

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE BARCELONA

Departamento de Telecomunicación e Ingeniería de Sistemas

**Antenas Microstrip con Polarización  
Circular para Sistemas de  
Posicionamiento por Satélite y  
aplicaciones RFID**

Mónica Ramírez Acedo

Tesis Doctoral dirigida por:

*Josep Parrón Granados*

Bellaterra

España

2013







# Agradecimientos

Con estos agradecimientos finaliza no solo la realización de esta tesis doctoral si no también termina lo que ha sido para mi la mejor etapa de mi vida, la universidad.

Diez años en la UAB no solo me han permitido crecer académicamente gracias a una Ing. Técnica, Ing. Superior, un Master y un Doctorado, también me han permitido crecer como persona gracias a muchos momentos felices, agobiantes, de reír hasta llorar, de entrar en pánico, de hacer el ridículo, momentos tristes y sobretodo momentos únicos e irrepetibles que quedaran ya para siempre en el recuerdo como viejas batallas.

Después de tanto años hay muchas personas a las que hoy debería darles las gracias, pero como no quiero olvidar a nadie, simplemente diré: Gracias a todos! Gracias a todos los que me regalaron su tiempo, sus sonrisas, su apoyo y su cariño.

Mónica ;)



I'm wearing my heart on my sleeve  
Feeling lucky today, got the sunshine  
Could you tell me what more do I need?  
And tomorrow's just a mystery, oh yeah  
But that's ok

I'm alone, on my own, and that's all I know  
I'll be strong, I'll be wrong, oh but life goes on  
I'm just a girl, trying to find a place in  
This world

Taylor Swift - *A place in this world*





# Resumen

El rápido desarrollo del sector de las comunicaciones demanda continuamente dispositivos de radio frecuencia con nuevas y mejores prestaciones.

Dentro del ámbito de las antenas, las atractivas propiedades que poseen las antenas microstrip con polarización circular las hacen estar presentes en numerosos sistemas de comunicación inalámbricos como son el radar, la navegación por satélite, la identificación por radiofrecuencia (RFID) o los sistemas móviles.

En la literatura, las antenas microstrip pueden clasificarse en dos en dos grupos diferentes en función del método utilizado para generar polarización circular en ellas: el primer método se basa en una alimentación dual, las cuales precisan de un dispositivo externo, mientras que el segundo método se basa en una alimentación única y en la perturbación de la simetría de la propia estructura.

El objetivo principal de esta Tesis es proponer nuevos diseños de antenas microstrip con polarización circular, utilizando ambos métodos, para dos aplicaciones concretas: sistemas de navegación (GPS y Galileo) y para aplicaciones RFID en la banda UHF. Debido a las distintas prestaciones que precisan las antenas en función de su aplicación, el diseño de las nuevas estructuras se aborda en dos capítulos distintos: El objetivo de los diseños destinados a aplicaciones satelitales es obtener estructuras robustas, con prestaciones precisas y fiables. Estos diseños se basan en la primera metodología y se muestran en el capítulo 3, mientras que los diseños de antenas para RFID se centran en el uso de estructuras simples y compactas, las cuales se explican en el capítulo 4, basándose en la segunda metodología.



# Summary

The rapid development of the communications continuously demands RF devices with new and better performance.

In the antennas field, microstrip antennas with circular polarization have attractive characteristics that make them to be present in many wireless communication systems such as radar, satellite navigation, radio frequency identification (RFID) and mobile systems.

In the literature, microstrip antennas can be classified into two different groups depending on the method used to generate the circular polarization: First methodology is based on a dual feed, which need an external device, whereas the second methodology is based on a single feed and the perturbation of the structure symmetry.

The main objective of this Thesis is to propose new designs of circularly polarized microstrip antennas, using both methodologies, for two specific applications: Navigation systems (GPS and Galileo), and RFID applications in the UHF band. Due to the different performance that are required for each application, the designs for each application are shown in different chapters: The goal of the designs focused on navigation systems is to obtain robust structures with accurate and reliable performance. These designs are based on the first methodology and are shown in chapter 3, while the designs for RFID are focused on the use of simple and compact structures, and they are explained in the chapter 4 and based on the second methodology.



# Índice general

|   |           |
|---|-----------|
| <b>Agradecimientos</b>  | <b>5</b>  |
| <b>Resumen</b>  | <b>9</b>  |
| <b>Summary</b>  | <b>11</b> |
| <b>1. Introducción</b>  | <b>25</b> |
| 1.1. Estado del arte . . . . .                                      | 26        |
| 1.2. Objetivos . . . . .  | 30        |
| 1.3. Metodología . . . . .  | 31        |
| 1.4. Organización de la tesis . . . . .                             | 32        |
| <b>2. Antenas microstrip con polarización circular</b>              | <b>33</b> |
| 2.1. Polarización . . . . .   | 33        |
| 2.2. Modos característicos . . . . .                                | 36        |
| 2.2.1. Formulación matemática . . . . .                             | 36        |
| 2.2.2. Campos característicos . . . . .                             | 38        |
| 2.2.3. Interpretación física de los modos característicos . . . . . | 39        |
| 2.3. Obtención de polarización circular en una antena . . . . .     | 42        |
| 2.3.1. Un solo punto de alimentación . . . . .                      | 43        |
| 2.3.2. Más de un punto de alimentación . . . . .                    | 44        |

|   |           |
|---|-----------|
| 2.4. Antenas microstrip . . . . .   | 44        |
| 2.4.1. Antenas parche microstrip . . . . .  | 45        |
| 2.4.2. Antenas ranura microstrip . . . . .  | 51        |
| 2.5. Conclusiones del capítulo . . . . .  | 53        |
| <b>3. Antenas microstrip para sistemas de posicionamiento por satélite</b>              | <b>55</b> |
| 3.1. Introducción . . . . .   | 56        |
| 3.2. Especificaciones y características del sustrato . . . . .                          | 57        |
| 3.3. Parches apilados alimentados mediante acoplamiento por apertura. . . . .           | 58        |
| 3.3.1. Definición de la geometría . . . . .   | 58        |
| 3.3.2. Modelo circuital . . . . .   | 59        |
| 3.3.3. Funcionamiento básico de la antena . . . . .                                     | 61        |
| 3.3.4. Diseño de una antena de banda dual con polarización lineal . . . . .             | 71        |
| 3.3.5. Diseño de una antena de banda dual con polarización ortogonal . . . . .          | 73        |
| 3.3.6. Redes de alimentación . . . . .  | 74        |
| 3.3.7. Prototipo I: Antena microstrip de parches apilados con polarización circular . . | 79        |
| 3.4. Prototipo II: Antena de banda dual de anillo y parche apilados . . . . .           | 82        |
| 3.4.1. Diseño de la antena con dos aperturas . . . . .                                  | 83        |
| 3.4.2. Diseño de la antena con cuatro aperturas . . . . .                               | 87        |
| 3.4.3. Prototipo antena: Fabricación y medida . . . . .                                 | 89        |
| 3.5. Prototipo III: Antena de banda dual con anillos circulares apilados . . . . .      | 91        |
| 3.5.1. Diseño de la antena . . . . .  | 92        |
| 3.5.2. Prototipo antena: Fabricación y medida . . . . .                                 | 96        |
| 3.6. Prototipo IV: Antena de banda dual con anillos circulares concéntricos . . . . .   | 99        |
| 3.6.1. Diseño de la antena . . . . .  | 100       |

|   |            |
|---|------------|
| 3.6.2. Prototipo antena: Fabricación y medida . . . . .                           | 103        |
| 3.7. Prototipo V: Antena ranura dual de anillos circulares concéntricos . . . . . | 105        |
| 3.7.1. Diseño de la antena . . . . .  | 106        |
| 3.7.2. Prototipo antena: Fabricación y medida . . . . .                           | 110        |
| 3.8. Análisis de resultados y conclusiones . . . . .                              | 114        |
| <b>4. Antenas microstrip lectoras de RFID</b> . . . . .                           | <b>117</b> |
| 4.1. Introducción . . . . .   | 117        |
| 4.2. Especificaciones, sustrato y metodología de trabajo . . . . .                | 119        |
| 4.3. Antena con ranura en anillo polarizada linealmente . . . . .                 | 120        |
| 4.4. Antena con ranura en anillo polarizada circularmente . . . . .               | 122        |
| 4.5. Prototipo I: muescas en $L$ . . . . .  | 125        |
| 4.5.1. Efectos de las muescas en $L$ . . . . .                                    | 127        |
| 4.5.2. Efectos del <i>Stub</i> de ajuste y la apertura en $T$ . . . . .           | 129        |
| 4.5.3. Fabricación y medida . . . . .   | 130        |
| 4.6. Prototipo II: muescas en <i>Lollipop</i> . . . . .                           | 134        |
| 4.6.1. Efectos de las muescas en geometría <i>Lollipop</i> . . . . .              | 134        |
| 4.6.2. Fabricación y resultados . . . . .   | 135        |
| 4.7. Prototipo III: muescas en <i>Semi-elipse</i> . . . . .                       | 139        |
| 4.7.1. Efectos de las muescas en geometría <i>Semi-elipse</i> . . . . .           | 140        |
| 4.7.2. Efectos de la ranura lateral . . . . .                                     | 140        |
| 4.7.3. Fabricación y resultados . . . . .   | 141        |
| 4.8. Prototipo IV: ranura cuadrada con muescas en meandro . . . . .               | 144        |
| 4.8.1. Efectos de las muescas en meandro y esquinas degeneradas . . . . .         | 146        |
| 4.8.2. Efectos del <i>widened stub</i> . . . . .                                  | 147        |

|  |            |
|--|------------|
| 4.8.3. Fabricación y medida . . . . .                | 148        |
| 4.9. Análisis de resultados y conclusiones . . . . . | 150        |
| <b>5. Conclusiones y líneas futuras</b>              | <b>153</b> |
| 5.1. Conclusiones . . . . .                          | 153        |
| 5.2. Líneas futuras . . . . .                        | 155        |
| 5.3. Publicaciones de la autora . . . . .            | 155        |
| 5.4. Agradecimientos especiales . . . . .            | 156        |
| <b>Bibliografía</b>                                  | <b>159</b> |



# Índice de figuras

|  |    |
|--|----|
| 1.1. Configuración de una antena circularmente polarizada mediante alimentación única. . . | 27 |
| 1.2. Configuración de una antena circularmente polarizada mediante alimentación dual . . . | 28 |
| 2.1. Tipos de polarización . . . . .   | 35 |
| 2.2. Tipos de polarización circular . . . . .  | 35 |
| 2.3. Distribución de corriente en un anillo circular . . . . .                             | 40 |
| 2.4. Variación con la frecuencia de los autovalores . . . . .                              | 40 |
| 2.5. Representación de los ángulos característicos . . . . .                               | 41 |
| 2.6. Representación de la significancia modal . . . . .                                    | 43 |
| 2.7. Distribución de corriente tras la introducción de dos muescas simétricas . . . . .    | 44 |
| 2.8. Variación en frecuencia de los ángulos característicos . . . . .                      | 45 |
| 2.9. Excitación simultánea de los dos primeros modos degenerados de un anillo . . . . .    | 46 |
| 2.10. Geometrías de parches . . . . .  | 47 |
| 2.11. Diagrama de radiación un parche microstrip rectangular . . . . .                     | 48 |
| 2.12. Distribución del campo eléctrico en un parche microstrip. . . . .                    | 49 |
| 2.13. Alimentación mediante contacto físico . . . . .                                      | 50 |
| 2.14. Alimentación sin contacto físico . . . . .   | 51 |
| 2.15. Ranura rectangular alimentada por una línea microstrip. . . . .                      | 52 |
| 2.16. Diagrama de radiación una ranura microstrip. . . . .                                 | 52 |

|   |    |
|---|----|
| 2.17. Ranura en anillo circular alimentada por una línea microstrip. . . . .                                  | 53 |
| 2.18. Alimentación a través de guía de onda coplanar. . . . .   | 53 |
| 3.1. Segmentos que componen el proyecto Galileo. . . . .  | 56 |
| 3.2. Bandas frecuenciales de los sistemas GPS y Galileo . . . . .   | 57 |
| 3.3. Antena alimentada mediante acoplamiento por apertura . . . . .   | 60 |
| 3.4. Modelo circuital de una antena microstrip apilada . . . . .  | 61 |
| 3.5. Representación de la impedancia de entrada. . . . .  | 62 |
| 3.6. Efectos de la variación del acoplamiento entre la apertura y la alimentación. . . . .                    | 63 |
| 3.7. Efectos de la variación del acoplamiento entre capas. . . . .  | 63 |
| 3.8. Efecto de la variación de la longitud de la apertura. . . . .  | 65 |
| 3.9. Efecto de la variación del ancho de la apertura en un 25 % . . . . .                                     | 66 |
| 3.10. Efecto de la variación de la longitud del <i>stub</i> de ajuste un 10 % . . . . .                       | 67 |
| 3.11. Efecto de la variación de las dimensiones del parche activo en un 10 % . . . . .                        | 69 |
| 3.12. Efecto de la variación de las dimensiones del parche parásito en un 10 % . . . . .                      | 70 |
| 3.13. Efecto de la variación del <i>gap</i> de aire entre la apertura y el parche activo en un 25 % . . . . . | 71 |
| 3.14. Efecto de la variación del <i>gap</i> de aire entre parches en un 25 % . . . . .                        | 72 |
| 3.15. Coeficiente de reflexión para el prototipo inicial. . . . .   | 73 |
| 3.16. Vista superior de la antena con aperturas cruzadas . . . . .  | 74 |
| 3.17. Representación de los parámetros S de la antena con polarización ortogonal . . . . .                    | 75 |
| 3.18. Layout de la red de alimentación . . . . .  | 75 |
| 3.19. Simulación de la red de alimentación de banda estrecha . . . . .  | 76 |
| 3.20. Esquema de la red de adaptación con desfasadores . . . . .  | 77 |
| 3.21. Variación de la pendiente de la fase de un desfasador . . . . .   | 77 |
| 3.22. Coeficiente de reflexión y diferencia de fase entre puertos . . . . .                                   | 78 |

|   |    |
|---|----|
| 3.23. Fotografía de la antena dual . . . . .  | 79 |
| 3.24. Medida del coeficiente de reflexión . . . . .   | 80 |
| 3.25. Simulación de la distribución de corriente eléctrica . . . . .                                      | 81 |
| 3.26. Simulación y medida de ganancia y relación axial . . . . .  | 81 |
| 3.27. Geometría de un parche y un anillo microstrip. . . . .  | 82 |
| 3.28. Variación de la frecuencia de resonancia de un anillo. . . . .                                      | 83 |
| 3.29. Geometría de la antena anillo y parche apilado con dos aperturas. . . . .                           | 84 |
| 3.30. Simulación del coeficiente de reflexión en función de $w_2$ . . . . .                               | 85 |
| 3.31. Simulación del coeficiente de reflexión en función de $l_a$ . . . . .                               | 86 |
| 3.32. Simulación del coeficiente de reflexión en función de $l_s$ . . . . .                               | 86 |
| 3.33. Geometría de la antena anillo y parche apilado con cuatro aperturas. . . . .                        | 88 |
| 3.34. Simulación del coeficiente de reflexión la antena apilada anillo-parche. . . . .                    | 88 |
| 3.35. Simulación de la ganancia y la relación axial. . . . .  | 89 |
| 3.36. Vista de la antena. . . . .   | 90 |
| 3.37. Simulación del coeficiente de reflexión para la antena dual diseñada. . . . .                       | 90 |
| 3.38. Ganancia y relación axial medida. . . . .   | 91 |
| 3.39. Medida de la relación axial(a) y ganancia (b) en función del ángulo de elevación. . . . .           | 92 |
| 3.40. Geometría de la antena dual microstrip de anillos circulares apilados. . . . .                      | 93 |
| 3.41. Simulación del coeficiente de reflexión para la antena dual de anillos circulares apilados. . . . . | 94 |
| 3.42. Efecto de los parámetros críticos en la estructura de anillos apilados . . . . .                    | 95 |
| 3.43. Simulación del coeficiente de reflexión para la antena de de anillos circulares. . . . .            | 96 |
| 3.44. Geometría de los dieléctricos. . . . .  | 96 |
| 3.45. Vista de la antena dual de anillos circulares apilados fabricada. . . . .                           | 97 |
| 3.46. Medida del coeficiente de reflexión. . . . .  | 98 |
| 3.47. Simulación de la relación axial en función del ángulo. . . . .                                      | 99 |

|   |     |
|---|-----|
| 3.48. Medida de la relación axial y la ganancia en función del ángulo. . . . .                              | 99  |
| 3.49. Esquema de la estructura de la antena en anillos concéntricos. . . . .                                | 100 |
| 3.50. Esquema del solapamiento entre los extremos de las aperturas. . . . .                                 | 101 |
| 3.51. Simulación del coeficiente de reflexión en función de la variación de $l_3$ , $l_1$ y $h_1$ . . . . . | 102 |
| 3.52. Simulación del coeficiente de reflexión para la antena dual de anillos concéntricos. . . . .          | 103 |
| 3.53. Vista e la antena dual de anillos concéntricos. . . . .   | 104 |
| 3.54. Medida del coeficiente de reflexión. . . . .  | 104 |
| 3.55. Ganancia y relación axial medida. . . . .   | 105 |
| 3.56. Medida de la ganancia y de la relación axial en función del ángulo de elevación. . . . .              | 106 |
| 3.57. Esquema de la estructura de la antena ranura en anillos concéntricos. . . . .                         | 108 |
| 3.58. Simulación del coeficiente de reflexión en función de la variación de $l_1$ . . . . .                 | 109 |
| 3.59. Simulación del coeficiente de reflexión para la antena ranura. . . . .                                | 109 |
| 3.60. Estructura de la antena propuesta para mejorar su ganancia. . . . .                                   | 110 |
| 3.61. Simulación de la ganancia para la antena ranura en anillos concéntricos. . . . .                      | 110 |
| 3.62. Diagrama de radiación normalizado para la antena ranura de anillos concéntricos. . . . .              | 111 |
| 3.63. Antena ranura con reflector para producir radiación unidireccional. . . . .                           | 111 |
| 3.64. Vista de la antena dual de anillos concéntricos. . . . .  | 112 |
| 3.65. Medida del coeficiente de reflexión. . . . .  | 112 |
| 3.66. Medida de la ganancia y de la relación axial. . . . .   | 113 |
| 3.67. Medida del diagrama de radiación a 1.2 GHz (a) y a 1.575 GHz (b). . . . .                             | 113 |
| 4.1. División por países del margen frecuencial de la banda UHF usada en RFID. . . . .                      | 118 |
| 4.2. Geometría de una ranura en anillo circular (a) y cuadrada (b) polarizada linealmente. . . . .          | 121 |
| 4.3. Geometría de la ranura en anillo tras la introducción de dos perturbaciones simétricas. . . . .        | 122 |
| 4.4. Desplazamiento del mínimo de adaptación de la ranura en anillo circular. . . . .                       | 123 |

4.5. Coeficiente de reflexión para la ranura en anillo linealmente polarizada. . . . . 123

4.6. Modificación del lugar geométrico de la impedancia en la ranura en anillo circular. . . 124

4.7. Representación del coeficiente de reflexión y la relación axial. . . . . 124

4.8. Geometría de la ranura en anillo con perturbaciones en  $L$ . . . . . 126

4.9. Distribución de corriente eléctrica en la ranura en anillo con perturbaciones en  $L$ . . . . 126

4.10. Simulación 3D de la relación axial y polarización predominante . . . . . 127

4.11. Simulación de la AR y el coeficiente de reflexión en función de la variación de  $x_1$ . . . . 128

4.12. Simulación de la AR y el coeficiente de reflexión en función de la variación de  $y_1$ . . . . 128

4.13. Simulación de la AR y el coeficiente de reflexión en función de la variación de  $w_2$ . . . . 129

4.14. Simulación de la relación axial y el coeficiente de reflexión. . . . . 130

4.15. Vista de la ranura en anillo circular con muescas en  $L$  . . . . . 131

4.16. *Set-up* de medida. . . . . 132

4.17. Simulación y medida del coeficiente de reflexión. . . . . 132

4.18. Directividad a 915 MHz y eficiencia. . . . . 133

4.19. Simulación y medida de la ganancia y la relación axial . . . . . 133

4.20. Geometría de la ranura en anillo circular con perturbaciones en *lollipop*. . . . . 134

4.21. Distribución de corriente eléctrica. . . . . 135

4.22. Simulación de la AR y el coeficiente de reflexión en función de la variación de  $r_1$  . . . . 136

4.23. Simulación de la AR y el coeficiente de reflexión en función de la variación de  $l_4$  . . . . 136

4.24. Vista del anillo circular con perturbaciones en *Lollipop* . . . . . 137

4.25. Simulación y medida del coeficiente de reflexión en función de la frecuencia . . . . . 138

4.26. Directividad a 915 MHz y eficiencia . . . . . 138

4.27. Simulación y medida del coeficiente de reflexión . . . . . 139

4.28. Geometría de la ranura en anillo circular con dos perturbaciones simétricas . . . . . 139

4.29. Simulación de la AR y el coeficiente de reflexión en función de la variación de  $w_2$ . . . . 141

|   |     |
|---|-----|
| 4.30. Simulación de la AR y el coeficiente de reflexión en función de la variación de $w_3$ . . .   | 141 |
| 4.31. Simulación del coeficiente de reflexión en función de la variación de $l_2$ . . . . .         | 142 |
| 4.32. Vista de la ranura en anillo circular con muescas en <i>semi-ellipse</i> . . . . .            | 143 |
| 4.33. Simulación y medida del coeficiente de reflexión en función de la frecuencia. . . . .         | 143 |
| 4.34. Directividad a 915 MHz y eficiencia . . . . .   | 144 |
| 4.35. Simulación y medida del coeficiente de reflexión . . . . .                                    | 144 |
| 4.36. Geometría de la ranura en anillo cuadrado . . . . .   | 145 |
| 4.37. Distribución de corriente eléctrica . . . . .   | 146 |
| 4.38. Simulación de la AR y el coeficiente de reflexión en función de la variación de $l_1$ . . . . | 147 |
| 4.39. Simulación de la AR y el coeficiente de reflexión en función de la variación de $l_2$ . . . . | 147 |
| 4.40. Simulación de la relación axial y el coeficiente de reflexión . . . . .                       | 148 |
| 4.41. Desplazamiento del lugar geométrico de la impedancia en la ranura en anillo cuadrado          | 148 |
| 4.42. Vista de la ranura en anillo cuadrada fabricada . . . . .                                     | 149 |
| 4.43. Simulación y medida del coeficiente de reflexión . . . . .                                    | 150 |
| 4.44. Directividad a 915 MHz y eficiencia . . . . .   | 150 |
| 4.45. Simulación y medida de la ganancia y la relación axial . . . . .                              | 151 |

# Índice de tablas

|   |     |
|---|-----|
| 1.1. Antenas microstrip polarizadas circularmente a partir de una única excitación. . . . .   | 29  |
| 1.2. Antenas microstrip polarizadas circularmente con múltiples puntos de excitación. . . . . | 29  |
| 3.1. Propiedades de los sustratos utilizados en los diseños. . . . .                          | 58  |
| 3.2. Dimensiones iniciales (mm) fijadas para el prototipo inicial. . . . .                    | 64  |
| 3.3. Dimensiones finales (mm) fijadas para el prototipo inicial. . . . .                      | 72  |
| 3.4. Dimensiones finales de la estructura con dos polarizaciones ortogonales. . . . .         | 74  |
| 3.5. Dimensiones finales de la estructura para fabricar. . . . .                              | 79  |
| 3.6. Dimensiones finales de la antena parche y anillo apilados. . . . .                       | 89  |
| 3.7. Resumen de dimensiones finales antena dual de anillos apilados. . . . .                  | 97  |
| 3.8. Resumen de las dimensiones finales antena de anillos concéntricos. . . . .               | 103 |
| 3.9. Resumen de las dimensiones finales antena ranura. . . . .                                | 111 |
| 3.10. Resumen de prestaciones medidas para los cinco prototipos de antenas. . . . .           | 114 |
| 3.11. Resumen de prestaciones medidas para los cinco prototipos de antenas II. . . . .        | 114 |
| 4.1. Resumen dimensiones finales prototipo I . . . . .  | 131 |
| 4.2. Resumen dimensiones finales del prototipo II . . . . .                                   | 137 |
| 4.3. Resumen dimensiones finales del prototipo III . . . . .                                  | 142 |
| 4.4. Resumen dimensiones finales del prototipo IV . . . . .                                   | 149 |
| 4.5. Resumen de prestaciones para los cuatro prototipos de ranuras en anillo . . . . .        | 151 |





# Capítulo 1

## Introducción

Las antenas microstrip con polarización circular (CP) juegan hoy en día un papel primordial en distintos sistemas de comunicación inalámbricos como el radar, la navegación por satélite, la identificación por radiofrecuencia (RFID) o los sistemas móviles [1], [2]. Esto es debido en parte a las atractivas propiedades que caracterizan las antenas microstrip, como son bajo perfil, peso ligero, bajo coste, facilidad de fabricación y alto grado de integración en los sistemas y circuitos de microondas ([1], [2]).

El uso de polarización circular también proporciona grandes ventajas:

- La transmisión de datos independiente de la orientación en la que se encuentre el transmisor y el receptor, lo que resulta muy útil en aplicaciones tipo RFID ya que se reducen las pérdidas causadas por la falta de alineación entre los *tags* (típicamente con polarización lineal) y la antena del lector en recepción [3].
- La reducción de las pérdidas impredecibles y de valores bastante elevados producidas por el efecto de la rotación de Faraday [1] en los sistemas de navegación por satélite como Galileo [4], GPS [5] o Glonass [6].

En aplicaciones de navegación, además de las antenas microstrip, el uso de antenas espirales [7], [8] también suele ser muy frecuente debido a la excelente polarización circular que poseen. Las antenas espirales presentan valores elevados de ganancia y un amplio ancho de haz de cobertura de relación axial [9], [10]. Sin embargo, como contrapartida, se ven limitadas por un estrecho ancho de banda de impedancia, un tamaño significativo y una fabricación compleja.

Las antenas microstrip con polarización circular pueden clasificarse en dos categorías en función del método utilizado para generar la polarización circular [2]:

- Basadas en una alimentación única y en la perturbación de la simetría de la propia estructura [11], [12]. En estas configuraciones, las antenas se caracterizan por sus reducidos anchos de banda de impedancia (10-dB RLBW) y de relación axial (3-dB ARBW) y por su estructura compacta, una consideración importante en los sistemas RFID.
- Las basadas en una alimentación dual [13], [14], donde se precisa de un elemento externo tipo desfador  $\lambda/4$ , híbrido, divisor de potencia, etc, para generar polarización circular. Como resultado se obtienen antenas con tamaños elevados pero con anchos de banda de relación axial más estables y superiores al primer tipo, deseable en aplicaciones satelitales.

Si centramos ahora la atención en la rápida evolución del sector de las comunicaciones, podemos observar como continuamente se exigen mejores prestaciones y nuevas funcionalidades a los dispositivos de radio frecuencia, como por ejemplo que estos presenten un comportamiento multibanda [15], [16]. Las antenas microstrip con polarización circular no son ajenas a estos requerimientos y por ello creemos que resulta pertinente llevar a cabo el estudio de nuevas configuraciones de este tipo de antenas que permitan satisfacer las antiguas y nuevas exigencias del sector de las comunicaciones.

La presente tesis se centra básicamente en el estudio de antenas microstrip con polarización circular para dos aplicaciones distintas, los sistemas de navegación y comunicación por satélite y para los sistemas RFID.

## 1.1. Estado del arte

Como se ha comentado en la introducción existen dos formas de obtener polarización circular en una antena microstrip.

La primera se basa en la inserción y adecuada ubicación de una fuente de alimentación junto con una perturbación o muesca en una estructura radiante, Fig.1.1(a), permitiendo la excitación simultánea de un par de modos degenerados (el concepto de modo degenerado será tratado en mayor profundidad en el capítulo 2). La combinación de dichos modos, iguales en amplitud y desfasados  $90^\circ$ , logran generar polarización circular en la antena [1].

Es posible apreciar la polarización circular en un parche cuadrado como el mostrado en la figura Fig.1.1(a) observando la distribución de corriente eléctrica en función del tiempo en el parche, Fig.1.1(b). En la Fig.1.1(b) puede destacarse como para distintos instantes de tiempo se produce una rotación en la distribución de corriente eléctrica lo que confirma la polarización circular en el parche. El sentido de giro en la rotación viene determinado por la ubicación de las perturbaciones en la estructura radiante, tal y como se explicará en próximos capítulos.

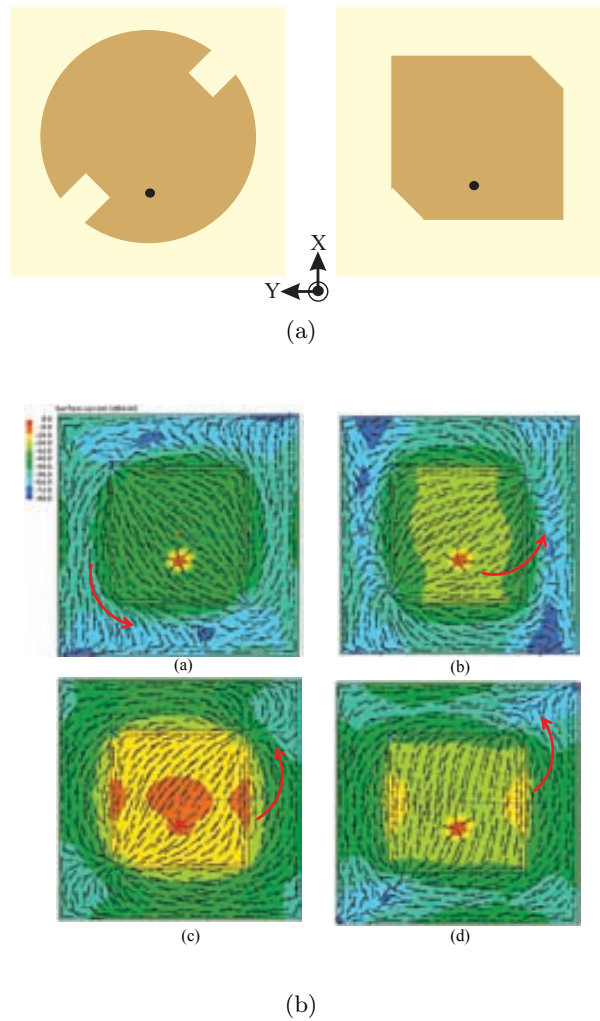


Figura 1.1: (a) Configuración típica de un parche circularmente polarizado mediante el método de alimentación única y perturbaciones en la estructura. El punto indica la ubicación de la excitación de los parches. (b) Distribución de corriente eléctrica para un parche cuadrado con perturbaciones a la frecuencia central de su 3-dB ARBW. (a)  $\omega t = 0^\circ$ , b)  $\omega t = 45^\circ$ , c)  $\omega t = 90^\circ$  y d)  $\omega t = 135^\circ$ .

El segundo método de generar polarización circular se centra en el uso de dos fuentes en cuadratura que permiten combinar dos modos ortogonales linealmente polarizados tal y como nos enseña la Fig.1.2, donde se ha echo uso de dos dispositivos externos de excitación (un divisor y un híbrido [2]) para combinar simultáneamente ambos modos ortogonales.

