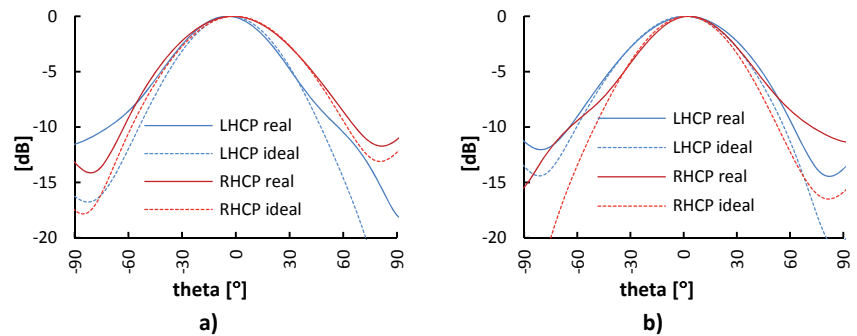


Figura 4.28 Diagramas de directividad a) Plano XZ ($\phi=0^\circ$) y b) Plano ZY ($\phi=90^\circ$).

Los diagramas de directividad a la frecuencia de trabajo para los planos $\phi=0^\circ$ y $\phi=90^\circ$ (XZ y ZY respectivamente) se representan en la Figura 4.28. Como se observa, los diagramas obtenidos para RHCP y LHCP muestran gran similitud debido a que la forma de excitar el dipolo conserva simetría para los modos de operación de la antena.

En la Figura 4.29 se ilustran los resultados de la relación axial simulada para los planos XZ y ZY a partir de los cuales se observa que para las dos polarizaciones la relación axial es menor que 3 dB en un ancho de haz de aproximadamente 50° .

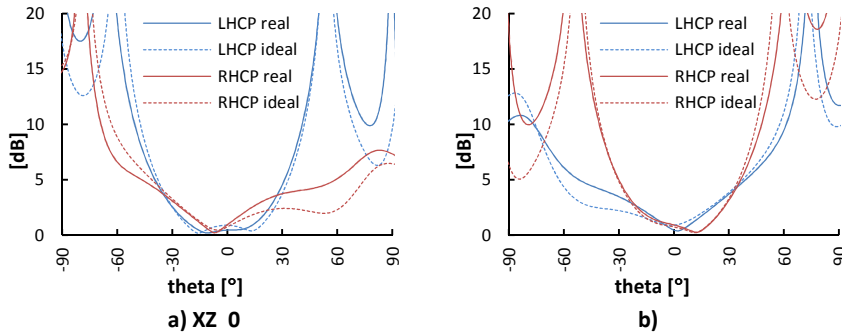


Figura 4.29 Relación axial vs. Theta a) Plano XZ ($\phi=0^\circ$) y b) Plano ZY ($\phi=90^\circ$).

A partir de las simulaciones presentadas, se puede determinar que la presencia de los conectores no afecta demasiado a los resultados, tanto en el nivel de adaptación como de polarización circular para los dos estados de operación de la antena (RHCP y LHCP).

4.6 Mediciones

Adicional a la fabricación de la antena cuyo proceso se describe con detalle en el ANEXO II, también se fabricó un kit de calibración TRL. Los elementos del kit de calibración se utilizarán para discriminar de las medidas del parámetro de reflexión de la antena, los efectos producidos por las transiciones entre los conectores y las líneas microstrip de entrada.

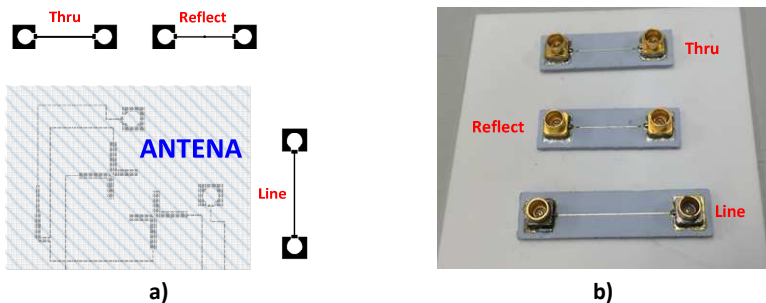


Figura 4.30 Kit de calibración TRL a) ubicación dispuesta para la fabricación y b) fabricado y conectorizado.

El kit está formado por tres dispositivos: el Thru que consiste en una línea de transmisión con conexión directa entre los conectores, el Reflect que es una línea de transmisión con un elemento de reflexión

que puede ser un cortocircuito o un circuito abierto y el Line que debe ser una línea de longitud $\lambda/4$ (o un múltiplo impar de $\lambda/4$) mayor que la longitud del Thru. En este caso, las dimensiones de las líneas del Thru y Line son $L_{\text{Thru}}= 12 \text{ mm}$ y $L_{\text{Line}}= 18 \text{ mm}$ respectivamente y como elemento de reflexión se seleccionó un cortocircuito. En la Figura 4.30a se pueden observar los elementos que forman el kit de calibración y la posición en la que se ubicaron en el cupón para la fabricación junto con la antena. La fotografía del kit de calibración fabricado y conectorizado con el equipo de medida se pueden apreciar en la Figura 4.30b.

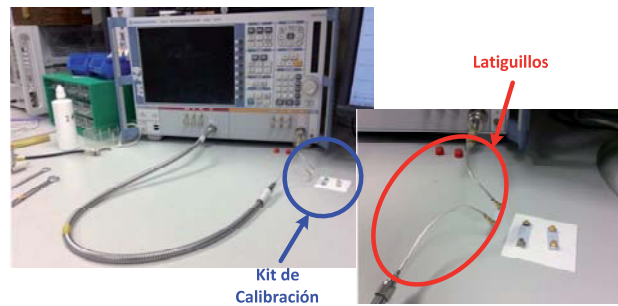


Figura 4.31 Mediciones del kit de calibración.

Debido al tipo de conector (SMP-mini) que se montó en los elementos del kit de calibración, fue necesario utilizar unos latiguillos, a modo de transición, para efectuar las mediciones, como se puede ver en la Figura 4.31. En este caso los latiguillos fueron de la marca KMCO, referencia CA292F119SMPM0100, formado por un cable semi-rígido de longitud 100 mm y con conectores, uno del tipo 2.92 mm y el otro un SMP-mini.

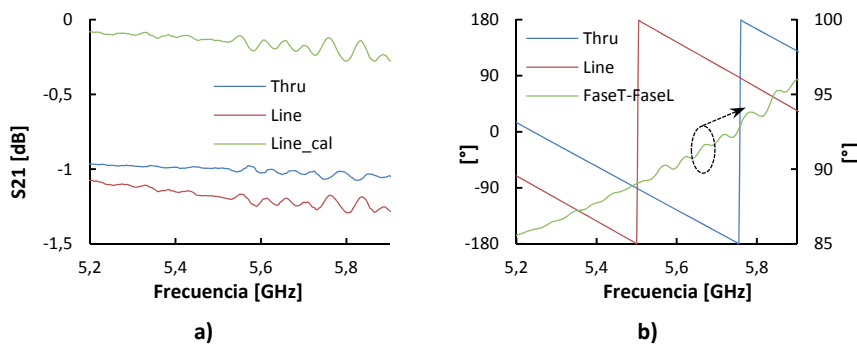


Figura 4.32 Medidas del kit de calibración: a) módulo y b) fase.

En la Figura 4.32a. se presentan las medidas del S_{21} para el Line, Thru y Line_cal (línea microstrip de 6mm aplicando el algoritmo de calibración TRL). Mientras que las diferencias de fase entre el Thru y el Line se grafican en la Figura 4.32b. Las pérdidas que se observan para el Line recogen las pérdidas que se producen en la doble transición del conector (coaxial-microstrip), más las pérdidas de la línea microstrip de 12 mm de longitud, más las pérdidas introducidas por los latiguillos.

Con el sustrato HL200 Heraeus de $\epsilon_r=7.3$ y $\tan(\delta)=0.0026$ el ancho de la línea microstrip para una impedancia de 50Ω fue de $220 \mu\text{m}$ con el sustrato de altura $182.8 \mu\text{m}$. Estos cálculos teóricos se determinaron utilizando TXLine de Microwave Office como se puede ver en la captura de la imagen que se presenta en la Figura 4.33. Además se puede ver que la permitividad efectiva del material es de 5.06 a la frecuencia de trabajo de la antena (5.8 GHz).

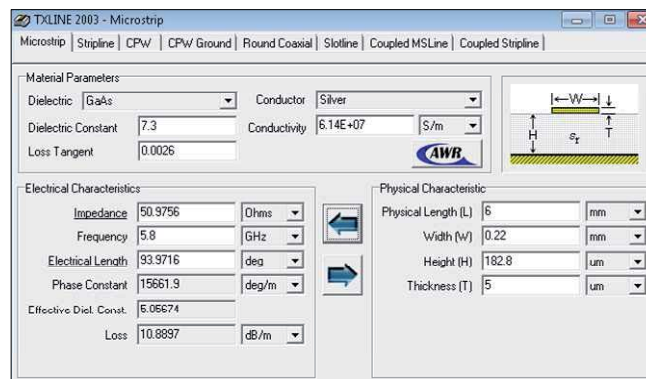


Figura 4.33 Valores teóricos calculados mediante TXLine para una línea microstrip de $220 \mu\text{m}$ de ancho.

Posterior al proceso de fabricación, se observó que las líneas microstrip eran más finas que lo simulado. El ancho de las líneas medido con el microscopio fue de $170 \mu\text{m}$. Con este nuevo valor (ancho de la línea) se calculó la impedancia y permitividad efectiva con TXLine, dando como resultado una permitividad relativa de 4.9 como se puede ver en la captura (Figura 4.34).

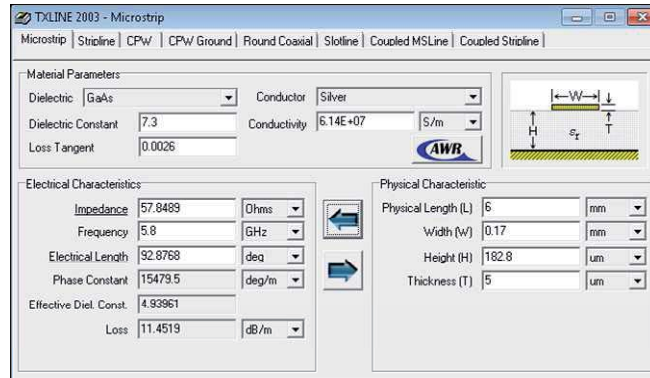


Figura 4.34 Valores teóricos calculados mediante TXLine para una línea microstrip de 170 μm de ancho.

A partir de las mediciones realizadas con el kit de calibración fue posible caracterizar el material utilizado. Aplicando el algoritmo de calibración TRL se determinó la permitividad efectiva del sustrato cuya curva se presenta en la Figura 4.35. Como se puede observar, al representar los valores calculados teóricamente con TXLine y los obtenidos a través del algoritmo TRL, las permitividades efectivas presentan valores cercanos a 5.

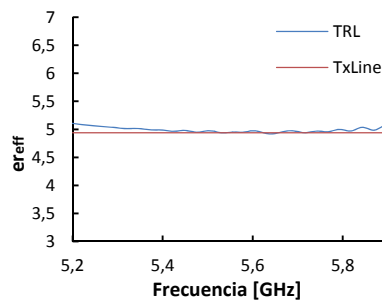


Figura 4.35 Permitividad efectiva en función de la frecuencia.

De igual manera, a partir de los valores medidos del kit TRL y el TXLine se representa en la Figura 4.36a las pérdidas de la línea microstrip de 170 μm de ancho y 6 mm de longitud. En la Figura 4.36b se grafica la tangente de pérdidas en función de la frecuencia, obtenidas con el algoritmo TRL y según las especificaciones del fabricante (a 2.5 GHz). Al observar las dos gráficas, se puede ver que a la frecuencia de trabajo (5.8 GHz) existe una gran diferencia entre el valor calculado con el

algoritmo TRL y el valor dado por el fabricante. Esto se debe a que el fabricante proporciona información solamente a la frecuencia de 2.5 GHz. Además se puede ver que la curva TRL para valores más bajos de frecuencia tiende al valor que presenta el fabricante.

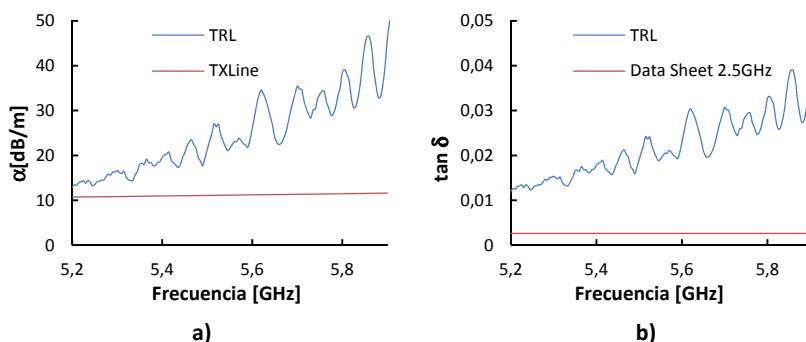


Figura 4.36 Para el sustrato HL200 Heraeus: a) pérdidas y b) tangente de pérdidas.

A partir de los valores calculados y medidos es posible estimar las pérdidas que se producen en el conector. Considerando que la frecuencia de trabajo es 5.8 GHz, se tiene que determinar las pérdidas que se producen en el tramo de la línea de 12 mm. Observando en la Figura 4.36a, a la frecuencia de trabajo las pérdidas son 38.5 dB/m por lo que para los 12 mm que presenta la línea las pérdidas son 0.46 dB aproximadamente. De las especificaciones para los latiguillos se tiene que las pérdidas a 5.8 GHz son del orden de 0.3 dB para cada uno. Así, considerando que las pérdidas del Thru son aproximadamente 1.1 dB, de los dos latiguillos 0.6dB y de la línea 0.46 dB se estima que las pérdidas de un conector son del orden de 0.02 dB.

En la Figura 4.37 se pueden ver las partes que forman la antena, el dipolo y las ranuras con la red de alimentación conectorizada. Las medidas de los diagramas de radiación y parámetro S_{11} no se han realizado ya que el prototipo fabricado presentó problemas de laminación como se puede apreciar en la Figura 4.37c. Posteriormente, se realizarán pruebas para determinar que parte del proceso dio lugar al problema de laminación para después fabricar nuevamente la antena.

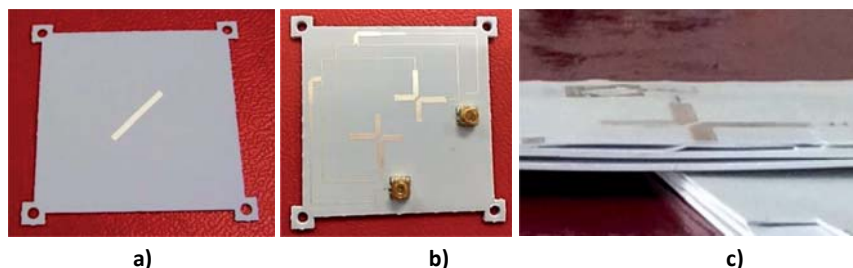


Figura 4.37 Antena fabricada: a) dipolo, b) red de alimentación y c) corte de la antena.

4.7 Resumen

En este capítulo se presentó el diseño de una antena reconfigurable en polarización circular que utiliza como elemento radiante un dipolo parásito excitado mediante una ranura en forma de cruz. Se seleccionó una ranura de este tipo para tener una estructura que presente simetría para las dos polarizaciones. Para cada polarización la ranura se alimenta mediante dos líneas microstrip unidas con un divisor de potencia. Para evitar cruces entre las dos redes de alimentación, se empleó un esquema multicapa, para aprovechar las ventajas de la tecnología de fabricación LTCC. Por la simetría que presenta la antena para sus dos polarizaciones circulares (a derechas y a izquierdas), las simulaciones realizadas dan como resultado diagramas de radiación, niveles de relación axial y adaptación bastante similares para los dos modos de operación.

En el proceso de fabricación también se incluyó un kit de calibración TRL. A partir de las mediciones realizadas con el kit, se pudo caracterizar el sustrato utilizado y determinar las pérdidas que se producen en la transición del conector y la línea microstrip. Con los resultados obtenidos también se pudo validar el modelado del conector con HFSS. Las mediciones de la antena no se realizaron por problemas de laminación. Un segundo prototipo será fabricado después de realizar algunas pruebas con el sustrato, tintas conductoras y proceso de fabricación (como por ejemplo incrementar la presión en el laminado) para evitar que se produzcan estos inconvenientes.

CAPÍTULO V

ANTENAS PARA APLICACIONES MÓVILES Y VEHICULARES

La demanda de las comunicaciones inalámbricas para aplicaciones vehiculares y móviles [79] está creciendo de forma exponencial. LTE “*Long Term Evolution*” es el nuevo estándar para aplicaciones móviles de banda ancha que permite el manejo de altas velocidades y capacidades en el intercambio de datos entre teléfonos móviles y terminales de datos. Actualmente, muchos de los operadores móviles están ofreciendo servicios de banda ancha 4G LTE en las bandas de los 700 MHz y 2.5 GHz, lo que significa que las antenas de los nuevos dispositivos telefónicos 4G necesitan operar en las nuevas bandas de LTE conservando las bandas clásicas especificadas para GSM, UMTS, y WiFi.

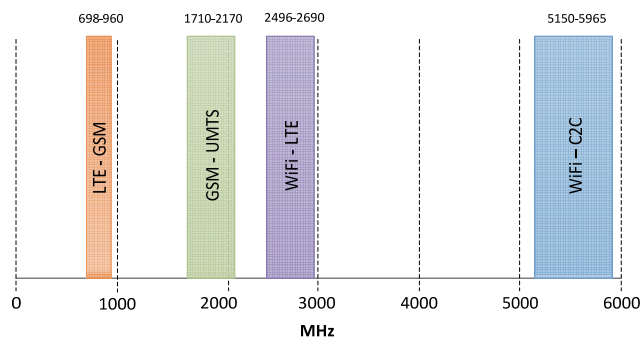


Figura 5.1 Bandas de frecuencia y aplicaciones de interés.

En la Figura 5.1 se resumen las bandas de frecuencia y aplicaciones que se espera cubrir. En general, el ancho de banda fraccional requerido en la banda de los 2.5 GHz es del 7.5%; mientras que obtener un 32% de

ancho de banda para las bandas de LTE baja y GSM (698-960MHz) con una única antena resonante y compacta resulta ser una tarea difícil. Utilizar un monopolo parecería ser la solución más factible; sin embargo, la longitud de un monopolo simple $\lambda/4$ resonante a 698MHz es de 10.7 cm, dimensión que resulta excesiva para la mayoría de las aplicaciones y a menudo inaceptables en aplicaciones vehiculares. Además, el ancho de banda fraccional de un monopolo $\lambda/4$ resonante es sólo del 12%.

Recientemente, varios diseños multibanda se han propuesto para dispositivos móviles 4G [80]-[81]. Estos diseños combinan el uso de múltiples resonadores acoplados con diferentes técnicas de miniaturización como meandering [80]- [82], bending [83] o utilizan chips como cargas capacitivas [81], con el fin de obtener una solución compacta. Un problema que comúnmente se presenta con las antenas multibanda es que cada banda puede tener un margen de adaptación estrecho que podría cambiar o incluso desaparecer cuando se realice el montaje de la antena en su ubicación definitiva; sin embargo este inconveniente puede minimizarse mediante el uso de antenas de banda ancha que presentan mayor robustez frente a factores externos que las antenas multibanda.

Para aplicaciones en comunicaciones vehiculares diversos tipos de antenas impresas se han desarrollado, los cuales por el espacio disponible para su montaje, presentan formas poco comunes de encontrar [37] [38] [39]. En este capítulo se presentan dos soluciones bastante compactas, la primera basada en antenas Vivaldi [2] que pertenecen a las denominadas Tapered Slot Antennas (TSA) y la segunda se basa en dos monopolos formando un modelo 3D con el fin de optimizar el espacio disponible en un radomo con forma de una “aleta de tiburón”.

5.1 Antena basada en una *Tapered Slot Antenna* “TSA”

En esta sección, se presenta una antena monopolo de banda ancha bastante compacta para aplicaciones móviles y vehiculares inspirada en una antena Vivaldi; este tipo de antenas pertenecen a las denominadas

Tapered Slot Antennas “TSA” con apertura exponencial y que al ser antenas integradas en sustratos dieléctricos, reciben una considerable atención en aplicaciones de Ultra Wide Band “UWB” [37] por el gran ancho de banda y altas ganancias que se pueden conseguir. Por su estructura simple y de fácil construcción el perfil de una antena Vivaldi fue seleccionado como punto de partida para el diseño. Algunas técnicas y métodos se han utilizado tradicionalmente con el fin de reducir el tamaño de la antena, por ejemplo en [84] se presenta una antena con perfil Vivaldi y ranuras grabadas en el plano de masa; por otra parte, [38] presenta una antena Vivaldi que permite cubrir un rango de frecuencias entre 0.7 GHz y 6 GHz, pero el diseño no ofrece dimensiones suficientemente compactas para aplicaciones móviles y vehiculares.

Así también, para terminales inalámbricos, se requiere un comportamiento de radiación omnidireccional en lugar de las características de radiación direccional que generalmente proporcionan las antenas Vivaldi convencionales. A continuación se presentará el diseño y proceso que permitió encontrar una solución compacta capaz de operar en las bandas LTE700, GSM850, GSM900, DCS1800, PCS1900, WCDMA2100, Bluetooth, WiMAX2350, WLAN2400 y LTE2600 con diagramas de radiación bastante omnidireccionales.

5.1.1 Diseño de la antena y proceso de optimización

La antena consiste en una placa metálica con una ranura cuyo ancho varía de forma exponencial. La curva teórica de la ranura de la Vivaldi fue desarrollada por Schaubert [85], la cual es función de la tasa de apertura del perfil R y las coordenadas de los puntos $\mathbf{P}_1 = (x_1, z_1)$ y $\mathbf{P}_2 = (x_2, z_2)$ que se representan en la Figura 5.2.

Las expresiones utilizadas para definir el perfil exponencial [86] se presentan a continuación:

$$z(x) = c_1 e^{Rx} + c_2 \quad \text{Ec. 5.2}$$

donde:

$$c_1 = \frac{Z_2 - Z_1}{e^{Rx_2} - e^{Rx_1}} \quad \text{Ec. 5.3}$$

$$c_2 = \frac{Z_1 e^{Rx_2} - Z_2 e^{Rx_1}}{e^{Rx_2} - e^{Rx_1}} \quad \text{Ec. 5.4}$$

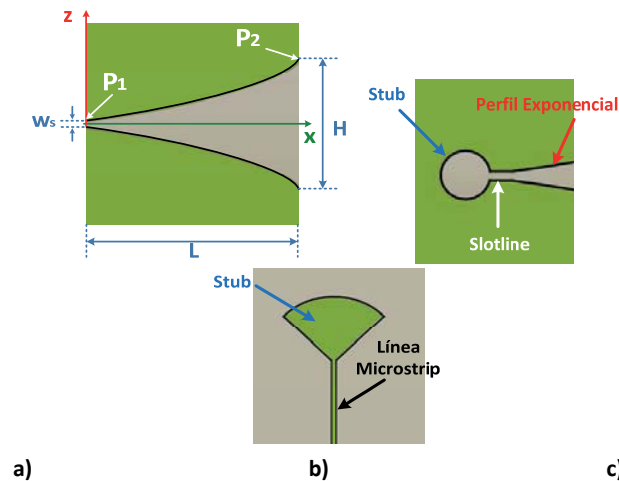


Figura 5.2 a) Perfil exponencial (apertura de la antena), b) Transición Slotline-Perfil exponencial (parte frontal), c) Transición Microstrip-Slotline mediante acoplamiento capacitivo (parte posterior).

A partir de los datos **L**, **Ws** y **H** que se corresponden con la longitud, ancho inicial y ancho final de la apertura respectivamente, se pueden determinar las coordenadas **P₁** y **P₂** que se ilustran en la Figura 5.2a considerando que $z_2=H/2$; $z_1=Ws/2$; $x_2=L$ y $z_1=0$.

Para conseguir un ancho de banda adecuado, es muy importante analizar el método que se utilice para alimentar las antenas Vivaldi ya que este determina el límite superior del rango de las frecuencias de trabajo, mientras que el límite inferior se verá afectado por el tamaño de la apertura [87]. Por la forma exponencial que presenta la ranura, una línea de tipo slotline resulta ser la manera más adecuada para alimentar las antenas del tipo TSA, y a su vez para excitar la slotline se puede utilizar una línea coaxial o una línea microstrip. Sin embargo, para conseguir mejores características de radiación y niveles de adaptación, existen varias propuestas para mejorar la transición microstrip-slotline,

terminándolas con un stub del tipo radial (línea microstrip) y un slot circular (slotline), como los que se presentan en la Figura 5.2b y c.

5.1.1.2 Antena Vivaldi Completa

Para el primer modelo considerado los valores de R , L , H y W_s son 0.71 cm^{-1} , 8.7 cm , 17 cm y 0.0297 cm respectivamente, a partir de los cuales se tiene que son $c_1=0.0177 \text{ cm}$ y $c_2=-0.0028 \text{ cm}$. Este modelo presentó un tamaño de $180 \times 125 \text{ mm}^2$ de alto y ancho respectivamente. La geometría de esta antena se puede ver en la Figura 5.3a.

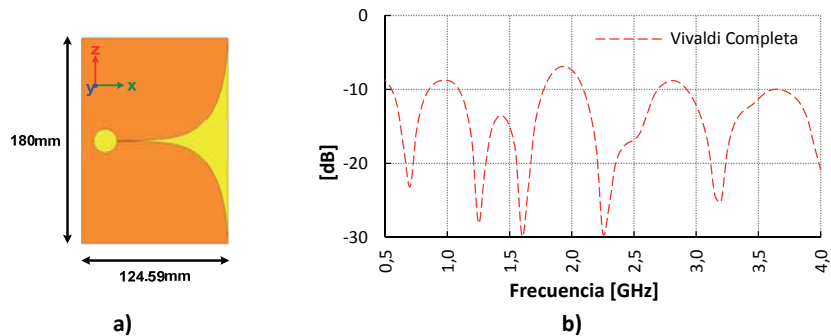


Figura 5.3 Antena Vivaldi: (a) Modelo completo, (b) Parámetro S_{11} simulado.

Para la transición Slotline - Perfi exponencial de la Figura 5.2b, se tiene que las dimensiones son: para la slotline 7.68 mm y 0.297 mm de largo y ancho respectivamente, con un stub circular de 15mm de radio. Para la transición Microstrip - Slotline de la Figura 5.2c, la línea microstrip es de 50Ω y el stub radial tiene un ángulo de apertura de 80° con radio de 18.9mm. Las simulaciones de la antena se realizaron con Ansys HFSS 15 y considerando como material dieléctrico FR4 de grosor 0.81 mm y $\epsilon_r=4.4$. En la Figura 5.3b se presentan los resultados simulados del coeficiente de reflexión obtenidos para este diseño, el cual puede mejorarse mediante optimización para cubrir un gran ancho de banda. A pesar del proceso de optimización que se realice, su tamaño resulta excesivo en muchas aplicaciones, por lo que es necesario buscar otras soluciones más compactas.

5.1.1.3 *Antena Vivaldi Recortada*

Con el objetivo de reducir el tamaño de la antena se consideró una versión monopolo como alternativa (ver Figura 5.4). El monopolo consiste en una Vivaldi recortada en su plano de simetría y montada perpendicularmente al plano de masa lo que da lugar a una antena con estructura asimétrica donde uno de los bordes se encuentra cortocircuitado al plano de masa, mientras que el otro borde presenta un perfil exponencial. La antena se alimenta por acoplamiento capacitivo mediante un stub radial impreso en la parte posterior del sustrato. Este nuevo modelo presenta el mismo ancho que la anterior antena (Vivaldi completa) y una reducción de 180 mm a 90 mm en su altura. Las dimensiones eléctricas considerando λ_0 a 700 MHz es de $0.21\lambda_0$ de alto.

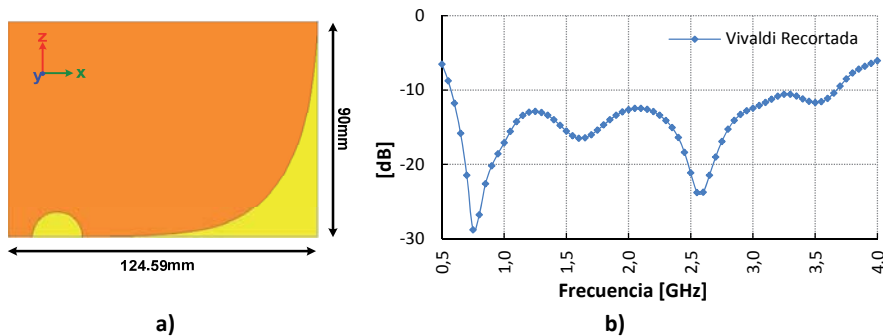


Figura 5.4 Monopolo Vivaldi: (a) Vivaldi recortada, (b) Parámetro S_{11} simulado.

El coeficiente de reflexión simulado para este monopolo (Vivaldi recortada) se presenta en la Figura 5.4b y como se puede observar con este modelo es posible cubrir un rango de frecuencias de 580 MHz a 3700 MHz, considerando un $S_{11} < -10$ dB. Sin embargo, su tamaño reducido no es lo suficientemente compacto para algunas aplicaciones como por ejemplo aplicaciones móviles y vehiculares, por lo que resultó necesaria una nueva reducción de tamaño.

5.1.1.4 *Vivaldi Modificada*

Con la finalidad de conseguir una solución aún más compacta, el perfil de la Vivaldi recortada fue modificado, usando una expresión similar a la mencionada en la Ec. 5.1, pero con los siguientes valores para los coeficientes de la ecuación $c_1=0.278$ cm, $R=0.71$ cm⁻¹ and $c_2=-0.178$ cm con $L=4$ cm, $H=9.16$ cm y $Ws=0.2$ cm. En la Figura 5.5a se presenta el esquema de la antena con el perfil modificado, donde la nueva altura es de 75 mm ($0.175\lambda_0$).

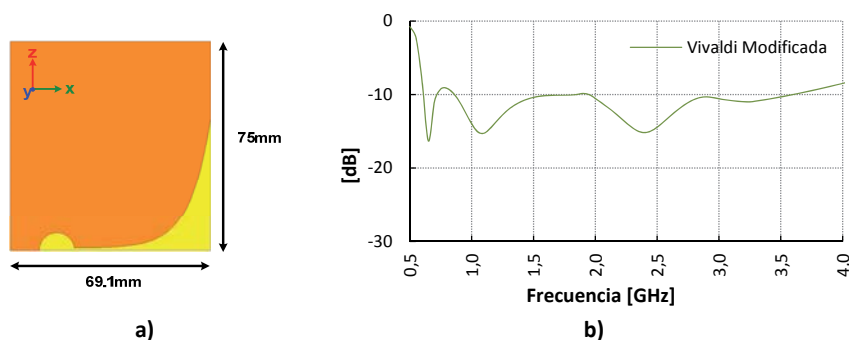


Figura 5.5 Monopolo Vivaldi: (a) Vivaldi modificada, (b) Parámetro S_{11} simulado.

Como se puede ver en la Figura 5.5b, con la antena Vivaldi modificada es posible conseguir un rango de operación desde 860 MHz a 3600 MHz, pero este modelo no es completamente adecuado para cubrir las bandas bajas de LTE y GSM (698 – 960 MHz), por lo que se requiere un proceso de optimización para mejorar aún más el ancho de banda de la antena.

5.1.1.5 *Monopolo Optimizado*

Para optimizar aún más el perfil exponencial de la antena modificada anteriormente, éste fue discretizado usando segmentos lineales como se puede ver en la Figura 5.6 (línea de color negro) para controlar de mejor manera el nivel de adaptación de impedancias en todo el rango de frecuencia.

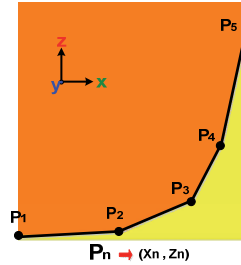


Figura 5.6 Detalle de los segmentos y puntos utilizados para optimizar el perfil.

Con el fin de evitar un proceso de optimización excesivamente prolongado, se utilizaron solamente cuatro segmentos para conseguir el perfil que se indica en la Figura 5.6. Donde, cada segmento podía ser controlado a través de los dos puntos que lo definen; se requirió de cinco puntos para dar forma a este perfil y a su vez cada punto (P_n) fue caracterizado con sus respectivas coordenadas (X_n, Z_n).

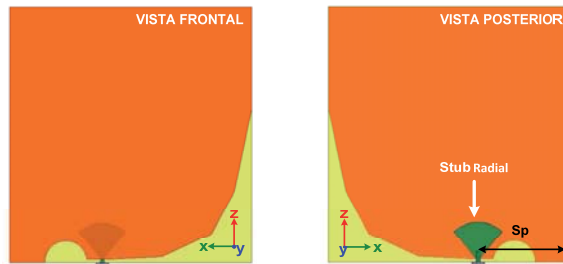


Figura 5.7 Geometría de la antena propuesta vista frontal y posterior.

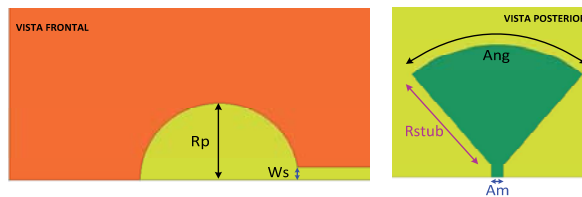


Figura 5.8 Variables usadas para definir el punto de alimentación.

En el proceso de simulación que se realizó con Ansys HFSS, estas coordenadas fueron asignadas como variables que luego se utilizaron para optimizar el perfil con el fin de obtener un adecuado coeficiente de reflexión. En la Figura 5.7 se muestra el perfil modificado propuesto para conseguir un monopolo de banda ancha, mientras que en la parte b de la Figura 5.8 se puede observar el stub radial impreso en la parte posterior del sustrato y el cual es utilizado para proporcionar la

alimentación capacitiva requerida por la antena. La Figura 5.8 detalla los parámetros utilizados para conseguir el adecuado acoplamiento entre el stub radial (parte posterior) y la antena (parte frontal). Las principales dimensiones de la antena propuesta se resumen en la Tabla 5.1, a su vez estas dimensiones se han optimizado para conseguir un máximo ancho de banda de impedancia referido a 50Ω considerando además, un plano de masa infinito para las simulaciones.

Variables	Detalle	Dimensiones	
		mm	λ_0
L	Alto de la antena	73	0.17
W	Ancho de la antena	69	0.16
Rp	Radio stub circular	6.05	0.014
Ws	Ancho slotline	1	0.0023
Rstub	Radio stub radial	10.1	0.0025
Am	Ancho línea microstrip	0.94	0.0022
Sp	Posición stub radial	26.4	0.06
Ang	Ángulo del stub radial	80°	

Tabla 5.1 Dimensiones del prototipo final.

A continuación, se presentan los resultados simulados del parámetro S_{11} y diagramas de radiación a distintas frecuencias. El parámetro S_{11} simulado que se obtiene para esta antena es menor que -10 dB en un intervalo que va desde 608 MHz hasta 4 GHz como se puede observar en la Figura 5.9.

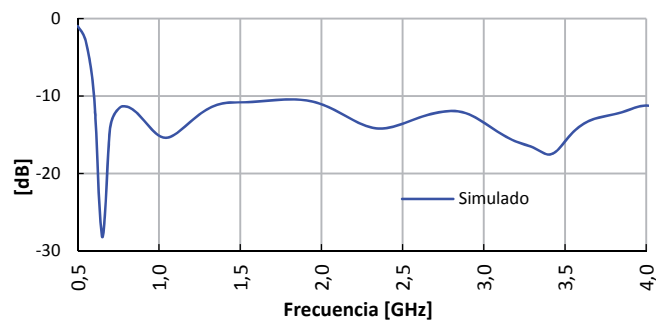


Figura 5.9 Parámetro S_{11} simulado.

Los diagramas de radiación simulados a 700, 900, 1800, 2100 y 2500 MHz que se presentan en la Figura 5.10, como se puede observar tienen

un comportamiento bastante uniforme en el plano perpendicular a la antena (plano XY).

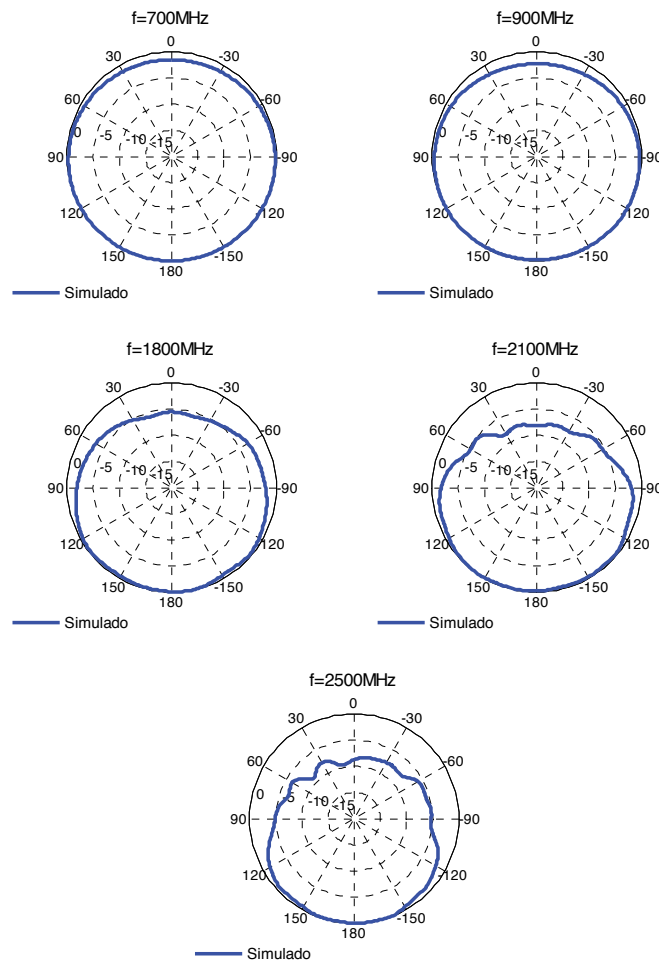


Figura 5.10 Diagramas de radiación simulados (plano XY) a 700 MHz, 900 MHz, 1800 MHz, 2100 MHz y 2500 MHz.

5.1.2 Resultados experimentales

En base a las dimensiones presentadas en la Tabla 5.1, se fabricó el prototipo en material FR4 de grosor 0.81mm, $\tan(\delta)=0.02$ y permitividad 4.4 como se mencionó anteriormente. En la Figura 5.11 se puede observar el prototipo fabricado y las vistas del punto de alimentación, mientras en la Figura 5.12 se detalla la posición en las que se colocó la

antena en el plano de masa de 300 x 230 mm² para realizar las mediciones. El conector utilizado para la alimentación de la antena es un tipo Rosenberger SMA ángulo recto para montaje en PCB que presenta una impedancia de 50 Ω y pérdidas de inserción $\leq 0.04 * \sqrt{f(\text{GHz})}$ dB, según especificaciones del fabricante.

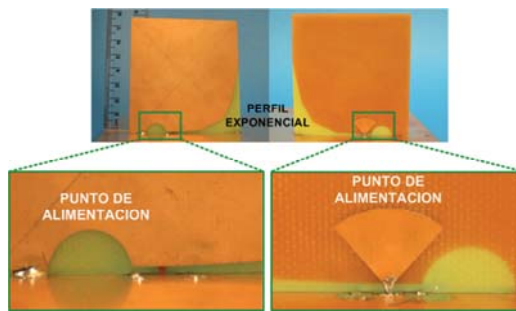


Figura 5.11 Prototipo fabricado y detalles del tipo de alimentación.

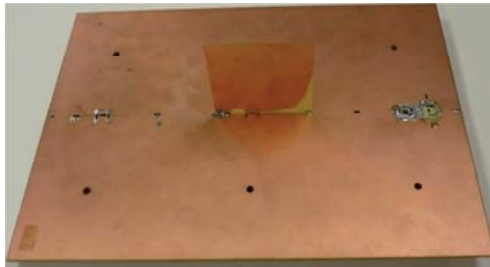


Figura 5.12 Posición de la antena en el plano de masa para las mediciones.