En la literatura actual se pueden encontrar numerosos trabajos sobre antenas microstrip con polarización circular basadas en alguno de los dos métodos citados. A modo resumen la Tabla.1.1 recoge las prestaciones logradas por algunas de las estructuras típicas de antenas con polarización circular y alimentación única como parches con perturbaciones simétricas [18], [11], asimétricas [21] o con esquinas cortadas [12]. Por otro lado, la Tabla.1.2 presenta algunos ejemplos de antenas con polarización circular a partir del uso de dispositivos externos como híbridos [13], divisores [24] o desfasadores

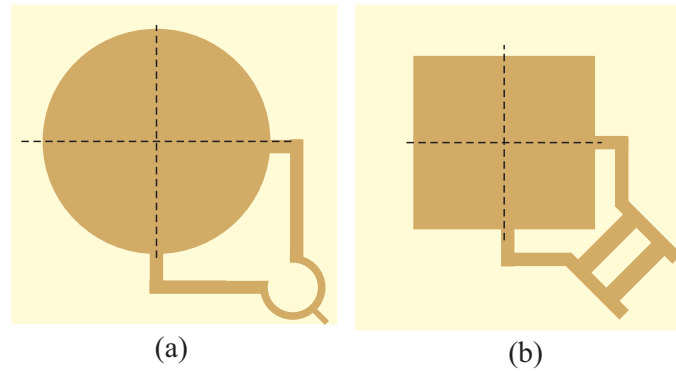


Figura 1.2: Configuración típica de una antena circular y cuadrada microstrip con alimentación dual polarizadas circularmente. (a) Alimentación mediante un divisor. (b) Alimentación mediante un híbrido.

$\lambda/4$  [25].

Entendiéndose por  $f$  la frecuencia central de operación de la antena, el ancho de banda de impedancia de las antenas (definido para 10 dB de pérdidas de retorno en la presente tesis) se ha representado como (10-dB RLBW). El ancho de banda de relación axial, concepto desarrollado en el capítulo 2 y figura de mérito característica en antenas circularmente polarizadas queda definido en el documento a 3-dB y se representa como (3-dB ARBW).

Tras analizar los datos recogidos sobre las diferentes antenas microstrip con polarización circular de ambas tablas se pueden destacar las siguientes conclusiones:

- La inserción de perturbaciones en las antenas con alimentación única proporcionan anchos de banda de impedancia (10-dB RLBW) y de relación axial (3-dB ARBW) reducidos, alrededor del 4 % y el 1 % respectivamente.
- Independientemente del tipo de perturbaciones utilizadas, asimétricas [21], [22], [20] o simétricas [18], [12], las prestaciones alcanzadas en anchos de banda (RLBW y ARBW) se mantienen similares.
- A pesar de los estrechos anchos de banda obtenidos en las antenas con alimentación única, el 10-dB RLBW y el 3-dB ARBW siempre presentan concordancia en frecuencia.
- El uso de dispositivos externos como divisores de potencia, desfasadores o híbridos de 90° aumentan el 10-dB RLBW y el 3-dB ARBW en las antenas pero también suponen un aumento en las dimensiones de éstas.
- Se obtienen antenas con polarización circular con ganancias elevadas a costa de renunciar a

volúmenes reducidos. Como podemos ver en [17] y [19], el aumento de perfil de las antenas debido a la utilización de estructuras apiladas permite alcanzar ganancias superiores a los 7 dB.

Por tanto, la literatura muestra que el uso de dispositivos externos como redes de adaptación o híbridos para generar polarización circular en las antenas microstrip se suele reservar más a aplicaciones en las se requieren cubrir amplias bandas de operación, como son las aplicaciones de navegación y posicionamiento de satélite. Mientras que el uso de perturbaciones o muescas en las estructuras radiantes se orienta a aplicaciones con anchos de banda inferiores o donde prima la compactación de la antena en sí, tal y como se busca en antenas para aplicaciones RFID.

Tabla 1.1: Antenas microstrip polarizadas circularmente a partir de una única excitación y asimetrías en la geometría.

| Antena | Ref. | $f$ (GHz) | 10-dB<br>RLBW (%) | Ganancia(dB) | 3-dB<br>ARBW(%) | Dimensiones<br>(mm x mm x mm) |
|--------|------|-----------|-------------------|--------------|-----------------|-------------------------------|
| a      | [17] | 1.575     | 6.4               | 7.5          | 1.4             | 100 x 100 x 8.4               |
| b      | [18] | 1.930     | 3.6               | -            | 0.77            | 70 x 70 x 1.6                 |
| c      | [11] | 1.916     | 3.7               | -            | 1.15            | 48 x 48 x 1.6                 |
| d      | [12] | 2.262     | 3.4               | 2.8          | 0.84            | 50 x 50 x 1.6                 |
| e      | [19] | 0.923     | 2.9               | 8.72         | 1.94            | 220 x 220 x 9                 |
| f      | [20] | 0.906     | 4.0               | 3.5          | 1.2             | 90 x 90 x 3.38                |
| g      | [21] | 0.924     | 2.9               | 3.7          | 0.86            | 90 x 90 x 4.57                |
| h      | [22] | 2.40      | 2.53              | 4.3          | 0.5             | 36 x 36 x 1.524               |
| i      | [23] | 0.935     | 3.74              | 1            | 1.62            | 154 x 100 x 1.6               |

Tabla 1.2: Antenas microstrip polarizadas circularmente con múltiples puntos de excitación.

| Antena | Ref. | $f$ (GHz)    | 10-dB<br>RLBW (%) | Ganancia(dB) | 3-dB<br>ARBW(%) | Dimensiones<br>(mm x mm x mm) |
|--------|------|--------------|-------------------|--------------|-----------------|-------------------------------|
| a      | [13] | 1.2/ 1.575   | 9.5               | 3/ 4.5       | -               | 33 x 33 x 14                  |
| b      | [14] | 1.2/ 1.575   | 40                | 0.5/ 4       | -               | 31 x 31 x 12.8                |
| c      | [26] | 1.227/ 1.575 | 53                | -            | 32              | -                             |
| d      | [24] | 1.207/ 1.575 | 42                | 3.5/5        | -               | 100 x 100 x 9.2               |
| e      | [25] | 2.32         | 8.5               | 1.83         | 1.28            | 100 x 100 x 9.5               |

## 1.2. Objetivos

Generalmente el diseño de antenas se mueve en torno al cumplimiento de estrictos requisitos que caracterizan el correcto rendimiento de la antena para una aplicación concreta. Estos requisitos dependen de la complejidad del entorno de trabajo en el que se sitúe el dispositivo. En aplicaciones satelitales por ejemplo, prima la robustez de la estructura y la estabilidad, precisión y fiabilidad de las prestaciones de la antena, mientras que en las antenas para aplicaciones de RFID se prioriza más la sencillez y miniaturización.

El objetivo principal de esta tesis es proponer nuevos diseños de antenas microstrip con polarización circular para sistemas de navegación y para aplicaciones RFID. Debido a las distintas prestaciones que precisan las antenas en función de su aplicación, se ha decidido abordar el diseño de las nuevas estructuras como dos problemas independientes.

De una forma más concisa, los objetivos que se pretenden alcanzar en esta tesis con los prototipos destinados a los sistemas de navegación son:

- Comportamiento multibanda para cubrir las bandas de operación de los sistemas GPS y Galileo de forma simultánea.
- Diseñar redes de adaptación que permitan la alimentación y excitación de polarización circular a derechas en las antenas multibanda, además de tener un comportamiento en fase de banda ancha que permitan mejorar el ancho de banda de relación axial en las antenas.
- Simplificar y compactar la estructura multicapa mejorando las prestaciones que se pueden encontrar en la literatura.

Mientras que los siguientes puntos definen los objetivos a lograr con los prototipos para las aplicaciones RFID:

- Diseñar antenas lectoras de RFID basadas en estructuras de ranuras microstrip con una única capa de dieléctrico en la banda de operación de UHF.
- Estudiar nuevas geometrías de perturbaciones que permitan excitar polarización circular en antenas con una estructura de alimentación única (sin elementos externos).
- Alcanzar anchos de banda de relación axial iguales o superiores a los logrados con geometrías de perturbaciones que se pueden encontrar actualmente en la literatura.

Es necesario remarcar que esta tesis no persigue obtener un diseño único y específico para cada una de las dos aplicaciones propuestas. Si no que en ella se pretende presentar diferentes prototipos,

con nuevas aportaciones que permitan mejorar las prestaciones y cumplir los requisitos, cada uno ellos con sus virtudes y defectos.

### 1.3. Metodología

Como ya se ha comentado la temática de esta tesis se centra en el diseño de antenas microstrip con polarización circular para dos aplicaciones distintas, los sistemas de navegación y los sistemas RFID.

Para el primer caso, la metodología de trabajo empleada en el diseño de todas las antenas que se presentan en el capítulo 3 ha sido la misma. A partir de una antena microstrip existente en la literatura y basada en una estructura multicapa de parches apilados y con un comportamiento de banda dual, se lleva a cabo un estudio paramétrico de los distintos parámetros críticos que definen el diseño de la antena. De esa forma se obtiene inicialmente una primera antena de banda dual operando a las bandas de interés y con polarización lineal.

Tras el diseño de una red de alimentación capaz de proporcionar diferencias de fase de  $90^\circ$  entre sus puertos de salida, la antena previamente obtenida con polarización lineal es excitada con la red de alimentación de forma que se obtiene una antena de banda dual con polarización circular.

Una vez terminado el estudio y desarrollo de esta primera antena, se hace uso de las tendencias de comportamiento obtenidas para llevar a cabo el diseño de nuevos prototipos que incluirán aportaciones a la estructura de forma que se mejoren las prestaciones del prototipo inicial. Finalmente, los prototipos son implementados y validados experimentalmente mediante medidas.

Por otro lado, la metodología de trabajo empleada en las antenas RFID del capítulo 4 se ha basado en perturbar mediante nuevas geometrías de muescas una ranura en anillo, de forma que se genera en ella polarización circular. Cada uno de los prototipos presentados va acompañado por un estudio paramétrico de la perturbación así como la validación experimental de las prestaciones de la antena.

El motivo de optar por el uso de estructuras de capas apiladas en el diseño de los prototipos del capítulo 3 se debe principalmente al comportamiento multibanda que se busca en las antenas, mientras que el uso de ranuras en lugar de parches en el capítulo 4 se debe al hecho de desear tener antenas para lectores RFID basadas en estructuras sencillas y con anchos de bandas elevados.

Por último comentar que las herramientas de simulación utilizadas para la obtención de las tendencias de comportamiento de los parámetros de diseño de las antenas junto con la optimización de estos han sido los *software* de simulación electromagnéticos ADS-Momentum [27] y Feko [28]. Mientras que la fabricación de los prototipos se han llevado a cabo a partir de técnicas de atacado químico y fresado mecánico (fresadora LPFK-S62 [29]).

## 1.4. Organización de la tesis

Esta tesis está organizada en cinco capítulos:

**Capítulo 1** : da una visión general del interés y de las potenciales aplicaciones de las antenas microstrip con polarización circular que se llevarán a cabo en esta tesis. Tras analizar el estado del arte de este tipo de antenas y observar cuales son las configuraciones mas idóneas a utilizar en función de la aplicación a la que se destinen las antenas, se relatan brevemente los objetivos de la tesis. Finalmente se describe la organización del documento.

**Capítulo 2** : introduce el concepto de polarización, mostrando los distintos tipos posibles. A continuación se muestra el desarrollo matemático que permite obtener los modos característicos de cualquier cuerpo conductor y se interpreta el significado físico de estos haciendo uso de un ejemplo práctico. Teniendo presente la idea de los modos característicos, se exponen las posibles formas de generar polarización circular en una antena microstrip para acabar finalizando el capítulo describiendo las principales características de las antenas microstrip y en concreto el de las antenas tipo parche y tipo ranura.

**Capítulo 3** : se expone la metodología de diseño de una antena microstrip con una estructura basada en parches apilados cuadrados alimentados mediante apertura. A continuación, tomando como referencia dicha estructura, se van introduciendo modificaciones en la antena para obtener nuevos prototipos con mejores prestaciones. En total se introducen cuatro formas de mejorar dichas prestaciones. Todas las antenas presentadas serán duales y darán cobertura de forma simultánea a los sistemas de posicionamiento GPS y Galileo.

**Capítulo 4** : se desarrollan cuatro antenas microstrip para lectores de RFID. Cada antena vendrá caracterizada por una geometría distinta de muesca o perturbación que se encargará no solo de generar polarización circular si no también de alcanzar anchos de banda de relación axial superiores a los obtenidos normalmente.

**Capítulo 5** presentaremos las conclusiones principales obtenidas en esta tesis, y mostraremos las líneas futuras de investigación.



## Capítulo 2

# Antenas microstrip con polarización circular

Este capítulo comienza introduciendo el concepto y mostrando los distintos tipos de polarización existentes en una antena. A continuación se presenta la idea de modo característico, exponiendo su formulación matemática e interpretación física a través de un ejemplo práctico basado en un anillo circular. Es entonces cuando haciendo uso de la teoría de modos característicos, se presentan las diferentes opciones posibles que hay para generar polarización circular en una antena.

Puesto que la presente tesis se basa en el diseño de antenas con polarización circular, el capítulo finaliza mostrando los fundamentos básicos de las antenas microstrip. Tras ser divididas las antenas microstrip en cuatro categorías distintas, se profundiza en las dos con las que se trabajarán en capítulos posteriores: los parches y las ranuras microstrip.

### 2.1. Polarización

La polarización indica la forma como varía la orientación del vector de campo eléctrico  $\vec{E}$  en un punto fijo del espacio al transcurrir el tiempo. La polarización de una onda plana es la figura geométrica descrita, al transcurrir el tiempo, por el extremo del vector campo eléctrico en un punto fijo del espacio en el plano perpendicular a la dirección de propagación. Para ondas con variación temporal sinusoidal esa figura es en general una elipse Fig.2.1(c), pero hay dos casos particulares de interés: la polarización lineal Fig.2.1(a) y la polarización circular Fig.2.1(b) [30].

Considérese ahora la superposición de una onda  $\hat{x}$  linealmente polarizada con amplitud  $E_1$  y una onda  $\hat{y}$  linealmente polarizada con amplitud  $E_2$ , ambas viajando en la dirección  $\hat{z}$  positiva. El campo

eléctrico total puede escribir como [30]:

$$\vec{E} = (E_1\hat{x} + E_2\hat{y})e^{-jk_0z} \quad (2.1)$$

De 2.1 pueden surgir las siguientes posibilidades. Si  $E_1 \neq 0$  y  $E_2 = 0$ , tenemos una onda plana polarizada linealmente en la dirección  $\hat{x}$ . Del mismo modo, si  $E_1 = 0$  y  $E_2 \neq 0$ , tenemos una onda plana polarizada linealmente en la dirección  $\hat{y}$ . Si  $E_1$  y  $E_2$  son ambos reales y distintos de cero, tenemos una onda plana linealmente polarizada con ángulo:

$$\phi = \arctan \frac{E_2}{E_1}, \quad (2.2)$$

En el caso de que  $E_1 = jE_2 = E_0$ , donde  $E_0$  es real, entonces:

$$\vec{E} = E_0(\hat{x} - j\hat{y})e^{-jk_0z} \quad (2.3)$$

Donde el dominio temporal del campo es:

$$\vec{E}(z, t) = E_0(\hat{x}\cos(\omega t - k_0z) + \hat{y}\cos(\omega t - k_0z - \pi/2)) \quad (2.4)$$

El cual muestra que la orientación del vector de campo eléctrico varía con el tiempo o con la distancia a largo del eje  $z$ . Una forma de verlo es tomando una posición fija, como  $z=0$ , de forma que 2.4 queda tal que:

$$\vec{E}(0, t) = E_0(\hat{x}\cos(\omega t) + \hat{y}\sin(\omega t)) \quad (2.5)$$

Cuando  $\omega t$  aumenta desde cero, el vector de campo eléctrico rota en sentido antihorario desde el eje  $x$ . El ángulo resultante del eje  $x$  del vector de campo eléctrico con el tiempo  $t$ , en  $z = 0$  es entonces:

$$\phi = \arctan \frac{\sin(\omega t)}{\cos(\omega t)} = \omega t, \quad (2.6)$$

Lo que demuestra que la polarización gira a una velocidad angular  $\omega$  uniforme. Haciendo uso de la regla de la mano derecha para este caso particular [1], y observando la dirección de propagación que señala el pulgar puede afirmarse que esta onda esta polarizada circularmente a derechas (RHCP), Fig.2.2(a).

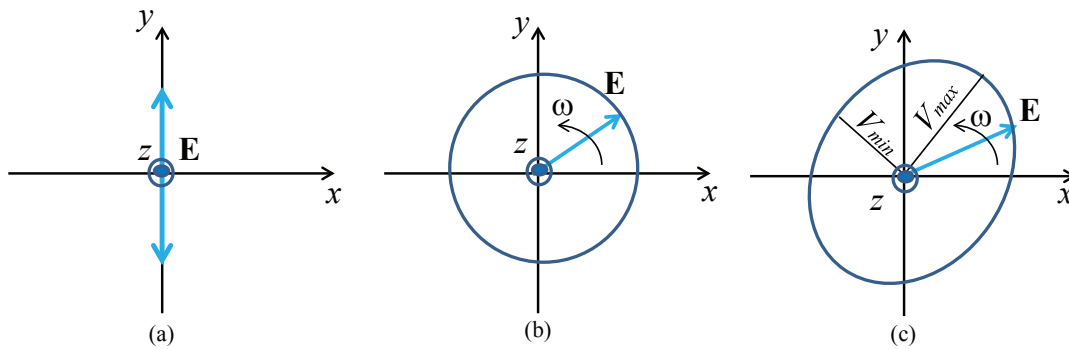


Figura 2.1: (a) Onda polarizada linealmente, (b) Onda polarizado circularmente y (c) Onda polarizado elípticamente.

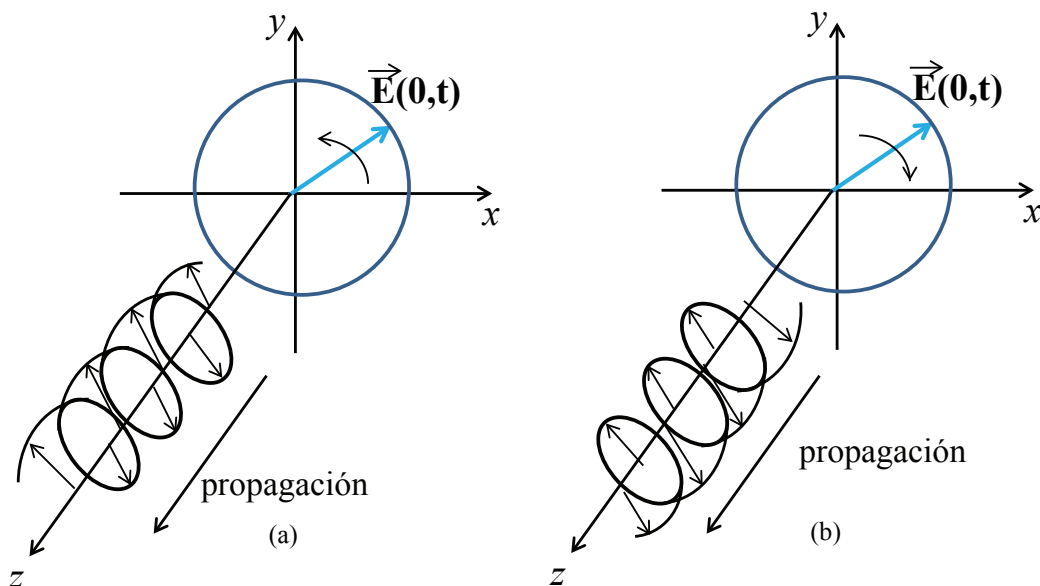


Figura 2.2: (a) RHCP (b) LHCP.

Del mismo modo que un campo:

$$\vec{E} = E_0(\hat{x} + j\hat{y})e^{-jk_0z} \tag{2.7}$$

constituye una onda polarizada circularmente a izquierda (LHCP), Fig.2.2(b).

Por último en esta sección es necesario comentar el concepto de relación axial (AR). La relación

axial es la relación del semieje mayor sobre el semieje menor de la elipse de polarización, Fig.2.1(c), la cual permite evaluar la circularidad de una polarización, pudiéndose calcular como:

$$AR = \frac{V_{max}}{V_{min}} \quad (2.8)$$

La AR para una elipse siempre es mayor que 1 ( $> 0$  dB), mientras que para una onda polarizada linealmente la AR será infinito. El concepto de relación axial es ampliamente utilizado en antenas circularmente polarizadas, siendo los 0 dB el valor ideal de relación axial a alcanzar.

En esta tesis será de gran importancia el concepto de polarización y de relación axial. Todos los prototipos de antenas diseñados deberán estar polarizados circularmente a derechas por exigencia de las aplicaciones a las que van destinados y será mediante la medida de su relación axial la forma de cuantificar la calidad de su polarización.

## 2.2. Modos característicos

La teoría de los modos característicos desarrollada en la década de los setenta por Garbacz [31], Harrington y Mautz [32], permite identificar los modos de radiación de cualquier antena.

### 2.2.1. Formulación matemática

La formulación de la teoría de los modos característicos de un objeto conductor comienza según [32], con la definición de un operador en una ecuación que relaciona la corriente  $\vec{J}$  sobre la superficie  $S$  de un objeto conductor con el campo eléctrico incidente  $E^i$

$$[L(\vec{J}) - \vec{E}^i]_{tan} = 0 \quad (2.9)$$

siendo *tan* las componentes tangenciales sobre la superficie.

El operador  $L$  en 2.9 es lineal y queda definido como [32], [33]:

$$L(\vec{J}) = j\omega \vec{A}(\vec{J}) + \nabla\Phi(\vec{J}) \quad (2.10)$$

$$\vec{A}(\vec{J}) = \mu \oint \oint_S \vec{J}(r') \psi(r, r') dS' \quad (2.11)$$

$$\phi(\vec{J}) = \frac{-1}{j\omega\varepsilon}\mu \oint \oint_S \nabla' \cdot \vec{J}(r')\psi(r, r') dS' \quad (2.12)$$

$$\psi(r, r') = \frac{e^{-jk|r-r'|}}{4\pi|r-r'|} \quad (2.13)$$

donde  $r$  es el campo en un punto,  $r'$  es una fuente en un punto y  $\varepsilon$ ,  $\mu$  y  $k$  son la permeabilidad, permitividad y número de onda respectivamente en espacio libre.

Físicamente,  $L(\vec{J})$  proporciona el campo eléctrico en cualquier punto del espacio debido a la corriente  $\vec{J}$  sobre  $S$ . Lo que significa que el operador  $L$  tiene la dimensión de impedancia:

$$Z(\vec{J}) = [L(\vec{J})]_{tan} \quad (2.14)$$

Como se extrae de [32], el operador de impedancia  $Z$  es complejo y puede definirse como:

$$Z(\vec{J}) = R(\vec{J}) + jX(\vec{J}) \quad (2.15)$$

Tras el desarrollo llevado a cabo en [32], los modos de corriente característicos pueden obtenerse como las autofunciones de la siguiente ecuación:

$$X(\vec{J}_n) = \lambda_n R(\vec{J}_n) \quad (2.16)$$

donde  $\lambda_n$  son los autovalores,  $\vec{J}_n$  son las autofunciones o autocorrientes, y  $R$  y  $X$  son la parte real e imaginaria del operador  $Z$ .

Según 2.16, los modos característicos  $J_n$ , son distribuciones reales de corrientes sobre la superficie de un objeto conductor que dependen únicamente de su geometría y dimensión, siendo independientes de cualquier fuente o excitación específica. Por definición, los modos están relacionados con la potencia que puede ser radiada por el objeto conductor [32].

En la práctica, para calcular numéricamente los modos característicos de un cuerpo, la ecuación 2.16 necesita ser reducida a una forma matricial por medio del método de los momentos y la formulación de Galerkin [32].

$$[X]\vec{J}_n = \lambda_n[R]\vec{J}_n \quad (2.17)$$

Posteriormente, los autovectores  $\vec{J}_n$  y los autovalores  $\lambda_n$  pueden obtenerse resolviendo de forma generalizada el problema 2.17 con algoritmos estándar [32].

Los modos característicos forman un conjunto completo de soluciones, y por lo tanto la corriente total en la superficie de un objeto conductor puede ser expresado como una combinación lineal de estos modos de corrientes:

$$\vec{J} = \sum_n b_n \vec{J}_n \quad (2.18)$$

donde  $b_n$  son los coeficientes de expansión. Si los modos característicos se utilizan tanto como coeficientes de expansión como en funciones de prueba del método de los momentos, ya que ellos diagonalizan la matriz de impedancia  $Z$  generalizada, es sencillo entonces derivar los coeficientes de expansión  $b_n$ :

$$b_n = \frac{\langle \vec{J}_n, \vec{E}^i \rangle}{1 + j\lambda_n} = \frac{V_n^i}{1 + j\lambda_n} \quad (2.19)$$

donde  $V_n^i$  se denomina coeficiente de excitación modal [32], ya que indica el grado de acoplamiento entre la excitación y el modo característico. Por lo tanto, la solución modal para la corriente en una superficie  $S$  es:

$$\vec{J} = \sum_n \frac{V_n^i}{1 + j\lambda_n} \vec{J}_n \quad (2.20)$$

### 2.2.2. Campos característicos

Asociado a estas corrientes características  $J_n$  pueden calcularse un conjunto de campos característicos ( $E_n$ ), por lo que el campo radiado de una antena puede expresarse como una superposición de estos campos característicos o campos modales.

A partir de 2.16, los campos característicos pueden definirse como:

$$E_n(\vec{J}_n) = Z(\vec{J}_n) = R(\vec{J}_n) + jX(\vec{J}_n) = R(\vec{J}_n)(1 + j\lambda_n) \quad (2.21)$$

De aquí se extrae una fase característica de los campos, ya que son  $(1+j\lambda_n)$  veces una cantidad real. Las relaciones de ortogonalidad para los campos característicos pueden alcanzarse a partir de las corrientes características por medio del teorema de Poynting.

$$\begin{aligned}
P(J_m, J_n) &= \langle J_m^*, ZJ_n \rangle = \langle J_m^*, RJ_n \rangle + j \langle J_m^*, XJ_n \rangle, \\
&= \oint \oint_S \vec{E}_m \vec{H}_n^* ds + j\omega \int \int_{\tau'} (\mu \vec{H}_m \cdot \vec{H}_n^* - \varepsilon \vec{E}_m \cdot \vec{E}_n^*) d\tau, \\
&= (1 + j\lambda_n) \delta_{mn},
\end{aligned} \tag{2.22}$$

### 2.2.3. Interpretación física de los modos característicos

A partir de la expresión 2.17 se pueden extraer un conjunto de autovectores reales  $\vec{J}_n$  o modos característicos de cualquier objeto conductor de geometría arbitraria, los cuales son las corrientes reales sobre la superficie del objeto.

Por otro lado, existe también un conjunto de autovalores  $\lambda_n$  asociados a los modos característicos de un objeto conductor. Estos autovalores dependen de la frecuencia y determina el peso de cada modo dentro de la corriente superficial total. A partir del estudio de estos autovalores es posible determinar la frecuencia de resonancia y el ancho de banda de radiación de los diferentes modos.

Para comprender la información que podemos extraer de los modos característicos, vamos a evaluar los autovalores asociados a un anillo conductor circular de radio exterior 35 mm e interior 30 mm con un espesor infinitesimal, en espacio libre. La Fig.2.3 muestra la distribución de corriente normalizada de los 6 primeros modos del anillo circular a 1.58 GHz, frecuencia de resonancia del primer modo característico  $J_1$  y  $J'_1$ .

Como se observa, cada modo característico presenta una distribución de corriente particular sobre la superficie del anillo. El modo  $J_0$  exhibe una distribución que forma un anillo en la estructura, mientras que los modos  $J_1$  y  $J'_1$  presentan una distribución con dos máximos y dos mínimos. Estos dos modos son modos degenerados ya que ambos presentan la misma frecuencia de resonancia, tal y como se mostrará más tarde. Finalmente, los modos de orden superior  $J_2, J'_2$  y  $J_3$  presentan un incremento del número de nulos y como en el caso anterior  $J_2$  y  $J'_2$  también son modos degenerados puesto que tienen dos distribuciones de corrientes iguales y ortogonales a la misma frecuencia. De ahora en adelante, aquellos modos marcados con comilla se referirán a un modo degenerado.

En [33] se desarrolla que la mejor forma de entender cómo la magnitud de los autovalores está relacionada con la radiación de los modos es analizando el balance de potencia complejo ecuación 2.22. En él se muestra que la potencia radiada por los modos característicos es normalizada al valor unitario mientras que la potencia reactiva es proporcional a la magnitud de los autovalores  $\lambda_n$ . El rango de un autovalor se encuentra entre  $-\infty$  e  $\infty$ , y es cuando  $\lambda_n$  toma un valor igual a 0 cuando se considera que el modo esta en resonancia. Por otro lado también se deduce que cuanto menor es la magnitud del autovalor, más eficiente es el modo radiado cuando se excita. Por último, el signo del autovalor

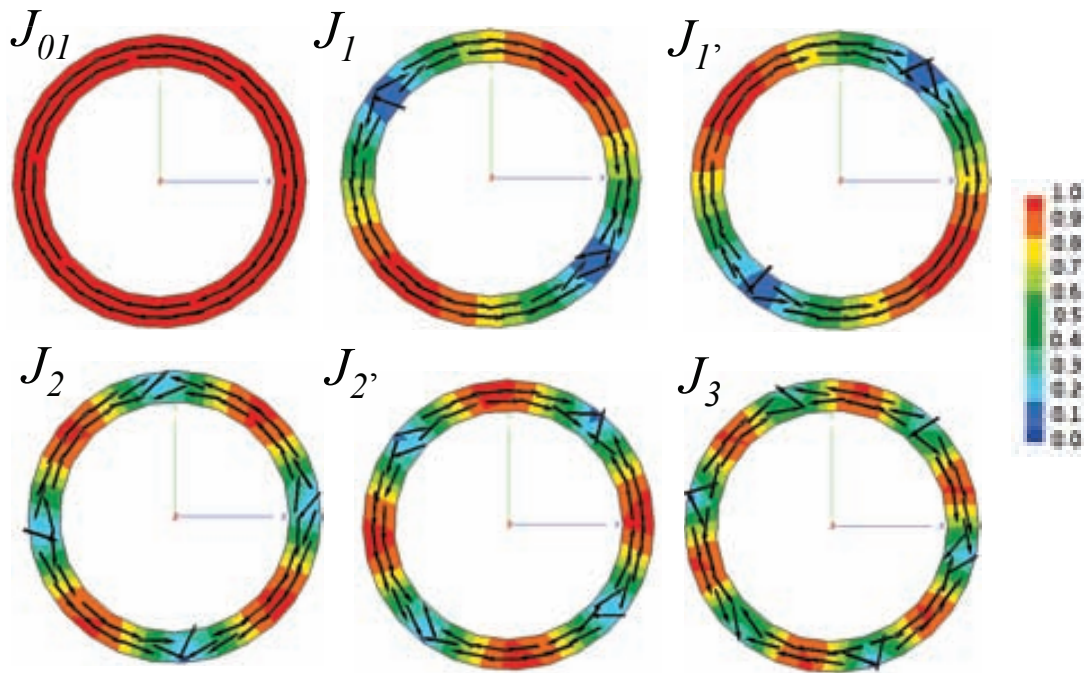


Figura 2.3: Distribución de corriente normalizada a 1.58 GHz de las corrientes características de un anillo circular en espacio libre.

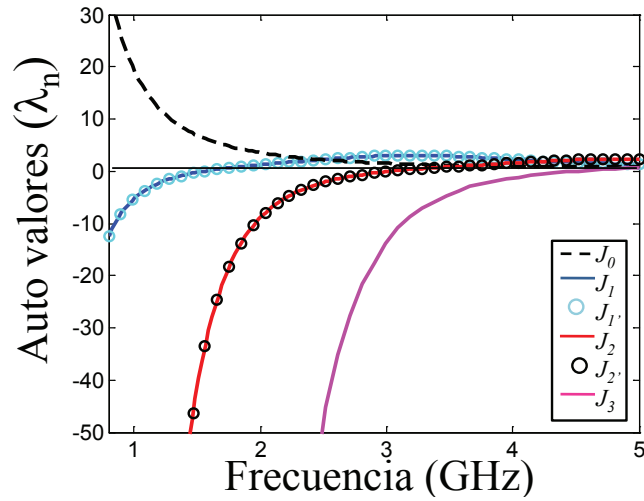


Figura 2.4: Variación con la frecuencia de los autovalores  $\lambda_n$  asociados a los modos de corriente  $J_n$  de la Fig.2.3.



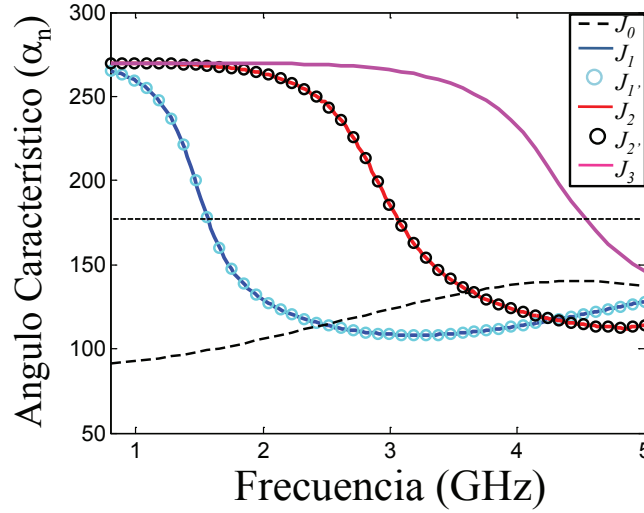


Figura 2.5: Variación en frecuencia de los ángulos característicos  $\alpha_n$  (en grados) asociada a los modos característicos ilustrados en la Fig.2.3.

determina si el modo contribuye almacenar energía magnética ( $\lambda_n > 0$ ) o energía eléctrica ( $\lambda_n < 0$ ).

La Fig.2.4 muestra la variación con la frecuencia de los autovalores  $\lambda_n$  asociados a los modos característicos mostrados anteriormente. Aquí se observa que el auto valor para el modo  $J_0$  es positivo para todas las frecuencias y nunca alcanza la condición de resonancia  $\lambda_0 = 0$ . Por lo tanto este modo cuya distribución de corriente presenta una forma en anillo, es un modo no-resonante con un comportamiento permanentemente inductivo. Los demás modos comienza con un comportamiento capacitivo ( $\lambda_n < 0$ ) a bajas frecuencias y posteriormente entran en resonancia ( $\lambda_n = 0$ ) a una cierta frecuencia, manteniéndose en un valor uniforme positivo. Los modos  $J_1$  y  $J_1'$  resuenan a 1.58 GHz, los modos  $J_2$  y  $J_2'$  resuenan a 3.1 GHz y  $J_3$  lo hace a 4.5 GHz.

Existen otras dos formas de determinar la frecuencia de resonancia y el comportamiento de los modos a partir de los auto valores. La primera se basa en la interpretación del ángulo característico  $\alpha_n$  asociado a cada modo, el cual se define como:

$$\alpha_n = 180^\circ - \tan^{-1}(\lambda_n) \quad (2.23)$$

y describe la diferencia de fase entre las auto corrientes  $J_n$  y su campo característico asociado  $E_n$ .

La Fig.2.5 representa la variación con la frecuencia del ángulo característico asociados a las corrientes características del anillo circular. La frecuencia de resonancia sucede cuando el ángulo característico ( $\alpha_n$ ) es igual a  $180^\circ$ , en ese momento  $\lambda_n = 0$ , instante en el que el modo actúa como buen radiador. Por

otro lado, cuando el ángulo se sitúa próximo a  $90^\circ$  o  $270^\circ$  el modo se encuentra almacenando energía. Teniendo presente este concepto, de la Fig.2.5 se puede destacar inicialmente que el modo  $J_0$  posee un comportamiento diferente en comparación con el resto de modos, su ángulo característico permanece por debajo de los  $180^\circ$  para todas las frecuencias. Lo que significa que el modo es no-resonante y siempre contribuye al almacenamiento de energía magnética. Por otro lado, debido a la simetría de revolución del anillo los modos resuenan por parejas, excepto en el caso de  $J_0$ , es decir cada par de modos degenerados presenta en función de la frecuencia el mismo ángulo característico. Vemos como los modos  $J_1$  y  $J'_1$  resuenan a 1.58 GHz mientras que los modos  $J_2$  y  $J'_2$  lo hacen a 3.1 GHz, coincidiendo además con lo visto en la Fig.2.4. Los modos degenerados por tanto, presentan exactamente la misma distribución de corriente, pero rotados entre si  $90^\circ$  en el caso de los modos  $J_1$  y  $J'_1$ , y de  $45^\circ$  para  $J_2$  y  $J'_2$ .

La otra forma de determinar el comportamiento de los modos es utilizando el concepto de significancia modal ( $MS_n$ ), definida como:

$$MS_n = \left| \frac{1}{1 + j\lambda_n} \right| \quad (2.24)$$

La cual representa la amplitud normalizada de los modos de corriente. La significancia modal además nos indica el peso que tiene cada modo característico en la distribución de corrientes del anillo a cada frecuencia.

En la Fig.2.6 la resonancia de cada modo se identifica con el valor máximo de cada una de las curvas, obteniéndose de nuevo las mismas frecuencias de resonancia para cada uno de los modos característico.

Por último debe comentarse que debido a la simetría de revolución del anillo circular, cuando se sitúa una fuente en un punto arbitrario a lo largo del perímetro del anillo, únicamente uno del par de modos degenerados existente en el anillo es excitado, polarizando linealmente el anillo.

### 2.3. Obtención de polarización circular en una antena

Haciendo uso del concepto de modos característicos, en este apartado se va a explicar mediante el uso de dos ejemplos prácticos las dos formas posibles de generar polarización circular en una antena (a partir de un único punto de alimentación o mediante más de un punto de alimentación) que se introdujeron en la sección 1.1.

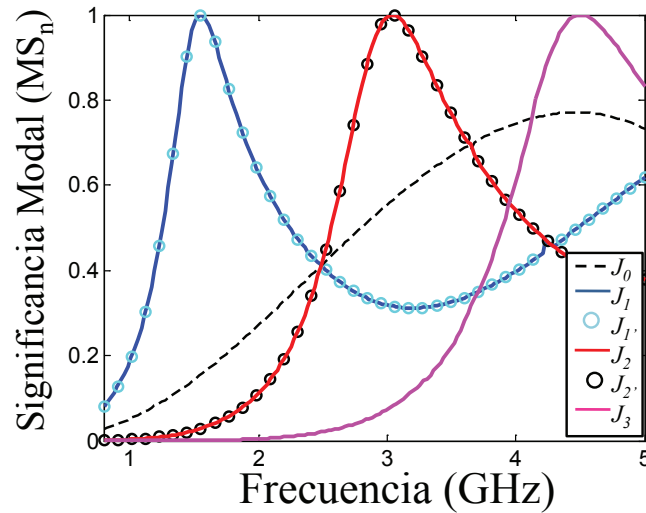


Figura 2.6: Variación en frecuencia de la significancia modal ( $MS_n$ ) asociada a los modos característicos ilustrados en la Fig.2.3.

### 2.3.1. Un solo punto de alimentación

La idea principal de obtener polarización circular a partir de un único punto de alimentación se centra en la introducción de una perturbación en una estructura radiante de forma que sus dos primeros modos degenerados ( $J_1$  y  $J_1'$ ) cambien ligeramente su frecuencia de resonancia entre sí. Las dimensiones de las perturbaciones introducidas junto con la ubicación adecuada de un punto de alimentación en la estructura permite que a una frecuencia intermedia entre ambos modos degenerados exista una diferencia de fase de  $90^\circ$  entre sus ángulos característicos. Este hecho se traduce en que los campos radiados de la estructura también tendrán ese desfase y por tanto la antena estará polarizada circularmente.

Si retomamos ahora el anillo circular de la sección 2.2.2, vemos como a partir de la ruptura de la simetría de dicho anillo mediante la inserción de un par de muescas rectangulares de dimensiones arbitrarias, Fig.2.7, se consiguen frecuencias de resonancia diferentes para  $J_1$  y  $J_1'$ , Fig.2.8. Podemos apreciar también como al separar entre sí ambos modos degenerados, se ha producido una diferencia de fase entre sus ángulos característicos, Fig.2.8(a). La ubicación de estas muescas influirá en el sentido de rotación de la polarización.

La posición de la fuente de alimentación determina la significancia de radiación de los modos. Es decir, su posición mejora el acoplamiento de aquellos modos cuya amplitud es significativa en el punto de excitación, al mismo tiempo que no excita los modos que presentan nulos de corriente en esa posición. Puesto que se desea excitar simultáneamente  $J_1$  y  $J_1'$ , la fuente de alimentación de este

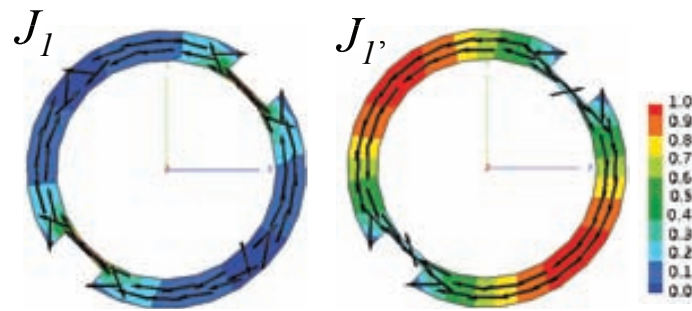


Figura 2.7: Distribución de corriente normalizada a 1.58 GHz de las corrientes características de un anillo circular en espacio libre perturbado tras la introducción de dos muescas simétricas.

anillo perturbado debería situarse en un punto donde ambos modos presentaran un nivel similar de corriente.

### 2.3.2. Más de un punto de alimentación

La idea del segundo método para generar polarización circular se centra en el uso de dos fuentes en cuadratura que permiten combinar los dos primeros modos degenerados ortogonales de una estructura,  $J_1$  y  $J_1'$  Fig.2.9(a), de forma simultánea.

La Fig.2.9(b) muestra la forma de excitación que debería llevarse a cabo en el caso de un anillo circular para generar en él polarización circular, alimentando el anillo en dos puntos de su geometría separados  $90^\circ$  el uno del otro mediante un dispositivo externo (divisor de Wilkinson, híbrido, etc, [2]) y garantizando un desfase de  $90^\circ$  entre ambos puntos.

La excitación de ambos modos degenerados podría también llevarse a cabo utilizando 4 puntos de alimentación (con desfases de  $0^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $180^\circ$  y  $270^\circ$ ) en lugar de dos Fig.2.9(c), de esta forma se mejora la simetría de excitación en la antena, lo que mejora su relación axial. Sin embargo, es necesario aumentar la complejidad de la circuitería externa.

## 2.4. Antenas microstrip

A pesar de que el concepto de antenas microstrip se propuso por primera vez en 1953 por Deschamps en [34] no fue hasta la década de los 70 cuando salieron a la luz los primeros prototipos físicos de una antena microstrip. Howell [35] y Munson [36] desarrollaron las primeras antenas que dieron

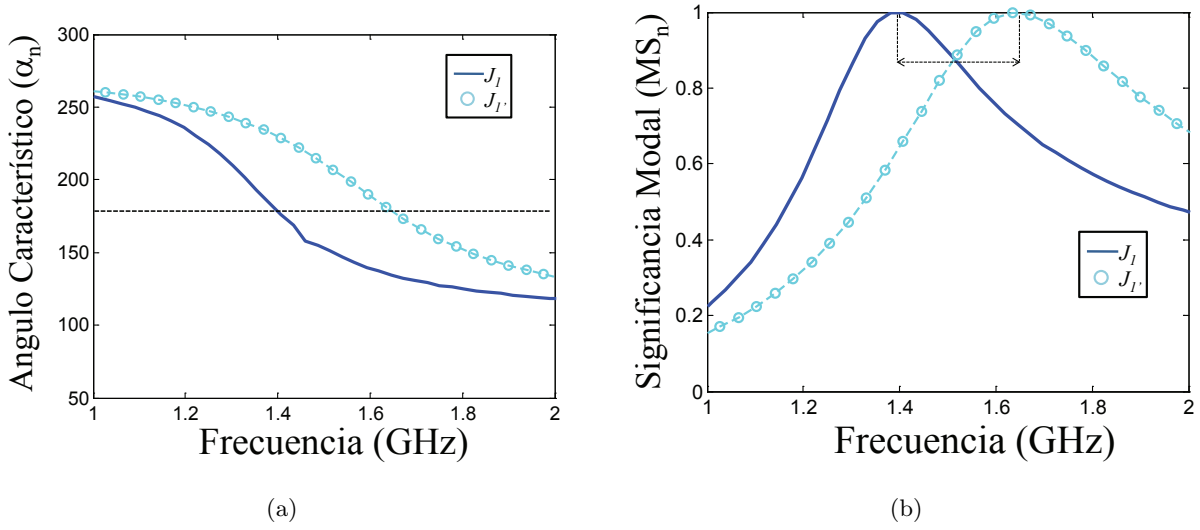


Figura 2.8: Variación en frecuencia de los ángulos característicos  $\alpha_n$  (en grados) (a) y significancia modal ( $MS_n$ ) (b) asociados a los modos  $J_1$  y  $J_1'$  tras perturbar el anillo circular con un par de muescas simétricas rectangulares.

lugar a la evolución de las conocidas hoy en día como 'antenas parche microstrip', las cuales encontraron numerosas aplicaciones en sistemas de comunicación móvil y por satélite debido a su estructura compacta y bajo perfil.

Las antenas parche microstrip no es la única topología existente como antena microstrip, en realidad existen distintas clases de antenas microstrip las cuales pueden dividirse en cuatro categorías básicas diferentes: las antenas parche microstrip, las antenas ranura microstrip, los dipolos microstrip y las antenas *travelling-wave* microstrip [2]. Debido a la especial relevancia de las dos primeras clases en esta tesis, en esta sección solo se profundizará en las particularidades de las antenas parche y antenas ranura microstrip.

### 2.4.1. Antenas parche microstrip

Una antena parche microstrip en su configuración más simple se basa en un parche radiante ubicado sobre uno de los lados de un sustrato dieléctrico, el cual tiene un plano de masa sobre el otro lado [2], Fig.2.10 (a). La geometría de un parche, normalmente de cobre u oro, puede tomar casi cualquier forma, pero generalmente se utilizan geometrías regulares para simplificar el análisis y la predicción del rendimiento de la antena microstrip [2]. En la Fig.2.10(b) se muestran algunas de las geometrías radiantes microstrip más comunes.

Las antenas microstrip pueden utilizar numerosos sustratos cuyas constantes dieléctricas suelen encontrarse dentro del rango de  $2.2 \leq \epsilon \leq 12$  [1]. Los sustratos más deseables son aquellos que se encuen-

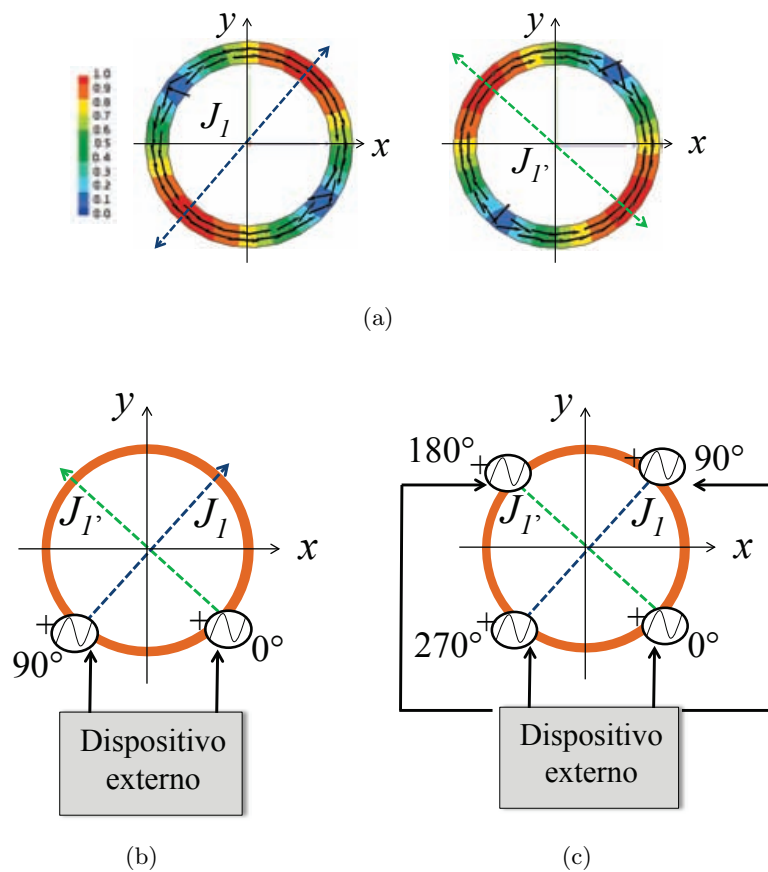


Figura 2.9: (a) Distribución de corriente normalizada a 1.58 GHz para los dos primeros modos degenerados de un anillo circular,  $J_1$  y  $J_1'$ . (b) Método de excitación simultánea de los dos primeros modos degenerados del anillo con el objetivo de generar polarización circular en él. El dispositivo externo puede ser sustituido por cualquier dispositivo que permita dividir la señal de entrada en dos de salida con la misma magnitud (divisor de Wilkinson, híbrido, etc. (c) Método de excitación simultánea de los dos primeros modos degenerados del anillo mediante 4 puntos de excitación.

tran en el extremo inferior del rango y que además poseen un grosor elevado ya que proporcionan mejores resultados en términos de eficiencia y ancho de banda. Por otro lado, los sustratos con grosores reducidos y constantes dieléctricas más elevadas son más deseables en circuitos de microondas ya que los campos quedan más confinados en la estructura lo que minimiza la radiación indeseada y el acoplamiento, además de permitir obtener dispositivos más compactos. Puesto que a menudo las antenas microstrip se integran con otros circuitos de microondas, se debe alcanzar un compromiso a la hora de elegir el sustrato para lograr un buen rendimiento en la antena y en el circuito [1].

Normalmente las antenas parches microstrip tienen una ganancia de entre 5 dB y 6 dB, presentan un ancho de haz a 3-dB entre los  $70^\circ$  y  $90^\circ$  y su diagrama de radiación presenta un carácter unidireccional Fig.2.11, [2]. Sin embargo, se han desarrollado diversas técnicas que permite aumentar la ganancia en las antenas, como es el caso por ejemplo de la configuración de capas apiladas [2]. A partir del

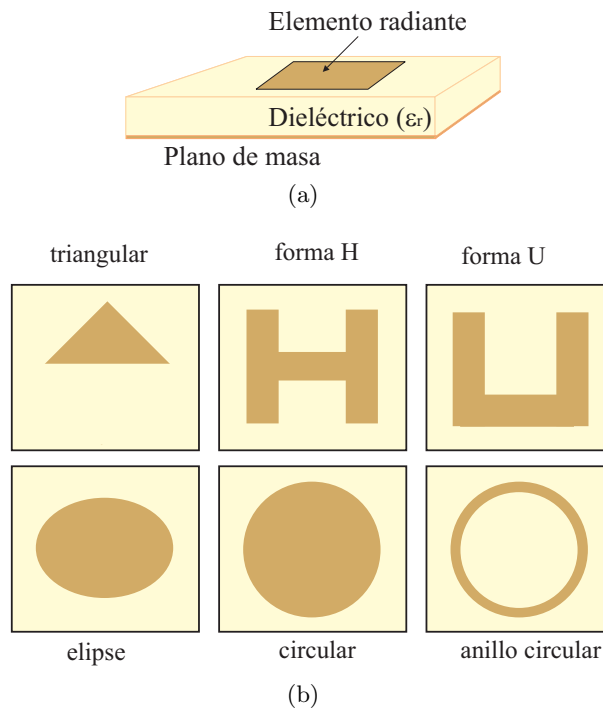


Figura 2.10: (a) Configuración básica de una antena microstrip. (b) Geometrías más comunes de los elementos radiantes en una antena microstrip.

apilamiento de más de una estructura radiante se consigue mejorar la ganancia de la antena, en el capítulo 3 se profundizará en esta técnica.

### Modelo de análisis

Existen diversos métodos de análisis de las antenas parche microstrip que son recogidos en [2]. En esta sección se resume uno de los más sencillos y populares, el modelo de línea de transmisión.

En el escenario mostrado en la Fig.2.12, formado por un parche y un sistema de alimentación basado en una línea microstrip, la corriente fluye por el parche, de modo que las ondas electromagnéticas se acoplan al sustrato. Las condiciones de contorno, fijan que las componentes de campo eléctrico sean perpendiculares al plano de masa en la interficie sustrato-plano de masa, y al parche en la interficie sustrato-parche, la Fig.2.12 muestra este comportamiento.

En los bordes del parche, existen unas discontinuidades entre el parche, el aire y el sustrato, donde los campos eléctricos no cumplen estrictamente las condiciones de contorno. A estos campos eléctricos, se les conoce como fringing fields o campos de borde. La geometría de la estructura es muy relevante, para una longitud  $L$  adecuada, de aproximadamente  $\lambda_{eff}/2$  (donde  $\lambda_{eff}$  tiene en cuenta la constante dieléctrica efectiva del sustrato), se origina un desfase de  $180^\circ$  entre los campos de los extremos del

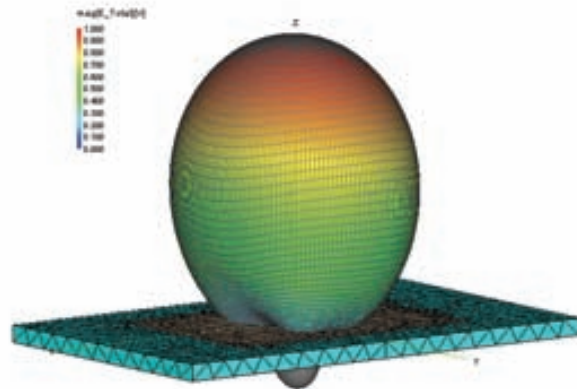


Figura 2.11: Diagrama de radiación normalizado de un parche microstrip rectangular de dimensiones arbitrarias.

parche, de modo que las componentes del campo perpendiculares al plano de masa (campos en el borde en dirección  $x$  según Fig.2.12) se cancelan debido al desfase existente, pero los campos de borde paralelos al plano de masa, (dirección en componente  $z$  según Fig.2.12), se suman en fase contribuyendo a la radiación.

### Dimensión $L$

La frecuencia de resonancia para el modo fundamental de un parche rectangular viene definida como [2]:

$$f_r = \frac{c}{2L_{eff}\sqrt{\epsilon_{reff}}} = \frac{c}{2(L + 2\Delta l)\sqrt{\epsilon_{reff}}}, \quad (2.25)$$

Donde  $\Delta l$  es [2]:

$$\Delta l = 0,412h \frac{(\epsilon_{reff} + 0,3)\left(\frac{W}{h} + 0,264\right)}{(\epsilon_{reff} - 0,258)\left(\frac{W}{h} + 0,8\right)}, \quad (2.26)$$

Obteniéndose finalmente que la longitud física  $L$  de diseño del parche es:

$$L = \frac{c}{2f_r\sqrt{\epsilon_{reff}}} - 2\Delta l, \quad (2.27)$$

Donde  $\epsilon_{reff}$  es la constante dielectrica efectiva obtenida mediante la aproximación cuasi-estatica



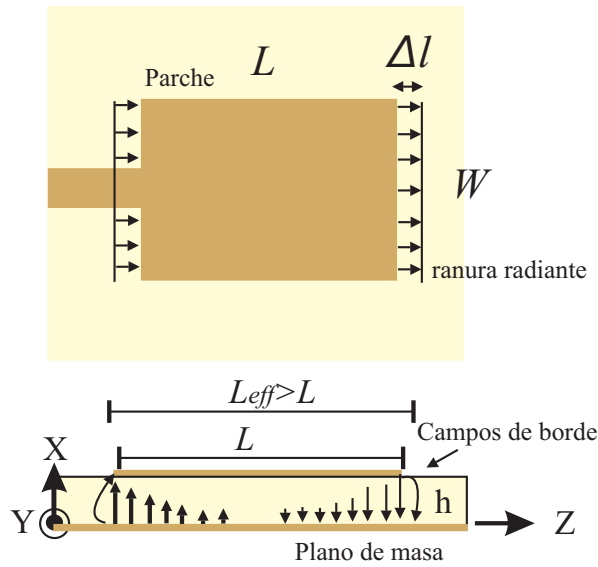


Figura 2.12: Distribución del campo eléctrico en un parche microstrip.

de la línea de transmisión microstrip, [2].

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{W}\right)^{-1/2}, \quad (2.28)$$

### Dimensión W

La anchura  $W$  no es demasiado crítica, con ella puede ajustarse la impedancia de entrada y mejorar la eficiencia, una buena aproximación en base a una óptima eficiencia de radiación, puede definirse como [2]:

$$W = \frac{1}{2f_r \sqrt{\epsilon_0 \mu_0}} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (2.29)$$

En el caso de desear obtener polarización circular en la antena es necesario realizar el diseño de la dimensión  $W$  igual a  $L$ , obteniéndose un parche cuadrado.

### Técnicas de alimentación

La alimentación de las antenas microstrip puede resumirse en cuatro tipos distintos, los cuales pueden ser clasificados en dos categorías diferentes según si mantienen un contacto físico o no [1].

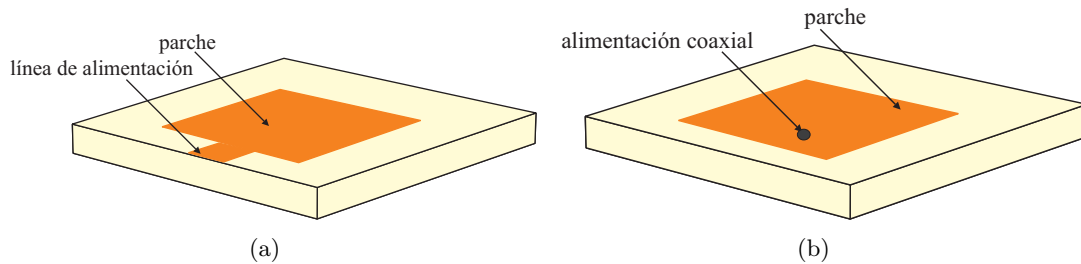


Figura 2.13: (a) Antena microstrip alimentada mediante una línea de transmisión. (b) Antena microstrip alimentada mediante un cable coaxial.

- Alimentación mediante contacto físico:

**Alimentación mediante línea de transmisión:** La antena está alimentada por medio de una línea de transmisión conectada directamente al parche en uno de los bordes o internando la pista en el parche, Fig.2.13(a).

La principal ventaja de este método es su fácil fabricación, antena y alimentación se pueden implementar sobre el mismo sustrato, además de que resulta sencillo conseguir adaptación en la antena. Las mayores desventajas de este tipo de alimentación son que no pueden optimizarse por separado la antena y la alimentación y la radiación de la línea, lo que provocará que en el diagrama de radiación aparezcan unos lóbulos secundarios indeseados.

**Alimentación mediante un cable coaxial:** El coaxial se conecta directamente al parche (a través del sustrato ubicándose en un punto concreto) y es su posición la que proporciona un control sobre la impedancia de entrada similar al del método de alimentación mediante una línea de transmisión, Fig.2.13(b). Sus principales ventajas son la optimización por separado del parche y del sistema de alimentación, por lo que se reducen las radiaciones espurias, al mismo tiempo que se consigue una eficiencia superior al tratarse de un método de contacto directo.

- Alimentación sin contacto físico:

**Alimentación mediante acoplamiento por apertura:** La técnica de acoplamiento por apertura se basa en el uso de dos capas de dieléctrico donde la alimentación del parche se realiza a través de una apertura en el plano de masa y haciendo uso de una línea de transmisión Fig.2.14(a), lo que permite la optimización por separado de los elementos de radiación y de alimentación. Con la alimentación mediante acoplamiento por apertura además no se requieren elementos verticales impropios de la tecnología de circuitos impresos para conectar las capas, aunque por el contrario, se requieren dispositivos de fabricación muy precisos.

**Alimentación mediante acoplamiento por proximidad:** La alimentación por proximidad se caracteriza por una línea microstrip situada inmediatamente debajo del sustrato del parche. A diferencia de la alimentación mediante acoplamiento por apertura Fig.2.14(b), no

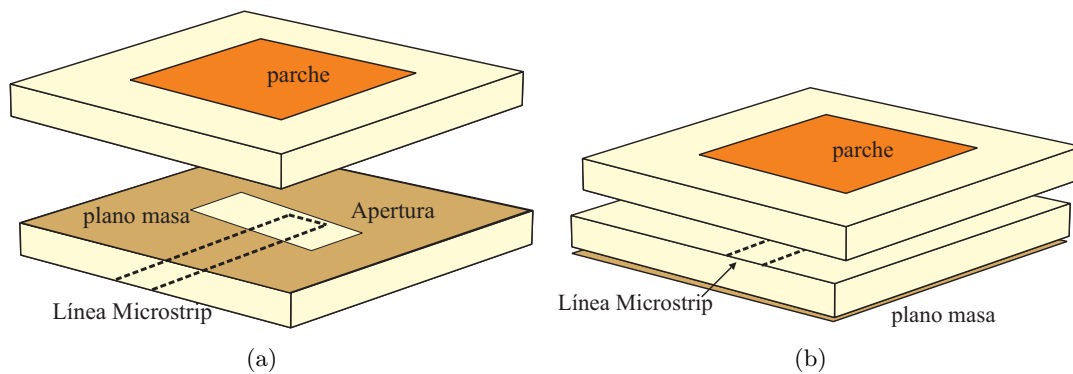


Figura 2.14: (a) Antena microstrip alimentada mediante acoplamiento por apertura. (b) Antena microstrip alimentada mediante acoplamiento por proximidad.

existe un plano de masa que separe los dos sustratos. La optimización de las dos estructuras no puede llevarse a cabo por separado, pues se hallan relacionadas.

El método de alimentación mediante apertura y mediante línea de alimentación serán los métodos más utilizados para la excitación de los elementos radiantes diseñados a lo largo de los capítulos 3 y 4 respectivamente.