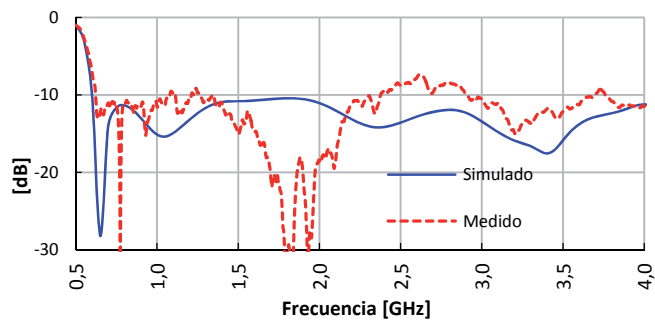


Figura 5.13 Parámetro S_{11} simulado y medido.

Como se puede ver en la Figura 5.13 el parámetro S_{11} medido presenta valores bastante aceptables en las bandas de interés, por lo tanto con este prototipo es posible cubrir los estándares LTE700, GSM850,

GSM900, DCS1800, PCS1900, WCDMA2100, Bluetooth, WiMAX2350, WLAN2400 y LTE2600.

A pesar de que la altura de la antena no se corresponde con $\lambda/4$ a la frecuencia inferior de la banda que se espera cubrir, el límite inferior de la banda se consigue ya que el sumatorio de las longitudes L1 hasta L5 que forman el perfil del monopolo optimizado (ver Figura 5.14), dan un total de 104.15 mm ($0.21 \lambda_0$) lo cual representa aproximadamente la longitud $\lambda/4$ necesaria para tener una cobertura desde esa frecuencia. Por otro lado en el perfil modificado la longitud L_v es de 98.2 mm ($0.19 \lambda_0$), motivo por el cual con esta opción no fue posible conseguir una buena adaptación para la frecuencia más baja. Lo mismo sucede con la suma de los segmentos A-B-C y A'-B-C representados en la Figura 5.14 a partir de lo cual se tiene que $A+B+C= 104.1\text{mm}$ y $A'+B+C= 102.1\text{mm}$.

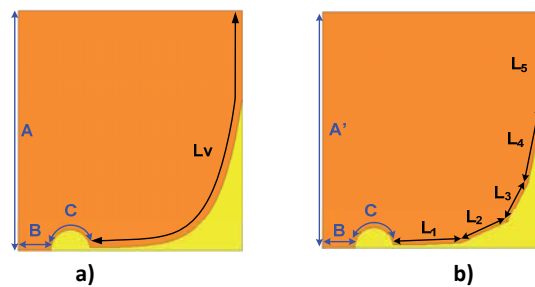


Figura 5.14 Longitud total a) perfil modificado y b) perfil optimizado.

Aunque la antena tiene un gran ancho de banda, el comportamiento omnidireccional requerido para aplicaciones móviles o vehículos es más evidente en bajas frecuencias.

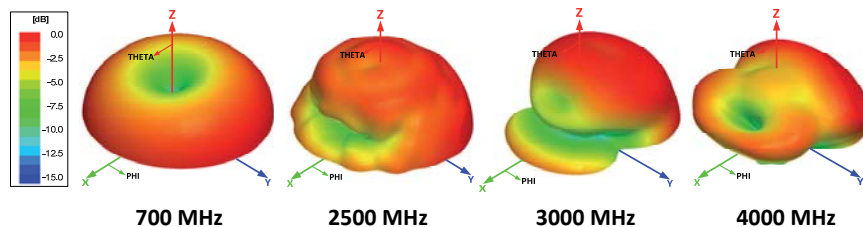


Figura 5.15 Diagramas de radiación 3-D simulados a diferentes frecuencias.

Como se puede ver en la Figura 5.15, los diagramas de radiación 3D simulados indican que el comportamiento monopolo predomina en las

frecuencias más bajas (hasta 2500 MHz), mientras que para las frecuencias más altas (a partir de los 3 GHz) se observa un comportamiento directivo. Teniendo en cuenta que el rango de frecuencia en las que el diagrama de radiación puede considerarse omnidireccional, el rango de operación de la antena es de 620 MHz a 2.500 MHz. Los gráficos de la Figura 5.16 representan las distribuciones de corriente a diferentes frecuencias dentro del rango de operación de la antena. En estas figuras se puede observar que a frecuencias más bajas existen corrientes intensas a lo largo de la dirección vertical de la superficie del monopolo. Sin embargo, en las frecuencias más altas las corrientes están más concentradas en el perfil exponencial, siendo esta parte la responsable de que la antena radie.

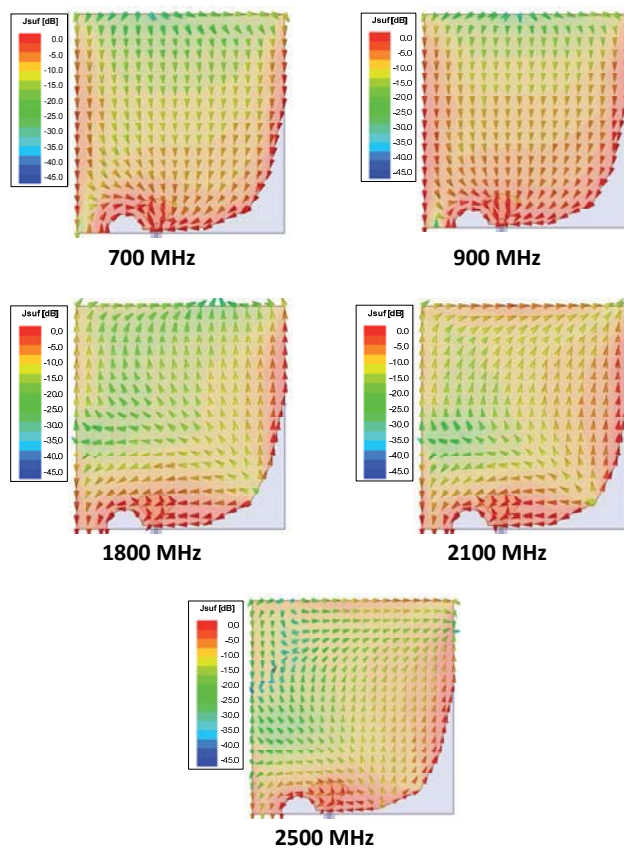


Figura 5.16 Distribución de corrientes a 700 MHz, 900 MHz, 1800 MHz, 2100 MHz y 2500 MHz.

En la Figura 5.17. se pueden ver los diagramas de radiación simulados y medidos para el plano XY a las frecuencias de 700, 900, 1800, 2100 y 2500 MHz. Como se puede observar existe una buena concordancia entre los resultados simulados y medidos con diagramas de radiación que presentan un comportamiento bastante uniforme en todas las frecuencias mencionadas.

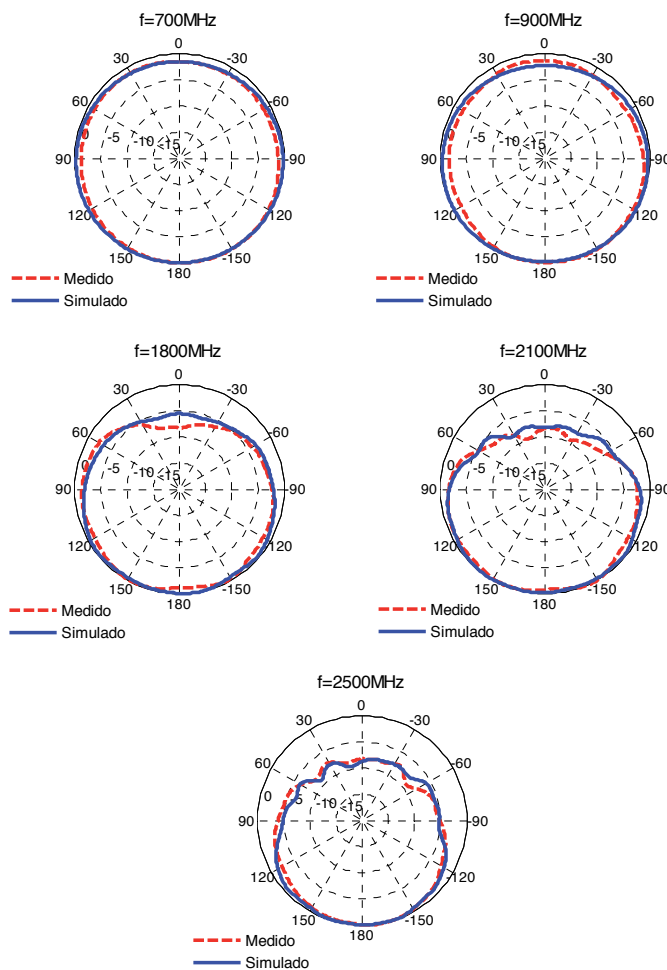


Figura 5.17 Diagramas de radiación (plano XY) a 700 MHz, 900 MHz, 1800 MHz, 2100 MHz y 2500 MHz.

En la Tabla 5.2 se detallan los resultados para la ganancia, directividad y eficiencia medidas a 700, 900, 1800, 2100 y 2500 MHz. A partir de estos resultados, se observa que la ganancia aumenta a frecuencias más altas

ya que el diagrama se vuelve más directivo, así como los valores que se obtienen de eficiencia están por encima del 80% en todas las frecuencias.

Frecuencia [MHz]	Ganancia [dB]	Directividad [dB]	Eficiencia [%]
700	3.64	3.74	97.83
900	3.54	3.94	91.29
1800	5.21	5.70	89.28
2100	5.24	6.48	80.58
2500	6.42	7.10	85.43

Tabla 5.2 Resultados de las mediciones.

Con este diseño se consigue una reducción de tamaño de 30% en la longitud de la antena, en contraste con antenas monopolo tradicionales de longitudes $\lambda/4$. Tomando en cuenta el montaje y tamaño compacto de la antena diseñada, esta constituye una solución interesante para los servicios móviles en ambientes indoor o para aplicaciones vehiculares si se consideran radomos como los presentados en la Figura 5.18 que son utilizados en autobuses, camiones o trenes.

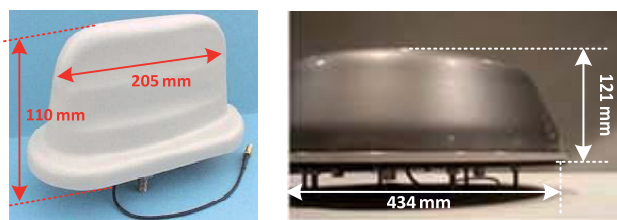


Figura 5.18 Antenas y radomos para autobuses y trenes (fotografías tomadas de radioexport.com y antonics.com).

5.2 Monopolo cuadrado modificado

Debido a la competencia que se presenta en el mercado relacionado con la industria automotriz, los fabricantes de automóviles han comenzado a dirigir su atención a las aplicaciones de comunicaciones móviles e inalámbricas, como forma de agregar valor a sus productos. Esto ha aumentado la demanda por parte de los fabricantes de automóviles de nuevas antenas que operen a diferentes bandas de frecuencias con la capacidad de hacer frente a las necesidades de los nuevos móviles y

estándares WLAN, así como otros servicios tales como GPS (1.575 GHz), Car to Car (5.9 GHz) o Remote Key Entry (433 MHz) [79].

Las principales características que estas antenas deben tener es que deben ser planas, tan pequeña como sea posible, con el fin de integrarse en la estructura del auto. Se sabe que los teléfonos móviles se pueden utilizar ahora casi en cualquier lugar, sin embargo, cuando se utiliza un teléfono móvil dentro de un coche su nivel de entrada se reduce considerablemente debido a la blindaje producido por la estructura metálica del automóvil [88]. Una solución para minimizar este blindaje es utilizar antenas externas; algunas de estas antenas que trabajan en la banda de UHF ya se han propuesto para aplicaciones vehiculares con su montaje en el techo [89], [90], [37], maletero [91], o en las ventanas [92] del vehículo. El problema con todas estas antenas es que presentan un comportamiento multibanda, por lo que solamente son capaces de cubrir unos pocos servicios de forma simultánea, y ninguno de ellos trabaja en la banda de frecuencia destinada para C2C. El modelo que se presenta es una antena tipo monopolo que opera en las bandas de GSM, UMTS, WiFi, WiMax y C2C. Debido a su estructura simple y compacta el monopolo puede integrarse fácilmente dentro de un radomo con forma de aleta de tiburón.

5.2.1 Diseño de la antena y proceso de optimización

Esta antena ha sido diseñada expresamente para encajar dentro de un radomo plástico con forma de aleta de tiburón. En la Figura 5.19a se presenta la fotografía del radomo que se utilizará para cubrir la antena y colocarla en el techo de los vehículos; esta forma en particular se elige por razones estéticas y aerodinámicas donde las dimensiones son normalmente impuestas por el fabricante de los automóviles.

Un esquema simplificado del radomo con sus principales dimensiones se puede observar en la Figura 5.19b. En la Figura 5.19c se puede ver el espacio disponible para la antena. La ubicación que la antena deberá tener con respecto a la antena para GPS y la posición del punto de alimentación viene establecida por la empresa encargada del montaje

de la antena en el vehículo. Como se puede observar en el corte longitudinal (ver Figura 5.19c) y el modelo simplificado (ver Figura 5.19b), la antena se diseñará en la parte con más altura del radomo.

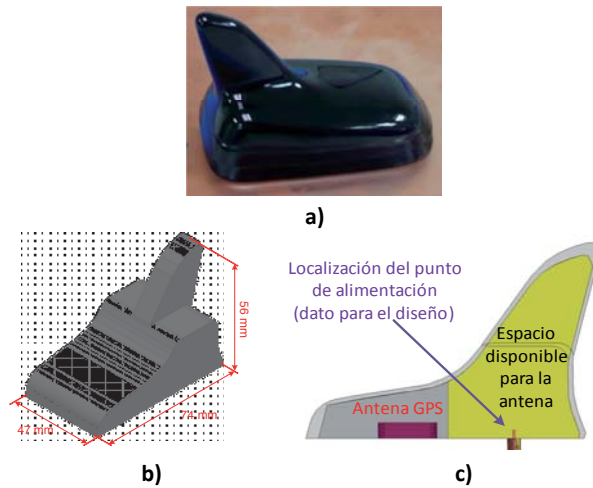


Figura 5.19 Radomo utilizado a) fotografía, b) representación para simulaciones y c) corte longitudinal.

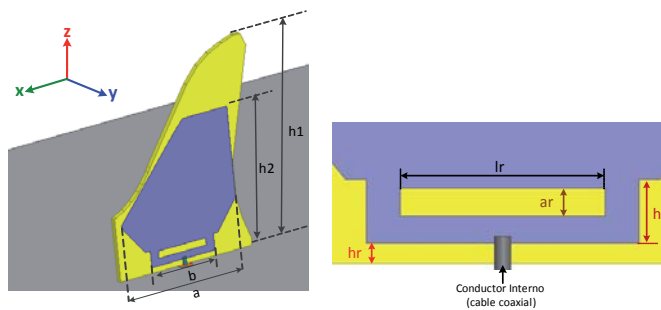


Figura 5.20 Geometría de la antena y variables utilizadas para el diseño.

La Figura 5.20 presenta un esquema del monopolo cuadrado y modificado propuesto con la descripción de los principales parámetros utilizados en el diseño y optimización. Como se puede apreciar en la figura el monopolo ha sido truncado en la parte superior con el objetivo de que presente el tamaño adecuado para caber dentro del perfil deseado (aleta de tiburón), además de ofrecer espacio en la parte frontal del radomo para colocar una antena para GPS independiente. Los biseles y la ranura cerca de la base ayudan al monopolo a aumentar el

ancho de banda de impedancia de la antena, especialmente en el rango de las frecuencias más altas.

Variables	Detalle	Dimensiones [mm]
A	Ancho de la antena	36
B	Ancho de la base	20
h1	Alto del dieléctrico	57.5
h2	Alto de la antena	39.1
Ar	Ancho de la ranura	2
Lr	Largo de la ranura	15
Hr	Gap antena-plano de masa	1.5
Hb	Alto de la base	4.6

Tabla 5.3 Dimensiones del prototipo final.

El monopolo se diseñó utilizando sustrato FR4 de permitividad 4.4, espesor 1.5mm y con el perfil mencionado anteriormente; en la Tabla 5.3 se describen las variables utilizadas con sus respectivas dimensiones. Para las simulaciones se utilizó el software Ansys HFSS considerando un plano de masa infinito. Los resultados simulados para el parámetro S_{11} están representados en la Figura 5.21 y como se puede apreciar, éste es menor que -10 dB en todo el rango de frecuencias de interés, con lo cual es posible cubrir las bandas de DCS1800, PCS1900, WCDMA2100, WLAN2400, LTE2600, WiMAX2350, WLAN5800 y C2C.

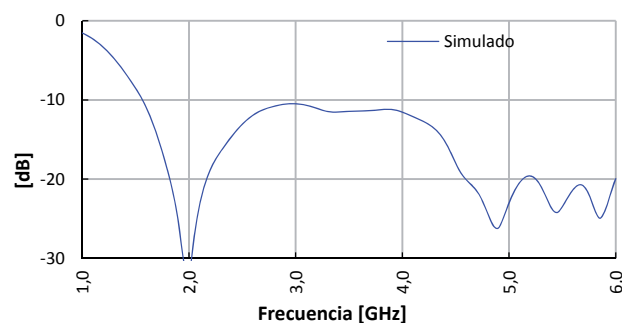


Figura 5.21 Parámetro S_{11} simulado.

En la Figura 5.22 se encuentran los diagramas de radiación simulados los mismos que presentan un comportamiento omnidireccional en el plano de acimut hasta 2.5 GHz. A la frecuencia de 5.8 GHz el monopolo

presenta un diagrama de radiación tipo cardioide lo cual podría representar un problema para la comunicación en la banda de C2C.

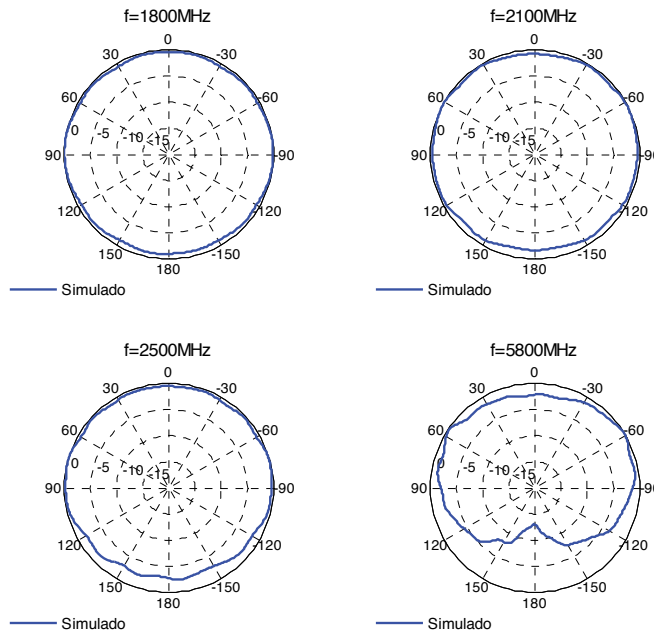


Figura 5.22 Diagramas de radiación simulados (plano XY) 1800 MHz, 2100 MHz, 2500 MHz y 5800 MHz.

5.2.2 Resultados experimentales

La Figura 5.23 presenta diversas fotografías del prototipo fabricado, y medido en la cámara anecoica.

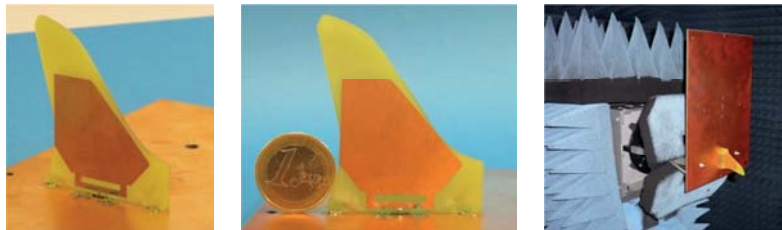


Figura 5.23 Prototipo fabricado y medido.

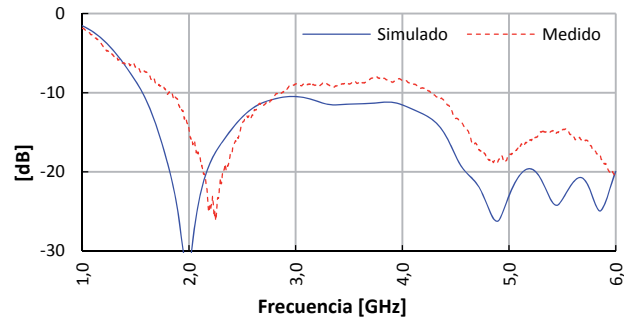


Figura 5.24 Parámetro S_{11} simulado y medido.

La Figura 5.24 muestra las pérdidas de retorno del monopolo considerado con una impedancia del puerto de 50Ω . Como se puede observar la antena presenta un buen nivel de adaptación cubriendo las bandas de frecuencia DCS1800, PCS1900, WCDMA2100, WLAN2400, LTE2600, WiMAX2350, WLAN5800 y C2C.

Para ver el efecto que se produce sobre la adaptación cuando se cubre la antena con el radomo, también se realizaron las mediciones con esta cobertura plástica cuyos resultados se presentan en la Figura 5.25, donde se puede observar que la presencia del radomo afecta principalmente a las altas frecuencias (bandas de WLAN5800 y C2C) conservándose un nivel bastante adecuado para las pérdidas de retorno las cuales se mantienen por encima de los 10 dB que se tomaron anteriormente como referencia.

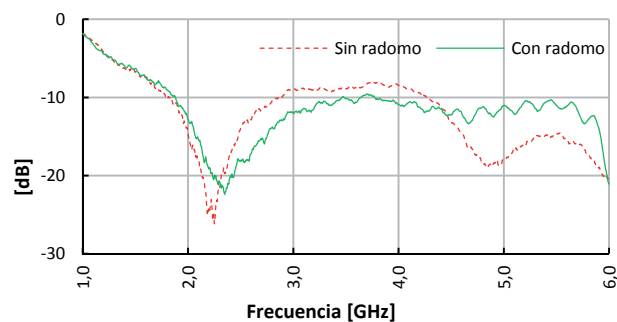


Figura 5.25 Parámetro S_{11} medido sin radomo y con radomo.

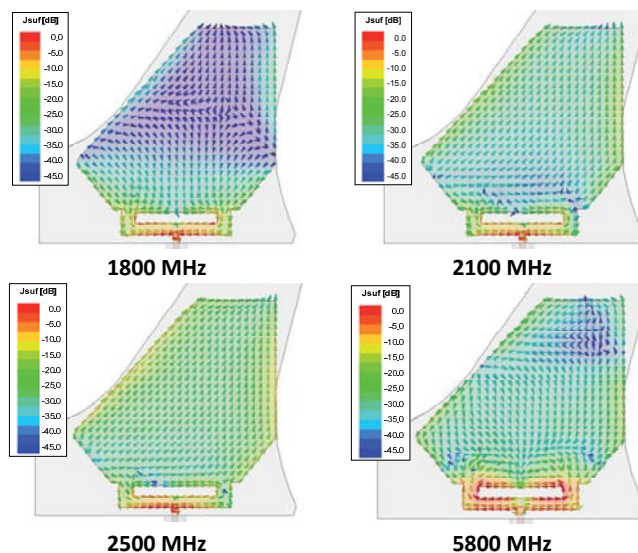


Figura 5.26 Distribución de corrientes a 1800 MHz, 2100 MHz, 2500 MHz y 5800 MHz.

La distribución de corrientes del monopolo a diferentes frecuencias se pueden ver en la Figura 5.26 en las cuales se observa que por debajo de 2.5 GHz, estas corrientes se corresponden con el primer y segundo modos de corriente de un clásico monopolo cuadrado [93]. En contraste, a 5.8 GHz las corrientes más intensas se concentran alrededor de la ranura realizada en la base del monopolo.

En la Tabla 5.4 se presentan los valores de ganancia y eficiencia medidos para la antena. Como se puede apreciar los valores de eficiencia obtenidos son bastante aceptables para las aplicaciones que cubrirá el monopolo. Con la solución presentada con este monopolo, todavía no es posible cubrir la banda baja de LTE (LTE700), motivo por lo cual en la siguiente sección se presenta una solución que permite cubrir este servicio.

Frecuencia [MHz]	Ganancia [dB]	Eficiencia [%]
1800	4.68	86.08
2100	4.4	87.17
2500	4.2	83.95
5800	4.36	51.46

Tabla 5.4 Resultados de las mediciones.

En la Figura 5.27 se representan los diagramas de radiación tanto los simulados como los medidos en el plano XY para el monopolo diseñado y como se puede observar existe gran concordancia entre ellos.

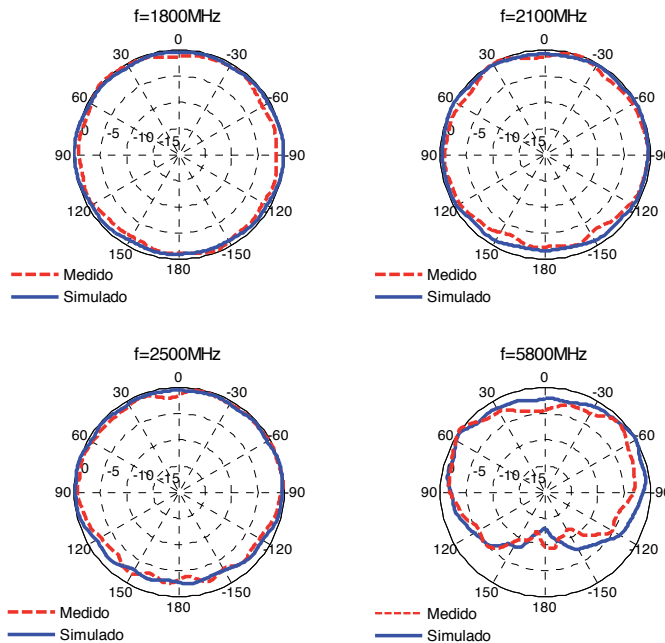


Figura 5.27 Diagramas de radiación (plano XY) a 1800 MHz, 2100 MHz, 2500 MHz y 5800 MHz.

5.3 Modelo de antena 3D para aplicaciones vehiculares

Tomando como base el prototipo presentado anteriormente (monopolo cuadrado modificado) y con las mismas características físicas impuestas por el radomo, se presenta una alternativa 3D. Para implementar esta solución se utilizarán dos monopolos perpendicularmente ubicados entre sí. El espacio disponible para los dos monopolos está representado en la Figura 5.28, como se puede observar el espacio que se pretende utilizar en el diseño, permite la integración de una antena para GPS.

La antena 3D estará formada por dos monopolos denominados "Monopolo Doble Cortocircuitado" y "Monopolo Gota". Con el primer monopolo es posible cubrir la banda baja de LTE, mientras que con el segundo monopolo se cubrirán las bandas de frecuencia restantes

debido a que tiene un gran ancho de banda de operación. Además, con esta solución los monopolos se alimentarán por medio de dos puertos independientes de 50Ω , lo que permite que la banda de LTE700 se encuentre separada de las restantes bandas.



Figura 5.28 Radomo como forma de aleta de tiburón y cortes de la estructura que se utilizarán para imprimir los monopolos.

La ubicación de los puntos de alimentación de los dos monopolos no es susceptible de diseño, ya que éstos vienen impuestos por las limitaciones geométricas de la estructura donde serán colocadas las antenas.

5.3.1 *Diseño de la antena Monopolo Gota*

El sustrato utilizado en esta antena es el FR4 de permitividad 4.4 y grosor 0.813 mm. El comportamiento que presenta esta antena es similar al de un monopolo cuadrado clásico [93], y para conseguir un amplio ancho de banda se ha incluido una ranura en la base la misma que ayuda a mejorar el nivel de adaptación especialmente en las frecuencias más altas.

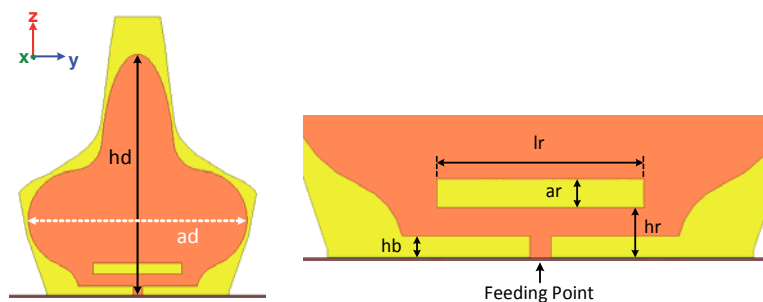


Figura 5.29 Geometría del Monopolo Gota y representación de las variables utilizadas.

Variables	Detalle	Dimensiones [mm]
hd	Alto de la gota	40
ad	Ancho de la gota	36.5
ar	Ancho de la ranura	2
lr	Largo de la ranura	15
hr	Separación ranura-plano de masa	3.5
hb	Gap antena-plano de masa	1.5

Tabla 5.5 Dimensiones del Monopolo Gota.

Con el fin de adecuar la antena en la sección longitudinal disponible en el radomo (plano ZY), la parte superior de la antena tiene la forma de una media elipse alargada, de igual forma la parte inferior ha sido adaptada con curvas suavizadas al perfil disponible, como se puede observar en la Figura 5.29, en donde también se describen las variables utilizadas. Los principales parámetros utilizados en el diseño se detallan en la Tabla 5.5. Los resultados simulados se muestran en las Figura 5.30 y Figura 5.31. El parámetro S_{11} mantiene niveles menores a -10 dB en toda la banda de interés, lo que permite cubrir los servicios de DCS1800, PCS1900, WCDMA2100, WLAN2400, LTE2600, WiMAX2350, WiFi y C2C. Los diagramas obtenidos son bastante omnidireccionales desde 1800 MHz a 5.1 GHz. Mientras que a la frecuencia de 6 GHz el diagrama presenta un pequeño apuntamiento en 0° y 270° debido a que el tamaño de la antena es más grande eléctricamente a esa frecuencia.

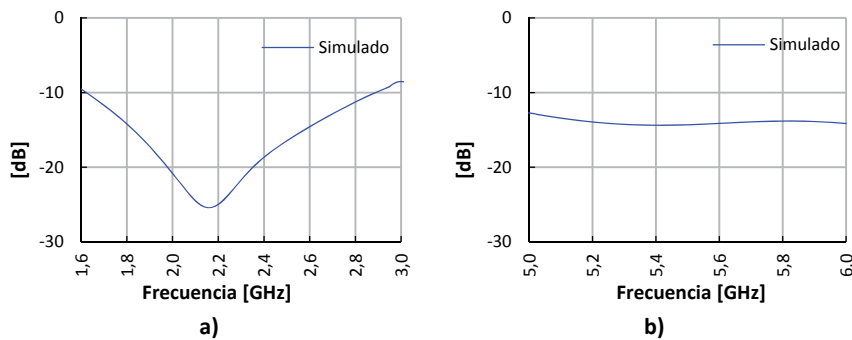


Figura 5.30 Parámetro S_{11} simulado para: a) bandas intermedias (1710 MHz – 2690 MHz), b) bandas altas (5100 MHz – 5950 MHz).

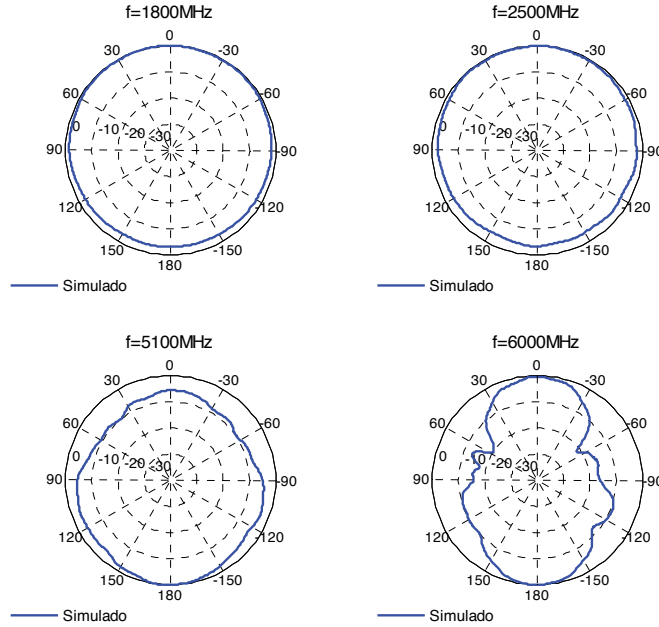


Figura 5.31 Diagramas de radiación (plano XY) a 1800 MHz, 2100 MHz, 500 MHz y 6000 MHz.

5.3.2 Diseño de la antena Monopolo Doble Cortocircuitado

El sustrato sobre el cual irá impreso este monopolo es similar al diseñado para el Monopolo Gota, con la diferencia en su espesor que será de 1.5 mm. La banda sobre la que operará es de 798-950MHz la cual está establecida para los servicios LTE700 y GSM900.

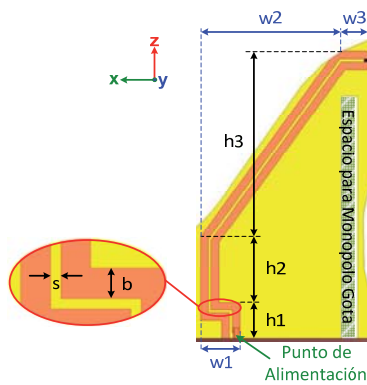


Figura 5.32 Geometría del Monopolo Doble Cortocircuitado y representación de las variables utilizadas.

En la Figura 5.32 se representa el diagrama de la antena propuesta; como se puede observar, el Monopolo Doble Cortocircuitado está formado por dos monopolos que van paralelos por todo el recorrido como se indica en la Figura 5.32. Uno de los monopolos se conectará al punto de excitación, mientras que el otro permanece cortocircuitado al plano de masa. El monopolo que se encuentra en cortocircuito va desde la base hasta la parte superior de la estructura funcionando en modo dipolo [94] dentro de la banda de frecuencia de interés.

El principal problema que se presentó en el diseño de esta antena fue que la altura de un monopolo resonante es $\lambda/4$ de la frecuencia más baja que en este caso es 698MHz lo que significa que su longitud debería ser de 107 mm. Sin embargo, por la forma de aleta de tiburón que tiene el radomo la altura disponible en su punto más alto es de 58 mm y, por lo tanto, el monopolo no encaja dentro de éste. Con el propósito de minimizar este inconveniente, se extendió el monopolo realizando un meandro en el comienzo del mismo como se puede ver en la Figura 5.32; pero a pesar de esta solución, la extensión no es suficiente y se requiere que una resistencia de valor R sea colocada en el extremo del monopolo doble, entre el monopolo que se alimenta y el que permanece cortocircuitado. La resistencia se colocó con el propósito de evitar que la señal de refleje [95] con la finalidad de obtener un nivel de adaptación bastante adecuado. Con este método, y como se mencionó el monopolo permanece con un buen nivel de adaptación en toda la banda (698-960MHz) a expensas de que la eficiencia que presenta la antena se vea reducida.

Variables	Detalle	Dimensiones [mm]
h1	Alto del primer tramo	6.75
h2	Alto del segundo tramo	12.49
h3	Alto del tercer tramo	35.29
w1	Ancho del primer tramo	7.5
w2	Ancho del segundo tramo	26.92
w3	Ancho del tercer tramo	5.11
b	Ancho de los monopolos	1.5
S	Separación entre los monopolos	0.5

Tabla 5.6 Dimensiones del Monopolo Doble Cortocircuitado.

Las dimensiones de la estructura con las que se obtuvo una respuesta optimizada entre 698 MHz y 960 MHz son las que se resumen en la Tabla 5.6, además el valor de la resistencia seleccionada fue de 160Ω .

En la Figura 5.33 se puede apreciar el parámetro S_{11} simulado para las bandas bajas comprendidas entre 698 MHz y 960 MHz. Para estas bandas los valores simulados presentan un buen nivel de adaptación con valores menores que -10 dB. Así también se presenta la eficiencia de la antena en esta banda como se puede ver en la Figura 5.33b, valores que son menores que el 60 % debido a la presencia de la resistencia. Los diagramas de radiación a 700 MHz y 900 MHz se presentan en la Figura 5.34, donde se puede observar el comportamiento omnidireccional del monopolo doble cortocircuitado.

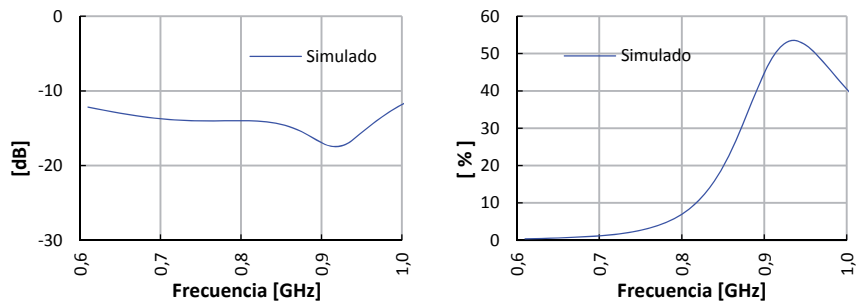


Figura 5.33 Simulaciones para las bandas bajas (698 MHz - 960 MHz): a) parámetro S_{11} y b) eficiencia.

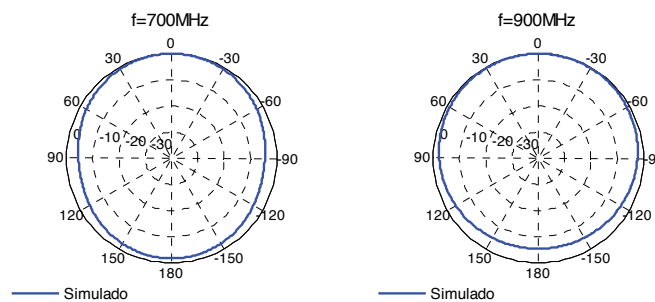


Figura 5.34 Diagramas de radiación (plano XY) a 700 MHz y 900 MHz.

5.3.3 Resultados experimentales

En la Figura 5.35 se muestra una imagen del prototipo final fabricado que contiene los dos monopolos diseñados, el Monopolo Gota y

perpendicular a éste el Monopolo Doble Cortocircuitado cargado con la resistencia en su final. Para realizar las mediciones e interpretar la situación real de la posición en la que será ubicada la antena en los vehículos, ésta se ha colocado en un plano de masa que simularía el efecto de tener la presencia del techo de los vehículos cuando la antena se encuentre operativa. Como se mencionó en el diseño, las antenas son alimentadas por dos puertos independientes los cuales se encuentran situados por debajo del plano de masa.

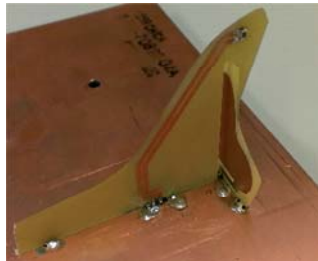


Figura 5.35 Prototipo fabricado y medido.

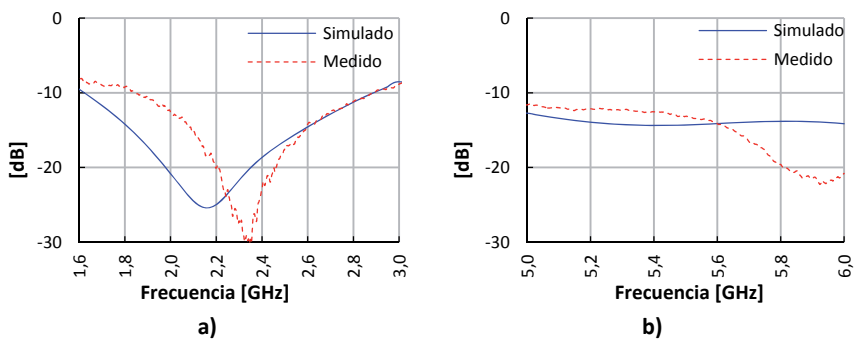


Figura 5.36 Parámetro S_{11} a) bandas intermedias (1710 MHz – 2690 MHz),
b) bandas altas (5100 MHz – 5950 MHz).