### 2.4.2. Antenas ranura microstrip

Una antena ranura microstrip se compone de una ranura grabada en el plano de masa de una línea microstrip de forma que la ranura es perpendicular a la tira conductora de la línea microstrip, Fig.2.15, donde los campos de la línea microstrip (terminada en un circuito abierto y que nosotros denominaremos *stub* de ajuste) excitan la ranura.

En comparación con las antenas parche microstrip, las antenas ranura microstrip tienen la ventaja de poseer un bajo nivel de polarización cruzada (típicamente -35 dB), mayores ancho de banda de impedancia y bidireccionalidad en el diagrama de radiación, Fig.2.16, el cual puede corregirse si se desea situando un reflector metálico bajo uno de los lados de la ranura, [2].

La geometría de una antena ranura no solo es rectangular, Fig.2.15, si no que al igual que el parche microstrip puede tener prácticamente cualquier forma. Sin embargo, sólo las geometrías más convencionales (ranura en anillo, ranura cuadrada, ranura circular) han sido estudiadas.

Los prototipos de antenas diseñadas a lo largo del capítulo 4 en concreto se basarán en una topología de ranura en anillo circular. Una ranura en anillo circular se compone de una ranura circular grabada en el plano de masa de un sustrato dieléctrico y alimentada por un conductor microstrip como el de la Fig.2.17.

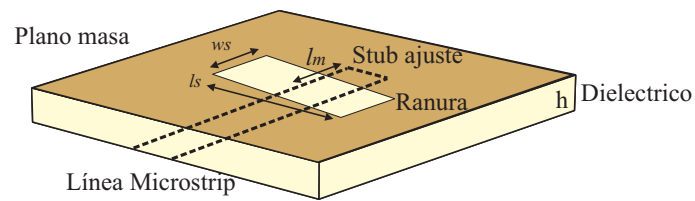


Figura 2.15: Ranura rectangular alimentada por una línea microstrip.

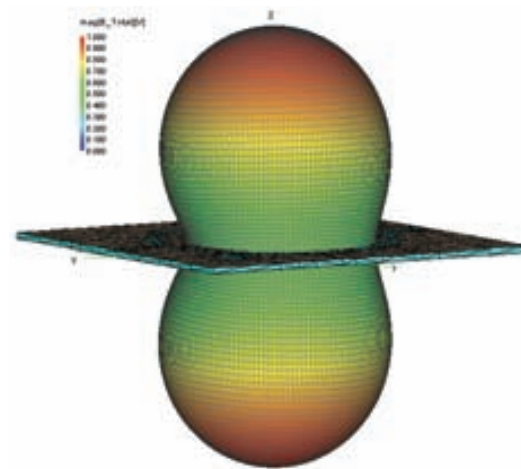


Figura 2.16: Diagrama de radiación normalizado de una ranura microstrip de dimensiones arbitrarias.

### Técnicas de alimentación

Las dos principales técnicas de alimentación de una ranura microstrip son: mediante el uso de líneas microstrip (sección 2.4.1) y a partir de guías de onda coplanar (CPW) [2].

La alimentación CPW se encuentra grabada en el plano de masa de la antena microstrip, logrando el acoplamiento a través de una ranura Fig.2.18. Una ventaja de la alimentación CPW es que la radiación de la estructura de alimentación es insignificante porque se excita la guía de onda en el modo impar de la línea de la ranura acoplada. Debido a este modo, las corrientes equivalentes magnéticas en ambos lados del CPW radian en contra fase, contribuyendo de manera insignificante a la radiación de alimentación [2].

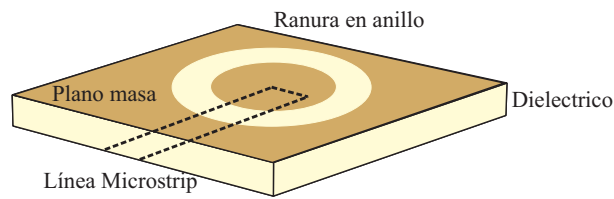


Figura 2.17: Ranura en anillo circular alimentada por una línea microstrip.

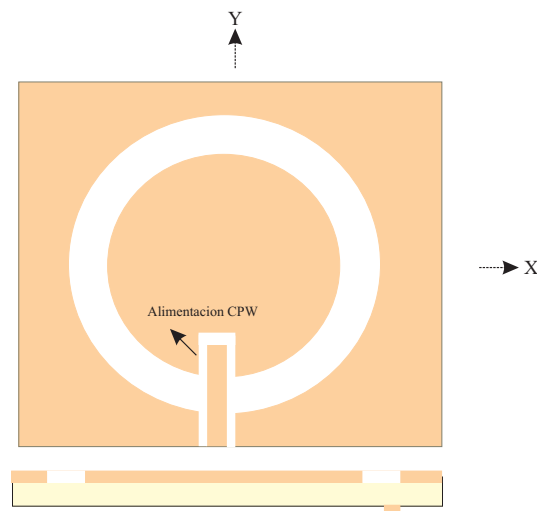


Figura 2.18: Alimentación a través de guía de onda coplanar.

## 2.5. Conclusiones del capítulo

En este capítulo hemos visto el concepto de modos característicos, siendo los modos característicos  $J_n$ , distribuciones reales de corrientes sobre la superficie de un cuerpo conductor, estos dependen únicamente de su geometría y dimensión.

También se ha presentado el concepto de modos degenerados, entendido como aquellos modos que tienen dos distribuciones de corrientes iguales y ortogonales a la misma frecuencia. Generalmente solo uno de cada par de modos degenerados existentes en un cuerpo conductor es excitado. Lo que significa que la antena se encuentra entonces polarizada linealmente. La excitación simultánea de ambos modos puede permitir que se obtenga polarización circular en la antena.

Son dos las formas posibles de excitar simultáneamente un par de modos degenerados, la primera a partir del uso de un único punto de alimentación junto con la inserción de una o más muesca en la estructura que permitan romper la simetría de la antena. La segunda, mediante más de un punto

de alimentación gracias al uso de dos fuentes en cuadratura que permita combinar los dos primeros modos degenerados ortogonales.

Por último en este capítulo se han descrito las principales diferencias entre las antenas parche microstrip y las antenas ranura microstrip. A pesar de presentar una estructura similar, las primeras ofrecen diagramas de radiación unidireccionales y más variedad en cuanto a técnicas de alimentación posible, mientras que las segundas ofrecen anchos de banda de impedancia superiores y la posibilidad de obtener radiación unidireccional y bidireccional.

## Capítulo 3

# Antenas microstrip para sistemas de posicionamiento por satélite

En la última década el número de aplicaciones, tanto militares como civiles, que incorporan la funcionalidad de navegación por satélite mediante el sistema GPS [5] han aumentado de forma considerable. Por ello, la agencia espacial europea (ESA) puso en marcha el programa espacial Galileo [4]. Éste pretende ofrecer un sistema de navegación por satélite de alta calidad en términos de precisión, fiabilidad, integridad y disponibilidad, similar al sistema de posicionamiento global GPS ofrecido por el gobierno estadounidense.

El proyecto Galileo se compone de dos segmentos [4]: El segmento espacial formado por una constelación de 30 satélites MEO (*Medium Earth Orbit*) situados en 3 planos orbitales circulares a aproximadamente 25.000 Km de la Tierra, y el segmento tierra compuesto de (Fig.3.1):

- Una red de estaciones de orbitografía y sincronización (OSS: *Orbitography and Synchronization Stations*) que toman medidas de la señal Galileo.
- Una red de estaciones de localización, telemetría y mando TT&C (*Tracking, Telemetry and Command*) para controlar a los satélites.
- Un centro de control del sistema de navegación que recoge los datos enviados desde las estaciones OSS y los procesa para actualizar los satélites con nuevas efemérides y correcciones de los relojes de a bordo a través de las estaciones TT&C.

Para lograr el correcto funcionamiento del segmento tierra es necesario que las antenas que poseen las estaciones OSS sean robustas, capaces de resistir condiciones atmosféricas extremas y que cumplan con numerosos requerimientos en términos de precisión de las medidas ([4], [37]). La literatura referente a las antenas empleadas tanto en el segmento terrestre como en el espacial del sistema Galileo muestra

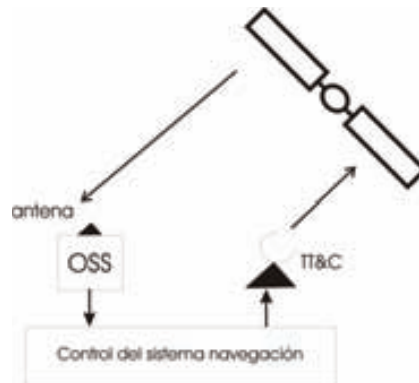


Figura 3.1: Segmentos que componen el proyecto Galileo.

que para maximizar las prestaciones de la antena, ésta suele estar compuesta por una agrupación de elementos radiantes, donde el diseño de dichos elementos radiantes constituye la primera fase a llevar a cabo para posteriormente obtener la agrupación total [37].

### 3.1. Introducción

El trabajo desarrollado en este capítulo se centra en el diseño, fabricación y medida de los elementos radiantes básicos que deben formar parte de la antena de una estación OSS que da cobertura, simultáneamente, a las bandas de frecuencia del sistema Galileo (E5a, E5b, E2, E1) y del sistema GPS (L1, L5), Fig.3.2. No se cubrirán las bandas L2(GPS) y E6 (Galileo) con las antenas diseñadas ya que la primera está reservada a uso militar y la segunda está destinada a aplicaciones de altas prestaciones que requieren el pago de un canon por uso.

La Fig.3.2 muestra que gran parte de las bandas frecuenciales de ambos sistemas coinciden o se encuentran muy próximas en frecuencia. Al estar estas bandas tan próximas en frecuencia puede ser útil tener estaciones que operen en ambos sistemas de posicionamiento a la vez, en lugar de en uno sólo como suele ser habitual.

Una de las limitaciones que caracterizan al parche microstrip es su escaso ancho de banda [2]. Dicha limitación puede ser fácilmente solventada con el empleo de alguno de los múltiples métodos que se pueden encontrar en la literatura a lo largo de los últimos años [38]. En particular, el uso de estructuras con múltiples capas, también conocidas como antenas multicapa o apiladas, es uno de los métodos que permite tanto incrementos sustanciales de ancho de banda como la obtención de antenas multibanda ([39], [40], [41]).



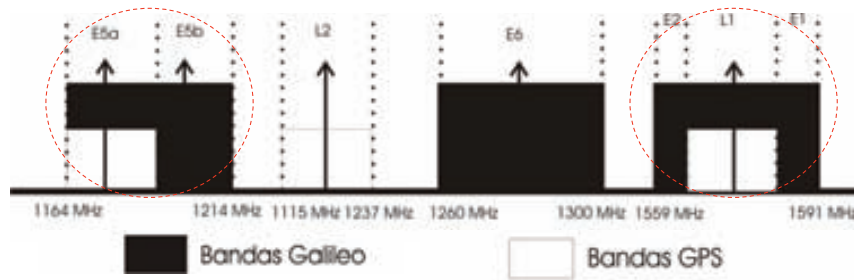


Figura 3.2: Bandas frecuenciales de los sistemas GPS y Galileo. Los círculos en rojo identifican las bandas a las que operaran las antenas desarrolladas en este capítulo.

Partiendo del prototipo de estructura multicapa de banda dual presentado por Pozar en [41], en este capítulo se lleva a cabo el diseño de cuatro prototipos de antenas de banda dual. Basándonos principalmente en una configuración de parches apilados alimentados mediante acoplamiento por apertura, se hará uso de redes de alimentación para obtener los desfases que permiten generar polarización circular a derechas en las estructuras.

Con los distintos prototipos desarrollados se persigue el objetivo de ir minimizando las dimensiones totales de las estructuras manteniendo o mejorando al mismo tiempo las prestaciones a nivel de adaptación, ganancia y relación axial.

La metodología de diseño empleada en los prototipos se presenta en el siguiente apartado para el prototipo de antena presentado en [41]. Después de aplicar la metodología de diseño para un prototipo concreto, con cada nueva sección se irán introduciendo modificaciones en la estructura hasta finalmente llegar a una estructura de una única capa basada en una ranura de anillos concéntricos.

Las conclusiones del capítulo recogerán un resumen de las modificaciones y mejoras para cada uno de los prototipos.

### 3.2. Especificaciones y características del sustrato

Las antenas de banda dual diseñadas en este capítulo deberán dar cobertura a las bandas de los sistemas de posicionamiento Galileo (E5a, E5b, E1, E2) y GPS (L1, L5).

Las especificaciones que se busca cumplir con las antenas diseñadas en este capítulo son las citadas a continuación:

- Pérdidas de retorno  $> 10$  dB en las bandas de interés.

- Banda de operación baja: 1.164- 1.214 GHz (FBW  $\sim$  4.19% ).
- Banda de operación alta: 1.560- 1.590 GHz (FBW  $\sim$  1.9% ).
- Polarización: Circular a derechas.
- Relación axial  $<$  3 dB en las bandas de interés.
- Relación axial  $<$  3 dB en un margen angular amplio a la frecuencia de interés.

Los sustratos utilizados para el diseño de las antenas son TRF-45 [42], TLY [42] y FR-4 [43]. Las propiedades de los sustratos son las reflejadas en la Tabla.3.1.

Tabla 3.1: Propiedades de los sustratos utilizados en los diseños.

| Sustrato | Tangente de pérdidas<br>( $\tan\delta$ ) | Grosor<br>h(mm) | Permitividad<br>( $\epsilon_r$ ) | Principal uso                   |
|----------|--|-----------------|----------------------------------|---------------------------------|
| TRF-45   | 0.0032                                   | 1.63            | 4.5                              | Parches                         |
| TLY      | 0.002                                    | 1.6             | 2.2                              | Parches                         |
| FR-4     | 0.015                                    | 1.55            | 4.5                              | Parches y redes de alimentación |

### 3.3. Parches apilados alimentados mediante acoplamiento por apertura.

#### 3.3.1. Definición de la geometría

Tal y como se comentó en el capítulo 2, la alimentación mediante acoplamiento por apertura es una de las configuraciones típicas a la hora de alimentar un parche microstrip. Este método, que no precisa de una conexión directa entre la antena y la alimentación, utiliza dos sustratos separados por medio de un plano de masa. Un sustrato contiene el elemento radiante mientras que en el otro se sitúa la red de alimentación. Una apertura en el plano de masa, situada bajo el parche, permite el acoplamiento con la línea de alimentación terminada en circuito abierto. El acoplamiento de la apertura con el parche y la línea de alimentación sucede porque la apertura interrumpe el flujo de corriente longitudinal entre ambos [2]. En la Fig.3.3 se ilustra este concepto donde una estructura formada por más de un parche es excitada a través una apertura y una línea de alimentación.

La Fig.3.3 también recoge el concepto de estructura basada en parches apilados, la cual se caracteriza por colocar sobre un parche activo (el que recibe la alimentación directamente) un parche

parásito que está acoplado electromagnéticamente con el parche activo. El concepto de parches apilados no implica siempre el contacto físico entre las distintas capas de la antena, si no que tal y como se muestra en la Fig.3.3 las diferentes capas pueden estar separadas por *gaps* de aire ( $h_{ap}$ ,  $h_{pp}$ ). Estos *gaps* de aire además de ofrecer un grado más de libertad en el diseño de la antena, permiten obtener anchos de banda superiores [2].

Por tanto, la Fig.3.3 muestra una antena microstrip basada en una estructura de parches apilados alimentados mediante apertura, estructura idéntica a la presentada por Pozar en [41]. Será entonces esta estructura la utilizada como prototipo inicial de análisis en las próximas secciones y a partir de la cual se desarrollaran los nuevos diseños de este capítulo.

### 3.3.2. Modelo circuital

La Fig.3.4 muestra un equivalente circuital simplificado para la estructura de parches apilados alimentados mediante apertura de la Fig.3.3.

Este tipo de estructura presenta tres resonancias: una por cada uno de los 2 parches y la de la apertura. Por dicho motivo en el equivalente circuital tanto los parches como la apertura se interpretan como 3 bloques resonantes RLC.

En este punto es posible pensar que las dimensiones de los parches y la apertura, o lo que es lo mismo la frecuencia de resonancia de cada bloque RLC, a la hora de realizar el diseño de la antena sean determinadas de forma independiente debido a que cada parche va a resonar a una frecuencia diferente, sin embargo no es así. A causa del fuerte acoplamiento que se produce entre los parches y la apertura ( $k_1$ ,  $k_2$ ,  $k_3$ ), las dimensiones de éstos deben ser fijadas a la vez, ya que todos están continuamente interactuando entre sí. El acoplamiento existente entre la apertura y la alimentación se define como  $k_1$ , el acoplamiento entre la apertura y el parche activo como  $k_2$  y el acoplamiento entre ambos parches como  $k_3$ . Si los acoplamientos son débiles generan lazos de impedancia estrechos en la carta de Smith, mientras que acoplamientos fuertes producen lazos más anchos. Variando el tamaño de estos lazos y posicionandolos uno cerca del otro ajustando los parámetros de la estructura se puede obtener un aumento importante del ancho de banda de la antena. Por último el *stub* de ajuste se simboliza a través de una línea de transmisión acabada en circuito abierto,  $l_s$ .

La Fig.3.5 representa la impedancia de entrada del modelo circuital de la Fig.3.4 particularizado para un caso concreto, en el cual se han fijado los valores de las inductancias y capacidades de cada bloque RLC de forma que se establece la frecuencia de resonancia de la apertura, el parche activo y el parche parásito a 1.5 GHz, 1.3 GHz y 1.2 GHz respectivamente, con el objetivo de aclarar el funcionamiento del modelo. Los resultados obtenidos en la Fig.3.5(a) muestran que la estructura de capas apiladas presenta tres resonancias, una por cada bloque RLC, que forman tres lazos de

impedancia en la carta de Smith Fig.3.5(c) y tres mínimos de adaptación Fig.3.5(b). A priori podemos observar que la ubicación en frecuencia de cada resonancia no se corresponde con la fijada inicialmente tal y como se había comentado que ocurriría, si no que esta sufre un desplazamiento en frecuencia debido al efecto del acoplamiento entre capas ( $k_1, k_2, k_3$ ) al que está sometida.

En la Fig.3.6 vemos el efecto que tiene sobre la respuesta de la estructura al completo el reducir el acoplamiento entre la apertura y la alimentación ( $k_1$ ), el cual esta relacionado con las dimensiones físicas de la apertura. Al reducir el acoplamiento (dimensiones apertura) los lazos de impedancia se van estrechando Fig.3.6(b), hasta que finalmente los parches dejarían de excitarse porque no verían la alimentación.

Por otro lado en la Fig.3.7(a) se observa que la reducción del acoplamiento entre la apertura y el parche activo ( $k_2$ ), el cual esta relacionado con las dimensiones del *gap* de aire entre capas  $h_{ap}$  Fig.3.3, a pesar de implicar a toda la estructura es principalmente la resonancia de la apertura la que

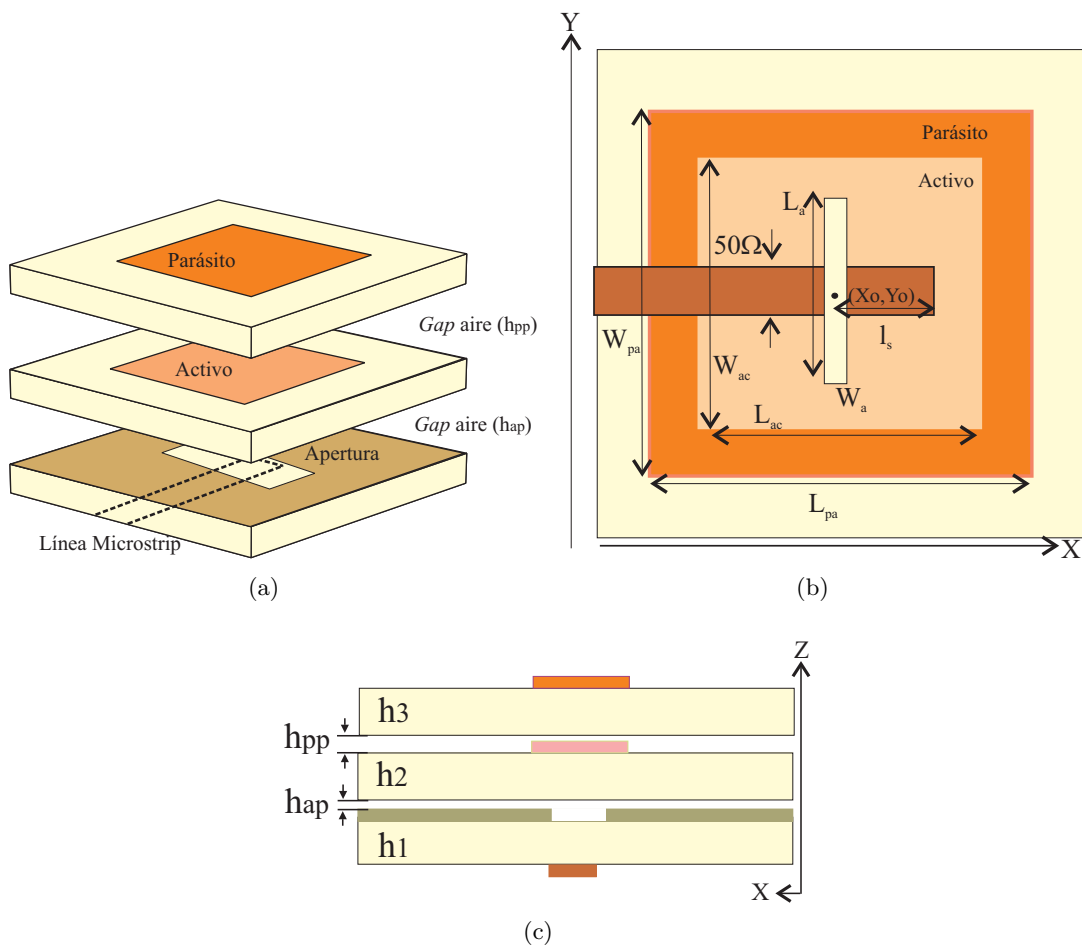


Figura 3.3: Vista en perspectiva (a), superior (b) y perfil (c) de una antena microstrip de parches apilados alimentada mediante apertura.

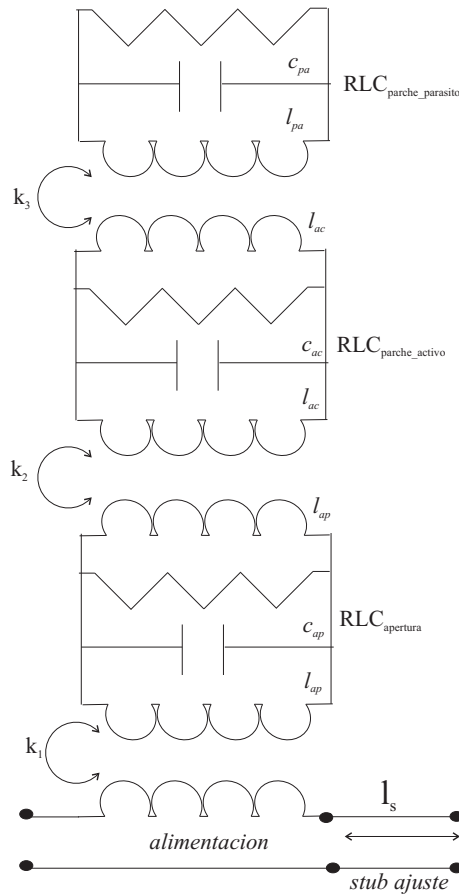


Figura 3.4: Modelo circuital de una antena microstrip de parches apilados alimentada mediante apertura.

se ve más afectada. Al reducirse el efecto del parche, esta se traslada hacia su frecuencia de resonancia inicial 1.5 GHz. La Fig.3.7(b) refleja el efecto de la variación del acoplamiento entre ambos parches ( $k_3$ ), relacionado con el *gap* de aire entre parches ( $h_{pp}$ ), el cual afecta principalmente a la frecuencia de resonancia de ambos parches. Al desacoplarse uno de otro, el parche activo cada vez ésta menos influenciado por la presencia del parásito por lo que se traslada poco a poco hacia a su frecuencia de resonancia original.

### 3.3.3. Funcionamiento básico de la antena

No se dispone de ninguna técnica o aproximación analítica simple para el diseño de una antena parche microstrip apilada alimentada mediante acoplamiento por apertura. Por dicho motivo para diseñar este tipo de antena sólo podemos basarnos en estudios experimentales que nos proporcionen las tendencias de comportamiento de los diferentes parámetros que forman la estructura, como los

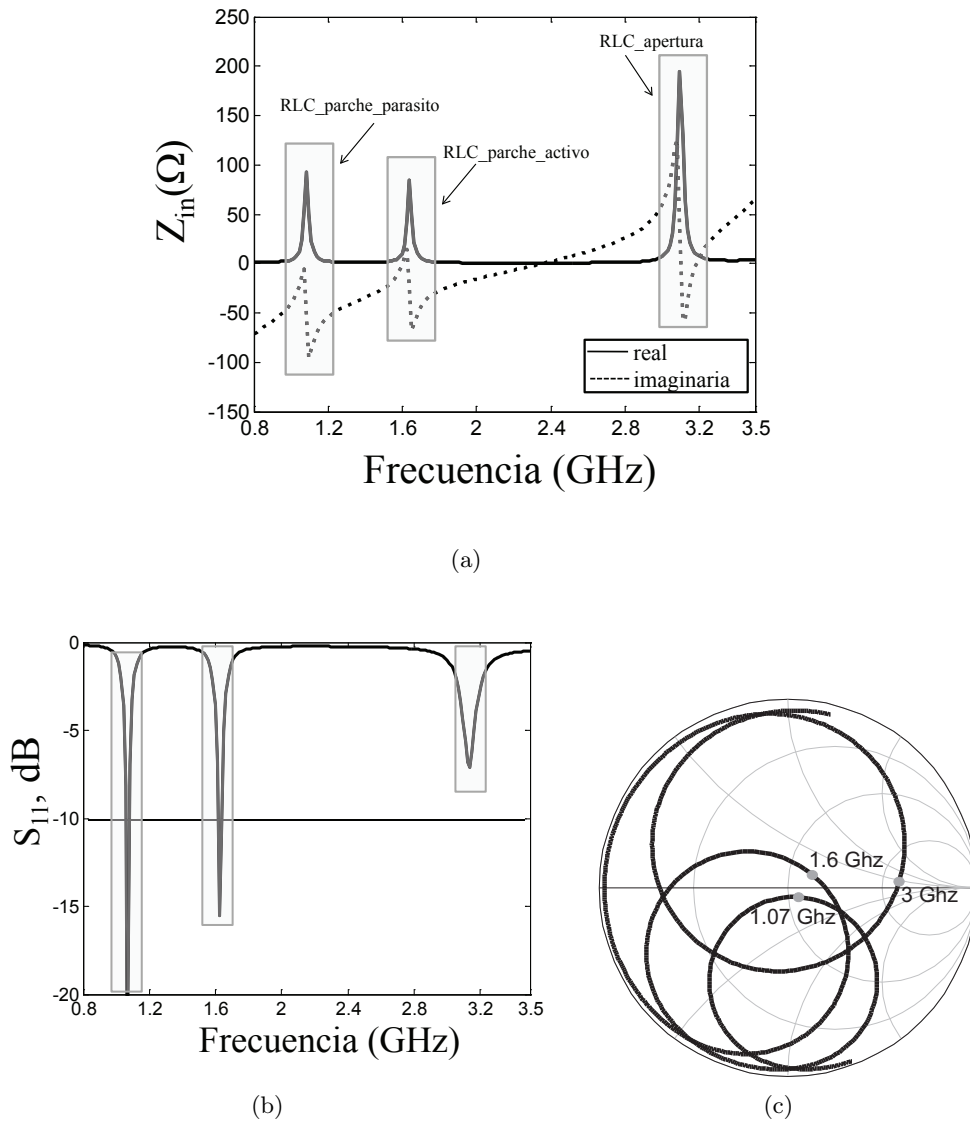


Figura 3.5: Representación de la impedancia de entrada en función de la frecuencia del modelo cicuital de la Fig.3.4, para la frecuencia resonancia de la apertura a 1.5 GHz ( $l_{ap}= 11$  nH,  $c_{ap}= 2$  pF), frecuencia de resonancia del parche activo a 1.3 GHz ( $l_{ac}= 15$  nH,  $c_{ac}= 2$  pF) y frecuencia de resonancia del parche parásito a 1.2 GHz ( $l_{pa}= 8.8$  nH,  $c_{pa}= 2$  pF). Donde  $k_1= 0.5$ ,  $k_2= 0.8$ ,  $k_3= 0.6$  y  $l_s= 19$  mm.

estudios que se han desarrollado en [41], [40].

En esta sección se describen los parámetros críticos que caracterizan una estructura apilada de banda dual, los cuales son: la alimentación, el *stub* de ajuste, las dimensiones y sustratos de los parches, la dimensión de la apertura y la separación entre las capas apiladas (*gaps* de aire); A continuación veremos los efectos sobre la impedancia de entrada de la antena al variar estos parámetros para un prototipo de referencia.

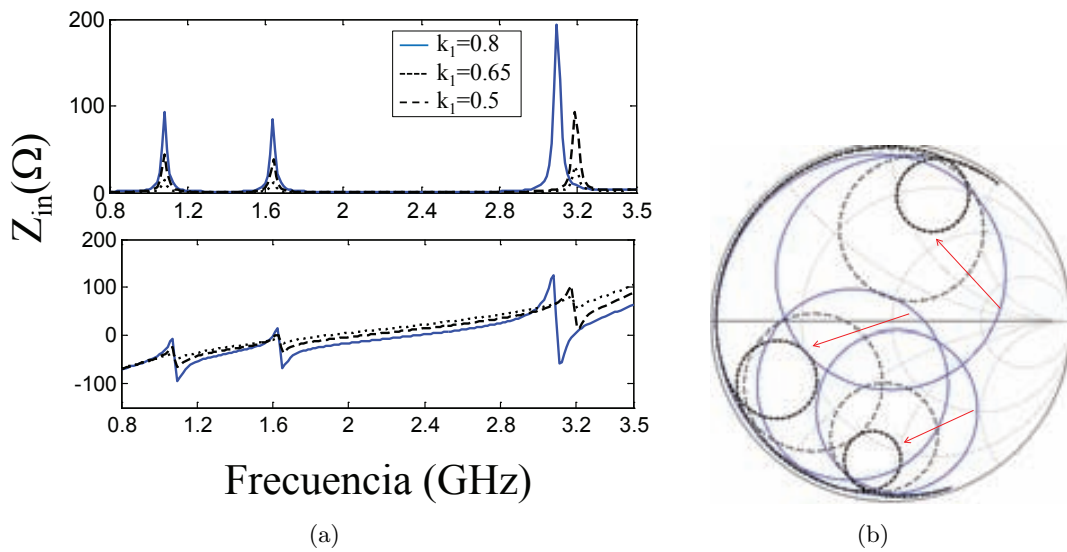


Figura 3.6: Representación de la impedancia de entrada en función de la variación del acoplamiento entre la alimentación y la apertura.

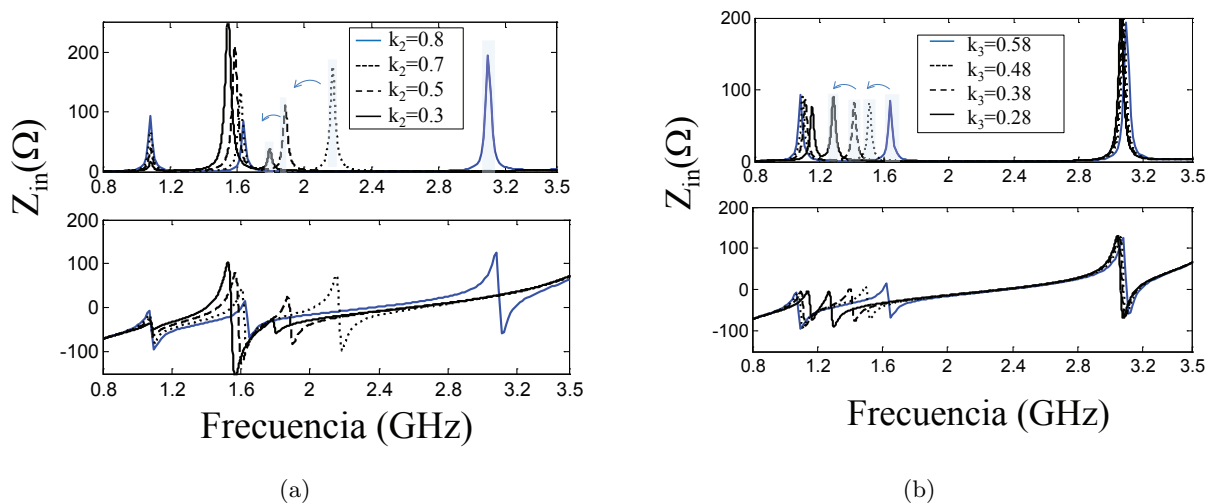


Figura 3.7: Representación de la impedancia de entrada en función de la variación del acoplamiento entre el parche activo y la apertura (a) y entre ambos parches (b). Los picos sombreados reflejan el desplazamiento de la resonancia afecta en mayor medida por la variación del acoplamiento.

Teniendo en cuenta el elevado número de parámetros que interaccionan entre sí puede resultar muy complejo llevar a cabo el diseño de la antena. Por ello, el método de trabajo utilizado se basa en fijar inicialmente unas dimensiones de referencia para los parches y para el resto de parámetros críticos y realizar un ajuste empírico de éstos con la ayuda del software de simulación electromagnético Momentum [27] y Feko [28] hasta obtener los anchos de banda fijados en las especificaciones, sección 3.2. En concreto las dimensiones tomadas como punto de partida en el proceso de diseño del parche

activo, parásito y de la apertura se han establecido a una frecuencia de resonancia próxima a 1.3 GHz, 1.2 GHz y 1.5 GHz respectivamente. El motivo de la elección de estas frecuencias se debe al ejemplo mostrado en la sección 3.3.2, donde para dichos valores se obtuvieron bandas de operación cercanas a las fijadas en las especificaciones de la sección 3.2.

La Tabla.3.2 resume todos los valores que se han tomado como referencia inicial para el ejemplo práctico de diseño. Para el desarrollo de este prototipo inicial se ha hecho uso de FR-4 como sustrato de todas las capas.

Tabla 3.2: Dimensiones iniciales (mm) fijadas para el prototipo inicial con estructura de parches apilados como la mostrada en la Fig.3.4 .

| $W_{ac}$   | $L_{ac}$ | $W_{pa}$ | $L_{pa}$ | $h_{ap}$ | $h_1$ | $h_2$ |
|------------|----------|----------|----------|----------|-------|-------|
| 59         | 59       | 67       | 67       | 4        | 1.55  | 1.55  |
| $w_{alim}$ | $L_a$    | $W_a$    | $L_s$    | $h_{pp}$ | $h_3$ |       |
| 2.87 (50Ω) | 53       | $L_a/10$ | 8        | 4        | 1.55  |       |

## Alimentación

Para tener menos radiación espúrea desde la línea de alimentación es preferible la utilización de sustratos de alta permitividad y de grosor delgado. Cabe destacar que el incremento del grosor aumenta las pérdidas. Un buen compromiso suele ser entre  $0.01\lambda_{eff}$  y  $0.02\lambda_{eff}$ , [44].

En lo referente al ancho de la línea de alimentación, éste además de controlar la impedancia característica de la línea también afecta al acoplamiento con la apertura. Hasta un cierto grado, líneas más estrechas producen un acoplamiento más fuerte con la apertura. En todos los diseños de este capítulo las líneas de alimentación se fijarán a  $50\Omega$ .

## Apertura

El acoplamiento que se produce entre la línea de alimentación y el elemento radiante viene determinado por la anchura, la longitud, la forma y la posición relativa de la apertura con respecto a la línea de alimentación.

En [45] se lleva a cabo un estudio basado en el análisis del modelo de la cavidad del parche y en la teoría de acoplamientos para pequeñas aperturas donde se demuestra que siendo los campos en la cavidad independientes del eje  $y$  (Fig.3.3), la apertura puede situarse en cualquier punto a lo largo del eje  $x$  (Fig.3.3), donde en función de la posición el mecanismo de acoplamiento puede



pasar de ser eléctrico a magnético a una combinación de ambos. Además en [45] se demuestra que un acoplamiento magnético es tres veces mayor que uno eléctrico, por lo que lo ideal será buscar siempre dicho comportamiento, el cual se da si la apertura está situada en el centro del parche. En [45] también se demuestra que para dos aperturas de misma área pero de formas distintas, una circular y otra elíptica (estrecha y alargada), ésta última presenta un acoplamiento del orden de 10 veces mayor que la circular. Por tanto se llega a la conclusión de que la apertura óptima es una apertura rectangular (alargada y estrecha) situada en el centro del parche.

Típicamente la relación entre ancho y longitud de una apertura es aproximadamente de 0.10, haciendo la apertura mayor en longitud se consiguen acoplamientos mayores pero sin embargo también se incrementa el nivel de radiación hacia atrás. El ancho de la apertura también afecta a la fuerza del acoplamiento, pero en menor grado que la longitud [45].

Incrementar la longitud de la apertura aumenta el acoplamiento que hay entre apertura y parche

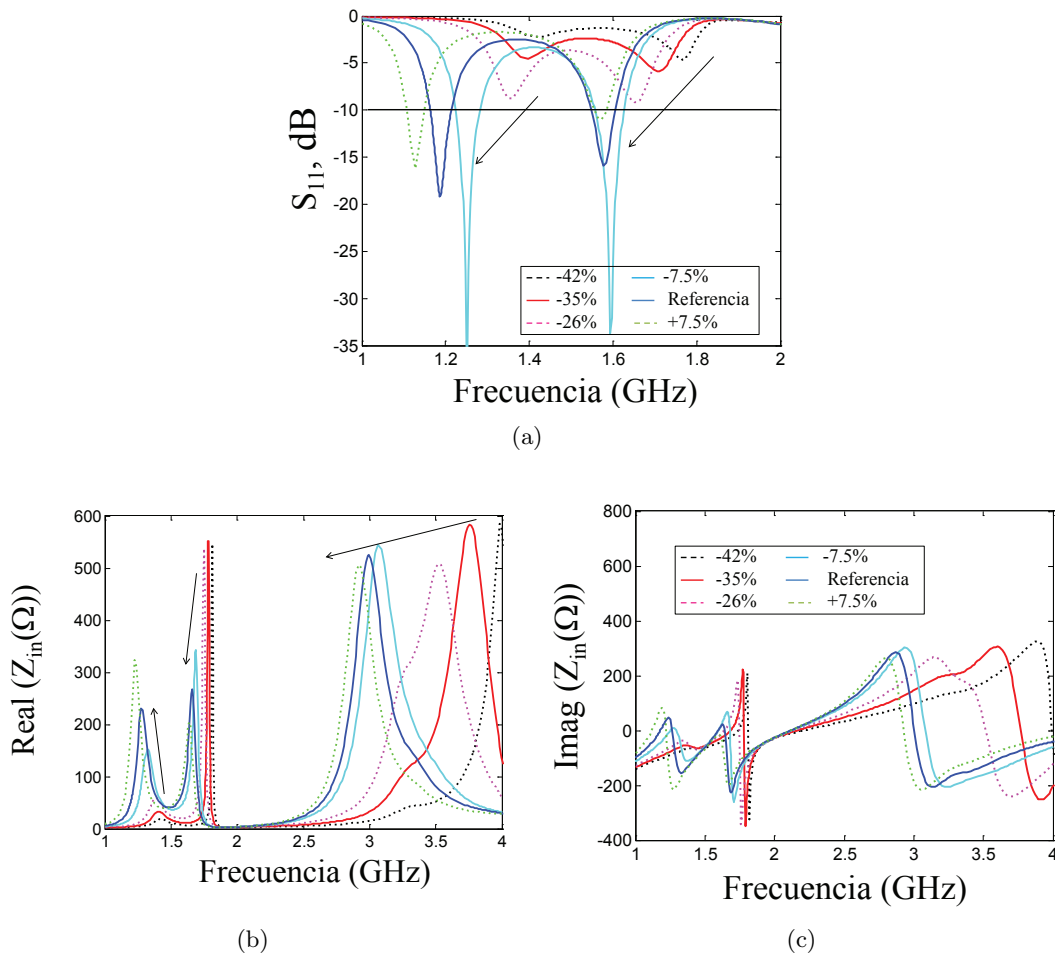


Figura 3.8: Efecto de la variación de la longitud de la apertura.

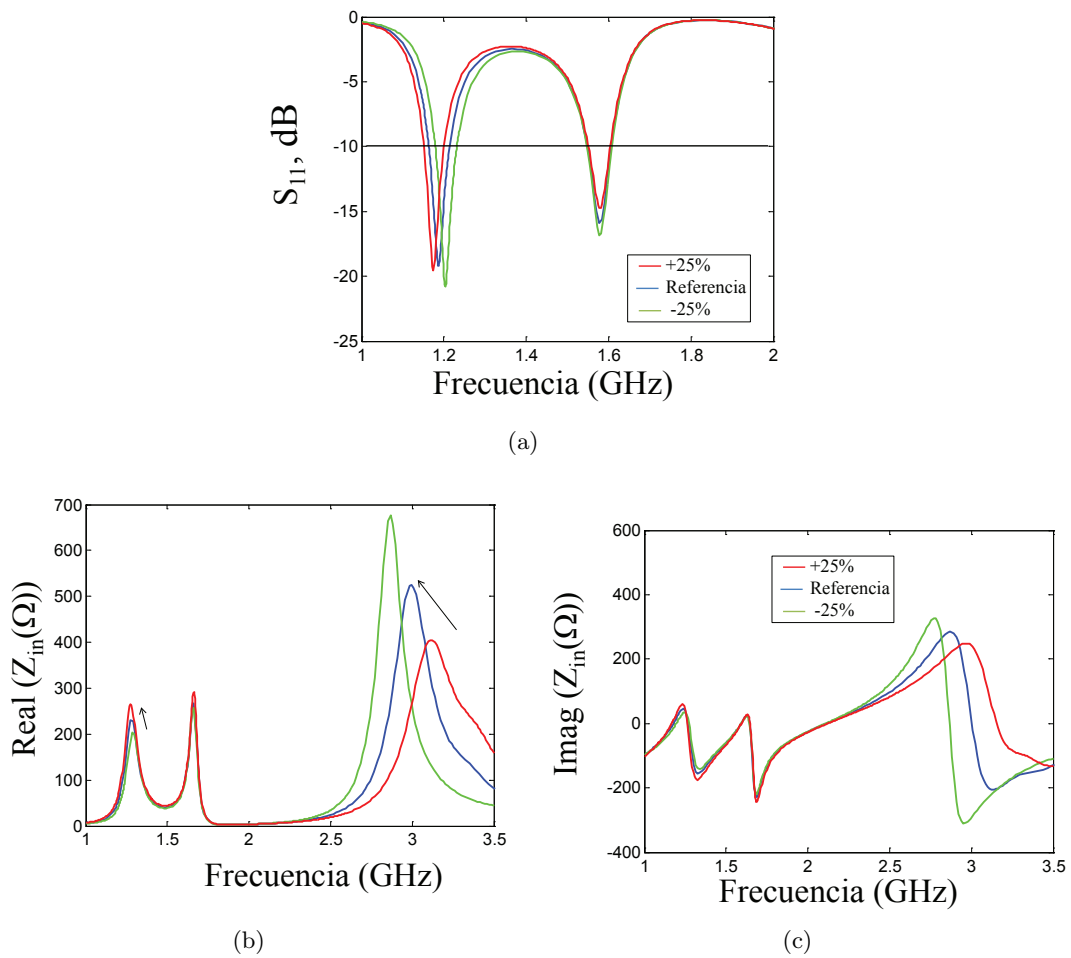


Figura 3.9: Efecto de la variación del ancho de la apertura en un 25 %.

activo, lo que en un principio desplaza la resonancia de la apertura hacia frecuencias superiores. Por otro lado, el incremento en longitud de la apertura también supone una traslación hacia frecuencias inferiores de su resonancia debido al aumento de su dimensión, Figs.3.8 (b),(c).

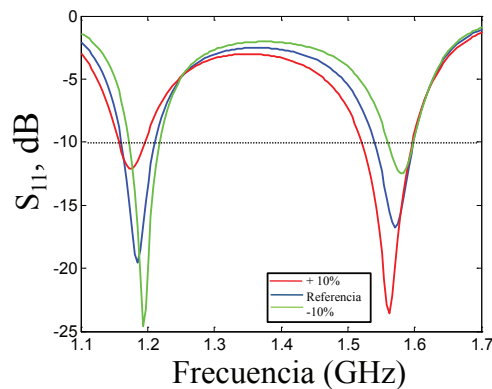
En este prototipo la apertura posee unas dimensiones relativamente grandes en comparación con las dimensiones de los parches, los tres son de un tamaño similar, por lo que la variación de sus dimensiones tiene efecto significativo sobre ambos parches en vez de únicamente sobre el activo. Observando el coeficiente de reflexión en un rango frecuencial más próximo a las bandas de interés, Figs.3.8(a), vemos como ambas bandas adaptación (cada una producto de un parche) sufren un desplazamiento frecuencial.

El incremento del ancho de la apertura también supone una traslación en frecuencia de la resonancia de la apertura Figs.3.9 (b),(c). Sin embargo las resonancias de los parches se ven afectadas en un grado menor que en el caso anterior, Fig.3.9(a).

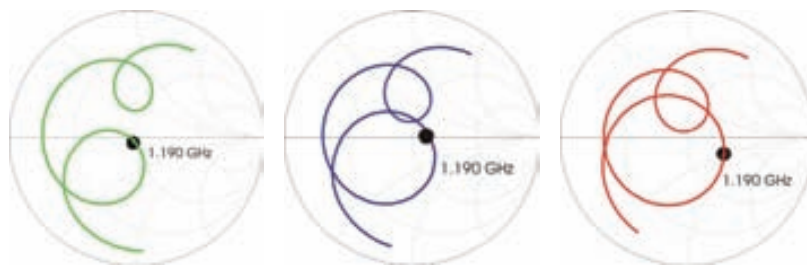
### Stub de ajuste

El *stub* de ajuste (entendido como el trozo de línea microstrip acabada en circuito abierto que sobrepasa más de la mitad de una apertura) se utiliza para sintonizar el exceso de reactancia de la antena. Normalmente la longitud del *stub*  $l_s$  (Fig.3.3) se encuentra dentro del rango de  $0.1\lambda_{eff}$  a  $0.2\lambda_{eff}$ , [44]. Reducir la longitud del *stub* modifica el lugar geométrico de la impedancia en la carta de Smith.

Modificar la longitud del *stub* de ajuste inicialmente nos hizo pensar que sólo se presentarían efectos entre el acoplamiento que afecta a la apertura y al parche activo. Sin embargo por los resultados presentados en la Fig.3.10, podemos decir que en ambas bandas de operación apenas se produce un desplazamiento frecuencial destacable. El incremento de la longitud del *stub* de ajuste produce un aumento leve del acoplamiento entre los parches, y un aumento leve del acoplamiento entre la apertura y el parche activo.



(a)



(b)

Figura 3.10: Efecto de la variación de la longitud del *stub* de ajuste un 10%. Los lazos en la carta de Smith marcados con puntos se corresponden con el lazo de frecuencias bajas.

### Sustratos del parche activo y parásito

Normalmente se utilizan sustratos de grosor elevado, próximo a  $0.06\lambda_{eff}$  y baja constante dieléctrica para obtener grandes anchos de banda ([44], [38]).

El grosor del sustrato afecta en concreto al ancho de banda y al nivel de acoplamiento. Al incrementar el grosor del sustrato es cierto que se consiguen anchos de banda mayores pero también es cierto que se reduce el nivel de acoplamiento. En cuanto a la permitividad, ésta afecta tanto al ancho de banda como a la eficiencia de radiación. Permitividades bajas dan anchos de banda mayores y reducción en la excitación de las ondas de superficie. Además, la posible no uniformidad de la permitividad en todo el material puede producir desplazamientos indeseados en frecuencia.

En este primer prototipo no se tomará el sustrato como un parámetro crítico, reduciéndose así el número de variables durante el proceso de diseño. Todas las capas apiladas quedan por tanto definidas por las propiedades características del FR-4.

### Dimensiones de los parches: activo y pasivo

La longitud de los parches está directamente relacionada con la frecuencia de resonancia, mientras que el ancho influye en la parte real de la impedancia de entrada.

Para obtener polarizaciones ortogonales a la misma frecuencia es necesario que los parches sean cuadrados a pesar de que este tipo de parches generan niveles de polarización cruzada mayores que los que presentan otras formas [38].

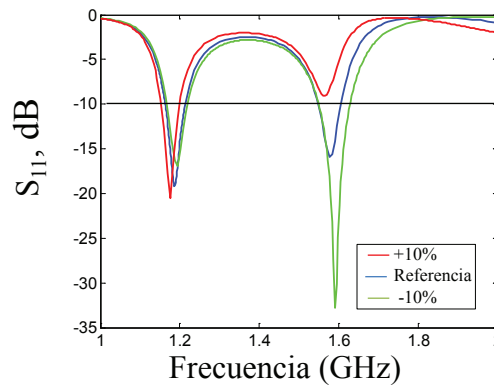
Tal y como se comentó en la sección 3.3.2 a causa del fuerte acoplamiento que se produce entre los parches, las dimensiones de estos deben ser fijadas a la vez, ya que ambos están continuamente interaccionando entre sí.

Por último debe tenerse en cuenta que el tamaño del parche parásito debe ser parecido al tamaño del parche activo ya que si el parche parásito tiene unas dimensiones mucho menores que el parche activo puede que éste no se llegue a excitar, en cambio si sus dimensiones son mucho mayores puede suceder que el parásito tape la radiación del parche activo y el comportamiento que obtengamos sea igual a tener una configuración formada por un único parche.

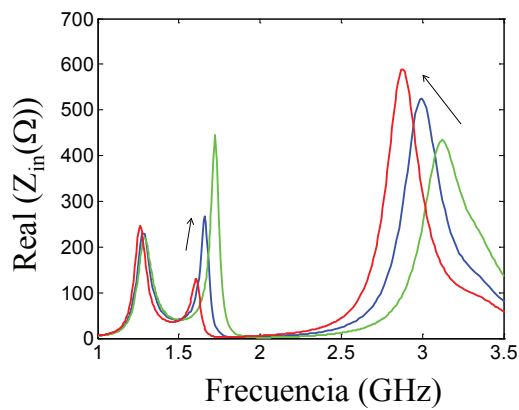
La modificación de las dimensiones de los parches nos presenta unos efectos muy peculiares, tal y como muestran la Fig.3.11 y la Fig.3.12. El parche activo está participando en los dos acoplamientos que tenemos, por lo que una modificación en las dimensiones de éste debería afectar a la respuesta de las dos bandas de funcionamiento. Sin embargo, variar las dimensiones del parche activo tiene un efecto más significativo sobre la resonancia de la apertura y del propio parche activo, como muestra

la Fig.3.11 (b),(c). En realidad es la banda alta la única que presenta una leve variación Fig.3.11 (a), donde la adaptación disminuye al incrementarse el tamaño del parche.

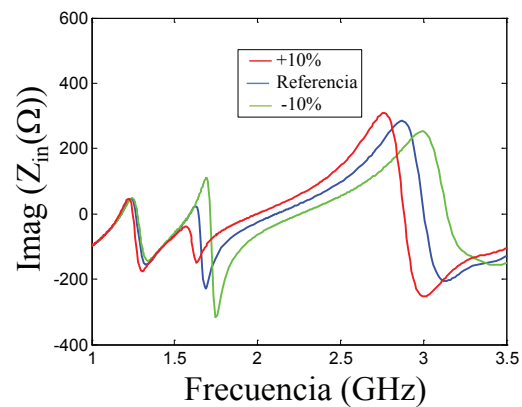
Por otro lado, la Fig.3.12 muestra que variar las dimensiones del parche parásito tiene un efecto más notable sobre ambas bandas que en el caso anterior. Al disminuir el parásito, se produce un desplazamiento hacia frecuencias superiores de las dos bandas de adaptación Fig.3.12 (a).



(a)



(b)



(c)

Figura 3.11: Efecto de la variación de las dimensiones del parche activo en un 10%.

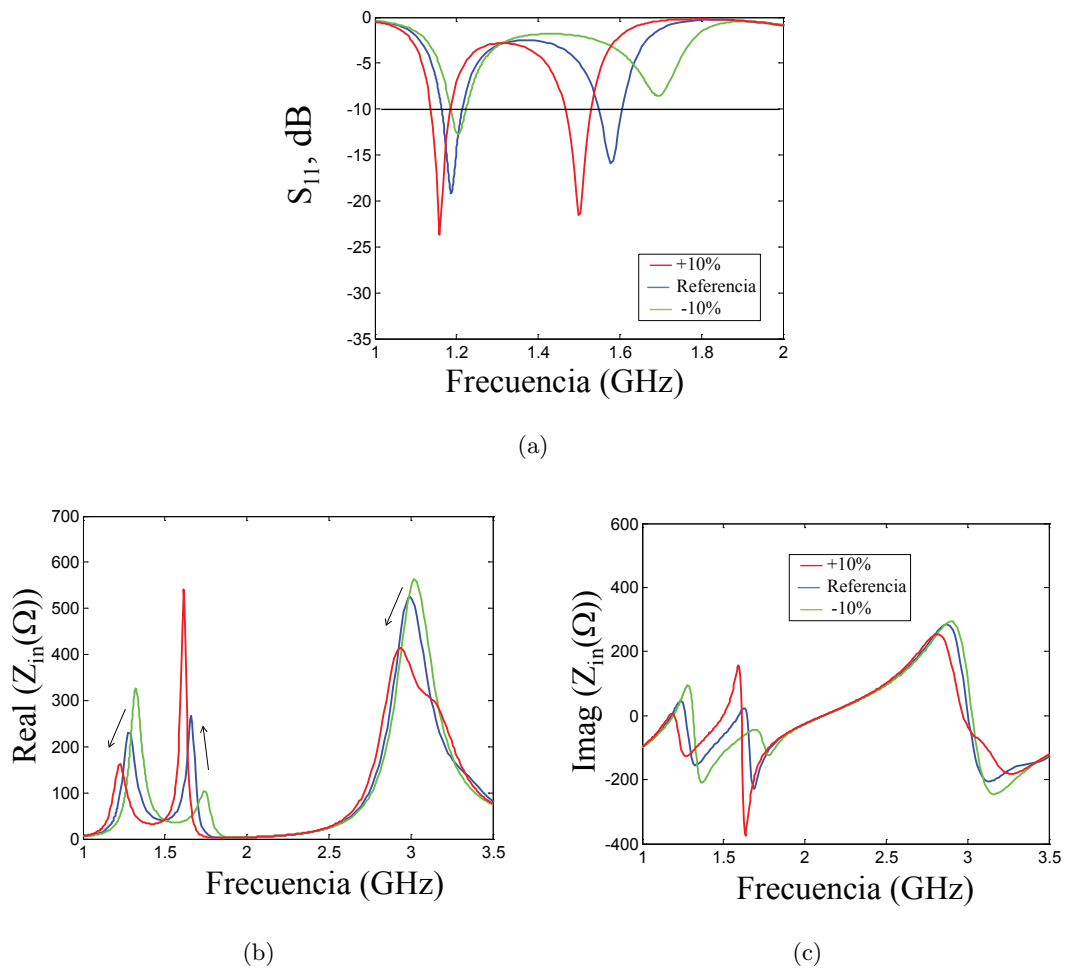


Figura 3.12: Efecto de la variación de las dimensiones del parche parásito en un 10%.

### Gaps entre capas

Los *gaps* de aire aportan un grado más de libertad al diseño de la antena, influyendo principalmente sobre el nivel de acoplamiento entre capas y al ancho de banda de la antena.

En este caso se ha aumentado el *gap* de aire entre la apertura y el parche activo Fig.3.13, y entre el parche activo y el parche parásito Fig.3.14

Incrementar la separación entre la apertura y parche activo lleva a pensar que el acoplamiento que se está produciendo entre ambos va a reducirse, efecto que se vería principalmente en la banda alta. En la Fig.3.13 vemos que la variación del *gap* entre apertura y parche activo tiene sin embargo un efecto sobre toda la respuesta de la antena. Se produce un desplazamiento de la banda baja al reducir el acoplamiento mientras que el nivel de adaptación en la banda alta se ve disminuido.

En el caso de incrementar la separación entre el parche activo y el parche parásito Fig.3.14, es

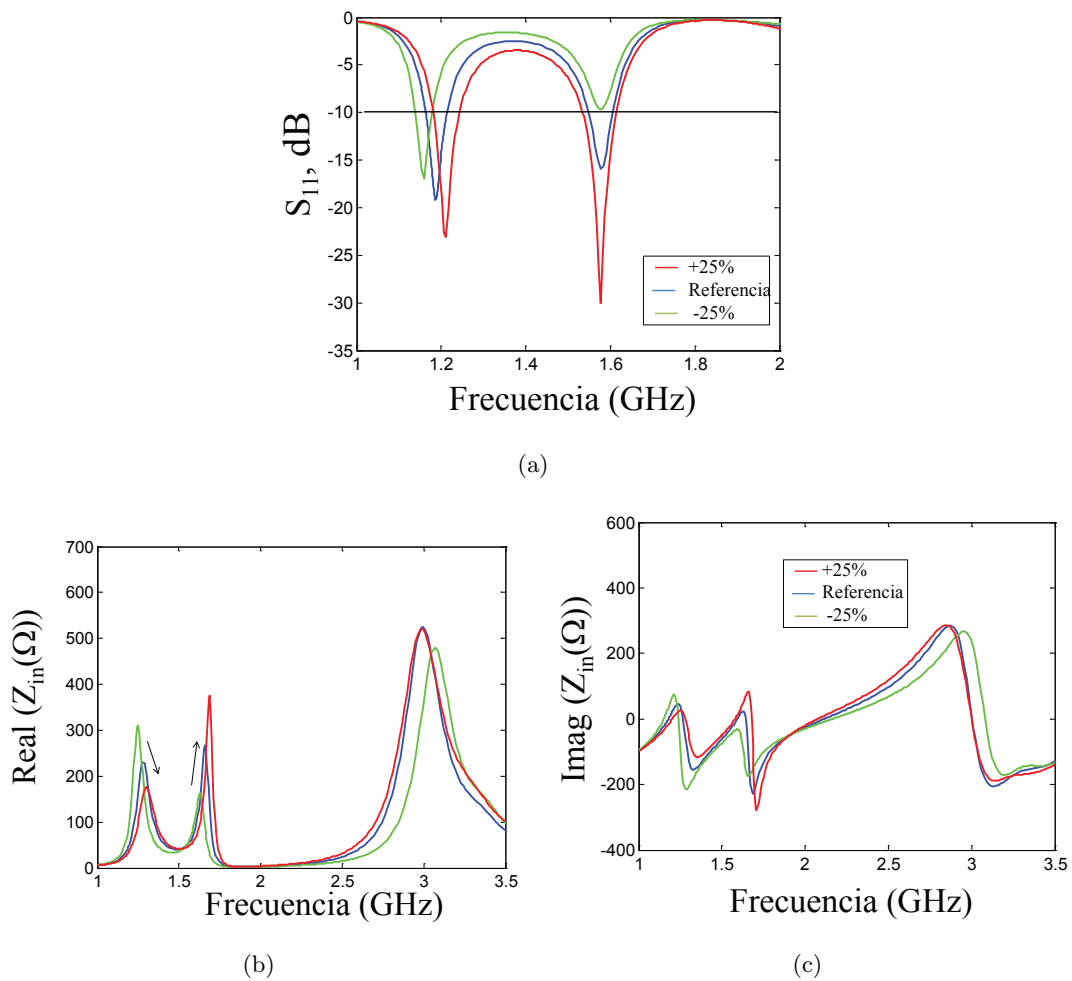


Figura 3.13: Efecto de la variación del *gap* de aire entre la apertura y el parche activo en un 25 %. El *gap* entre parches se mantiene constante a  $h_{pp}=4$  mm.

el acoplamiento entre los dos parches el que se está reduciendo. Este hecho apenas es apreciable en el coeficiente de reflexión Fig.3.14 (a), viéndose modificados únicamente los niveles de adaptación de ambas bandas.

### 3.3.4. Diseño de una antena de banda dual con polarización lineal

Teniendo presente las tendencias de comportamiento de los parámetros críticos de diseño expuestos en la sección anterior, se acaban de ajustar las dimensiones de la antena de banda dual con polarización lineal utilizada como prototipo inicial, de modo que se cubran al completo las bandas de operación especificadas, sección 3.2.