En la Figura 5.36 se comparan los resultados obtenidos para las simulaciones y mediciones en el puerto del Monopolo Gota mientras el otro puerto permanece con una carga adaptada de 50Ω . Los resultados presentados se han dividido en dos gráficas para indicar de forma independiente las dos principales bandas de operación que brindará este monopolo: la Figura 5.36a para el rango de frecuencia de 1.6 a 3 GHz (bandas intermedias) donde operan los servicios de DCS1800, PCS1900, WCDMA2100, WLAN2400, LTE2600, WiMAX2350 y WiFi de 2.4 GHz y la Figura 5.36b para las bandas de 5 a 6 GHz (bandas altas) que

permiten cubrir los servicios de WiFi a 5 GHz y C2C. Como puede observarse en la Figura 5.36a, existe un desplazamiento en frecuencia debido a un pequeño error en la caracterización del material utilizado; pero a pesar de este problema, los resultados medidos están por debajo de -8 dB en toda la banda y en las frecuencias utilizadas para brindar los servicios mencionados anteriormente el parámetro S_{11} está por debajo de -10 dB; de igual manera este nivel ($S_{11} < -10$ dB) se cumple en las bandas comprendidas entre los 5 a 6 GHz que se presentan en la Figura 5.36b. Además, la eficiencia de radiación medida para estos dos rangos de frecuencias está por encima del 70%.

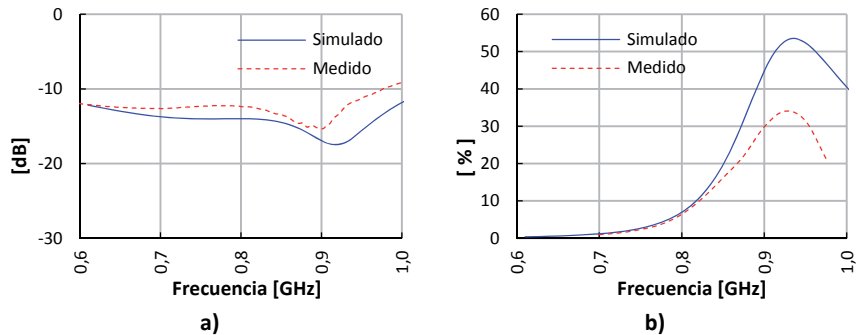


Figura 5.37 Para las bandas bajas (698 MHz - 960 MHz): a) parámetro S_{11} y b) eficiencia.

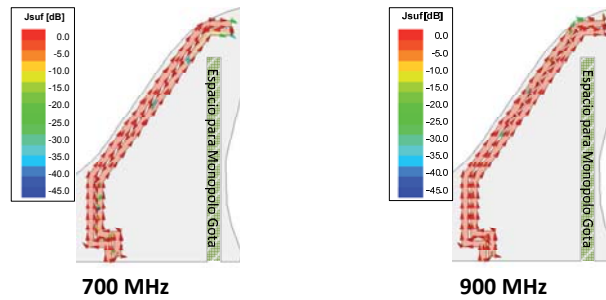


Figura 5.38 Distribución de corrientes a 700 MHz y 900MHz.

El parámetro S_{11} simulado y medido del Monopolo Doble Cortocircuitado se grafica en la Figura 5.37a. Como se puede observar, el nivel de adaptación conseguido tanto en las simulaciones como en las mediciones, está por debajo de -10 dB en todo el rango de operación establecido por los servicios de LTE700 y GSM900 a las frecuencias de (698 a 960 MHz), comportamiento que se consigue por la presencia de la resistencia en el extremo del monopolo. Sin embargo, de esta forma a

estas frecuencias las corrientes como se puede observar en la Figura 5.38 circulan hasta la parte superior del monopolo lo que hace que la resistencia comience a funcionar, con lo cual las pérdidas se ven incrementadas lo que implica que el nivel de eficiencia que brinda la antena se vea disminuido. En este monopolo en particular, este efecto se presenta en el límite inferior de la banda alrededor de los 700 MHz. En la Figura 5.37b se puede ver la eficiencia de radiación del Monopolo Doble Cortocircuitado; y como se mencionó anteriormente ésta se reduce en las frecuencias más bajas.

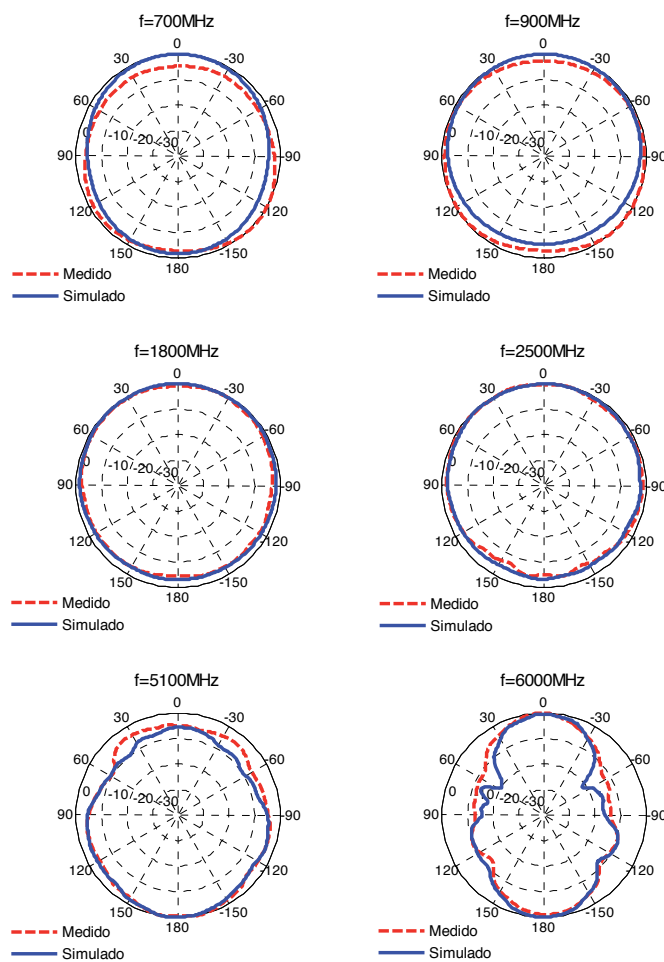


Figura 5.39 Diagramas de radiación (plano XY) a 700 MHz, 900 MHz, 1800 MHz, 2500 MHz, 5100 MHz y 6000 MHz.

La Figura 5.39 presenta los diagramas de radiación de los dos monopolos en el plano XY a diferentes frecuencias. Como se puede apreciar, entre los diagramas medidos y simulados existe gran similitud conservándose el comportamiento omnidireccional de los modelos diseñados.

Los resultados obtenidos permiten determinar que la antena 3-D se presenta como una solución alternativa para aplicaciones vehiculares, ya que este modelo aprovecha el volumen completo de la cubierta plástica (radomo) que en este caso presenta la forma de aleta de tiburón. Esta antena permite la cobertura de bandas de frecuencias que brindan importantes servicios como los establecidos por los estándares LTE700, GSM850, GSM900, DCS1800, PCS1900, WCDMA2100, WLAN2400, LTE2600, WiMAX2350, WiFi, y C2C con un buen nivel de adaptación y adecuados diagramas de radiación. Sin embargo, a pesar de que la antena presenta una baja eficiencia para la banda de 698 MHz – 960 MHz, estos resultados no limitan el funcionamiento de la antena. Para verificar que la eficiencia que presenta la antena no altera en exceso los cálculos de un radioenlace, se realizó un cálculo parcial de las pérdidas básicas de propagación en espacio libre (L_{bf}) más la ganancia de la antena para un enlace de subida; la expresión con la cual se realizaron los cálculos es la que se detalla a continuación:

$$L_{bf} = 32.4 + 20 \log f + 20 \log d \quad [\text{dB}] \quad \text{Ec. 5.5}$$

donde:

f : representa la frecuencia en [MHz]

d : representa la distancia en [Km]

De las gráficas presentadas en la Figura 5.40 y Figura 5.41, se puede concluir que si consideramos que la distancia del enlace es de 1Km, las pérdidas son de -105 dB a 700 MHz y de -95 dB a 2500 MHz, y que a pesar de que la ganancia de la antena a 700 MHz es mucho menor que a 2500 MHz, las pérdidas de propagación que son menores a bajas frecuencias podrían compensar parcialmente la menor ganancia que presenta la antena en estos rangos, dado que los cálculos del enlace no

se reduce drásticamente a 700 MHz. Por lo tanto se puede concluir que al menos con la potencia producto de la suma de la ganancia de la antena y las pérdidas de propagación, se estaría dentro del umbral de sensibilidad de un receptor común que puede ser del orden de -110 dBm [96].

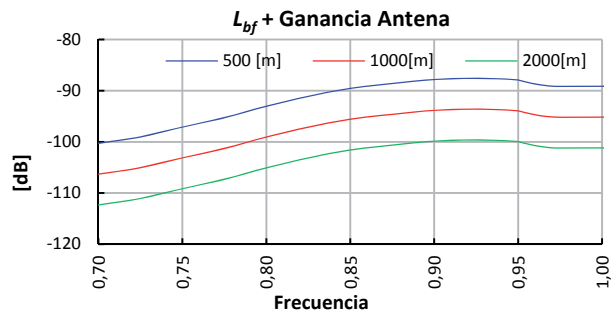


Figura 5.40 Resultado parcial de las pérdidas básicas de propagación de un enlace para frecuencias desde 700 MHz a 1000 MHz.

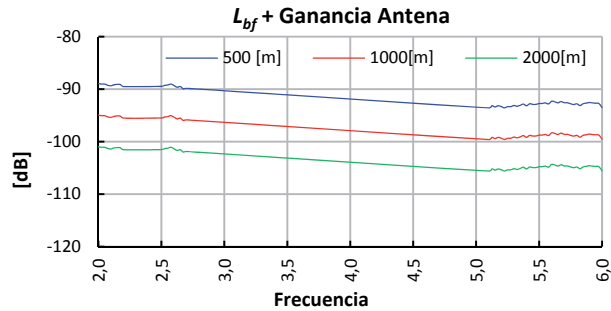


Figura 5.41 Resultado parcial de las pérdidas básicas de propagación de un enlace para frecuencias desde 2000 MHz a 6000 MHz.

5.4 Resumen

En este capítulo se presentaron tres prototipos de antenas de banda ancha para aplicaciones móviles y vehiculares utilizando FR4 como sustrato dieléctrico. Para el diseño se buscaron alternativas que permitían tener un prototipo de tamaño compacto, siendo las más adecuadas tanto por su diagrama como por su ancho de banda las antenas tipo monopolo.

El primer prototipo basó su diseño en las Tapered Slot Antennas. La antena fabricada fue una versión tipo monopolo de una antena Vivaldi. Este monopolo presentó un tamaño compacto combinando en un espacio reducido las prestaciones del clásico monopolo cuadrado con un pin de cortocircuito con el de una ranura tipo exponencial o Vivaldi. Presentó además un comportamiento de banda ancha con un buen nivel de adaptación y diagramas de radiación bastante uniformes cubriendo los servicios comprendidos entre 698 MHz y 4GHz.

EL segundo prototipo fue diseñado y fabricado para ser situado dentro de un radomo con forma de aleta de tiburón. La antena propuesta fue un monopolo cuadrado truncado en una de sus esquinas y con una ranura en la base. Al igual que el prototipo anterior, este monopolo presentó características de banda ancha con un buen nivel de adaptación cubriendo los servicios de DCS1800, PCS1900, WCDMA2100, WLAN2400, LTE2600, WiMAX2350, WLAN5800 y C2C.

El tercer modelo diseñado y fabricado para ser ubicado dentro de un radomo con las mismas características que el utilizado en el modelo anterior. Este prototipo permite cubrir las bandas desde LTE 600 hasta C2C. Para esta solución se utilizó un modelo de antena 3D que consistió en tener dos monopolos ubicados perpendicularmente entre sí para optimizar el espacio disponible en el radomo. Uno de los monopolos se lo denominó Monopolo Doble Cortocircuitado el cual se diseñó para cubrir la banda baja de LTE, mientras que el segundo monopolo denominado Monopolo Gota fue utilizado para cubrir las restantes bandas. Los niveles de adaptación obtenidos fueron bastante adecuados al igual que los diagramas de radiación.

CAPÍTULO VI

AGRUPACIONES DE ANTENAS PARA VEHÍCULOS AÉREOS NO TRIPULADOS (UAVs)

Un vehículo aéreo no tripulado UAV "*Unmanned Aerial Vehicle*" conocido comúnmente como "drone", es un vehículo cuyo vuelo es controlado de forma autónoma por los equipos que posee en su interior o por medio de un control remoto situado en tierra u otro vehículo. Los UAV por lo general son utilizados en aplicaciones civiles como los relacionados con defensa, seguridad, vigilancia, extinción y control de incendios, vigilancia de oleoductos, exploración de lugares de difícil acceso, filmografía, topografía, enlaces de comunicaciones, entre otras; y en aplicaciones militares para brindar protección a las tropas de tierra, localización de los objetivos enemigos con precisión, etc. Estos vehículos cuentan con la principal ventaja de que ofrecen altas prestaciones y flexibilidad al ser aeronaves que no llevan tripulación a bordo. Los UAVs requieren varios enlaces de radiofrecuencia (telemetría, telemando, GPS, WiFi, etc) para establecer sus comunicaciones, motivo por el cual necesitan de antenas para recibir y transmitir sus señales. Las antenas utilizadas por este tipo de vehículos deben presentar especiales características como factor de forma pequeño y peso ligero, debido a que éstas no deben afectar a sus características aerodinámicas [97] [98].

Las antenas microstrip se presentan como buenas candidatas para satisfacer los requerimientos de un vehículo no tripulado, ya que este tipo de antenas presenta ventajas como peso ligero, tamaño pequeño, bajo costo, geometría simple, bajo perfil y en especial por la facilidad de conseguir que se conformen a una estructura deseada, motivo por el

cual han sido ampliamente utilizadas. Además, las antenas conformadas son bastante apropiadas para utilizarse en aviones, barcos y otros vehículos en donde es importante mantener un buen comportamiento aerodinámico [99] ya que con esta clase de antenas es posible conseguir diversos tipos de geometrías, aunque las principales estructuras presentan formas cilíndricas, esféricas y cónicas.

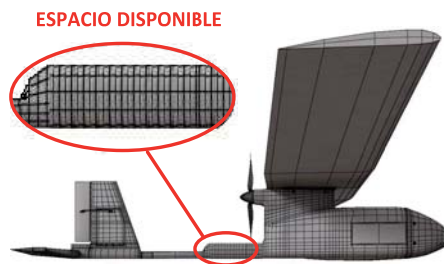


Figura 6.1 Modelo 3-D de un vehículo aéreo no tripulado.

Existen diversos modelos de vehículos no tripulados, en el caso que vamos a abordar el espacio disponible para colocar las antenas en el UAV presenta forma cilíndrica como la que se puede observar en la Figura 6.1, motivo por el cual se ha pensado en realizar el diseño de antenas conformadas. Las bandas de frecuencia que se esperan cubrir serán las bandas de GPS a 1575.42 MHz y WiFi centrada a 2450 MHz. Por la aplicación en la que se utilizará el UAV se requiere que el diagrama de radiación presente un comportamiento omnidireccional en el plano XY.

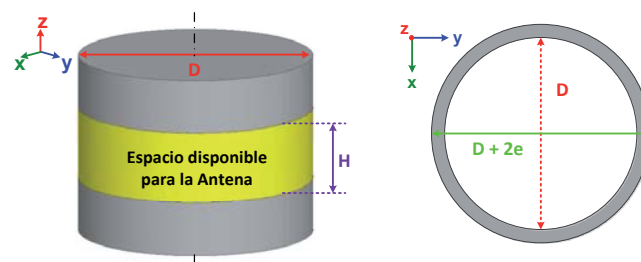


Figura 6.2 Descripción y detalle del espacio disponible en el UAV.

Los parámetros principales sobre los cuales se basarán los diseños son los que se detallan en la Figura 6.2, donde se puede apreciar el volumen donde debe ir localizada la antena, el cual está definido por el diámetro interno D , el diámetro externo $D+2e$ y la altura máxima H .

6.1 Antena para la banda de GPS

Tomando en cuenta la geometría del espacio disponible para colocar las antenas y el tipo de diagrama que se debe conseguir, se ha pensado en el diseño de una agrupación circular uniforme. Para el diseño de esta antena, las dimensiones que se deben tomar en cuenta son el diámetro del cilindro $D=130.15\text{mm}$, la altura máxima disponible $H= 50\text{mm}$ y el espesor máximo que podrá tener la antena $e=5\text{mm}$, además del ancho de banda mínimo establecido por la aplicación que es de 2.046 MHz (0.13%).

El elemento básico que se ha considerado para formar la agrupación es un parche microstrip rectangular. La agrupación presentará polarización lineal, ya que las características físicas y la forma omnidireccional requerida para el diagrama de radiación limitan la obtención de un diseño con polarización circular. Considerando que la señal GPS se transmite con polarización circular, asumir que la antena presente polarización lineal implica que el desacoplo de polarización sea de 3 dB, lo que significa que la antena solamente recibirá una de las dos componentes ortogonales de la onda que incide sobre la antena [100]. Como parte del diseño, en primer lugar se procedió a determinar el material más adecuado para la fabricación de la antena, para posteriormente determinar el número mínimo de elementos que permitan conseguir el diagrama de radiación requerido.

6.1.1 Elección del material

Para la elección del material se consideró como elemento de prueba un parche rectangular conformado que opere en la banda de GPS (1575.42 MHz). El parche utilizado para realizar las pruebas se presenta en la Figura 6.3. Este parche tiene como longitud $L_p \approx \lambda_d/2$ (donde λ_d representa la longitud de onda en el dieléctrico), valor que ha sido calculado para cada uno de los valores de permitividad que tienen los materiales que se detallan en la Tabla 6.1 y a la frecuencia en la cual operará la antena; la altura del sustrato utilizado para este análisis fue de 3 mm para todos los casos. Las simulaciones fueron realizadas con

Ansys HFSS 15 y como se puede observar en la Figura 6.4 las pérdidas de retorno obtenidas para cada tipo de material presentan niveles mejores que 10 dB, pero con diferentes anchos de banda.

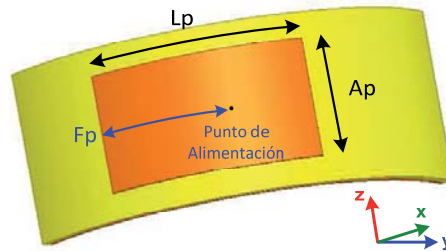


Figura 6.3 Geometría del parche rectangular de prueba.

Observando estos resultados, la selección de material se basó en ver cuál podía proporcionar el mejor ancho de banda y como se puede ver en la Figura 6.4, los materiales que presentan un valor más alto de permitividad (ABS y PEEK) cumplen con este objetivo. Después de este análisis y de haber determinado los materiales más adecuados se consideró que para fabricar la antena se utilizará una impresora 3-D, por lo que en base a esta consideración el material seleccionado fue el ABS.

Material	Constante Dieléctrica (ϵ_r)	Tangente de Pérdidas $tg(\delta)$
ABS	2.8	0.01
PEEK	3.5	0.004
PTFE	2.0	0.0002
TEFLON	2.1	0.001

Tabla 6.1 Principales especificaciones para ciertos materiales

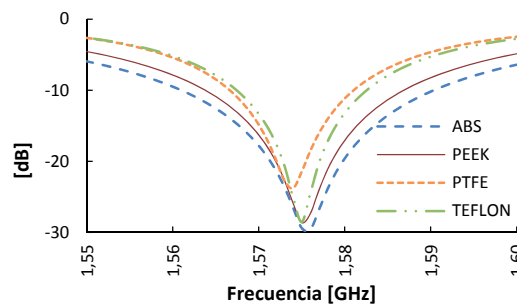


Figura 6.4 Parámetro S_{11} para diferentes tipos de sustratos.

6.1.2 Número de elementos de la agrupación

Para determinar el número mínimo de elementos requeridos para conseguir que el diagrama de radiación presente características omnidireccionales y conservando la geometría del espacio disponible en el UAV, en primer lugar, se diseñó un elemento de la agrupación (Figura 6.3) para observar el diagrama de radiación que se podía conseguir con un solo elemento.

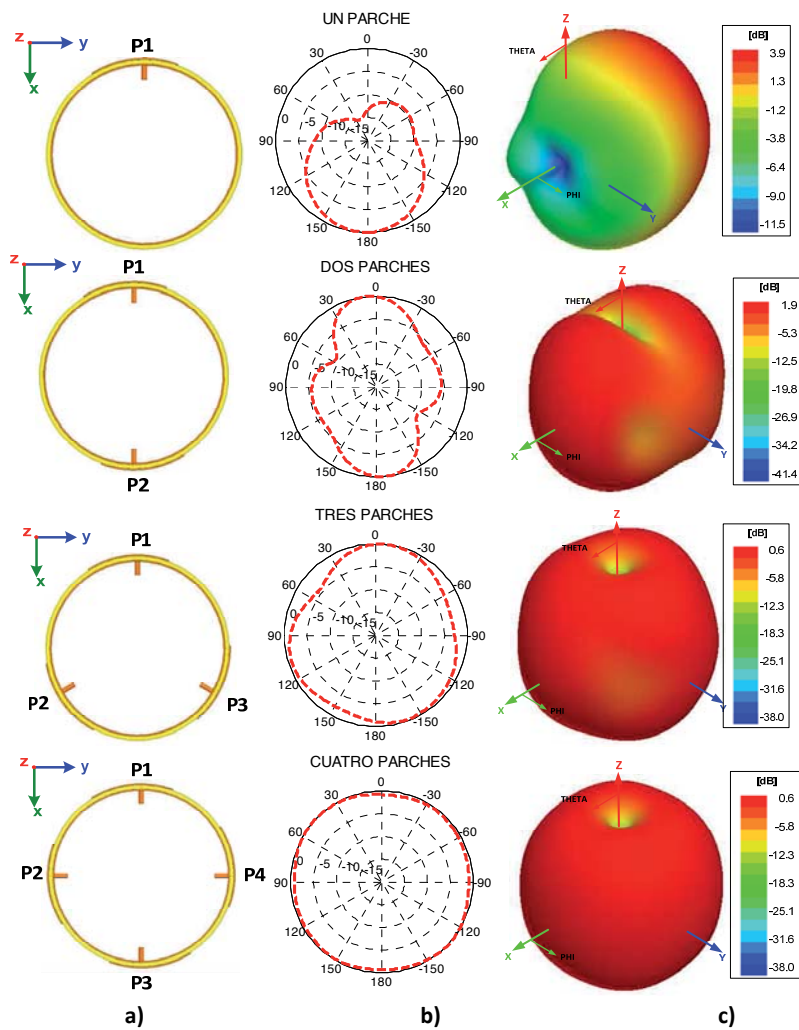


Figura 6.5 Diagramas de radiación normalizados para agrupaciones con uno, dos, tres y cuatro elementos.

Posteriormente se fue incrementando uno a uno el número de elementos hasta conseguir que el diagrama presente el comportamiento deseado. En la Figura 6.5 se pueden observar los diagramas de radiación que se obtuvieron para uno, dos, tres y cuatro elementos alimentados uniformemente en todos los casos.

El comportamiento omnidireccional que se consigue con una agrupación de cuatro elementos se debe a que cada parche puede ser considerado como dos elementos radiantes separados una distancia L_p como se representa en la Figura 6.6. Además, la separación entre parches S_p y la longitud del parche L_p son bastante similares lo que da lugar a la formación de una agrupación uniforme de ocho elementos.

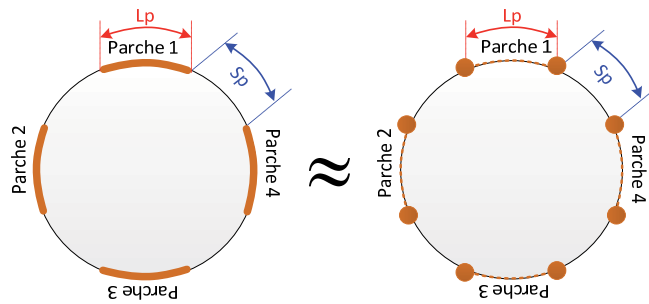


Figura 6.6 Representación de la equivalencia entre una agrupación de parches rectangulares y ocho elementos radiantes.

Para realizar las simulaciones se utilizó el software Ansys HFSS, así tenemos que para la agrupación de cuatro parches rectangulares, los parámetros S conseguidos para cada uno de los puertos referidos a 50Ω son los que se presentan en la Figura 6.7.

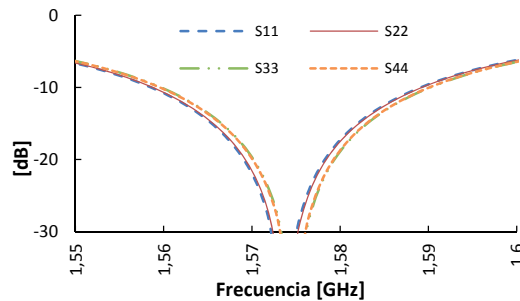


Figura 6.7 Parámetros S_{ii} de los cuatro puertos de la agrupación.

Como se puede ver todos los puertos presentan el mismo nivel de adaptación y ancho de banda que se obtuvieron para un solo parche. Observando la Figura 6.8 se puede determinar que el desacoplo entre los puertos adyacentes y opuestos a un puerto en este caso a P1 es mayor que 25 dB, valor que permitió el diseño y optimización al principio con un solo parche.

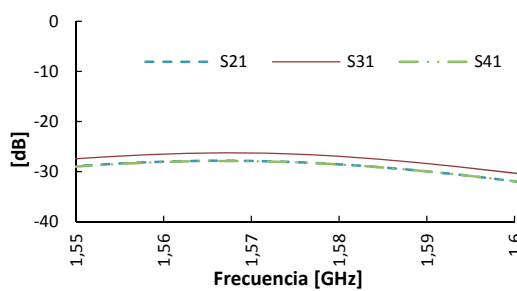


Figura 6.8 Parámetros S_{ji} de los puertos de la agrupación.

El diagrama de radiación obtenido se presenta en la Figura 6.9, donde para conseguir este resultado cada uno de los parches ha sido alimentado con la misma amplitud y fase.

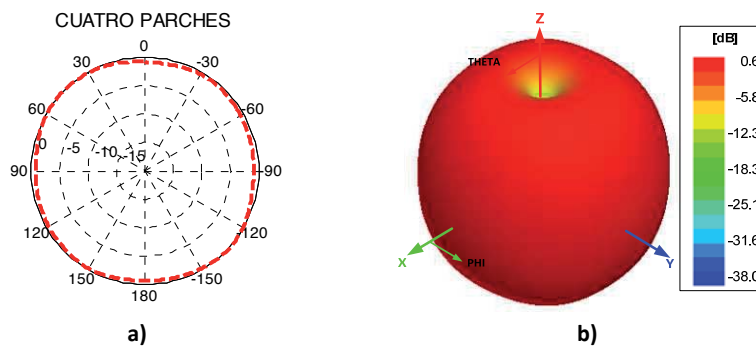


Figura 6.9 Diagrama de radiación a) plano XY normalizado y b) Ganancia 3-D.

6.1.3 Diseño de la Red de alimentación

La red que alimentará la agrupación, se ha diseñado en sustrato FR4 de permitividad $\epsilon_r = 4.3$, $\text{tg}(\delta) = 0.02$ y grosor de 1.6mm. Considerando que cada uno de los puertos que alimentan los parches requiere tener la

misma fase, se diseñó una red de cinco puertos cuyo modelo se encuentra representado en la Figura 6.10. Para la red de alimentación se requiere que las líneas microstrip que la forman cumplan con determinados valores de impedancia, motivo por lo cual se utilizará para cada puerto de salida una línea de longitud $L_{LIN} \approx \lambda/4$ que funcionará como un transformador de impedancia que consigue que la impedancia de entrada a ésta sea $Z_{in} = Z_0^2 / Z_L$, donde Z_0 es la impedancia característica de la línea y Z_L la impedancia de carga que se desea transformar. Para esta red, la impedancia que se desea transformar es la que presenta cada antena ($Z_L = 50 \Omega$) en $Z_{in} = 200 \Omega$ para que cuando las cuatro antenas se coloquen en paralelo se consigan los 50Ω que se espera tener a la entrada del prototipo completo (antena + red de alimentación). Para este propósito debe cumplirse que $Z_0 = \sqrt{Z_{in} * Z_L}$ con lo cual se tiene que la línea microstrip de entrada a la red es de 50Ω , mientras que los cuatro brazos restantes (líneas de longitud $L_{LIN} \approx \lambda/4$) presentarán una impedancia característica de $Z_0 = 100 \Omega$. Al final de cada brazo de la red se diseñó un taper para la transición de la línea microstrip al cable coaxial RG223. Las características que presenta el cable son $\phi_{int}=0.89\text{mm}$, $\phi_{diel}=2.95\text{mm}$ y dieléctrico con permitividad relativa $\epsilon_r = 2.3$, que da lugar a una impedancia de aproximadamente 50Ω .

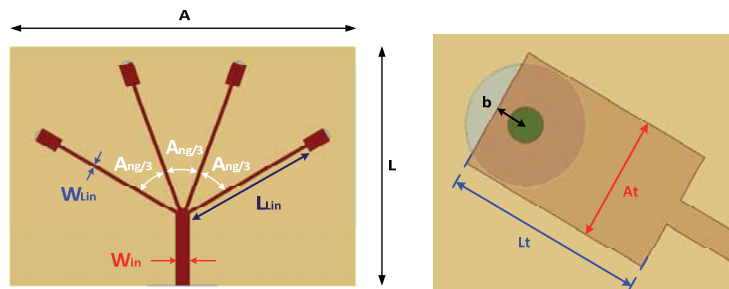


Figura 6.10 Representación de la red de alimentación y sus variables.

En la Tabla 6.2 se detallan los parámetros utilizados, y los valores que se han obtenido en el diseño de la red. Para la red de alimentación, los parámetros S simulados con Ansys HFSS se presentan en la Figura 6.11, donde se puede apreciar que la red tiene un parámetro S_{11} mejor que

-20 dB en el ancho de banda de operación de la antena. Debido a que se producen unas pérdidas principalmente por el dieléctrico (del orden de 0.4 dB) las pérdidas de inserción son algo mayores de los 6 dB que se esperarían obtener.

Variables	Detalle	Dimensiones [mm]
A	Ancho sustrato de la red	75.5
L	Largo sustrato de la red	53
Win	Ancho línea de entrada	3.07
W_{Lin}	Ancho línea a los puertos	0.68
L_{Lin}	Largo línea a los puertos	29.5
Lt	Largo taper	5
At	Ancho taper	3
B	Distancia borde taper-centro coaxial	0.8
Ang	Ángulo de apertura de la red	120°

Tabla 6.2 Dimensiones de la red de alimentación (antena GPS).

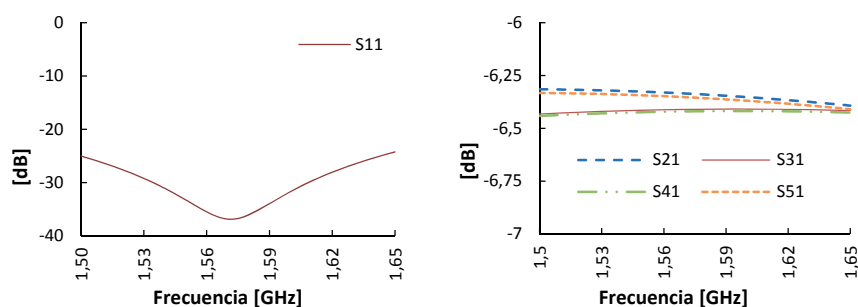


Figura 6.11 Parámetros S de la red de alimentación.

6.1.4 Resultados

Debido al coste computacional que representaba realizar la simulación de la agrupación incluida la red de alimentación, se tomaron los parámetros S de la agrupación y la red para combinarlos con la ayuda del software Microwave Office, obteniéndose los resultados de la Figura 6.12. Como se aprecia, el ancho de banda que se consigue sigue siendo muy parecido al de cada antena. Es decir que aunque el divisor de uno a cuatro sea de banda estrecha, su respuesta es lo suficientemente ancha como para la aplicación de GPS.

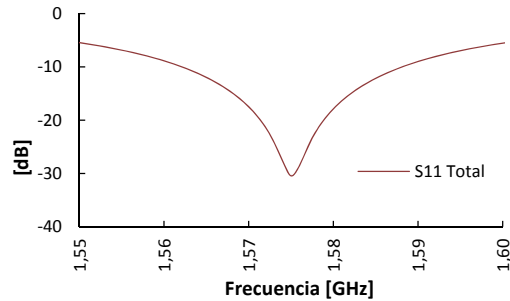


Figura 6.12 Parámetro S_{11} total (agrupación + red de alimentación).

6.1.5 Efectos de la variación de los parámetros de diseño

Adicionalmente al diseño de la agrupación, se realizó un análisis de sensibilidad con los principales parámetros para ver su influencia sobre las pérdidas de retorno de la antena.

- Variación del ancho del parche (A_p):

Para este análisis se consideró que la precisión sería de $50\ \mu\text{m}$ ya que este es un valor típico en un proceso de fabricación fotolitográfico estándar. Como se puede apreciar en la Figura 6.13 ante la variación del ancho del parche la frecuencia de operación sufre un ligero desplazamiento, sin embargo el nivel de adaptación no se ve afectado en todo el ancho de banda requerido por el estándar GPS (2.046 MHz).

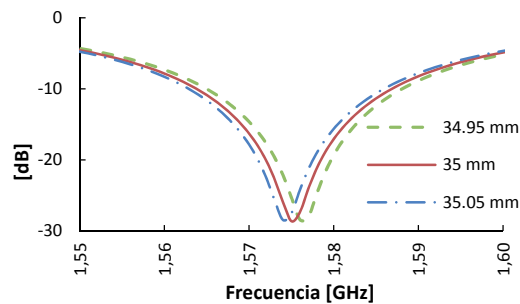


Figura 6.13 Efecto sobre el parámetro S_{11} ante la variación de A_p .

- Variación de la longitud del parche (L_p):

Como en el análisis anterior, se consideró que la precisión sería de $50\ \mu\text{m}$. El corrimiento en la frecuencia de resonancia de la antena se muestra más evidente ante esta variación, esto se produce debido a la

relación que existe entre estos dos parámetros (frecuencia de resonancia - longitud del parche).

Como se puede ver en la Figura 6.14, a pesar del corrimiento en frecuencia para el ancho de banda de la señal GPS, los niveles de adaptación se mantienen por debajo de -10 dB.

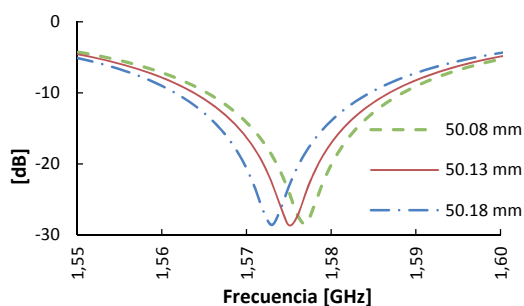


Figura 6.14 Efecto sobre el parámetro S_{11} ante la variación de L_p .

- *Variación de la posición del punto de alimentación (F_p):*

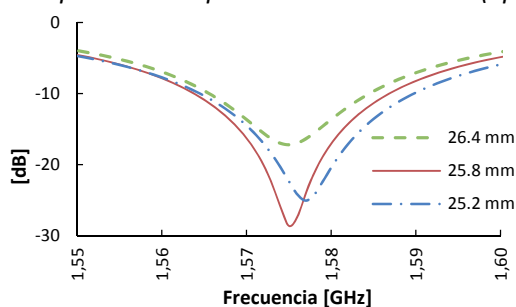


Figura 6.15 Efecto sobre el parámetro S_{11} ante la variación de F_p .

Para este caso y por la forma en la que será fabricada la antena, la variación que se considera es de 600 μm . Este valor es elevado con el objetivo de ver la influencia de la posición del punto de alimentación ante un mal control de la posición en el momento de la fabricación. La variación de este parámetro, permite controlar el nivel de adaptación como se puede observar en la Figura 6.15 y a pesar del valor alto considerado para el análisis, se puede ver el que nivel de adaptación se encuentra por debajo de -10 dB en el ancho de banda de interés.

6.1.6 Resultados de las mediciones

En primer lugar y previo a la fabricación de la agrupación completa, se fabricó y midió el parámetro S_{11} de un elemento de la agrupación. Los resultados se presentan en la Figura 6.16 y como puede observarse, no hay similitud entre las simulaciones y las medidas ya que la frecuencia de resonancia del parche ha sufrido un desplazamiento en frecuencia importante, motivo por el cual fue necesario realizar en la laboratorio cambios en la longitud del parche L_p y la posición del punto de alimentación F_p para conseguir que la frecuencia de resonancia de la antena sea la solicitada.

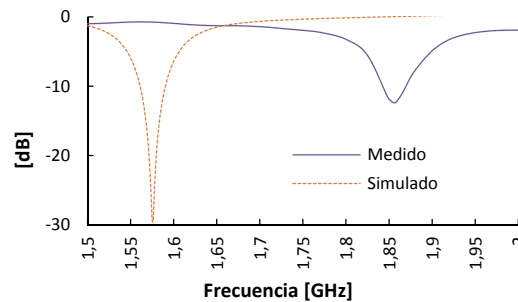


Figura 6.16 Primeras comparaciones del parámetro S_{11} para un elemento de la agrupación.

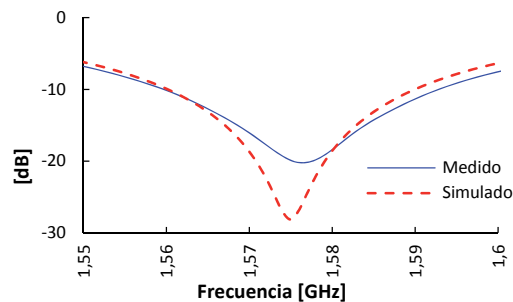


Figura 6.17 Parámetro S_{11} de un parche rectangular.

Además, al observar con mejor detalle la antena fabricada, se pudo concluir que el problema se presentaba en la forma que la impresora 3-D depositaba el material para fabricar la antena, lo que daba lugar a que la densidad del sustrato no sea uniforme afectando al valor de la permitividad efectiva del material. A partir de estas conclusiones y con

los valores experimentales, se realizaron varias simulaciones para estimar de esta forma la permitividad que tenía el sustrato. Con este fin, se simuló la antena cambiando la permitividad del sustrato hasta que el mínimo del S_{11} coincidía con la medida. A partir de este nuevo valor de permitividad se realizó un nuevo diseño calculando los valores para F_p y L_p con los cuales se construyó y midió un nuevo prototipo. En la Tabla 6.3 se resumen los datos iniciales del diseño y los datos finales conseguidos con el nuevo valor de permitividad.

Parámetro	Iniciales	Finales
ϵ_r	2.8	2.38
L_p	56.05	60.5
F_p	22.91	22.87

Tabla 6.3 Valores de los diseños inicial y final.

Los resultados medidos y simulados con los nuevos valores de permitividad, **Fp** y **Lp** son los que se presentan en la Figura 6.17 donde se puede observar que existe un buen nivel de coincidencia. La fotografía de uno de los elementos que forman la agrupación se puede ver en la Figura 6.18a, mientras que en la Figura 6.18b se encuentra la agrupación completa.

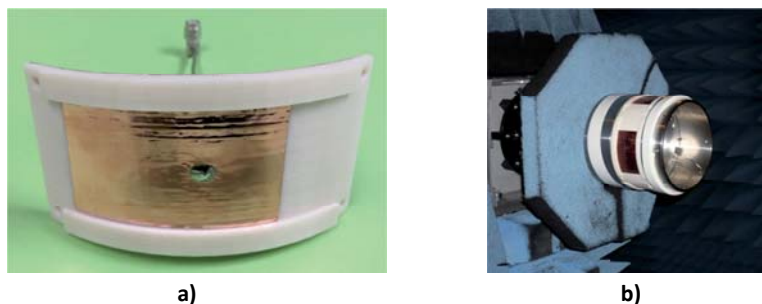


Figura 6.18 Parche rectangular fabricado a) un elemento y b) agrupación.