La Tabla.3.3 recoge las dimensiones finales de todos los valores para el prototipo inicial, mientras que la Fig.3.15 muestra el coeficiente de reflexión simulado para la antena de dichas dimensiones. En

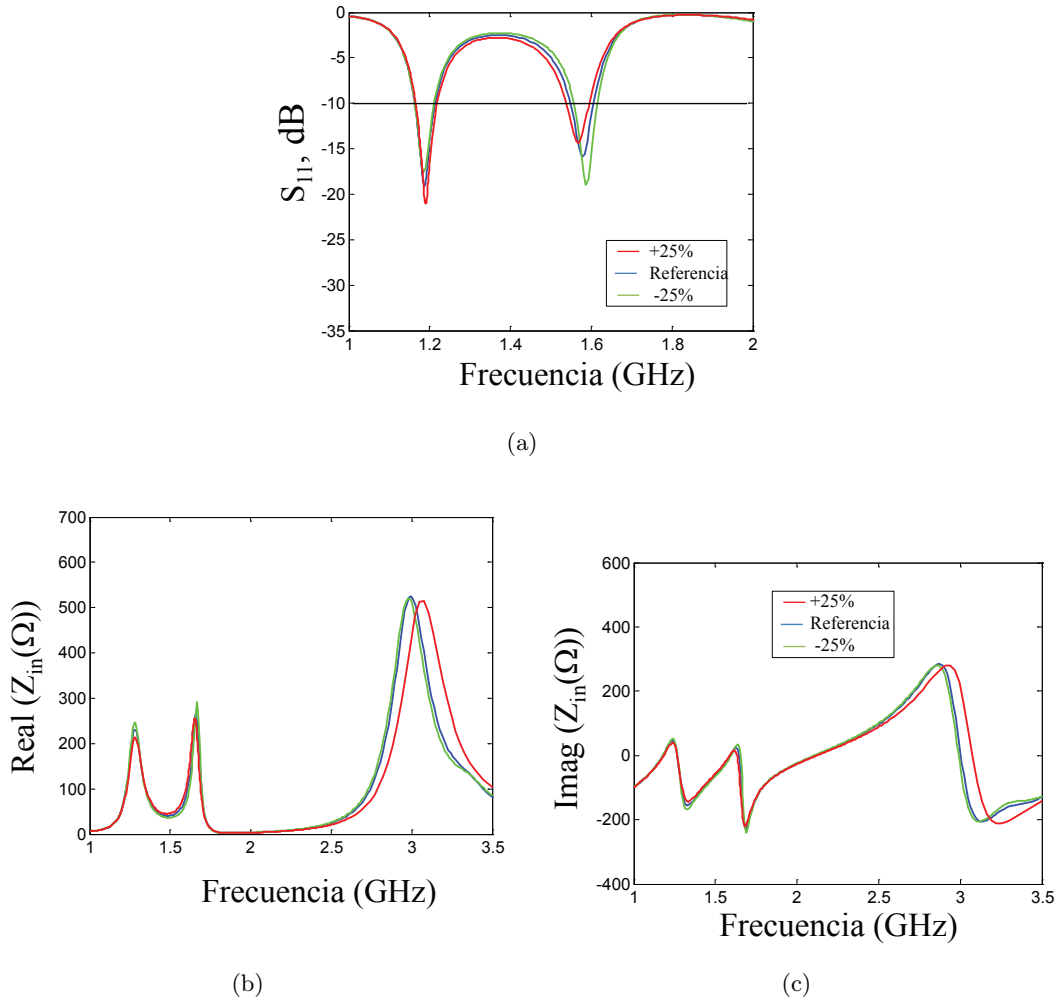


Figura 3.14: Efecto de la variación del *gap* de aire entre parches en un 25%. El *gap* entre parche activo y alimentación se mantiene constante a  $h_{ap}=4$  mm.

ella se puede observar como ambas bandas de operación cubren al completo las bandas de interés especificadas.

Tabla 3.3: Dimensiones finales (mm) fijadas para el prototipo inicial de antena de banda dual con polarización lineal.

| $W_{ac}$   | $L_{ac}$ | $W_{pa}$ | $L_{pa}$ | $h_{ap}$ | $h_1$ | $h_2$ |
|------------|----------|----------|----------|----------|-------|-------|
| 60         | 60       | 68       | 68       | 4        | 1.55  | 1.55  |
| $w_{alim}$ | $L_a$    | $W_a$    | $L_s$    | $h_{pp}$ | $h_3$ |       |
| 2.87 (50Ω) | 53.5     | 4        | 8.2      | 6        | 1.55  |       |



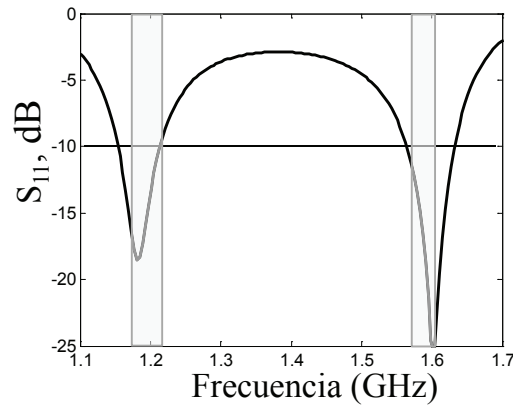


Figura 3.15: Coeficiente de reflexión para el prototipo inicial de antena de banda dual con polarización lineal con las dimensiones recogidas en la Tabla.3.3.

### 3.3.5. Diseño de una antena de banda dual con polarización ortogonal

A partir del modelo de la antena de banda dual con polarización lineal se puede obtener el modelo de antena de banda dual con 2 polarizaciones ortogonales si se añade otra apertura cruzada.

La Fig.3.16 muestra una vista superior de la nueva apertura posicionada en la estructura. Ahora la estructura presenta 4 puertos y 4 *stubs* de ajuste en lugar de uno. Al tener 2 aperturas cruzadas no se pueden alimentar éstas en su centro como se hizo anteriormente, si no que se precisa de la introducción de 4 puertos, Fig.3.16. Podría llevarse a cabo una alimentación desplazando la excitación de cada apertura a uno de los extremos pero de esa forma se perdería la simetría de la estructura lo cual degradaría posteriormente la polarización circular de la antena, además de aumentar el acoplamiento entre puertos.

Estas dos aperturas siguen sin estar perfectamente desacopladas a pesar de la introducción de los cuatro puertos, ésto modifica la respuesta obtenida previamente de la antena. Por este motivo es necesario llevar de nuevo a cabo un pequeño proceso de reajuste de la estructura, en el cual sólo es necesario retocar la longitud de las aperturas y de los *stubs* de ajuste junto con la ubicación de estos. La Tabla.3.5 recoge las dimensiones finales de la estructura tras la introducción de la apertura cruzada. La Fig.3.17 muestra el coeficiente de reflexión simulado para la antena junto con los parámetros  $S_{12}$ ,  $S_{13}$ ,  $S_{14}$ .

A priori puede pensarse que la representación del coeficiente de reflexión mostrado en la Fig.3.17(a) no se ajusta con la respuesta deseada tras haber ajustado las dimensiones de la antena, pero no es así. La respuesta esperada se observa en la Fig.3.17(b), donde se representa la diferencia entre  $S_{11}$  y  $S_{12}$ , ya que ahora la antena deberá estar alimentada de forma diferente. De esta forma, en la

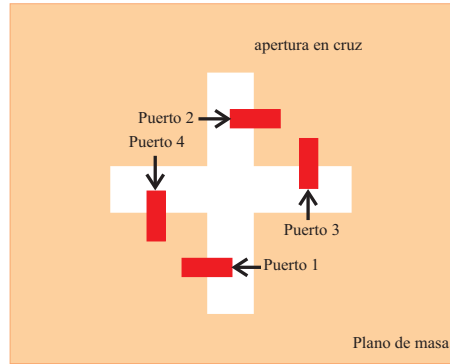


Figura 3.16: Vista superior de la antena parche apilada alimentada mediante aperturas cruzadas para obtener polarizaciones ortogonales.

Fig.3.17(b) ahora si se puede observar como ambas bandas de operación cubren al completo las bandas de interés especificadas. Por último debe destacarse también que el acoplamiento entre el resto de puertos ( $S_{13}$  y  $S_{14}$ ) es leve tal y como se deseaba.

Tabla 3.4: Dimensiones finales de la estructura para el caso de dos polarizaciones lineales ortogonales (mm).

| $W_{ac}$            | $L_{ac}$ | $W_{pa}$ | $L_{pa}$ | $h_{ap}$ | $h_1$ | $h_2$ |
|---------------------|----------|----------|----------|----------|-------|-------|
| 60                  | 60       | 68       | 68       | 4        | 1.55  | 1.55  |
| $w_{alim}$          | $L_a$    | $W_a$    | $L_s$    | $h_{pp}$ | $h_3$ |       |
| 2.87 (50 $\Omega$ ) | 56.5     | 4        | 31       | 6        | 1.55  |       |

Es en este momento cuando la antena con sus cuatro puertos de alimentación los cuales excitan dos modos lineales ortogonales debe conectarse a una red de alimentación para obtener polarización circular a derechas. En la siguiente sección se va a llevar a cabo un estudio de dichas redes de alimentación.

### 3.3.6. Redes de alimentación

#### Red de banda estrecha

La red de adaptación presentada por Pozar en [41] permite alimentar cada una de las cuatro ramas de las 2 aperturas en cruz con igual amplitud y una diferencia de fase de  $90^\circ$  entre ellas para conseguir una rotación en fase en los cuatro puntos de alimentación de  $0^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $180^\circ$  y  $270^\circ$ , generando así polarización circular en la antena, Fig.3.18. Dicha red, esta compuesta por tres divisores

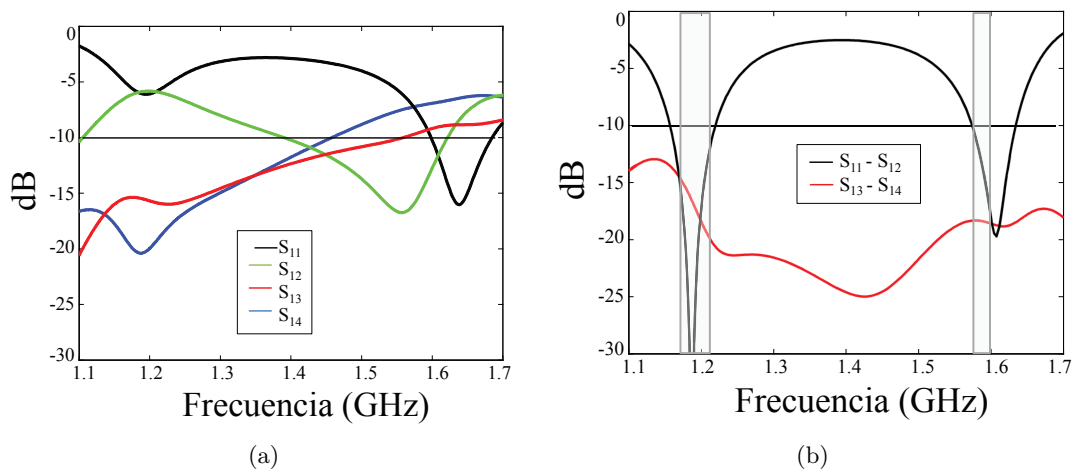


Figura 3.17: (a) Representación de los parámetros S de la antena con polarización ortogonal. (b) Representación de los parámetros S teniendo en cuenta la alimentación diferencial de la antena a causa de la apertura cruzada.

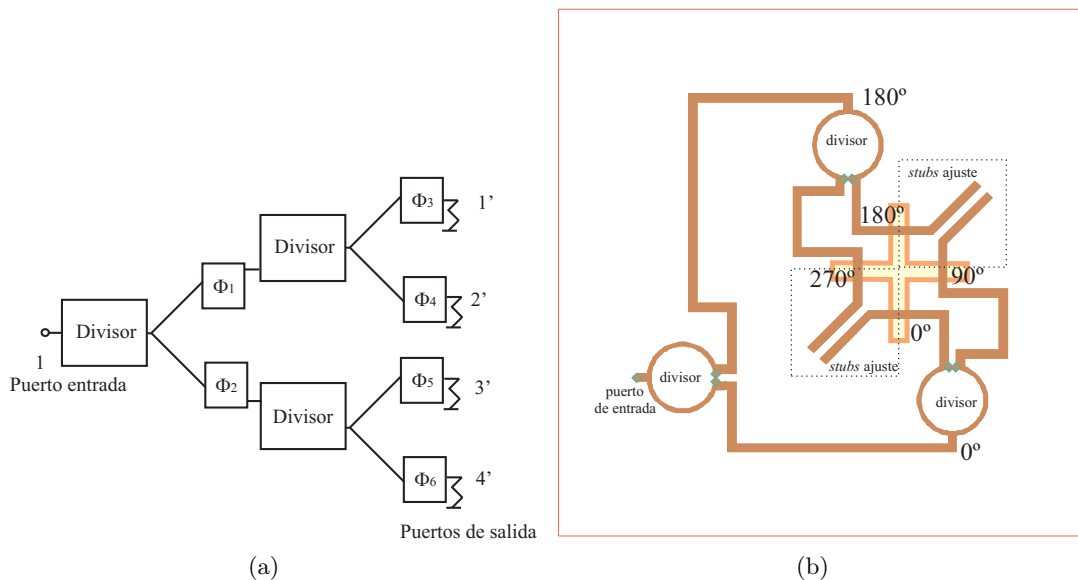


Figura 3.18: (a) Esquema de la red de alimentación. Los bloques con  $\phi_i$  representan los desfases introducidos entre ramas, los cuales se fijan a:  $\phi_1=0^\circ, \phi_2=180^\circ, \phi_3=0^\circ, \phi_4=90^\circ, \phi_5=0^\circ, \phi_6=90^\circ$ . (b) Layout de la red de adaptación al completo diseñada a la frecuencia central de las dos bandas, 1.4 GHz. El ancho de las líneas de transmisión utilizadas es de  $50 \Omega$  mientras que la longitud de éstas viene dado en cada caso por el desfase.

de Wilkinson y líneas de transmisión que alimentan cada *stub* de ajuste.

La Fig.3.19 muestra el coeficiente de reflexión de la red de la Fig.3.18(b), junto con la magnitud y la fase en cada uno de los cuatro puertos de salida que tiene la red.

Esta red de alimentación tiene un comportamiento en banda ancha de adaptación, tal y como se

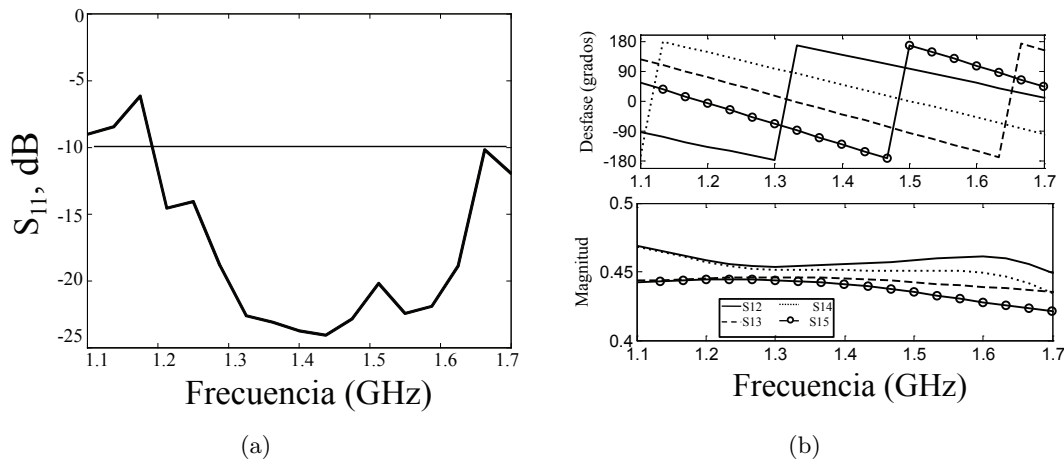


Figura 3.19: (a) Coeficiente de reflexión de la red de alimentación de banda estrecha, Fig.3.18(b). (b) Magnitud y fase en los puertos de salida de la red.

observa en la Fig.3.19(a), el cual es debido al uso de varias etapas en cascada de divisores de Wilkinson. En la práctica, en los 4 puertos de salida de la red no tendremos cargas de  $50 \Omega$ , sino los 4 puertos de la antena diseñada por lo tanto la entrada de nuestra red de adaptación se verá afectada por los parámetros  $[S]$  de la antena. Sin embargo la adaptación de la red no se verá degradada siempre y cuando la estructura con la que trabajemos sea simétrica y los 4 puertos se carguen de forma idéntica.

Es importante destacar que a pesar de que la red de alimentación de la Fig.3.18 es una red de banda ancha en términos de adaptación, también es una red de banda estrecha en términos de fase. Dado que se pretende cubrir dos bandas muy separadas la frecuencia de diseño se fija a 1.4 GHz (entre las dos bandas) por lo que a esta frecuencia el desfase es el deseado, Fig.3.19(b). Sin embargo, a medida que nos alejamos del centro de la banda, la idealidad de la respuesta decrece y los desfases entre ramas empeoran. Puesto que en gran medida la calidad de la relación axial de una antena de este tipo depende de la calidad del desfase de  $90^\circ$  proporcionado entre las dos polarizaciones ortogonales que se generan en ella, la degradación de este desfase provocaría una degradación de la relación axial en la antena. Por este motivo se buscó en la literatura una estructura que pudiera proporcionar esta diferencia de fase constante en un ancho de banda elevado.

### Red de banda ancha

En este apartado se presenta un nuevo diseño de red con un comportamiento en banda ancha en impedancia y fase, Fig.3.20. Con la misma estructura que la red de alimentación de la Fig.3.18, al diseño se le han introducido 4 desfasadores de banda ancha de  $90^\circ$  basados en el desfasador presentado por X. Tang en [46].

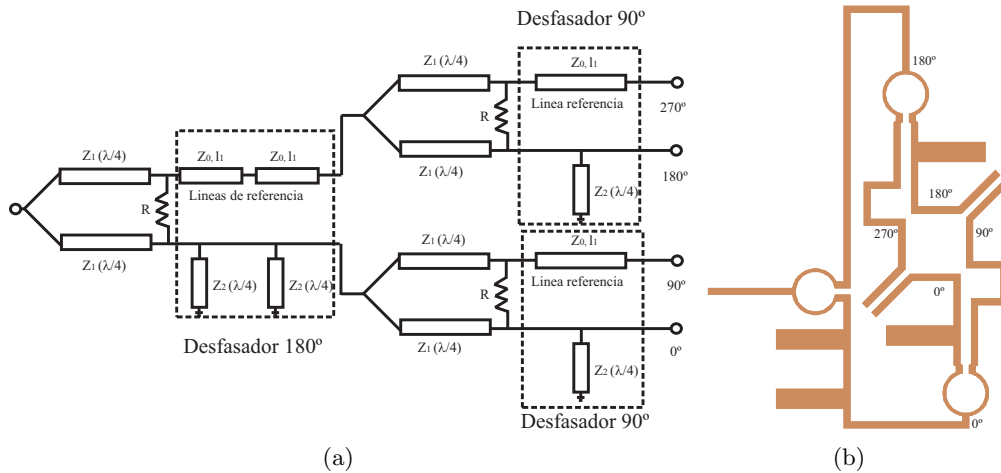


Figura 3.20: (a) Esquema de la red de adaptación tras la introducción de cuatro desfasadores de banda ancha de  $90^\circ$ . Para  $l_1=90^\circ$  a 1.4 GHz,  $Z_1=70.71 \Omega$  y  $Z_2=25 \Omega$ . (b) Layout de la red de adaptación final con desfasadores de  $90^\circ$  incluyendo los *stubs* de ajuste.

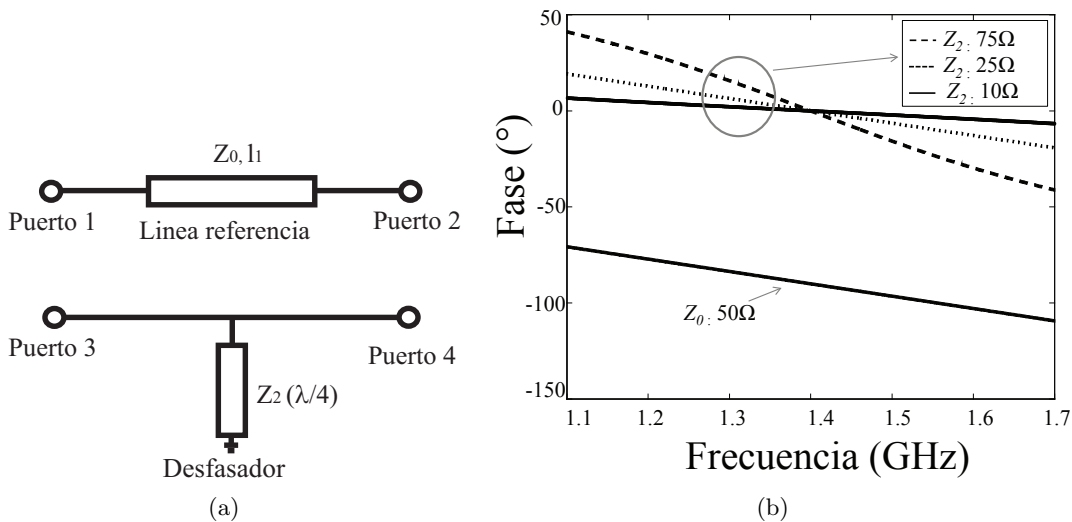


Figura 3.21: (a) Esquema de un desfasador de  $90^\circ$ , donde  $l_1=90^\circ$ . (b) Variación de la pendiente de la fase para diferentes valores de  $Z_2$ .

Estos desfasadores están formados por una línea de referencia de longitud  $l_1$  y un *stub*  $\lambda/4$  a la frecuencia de diseño acabado en corto circuito, encargado de controlar la pendiente de la fase del *stub*  $\lambda/4$ . Cuanto mayor es la impedancia característica del *stub*,  $Z_2$ , menor es la pendiente de su fase, Fig.3.21. De esta forma, si la pendiente de la fase del *stub* y de la línea de referencia se fijan iguales, el desfase que se obtiene es constante, estando éste fijado por la longitud eléctrica de la línea de referencia.

En la Fig.3.22(a) y (b) se ha representado el coeficiente de reflexión simulado y la diferencia de fase y magnitud entre los puertos de salida para el layout de uno de los bloques de la Fig.3.20 formado por

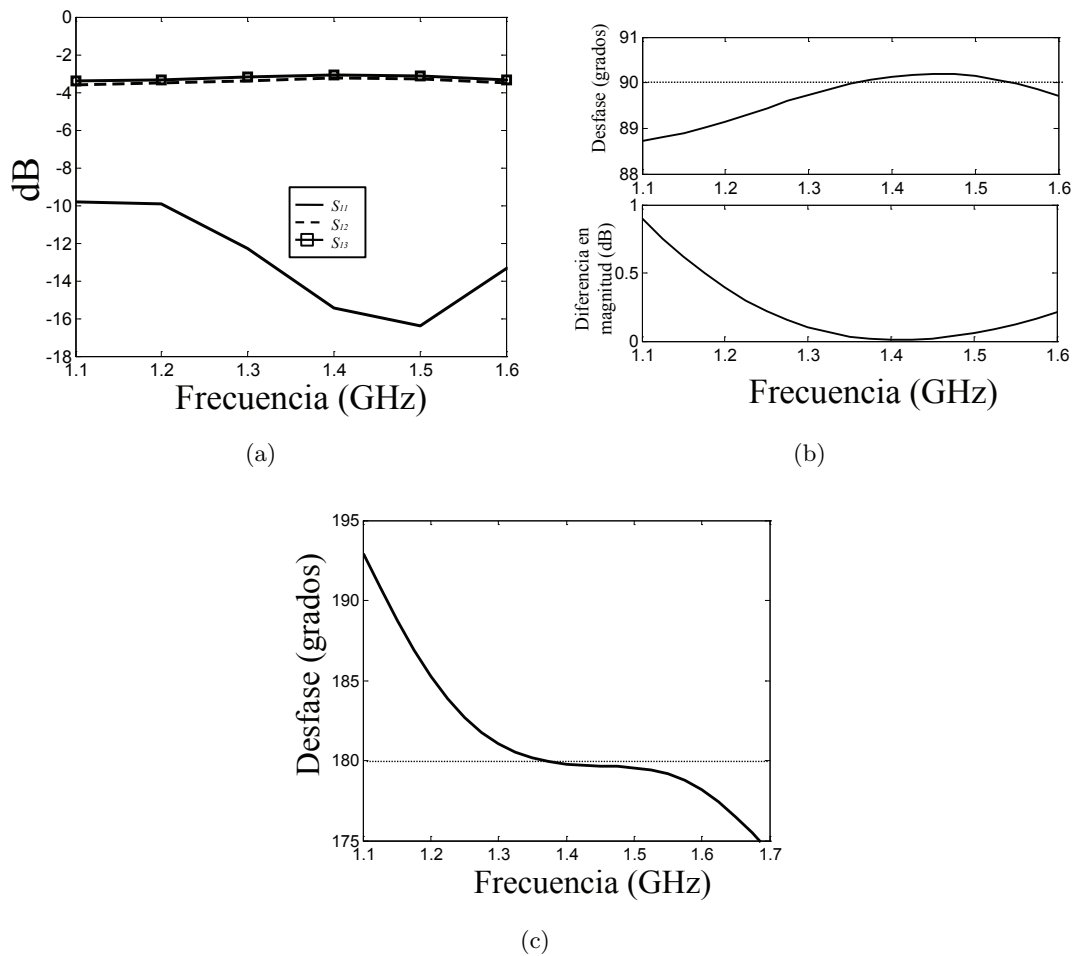


Figura 3.22: (a) Simulación del coeficiente de reflexión para el layout del bloque formado por divisor de Wilkinson y desfasador de  $90^\circ$ . (b) Diferencia de fase y magnitud entre los puertos de salida del bloque divisor de Wilkinson y desfasador de  $90^\circ$ . (c) Diferencia de fase entre los puertos de salida del bloque divisor de Wilkinson y 2 desfasador de  $90^\circ$  que crean el desfase de  $180^\circ$ .

un divisor de Wilkinson y un desfasador de  $90^\circ$ . Puede observarse como gracias al uso del desfasador de banda ancha, el bloque no solo presenta una buena adaptación en un amplio margen frecuencial, si no que también la diferencia de fase entre puertos es aproximadamente  $90^\circ \pm 1^\circ$  de 1.1 GHz a 1.6 GHz, es decir, prácticamente constante. En la Fig.3.22(c) también se ha querido mostrar el desfase obtenido a la salida del primer bloque de la Fig.3.20. Al estar compuesto por dos desfasadores de  $90^\circ$  la diferencia entre puertos esperada sería de  $180^\circ$ . En concreto el desfase entre puertos obtenido podría aproximarse como  $180^\circ \pm 3^\circ$  entre 1.2 GHz y 1.6 GHz. Por lo tanto, la red de alimentación diseñada (Fig.3.20(b)) garantiza un comportamiento tanto en adaptación como en fase para ambas bandas de interés de la antena.

### 3.3.7. Prototipo I: Antena microstrip de parches apilados con polarización circular

La Fig.3.23 muestra una vista superior e inferior de la estructura al completo del prototipo de antena dual con polarización circular basada en parches apilados alimentados mediante una apertura cruzada. De las dos redes de adaptación implementadas en la sección anterior se ha optado por hacer uso de la red de banda estrecha por la simplicidad que su estructura ofrece frente a la red de banda ancha. Cabe destacar también que los *gaps* de aire entre el parche activo y el parche parásito se obtienen gracias al uso de tornillos y tuercas de nylon que se encargan de sostener las diferentes capas de la estructura. Las dimensiones finales obtenidas de la antena fabricada se recogen en la Tabla.3.5. Inicialmente el diseño se hizo con FR-4 ( $\tan\delta = 0.015$ ) pero debido a la elevada tangente de pérdidas de este material y para mejorar la eficiencia de radiación en los parches, se decidió utilizar otro con propiedad mas óptimas para implementar los parches (TLY con  $\tan\delta = 0.002$ ), por lo que se ha tenido que redimensionar el tamaño de éstos.

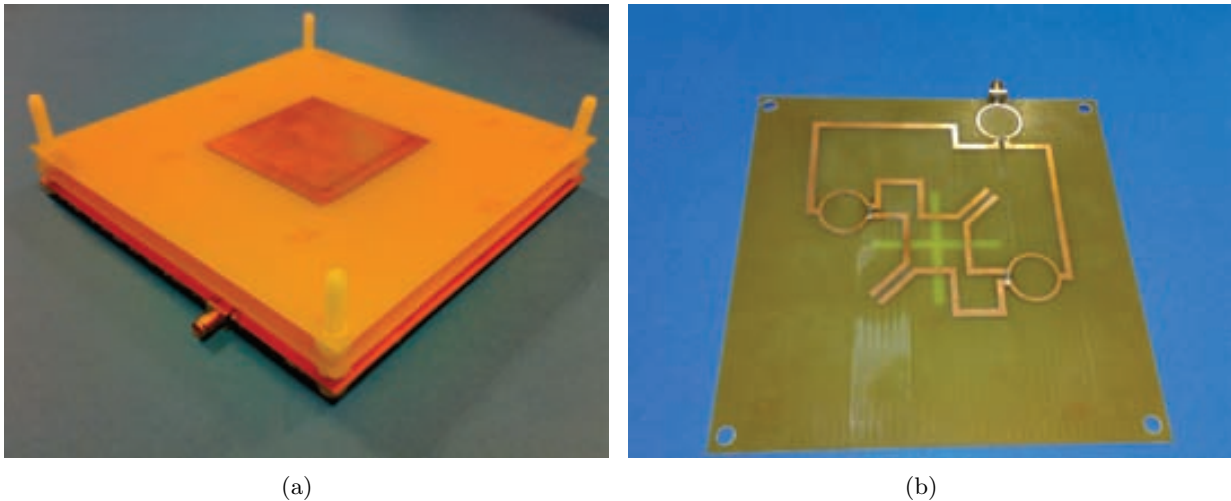


Figura 3.23: (a) Fotografía de la antena dual con polarización circular.(b) Vista de la red de alimentación.

Tabla 3.5: Dimensiones finales de la estructura (mm). El sustrato utilizado en los parches es TLY  $\epsilon_r=2.2$ , y FR-4  $\epsilon_r=4.5$  en la red. Las dimensión de lado del plano de masa es de 170 mm.

| $W_{ac}$   | $L_{ac}$ | $W_{pa}$ | $L_{pa}$ | $h_{ap}$ | $h_1$ | $h_3$ |
|------------|----------|----------|----------|----------|-------|-------|
| 77         | 77       | 80       | 80       | 4        | 1.55  | 1.6   |
| $w_{alim}$ | $L_a$    | $W_a$    | $L_s$    | $h_{pp}$ | $h_2$ |       |
| 2.87       | 56.5     | 4        | 31       | 6        | 1.6   |       |

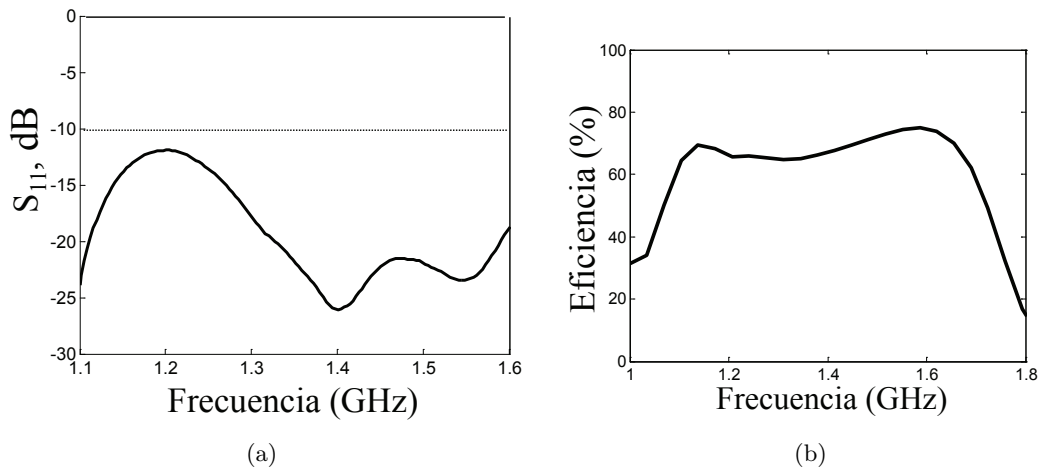


Figura 3.24: (a) Medida del coeficiente de reflexión de la antena fabricada con polarización circular. (b) Simulación de la eficiencia en función de la frecuencia.