Posteriormente, se fabricaron los restantes elementos de la agrupación y se realizaron las mediciones respectivas con la agrupación completa y con la red de alimentación (Figura 6.18b). En la Figura 6.19 se presenta el parámetro S_{11} medido y como se puede observar existe una desadaptación y corrimiento en frecuencia de 9.5 MHz (0.6%), a pesar

de las estimaciones realizadas para determinar la permitividad del sustrato, ya que la repetitividad en el proceso de fabricación con la impresora 3-D no se cumple. Considerando este inconveniente será necesario modificar los parámetros del proceso de fabricación del sustrato con la impresora 3-D, para mejorar la repetitividad en la permitividad efectiva conseguida.

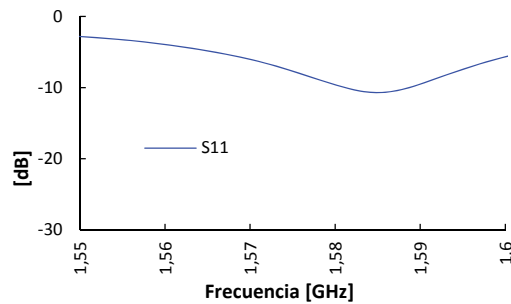


Figura 6.19 Parámetro S_{11} medido para la agrupación.

En la Figura 6.20a se representan los diagramas de radiación con polarización lineal (horizontal) simulado y medido para el plano XY. Como se puede observar los diagramas tanto simulados como medidos presentan gran similitud con comportamiento omnidireccional de igual manera que la directividad 3-D medida de la Figura 6.20b. Además, a partir de los valores medidos para el plano XY se determina que el nivel de fluctuación que se produce en el diagrama de radiación es de 0.88 dB.

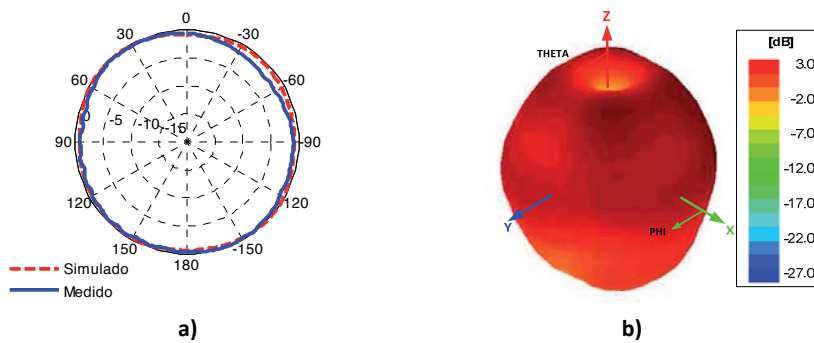


Figura 6.20 Diagrama de radiación a) plano XY normalizado y b) directividad 3-D.

6.2 Antena para la banda de WiFi

La antena que se utilizará para la banda de WiFi estará centrada a 2.45 GHz; para este diseño se presentan dos posibles localizaciones con diámetros diferentes para situar la antena en el UAV; por lo tanto, se presentarán dos opciones de diseño basados en el modelo de la agrupación para GPS diseñada anteriormente. El material que se utilizará tiene como características permitividad de 2.38 y tangente de pérdidas 0.01.

6.2.1 Antena para la sección de mayor diámetro

El espacio disponible para este diseño presenta como dimensiones $D=90\text{mm}$, $H=50\text{mm}$ and $e=6\text{mm}$ y al igual que el anterior diseño, el diagrama de radiación requerido debe presentar características omnidireccionales. El ancho de banda requerido deberá ser de al menos 100 MHz (4.08 %) para cubrir el servicio de WiFi. Para determinar el número de parches requeridos para conseguir que el diagrama de radiación sea omnidireccional, se observó el comportamiento del mismo con agrupaciones de uno, dos, tres y cuatro elementos radiantes como las que se muestran en la Figura 6.21. Los diagramas de radiación en el plano XY y 3-D también se pueden ver en la Figura 6.21. En base a estos resultados, en la Tabla 6.4 se resumen los valores de las diferencias entre el máximo y el mínimo de cada diagrama para cada agrupación. De los valores obtenidos, se puede observar que al incrementar el número de elementos que forman la agrupación el diagrama va disminuyendo sus fluctuaciones. Por lo tanto, cuatro es el número de parches utilizados para que la agrupación proporcione un diagrama omnidireccional.

Agrupación	Diferencia entre Máx y Mín [dB]
Un parche	24.41
Dos parches	10.03
Tres parches	5.89
Cuatro parches	1.36

Tabla 6.4 Nivel de fluctuación de los diagramas.

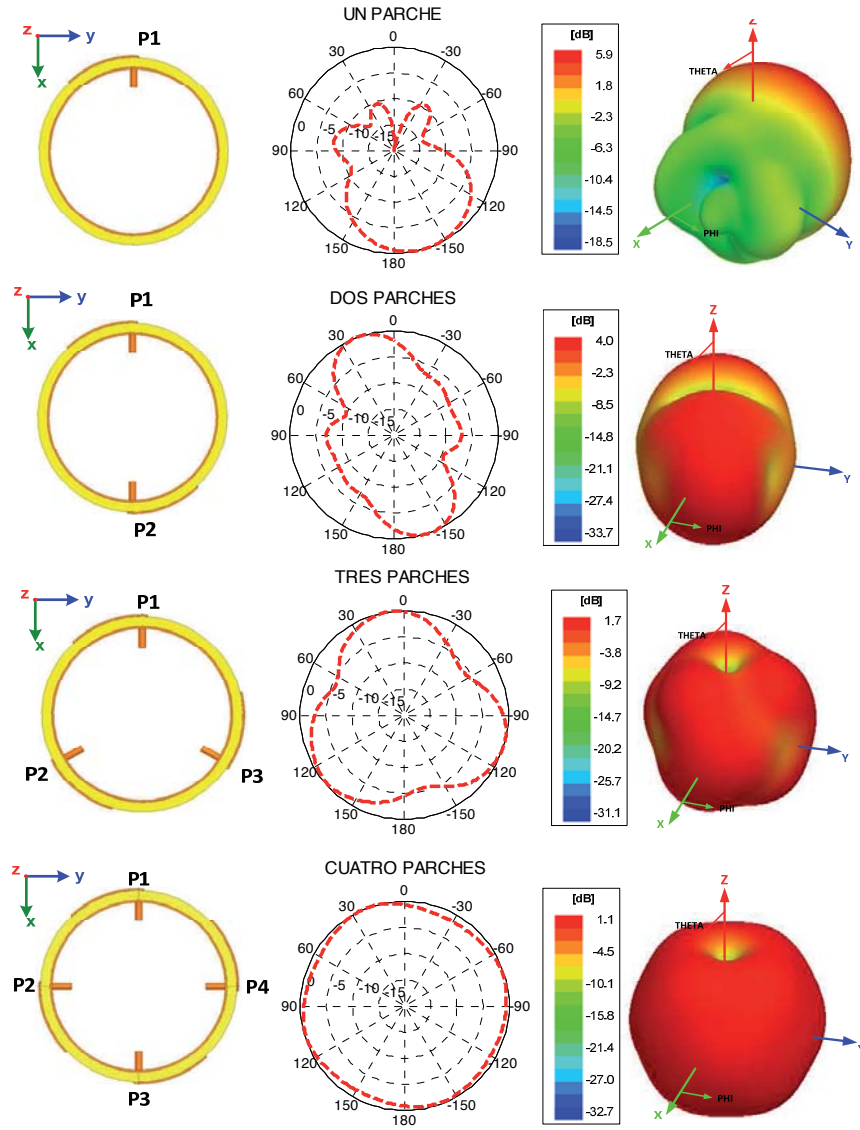


Figura 6.21 Diagramas de radiación normalizados para agrupaciones con uno, dos, tres y cuatro elementos.

En la Figura 6.22 se presenta la geometría de uno de los elementos de la agrupación, y la descripción de las variables utilizadas en el proceso de optimización. El esquema de la agrupación completa se presenta en la Figura 6.23. Como se puede observar los cuatro parches conformados son alimentados por puertos independientes.

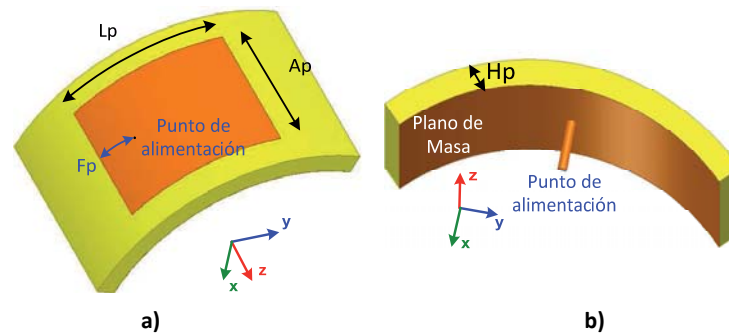


Figura 6.22 Geometría de un elemento de la agrupación a) parte frontal y b) parte posterior.

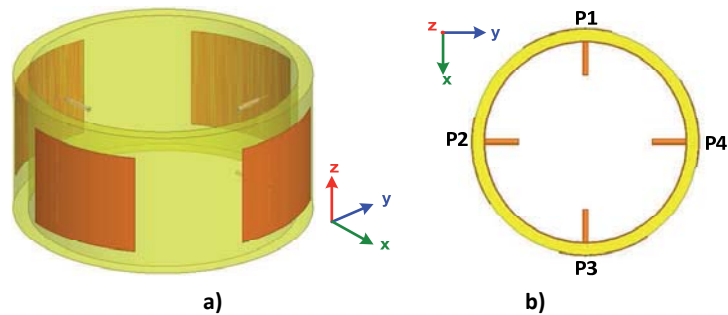


Figura 6.23 Esquema de la agrupación de parches rectangulares a) vista 3-D y b) vista superior.

Para la optimización se ha simulado con Ansys HFSS 15 solamente un parche, con el objetivo de agilizar la simulación; aunque en este proceso no se tendrán en cuenta los efectos del acoplamiento entre elementos. Posteriormente se realizó la simulación de la agrupación completa y las dimensiones que presenta cada uno de los parches que la forman se detallan en la Tabla 6.5.

Variables	Detalle	Dimensiones [mm]
Lp	Largo del parche	41.19
Ap	Ancho del parche	35
Fp	Posición alimentación	12.36
Hp	Alto del parche	5
D	Diámetro del cilindro	90
H	Altura del cilindro	50

Tabla 6.5 Dimensiones de los elementos de la agrupación.

El parámetro S_{11} que se presenta en la Figura 6.24 se corresponde a un solo elemento de la agrupación con la presencia de los otros parches, como se puede observar este parámetro es menor que -10 dB en un ancho de banda de 120 MHz (4.9% de ancho de banda relativo) comprendido entre 2.39 MHz y 2.51 MHz. Además a partir de estos resultados se comprobó que la presencia de los cuatro parches no modifica el nivel de adaptación.

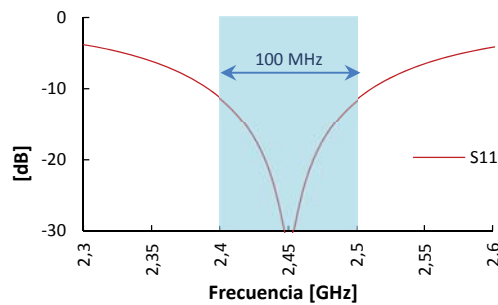


Figura 6.24 Parámetro S_{11} de un elemento de la agrupación.

Para valorar el efecto que tendría el fallo en la alimentación de alguna de las cuatro antenas, se analizó el comportamiento del diagrama de radiación en función de los puertos que alimentan cada uno de los parches; a continuación se presentan los resultados de los diagramas que se han obtenido cuando se alimentan diferentes puertos.

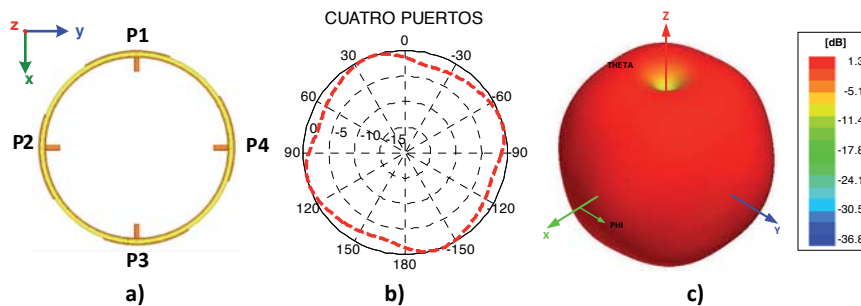


Figura 6.25 Para cuatro puertos alimentados P1-P2-P3-P4: a) esquema, b) plano XY diagrama normalizado y c) Ganancia 3-D.

La Figura 6.25 presenta el diagrama de radiación en el caso que todos los parches se encuentren operativos alimentados con la misma amplitud y fase. Como se puede observar en la Figura 6.25b el diagrama

que se obtiene es casi omnidireccional con un desbalance de amplitud de 1.36 dB. En el caso que se presente un fallo en uno de los parches (tres parches alimentados P1, P2 y P3 y el otro parche P4 con un peso igual a 0) el diagrama de radiación es el que se presenta en la Figura 6.26. Ante esta situación, sólo se garantiza un desbalance de 3 dB en un margen de 180° opuestos a la antenna no alimentada.

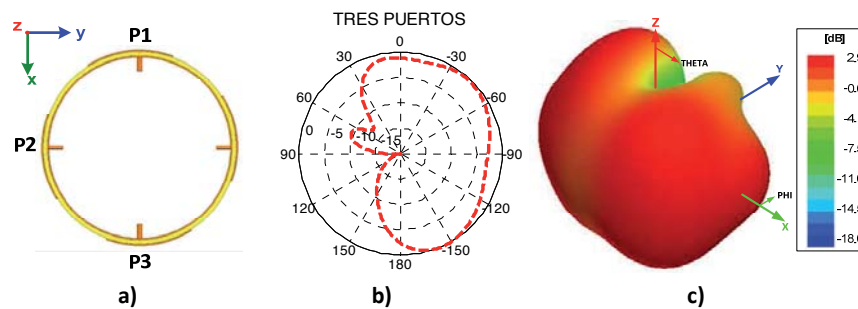


Figura 6.26 Para tres puertos alimentados P1-P2-P3: a) esquema, b) plano XY diagrama normalizado y c) Ganancia 3-D.

En el caso que se presenten dos fallos, se presentan dos posibilidades. La primera, cuando los dos puertos son adyacentes (P1 y P2) en cuyo caso los diagramas obtenidos se pueden ver en la Figura 6.27. En este caso es posible garantizar una cobertura de 90° entre los parches que no presentan problemas.

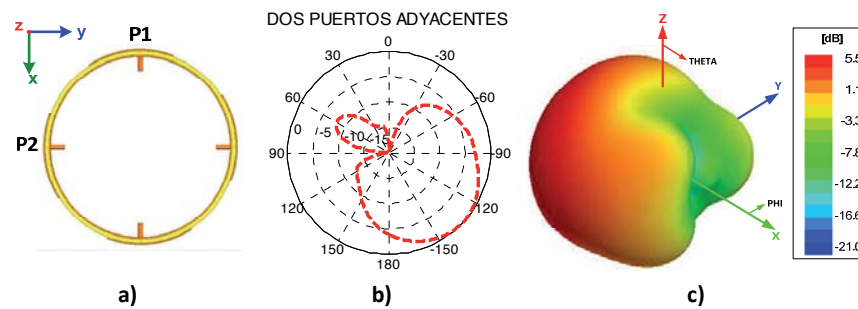


Figura 6.27 Para dos puertos alimentados P1-P2: a) esquema, b) plano XY diagrama normalizado y c) Ganancia 3-D.

La segunda posibilidad se presenta cuando los dos puertos son opuestos, es decir localizados uno en frente del otro (P1 y P3), los diagramas se representan en la Figura 6.28. Como se visualiza, el mayor desbalance en el diagrama se presenta en $\phi=90^\circ$ y $\phi=270^\circ$.

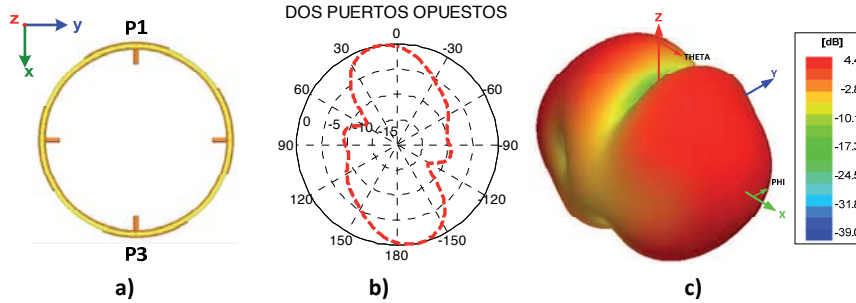


Figura 6.28 Para dos puertos alimentados P1-P3: a) esquema, b) plano XY diagrama normalizado y c) Ganancia 3-D.

En la Figura 6.29 se puede observar los diagramas de radiación cuando solamente un parche (P1) se encuentra radiando. En la Figura 6.29 b y c se presentan el diagrama normalizado para el plano XY y el diagrama 3-D de la ganancia.

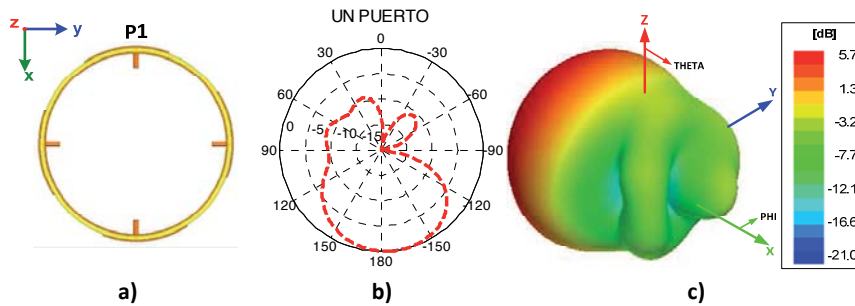


Figura 6.29 Para un puerto alimentado P1: a) esquema, b) plano XY diagrama normalizado y c) Ganancia 3-D.

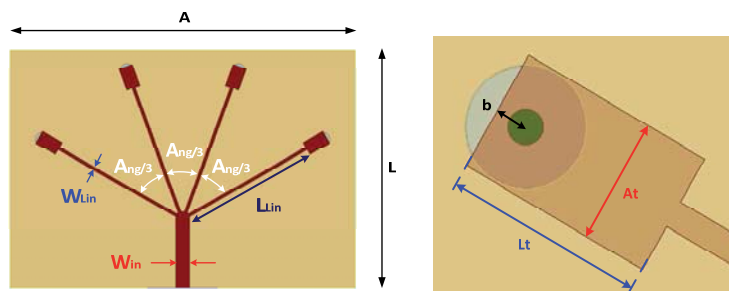


Figura 6.30 Representación de la red de alimentación y sus variables.

La red de alimentación para esta agrupación se presenta en la Figura 6.30 y tiene la misma configuración que la diseñada para la antena de GPS. El material utilizado para el diseño es FR4 de permitividad 4.3,

$tg(\delta) = 0.02$ y grosor de 1.6mm. Las dimensiones se resumen en la Tabla 6.6.

Variables	Detalle	Dimensiones [mm]
A	Ancho sustrato de la red	60
L	Largo sustrato de la red	42.5
Win	Ancho línea de entrada	3.07
W_{Lin}	Ancho línea a los puertos	0.7
L_{Lin}	Largo línea a los puertos	18.6
Lt	Largo taper	5
At	Ancho taper	3
B	Distancia borde taper-centro coaxial	0.8
Ang	Ángulo de apertura de la red	120°

Tabla 6.6 Dimensiones de la red de alimentación (antena WiFi).

Las simulaciones que se presentan se han realizado con Ansys HFSS 15. En la Figura 6.31 se presentan los parámetros S simulados para la red de alimentación, observándose que el parámetro S_{11} es menor que -20 dB desde 2.26 GHz hasta 2.66 GHz, mientras que los parámetros S_{21} , S_{31} , S_{41} y S_{51} presentan en el mismo margen de frecuencias valores entre 6.4 y 6.8 dB debido a las pérdidas que se presenta en el dieléctrico.

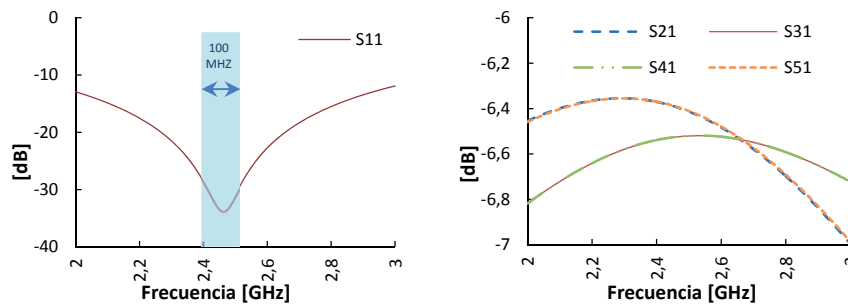


Figura 6.31 Parámetros S de la red de alimentación.

6.2.2 Antena para la sección de menor diámetro (primera opción)

Para el diseño de esta agrupación, el diámetro de la sección disponible es de 42 mm. Como la frecuencia de operación es la misma del diseño anterior, el tamaño del parche permanece casi invariante, motivo por el

cual al tener una sección de menor diámetro el número de parches que se consiguen conformar en el cilindro es de dos como se puede observar en el esquema de la Figura 6.32. Después de la optimización y las simulaciones realizadas con Ansys HFSS 15, las dimensiones de los parches con los cuales se consigue un buen nivel de adaptación se detallan en la Tabla 6.7.

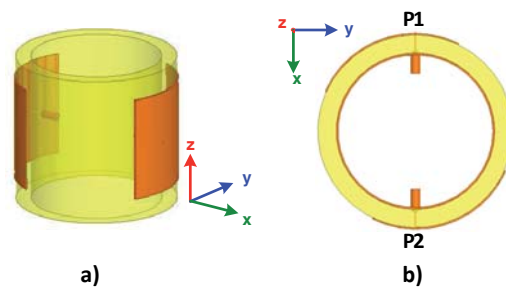


Figura 6.32 Esquema de la agrupación a) vista 3-D y b) vista superior.

Variables	Detalle	Dimensiones [mm]
Lp	Largo del parche	42.73
Ap	Ancho del parche	35
Fp	Posición alimentación	17.7
hp	Alto del parche	5
D	Diámetro del cilindro	42
H	Altura del cilindro	50

Tabla 6.7 Dimensiones de los elementos de la agrupación.

El parámetro S_{11} se presenta en la Figura 6.33, como se puede ver el ancho de banda a -10 dB es de aproximadamente 120 MHz, como el de la agrupación anterior ya que para el diseño se utilizó el mismo sustrato.

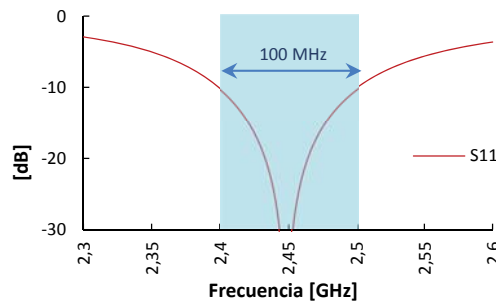


Figura 6.33 Parámetro S_{11} de un elemento de la agrupación.

El diagrama de radiación para la agrupación se representa en la Figura 6.34, en este caso como se puede apreciar el diagrama conseguido no es omnidireccional observándose una diferencia entre máximo y mínimo de 6.3 dB.

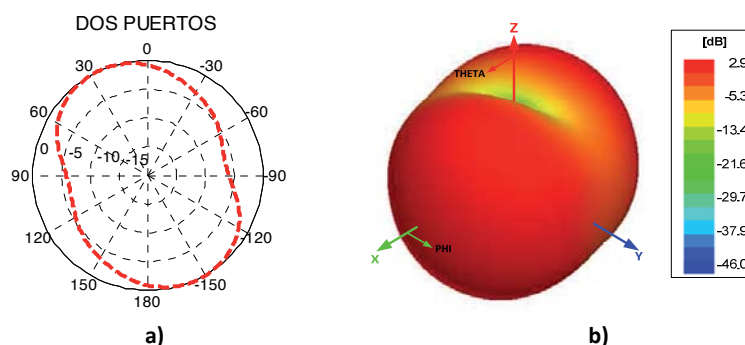


Figura 6.34 Diagrama de radiación a) plano XY normalizado y b) Ganancia 3-D.

Para mejorar el diagrama sería necesario incorporar más elementos a la agrupación, pero debido a que el perímetro disponible es reducido esta alternativa no es viable con el sustrato disponible para la fabricación de la antena. Debido al inconveniente que se presenta para conseguir que el diagrama sea omnidireccional con antenas tipo parche y con este tipo de sustrato, se buscó otro tipo de antena para implementar la agrupación. La antena seleccionada fue la PIFA “Planar Inverted-F Antenna”.

6.2.3 Antena para la sección de menor diámetro (segunda opción)

Para esta antena se ha considerado utilizar PIFAs como elemento radiante. Las PIFAs al tener un extremo cortocircuitado a masa, éste puede servir de apoyo mecánico y permitir su fabricación sin necesidad de sustrato para su sustentación física, lo cual representa una ventaja ya que al no tener la presencia de un material dieléctrico las pérdidas serán menores.

La longitud de la PIFA será de $L_{pif} + h_{pif} \approx \lambda_0/4$ (con λ_0 a la frecuencia central de operación). Con estos valores de longitud para las PIFAs y por el perímetro que presenta el cilindro sobre el cual se ubicará la

agrupación el número máximo de elementos que se pueden conformar es cuatro. La agrupación con PIFAs permite incorporar más elementos a diferencia del diseño con parches en el cual, a pesar de utilizar un sustrato dieléctrico, el número de elementos era menor porque el material utilizado tenía una baja permitividad ($\epsilon_r = 2.38$).

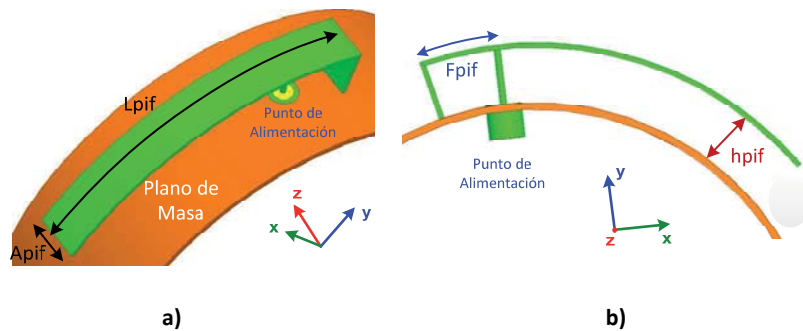


Figura 6.35 Vistas de la geometría de un elemento de la agrupación a) frontal y b) perfil.

El esquema de una antena tipo PIFA se presenta en la Figura 6.35, en este caso no se utilizará sustrato dieléctrico, por lo que entre el monopolo doblado de longitud L_{pif} que forma la antena y el plano de masa existirá aire. Como se puede apreciar el monopolo se encuentra unido al plano de masa (cortocircuito) en uno de sus extremos mientras que el punto de alimentación se encuentra desplazado una distancia F_{pif} del cortocircuito.

6.2.3.1 Efectos de la variación de los parámetros de diseño

A continuación se presenta el análisis realizado para determinar el efecto que tienen las variables utilizadas en el diseño de una PIFA sobre el ancho de banda y nivel de adaptación.

- Longitud del plano de masa de la PIFA:

En este caso, para el diseño de uno de los elementos de la agrupación, el tamaño del plano de masa juega un papel importante, ya que las corrientes que circulan por el monopolo doblado, causan a la vez excitación de corrientes sobre el plano de masa; por lo que el campo eléctrico que se genera estará formado por el monopolo y su imagen

sobre en el plano de masa. Para ver el efecto que tenía el plano de masa se simuló las tres situaciones mostradas en la Figura 6.36.

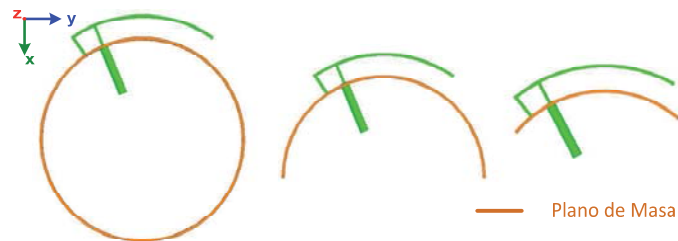


Figura 6.36 Modelos utilizados para analizar la influencia del plano de masa.

En la Figura 6.37 se presentan los resultados de la influencia del plano de masa sobre el nivel de adaptación de una antena PIFA de la agrupación que se plantea realizar.

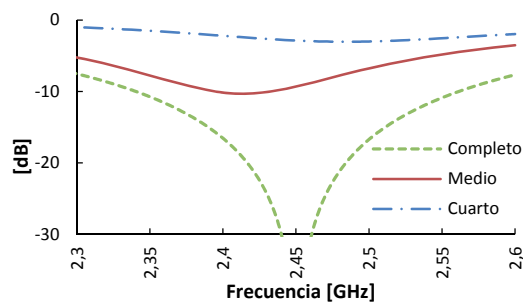


Figura 6.37 Parámetros S_{11} obtenidos para diferentes tamaños del plano de masa.

Observando los resultados de la Figura 6.37 se concluye que es necesario considerar todo el plano de masa cilíndrico para su correcta simulación.

- *Largo de la PIFA (L_{pif}):*

A partir del valor estimado para la longitud de la PIFA, se realizó un análisis de sensibilidad de $\pm 1\text{mm}$ sobre la variable L_{pif} a partir de lo cual se observó que se produce una variación de 100 MHz de la frecuencia de resonancia. Como se puede apreciar en la Figura 6.38 el nivel de adaptación a 2.45 GHz se conserva por debajo de -10 dB para los tres valores de L_{pif} analizados.

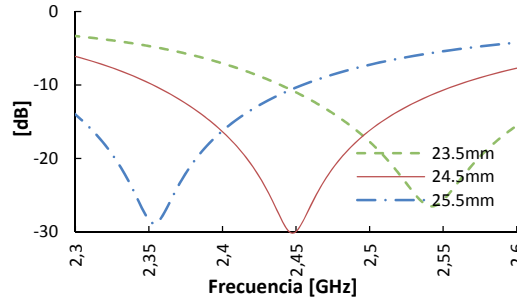


Figura 6.38 Efecto sobre el parámetro S_{11} ante la variación de L_{pif} .

Con la variación de este parámetro (L_{pif}) se observó que es posible sintonizar la antena a la frecuencia de diseño. Como se puede ver en la Figura 6.38 variaciones de 1 mm de esta variable dan lugar a una variación de 100 MHz de la frecuencia de resonancia.

- *Ancho de la PIFA (A_{pif}):*

Para evitar la presencia de modos transversales se consideró que el ancho de la PIFA fuese mucho menor que la longitud de onda de la frecuencia de trabajo (2.45 GHz). Bajo esta consideración ($A_{pif} \ll \lambda_0/20$), el análisis paramétrico quedó acotado a valores alrededor de 4.9 mm. Los resultados más representativos que se obtuvieron y que permitieron interpretar el comportamiento de la PIFA ante las variaciones de su ancho se representan en la Figura 6.39 . A partir de estos resultados se pudo determinar que con las variaciones de A_{pif} , es posible conseguir un incremento en el ancho de banda de la antena.

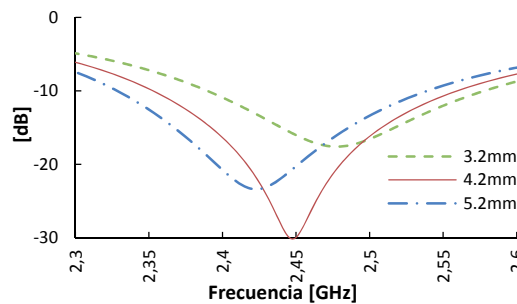


Figura 6.39 Efecto sobre el parámetro S_{11} ante la variación de A_{pif} .

Como se puede ver en la Figura 6.39 si la PIFA es más angosta, el ancho de banda se reduce. También se pudo observar la influencia de este parámetro en el nivel de adaptación y por ende en la frecuencia de resonancia.

- *Alto de la PIFA ($hpif$):*

La variación de este parámetro ($hpif$) en este caso estuvo limitada por la profundidad del canal habilitado en el UAV para colocar la antena ($hpif_{m\acute{a}x}=5mm$). A pesar de este limitante y en base al análisis paramétrico se observó que con el incremento de este valor bajaba la frecuencia de resonancia pero aumentaba el ancho de banda como se puede ver en la Figura 6.40.

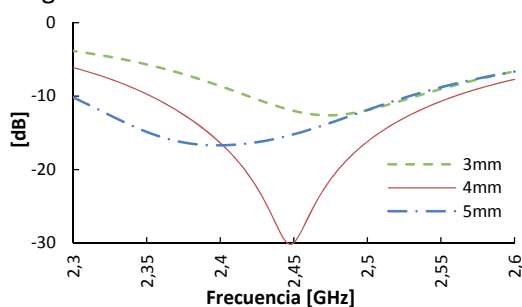


Figura 6.40 Efecto sobre el parámetro S_{11} ante la variación de $hpif$.

- *Punto de alimentación de la PIFA:*

Como se puede apreciar en la Figura 6.42 ante la variación del punto de alimentación de la PIFA (Fp), la impedancia de la antena también varía, motivo por el cual con este parámetro es posible mejorar el nivel de adaptación.

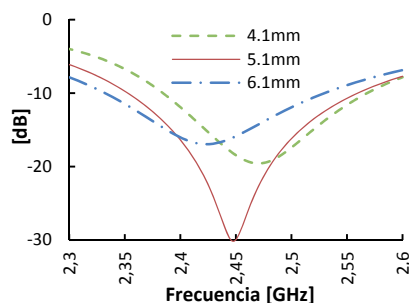


Figura 6.41 Efecto sobre el parámetro S_{11} ante la variación de $Fpif$.

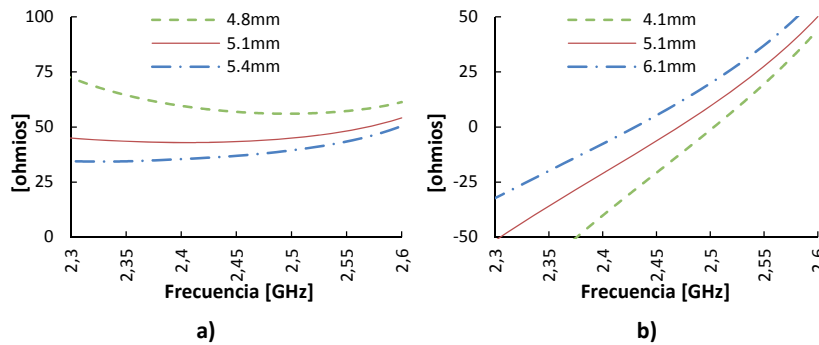


Figura 6.42 Efecto sobre la impedancia ante la variación de F_{pif} sobre a) parte real y b) parte imaginaria.

En este caso la impedancia deseada es de 50Ω como se puede ver en la Figura 6.42b. Además, como se observa en las Figura 6.41 y Figura 6.42b mientras más cerca está la parte imaginaria a cero, mejor es el nivel de adaptación que presenta la antena.

6.2.3.2 Número de elementos de la agrupación

Para determinar el número de elementos requerido para obtener un diagrama omnidireccional en el plano XY, se realizaron simulaciones considerando uno, dos, tres y cuatro elementos para formar la agrupación. Así, en la Figura 6.43 se puede observar los diagramas de radiación ante la presencia de una sola PIFA.

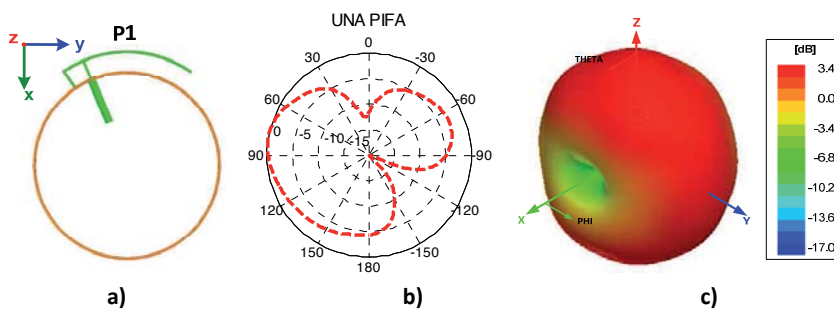


Figura 6.43 Para una PIFA: a) esquema, b) plano XY diagrama normalizado y c) Ganancia 3-D.

En la Figura 6.44 se observa el comportamiento del diagrama de radiación con dos elementos, como se puede ver con solamente dos

elementos el diagrama aún no presenta el comportamiento deseado ya que presenta un diferencia entre el máximo y el mínimo de 19.34 (ver Tabla 6.8).

Agrupación	Diferencia entre Máx y Mín [dB]
Una PIFA	20.49
Dos PIFAs	19.34
Tres PIFAs	1.56
Cuatro PIFAs	0.78

Tabla 6.8 Nivel de fluctuación de los diagramas.

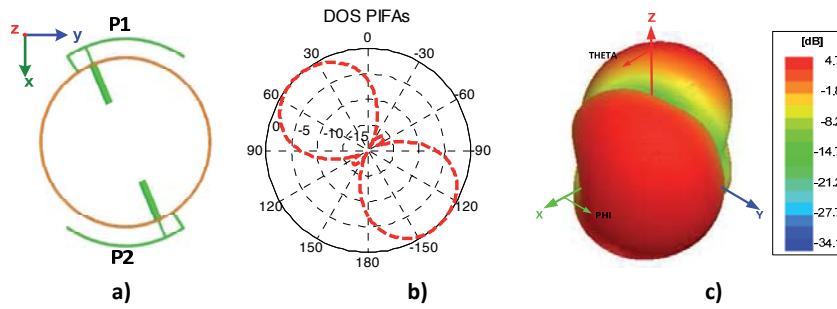


Figura 6.44 Para dos PIFAs: a) esquema, b) plano XY diagrama normalizado y c) Ganancia 3-D.

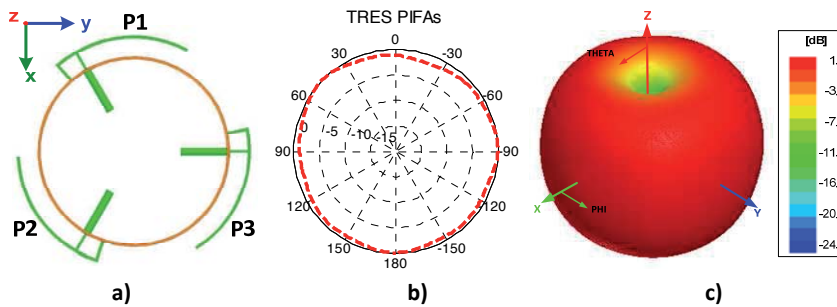


Figura 6.45 Para tres PIFAs: a) esquema, b) plano XY diagrama normalizado y c) Ganancia 3-D.

Con tres elementos (Figura 6.45) el diagrama se presenta bastante omnidireccional con un rizado de 1.56 dB (ver Tabla 6.8). Pero, en vista de que la red de alimentación que fue diseñada para la sección del UAV de mayor diámetro tiene cuatro puertos de salida, se consideró utilizar

el mismo diseño para alimentar esta agrupación. Por lo tanto, se simuló una agrupación con cuatro PIFAS consiguiéndose disminuir el rizado a 0.78 dB.

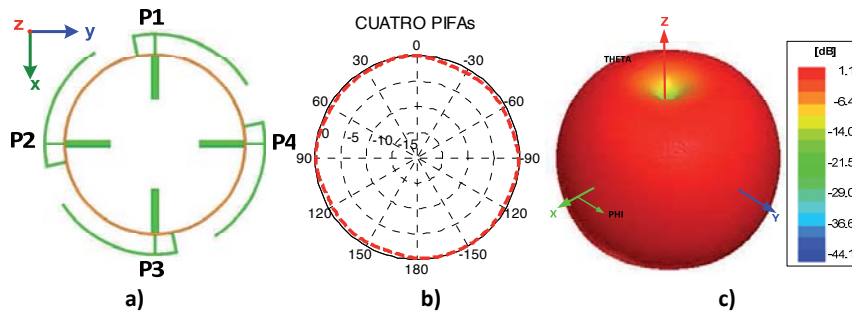


Figura 6.46 Para cuatro PIFAs: a) esquema, b) plano XY diagrama normalizado y c) Ganancia 3-D

Como se puede observar en la Figura 6.46, el diagrama sigue manteniendo su comportamiento omnidireccional, motivo por el cual optó por utilizar cuatro antenas para formar la agrupación y al igual que el modelo propuesto para la sección de mayor diámetro, cada elemento de la agrupación será alimentado con la misma fase y amplitud.

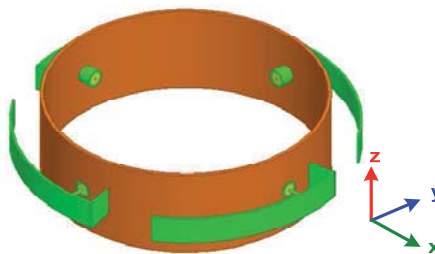


Figura 6.47 Esquema 3-D de la agrupación.

Variables	Detalle	Dimensiones [mm]
Lpif	Largo de la PIFA	24.5
Apif	Ancho de la PIFA	4.2
Fpif	Posición alimentación	4.8
hpif	Alto de la PIFA	4
D	Diámetro del cilindro	42

Tabla 6.9 Dimensiones de los elementos de la agrupación.

La descripción y valores de los parámetros utilizados en el diseño de la agrupación se presentan en la Tabla 6.9, y el esquema completo de la agrupación en la Figura 6.47.

Para esta agrupación, el nivel de adaptación que se consigue se representa en la Figura 6.48, como se puede ver para valores menores que -10 dB, el ancho de banda relativo es del 8.7% (215 MHz), con un nivel de adaptación de -24 dB a la frecuencia central de la banda (2.45 GHz). Observando los diagramas de radiación normalizado para el plano XY y ganancia 3-D representados en la Figura 6.44, se puede determinar que el comportamiento de la agrupación es omnidireccional en el plano de interés.

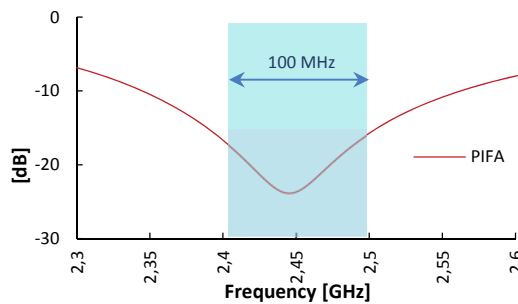


Figura 6.48 Parámetro S_{11} de la agrupación.

6.2.3.3 Análisis de sensibilidad de los parámetros de diseño

Para analizar la sensibilidad del parámetro S_{11} (nivel de adaptación, ancho de banda y frecuencia de resonancia) ante variaciones de los parámetros de diseño de la antena por tolerancias de fabricación, se realizaron simulaciones con variaciones de $\pm 300\mu\text{m}$ en la posición del punto de alimentación y de $\pm 200\mu\text{m}$ en el ancho, largo y alto de las PIFAs. Como se puede observar en la Figura 6.49 y Figura 6.50 las variaciones del ancho ($Apif$) y el alto ($hpif$) de la PIFA afectan al ancho de banda. Un cambio de $200\mu\text{m}$ en la longitud de la PIFA ($Lpif$) produce una variación de 10 MHz en la frecuencia de resonancia (ver Figura 6.51), mientras que en la Figura 6.52 se puede observar que el nivel de adaptación se ve afectado con los cambios que se puedan dar en la ubicación del punto de alimentación ($Fpif$).

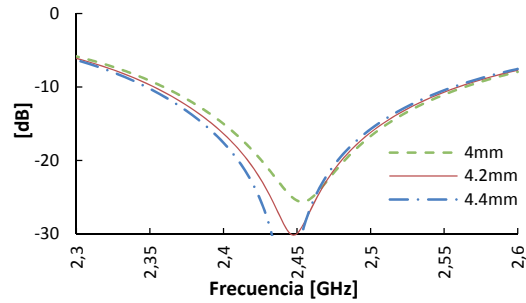


Figura 6.49 Efecto sobre el parámetro S_{11} ante la variación de Apif.

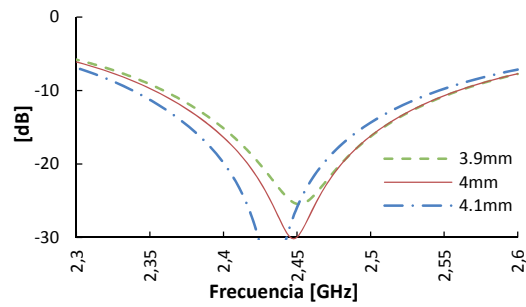


Figura 6.50 Efecto sobre el parámetro S_{11} ante la variación de hpif.

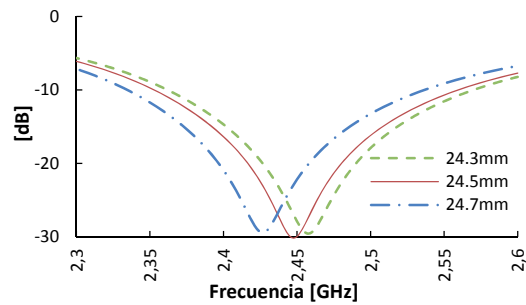


Figura 6.51 Efecto sobre el parámetro S_{11} ante la variación de Lpif.

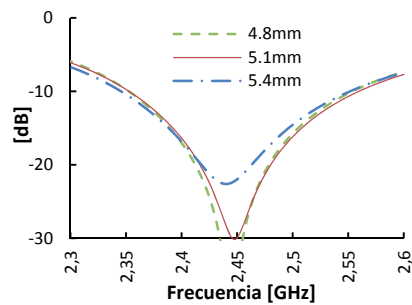


Figura 6.52 Efecto sobre el parámetro S_{11} ante la variación de Fpif.

6.2.4 Comparación de los diseños propuestos para la antena de la sección de menor diámetro

- La agrupación que contiene dos parches rectangulares, presenta como ventaja que tiene menor número de puertos, lo que implicaría que la red de alimentación sería más sencilla y a la vez ocuparía menos espacio, mientras que la agrupación de PIFAs necesita una red con al menos tres puertos.
- La principal desventaja que se presenta con la agrupación de parches es que el diagrama de radiación no es completamente omnidireccional ya que presenta un rizado de 6.3 dB, por lo cual no cumple con las condiciones de diseño planteadas.
- Una de las ventajas que brinda la agrupación de PIFAs es que no requiere de material dieléctrico, por lo cual las pérdidas que se producen ante la presencia de un sustrato no influirán sobre el diagrama de radiación y eficiencia de la antena. Además, el ancho de banda que se obtiene con esta agrupación es mayor que el simulado para la agrupación de dos parches. Como ventaja adicional se tiene que el espacio que ocupa es menor que el utilizado por los parches, motivos por los cuales este tipo de agrupación puede ser considerada como la mejor solución para la sección del UAV que presenta un menor diámetro.

6.3 Resumen

En este capítulo se presentó el diseño de agrupaciones de antenas conformadas a una forma cilíndrica. El espacio cilíndrico donde se situarán las antenas forma parte de un vehículo aéreo no tripulado. Además, se presentó el estudio del número mínimo de elementos requerido por cada agrupación para conseguir que el diagrama de radiación fuese omnidireccional.

La primera agrupación presentada, opera a la frecuencia de 1575.42 MHz. Para esta agrupación fue necesario utilizar cuatro parches

rectangulares para tener un diagrama de radiación bastante omnidireccional. La fabricación de este prototipo se llevó a cabo con una impresora 3-D. Con el primer prototipo fabricado, se produjo un desplazamiento en frecuencia debido a las características que presentaba el sustrato posterior a su fabricación, por lo que fueron necesarios algunos ajustes en el diseño. Luego de los ajustes realizados, las mediciones obtenidas presentaron un nivel de adaptación adecuado y una fluctuación de 0.88 dB en el diagramas de radiación similares a los obtenidos en las simulaciones.

Para la banda de WiFi a 2.45 GHz, se diseñaron dos tipos de agrupaciones, la primera solución se presentó como alternativa para la región del vehículo no tripulado que presentaba un mayor diámetro. Para esta agrupación se utilizaron cuatro parches rectangulares, las simulaciones realizadas dieron como resultados un buen nivel de adaptación con un ancho de banda del 4.9% y diagramas de radiación con un rizado de 1.36 dB. La segunda solución utilizó como elementos radiantes cuatro antenas tipo PIFA. La agrupación formada con estos elementos, se consideró adecuada para regiones con menor diámetro. Los resultados obtenidos de las simulaciones presentaron un ancho de banda del 8.7% y diagramas de radiación con un rizado de 0.78 dB en el plano requerido por la aplicación.

CAPÍTULO VII

ANTENAS DE RANURAS EN TECNOLOGÍA DE GUÍAS DE ONDA INTEGRADAS EN SUSTRATO

Las agrupaciones de antenas son ampliamente utilizadas en los sistemas de comunicaciones, dada su versatilidad para diseñar diferentes diagramas de radiación, pudiéndose además ser desarrolladas utilizando tecnologías microstrip o de guía de ondas. Antenas microstrip son utilizadas por su bajo costo, bajo perfil y peso ligero, con la desventaja de que éstas pueden proporcionar bajas ganancias, por lo que se recurren a las agrupaciones con la finalidad de mejorar esta característica pero a la vez con el inconveniente que se presenta el momento de proporcionar la alimentación para cada antena que forma la agrupación. La utilización de antenas de guías de onda ranuradas resulta bastante adecuada ya que pueden ofrecer altas directividades, bajos niveles de lóbulos secundarios y baja polarización crosspolar, alto nivel de potencia con el que pueden trabajar, alta eficiencia al no haber dieléctrico y sólo tener pérdidas en el conductor; con la desventaja de que estructuras de este tipo son voluminosas y pesadas. Con el desarrollo de estructuras planares de guiado como SIW "*Substrate Integrated Waveguide*" se tienen ventajas como bajo costo, tamaño reducido y fácil integración [20], facilitándose la fabricación de antenas de guías de onda ranuradas. Así también, como contraprestaciones este tipo de estructuras soportan niveles de potencia menores y además tienen mayores pérdidas lo que repercute en la disminución de la eficiencia de la antena.

Como se mencionó en el Capítulo II, una guía SIW se puede considerar como una guía de onda rectangular rellena de un sustrato dieléctrico cuyas paredes están formadas por agrupaciones de postes cilíndricos que tienen un radio y separación entre ellos determinado [101]. Utilizando esta estructura de guiado y sus ventajas, en este capítulo, se presenta el diseño, simulación y fabricación de dos antenas de ranuras en SIW para operar en la banda Ku.

7.1 Diseño de la Estructura

La estructura estará formada por una agrupación de antenas de ranuras que operará en la banda Ku (17GHz) con su respectiva red de alimentación utilizando la tecnología SIW para su implementación. Las especificaciones adicionales sobre las cuales se llevará a cabo el diseño son ancho de banda, ganancia y relación lóbulo principal a secundario (NLPS) de al menos 1%, 15 dB y 13 dB respectivamente. Para conseguir lo planteado en las especificaciones, se hará uso de una agrupación de 8x10 ranuras con distribución uniforme en los dos ejes. Cada una de las 8 filas de la agrupación, estarán formadas a su vez por una agrupación de 10 ranuras longitudinales situadas en la cara ancha de una guía SIW. La red de alimentación que se empleará será una red en árbol de uno a ocho formada por divisores de potencia de uno a dos. Cada una de las ocho salidas de la red, alimentará una de las agrupaciones de 10 ranuras como se puede observar en la Figura 7.1.

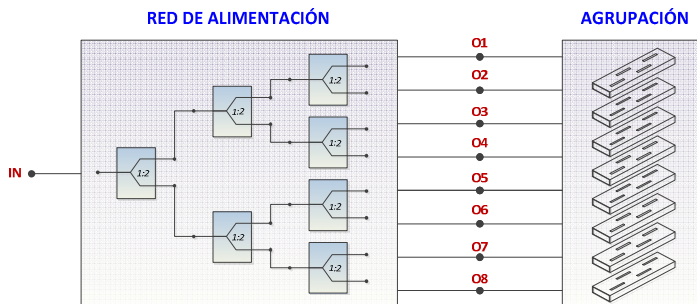


Figura 7.1 Esquema de la estructura que será diseñada.

Previo al diseño de las ranuras de la agrupación y la red de alimentación, se establecerán las condiciones que se deben tomar en cuenta para el diseño de una guía SIW.

7.1.1 Diseño de la guía SIW

Para el diseño de este tipo de guía se debe establecer una equivalencia con el ancho de una guía rectangular clásica rellena de dieléctrico, para lo cual se deben considerar las características del material dieléctrico (grosor h y permitividad ϵ_r). También se debe determinar una frecuencia de corte f_c que determinará la frecuencia mínima de trabajo. Con estos datos y utilizando la expresión 7.1 se calcula el ancho de la guía rectangular equivalente a la guía SIW (a_{eqv}) representado en la Figura 7.2.

$$a_{eqv} = \frac{c}{2f_c\sqrt{\epsilon_r}} \quad \text{Ec. 7.6}$$

Además del ancho de la guía equivalente a_{eqv} , se requiere determinar los restantes parámetros que forman la guía SIW como el radio " r " de los postes, separación entre centros " s " y su ancho " a ", los cuales se encuentran representados en la Figura 7.2. Los valores para el radio de los postes y la separación entre éstos se obtienen considerando que $r < \frac{\lambda_g}{10}$ y $s \leq 4r$, para lo cual se requiere calcular la longitud de onda de la guía λ_g y la longitud de onda en el dieléctrico λ según las expresiones 7.2 y 7.3.

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} \quad \text{Ec. 7.7}$$

$$\lambda = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_r}} \quad \text{Ec. 7.8}$$

Para calcular el valor del ancho a de la guía según [9] la relación que existe entre a , a_{eqv} , r y s viene dada por:

$$a = a_{eqv} + 2r + \frac{(2r)^2}{0.95s} \quad \text{Ec. 7.9}$$

donde a es la separación entre postes, r es el radio de los postes y s la distancia de separación entre ellos como se puede apreciar en la Figura 7.2. Utilizando la ecuación 7.4 y bajo las consideraciones anteriormente indicadas se reemplazan los parámetros r , s y a_{eqv} para calcular el ancho a que se utilizará para formar la guía SIW. Con todos estos parámetros ya establecidos se realiza el diseño de las agrupaciones de antenas de ranuras con sus respectivas redes de alimentación.

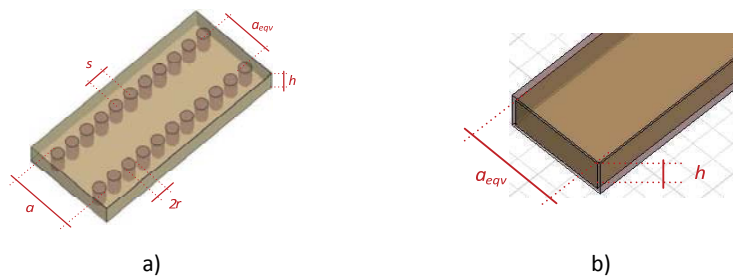


Figura 7.2 Guías rectangulares a) SIW, b) clásica.

A continuación se presenta un ejemplo de los cálculos realizados para determinar los valores del radio y separación entre los postes así como el ancho para la guía SIW que se utilizará en el diseño de la antena de ranuras.

- En primer lugar se establece el sustrato que se utilizará, en este caso NELTEC NY9220 que presenta las siguientes características $\epsilon_r=2.2$, grosor $h= 1.143$ mm y espesor de cobre $t=0.035$ mm.
- Luego se determinan las frecuencias de corte (f_c) y la de trabajo (f) que serán 12 GHz y 17 GHz respectivamente. Con el valor de f_c se procede a determinar el ancho de la guía (a_{eqv}) representado en la Figura 7.2 a partir de la expresión 7.1.

$$a_{eqv} = \frac{c}{2f_c\sqrt{\epsilon_r}} = 8.43 \text{ mm}$$

- Luego se calcula la longitud de onda en la guía (λ_g) mediante las ecuaciones 7.2 y 7.3 con los valores de frecuencias seleccionados $f=17$ GHz y $f_c=12$ GHz.

$$\lambda = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_r}} = 11.898 \text{ mm}$$

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} = 16.797 \text{ mm}$$

- Una vez que se ha obtenido el valor de la longitud de onda (λ_g), se procede a determinar el valor del radio de los postes r y la separación entre ellos s con la ayuda de las siguientes expresiones:

$$r < \frac{\lambda_g}{10} \quad \text{y} \quad s \leq 4r$$

Donde, los valores escogidos se determinaron considerando también la tecnología de fabricación con lo que $r = 0.5 \text{ mm}$ y $s = 1.5 \text{ mm}$.

Descripción	Variable	Valor
Frecuencia de trabajo	F	17 GHz
Ancho de la guía SIW	a	10.13 mm
Ancho equivalente a la guía clásica	a_{eqv}	8.43 mm
Radio de las vías	r	0.5 mm
Separación entre centros de las vías	s	1.5 mm

Tabla 7.1 Parámetros y valores utilizados para el diseño de la guía SIW.

A partir de los datos que se presentan en la Tabla 7.1 para formar la guía SIW, en primer lugar se presentará el diseño de las transiciones que se utilizarán para conectar y alimentar las dos principales partes de la estructura (red de alimentación + agrupación de ranuras); posteriormente, como segunda y tercera parte se presentarán los diseños de la red de alimentación y de las antenas respectivamente. Para realizar las simulaciones se hará uso del software Ansys HFSS, y el material que se utilizará es el NELTEC NY9220.

7.1.2 *Diseño de las transiciones*

Por la forma que presenta la guía SIW, su excitación da lugar a diferentes tipos de transiciones. Para diseñar las transiciones que utilizarán en la estructura de la Figura 7.1 se han tomado en cuenta aspectos como la unión entre las partes que la forman así como la alimentación de la entrada de la red de alimentación.

Considerando que la alimentación de la antena se realizará mediante coaxial, una de las transiciones que se debe diseñar será una transición de coaxial a SIW. Para esta transición se proponen dos formas de hacerla, una a través de una línea microstrip y otra directamente de coaxial a SIW de forma semejante a como se hace en las guías rectangulares.

Por otro lado con el fin de reducir el tamaño de la antena se decidió apilar en dos capas la red de alimentación y la agrupación de ranuras, lo que dio lugar a la necesidad de diseñar una transición entre capas. Cada una de estas transiciones deberán cumplir buenas condiciones de adaptación para conseguir que toda la potencia que se suministre sea transferida a la guía y se garantice un nivel de pérdidas aceptable; por lo tanto a continuación se presenta el diseño de los tres tipos de transiciones mencionadas para este propósito.

7.1.2.1 *Transición Microstrip - SIW*

Este tipo de transición es la más común y requiere de una línea microstrip que permita guiar el campo hasta la guía SIW, por lo cual es necesario diseñarla de forma que permita obtener el mejor acoplo de impedancias entre la guía SIW y la línea microstrip. En este caso la transición que se utilizará está formada por un taper con inserciones rectangulares a los lados como se indica en la Figura 7.3, donde se puede observar con mejor detalle las variables (características geométricas) que se requieren optimizar para conseguir el mejor acoplamiento. A su vez para alimentar la línea microstrip se utilizarán

conectores comerciales que permiten realizar la transición de coaxial a microstrip.

En la Figura 7.4 se presenta el modelo de la transición a guía SIW que se simulará utilizando como material conductor cobre y como dieléctrico NELTEC NY9220. Como se puede observar el modelo incluye una doble transición Microstrip-SIW-Microstrip (M-S-M) con el objeto de medir los parámetros S de una red de dos accesos y de esta forma determinar las pérdidas de retorno e inserción.

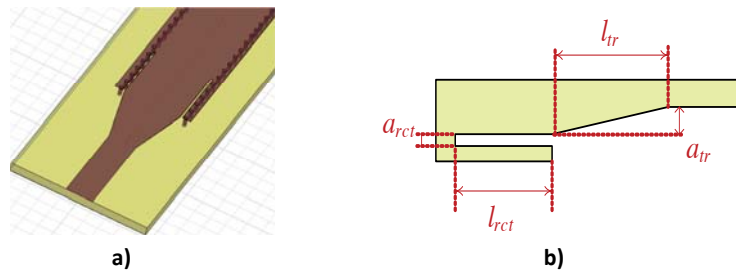


Figura 7.3 a) Vista 3D de la transición Microstrip - SIW, b) características geométricas.

Para la transición de la Figura 7.4 se realizó un conjunto de análisis paramétricos con las dimensiones geométricas para obtener un nivel de pérdidas aceptable.

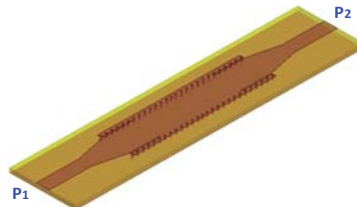


Figura 7.4 Transición Microstrip-SIW-Microstrip (M-S-M) simulada.

Con valores de $l_{rct}=8.4$ mm, $a_{rct}=0.25$ mm, $l_{tr}=8.3$ mm y $a_{tr}=1.928$ mm se consigue que las pérdidas de retorno e inserción se encuentren dentro de un margen aceptable con niveles de $S_{11} \leq -20$ dB y $S_{21} \approx -0,75$ dB en un rango de frecuencias de 16 GHz a 18 GHz como se observa en las Figura 7.5 a y b. Las pérdidas de inserción que se presentan se corresponden con la suma de las pérdidas de una doble transición Microstrip-SIW más las pérdidas que se producen en el tramo de guía SIW. De acuerdo con simulaciones realizadas para este tramo de guía SIW, las pérdidas que

presenta es del orden de 0.15 dB, por lo cual las pérdidas de inserción correspondientes a solamente una transición Microstrip-SIW serían de aproximadamente 0.3 dB.

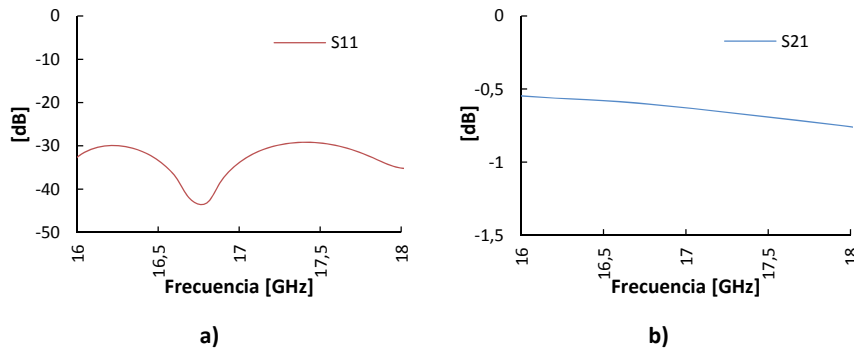


Figura 7.5 Parámetros S simulados a) S_{11} y b) S_{21} .

7.1.2.2 *Transición Coaxial-SIW*

Una desventaja que se presenta al alimentar una guía SIW mediante línea microstrip es que se pueden presentar pérdidas adicionales que si se hiciese directamente con coaxial a semejanza de como se hace en una guía rectangular; con la adecuada transición Coaxial-SIW se pretende minimizar estas pérdidas al conseguir un mejor acoplamiento.

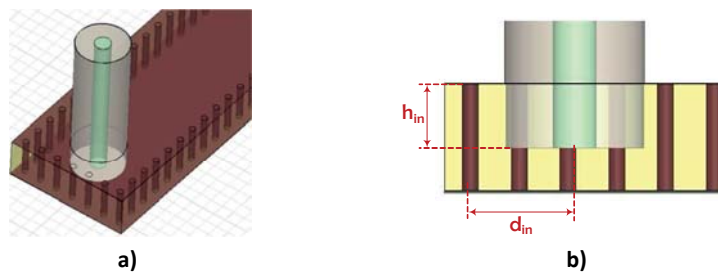


Figura 7.6 a) Esquema de la Transición de Coaxial a guía SIW, b) variables consideradas para el diseño.

El diseño resulta más simple que el realizado en microstrip ya que se requiere introducir la sonda en el material dieléctrico como se puede observar en la Figura 7.6, para lo cual basta encontrar la posición adecuada (d_{in}) donde insertar la sonda y la distancia de penetración (h_{in}) de ésta en el dieléctrico como se detalla en la Figura 7.6b. La desventaja

que presenta este tipo de transición se debe a posibles problemas de mecanizado al momento de cortar con exactitud la sonda, que puede dar lugar a la aparición de un pequeño hueco de aire y a la realización de las soldaduras causando una influencia negativa en los resultados. El modelo utilizado para realizar el análisis paramétrico y para optimizar los resultados es el que se presenta en la Figura 7.7. Como se puede apreciar el modelo incluye una doble transición Coaxial-SIW-Coaxial (C-S-C) para facilitar el proceso de medición de los parámetros S.

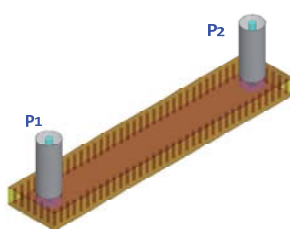


Figura 7.7 Transición Coaxial-SIW-Coaxial (C-S-C) simulada.

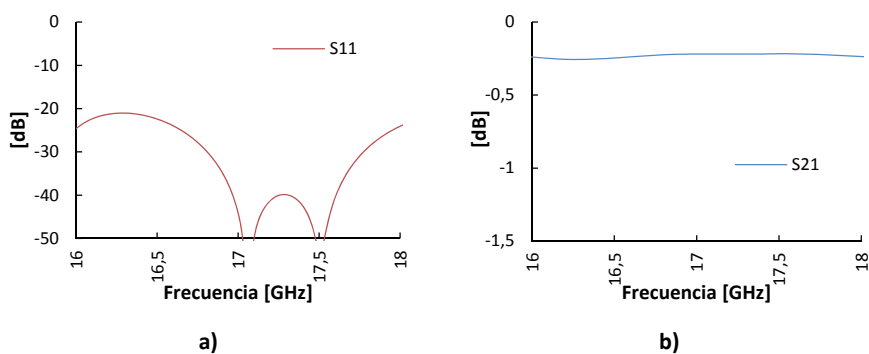


Figura 7.8 Parámetros S simulados a) S_{11} y b) S_{21} .

Para esta transición C-S-C el material utilizado es el Neltec NY9220 de permitividad 2.2 con espesor de 3.175 mm y tangente de pérdidas de 0.0009. Los resultados obtenidos presentan valores menores de $S_{11} \leq -20$ dB y S_{21} entre -0.2 y -0.3 dB en un rango de frecuencias de 16 GHz a 18 GHz como se observa en la Figura 7.8 a y b para valores de $h_{in}=1.9$ mm y $d_{in}=3$ mm. Al tratarse de una transición doble que además contiene un tramo de guía SIW con 0.125 dB de pérdidas, se tiene que las pérdidas de una de las transiciones Coaxial-SIW es del orden de 0.0875 dB.

7.1.2.3 *Transición entre dos guías SIW (Acoplo por Ranura)*

Este tipo de transición permite conectar dos guías SIW mediante una ranura situada entre dos caras adyacentes de las guías como se indica en las Figura 7.9 a y b, la ubicación así como el tamaño y la forma de la ranura son los parámetros que se utilizan para obtener una respuesta adecuada; la utilización de esta transición permitirá disminuir el tamaño del dispositivo al poder implementarlo en doble capa [13] [102].

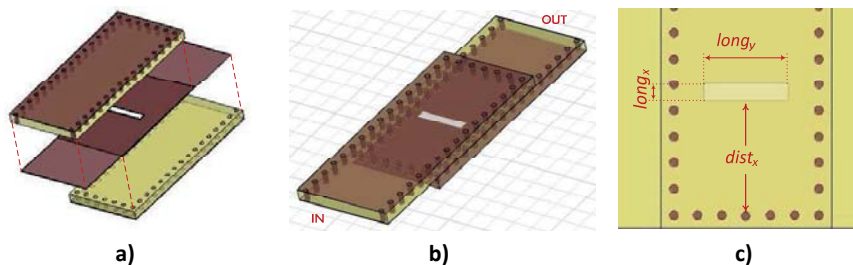


Figura 7.9 a) Esquema de la transición entre guías SIW, b) montaje de la transición, c) características geométricas.

La posición de la ranura ($dist_x$) y el tamaño ($long_x$ y $long_y$) son las variables (Figura 7.9c) utilizadas para realizar el análisis paramétrico y optimizaciones para conseguir los resultados más adecuados. Como se puede ver en la Figura 7.10 se presenta el esquema de la transición SIW-SIW que además incluye la transición Microstrip-SIW con el fin de facilitar su medición después de fabricarla.

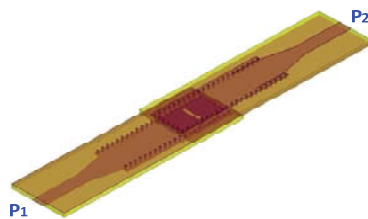


Figura 7.10 Transición Microstrip-SIW-SIW-Microstrip (M-S-S-M) simulada.

Después de realizar un análisis paramétrico de las variables $dist_x$ y $long_y$, los valores con los cuales se ha conseguido pérdidas de retorno e inserción adecuadas en un ancho de banda mayor del 10% (ver Figura 7.11 a y b), son $dist_x=0.42\lambda_g$, $long_y=0.3\lambda_g$. Las pérdidas de inserción que se obtienen después de quitar las pérdidas de inserción de las dos

transiciones Microstrip-SIW (2x0.3 dB) y de las pérdidas del tramo de SIW (0.15 dB) son del orden de 0.05 dB.

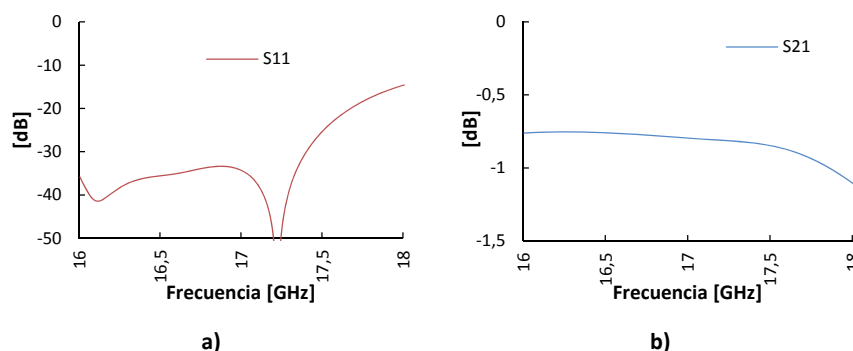


Figura 7.11 Parámetros S simulados a) S_{11} y b) S_{21} .

En la Tabla 7.2 se presentan los valores que se corresponden a solamente una de las dobles transiciones simuladas. Para ver sus pérdidas, éstas fueron aisladas de los efectos de las transiciones y tramos de guía que se añadieron para realizar las simulaciones.

Tipo de Transición	Pérdidas obtenidas [dB]
Microstrip - SIW	0.3
Coaxial - SIW	0.0875
SIW - SIW	0.05

Tabla 7.2 Pérdidas obtenidas de las transiciones estudiadas.

7.1.3 Diseño de la red de alimentación

Como se indica en el esquema de la Figura 7.1, la red de alimentación será de uno a ocho y debe suministrar una alimentación uniforme en sus ocho salidas; para este propósito se ha escogido una red en árbol con divisores balanceados de uno a dos. La conexión entre divisores utilizará tramos acodados que requerirán un cuidadoso diseño, para lo cual se buscarán los valores geométricos óptimos para maximizar las pérdidas de retorno de los diferentes elementos, lo que implicará a su vez una minimización de las pérdidas de inserción de la red final.

7.1.3.1 *Divisores de potencia:*

En base a los valores calculados para construir la guía SIW resumidos en la Tabla 7.1 con el material Neltec NY9220, se tiene el ancho de la guía SIW con la que se va a trabajar y con la cual se formarán los divisores de potencia. Así, con el objetivo de compactar el diseño, los divisores en Y de la Figura 7.12a han sido escogidos para formar la red de alimentación. En este tipo de divisores se utiliza la distancia L para obtener un buen nivel de adaptación a la entrada, de forma que se garantice pérdidas de inserción próximas a 3 dB en los puertos de salida (2, 3) [9],[21].

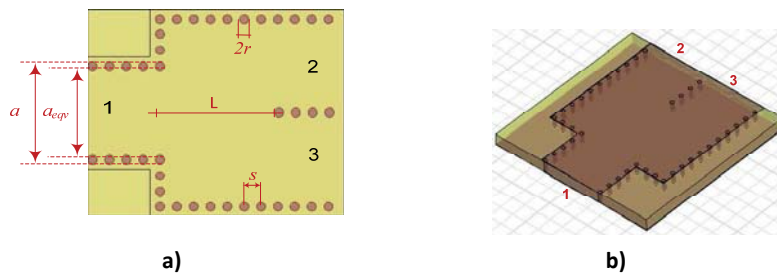


Figura 7.12 Características geométricas del divisor tipo Y a) vista superior y b) vista 3D.

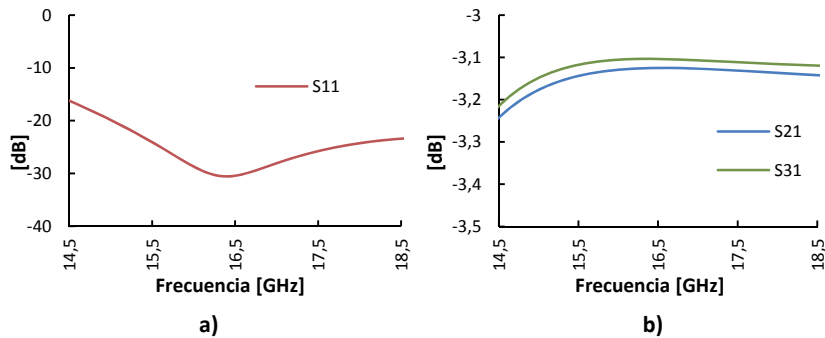


Figura 7.13 Parámetros S simulados para un divisor a) S_{11} y b) $S_{21} - S_{31}$.

En la Figura 7.13 se presentan los resultados de las simulaciones para los parámetros S del divisor de potencia de uno a dos. Como se puede observar el parámetro S_{11} es menor de -20 dB desde 14.5 GHz hasta 18.5 GHz, mientras que los parámetros S_{21} y S_{31} rodean los -3,14 dB dentro del mismo ancho de banda. La pequeña diferencia que se presenta entre los parámetros S_{21} y S_{31} se deben básicamente a la densidad del mallaado

utilizado por HFSS en las simulaciones. Una densidad de mallado más fina corregiría esta diferencia pero a costa de un tiempo de computación mayor.

Además del divisor de potencia, se requieren tramos acodados para la conexión de los divisores de potencia que forman la red de alimentación, por lo que a continuación se presenta el diseño de los dos tipos de codos utilizados.

7.1.3.2 Codo Tipo 1:

Este tipo de codo está formado por la unión de dos codos rectos que tienen una esquina biselada con un ángulo de inclinación de 45° como se puede apreciar en la Figura 7.14. Los parámetros utilizados en el diseño se describen en la Figura 7.14a y mediante la variación de las longitudes B_1 y L_{c1} se consigue que los valores de los parámetros S presenten niveles adecuados para formar la red de alimentación. En la Figura 7.14b se observa una vista 3D del codo Tipo1 simulado con la ubicación de sus puertos.

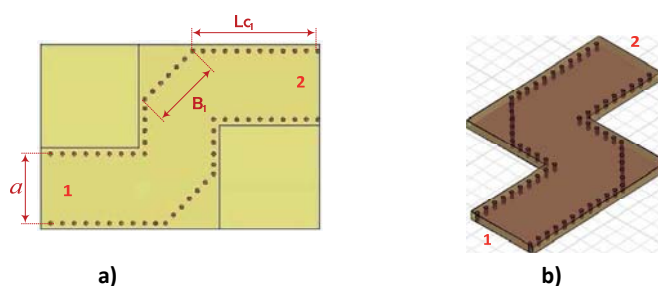


Figura 7.14 Características geométricas del codo Tipo 1 a) vista superior y b) vista 3D.

Como se puede ver en los resultados simulados que se representan en la Figura 7.15 en el rango de frecuencias comprendido entre 14.5 GHz y 18.5 GHz el parámetro S_{11} es menor que -20 dB y el parámetro S_{21} está alrededor de -0.23 dB. Por la forma que tiene la estructura simulada (dos codos conectados uno a continuación de otro), las pérdidas de inserción de cada codo serían de aproximadamente 0.1 dB.

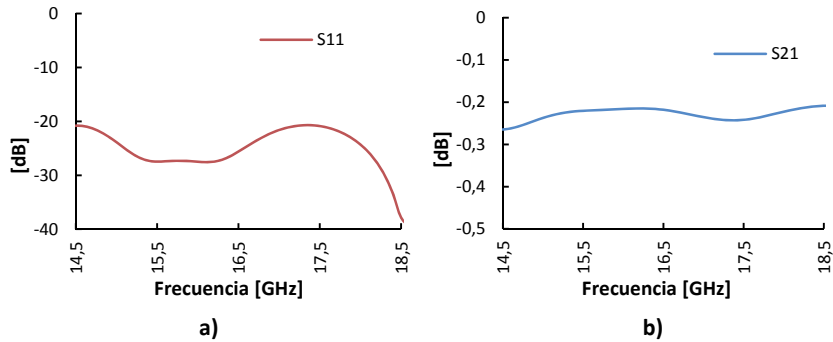


Figura 7.15 Parámetros S simulados para el codo Tipo 1 a) S_{11} y b) S_{21} .

7.1.3.3 Codo Tipo 2:

En la Figura 7.16 observamos el segundo tipo de codo empleado para formar la red de alimentación, en donde las longitudes L_{C2} y L_{C3} son utilizadas para tener un parámetro S_{11} adecuado dentro del rango de frecuencias de interés.

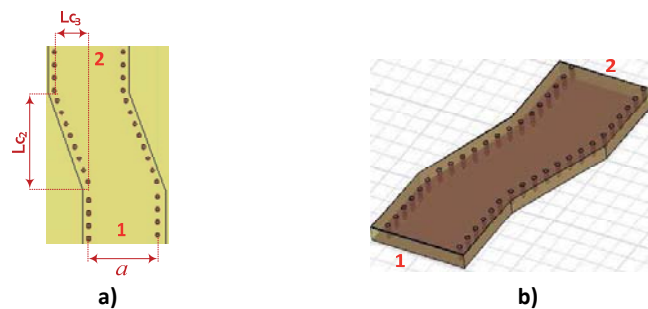


Figura 7.16 Características geométricas del codo Tipo 2 a) vista superior y b) vista 3D.

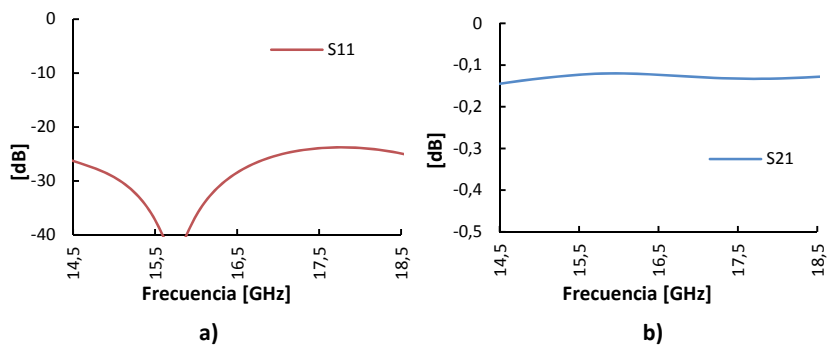


Figura 7.17 Parámetros S simulados para el codo Tipo 2 a) S_{11} y b) S_{21} .

En la Figura 7.17 se presentan los resultados de los parámetros S del codo; en el rango de frecuencias comprendido entre 14.5 GHz y 18.5 GHz se consiguen niveles del $S_{11} \leq -20\text{dB}$ y $S_{21} \approx -0,14\text{dB}$ para valores de $L_{C2}=9.27\text{mm}$ y $L_{C3}=3.91\text{mm}$. Al tener la estructura dos codos en serie, las pérdidas de uno solo es del orden de 0.07 dB.