La Fig.3.24(a) muestra la medida del coeficiente de reflexión de la antena fabricada. En la medida se observa que la respuesta de la antena a diferencia de la Fig.3.17 presenta adaptación en un amplio margen frecuencial, de 1.1 GHz a 1.7 GHz, debido a la red de alimentación y a la simetría de la estructura. A pesar de presentar un amplio margen frecuencial de adaptación, la antena sigue teniendo un comportamiento de banda dual, el cual podemos apreciar en la Fig.3.24(b) donde se ilustra la eficiencia simulada de la antena en función de la frecuencia. Vemos que los picos de máxima eficiencia, se encuentran próximos a 1.15 GHz y 1.6 GHz, fuera de las bandas de interés la eficiencia decae.

Tal y como se ha comentado es la red de alimentación la que dota a la antena de polarización circular. En la Fig.3.25 se ha representado la distribución de corriente eléctrica en función del tiempo a una de las frecuencias centrales de las bandas de interés, 1.191 GHz, para mostrar el sentido de giro a derechas.

Por último en la Fig.3.26 se refleja la medida de la ganancia (a) y la relación axial (b) en función de la frecuencia en la dirección del máximo de radiación ( $\theta=0^\circ$ ). La ganancia simulada ha sufrido variaciones con respecto a la medida, obteniendo valores cercanos a los 2 dB en ambas bandas de operación en lugar de los 4 dB simulados esperados. Por otro lado, la medida de la relación axial ha empeorado en la banda inferior, pasando de tener  $\sim 1.5$  dB simulados a la frecuencia central de la banda a  $\sim 3.4$  dB medidos, mientras que en la banda superior a sucedido al revés, de  $\sim 4$  dB simulados a obtener  $\sim 1.8$  dB medidos. A pesar de las diferencias obtenidas los resultados medidos siguen la mismas tendencias que los resultados simulados.

Analizando estos resultados se llega a dos conclusiones, la primera es que durante el proceso de fabricación y medida se han podido efectuar errores (debidos posiblemente a la sensibilidad de la posición de los parches y a la variación de la constante dieléctrica de los sustratos) que han provocado



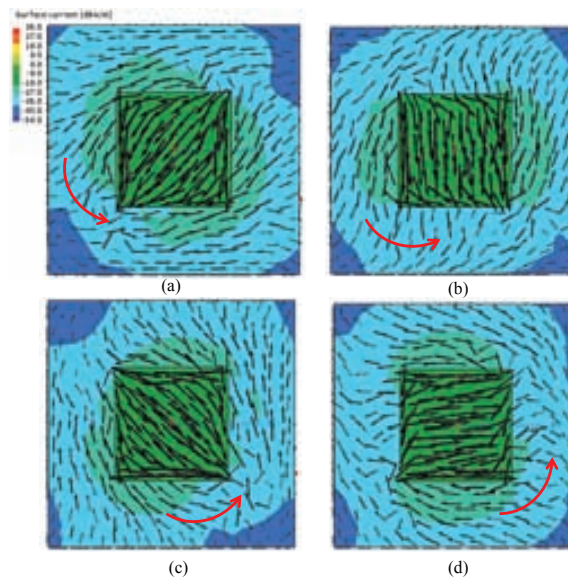


Figura 3.25: (a) Simulación de la distribución de corriente eléctrica en la antena a la frecuencia central de la banda baja. a)  $\omega t=0^\circ$ , b)  $\omega t=45^\circ$ , c)  $\omega t=90^\circ$  y d)  $\omega t=135^\circ$

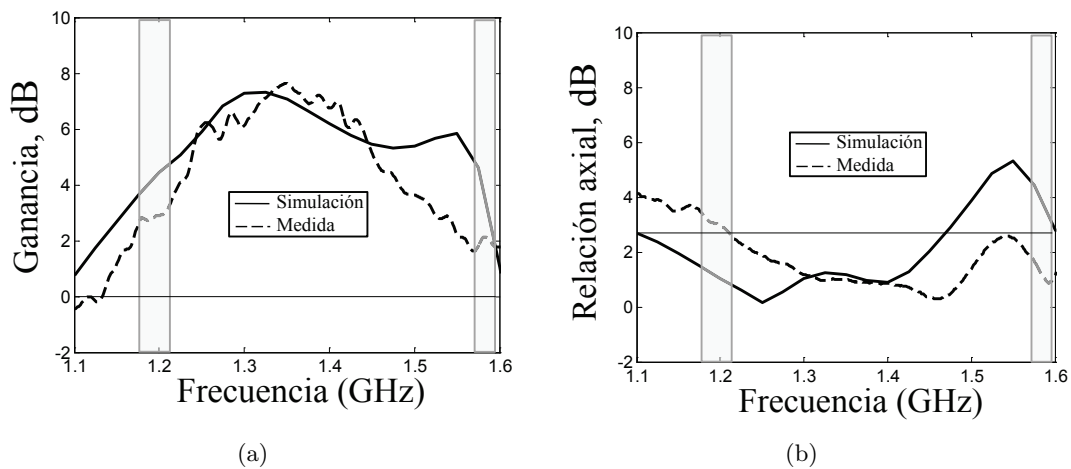


Figura 3.26: Simulación y medida de la ganancia (a) y la relación axial (b) en función de la frecuencia en la dirección del máximo de radiación ( $\theta=0^\circ$ ).

la aparición de discrepancias entre resultados simulados y medidos, los cuales se deberán tener en cuenta para el desarrollo de próximos prototipos. Y la segunda es que el uso de la red adaptación de banda ancha en lugar de la de banda estrecha hubiera mejorado la respuesta de la relación axial de la antena gracias a su comportamiento en fase constante. Por este motivo, en próximos diseños únicamente se hará uso de redes de adaptación con un comportamiento de banda ancha en fase.

### 3.4. Prototipo II: Antena de banda dual de anillo y parche apilados

Como ya se ha comentado, el parche microstrip es una de las estructuras más utilizadas en el diseño de antenas para aplicaciones de sistemas de posicionamiento o navegación. Por otro lado el parche circular, también es muy utilizado y ha sido ampliamente estudiado en la literatura [38], [47].

El comportamiento resonante de un anillo microstrip, el cual puede entenderse como un parche circular o rectangular al cual se le ha extraído una porción central de conductor (Fig.3.27), fue estudiado por primera vez en la década de los ochenta por Mink y Christodoulou [48], [49]. En dichos estudios se mostró que la frecuencia de resonancia de un anillo podía ser sustancialmente inferior a la de un parche de aproximadamente el mismo tamaño. A medida que aumentaba la porción central de conductor eliminado ( $w_2$  en Fig.3.27) la frecuencia de resonancia del parche iba disminuyendo (Fig.3.28(a)), haciendo posible obtener una frecuencia de resonancia determinada para un tamaño de anillo muy reducido.

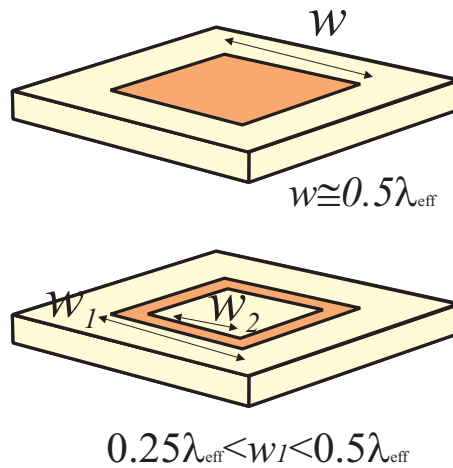


Figura 3.27: Geometría de un parche y un anillo microstrip.

Sin embargo también se mostró que la variación del ancho de los anillos microstrip no solo tenía un efecto sobre la frecuencia de resonancia de estos, si no que también la impedancia de entrada del anillo era considerablemente más alta y el ancho de banda de impedancia más pequeño a medida que la anchura del anillo disminuía, Fig.3.28(b). Este hecho implica que resulte muy difícil adaptar el anillo microstrip a  $50\Omega$  con una línea de transmisión o utilizando un inversor de impedancias [50].

El apilamiento de anillos microstrip de tamaño similares permite mejorar el limitado ancho de banda de impedancia propio de este tipo de estructuras o incluso combinando las dimensiones adecuadas de los anillos, obtener comportamientos de banda dual o multibanda en las antenas como se muestra en los trabajos presentados por Latif y Shafai en [51] y [52]. En estos trabajos, para mejorar la

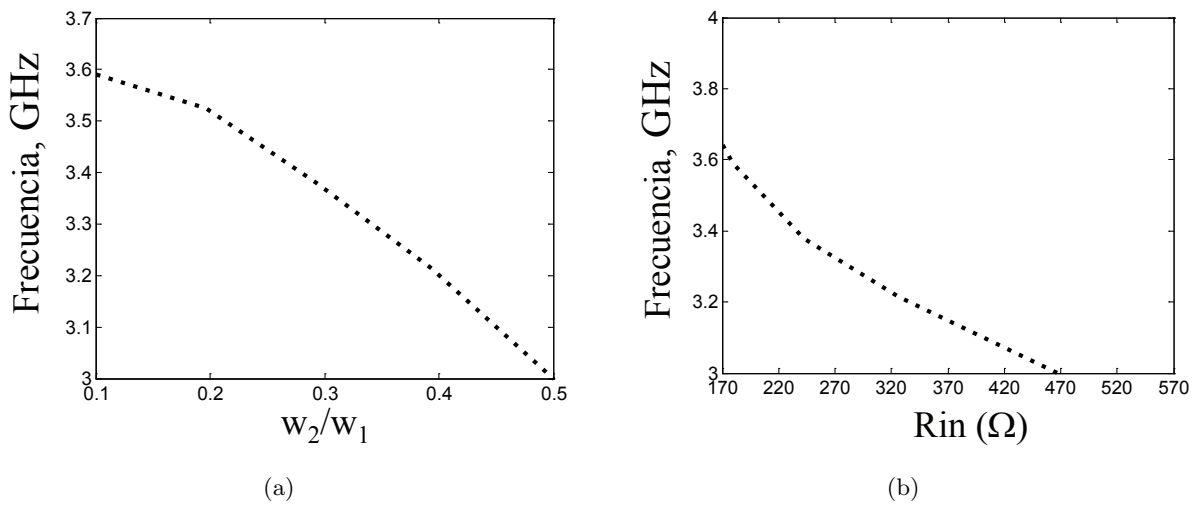


Figura 3.28: Variación de la frecuencia de resonancia de un anillo microstrip (a) y de la impedancia de entrada (b) con  $w_2$ , para  $w_1 = 30$  mm, grosor de sustrato  $h = 1.59$  mm,  $\epsilon_r = 1.6$  mm y punto de alimentación de la antena centrado en el parche a 2 mm del extremo lateral.

impedancia de entrada de los anillos, se emplearon alimentaciones capacitivas, es decir se excitaron los anillos haciendo uso de una línea de transmisión situada próxima y en paralelo a uno de los laterales de los anillos, sin embargo los anchos de banda obtenidos continuaron siendo relativamente estrechos.

Como vimos en la sección 3.3, la alimentación mediante aperturas permite mejorar el ancho de banda de impedancia. Por este motivo, en esta sección se llevará a cabo el diseño de una antena dual alimentada mediante aperturas pero basada en una estructura de anillo y parche cuadrados. El objetivo es obtener prestaciones similares con una dimensión más compacta a través del uso de un anillo cuadrado.

La apertura utilizada en el prototipo anterior se basaba en dos aperturas cruzadas situada justo bajo el centro de ambos parches. Dada la geometría de los elementos radiantes de este prototipo (anillo cuadrado) es preferible sustituir la apertura en cruz en un primer diseño por dos aperturas rectangulares y en un diseño posterior por cuatro, y ubicarlas bajo cada uno de los extremos laterales del anillo, de forma que anillo y parche se puedan excitar simultáneamente.

### 3.4.1. Diseño de la antena con dos aperturas

El proceso de diseño de la antena en anillo y parche cuadrados apilados es muy similar al presentado en la sección 3.3.3. Inicialmente la antena se alimenta a través de dos aperturas grabadas en el plano de masa con dos *stubs* o líneas microstrip Fig.3.29, de forma que se excitan al mismo tiempo dos modos ortogonales linealmente polarizados. Las aperturas se sitúan cerca del contorno exterior del anillo a una distancia al centro del anillo  $x_0$ , Fig.3.29. La impedancia de entrada es aproximadamente de  $50\Omega$

cerca del borde exterior del anillo y disminuye cuando las aperturas se desplazan hacia el centro del anillo.

Tras sintonizar las dimensiones de los parámetros críticos de diseño de la antena: parche, anillo, *gaps* de aire, longitud de los *stubs* de ajuste y dimensiones de las aperturas de forma que se cubran al completo las dos bandas de operación, se inserta una red de alimentación basada en un divisor de Wilkinson y un desfasador de banda ancha de 90°. Esta red permite obtener un desfase de 90° entre los dos puertos para generar así polarización circular a derechas en la antena.

La Fig.3.29 muestra un esquema de la estructura de la antena propuesta. La antena se compone de tres capas de sustrato separadas por *gaps* de aire. Un anillo parásito se encuentra en la capa superior, un parche activo en la capa central mientras que en la capa inferior se encuentran los *stubs* de ajuste, las aperturas rectangulares y la red de alimentación (no se muestra en la imagen).

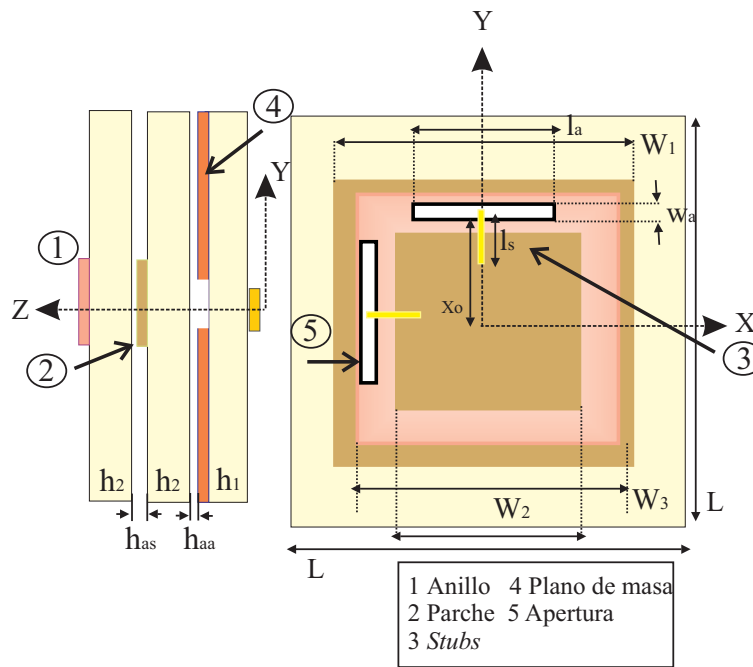


Figura 3.29: Geometría de la antena de banda dual microstrip anillo y parche apilado con dos aperturas.

La frecuencia central de la banda inferior está relacionada con las dimensiones del anillo parásito, el cual presenta un lado interior  $w_2$  y exterior  $w_3$ , mientras que la frecuencia central de la banda superior esta definida principalmente por la frecuencia de resonancia del parche activo con dimensión de lado  $w_1$ .

En la Fig.3.30 (a) se muestra como a partir de dos parches apilados de dimensiones de lado exterior similares y adecuadas para resonar cerca de la banda superior(  $\simeq 1.6$  GHz), aumentar la porción

eliminada de conductor interior en el anillo (es decir hacerlo más estrecho) provoca el desplazamiento hacia frecuencias inferiores de la frecuencia de resonancia de este.

Puede apreciarse también que a pesar de no haber modificado las dimensiones del parche ( $w_1$ ) la banda superior también sufre un ligero desplazamiento frecuencial (se observa claramente como el lazo de impedancias correspondiente a la banda superior se cierra y se traslada hacia la parte inductiva de la carta Fig.3.30(b). Ya que como se vio en la sección 3.3.3, cuando se trabaja con elementos radiantes acoplados los cambios provocados sobre uno de estos tiene efecto sobre la respuesta de la estructura al completo.

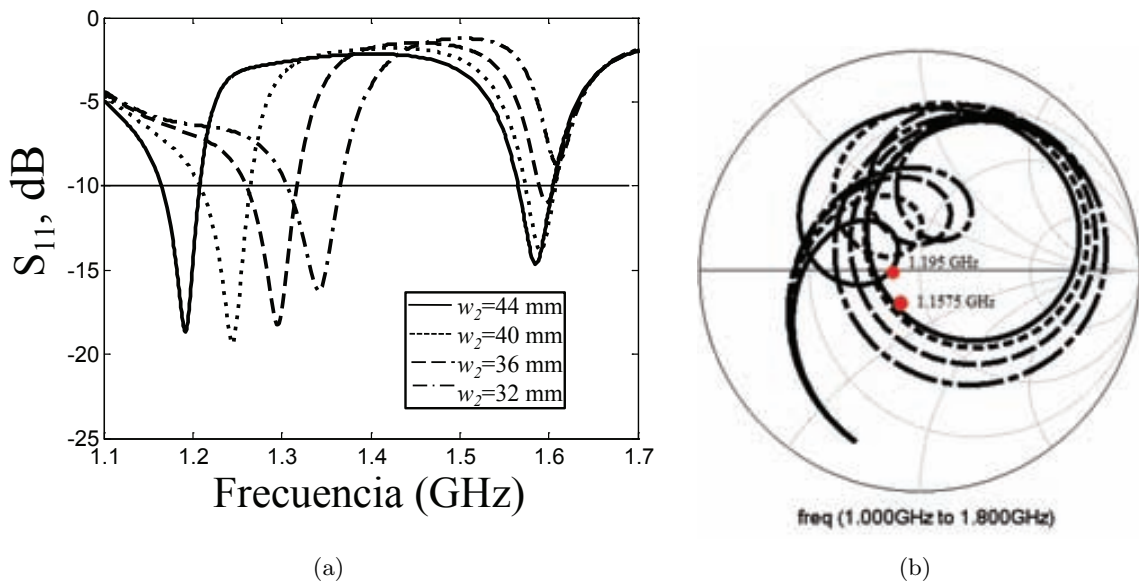


Figura 3.30: Simulación del coeficiente de reflexión (a) y la impedancia de entrada (b) en función de  $w_2$ . Para  $w_1=68$  mm,  $w_3=66$  mm,  $w_a=5$  mm,  $l_a=57$  mm,  $h_{as}=6$  mm,  $h_{aa}=4$  mm,  $h_1=1.55$  mm,  $h_2=1.55$  mm,  $h_3=1.55$  mm,  $l_s=11.5$  mm,  $x_0=35$  mm.

La sintonización de la antena se lleva a cabo mediante el ajuste de las diferentes dimensiones de los parámetros de diseño que hemos comentado antes siguiendo el procedimiento expuesto en [45], [41] y en la sección 3.3.3. Si fijamos los *gaps* de aire ( $h_{aa}$  y  $h_{as}$ ) a las mismas dimensiones establecidas en el prototipo de parches apilados con apertura en cruz por similitud entre estructuras, los parámetros de diseño se ven reducidos únicamente a las dimensiones de los *stubs* y las aperturas.

La Fig.3.31 muestra los efectos de la variación de la longitud de la apertura sobre la respuesta de la antena para tres valores de longitud de apertura distintos y próximos a  $\lambda_{eff}/2$ . Puede observarse como un ligero incremento en la longitud de la apertura supone una mejora en el nivel de adaptación de la banda baja. Es decir, parece que al sacar la apertura del centro, esta interacciona mucho más ahora con el parche parásito. En la Fig.3.31(a) el lazo de impedancias correspondiente a la banda inferior (el más cerrado) se aproxima rápidamente al centro de la carta de Smith, mientras que el lazo

de impedancia de la banda superior permanece prácticamente inalterable.

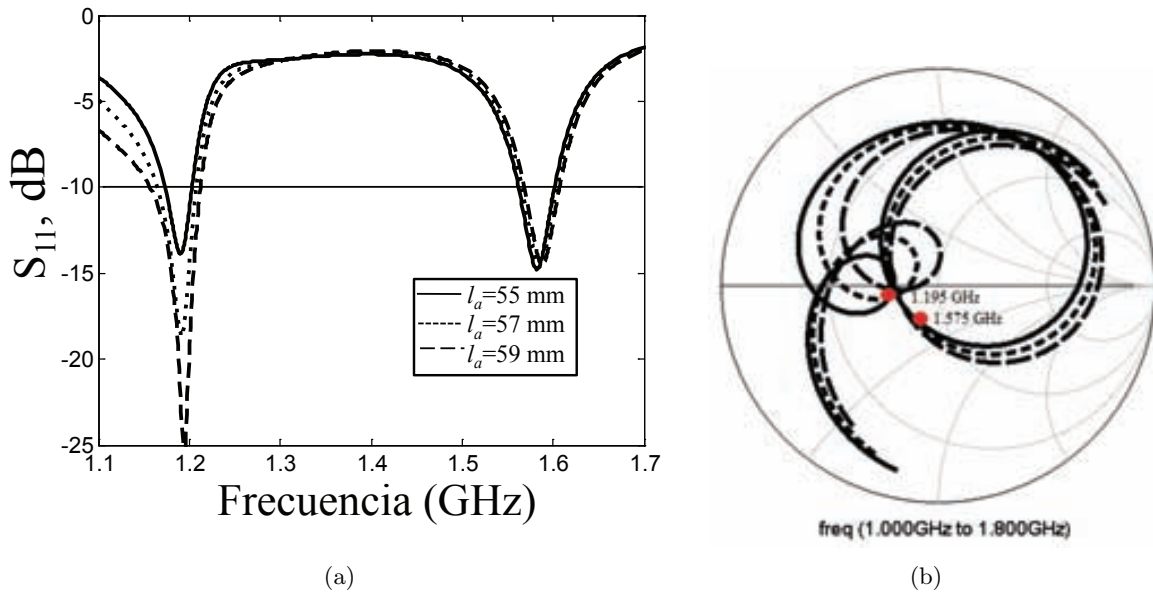


Figura 3.31: Simulación del coeficiente de reflexión (a) y la impedancia de entrada (b) en función de  $l_a$ . Para  $w_1=68$  mm,  $w_2=44$  mm,  $w_3=66$  mm,  $w_a=5$  mm,  $l_s=11$  mm,  $h_{as}=6$  mm,  $h_{aa}=4$  mm,  $h_1=1.55$  mm,  $h_2=1.55$  mm,  $h_3=1.55$  mm,  $x_0=35$  mm.

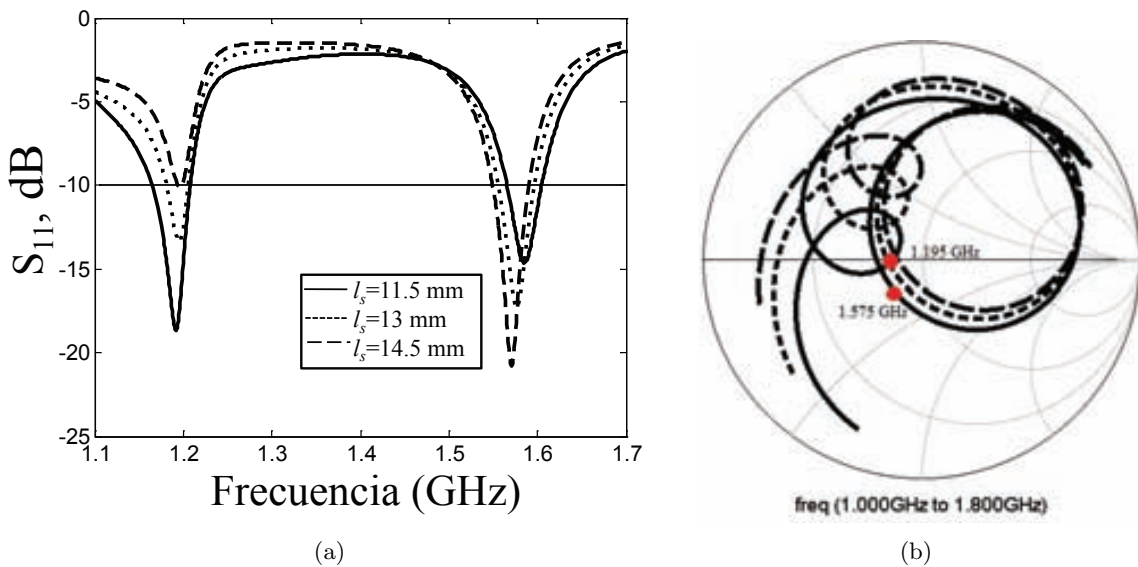


Figura 3.32: Simulación del coeficiente de reflexión (a) y la impedancia de entrada (b) en función de  $l_s$ . Para  $w_1=68$  mm,  $w_2=44$  mm,  $w_3=66$  mm,  $w_a=5$  mm,  $l_a=57$  mm,  $h_{as}=6$  mm,  $h_{aa}=4$  mm,  $h_1=1.55$  mm,  $h_2=1.55$  mm,  $h_3=1.55$  mm,  $x_0=35$  mm.

Como sabemos el *stub* de ajuste, cuya longitud normalmente se encuentra en un rango entre los  $0.1\lambda_{eff}$  y  $0.2\lambda_{eff}$ , nos permite sintonizar el exceso de reactancia de la antena. La Fig.3.32 muestra los efectos sobre el coeficiente de reflexión y la impedancia de entrada para tres valores distintos de  $l_s$  (próximos a  $0.1\lambda_{eff}$ ), donde se destaca como al reducir la longitud, el lugar geométrico de la impedancia en la carta de Smith es rotado en la dirección capacitiva. Este efecto provoca que mejore la adaptación y el ancho de banda de impedancia en la banda baja ya que el lazo de impedancia se aproxima al centro de la carta de Smith, sin embargo el nivel de adaptación en la banda superior se ve levemente deteriorado ya que el lazo correspondiente a la banda alta al rotar en la dirección capacitiva se aleja del centro de la carta.

Teniendo presente las tendencias de comportamiento de los parámetros críticos de diseño se acaban de ajustar las dimensiones totales de la antena de modo que se cubren las bandas de operación, dicha respuesta se observará en la siguiente sección donde se comparará con la respuesta obtenida en el caso de tener 4 aperturas en la estructura en lugar de 2.

### 3.4.2. Diseño de la antena con cuatro aperturas

En este apartado se ha perseguido analizar los beneficios que suponen dotar a la estructura de una mayor simetría a partir de la introducción de dos nuevas aperturas junto con dos *stubs* de ajuste de idénticas dimensiones a los anteriores, Fig.3.33. Es en este punto cuando a partir de la comparación entre los resultados simulados con el prototipo previo de dos aperturas y este nuevo de cuatro, se eligirá el que presente mejores propiedades para su implementación física.

La Fig.3.34, la cual también recoge el coeficiente de reflexión tras la introducción de ambas aperturas, muestra como la inserción de dos aperturas más en la estructura no altera la respuesta de la antena. Únicamente se aprecia un ligero aumento del ancho de banda de impedancia en ambas bandas junto con un tenue desplazamiento de la frecuencia de resonancia de la banda superior ( $\simeq 15$  MHz). Desplazamiento que puede corregirse reduciendo levemente  $w_1$ .

Tras observar que apenas se aprecian diferencias en el coeficiente de reflexión de ambas respuestas, a continuación los *stubs* de ajustes de los dos prototipos son conectados con los respectivos puertos de salida de la redes de alimentación de banda ancha, obteniendo de nuevo polarización circular en las antenas.

En el primer prototipo de dos aperturas, la red de alimentación esta compuesta por un único divisor de Wilkinson y un desfasador de  $90^\circ$  de banda ancha. Mientras que en el segundo, la red de alimentación utilizada es como la de la sección 3.3.6 la cual genera un desfase entre los cuatro *stubs* de ajuste de  $0^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $180^\circ$  y  $270^\circ$ . La Fig.3.35 representa la ganancia y la relación axial de las antenas en función de la frecuencia.

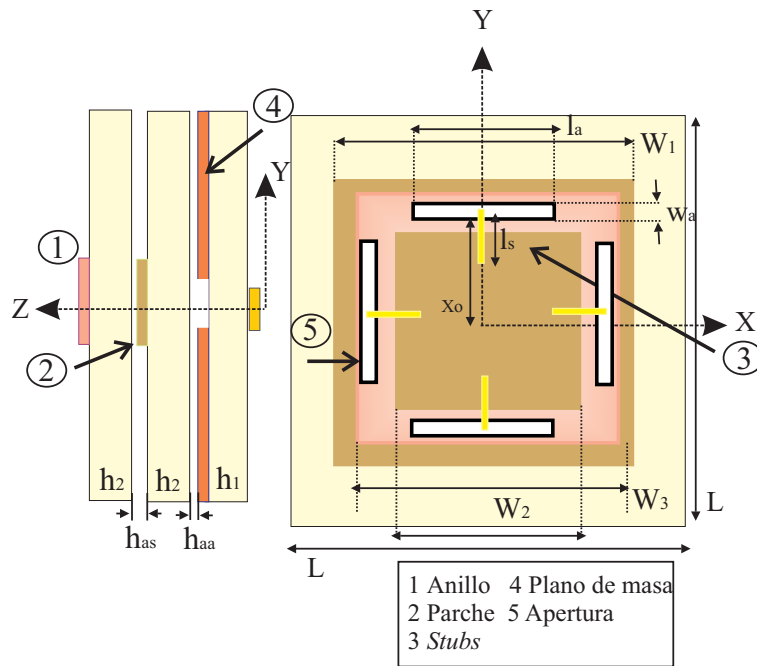


Figura 3.33: Geometría de la antena de banda dual microstrip anillo y parche apilado con cuatro aperturas.

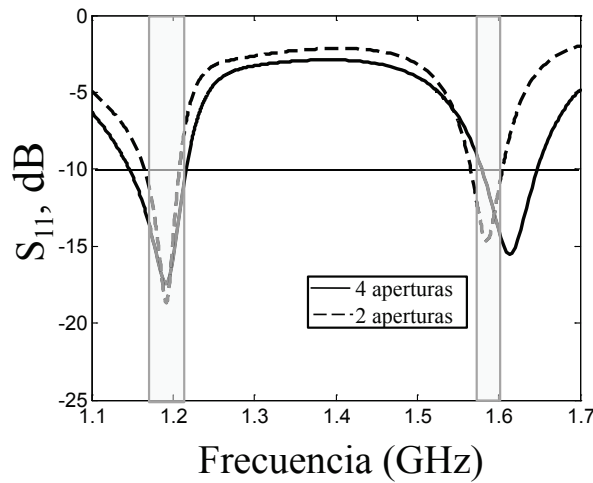


Figura 3.34: Simulación del coeficiente de reflexión para la antena apilada anillo-parche con dos y cuatro aperturas.