Una vez realizado el diseño óptimo del divisor en Y, del codo Tipo y y codo Tipo 2, se procedió a formar la red que se utilizará para alimentar la agrupación de antenas. Esta red requiere tener ocho puertos de salida, para lo cual se utilizan siete divisores de potencia ($D_1 - D_7$) unidos a la vez por dos codos tipo 1 (C_5, C_6) y cuatro codos tipo 2 ($C_1 - C_4$) como puede describe en la Figura 7.18.

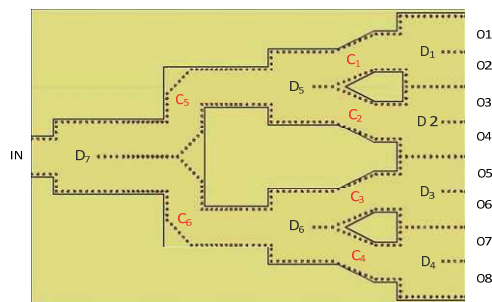


Figura 7.18 Vista superior de la red de alimentación.

En la siguiente tabla se resumen las variables utilizadas en el diseño de la red con sus respectivos valores:

Ubicación	Variable	Valor [mm]
Divisor	L	10.1
Codo Tipo 1	B_1	9.11
Codo Tipo 1	L_{C1}	13.2
Codo Tipo 2	L_{C2}	9.27
Codo Tipo 2	L_{C3}	3.91

Tabla 7.3 Principales dimensiones de los variables utilizadas en la red de alimentación.

La red de alimentación simulada se muestra en la Figura 7.19a. Los resultados obtenidos se presentan en las Figura 7.19 b y c. El parámetro S_{11} de la Figura 7.19b presenta valores menores de -20 dB desde 15.5 GHz hasta 18.5 GHz; mientras que para los parámetros $S_{21}, S_{31}, S_{41}, S_{51}$,

S_{61} , S_{71} , S_{81} , S_{91} se tienen valores cercanos a -9.65 dB como se puede ver en la Figura 7.19c.

Los 9.65 dB de pérdidas que se obtienen son cercanos a lo esperado: 9 dB teóricos de un divisor de 1:8, más las pérdidas de cada uno de los divisores (3×0.14 dB) más las pérdidas del codo tipo 1 (0.23 dB) y más las pérdidas del doble codo tipo 2 (0.14 dB), suponiéndose unas pérdidas totales de 9.79 dB. Además, también se puede considerar que las pequeñas diferencias entre los parámetros S_{i1} (con $i=2...9$) que se observan en los resultados se debe a la densidad del mallado utilizado por el simulador.

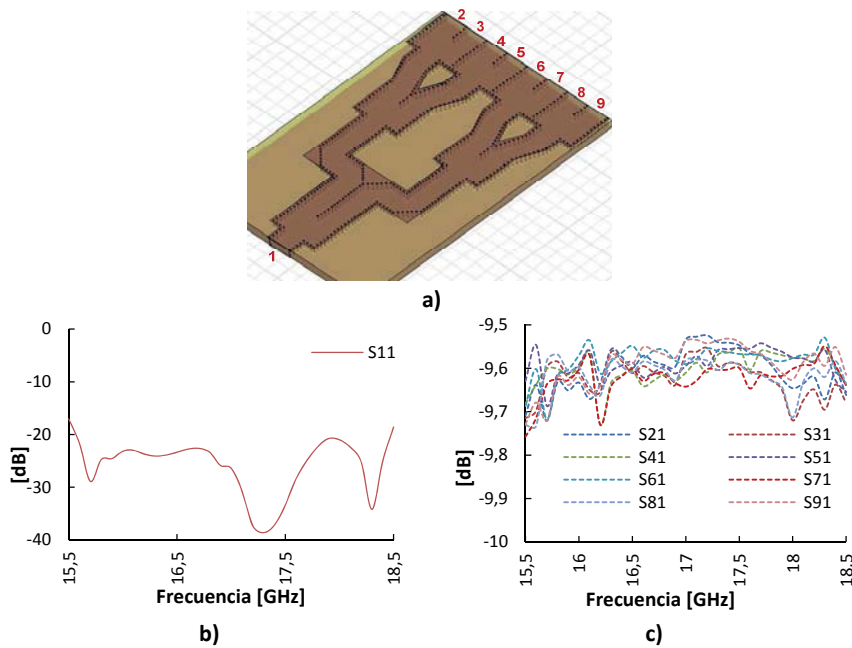


Figura 7.19 a) Vista 3D red de divisores, b) S_{11} y c) S_{21} - S_{91} .

7.1.4 Diseño de las antenas de ranuras

Por la simplicidad geométrica y eficiencia, las antenas de guía de onda ranuradas son ampliamente usadas en muchas aplicaciones militares, radar, naves espaciales, enlaces terrestres de alta velocidad y WLANs.

En este tipo de antenas, los elementos (ranuras) se encuentran dispuestos a lo largo de la guía. Para excitar esta agrupación de ranuras se tienen dos formas: la primera mediante un modo resonante y la segunda mediante onda progresiva.

La alimentación mediante modo resonante es la más común para guías de onda ranuradas presentando un comportamiento de banda estrecha ya que es resonante a una sola frecuencia. En este caso la guía de onda lleva un cortocircuito al final de la misma, para de esta forma producir una onda estacionaria en cuyos máximos se colocarán las ranuras; siendo estos máximos de tensión (E) o de corriente (H) dependiendo de la ubicación y orientación de la ranura (es decir si da lugar a un circuito equivalente serie o paralelo).

En el caso de la alimentación mediante onda progresiva, la onda pierde parte de su potencia conforme progresa por la estructura por la radiación que se produce. Para este tipo de alimentación se debe terminar la guía con una carga que recoge la potencia residual (no radiada por las ranuras) para evitar las reflexiones.

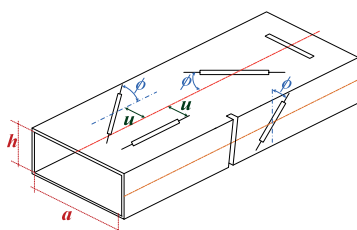


Figura 7.20 Ranuras radiantes en las paredes de una guía rectangular [103].

Para la agrupación de ranuras que se diseñará, el tipo de alimentación que se ha escogido es de modo resonante. Este tipo de antenas como ya se mencionó al ser resonantes presentan un margen estrecho de frecuencias de trabajo. Las ranuras son radiadores comúnmente utilizados en sistemas de antenas y son convenientemente clasificadas por su forma y localización en la guía como se puede ver en la Figura 7.20. A su vez, las ranuras se deben situar de forma que corten las líneas de corriente asociadas al modo fundamental de la guía, generando un

campo en la ranura y radiando parte de la potencia que se propaga por la guía de onda.

Al ser la guía de onda una línea de transmisión de bajas pérdidas, la señal se propaga hasta cada una de las ranuras donde una pequeña parte de la energía de la señal se radia, con lo cual en base a la distribución de las ranuras todas las señales radiadas se suman para conseguir una significativa directividad. En base a la localización que tienen las ranuras en la guía, el análisis y diseño se simplifica cuando se utilizan circuitos equivalentes, así en la Figura 7.21 tenemos una representación circuital de las ranuras usadas con más frecuencia. Por lo tanto, considerando la posición de la ranura en la guía de onda, tenemos que:

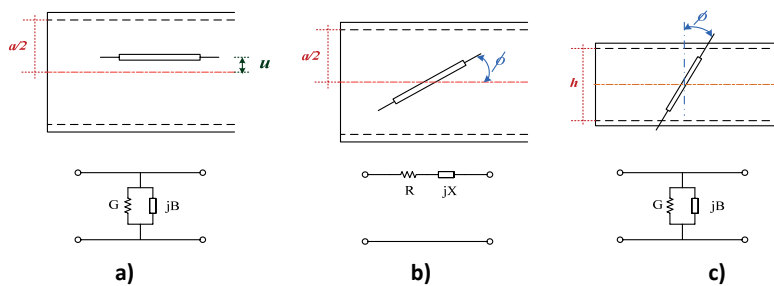


Figura 7.21 Circuitos equivalentes para ranuras radiantes [103].

- La ranura longitudinal ubicada en la cara ancha de la guía, Figura 7.21a necesita estar desplazada respecto al centro una distancia u para que corte las corrientes del modo y pueda radiar. Con la variación de este desplazamiento (u) se conseguirá más o menos radiación. Su equivalente circuital es un circuito resonante paralelo conectado en paralelo en la línea equivalente de la guía. Además, presentará polarización vertical y una polarización cruzada (horizontal) muy baja.
- La ranura centrada en la cara ancha de la guía, Figura 7.21b, necesita estar girada un ángulo ϕ para que pueda radiar. En este caso, la inclinación permitirá controlar el nivel de potencia radiada. Su circuito equivalente es un circuito resonante serie situado en serie en la línea equivalente de la guía. Para valores pequeños del ángulo ϕ predominará la polarización vertical, pero habrá siempre

un nivel de polarización cruzada (horizontal) mayor que en el caso de la Figura 7.21a.

- Una ranura centrada e inclinada en cara estrecha, Figura 7.21c, presenta un nivel de potencia radiada controlado con el ángulo de inclinación ϕ . Para ángulos pequeños la polarización predominante es la horizontal pero también siempre habrá una polarización cruzada (vertical) elevada.

Para el diseño de las antenas se ha considerado utilizar ranuras longitudinales dispuestas en la cara ancha de la guía por su baja polarización cruzada. Para lo cual se deben tener en cuenta ciertos parámetros y características importantes como los que se describen a continuación:

- *Circuito equivalente:* para una agrupación de este tipo (ranuras en la cara ancha de la guía), el circuito equivalente será una sucesión de admitancias en paralelo separadas por líneas de longitud igual a $\lambda_g/2$ como se representa en la Figura 7.22.

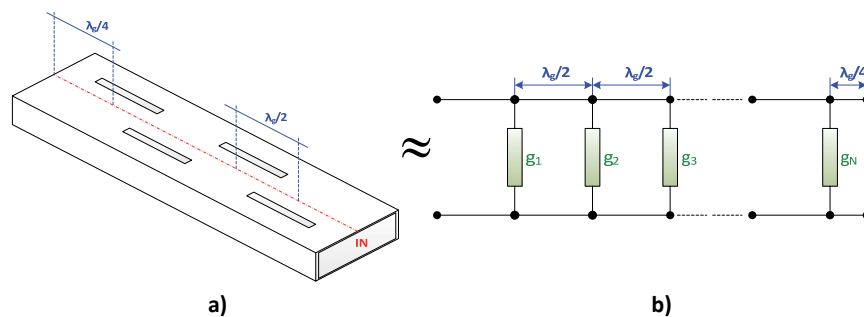


Figura 7.22 Agrupación de ranuras : a) ranuras en cara ancha y b) circuito equivalente.

- *Tipo de excitación:* las principales configuraciones se presentan en la Figura 7.23. Para la configuración de tipo axial (Figura 7.23a), la guía es alimentada por uno de sus extremos mientras el otro permanece en cortocircuito; para una excitación centrada (Figura 7.23 b y c), se cortocircuita la guía en sus extremos y se alimenta por el centro mediante una T en plano H o plano E.

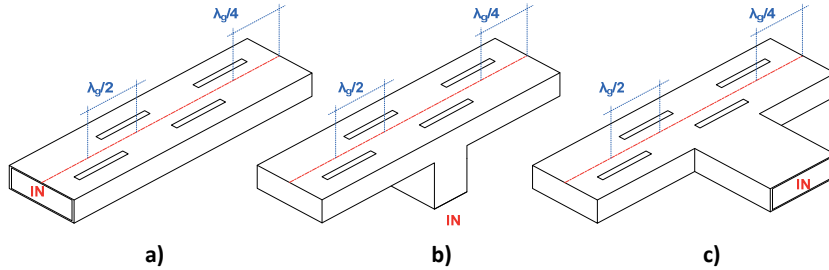


Figura 7.23 Configuraciones básicas de excitación a) axial, b) centrada en plano E y c) centrada en plano H.

Para asegurar un perfecto acoplo a la frecuencia central y que la apertura sea excitada adecuadamente, se deben considerar que la suma de todas las conductancias equivalentes g_n de cada ranura sea igual a 1 para agrupaciones como el que se presenta en la Figura 7.23a y 2 según se propone en la referencia [103] para configuraciones de las Figura 7.23 b y c.

$$\sum_{n=1}^N g_n = 1 \quad \text{o} \quad \sum_{n=1}^N g_n = 2 \quad \text{Ec. 7.10}$$

También se debe considerar que la conductancia de una ranura es proporcional a la potencia de radiación requerida para una determinada ranura.

- *Dimensiones de la ranura (largo y ancho):* el tamaño de las ranuras viene dado por sus dimensiones b (largo) y c (ancho). Si se considera una guía rellena de dieléctrico, el valor aproximado de b viene dado por la siguiente expresión [17]:

$$b = \frac{\lambda_0}{\sqrt{2(\epsilon_r + 1)}} \quad \text{Ec. 7.11}$$

mientras que c se determina con:

$$c = \frac{b}{10} \quad \text{Ec. 7.12}$$

- *Posición de las ranuras en la guía de onda:* para el diseño que se presenta en este capítulo, se considera que la excitación es de tipo axial con ranuras situadas en la cara ancha de la guía formando una agrupación longitudinal. La posición con respecto al centro de la cara ancha viene dada por u que en este caso es igual para todas las ranuras con el objetivo de tener una agrupación uniforme. Para compensar los 180° de desfase que aparece en la onda estacionaria que excita las ranuras, éstas se colocan de manera alterna con respecto al centro; además estarán separadas entre centros una distancia $\lambda_g/2$ [19] y la distancia de la última ranura al final de la guía será $\lambda_g/4$ como se describe en la Figura 7.24.

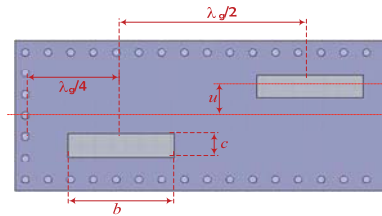


Figura 7.24 Características geométricas de las ranuras.

Para obtener la distancia u (Figura 7.24) se considera la conductancia equivalente de N ranuras para conseguir una buena adaptación [104], [105], [106] a partir de las expresiones 7.8 - 7.10 dadas para una ranura aislada que no considera los acoplos mutuos entre ranuras.

$$\sum_{n=1}^N g_n = 1 \quad \text{Ec. 7.13}$$

$$g_n = g' \sin^2 \left(\frac{u_n \pi}{a} \right) \quad \text{Ec. 7.14}$$

$$g' = \frac{2.09 a \lambda_g}{b \lambda} \cos^2 \left(\frac{\lambda \pi}{2 \lambda_g} \right) \quad \text{Ec. 7.15}$$

A continuación se resumen los pasos que se han seguido para el diseño de una antena de ranuras de 1×10 , la cual fue la base para formar la agrupación final de 8×10 elementos:

- En base a lo requerido ($NLPS \geq 13$ dB) y para facilitar el diseño se considera que la agrupación tendrá una distribución de pesos uniforme, con lo cual se obtiene el factor de agrupación a partir de la siguiente expresión:

$$FA(\psi) = \sum_{n=1}^N W_n e^{jn\psi} \quad \text{Ec. 7.16}$$

$$\psi = kdcos\theta + \alpha \quad \text{Ec. 7.17}$$

donde W_n representa el peso del n-ésimo elemento de la agrupación.

- A partir de cada peso del factor de agrupación se conoce cuanto debe radiar cada elemento y esto a su vez permite calcular la conductancia equivalente. Dado que es necesario conocer la relación que existe entre la conductancia de cada ranura (g_n) y los pesos de cada elemento de la agrupación (W_n), se puede decir que:

$$Prad_n \propto |W_n|^2 \quad \text{Ec. 7.18}$$

donde, $Prad_n$ representa la potencia radiada por cada elemento de la agrupación. Mientras que la potencia total radiada viene dada por la siguiente expresión:

$$Prad_{total} = \sum_{n=1}^N Prad_n \quad \text{Ec. 7.19}$$

Considerando el modelo circuital correspondiente al de las ranuras ubicadas en la cara ancha de la guía (ver Figura 7.22b) se tiene que la potencia consumida por la conductancia de una ranura (P_n) debe ser igual a la potencia radiada por este elemento ($Prad_n$) y para una excitación de tipo axial, tenemos que:

$$P_n = \frac{1}{2} g_n |V|^2 \quad \text{Ec. 7.20}$$

$$P_n = Prad_n \quad \text{Ec. 7.21}$$

A partir de lo cual, se puede concluir que:

$$g_n \propto |W_n|^2 \quad \text{Ec. 7.22}$$

- Posteriormente, se determina la distancia u de cada ranura para conseguir la conductancia deseada. En el caso de este diseño, la agrupación será uniforme, por lo cual los pesos serán iguales para todos los elementos ($W_1 = W_2 = \dots W_{10}$), de manera similar las conductancias de cada ranura serán iguales ($g_1 = g_2 = \dots g_{10}$) y la conductancia total será igual a 1 ya que el tipo de excitación será axial. En vista de que la distribución será uniforme, los valores de u_n serán iguales ($u_1 = u_2 = \dots u_{10}$), valor que se calcula a partir de la ecuación 7.9.

Debido al coste computacional que se requiere para realizar la simulación de una estructura basada en SIW con HFSS y considerando que el diseño de la agrupación se ha simplificado ya que no toma en cuenta el acoplo mutuo entre ranuras, la optimización de las dimensiones de las ranuras y el offset (b , c y u) para conseguir que el parámetro S_{11} sea menor de -20 dB a 17 GHz se realizó con una guía clásica rellena de dieléctrico como la que se presenta en la Figura 7.26a. Después de esta optimización, se consiguieron nuevos valores para b , c y u , los cuales fueron trasladados a la agrupación con guía SIW (Figura 7.25b).

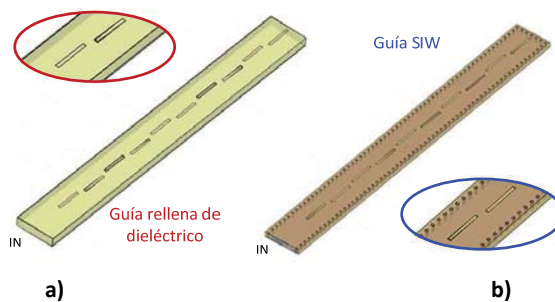


Figura 7.25 Agrupación de 1x10 a) guía clásica y b) guía SIW.

En la Figura 7.26 se presentan los resultados de la simulación para el parámetro S_{11} de las guías clásica rellena de dieléctrico y SIW, como se puede observar existe una gran semejanza entre los valores obtenidos

para la guía clásica y guía SIW. En la Tabla 7.3 se detallan los valores de los principales parámetros de diseño obtenidos teóricamente y optimizados con el simulador HFSS para las guías ranuradas clásica y SIW.

Parámetro	Teórico [mm]	Guía Clásica [mm]	Guía SIW [mm]
<i>b</i>	6	6.68	6.7
<i>c</i>	0.42	0.51	0.5
<i>u</i>	0.1	0.18	0.18

Tabla 7.4 Características geométricas de las ranuras.

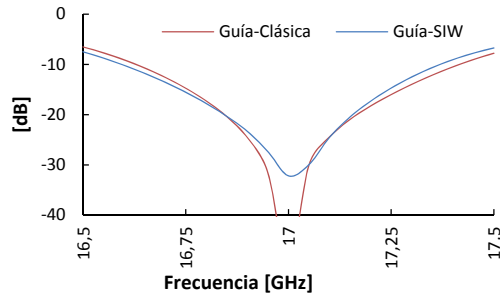


Figura 7.26 Parámetros S_{11} .

A partir de los resultados obtenidos de la agrupación de diez ranuras, se elaboró un primer prototipo de 2 filas con el fin de validar los resultados obtenidos. Posteriormente se construirá el prototipo final que constará de 8x10 ranuras.

7.1.4.2 Agrupación 2x10

La antena que se presenta en la Figura 7.27 está formada por dos agrupaciones como los de la Figura 7.25b unidas por el divisor de potencia diseñado anteriormente. Como se puede observar en la Figura 7.27, esta estructura utiliza una transición de línea microstrip a SIW para alimentar el divisor de potencia en Y que a su vez alimenta la dos agrupaciones de 1x10.

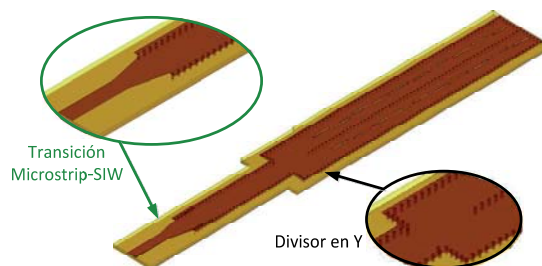


Figura 7.27 Agrupación de 2x10.

En la estructura final, debido a que las guías radiantes presentaron una cierta desadaptación, se necesitó de un elemento de sintonía para mejorar las pérdidas de retorno. Con este fin, se colocaron en el divisor dos postes cilíndricos en posiciones simétricas con coordenadas $post1_x$ y $post1_y$ como se observa en la Figura 7.28. La presencia de estos postes es similar a los iris inductivos que se colocan en una guía rectangular, los cuales presentan una susceptancia inductiva en paralelo y que con la variación de la penetración en la guía ($post1_y$) se puede variar su valor inductivo y a su vez modificando la posición longitudinal del iris ($post1_x$) es posible mejorar el nivel de adaptación.

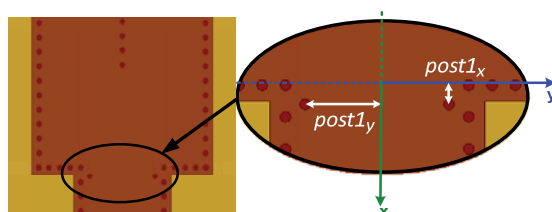


Figura 7.28 Ubicación de postes utilizados para disminuir las reflexiones de la agrupación 2x10.

Las dimensiones que tiene la antena en base a los resultados óptimos de cada una de sus partes se resumen en la Tabla 7.5.

Dispositivo	Dimensiones
Guía SIW	$r=0.25\text{mm}$, $s=1.5\text{mm}$, $a_{eqv}=8.43\text{mm}$
Antena	$b=6.7\text{mm}$, $c=0.5\text{mm}$, $d=0.18\text{mm}$
Divisor de Potencia	$L=10,1\text{mm}$, $post1_x=1\text{mm}$, $post1_y=3.38\text{mm}$,
Trans. Microstrip – SIW	$l_{rct}=8.4\text{mm}$, $a_{rct}=0.25\text{mm}$, $l_{tr}=8.3\text{mm}$, $a_{tr}=1.928\text{mm}$

Tabla 7.5 Características geométricas de la agrupación 2x10.

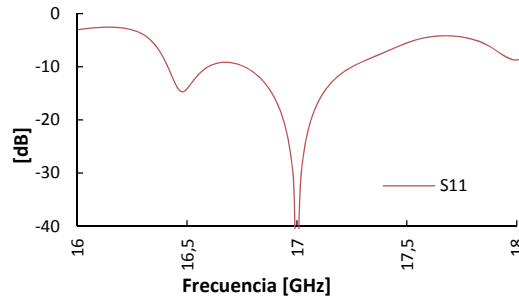


Figura 7.29 Parámetro S_{11} .

Las pérdidas de retorno simuladas (Figura 7.29) que presenta la antena a 17 GHz es de 50 dB aproximadamente con un ancho de banda relativo de 2.8% para $S_{11} \leq -10$ dB. La Figura 7.30a presenta los diagramas de radiación copolar y crosspolar en plano H, mientras en la Figura 7.30b tenemos los diagramas copolar y crosspolar en plano E, como se puede observar el ancho de haz a 3 dB en plano H es de 12° y en plano E es de 63° .

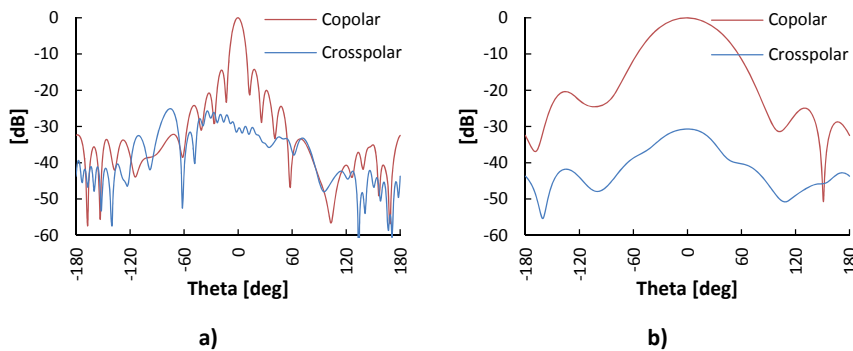


Figura 7.30 Diagramas de radiación a) en plano H, b) plano E.

Además, en plano H, el nivel de polarización cruzada (crosspolar) que se obtiene está por debajo de 25 dB y como era de esperar en una agrupación uniforme el nivel de los lóbulos secundarios presentan un valor de 13 dB.

7.1.4.3 Agrupación 8x10 en un nivel

La siguiente agrupación simulada es la que se presenta en la Figura 7.31; como se puede observar en el esquema 3D todos los elementos

que forman la estructura se encuentran situados en el mismo nivel. La alimentación de las ocho agrupaciones de 1×10 llegan por medio de la red que tiene ocho puertos de salida que se diseñó anteriormente y ésta a su vez es alimentada por utilizando la transición microstrip-SIW.

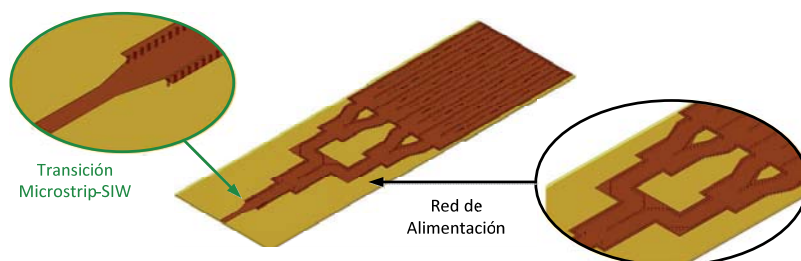


Figura 7.31 Agrupación de 8×10 en un nivel.

Para obtener niveles adecuados de adaptación (parámetro S_{11}) se han colocado simétricamente dos postes en el divisor de entrada cuyas posiciones $post2_x$ y $post2_y$ se representan en la Figura 7.32.

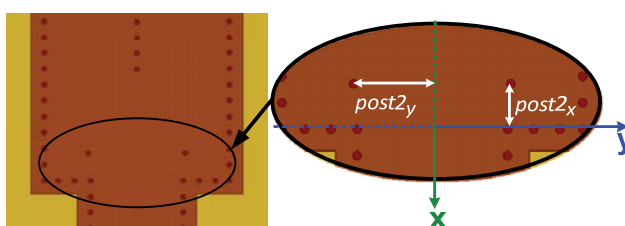


Figura 7.32 Ubicación de postes utilizados para disminuir las reflexiones de la agrupación 8×10 .

Como en la agrupación de 2×10 , la ubicación de estos postes presentan similar comportamiento a los iris inductivos que se utilizan en una guía rectangular para mejorar el nivel de adaptación y su valor inductivo al variar las posiciones $post2_x$ y $post2_y$.

En la Figura 7.33 se pueden observar los resultados de la simulación para el parámetro S_{11} que presenta valores menores de -10 dB en un rango comprendido entre 16.83 GHz y 17.14 GHz con un ancho de banda relativo de aproximadamente 1.88%; en las Figura 7.34 a y b se presentan los resultados para los diagramas de radiación en plano H y plano E respectivamente.

En plano H el ancho de haz obtenido es de 12°, niveles de polarización cruzada por menor que -30 dB y de lóbulo principal a secundario de 14 dB. Mientras que en plano E el ancho de haz es 13°, polarización cruzada por debajo de -35 dB y nivel de lóbulos secundarios de 12 dB.

Dispositivo	Dimensiones
Guía SIW	$r=0.25\text{mm}$, $s=1.5\text{mm}$, $a=10.13\text{mm}$
Antena	$b=6.7\text{mm}$, $c=0.5\text{mm}$, $d=0.18\text{mm}$
Red de alimentación	$L=10.1\text{mm}$, $L_{C1}=13.2\text{mm}$, $C_1=10.13\text{mm}$, $L_{C2}=9.27\text{mm}$, $L_{C3}=3.91\text{mm}$, $post1_x=1\text{mm}$, $post1_y=3.38\text{mm}$, $post2_x=2.5\text{mm}$, $post2_y=4.5\text{mm}$
Transición Microstrip – SIW	$l_{rect}=8.4\text{mm}$, $a_{rect}=0.25\text{mm}$, $l_{tr}=8.3\text{mm}$, $a_{tr}=1.928\text{mm}$

Tabla 7.6 Características geométricas de la agrupación 8x10.

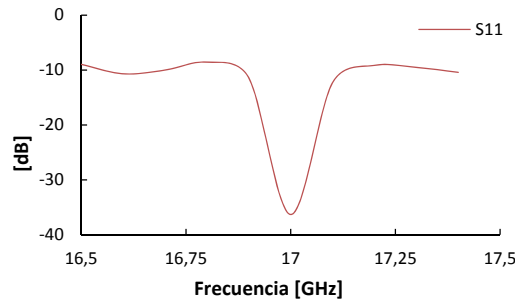


Figura 7.33 Parámetro S_{11} .

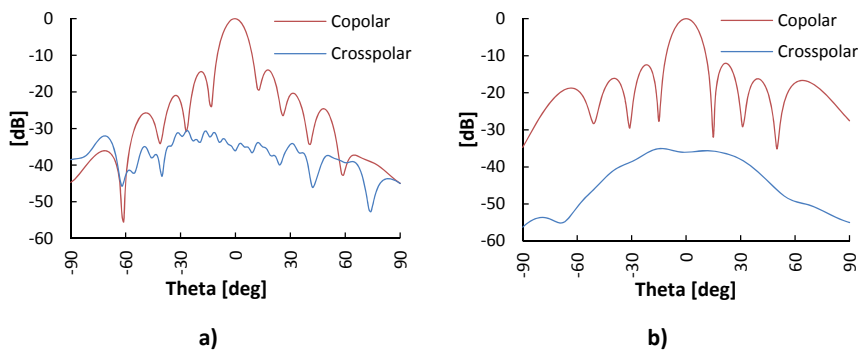


Figura 7.34 Diagramas de radiación a) en plano H, b) en plano E.

7.1.4.4 Agrupación 8x10 en dos niveles

Con el propósito de disminuir el tamaño de la agrupación de 8x10 diseñada en el apartado anterior, la agrupación se implementará en dos capas. Para cumplir con este objetivo, la red de alimentación se situará en una capa distinta de la antena (Figura 7.35) utilizando la transición de acoplo por ranura (entre dos guías SIW) diseñada previamente. Así, partiendo del diseño inicial de cada bloque por separado (transición Microstrip-SIW, red alimentación en SIW, transición SIW-SIW en diferente capa, y SIW ranuradas) se simuló todo el conjunto y se terminaron de ajustar los parámetros geométricos cuyos valores se resumen en la Tabla 7.7.

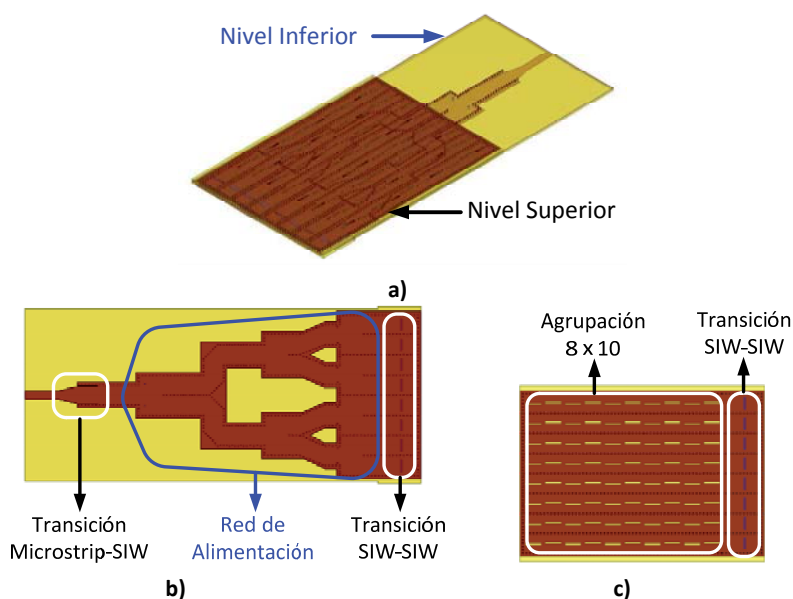


Figura 7.35 Agrupación de 8x10 en dos niveles, vistas: a) 3D, b) nivel inferior y c) nivel superior.

Los resultados de las simulaciones se representan en la Figura 7.36 donde podemos ver que se obtienen valores menores que -10 dB en un rango de 16.85 hasta 17.18 GHz con un ancho de banda relativo de 1.8%; mientras que en las Figura 7.37 a y b se puede observar los diagramas de radiación copolar y crosspolar tanto en plano H como en plano E con niveles de lóbulo principal a secundario de 14 dB para los

dos cortes. Además, el ancho de haz obtenido es de 12° y 14° para plano H y plano E respectivamente con niveles de polarización cruzada menores que 35 dB.

Dispositivo	Dimensiones
Guía SIW	$r=0.25\text{mm}$, $s=1.5\text{mm}$, $a=10.13\text{mm}$
Antena	$b=6.7\text{mm}$, $c=0.5\text{mm}$, $d=0.18\text{mm}$
Red de alimentación	$L=10.1\text{mm}$, $L_{C1}=13.2\text{mm}$, $C_1=10.13\text{mm}$, $L_{C2}=9.27\text{mm}$, $L_{C3}=3.91\text{mm}$, $post1_x=1\text{mm}$, $post1_y=3.38\text{mm}$, $post2_x=2.5\text{mm}$, $post2_y=4.5\text{mm}$
Transición Microstrip – SIW	$l_{rct}=8.4\text{mm}$, $a_{rct}=0.25\text{mm}$, $l_{tr}=8.3\text{mm}$, $a_{tr}=1.928\text{mm}$
Transición SIW – SIW	$dist_x=7.06\text{mm}$, $long_x=0.56\text{mm}$, $long_y=5\text{mm}$

Tabla 7.7 Características geométricas de la agrupación 8x10 en doble capa.

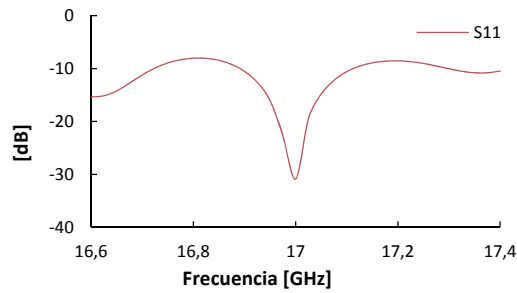


Figura 7.36 Parámetros S_{11} .

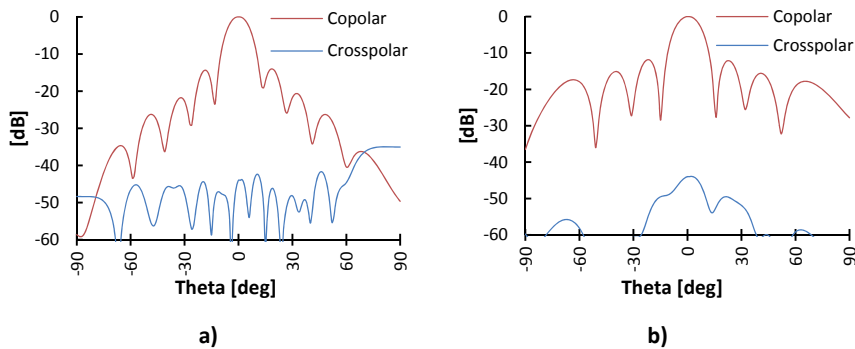


Figura 7.37 Diagramas de radiación a) en plano H y b) en plano E.

Los resultados que se consiguen con la estructura en doble capa comparándolos con la estructura en un solo nivel, en lo que se refiere a los diagramas de radiación se mantienen prácticamente iguales, mientras que el ancho de banda del parámetro S_{11} se ha estrechado ligeramente.

7.2 Resultados Experimentales

Para validar las simulaciones realizadas, se fabricaron los prototipos de la transición coaxial-SIW, acoplo por ranura y de las agrupaciones de 2x10 y 8x10 (doble capa). A continuación se presentan los resultados de las mediciones.

7.2.1 Transición Coaxial -SIW

En la Figura 7.38 se presenta la fotografía de la transición fabricada; mientras que en la Figura 7.39a se puede observar los resultados medidos en el prototipo construido, los cuales muestran un parámetro S_{11} menor que -10 dB en un rango comprendido entre 15.5 GHz y 19 GHz. Para el parámetro S_{21} tenemos que los resultados prácticos presentan valores alrededor de -1.5 dB desde 16.5 GHz hasta 19 GHz como se puede ver en la Figura 7.39b.

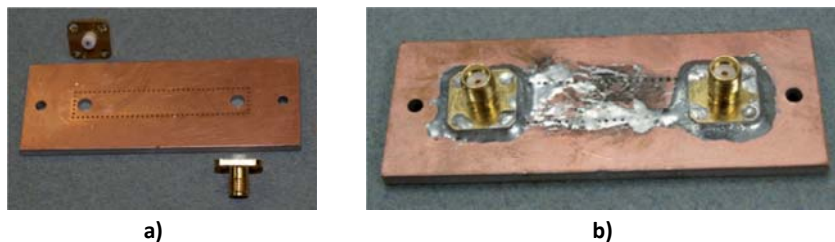


Figura 7.38 a) Construcción del prototipo, b) Prototipo final.

Las diferencias entre las medidas y la simulaciones observadas en las Figura 7.39 a y b pueden explicarse por la imprecisión en la fabricación. Resulta especialmente impreciso la realización del hueco en la SIW y el corte del coaxial que ha de penetrar. Además otro factor que afectaría a los resultados es que el dieléctrico presentase a 17 GHz una tangente de pérdidas mayor que la considerada en la simulación.

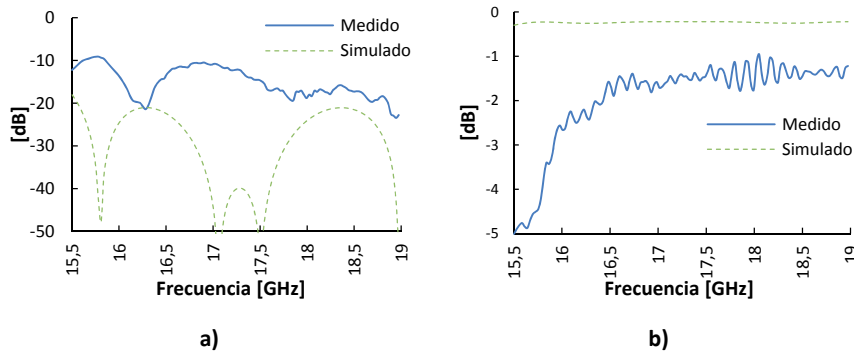


Figura 7.39 Resultados simulados y experimentales a) S_{11} , b) S_{21} .

Con el propósito de analizar los posibles problemas presentes en el proceso de fabricación, se realizaron simulaciones considerando el esquema de la Figura 7.40, donde se representa el posible error que puede producirse al cortar los conductores. Considerando que la distancia que se recorta es menor que h_{in} puede quedar un gap de aire dentro del dieléctrico representado con alturas (h_{aire1} y h_{aire2}). En la Figura 7.41 se presentan las simulaciones para los parámetros S_{11} y S_{21} considerando que existen gaps de aire según los valores propuestos en la Tabla 7.8 para errores de 100 μm .

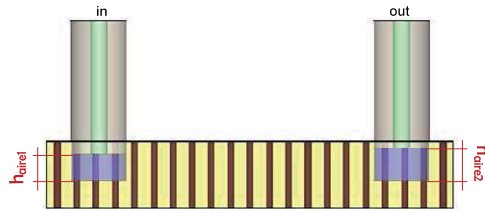


Figura 7.40 Esquema de una transición con posibles problemas de fabricación.

h_{aire1} [mm]	h_{aire2} [mm]
0	0
0	0.1
0.1	0.1

Tabla 7.8 Valores para los gaps de aire.

Como se observa en las Figura 7.41 a y b, en base a los resultados de las simulaciones realizadas, se demuestra que existe una dependencia de las medidas con las tolerancias de fabricación, lo que puede explicar los resultados experimentales obtenidos.

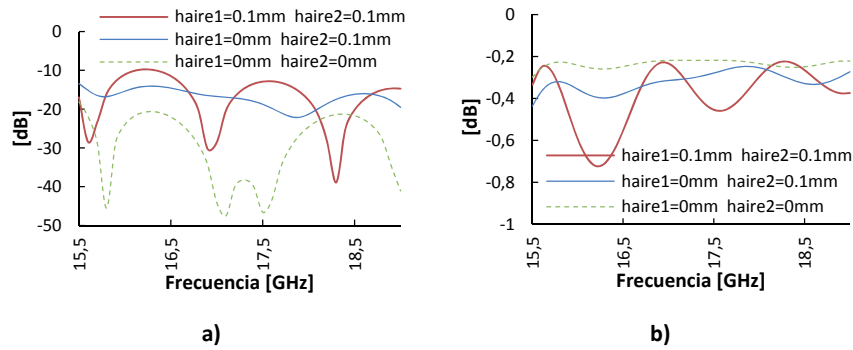


Figura 7.41 Resultados de la simulación para los parámetros a) S_{11} , b) S_{21} .

7.2.2 Transición entre dos Guías SIW (Acoplo por Ranura)

En esta sección se van a presentar los resultados de las mediciones de la transición entre dos guías SIW situadas en dos capas diferentes; como se puede observar en la Figura 7.42b el elemento de acoplo utilizado es una ranura, como ya se describió en el apartado 7.1.2.3. Para poder realizar las mediciones de la transición, ha sido necesario añadir al prototipo una transición Microstrip-SIW en los dos puntos de acceso a la misma.

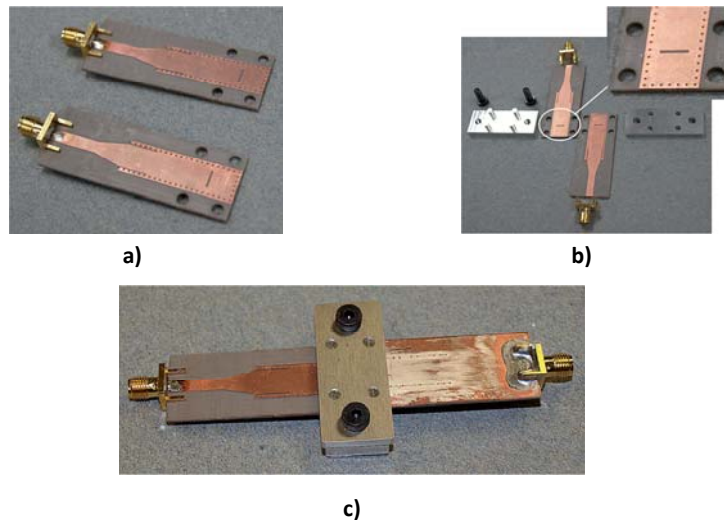


Figura 7.42 a) Capas de la transición, b) Elementos para unir la transición y c) Prototipo final.

En las Figura 7.42 a-c se presentan las fotografías de la transición con el mecanismo adaptado para la sujeción de las dos placas. En la Figura 7.43 podemos ver los resultados simulados y medidos en el laboratorio para frecuencias desde 16 GHz hasta 18 GHz; las mediciones muestran pérdidas de retorno mayores de 10 dB con pérdidas de inserción alrededor de 1 dB. Los efectos de la transición Microstrip-SIW pueden ser extraídos utilizando alguna técnica de calibración, como por ejemplo TRL, con lo cual se mejorarán las pérdidas de retorno y las pérdidas de inserción.

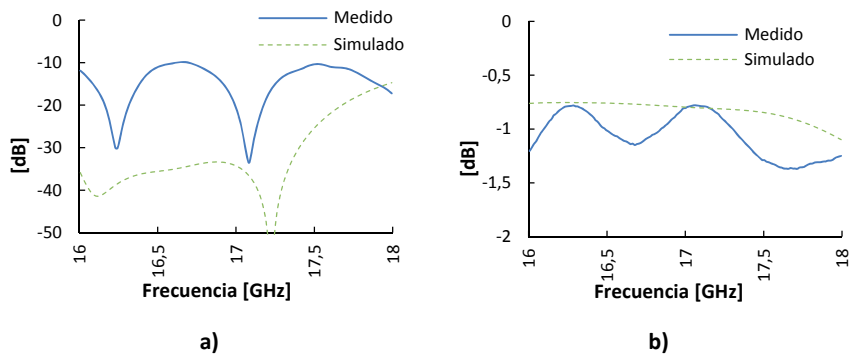
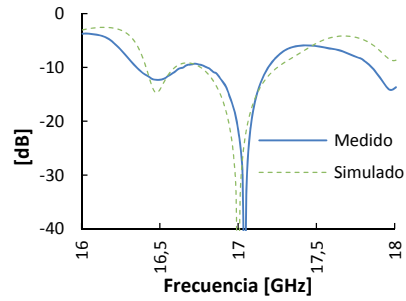
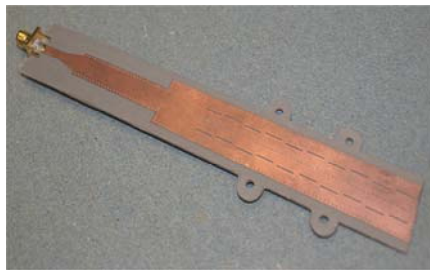


Figura 7.43 Resultados experimentales y simulados a) Parámetro S_{11} y b) S_{21} .

7.2.3 Antenas

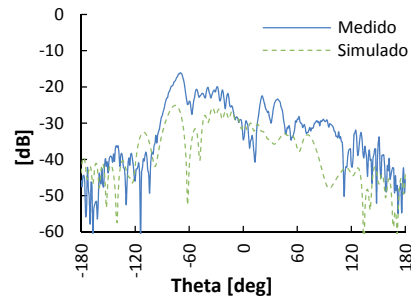
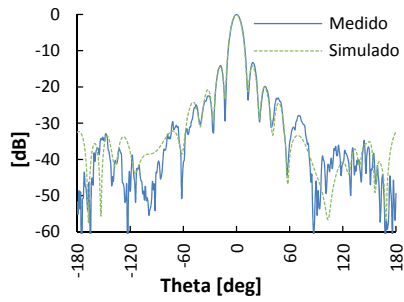
La primera antena fabricada y medida fue la agrupación de 2x10 (Figura 7.44a), que opera a una frecuencia de 17 GHz. Como resultado de las mediciones realizadas, las pérdidas de retorno que presenta la antena a 17 GHz son de 22 dB aproximadamente y el ancho de banda relativo para un $S_{11} \leq -10$ dB es de 2.22%, como se puede observar en la Figura 7.44b. En las Figura 7.45 a y b se representan los diagramas de radiación copolar y crosspolar en plano H, mientras en las Figura 7.45 c y d tenemos los diagramas copolar y crosspolar en plano E, los cuales presentan gran similitud entre los valores medidos y simulados.



a)

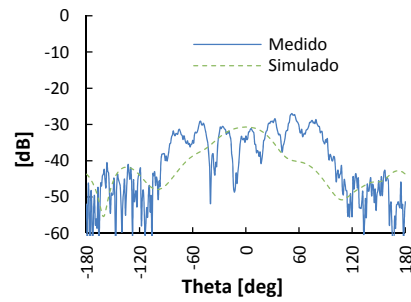
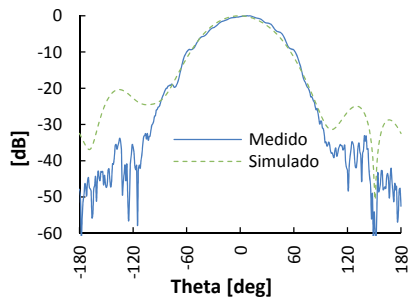
b)

Figura 7.44 a) Prototipo fabricado de la agrupación 2x10 y b) Parámetro S_{11} .



a)

b)



c)

d)

Figura 7.45 Diagramas de radiación a) Copolar en plano H, b) Crosspolar en plano H, c) Copolar en plano E y d) Crosspolar en plano E.

En la Figura 7.46 se observan los resultados medidos de la ganancia para un rango comprendido entre 16 y 18 GHz, con valores mayores de 13 dB en una banda del 4%.

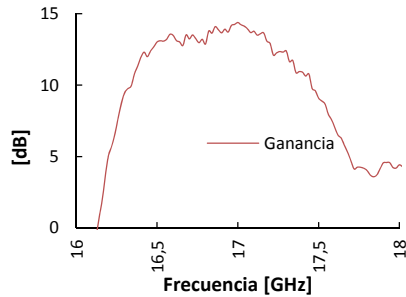


Figura 7.46 Ganancia medida para la agrupación 2x10.

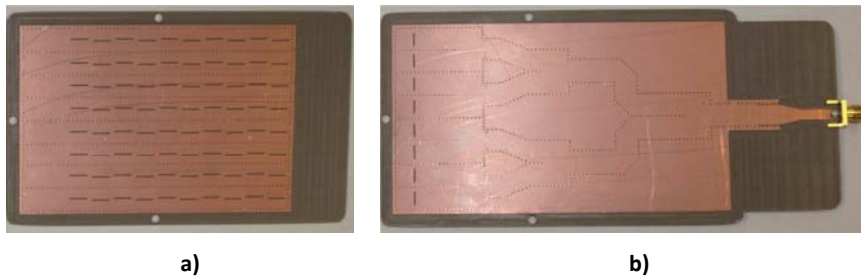


Figura 7.47 Prototipo fabricado: a) capa superior, b) capa inferior

Otro de los prototipos fabricados y medidos se presenta en la Figura 7.47. En la capa superior (Figura 7.47a) podemos visualizar la agrupación de ranuras; mientras que en la capa inferior (Figura 7.47b) se encuentra la red de alimentación formada por siete divisores de potencia de uno a dos. La alimentación llega a cada agrupación longitudinal de la antena por medio de las ranuras las cuales se pueden ver al final de la red de alimentación (transición entre guías SIW).



Figura 7.48 a) Elementos adicionales, b) Prototipo final.

Para conseguir un correcto ensamblaje entre las ranuras de la transición entre guías SIW, fue necesario utilizar una estructura adicional para el montaje de la antena, cuyas partes se pueden observar en la Figura

7.48a, mientras el ensamblado final de la antena se presenta en la Figura 7.48b.

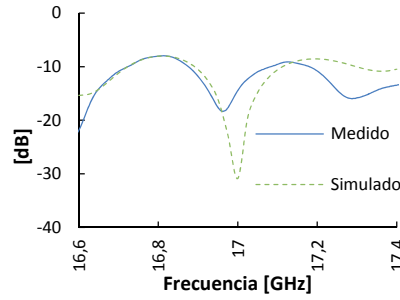


Figura 7.49 Parámetro S_{11} de la agrupación 8x10 en dos niveles.

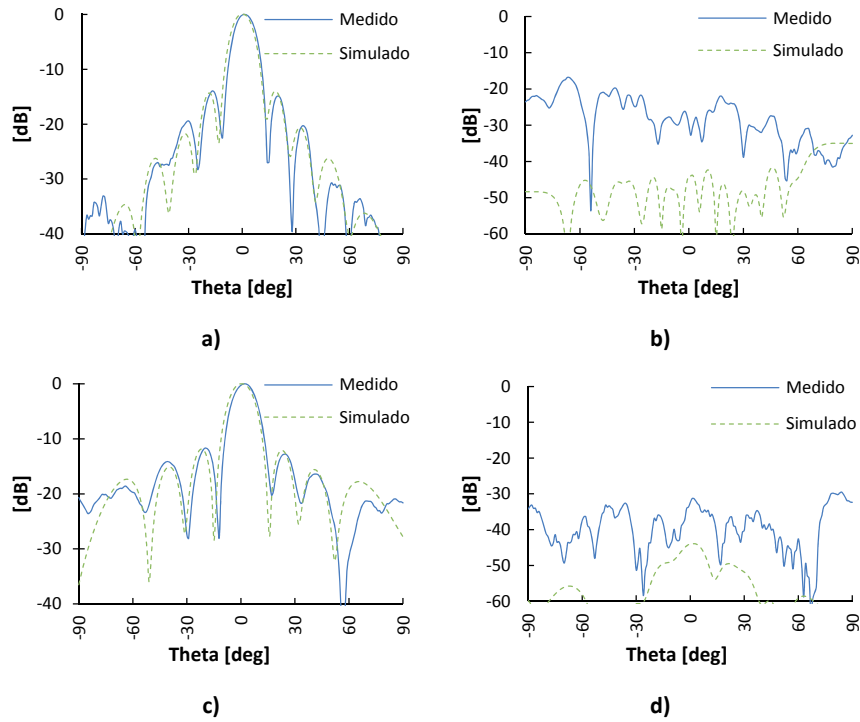


Figura 7.50 Diagramas de radiación a) Copolar y b) Crosspolar en plano H; c) Copolar y d) Crosspolar en plano E.

En la Figura 7.49 podemos ver que el parámetro S_{11} medido presenta valores menores que -10 dB en un rango de frecuencias desde 16.878 hasta 17.082 GHz lo que da como resultado un ancho de banda relativo

de 1.2%; adicionalmente se puede observar un desplazamiento de la frecuencia central de 38 MHz (0.22%).



Figura 7.51 Montaje en la cámara anecoica.

En las Figura 7.50 a-d observamos los diagramas de radiación copolar y crosspolar tanto en plano H como en plano E; mientras que en la Figura 7.52 se observa los resultados medidos de la ganancia para un rango comprendido entre 16 a 18 GHz, donde tenemos valores mayores de 18 dB en una banda del 4.4%.

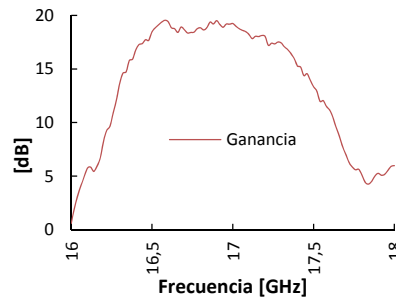


Figura 7.52 Ganancia medida para una agrupación 8x10.

En la Figura 7.53 se presentan los diagramas de radiación para tres frecuencias diferentes con el fin de observar el comportamiento de la antena fuera de la frecuencia de trabajo.

Frecuencia [GHz]	Ganancia [dB]	Directividad [dB]	NLPS [dB]
16.55	19.2	23.03	14.28
16.865	19.2	23.04	14.1
16.91	19.1	23.36	14.4
17	19.2	23.18	14

Tabla 7.9 Valores de ganancia, directividad y NPLS.

En la Tabla 7.9 se presenta un resumen con los valores calculados y medidos para la directividad, nivel de lóbulo principal a secundario (NLPS) y ganancia a cada frecuencia.

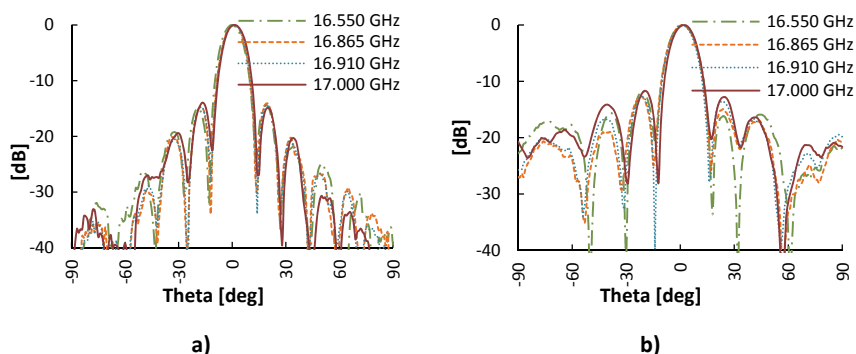


Figura 7.53 Diagramas de radiación medidos a) plano H, b) plano E.

7.3 Resumen

En este capítulo se presentó el diseño y mediciones de algunos dispositivos fabricados utilizando la tecnología de guiado SIW. Esta tecnología se escogió porque brinda grandes ventajas como bajo coste, tamaños reducidos y facilidad de fabricación.

El diseño tenía como fin implementar una agrupación de ranuras en guía resonante a 17 GHz con una ganancia de 15 dB, relación de lóbulo principal a secundario de 13 dB y ancho de banda de al menos el 1%. Para ello se fueron diseñando los diferentes elementos que formarían parte de la antena. Entre los elementos diseñados se presentaron tres tipos de transiciones utilizadas para alimentar una guía SIW.

Una primera estaba compuesta por una doble transición, de coaxial a microstrip y de microstrip a SIW. Niveles mejores de -30 dB de adaptación se consiguieron en las simulaciones; posteriormente las medidas confirmaron su adecuado diseño.

Una segunda transición directa de coaxial a SIW se diseñó y midió de forma aislada. Niveles de pérdidas de retorno mayores de 10 dB se midieron en una doble transición coaxial-SIW-coaxial. Las tolerancias de

fabricación explicaron las diferencias entre simulaciones y medidas como se demostró posteriormente.

Una tercera transición se basó en la conexión de dos guías SIW situadas en diferentes niveles. Una ranura fue utilizada como elemento de acoplo entre las dos guías, para lo cual se optimizó las dimensiones y posición de la misma. Un prototipo con esta transición fue construido para validar el diseño propuesto. El prototipo fabricado incluía en cada uno de los puertos de entrada y salida transiciones de coaxial a microstrip y de microstrip a SIW. De las mediciones realizadas, las pérdidas de retorno presentaron valores mayores de 10 dB y pérdidas de inserción de aproximadamente 1 dB.

Para el diseño de las antenas se utilizó como elemento radiante de la agrupación una ranura situada longitudinalmente en la cara ancha de la guía SIW. El primer prototipo diseñado y construido fue una agrupación de 2x10 elementos. Esta agrupación utilizó como red de alimentación un divisor de potencia balanceado de 1:2 implementado también en guía SIW. Las medidas de las pérdidas de retorno y los diagramas de radiación mostraron resultados bastante similares a los obtenidos en las simulaciones. Las pérdidas de retorno medidas presentaron un ancho de banda del orden del 2.2% y ganancia medida del orden de 15 dB.

El segundo prototipo construido fue una agrupación de 8x10 elementos que utilizó una red de alimentación en árbol. Los elementos de esta red se diseñaron de forma independiente exigiéndole a cada uno un nivel de adaptación mejor de -20 dB. Divisores de potencia de 1:2 y elementos de conexión como codos fueron los componentes diseñados en SIW para ser utilizados en esta red. Pérdidas de retorno mayores de 25 dB se obtuvieron en las simulaciones así como pérdidas de inserción del orden de 9,6 dB en todos los puertos de salida, con un ancho de banda mucho mayor al requerido por la antena.

Finalmente se construyó una agrupación de 8x10 elementos en dos niveles. En el nivel superior se localizó la parte radiante (ranuras) y en el nivel inferior la red de alimentación. Al tener dos niveles, se consiguió una antena compacta de 10x7 cm presentando sus medidas resultados

bastante aceptables. Se midió un ancho de banda relativo de 1,2% (desde 16.878 hasta 17.082 GHz) sobre un nivel de -10 dB en el S_{11} y una ganancia de 19.2 dB. Los diagramas de radiación medidos tanto en plano E como en plano H presentaron una excelente similitud con respecto a los diagramas simulados. Además, los niveles de lóbulos principal a secundarios fueron mejores de 14 dB como se había propuesto.

CAPÍTULO VIII

CONCLUSIONES, LÍNEAS FUTURAS Y PUBLICACIONES RELACIONADAS

8.1 Conclusiones

Cumpliendo con los objetivos planteados y en base a las aplicaciones que harán uso de las antenas que se presentan en este trabajo, las antenas impresas resultan ser bastante atractivas para cumplir con las especificaciones planteadas por cada aplicación, a partir de lo cual se presentaron novedosas soluciones.

Para cada uno de los prototipos que se presentaron se buscaron las mejores alternativas de diseño con la finalidad de cumplir con todas las especificaciones y necesidades establecidas por las aplicaciones.

En primer lugar se realizó el diseño, fabricación y medición de una antena tipo parche que opera a la frecuencia de 5.8 GHz, la cual irá embarcada en el picosatélite POLITECH.1. Este prototipo presenta un ancho de haz de 120°, polarización circular y buen nivel de adaptación. Como parte inicial del diseño, se realizó un estudio previo para seleccionar el sustrato y grosor adecuado para cumplir con el ancho de banda requerido. Sobre el sustrato elegido se probaron diferentes tipos de antenas parche, seleccionando como la solución más adecuada un parche cuadrado, con ranura inclinada y alimentada mediante coaxial. En el prototipo final se incluyó un anillo cuadrado ubicado alrededor del plano de masa lo cual dio lugar a una novedosa solución para cumplir con las especificaciones propuestas. El ancho de banda que se consiguió fue del 7.6% a -20 dB y referido a 50 Ω . Debido a las consideraciones

mecánicas que se tomaron en cuenta para el montaje de la antena en el picosatélite, el cable coaxial que alimenta la antena se tuvo que colocar paralelo al plano de masa. Por esta razón el conductor interno del coaxial formó un codo de 90° lo que produjo un desacoplo a la frecuencia de trabajo. Para mejorar la adaptación, se realizó una ranura circular en el plano de masa alrededor del conductor interno con lo que se consiguió que la parte imaginaria de la impedancia sea plana y cercana a cero a la frecuencia de trabajo mejorando de esta forma las pérdidas de retorno sin afectar a los niveles adecuados de relación axial y diagrama de radiación conseguidos previamente.

La antena propuesta en el cuarto capítulo fue diseñada y simulada para ser reconfigurable en polarización (circular a derechas RHCP y circular a izquierdas LHCP) a la frecuencia de 5.8 GHz. El modelo seleccionado para obtener polarización circular utilizó dos ranuras y un dipolo parásito para este propósito. Para que las dos polarizaciones presenten similares resultados tanto en adaptación como en relación axial y diagramas, el dipolo se alimentó por medio de dos ranuras que se colocaron formando una cruz y excitadas mediante dos redes de alimentación que pueden ser seleccionadas de forma independiente (una para RHCP y otra para LHCP). Para evitar cruces entre las dos redes de alimentación, se empleó un esquema multicapa, para aprovechar las ventajas de la tecnología de fabricación LTCC. Debido a la simetría que tiene la estructura, las simulaciones realizadas para RHCP y LHCP presentan diagramas de radiación, niveles de relación axial y adaptación bastante similares lo cual constituye una ventaja cuando se requiere que un sistema presente el mismo comportamiento en los dos modos de operación.

Las antenas diseñadas, simuladas y fabricadas del quinto capítulo presentan características de banda ancha, además de tamaños compactos, lo que resulta útil para aplicaciones vehiculares y ambientes indoor. Cada uno de los prototipos fabricados presentó un buen nivel de adaptación dentro de una amplia banda de frecuencias con diagramas de radiación bastante uniformes. La primera antena presentada se basó en el modelo de una antena Vivaldi, este prototipo permite cubrir las bandas de frecuencia asignadas para LTE700,

GSM850, GSM900, DCS1800, PCS1900, WCDMA2100, Bluetooth, WLAN2400, WiMAX2350 y LTE2600. La segunda antena presentada es un monopolo cuadrado modificado diseñado expresamente para encajar dentro de un radomo con forma de aleta de tiburón. Las bandas de frecuencias que se pueden cubrir con un buen nivel de adaptación referido a 50Ω son las bandas de DCS1800, WCDMA2100, LTE2800, WiMAX, WLAN y C2C. El tercer modelo de antena que se planteó es una antena en tres dimensiones diseñada para aprovechar el volumen completo 3D del radomo con forma de aleta de tiburón. Esta antena 3D se formó con dos monopolos cada uno de los cuales presentó un buen nivel de adaptación en el rango de frecuencias de interés, tanto en las simulaciones como en las mediciones realizadas. Con esta solución fue posible cubrir las bandas de LTE700, GSM850, GSM900, DCS1800, PCS1900, WCDMA2100, WLAN2400, LTE2600, WiMAX2350, Wi-Fi, y C2C.

Las soluciones presentadas para los vehículos aéreos no tripulados UAV, operan a las frecuencias de 1.575 GHz y 2.45 GHz con diagramas de radiación omnidireccionales. Para el prototipo que opera a la menor frecuencia (1.575 GHz) se diseñó, simuló y fabricó un array circular formado por cuatro antenas tipo parche conformadas en un cilindro. Los resultados que se obtuvieron tanto en simulación como en medición para este array presentaron buenos niveles de adaptación y diagramas de radiación bastante omnidireccionales acorde con los requerimientos. Para el prototipo que opera a 2.45 GHz se plantearon dos posibles soluciones basadas en la utilización de antenas tipo parche y tipo PIFAs. La agrupación que utilizó parches como elementos radiantes, se propuso como la mejor alternativa para ser colocada en la región disponible del UAV con mayor diámetro, mientras que el diseño que utilizó PIFAs fue considerada como la solución más adecuada para la sección del UAV que tenía el menor diámetro. Las dos agrupaciones utilizaron cuatro elementos radiantes conformados a la forma cilíndrica del espacio disponible en el UAV. Los niveles de adaptación obtenidos en las simulaciones fueron bastante adecuados al igual que los diagramas de radiación.

Los prototipos diseñados utilizando guías de onda integradas en sustrato en banda Ku (17 GHz) dieron como resultado en las simulaciones y mediciones niveles de adaptación y diagramas de radiación acorde con los requerimientos de ancho de banda, ganancia y nivel de lóbulo principal a secundario. Para la implementación de las agrupaciones finales, fue necesario el diseño de las redes de alimentación y de los diversos tipos de transiciones que se fueron presentando. Así, un primer prototipo de 2x10 ranuras utilizó como red de alimentación un divisor de potencia de 1:2 y una transición de línea microstrip a SIW, los resultados obtenidos en adaptación fueron menores que -10 dB en un ancho de banda del 2.22 % con valores de ganancia del orden de 13 dB en un margen de frecuencias del 4%. El segundo prototipo fabricado fue una agrupación de 8x10. Este, se realizó en doble capa utilizando una red de alimentación formada por divisores de potencia de 1:2 y transiciones de línea microstrip a SIW y entre guías SIW utilizando ranuras de acoplamiento. Las mediciones realizadas dieron como resultado un ancho de banda del 1.2% con una ganancia mayor de 18 dB en un margen del 4.4% y con niveles de lóbulo principal a secundario de 14 dB.

8.2 Líneas Futuras

En esta tesis se ha realizado diversos diseños de antenas, las cuales aunque han presentado resultados adecuados, todavía quedan pendientes ciertas mejoras como por ejemplo:

Para la antena que irá embarcada en el picosatélite, posterior al diseño y su validación presentados en esta tesis, también se requiere considerar que ésta permanecerá expuesta a condiciones ambientales poco favorables. Ante estas condiciones faltaría cubrir la antena con una fina capa de Kapton, y evidentemente realizar los ajustes necesarios para conservar los resultados presentados.

Para la antena que será utilizada en aplicaciones vehiculares, todavía se requiere mejorar los diseños para conseguir que con una sola antena y

con el espacio definido por el radomo sea posible cubrir todas las bandas desde 698 MHz hasta 5.8 GHz.

Con la antena reconfigurable fabricada con tecnología LTCC no se obtuvieron resultados adecuados, motivo por el cual es necesario realizar nuevamente su fabricación. Además, falta incluir en el diseño los elementos de conmutación, los cuales se añadirán luego de validar adecuadamente las simulaciones realizadas sin éstos.

Para la antena que se utilizará en el vehículo aéreo no tripulado, aún quedan por fabricar los diseños que operarán a la banda de 2.4 GHz, así como mejorar el proceso de fabricación con la impresora 3D para poder estimar de una manera más exacta la permitividad del sustrato.

8.3 Publicaciones

El trabajo realizado ha dado lugar a las siguientes publicaciones en revistas y congresos:

2014-2015:

- [1] Diana V. Navarro-Méndez, Luis F. Carrera-Suárez, Eva Antonino-Daviu, Miguel Ferrando-Bataller, Mariano Baquero-Escudero, Michele Gallo y Daniel Zamberlan, *“Compact Wideband Vivaldi Monopole for LTE Mobile Communications”* Antennas and Wireless Propagation Letters.
- [2] D. V. Navarro-Méndez, L. F. Carrera-Suárez, D. Sánchez-Escuderos, M. Cabedo-Fabrés, M. Baquero-Escudero, M. Gallo y D. Zamberlan, *“Wideband double monopole for mobile, WLAN and C2C services in vehicular applications”*, Antennas and Wireless Propagation Letters (en revisión)
- [3] Diana Verónica Navarro-Méndez, Hon Ching Moy-Li, Luis Fernando Carrera-Suárez, Miguel Ferrando-Bataller, Mariano Baquero-Escudero, *“Antenna Arrays for Unmanned Aerial Vehicle”*, European Conference on Antennas and Propagation EuCAP 2015 (Lisboa, Portugal).

2013-2014:

- [4] Diana Navarro Méndez, Fernando Carrera Suárez, Mariano Baquero Escudero, Antonio Vila-Jiménez, *“Reconfigurable Circularly Polarized Antenna in LTCC technology”*, European Conference on Antennas and Propagation EuCAP 2014 (La Haya, Países Bajos)
- [5] Diana Navarro Méndez, Fernando Carrera Suárez, Mariano Baquero Escudero, Hon Ching Moy-Li, *“Reconfigurable Array Antenna in LTCC technology”*, International Symposium on Antennas and Propagation AP-S URSI 2014 (Memphis-Tennessee, USA)
- [6] Diana Navarro Méndez, Fernando Carrera Suárez, Mariano Baquero Escudero, Antonio Vila-Jiménez, *“Antena con polarización circular reconfigurable fabricada con tecnología LTCC”*, URSI2014 (Valencia, España)

2012-2013:

- [7] Diana Navarro Méndez, Fernando Carrera Suárez, Mariano Baquero-Escudero, *“Circular Polarization Patch Antenna with Low Axial Ratio in a Large Beamwidth”*, European Conference on Antennas and Propagation EuCAP 2013 (Gotemburgo, Suecia)
- [8] D. Navarro, F. Carrera, M. Ferrando, M. Baquero, E. Antonino, M. Gallo, S. Bruni, M. Pannozzo, D. Zamberlan, *“Compact Wideband Vivaldi Monopole for LTE Mobile Communication”*, AP-S URSI 2013 (Orlando-Florida, USA)
- [9] Diana Navarro Méndez, Fernando Carrera Suárez, Mariano Baquero Escudero, Marta Cabedo Fabres, M. Gallo, S. Bruni, M. Pannozzo, Daniel Zamberlan, *“Monopolo Vivaldi compacto de banda ancha para comunicaciones móviles LTE”*, URSI2013 (Santiago de Compostela, España)

2011-2012:

- [10] Diana Navarro Méndez, Fernando Carrera Suárez, Mariano Baquero Escudero, Francisco Garcia de Quiros, *“Diseño y construcción de una antena parche a 5.8 GHz con polarización circular para el Picosatélite POLITECH.1”*, URSI 2012 (Elche, España)

2010-2011:

- [11] D.V. Navarro, L.F. Carrera, M. Baquero, "A SIW slot array antenna in Ku Band ", European Conference on Antennas and Propagation European Conference on Antennas and Propagation EuCAP 2010 (Barcelona, España)
- [12] D.V. Navarro-Méndez, L.F. Carrera-Suárez, M. Baquero-Escudero, V.M. Rodrigo-Peñarrocha, "Two layer slot-antenna array in SIW technology", European Microwave Conference European Microwave Conference EuMC 2010 (París, Francia)

Colaboración en otras publicaciones**2014-2015:**

- [13] Fernando Carrera-Suárez, Diana Navarro-Méndez, Mariano Baquero-Escudero, Daniel Sánchez-Escuderos, "Transition between gap waveguides for use in multilayer structures at millimeter-wave frequencies", Microwave and Wireless Components Letters (en revisión)
- [14] Luis Fernando Carrera-Suárez, Diana Verónica Navarro-Méndez, Mariano Baquero-Escudero, Alejandro Valero-Nogueira, "Rotman Lens with Ridge-Gap Waveguides, Implemented in LTCC Technology, for 60GHz Applications", European Conference on Antennas and Propagation EuCAP 2015 (Lisboa, Portugal)

2013-2014:

- [15] Luis Carrera Suárez, Diana Navarro Méndez, Mariano Baquero Escudero, Bernardo Bernardo-Clemente, Sara Martínez Giner, "Transitions between Gap Waveguides for use in a Phased Array Antenna fed by a Rotman Lens", European Conference on Antennas and Propagation EuCAP 2014 (La Haya, Países Bajos)
- [16] Fernando Carrera Suárez, Diana Navarro Méndez, Mariano Baquero Escudero, Sara Martínez, Alejandro Valero-Nogueira, "A Novel Twist Between Gap Waveguides for Compact Slot-Array Antennas", AP-S URSI 2014(Memphis-Tennessee, USA)

- [17] Fernando Carrera Suárez, Diana Navarro Méndez, Mariano Baquero Escudero, Sara Martínez Giner, Bernardo Bernardo-Clemente, *“Transiciones entre guías Gap Waveguide para uso en agrupaciones de antenas de ranuras”*, URSI2014 (Valencia, España)

Workshop

- [18] Fernando Carrera Suárez, Diana Navarro Méndez, Mariano Baquero Escudero, Sara Martínez Giner, *“Antenna Array and Rotman Lens with Gap Waveguide Technology”*, en el taller de Gap Waveguide Workshop 2013 (Gotemburgo, Suecia)

2012-2013:

- [19] Fernando Carrera Suárez, Diana Navarro Méndez, Mariano Baquero-Escudero, *“Rotman lens with Ridge Gap Waveguide technology for millimeter wave applications”*, European Conference on Antennas and Propagation EuCAP 2013, (Gotemburgo, Suecia)
- [20] F. Carrera, D. Navarro, M.Cabedo, D. Sánchez, M.Ferrando, M.Gallo, S. Bruni, M. Pannozzo, D. Zamberlan, *“Wideband monopole for mobile, WLAN and C2C services in vehicular applications”*, AP-S URSI 2013 (Orlando-Florida, USA)
- [21] Fernando Carrera Suárez, Diana Navarro Méndez, Mariano Baquero Escudero, Alejandro Valero Nogueira, *“Lente de Rotman con Tecnología RGW para Aplicaciones en la Banda de Frecuencias Milimétricas”*, URSI2013 (Santiago de Compostela, España)

2011-2012:

- [22] Fernando Carrera Suárez, María Bayarri Beltrán, Diana Navarro Méndez, Ana Vidal Pantaleoni, Mariano Baquero-Escudero, *“Antena multihaz con lente de Rotman para el seguimiento del Picosatélite del proyecto POLITECH.1”*, URSI 2012(Elche, España)

2010-2011:

- [23] F. Carrera, D. Navarro, M. Baquero-Escudero, V.M. Rodrigo-Peñarrocha, *“Compact substrate integrated waveguide directional couplers in Ku and K bands”*, European Microwave Conference EuMC 2010 (París, Francia)




ANEXO A
(INFORME EMXYS)

POLITECH.1

UPV TECHNOLOGY IN SPACE

TECHNICAL REPORT

Dielectric Substrate for MWDL Antenna survey

Date: 23/03/2011	Department: R&D	Document Id: PT1_MWDL_TR1_01_0311
Project: POLITECH.1	Authors: Fco.García de Quiros Signatures: 	N Pages: 4
	Checked by: Jose A Carrasco Signatures: 	Version: 1.0 Range: CONFIDENTIAL

1. Objective

The present document reports the activities performed in order to identify a suitable material for the development of the microwave antenna involved in the MWDL payload. The goal of this sub-project is to design, develop and implement a downlink communications payload in the range of 2,4 to 5 GHz (TBD).

2. Identification of Dielectric Materials.

Following the requirement of the microwave engineering Dept. at UPV, emxys has performed a search for materials suitable for dielectrics implementation in the microwave ranges, among those which are either available as Space-Qualified or ,not existing in SQ versions, have some reported heritage in Space or Airborne missions.

The parameters under consideration are: Dielectric constant (high), Loss constant or Tan(δ) (low) and Thermal Expansion coefficient.

In the list above, the preferred magnitude order is stated between brackets. The Thermal Expansion Coefficient is a relevant data from the thermo-mechanics point of view, as it has to be considered according to the metallic supporting and cladding elements (mechanical fixation elements, stand-offs and metallic antenna elements).

The materials considered are listed in the table below, classified as **Hard** (i.e. rigid) **substrates** -white- and **Soft substrates** -orange- :

MATERIAL	ϵ_r	Tan (δ) DF	Thermal Coeff.	
Alumina	9,7	$2 - 4 \cdot 10^{-4}$	1 ppm/°C	Ceramics material based on Aluminium Oxide. Depending of purity, DF ranges from 2 to $11 \cdot 10^{-4}$. Excellent dielectric properties, good thermal properties and high strength and stiffness.
Macor	6	$50 \cdot 10^{-4}$	12,6 ppm/°C	Macor exhibits good thermal shock resistance and mechanical toughness when compared to conventional glasses with similar thermal and mechanical properties. Macor is usable in an air atmosphere to 1000° C. In vacuum systems, where the temperature not exceeding 600° C. Macor is easily machined using standard metal working tools.
DUROID 6010	10,2	$23 \cdot 10^{-4}$	425 (Z) ppm/°C	ROGERS RT Ceramic/PTFE laminated composites. These laminates are featured by a tight dielectric constant and good thermal & mechanical stability.
DUROID 6006	6,15	$27 \cdot 10^{-4}$	410 (Z) ppm/°C	ROGERS RT Ceramic/PTFE laminated composites. Lower dielectric constant than 6010 but improved mechanical characteristics, and lower cost.

CLTE-XT	2,94 -9 ppm/°C	$12 \cdot 10^{-4}$	8,8,20 (XYZ) ppm/°C	From ARLON. Highly stable over Freq. and T°C, thermal expansion close to Cu. Evolution of CLTE.
CLTE-AT	3 -10 ppm/°C	$13 \cdot 10^{-4}$	8,8,20 (XYZ) ppm/°C	Commercial version of CLTE-XT. Excellent dimensional stability.
AR1000	10 -233 ppm/°C	$30 \cdot 10^{-4}$	14,16,37 (XYZ) ppm/°C	From Arlon. PTFE/Fiberglass Ceramic Filled. Compatible with common PTFE manufacturing processes.
AD1000	10,2 -380 ppm/°C	$23 \cdot 10^{-4}$	8,10,20 (XYZ) ppm/°C	Higher thermal conductivity than AR1000, same material type. Highest mechanical stability, compatible with tooling used in traditional PTFE laminates. A hard ceramic substrate considered as a "SOFT" substrate thanks to the specific Fiber glass laminating.
TC600	6,15 -380 ppm/°C	$17 \cdot 10^{-4}$	10,10,35 (XYZ) ppm/°C	Very Stable across wide temperatures. Very low DF.

3. Discussion

Although current manufacturing processes are making emphasis on soft substrates, hard substrates still possess some advantages that make the difference in small production products such as in Space or defence markets.

The **hard substrates** usually have a lower thermal expansion coefficient than the metallic layers in a way that specific metals or adhesion techniques are required to match both materials. This is an advantage when the ceramic material is intended to be used as a substrate for Si or GaAs based circuits, but not whether the material is to be used with a metallic clad. Therefore, their use is limited to small elements due to its intrinsic low mechanical stability. On the other way, they present unprecedented high dielectric constants with lower DF, combined with a high machining resolution, which allow the miniaturization of microwave circuits. Their brittleness and low flexibility properties advise against its use in hard mechanical conditions (exposed to shock and strong vibrations).

On the other hand most ceramic materials have fairly high inherent thermal conductivity compared to soft substrates. Fired alumina ceramic can have a thermal conductivity up to 25 W/m·°K and LTCC (Low Temperature Cofired Ceramics) 4 W/m·°K compared to about 0.25 to 0.3 W/m·°K for FR4 and 0.65 W/m·°K for Arlon R-1000. There is some debate about the significance of this, but in instances where there are not thermal relief mechanisms to remove the heat (Cu has a thermal conductivity over W/m·°K) ceramic will diffuse heat much better than soft substrates.

The **soft substrates** present excellent thermal and mechanical stability, and its inherent flexibility results in high mechanical strength, which makes them highly suitable for applications dominated by strong vibrations like in aerospace and airborne applications. As a drawback, higher DF for high dielectric constants features these materials. An important advantage is that it is possible to design the materials with a thermal expansion coefficient close to the conductor cladding (usually Cu), therefore the thermal stability of the whole

system is improved making not necessary most of thermal relief design techniques and thus, simplifying the development.

4. Conclusion.

The application under development is characterized by a high vibration levels and operation in wide thermal conditions. Therefore, a soft substrate seems the most appropriate choice. Under this assumption, **AR1000, AD1000 and TC600** seem to be the most suitable choices. The final selection will depend on costs and availability factors, which will be considered by the team in next phases.

Aside of such provision aspects, the operational conditions advise to decide for flexible materials. In the specific case of AR1000, it is made from PTFE (Teflon®) with a ceramic filler loading to impart a controlled dielectric constant and low loss factor, containing a woven fibreglass reinforcement that provides excellent physical stability, while ceramic materials shrink as much as 12-15% during firing in the LTCC process. Use of high temperature fired ceramic with copper plating eliminates shrinkage as an issue, but may be higher in cost.

Regarding the thermal conditions, a further study has to be performed. Nevertheless, specific thermal control mechanisms may be implemented in the Cu layers, such as thermal relief via holes, to allow the use of soft substrates.

ANEXO B

(PROCESO DE FABRICACIÓN DE LTCC)

En este anexo se describe el proceso de fabricación de un circuito de LTCC tomando como ejemplo los dispositivos presentados en el capítulo IV de esta tesis, es decir la antena reconfigurable y el kit de calibración TRL.

Tomando como base el modelo de la antena simulado en Ansys HFSS y para optimizar el espacio disponible en las capas del sustrato de $101.6 \times 101.6 \text{ mm}^2$, se añadieron los elementos de un kit de calibración TRL para extraer en las medidas el efecto de la transición del conector. Así, con la antena y el kit de calibración incluidos en un solo proyecto de HFSS, se procedió a elaborar los ficheros necesarios para la fabricación de los prototipos. En primer lugar, a partir del archivo de Ansys HFSS, se exportó cada una de las capas que contiene la antena en formato *.dxf. Los elementos que contiene cada capa se pueden apreciar en las Figuras B.1, B.2 y B.3.

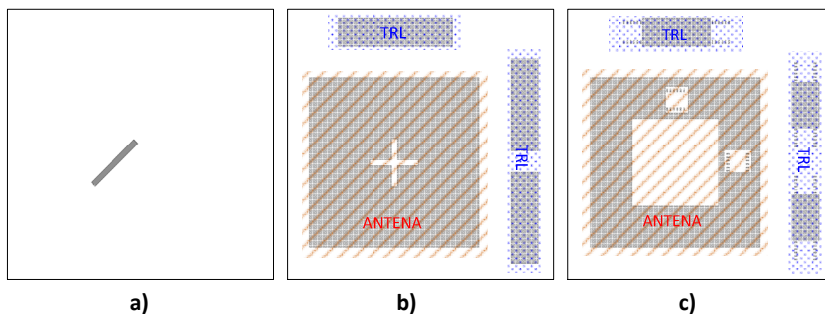


Figura B.1 Vista de las capas que contienen: a) el dipolo, b) primer plano de masa y c) segundo plano de masa.

En la Figura B.1a, se observa el esquema de la capa que contiene el dipolo, en la Figura B.1b y Figura B.1c las capas que contienen los planos de masa utilizados por la antena y el kit de calibración.

La red de alimentación y las líneas que forman el kit de calibración se pueden apreciar en la Figura B.2a mientras que en la Figura B.2b se puede ver las líneas conductoras utilizadas en el apilado de las vías.

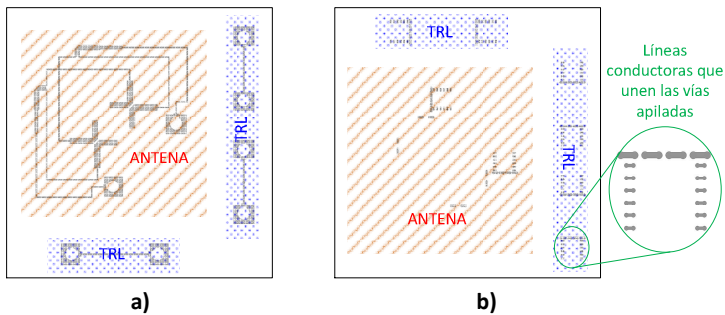


Figura B.2 Vista de las capas que contienen: a) red de alimentación y líneas del kit TRL y b) líneas conductoras de conexión de vías.

En las Figura B.3a y Figura B.3b se observa la ubicación de las diferentes vías que se utilizaron en la antena y kit TRL, para unir los planos de masa y formar la transición de coaxial a microstrip.

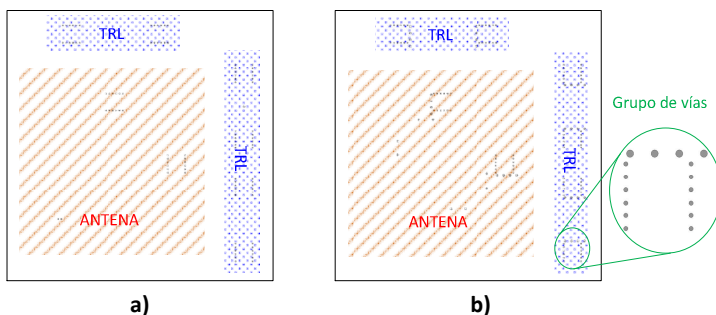


Figura B.3 Vista de las capas que contienen vías utilizadas en: a) un primer nivel y b) un segundo nivel.

En segundo lugar con la ayuda del software DESIGNER de Ansys se creó un nuevo archivo a partir de los ficheros *.dxf para facilitar el manejo de cada una de las capas que forman la antena. Después se añadieron a cada capa las marcas fiduciales que posteriormente serán utilizadas para el alineamiento y distinción entre las capas que llevan vías, líneas

conductoras o ambas. En este caso las marcas fiduciales utilizadas son las que se pueden ver en la Figura B.4.

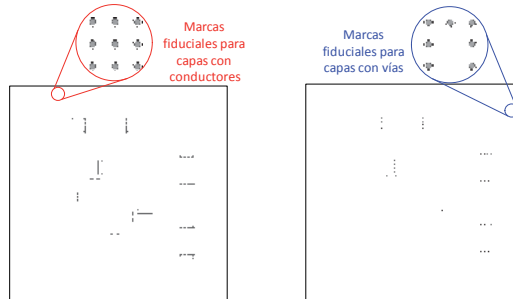


Figura B.4 Vista de las marcas fiduciales utilizadas para identificar las capas que contienen líneas conductoras y/o vías.

A partir del nuevo archivo creado en DESIGNER se obtuvieron los ficheros *.gds cuyo formato era el requerido para la fabricación de las pantallas y los stencils. Además se crearon los archivos *.drill que requiere el equipo de taladrado para hacer las vías.

Siguiendo el proceso descrito en el Capítulo II para la fabricación de un dispositivo en LTCC; en este anexo se presenta con más detalle los pasos seguidos para la fabricación de la antena y el kit de calibración:

- En vista de que las dimensiones del sustrato HL2000 Heraeus disponible en el laboratorio de LTCC de la UPV era de 8" x 8" y que la antena ($45 \times 45 \text{ mm}^2$) con los kits de calibración no superan los $70 \times 70 \text{ mm}^2$; se procedió a cortar el sustrato para obtener cupones de 4" x 4" ($101.6 \times 101.6 \text{ mm}^2$). Siguiendo las especificaciones del fabricante, se procedió a acondicionar el sustrato en el horno a 80° durante 10 minutos. En las fotografías que se presentan en la Figura B.5 se resumen los pasos seguidos con la preparación del material.



Figura B.5 Preparación del sustrato.

- Una vez que el material ha sido preparado, se procedió a colocar cada una de las capas en los marcos como se puede apreciar en la Figura B.6a. Estos marcos se utilizan como soporte para poder realizar el taladrado de las vías con el equipo de la Figura B.6b.



Figura B.6 Proceso de taladrado de vías.

- A continuación, se procedió a rellenar las vías de las 12 capas que tiene la antena. Para el relleno de las vías fue necesario la fabricación previa de los “stencils”, que son pantallas metálicas que llevan taladrado la ubicación de las vías del diseño. El tamaño de los agujeros que tienen estas placas son iguales a los diámetros de las vías del diseño más 100 μm . Este incremento del diámetro se consideró para evitar que las vías no sean rellenas adecuadamente, por posibles errores de alineamiento entre la capa de sustrato y el stencil. Debido a la similitud que existe entre algunas capas de la antena, el número de stencils enviados a fabricar se redujo a tres. El material utilizado para rellenar fue el TC0401 Heraeus de Ag/Pd que para su secado requiere permanecer en el horno 10 minutos a 80°.

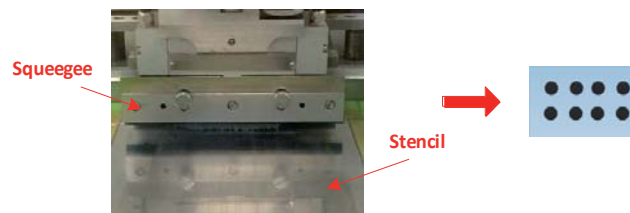


Figura B.7 Proceso de relleno de vías.

- Después del rellenado y secado de las vías rellenas, se llevó a cabo la impresión de conductores en las capas que así lo requerían. Las pantallas que se enviaron a fabricar fueron seis:
 - Dipolo
 - Plano de masa con la cruz
 - Los *cover pads* con las líneas de conexión de las vías
 - Plano de masa con el anillo cuadrado
 - Puente utilizado para evitar el cruce entre las dos subredes de alimentación
 - Red de alimentación

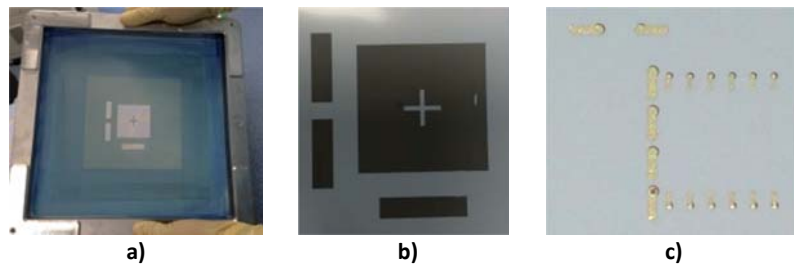


Figura B.8 Proceso de impresión de conductores. a) Pantalla utilizada, b) impresión del plano de masa con las ranuras y c) impresión de cover pads y líneas de conexión.

En la Figura B.8a se puede observar la fotografía de la pantalla que utilizada para imprimir el plano de masa con las ranuras. La pasta empleada en la impresión de los conductores fue la TC0307 Heraeus de Ag, la cual requiere pasar por el horno a 80° de 10 a 20 minutos para su secado.

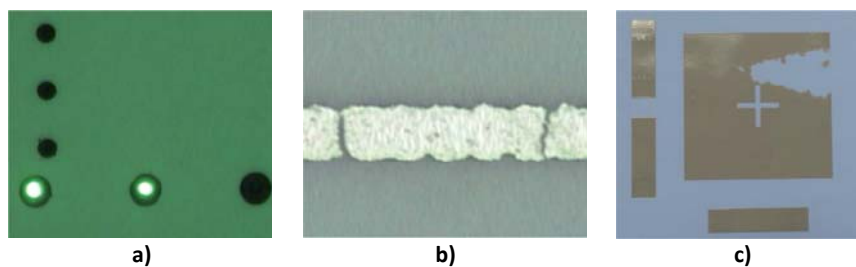


Figura B.9 Errores detectados a) vías con problemas en el rellenado, b) líneas conductoras con cortes y c) problemas de impresión.

- Utilizando el microscopio, se realizó una inspección de las capas que tenían vías y líneas conductoras, con la finalidad de descartar

aquellas que contenían errores como los que se pueden ver en la Figura B.9.

- Posterior a la inspección con el microscopio, a cada capa se realizó el taladrado de las marcas de precorte como se muestra en la Figura B.10.

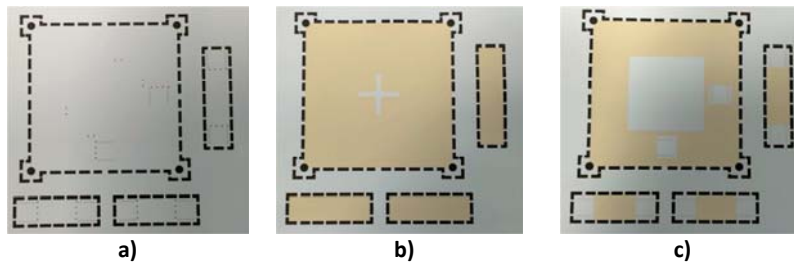


Figura B.10 Marcas realizadas para separar la antena y el kit de calibración:
a) capa con vías y líneas conductoras, b) plano de masa con las ranuras y c) plano de masa con anillo cuadrado.

- Todas las capas que no presentaban errores fueron apiladas y alineadas para posteriormente pasar por el proceso de laminación. En este paso, se rellena con agua la cámara del equipo de laminación (Figura B.11a) para ejercer una distribución uniforme de presión y temperatura.

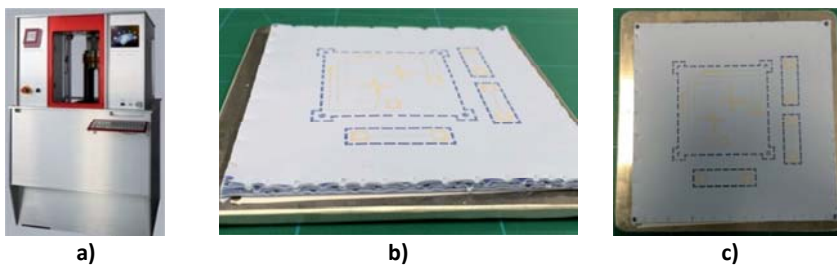


Figura B.11 a) Equipo utilizado para el proceso de laminación, b) vista lateral de las capas apiladas y c) vista frontal.

- Una vez laminados la antena y el kit de calibración, el siguiente paso fue someterles al proceso de sinterizado siguiendo un perfil de temperatura como el que se indica en la Figura B.12.

ANEXO B

PROCESO DE FABRICACIÓN DE LTCC

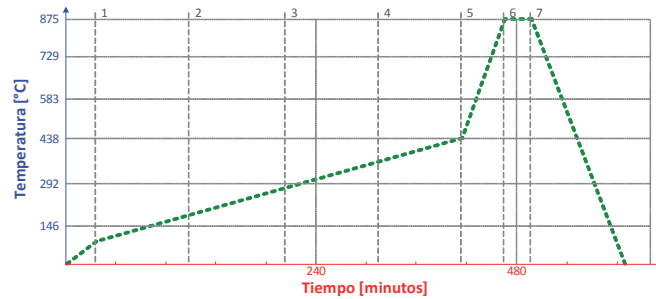


Figura B.12 Perfil de temperatura para el sustrato HL2000 Heareus.

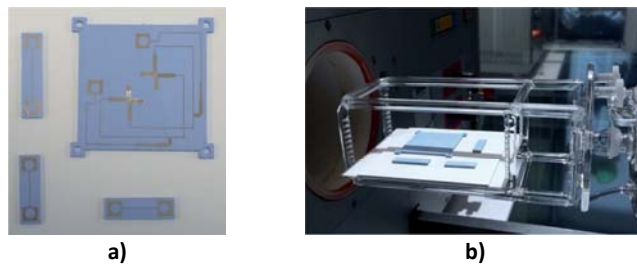


Figura B.13 Antena y kit de calibración preparados para el sinterizado.

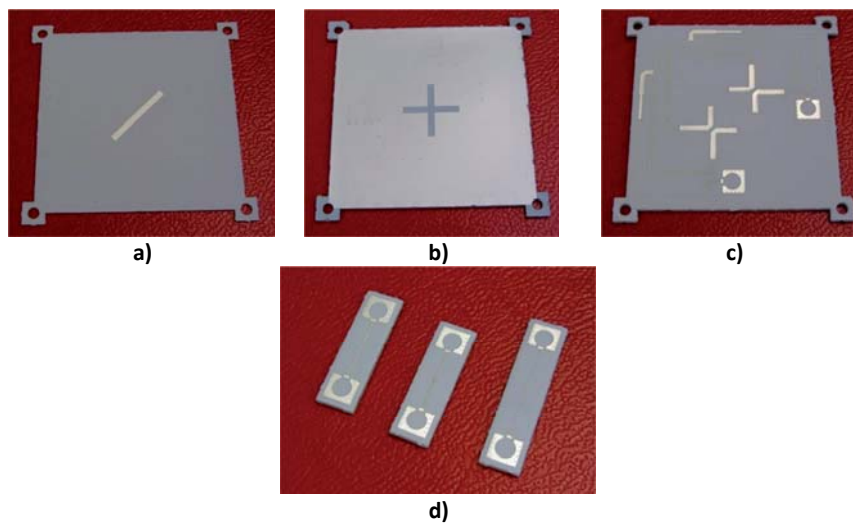


Figura B.14 Partes fabricadas de la antena a) dipolo, b) vista cara superior, c) vista cara inferior y d) kit de calibración

ANEXO B**PROCESO DE FABRICACIÓN DE LTCC**

Para evitar que el prototipo se adhiera a la alúmina cerámica durante el sinterizado, se colocó un *setter* entre el dispositivo y la alúmina. El *setter* fue KERALPOR 99 que presenta una porosidad del 36 %. En la Figura B.14 se pueden observar las partes que forman la antena así como el kit de calibración ya sinterizados

BIBLIOGRAFÍA

- [1] V. Rabinovich, N. Alexandrov, and B. Alkhateeb, *Automotive antenna design and applications*. Boca Raton, FL: CRC Press/Taylor & Francis, 2010.
- [2] K. Yegin, "On-vehicle GPS antenna measurements," *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, vol. 6, pp. 488-491, 2007.
- [3] S.-H. Yeh, K.-L. Wong, T.-W. Chiou, and S.-T. Fang, "Dual-band planar inverted F antenna for GSM/DCS mobile phones," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 51, pp. 1124-1126, 2003.
- [4] M. Pannozzo, L. S. Drioli, M. Busa, D. Zamberlan, and E. Toniolo, "State of the art review for automotive satellite antennas," in *Advanced satellite multimedia systems conference (asma) and the 11th signal processing for space communications workshop (spsc), 2010 5th*, 2010, pp. 355-360.
- [5] P.-S. Kildal, *Foundations of antennas : a unified approach*. [s.l.]: Studentlitteratur, 2000.
- [6] G. Kumar and K. P. Ray, *Broadband microstrip antennas*. Boston: Artech House, 2003.
- [7] K.-L. Wong, *Compact and broadband microstrip antennas*. New York: John Wiley & Sons, Inc., 2002.
- [8] Z. N. Chen and M. Y. W. Chia, *Broadband planar antennas : design and applications*. Chichester, England ; Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, 2006.
- [9] X. Xinyu, R. G. Bosisio, and W. Ke, "- A new six-port junction based on substrate integrated waveguide technology," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. - 53, pp. - 2273, 2005.
- [10] W. Ke, D. Deslandes, and Y. Cassivi, "- The substrate integrated circuits - a new concept for high-frequency electronics and optoelectronics," *Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Service, TELSIKS. 6th Int. Conf.*, vol. - 1, pp. - III-P-X vol.1, 2003.

BIBLIOGRAFÍA

- [11] D. Deslandes and W. Ke, "- Single-substrate integration technique of planar circuits and waveguide filters," vol. - 51, pp. - 596, 2003.
- [12] D. Deslandes and K. Wu, "- Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. - 11, pp. - 70, 2001.
- [13] A. Ali, F. Coccetti, H. Aubert, and N. J. G. Fonseca, "- Novel multi-layer SIW broadband coupler for Nolen matrix design in Ku band," vol. -, pp. - 4, 2008.
- [14] Y. Cassivi and K. Wu, "- Low cost microwave oscillator using substrate integrated waveguide cavity," vol. - 13, pp. - 50, 2003.
- [15] L. Bing, H. Wei, Z. Yan, T. Hong Jun, Y. Xiaoxin, and W. Ke, "- Half Mode Substrate Integrated Waveguide 180°; 3-dB Directional Couplers," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. - 55, pp. - 2592, 2007.
- [16] T. Ke-jun and X.-z. Luan, "- Compact directional coupler based on substrate integrated waveguide," vol. -, pp. - 4, 2009.
- [17] A. J. Farrall and P. R. Young, "- Integrated waveguide slot antennas," *IEEE Electronics Letters*, vol. - 40, pp. - 975, 2004.
- [18] H. Wei, "- Development of microwave antennas, components and subsystems based on SIW technology," vol. - 1, pp. - 14, 2005.
- [19] Y. Li, H. Wei, H. Guang, C. Jixin, W. Ke, and C. Tie Jun, "- Simulation and experiment on SIW slot array antennas," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. - 14, pp. - 448, 2004.
- [20] C. Shi, H. Yousef, and H. Kratz, "- 79 GHz Slot Antennas Based on Substrate Integrated Waveguides (SIW) in a Flexible Printed Circuit Board," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. - 57, pp. - 71, 2009.
- [21] H. ZhargCheng, H. Wei, L. Hao, Z. Hua, and W. Ke, "- Multiway broadband substrate integrated waveguide (SIW) power divider," vol. - 1A, pp. - 642 Vol. 1A, 2005.
- [22] X. Feng and W. Ke, "- Guided-wave and leakage characteristics of substrate integrated waveguide," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. - 53, pp. - 73, 2005.
- [23] H. Wang, D.-G. Fang, B. Zhang, and W.-Q. Che, "Dielectric loaded substrate integrated waveguide (SIW) H-plane horn antennas," *IEEE transactions on antennas and propagation*, vol. 58, pp. 640-647, 2010.

BIBLIOGRAFÍA

- [24] G. Hua, W. Hong, X. H. Sun, and H. X. Zhou, "Design of an omnidirectional line array with SIW longitudinal slot antenna," in *Microwave and Millimeter Wave Technology, 2008. ICMMT 2008. International Conference on*, 2008, pp. 1114-1117.
- [25] P. Chen, W. Hong, Z. Kuai, and J. Xu, "A substrate integrated waveguide circular polarized slot radiator and its linear array," *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, vol. 8, pp. 120-123, 2009.
- [26] M. Ettorre, A. Neto, G. Gerini, and S. Maci, "Leaky-wave slot array antenna fed by a dual reflector system," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 56, pp. 3143-3149, 2008.
- [27] Y. J. Cheng, W. Hong, and K. Wu, "Millimeter-wave substrate integrated waveguide multibeam antenna based on the parabolic reflector principle," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 56, pp. 3055-3058, 2008.
- [28] M. M. Vázquez, S. Holzwarth, and A. Rivera, "ANTENAS SOBRE SUSTRATO LTCC PARA WLAN A 60 GHZ."
- [29] M. Sun and Y. Zhang, "Miniaturization of planar monopole antennas for ultrawide-band applications," in *Antenna Technology: Small and Smart Antennas Metamaterials and Applications, 2007. IWAT'07. International Workshop on*, 2007, pp. 197-200.
- [30] F. Yang and H.-x. Yu, "Two novel substrate integrated waveguide filters in LTCC technology," in *Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT), 2010 International Conference on*, 2010, pp. 229-232.
- [31] S. Chen, G. Liu, X. Chen, T. Lin, X. Liu, and Z. Duan, "Compact dual-band GPS microstrip antenna using multilayer LTCC substrate," *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, vol. 9, pp. 421-423, 2010.
- [32] K. F. Lee and K. M. Luk, *Microstrip patch antennas*: Imperial College Pr, 2010.
- [33] K.-F. Lee and K.-F. Tong, "Microstrip Patch Antennas—Basic Characteristics and Some Recent Advances," *Proceedings of the IEEE*, vol. 100, pp. 2169-2180, 2012.
- [34] J. Y. Deng, Y. Z. Yin, Y. H. Huang, J. Ma, and Q. Z. Liu, "Compact circularly polarized microstrip antenna with wide beamwidth for compass satellite service," *Progress In Electromagnetics Research Letters*, vol. Vol. 11 pp. 113-118, 2009.

BIBLIOGRAFÍA

- [35] J. L. Volakis, C.-C. Chen, and K. Fujimoto, *Small antennas: miniaturization techniques & applications*: McGraw-Hill, 2010.
- [36] P. Sharma and K. Gupta, "Analysis and optimized design of single feed circularly polarized microstrip antennas," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 31, pp. 949-955, 1983.
- [37] M. Gallo, S. Bruni, and D. Zamberlan, "Design and measurement of automotive antennas for C2C applications," in *Antennas and Propagation (EUCAP), 2012 6th European Conference on*, 2012, pp. 1799-1803.
- [38] R. Leelaratne and R. Langley, "Multiband PIFA vehicle telematics antennas," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 54, pp. 477-485, 2005.
- [39] E. B. Perri, "Dual band cellular antenna in a multifunction platform for vehicular applications," in *Antennas and Propagation Society International Symposium 2006, IEEE*, 2006, pp. 2361-2364.
- [40] L. Jofre, M. Martínez-Vázquez, R. Serrano, and G. Roqueta, *Handbook on Small Antennas*, First Edition ed.: EurAAP Technical Working Group on Compact Antennas, 2012.
- [41] P.-L. Teng and K.-L. Wong, "Planar monopole folded into a compact structure for very-low-profile multiband mobile-phone antenna," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 33, pp. 22-25, 2002.
- [42] Z. Ting, L. RongLin, J. GuiPing, W. Gang, and M. M. Tentzeris, "A Novel Multiband Planar Antenna for GSM/UMTS/LTE/Zigbee/RFID Mobile Devices," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 59, pp. 4209-4214, 2011.
- [43] B. C. Kim, J. H. Yun, and H. Do Choi, "Small wideband PIFA for mobile phones at 1800 MHz," in *Vehicular Technology Conference, 2004. VTC 2004-Spring. 2004 IEEE 59th*, 2004, pp. 27-29.
- [44] Y. Li-Jun, B. Yong-Ling, and C. Jin-Hua, "Low-profile coupled-fed printed PIFA for internal seven-band LTE/GSM/UMTS mobile phone antenna," in *Cross Strait Quad-Regional Radio Science and Wireless Technology Conference (CSQRWC), 2011*, 2011, pp. 418-421.
- [45] B. Yong-Ling, L. Cheng-Li, J. L. W. Li, and L. Rui, "Small-Size Wideband Monopole With Distributed Inductive Strip for Seven-Band WWAN/LTE Mobile Phone," *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, vol. 12, pp. 7-10, 2013.

BIBLIOGRAFÍA

- [46] E. Antonino-Daviu, M. Cabedo-Fabres, M. Ferrando-Bataller, and A. Valero-Nogueira, "Wideband double-fed planar monopole antennas," *Electronics Letters*, vol. 39, pp. 1635-6, 2003.
- [47] H. H. Awadalla, S. I. Shams, and A. Amma, "A compact, symmetric U-shaped monopole for ultra wide band operation," in *Radio Science Conference (NRSC), 2011 28th National*, 2011, pp. 1-7.
- [48] W. Byun, K. C. Eun, B. S. Kim, K. S. Kim, and M. S. Song, "Design of 8× 8 stacked patch array antenna on LTCC substrate operating at 40GHz band," in *Microwave Conference Proceedings, 2005. APMC 2005. Asia-Pacific Conference Proceedings, 2005*, p. 4 pp.
- [49] I. Wolff, "From antennas to microwave systems - LTCC as an integration technology for space applications," in *Antennas and Propagation, 2009. EuCAP 2009. 3rd European Conference on*, 2009, pp. 3-8.
- [50] Z. Yun, H. Su, S. Xiaofei, and Z. Zhiyong, "Simulation and design of broadband circular polarization stacked patch antenna in LTCC technology," in *Mechanic Automation and Control Engineering (MACE), 2011 Second International Conference on*, 2011, pp. 7679-7681.
- [51] A. Lamminen and J. Saily, "Wideband stacked patch antenna array on LTCC for W-band," in *Antennas and Propagation (EUCAP), Proceedings of the 5th European Conference on*, 2011, pp. 2962-2966.
- [52] G. Brzezina, L. Roy, and L. MacEachern, "Planar antennas in LTCC technology with transceiver integration capability for ultra-wideband applications," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 54, pp. 2830-2839, 2006.
- [53] Z. El-Khatib, L. MacEachern, and S. A. Mahmoud, "LTCC-based ultra-wideband Linearly Tapered Slot Antenna design guidelines," in *Radar Conference, 2009. EuRAD 2009. European*, 2009, pp. 381-384.
- [54] C. Rusch, J. Schafer, T. Kleiny, S. Beer, and T. Zwick, "W-band Vivaldi antenna in LTCC for CW-radar nearfield distance measurements," in *Antennas and Propagation (EUCAP), Proceedings of the 5th European Conference on*, 2011, pp. 2124-2128.
- [55] G. Su, P. Zhao, X. Zheng, S. Wang, and C. Liao, "Integrated waveguide slot antenna for V-band based on LTCC technology,"

BIBLIOGRAFÍA

- in *Microwave Technology and Computational Electromagnetics, 2009. ICMTCE. International Conference on*, 2009, pp. 152-154.
- [56] J. Fei and B. Yan, "The design of Ka-band LTCC slot antenna," in *Microwave and Millimeter Wave Technology, 2008. ICMMT 2008. International Conference on*, 2008, pp. 1879-1881.
- [57] S. P. Gong, J. R. Qu, Y. X. Hu, Q. Y. Fu, and D. X. Zhou, "Design of triple-band LTCC antenna using meander line structure for mobile handsets," in *Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT), 2010 International Conference on*, 2010, pp. 370-372.
- [58] M. Bayarri B., "Diseño del subsistema de comunicaciones del satélite Politech.1," Universitat Politècnica de València, 2011.
- [59] C. A. Balanis, *Antenna theory : analysis and design*, 2nd ed. New York: Wiley, 1997.
- [60] T. A. Milligan, *Modern antenna design*, 2nd ed. Hoboken, N.J.: IEEE Press : Wiley-Interscience, 2005.
- [61] M. Yahya and Z. Awang, "Cross polarization ratio analysis of circular polarized patch antenna," in *Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA), 2010 International Conference on*, 2010, pp. 442-445.
- [62] R. Garg, *Microstrip antenna design handbook*. Boston, MA: Artech House, 2001.
- [63] C. J. Richard, "Antenna engineering handbook," ed: McGraw-Hill Inc., New York, 1992.
- [64] S. L. Mallikarjun, R. G. Madhuri, S. A. Malipatil, and P. M. Hadalgi, "Development of microstrip array antenna for wide band and multiband applications," *Indian Journal of Radio & Space Physics*, vol. Vol. 38, pp. 289-294, October 2009.
- [65] T. J. Cho and H. M. Lee, "Dual-band surface wave suppression using soft surface structure," in *Antennas and Propagation (EuCAP), 2010 Proceedings of the Fourth European Conference on*, 2010, pp. 1-5.
- [66] C. G. Christodoulou, Y. Tawk, S. A. Lane, and S. R. Erwin, "Reconfigurable antennas for wireless and space applications," *Proceedings of the IEEE*, vol. 100, pp. 2250-2261, 2012.
- [67] D. V. Navarro Mendez, L. F. Carrera Suarez, and M. Baquero Escudero, "Circular polarization patch antenna with low axial ratio in a large beamwidth," in *7th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), 2013*, pp. 3330-3333.

BIBLIOGRAFÍA

- [68] C. Kumar, B. P. Kumar, V. S. Kumar, and V. V. Srinivasan, "Dual Circularly Polarized Spherical Phased-Array Antenna for Spacecraft Application," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, pp. 598-605, 2013.
- [69] F. Gallee, E. Goron, S. Chainon, L. Le Garrec, Y. Toutain, and H. Lattard, "A Stamped Antenna for Tolling Application at 5.8GHz," in *Antennas and Propagation, 2007. EuCAP 2007. The Second European Conference on*, 2007, pp. 1-5.
- [70] L. Bin and L. Peng, "Design of circular polarization microstrip antenna in RFID reader for 5.8GHz Electronic Toll Collection application," in *Microwave Technology and Computational Electromagnetics, 2009. ICMTCE. International Conference on*, 2009, pp. 84-87.
- [71] G. H. Huff and J. T. Bernhard, "Integration of packaged RF MEMS switches with radiation pattern reconfigurable square spiral microstrip antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, pp. 464-469, 2006.
- [72] B. Poussot, J.-M. Laheurte, L. Cirio, O. Picon, D. Delcroix, and L. Dussopt, "Diversity measurements of a reconfigurable antenna with switched polarizations and patterns," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, pp. 31-38, 2008.
- [73] L. Jong-Hyuk, B. Gyu-Tae, K. Young-Il, S. Chang-Wook, and Y. Tae-Yeoul, "A Reconfigurable PIFA Using a Switchable PIN-Diode and a Fine-Tuning Varactor for USPCS/WCDMA/m-WiMAX/WLAN," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 58, pp. 2404-2411, 2010.
- [74] G. P. Jin, D. L. Zhang, and R. L. Li, "Optically controlled reconfigurable antenna for cognitive radio applications," *Electronics Letters*, vol. 47, pp. 948-950, 2011.
- [75] R. Lenormand, A. Hirsch, J.-L. Almeida, A. Valero-Nogueira, J. I. Herranz-Herruzo, and D. Renaud, "Compact switchable RHCP/LHCP mobile Ka-band antenna," in *15th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics (ANTEM)*, 2012, pp. 1-6.
- [76] R. Cox and W. Rupp, "Circularly polarized phased array antenna element," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 18, pp. 804-807, 1970.
- [77] K. Itoh and T. Adachi, "Novel circularly polarized antennas combining a slot with parasitic dipoles," in *Antennas and Propagation Society International Symposium*, 1980, pp. 52-55.

BIBLIOGRAFÍA

- [78] D. Gonzalez-Ovejero, J. I. Herranz-Herruzo, A. Valero-Nogueira, and J. V. Balbastre-Tejedor, "Design of Radome-Covered Slot-Array Antennas Loaded with Parasitic Dipoles for Circular Polarization at Ka Band," in *Antennas and Propagation, 2007. EuCAP 2007. The Second European Conference on*, 2007, pp. 1-6.
- [79] D. Zamberlan, "Strategic Implications of an innovative architectural change: evidence from automotive antenna systems," in *Proceedings of ISEI 2012 Symposium*, 2012, pp. 739-752.
- [80] C.-W. Chiu, C.-H. Chang, and Y.-J. Chi, "A meandered loop antenna for LTE/WWAN operations in a smart phone," *Progress In Electromagnetics Research C*, vol. 16, pp. 147-160, 2010.
- [81] K. L. Wong and Y. W. Chang, "Internal eight-band WWAN/LTE handset antenna using loop shorting strip and chip-capacitor-loaded feeding strip for bandwidth enhancement," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 53, pp. 1217-1222, 2011.
- [82] T. Zhang, R. Li, G. Jin, G. Wei, and M. M. Tentzeris, "A Novel Multiband Planar Antenna for GSM/UMTS/LTE/Zigbee/RFID Mobile Devices," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 59, pp. 4209-4214, 2011.
- [83] B.-N. Kim, S.-O. Park, J.-K. Oh, and G.-Y. Koo, "Wideband built-in antenna with new crossed c-shaped coupling feed for future mobile phone application," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 9, pp. 572-575, 2010.
- [84] D. M. Elsheakh and E. A. Abdallah, "Novel shapes of Vivaldi antenna for ground penetrating radar (GPR)," in *Antennas and Propagation (EuCAP), 2013 7th European Conference on*, 2013, pp. 2886-2889.
- [85] R. Janaswamy and D. Schaubert, "Analysis of the tapered slot antenna," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 35, pp. 1058-1065, 1987.
- [86] Y. Wang and A. E. Fathy, "Design of a Compact Tapered Slot Vivaldi Antenna Array for See Through Concrete Wall UWB Applications," *Progress In Electromagnetics Research, PIER*, vol. 82, pp. 401-418, 2008.
- [87] R. Rajaraman, "Design of a wideband Vivaldi antenna array for the snow radar," University of Kansas, 2004.
- [88] S. Yuminaga, N. Nakakura, K. Minami, and Y. Yamada, "Radiation characteristics of an antenna mounted in a car," in *Antennas and*

BIBLIOGRAFÍA

- Propagation Society International Symposium, 2000. IEEE, 2000, pp. 2270-2273.*
- [89] R. Kronberger, H. Lindenmeier, L. Reiter, and J. Hopf, "Multiband planar inverted-F car antenna for mobile phone and GPS," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 1999. IEEE, 1999, pp. 2714-2717.*
- [90] L. Economou and R. Langley, "Dual band hybrid vehicular telephone antenna," in *Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings, 2002, pp. 41-44.*
- [91] E. Gschwendtner and W. Wiesbeck, "Ultra-broadband car antennas for communications and navigation applications," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, vol. 51, pp. 2020-2027, 2003.*
- [92] Y. Kim, Y. Noh, and H. Ling, "Design of ultra-broadband on-glass antenna with a 250 Ω system impedance for automobiles," *Electronics Letters, vol. 40, pp. 1566-1568, 2004.*
- [93] M. Cabedo Fabres, "Systematic design of antennas using the theory of characteristic modes," 2008.
- [94] T. Tsukiji, Y. Kumon, and M. Yamasaki, "Double-folded monopole antenna using parallel line or coaxial cable," *Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings, vol. 149, pp. 17-22, 2002.*
- [95] M. Taguchi, R. Yamane, Y. Toguchi, T. Fujimoto, and K. Tanaka, "Cavity-backed resistance-loaded monopole antenna for impulse radar," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2000. IEEE, 2000, pp. 656-659 vol.2.*
- [96] J. C. Peñuelas, J. J. O. Bonafé, M. G. Lozano, and A. F. Aguilera, *3GPP LTE: Hacia la 4G móvil: Marcombo, 2012.*
- [97] J. Chen, J. Wang, K.-F. Tong, and A. Al-Armaghany, "A GPS/Wi-Fi dual-band arc-shaped slot patch antenna for UAV application," in *Antennas and Propagation Conference (LAPC), 2013 Loughborough, 2013, pp. 490-493.*
- [98] M. S. Sharawi, D. N. Aloï, and O. A. Rawashdeh, "Design and implementation of embedded printed antenna arrays in small UAV wing structures," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, vol. 58, pp. 2531-2538, 2010.*
- [99] Z.-Q. Liu, Y.-S. Zhang, Z. Qian, Z. P. Han, and W. Ni, "A novel broad beamwidth conformal antenna on unmanned aerial vehicle," *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE, vol. 11, pp. 196-199, 2012.*

BIBLIOGRAFÍA

- [100] Á. Cardama Aznar, *Antenas*. Barcelona: Universitat Politècnica de Catalunya, 2005.
- [101] J. E. Rayas-Sanchez, "- An Improved EM-Based Design Procedure for Single-Layer Substrate Integrated Waveguide Interconnects with Microstrip Transitions," *IEEE MTT-S International Microwave Workshop*, vol. -, pp. - 30, 2009.
- [102] A. Suntives and R. Abhari, "- Transition Structures for 3-D Integration of Substrate Integrated Waveguide Interconnects," vol. - 17, pp. - 699, 2007.
- [103] R. C. Johnson and H. Jasik, *Antenna engineering handbook*, 3rd ed. New York: McGraw-Hill, 1993.
- [104] J. L. Volakis, R. C. Johnson, and H. Jasik, - *Antenna Engineering Handbook*, 4th ed. New York: Mc. Graw-Hill, 2007.
- [105] S. Silver, - *Microwave Antenna Theory and Design*. London: Peter Peregrinus, 1986.
- [106] J. Sosa-Pedroza, M. A. Acevedo-Mosqueda, and A. M. Benavides-Cruz, "- A 9 slots antenna designed by Chebyshev technique and modeled by Finite Difference Time Domain," vol. -, pp. - 5, 2008.