Podemos comprobar como la ganancia para ambas respuestas coinciden gratamente, únicamente se produce una variación de 0.3 dB en la banda superior entre ambos casos. Por otro lado, en términos de relación axial, a pesar de cubrir ambas bandas de interés con los dos prototipos se refleja una grave



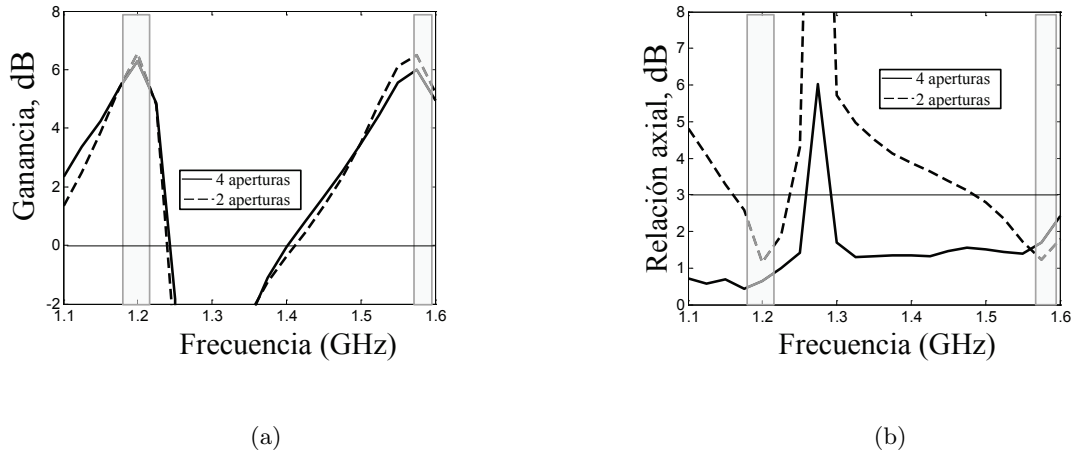


Figura 3.35: Simulación de la ganancia y la relación axial en función de la frecuencia en la dirección del máximo de radiación ( $\theta=0^\circ$ ) para los prototipos con dos y cuatro aperturas.

degradación de la relación axial para el caso de dos aperturas. El uso de la red de banda ancha que fija el desfase entre puertos de  $0^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $180^\circ$  y  $270^\circ$  en vez de únicamente  $0^\circ$  y  $90^\circ$ , mejora sustancialmente la polarización circular en la antena. Tras dichos resultados, se opta por descartar el prototipo de dos aperturas con peores prestaciones en términos de relación axial, frente al de cuatro, implementando este segundo en el próximo apartado.

### 3.4.3. Prototipo antena: Fabricación y medida

Las dimensiones físicas de la antena dual basada en un parche y un anillo apilados alimentados a través de cuatro aperturas se resumen en la Tabla.3.6. La Fig.3.36 muestra una vista superior e inferior de la antena al completo fabricada. Los *gaps* de aire quedan fijados por el grosor de las tuercas de nylon de la imagen.

La Fig.3.37 representa la simulación del  $S_{11}$  para la antena de banda dual linealmente polarizada (sin red de adaptación) para las dimensiones recogidas en la Tabla.3.6. Como era de esperar la respuesta

Tabla 3.6: Resumen de las dimensiones finales de la antena dual parche y anillo apilados (mm).

| $W_1$ | $W_2$ | $W_3$ | $h_{as}$ | $h_{aa}$ | $h_1$ | $h_2$ |
|-------|-------|-------|----------|----------|-------|-------|
| 68.3  | 44    | 67    | 6        | 4        | 1.55  | 1.55  |
| $w_a$ | $l_a$ | $l_s$ | $x_0$    | $L$      | $h_3$ |       |
| 5     | 57    | 11.5  | 35.1     | 180      | 1.55  |       |

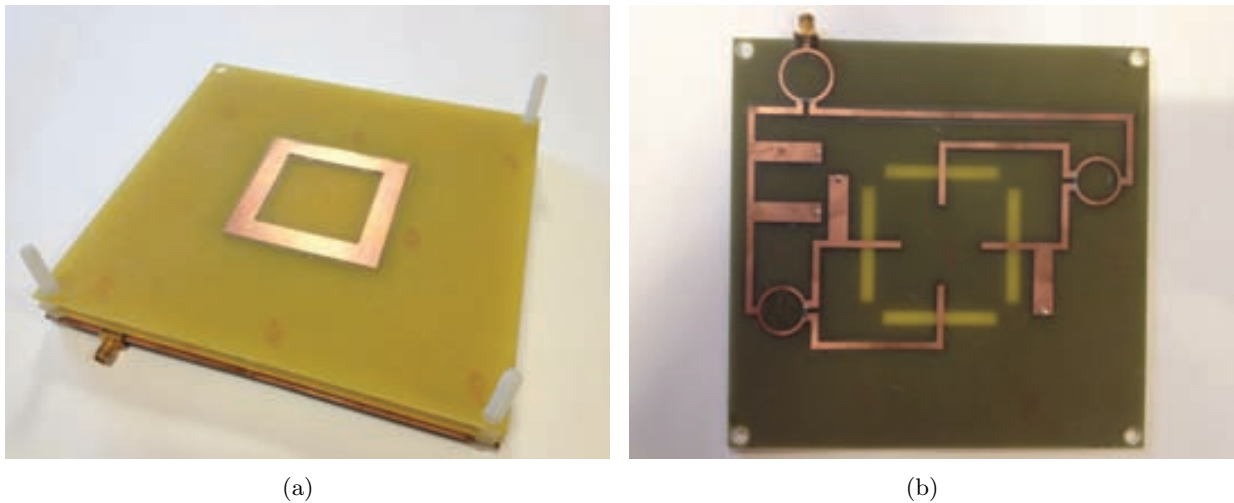


Figura 3.36: Vista superior (a) e inferior (b) de la antena dual anillo y parche apilados con 4 aperturas.

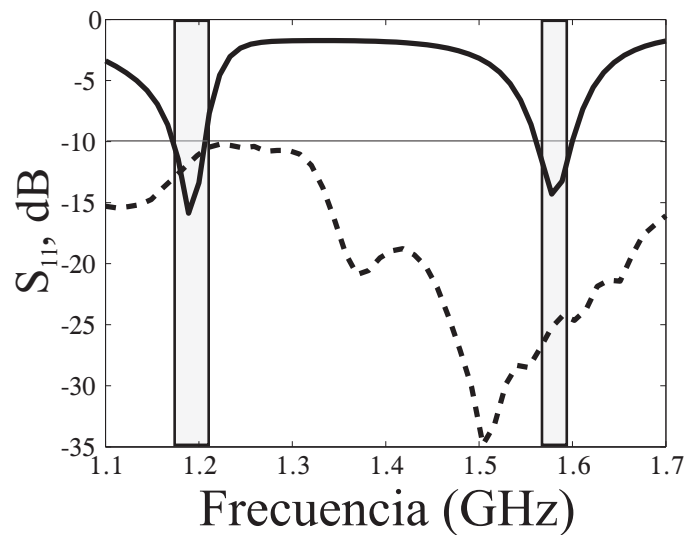


Figura 3.37: Simulación del coeficiente de reflexión para la antena dual diseñada sin red de alimentación (línea sólida) y medida del coeficiente de reflexión para la antena dual fabricada con polarización circular (línea punteada).

presenta buena adaptación en las bandas de operación (línea sólida). La Fig.3.37 también representa la medida del coeficiente de reflexión para la antena circularmente polarizada (incluyendo red de alimentación). Debido al comportamiento en banda ancha de la red y a los divisores de Wilkinson la respuesta medida está adaptada en un amplio margen frecuencial (1.1 GHz a 1.7 GHz).

La representación de la ganancia y la relación axial medida en función de la frecuencia en la dirección del máximo de radiación se muestra en la Fig.3.38. A la frecuencia central de ambas bandas,

1.2 GHz y 1.575 GHz, la ganancia toma un valor aproximado de 6 dB y de 0.5 dB de relación axial. Puede señalarse también como la ganancia presenta una caída pronunciada alrededor de 1.3 GHz, donde se produce una significativa radiación trasera. Por otro lado tal y como ya se pronosticó en simulación, debido al comportamiento de banda ancha de la red de alimentación, la relación axial permanece por debajo de 2 dB en un amplio margen frecuencial (1.1 GHz a 1.7 GHz).

Por último se ha querido mostrar el comportamiento de las prestaciones de la antena en función de su ángulo de elevación, ilustrando en la Fig.3.39 la relación axial y la ganancia medida a la frecuencia central de ambas bandas. En la banda baja se alcanza un ancho de haz de relación axial a 3 dB de  $100^\circ$  mientras que en la banda alta se logran los  $130^\circ$ . En los ángulos bajos,  $\pm 90^\circ$ , la ganancia toma valores próximos a -10 dB en la banda baja, mientras en la banda alta son inferiores.

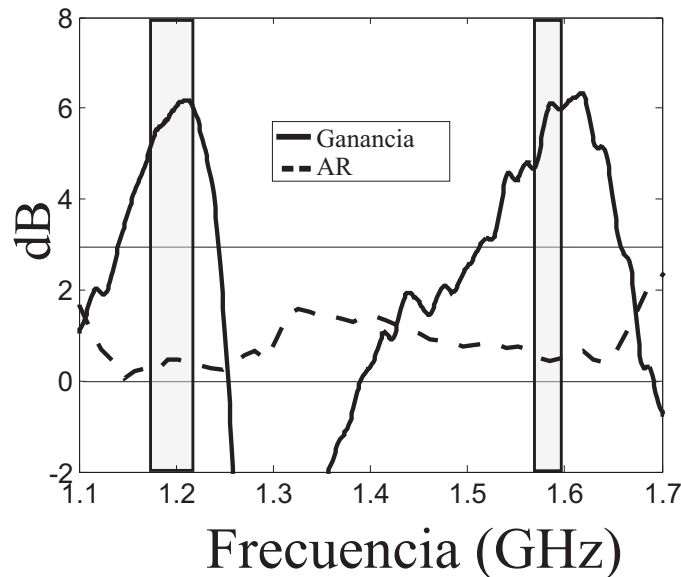


Figura 3.38: Ganancia y relación axial medida en la dirección del máximo de radiación ( $\theta=0^\circ$ ) en función de la frecuencia.

### 3.5. Prototipo III: Antena de banda dual con anillos circulares apilados

A continuación, con el objetivo de reducir el volumen de los prototipos presentados anteriormente, se plantea una nueva estructura basada únicamente en el uso de anillos apilados, ya que como se ha comentado para una misma frecuencia una antena anillo en comparación con una antena tipo parche tiene un tamaño más reducido.

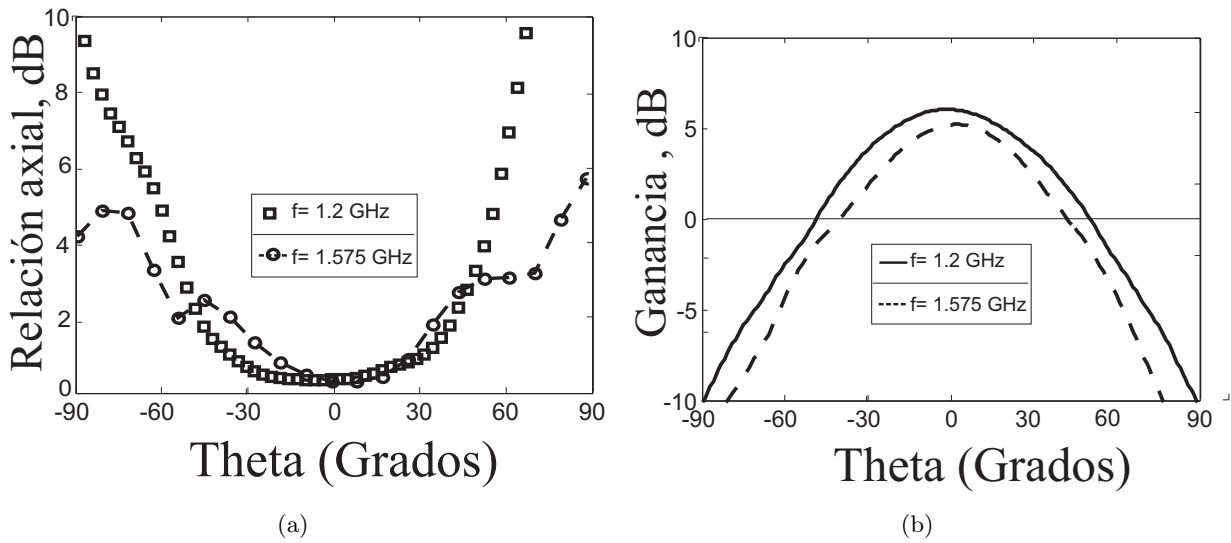


Figura 3.39: Medida de la relación axial(a) y ganancia (b) en función del ángulo de elevación a la frecuencia central de ambas bandas, corte  $\phi=0^\circ$ .

### 3.5.1. Diseño de la antena

La Fig.3.40 muestra un esquema detallado de la estructura de la antena propuesta. La antena se compone de tres capas de sustrato separadas por *gaps* de aire. Un anillo circular parásito se encuentra en la capa superior, un anillo circular activo esta en la capa central mientras que la red de alimentación y las cuatro aperturas se sitúan de nuevo en la capa inferior. El anillo parásito viene definido por un diámetro interior  $D_{2in}$  y exterior  $D_{2out}$ , mientras que el anillo activo presenta un diámetro interior  $D_{1in}$  y exterior  $D_{1out}$ .

El proceso de diseño de la antena en anillos circulares apilados es idéntico al presentado en la estructura apilada de anillo y parche cuadrado de la sección anterior. Inicialmente la antena se alimenta a través de cuatro aperturas grabadas en el plano de masa con cuatro *stubs* o líneas microstrip, de forma que se obtiene una antena de banda dual con dos modos ortogonales linealmente polarizados. La frecuencia central de la banda inferior esta determinada por la frecuencia de resonancia del anillo parásito principalmente, mientras que la frecuencia central de la banda superior esta definida por la frecuencia de resonancia del anillo activo. La sintonización de la antena con el fin de obtener los anchos de banda deseados a las frecuencias de interés se lleva a cabo mediante el ajuste de las diferentes dimensiones de los parámetros de diseño: la longitud de los *stubs*  $l_s$ , los *gaps* de aire entre capas ( $h_1$  y  $h_2$ ) y la longitud y ancho de las aperturas ( $l_a$  y  $w_a$ ).

Las aperturas están situadas en la capa inferior, a  $x_0$  del centro de la antena, cerca del contorno exterior. La impedancia de entrada es aproximadamente  $50\Omega$  cerca del borde exterior del anillo y disminuye cuando las aperturas se desplazan hacia el centro de los anillos. En el prototipo presentado

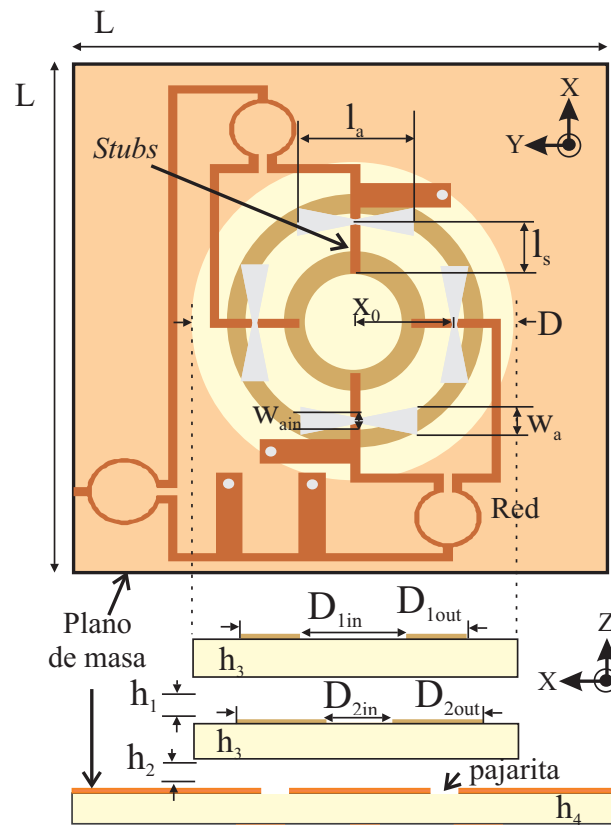


Figura 3.40: Geometría de la antena dual microstrip de anillos circulares apilados.

de anillos circulares, se ha comprobado que utilizar una apertura con geometría en pajarita en vez de una apertura convencional rectangular aumenta el acoplamiento entre el *stub* y el parche parásito, mejorando la adaptación en la banda inferior de la antena e incrementando el ancho de banda de impedancia en ésta. Para dos aperturas de idéntica área, la Fig.3.41 muestra como el ancho de banda de impedancia relativo en la banda inferior es un 9.5% mayor con la pajarita que con la apertura rectangular.

En lo referente al efecto del *stub* de ajuste ( $l_s$ ) sobre la respuesta de la antena únicamente debe comentarse que el decremento de su longitud provoca un ligero aumento del ancho de banda de impedancia de la banda inferior junto con un desplazamiento de esta hacia frecuencias inferiores, Fig.3.42 (a). Al mismo tiempo la banda alta sufre un leve desplazamiento hacia frecuencias superiores. Finalmente, el incremento de la separación entre anillos (*gaps* de aire) supone un desplazamiento frecuencial hacia frecuencias superiores de la banda alta Fig.3.42 (b), mientras que el decremento entre del gap de aire entre la apertura y el anillo activo desplaza toda la respuesta hacia frecuencias inferiores, Fig.3.42(c).

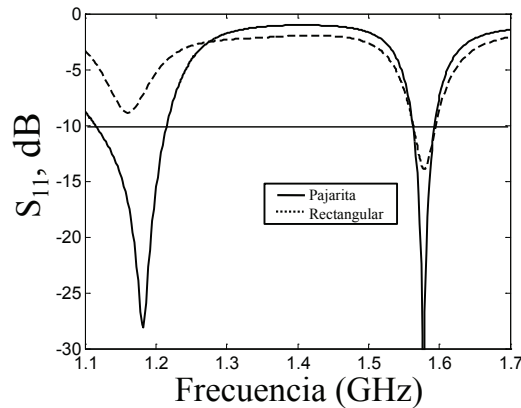


Figura 3.41: Simulación del coeficiente de reflexión para la antena dual de anillos circulares apilados con polarización lineal usando una apertura en geometría pajarita (sólida) y en geometría rectangular (punteada) ambas con la misma área ( $300 \text{ mm}^2$ ).

Tras tener presentes los efectos de los parámetros críticos de diseño sobre la respuesta de la antena, se acaban de ajustar las dimensiones de la antena de forma que se fijan las bandas de operación de los anillos circulares, obteniendo así una antena de banda dual con dos modos ortogonales linealmente polarizados. La Fig.3.43 muestra el coeficiente de reflexión simulado tras llevar a cabo dicho ajuste, se puede observar como la respuesta de la antena cubre al completo ambas bandas de interés.

Es en este momento cuando de nuevo los cuatro *stubs* de ajustes son conectados con los respectivos puertos de salida de la red de alimentación de banda ancha tal y como ilustra la Fig.3.40, para generar polarización circular a derechas.

### Efectos de la forma dieléctrico

Las antenas operativas en los sistemas de posicionamiento por satélite no solo precisan de una buena relación axial en la dirección del máximo de radiación ( $\theta = 0$ ) en sus bandas de operación si no también es deseable que ésta se mantenga para los ángulos bajos de elevación. Sin embargo, a medida que nos alejamos del máximo de radiación la relación axial se ve degradada.

La geometría y dimensiones de los sustratos sobre los que se sostienen los elementos radiantes de los prototipos de antenas duales presentadas a lo largo del capítulo se han fijado directamente por defecto con la misma forma y tamaño que tenía la capa inferior de su estructura (el plano de masa), sin haber considerado los posibles beneficios o desventajas que se pueden obtener al tratar el dieléctrico que sostiene los parches/anillos como un parámetro de diseño más en la antena.

Por un lado la disminución del tamaño del dieléctrico de las capas donde se encuentran los anillos

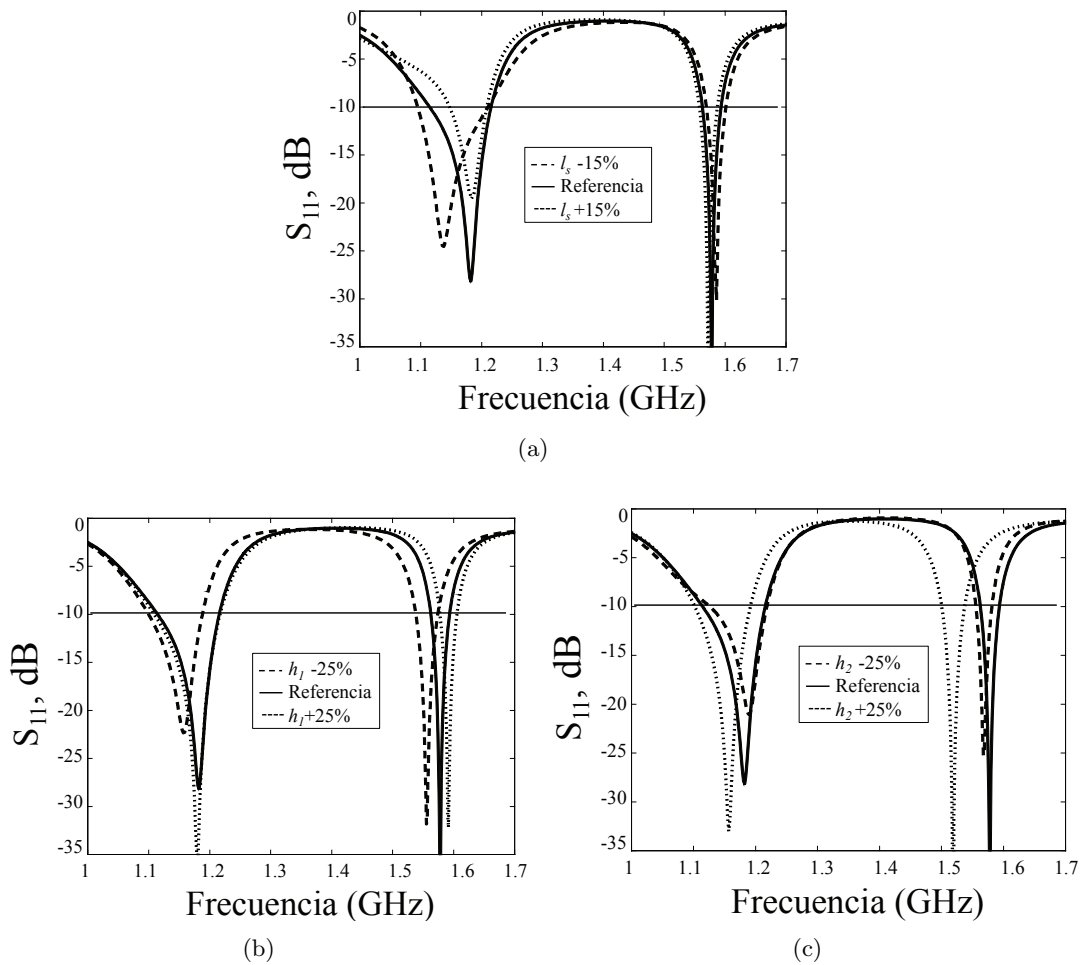


Figura 3.42: (a) Efecto de la variación de la longitud del *stub* de ajuste en la estructura de anillos apilados, donde referencia= 10 mm.(b) Efecto de la variación del gap de aire entre anillos ( $h_1$ ) mientras se mantiene fijo  $h_2$  a 4 mm, donde referencia= 4 mm (c) Efecto de la variación del gap de aire entre la apertura y el anillo ( $h_2$ ) mientras se mantiene fijo  $h_1$  a 4 mm, donde referencia= 4 mm

supone una reducción de costes de fabricación y volumen/peso de la estructura, pero por otro lado se ha comprobado que dicha variación tiene también un efecto directo sobre la relación axial de los ángulos bajos de la antena. En la Fig.3.44 (b) se representa el ancho de haz simulado a 4 dB de relación axial en función de la frecuencia para el prototipo de antena dual de la Fig.3.40, para 2 geometrías distintas de dieléctrico (circular y cuadrada) con diferentes tamaños, Fig.3.44 (a). Puede destacarse cómo en la banda inferior la anchura del haz de cada antena es muy similar, mientras que en la banda superior, los sustratos circulares presentan un ancho de haz mayor que el obtenido utilizando un sustrato cuadrado. Por otro lado el hecho de reducir las dimensiones del diámetro en la geometría circular supone una leve degradación del ancho de haz (línea punteada). Sin embargo es importante señalar que esta degradación es leve a pesar de llegar a reducir significativamente el diámetro del dieléctrico circular, lo que resulta beneficioso.

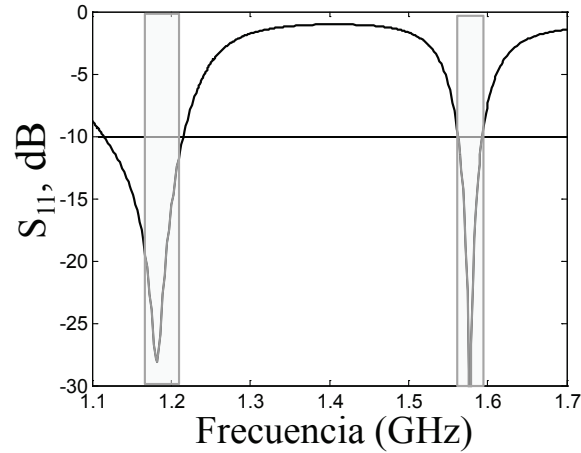


Figura 3.43: Simulación del coeficiente de reflexión para la antena de banda dual de anillos circulares apilados con polarización lineal ortogonal.

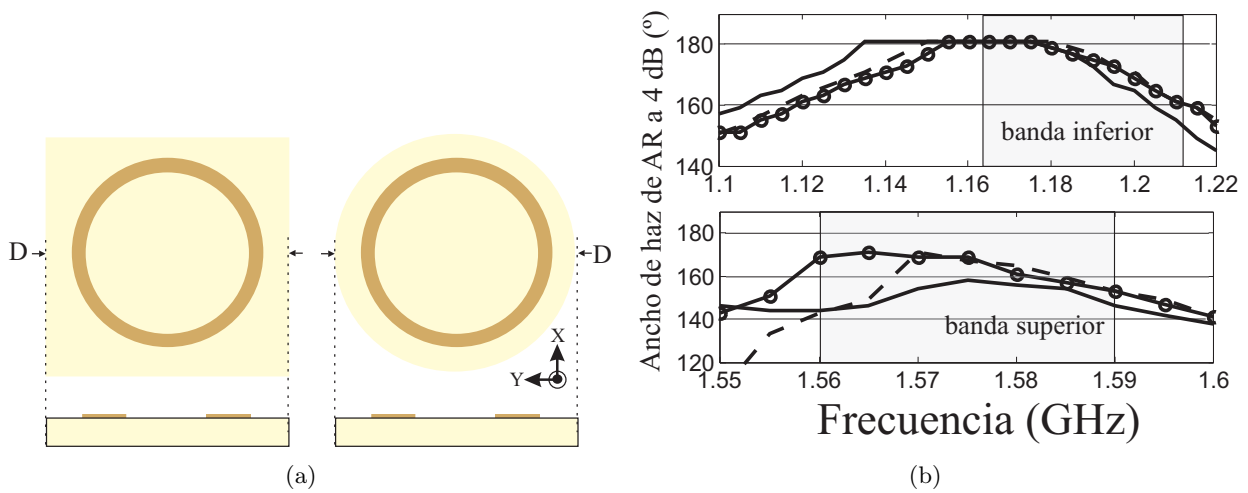


Figura 3.44: (a) Geometría de los dieléctricos.(b) Ancho de haz simulado de relación axial a 4 dB (puesto que no se trata de la AR en  $\theta=0$ , se define un máximo de AR permitido menos restrictivo, 4dB) en función de la frecuencia para la antena dual mostrada en la Fig.3.40, para un sustrato cuadrado con  $D=180$  mm (línea sólida), sustrato circular con  $D=180$  mm (línea sólida con círculos) y un sustrato circular con  $D=150$  mm (línea punteada), Corte  $\phi=0^\circ$ .

### 3.5.2. Prototipo antena: Fabricación y medida

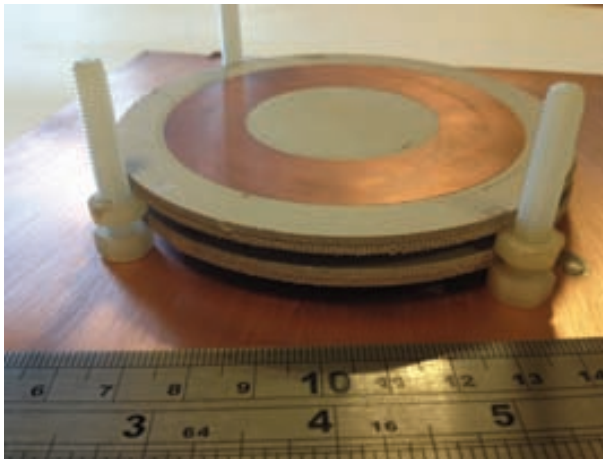
Las dimensiones físicas finales de la antena dual basada en anillos circulares apilados fabricada se describen en la Tabla.3.7. El sustrato que sostiene los anillos se ha fijado finalmente y tras considerar la seccion previa con una geometría circular de diámetro  $D=100$  mm. La Fig.3.45 muestra una vista superior, inferior y detalle de las pajaritas para la antena fabricada. Puede destacarse en la imagen



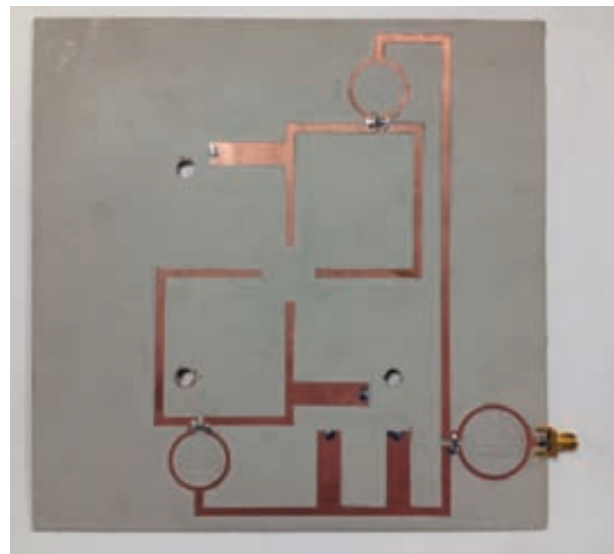
Tabla 3.7: Resumen de las dimensiones finales de la antena dual de anillos apilados (mm).

| $D_{1in}$ | $D_{1out}$ | $D_{2in}$ | $D_{2out}$ | $D$   | $h_1$ | $h_3$ | $h_4$ |
|-----------|------------|-----------|------------|-------|-------|-------|-------|
| 44        | 80         | 15.6      | 71.2       | 100   | 4     | 3.26  | 1.55  |
| $w_{ain}$ | $w_a$      | $l_a$     | $l_s$      | $x_0$ | $h_2$ | L     |       |
| 2.1       | 12         | 50        | 10         | 35    | 4     | 180   |       |

como tres tornillos y nueve tuercas de nylon consiguen mantener los *gap* de aire entre las capas apiladas de la antena.



(a)



(b)



(c)

Figura 3.45: Vista superior (a), inferior (b) y aperturas en pajarita (c) de la antena dual de anillos circulares apilados fabricada .

La Fig.3.46(a) representa la medida del coeficiente de reflexión para la antena de anillos circulares apilados con polarización circular fabricada. Como era de esperar la respuesta medida está adaptada en un amplio margen frecuencial (1.1 GHz a 1.7 GHz) debido al comportamiento de banda ancha de la red de alimentación utilizada.

La representación de la ganancia y la relación axial medida en función de la frecuencia en la dirección del máximo de radiación se ha mostrado en la Fig.3.46(b), donde en la banda baja (1.2 GHz) la ganancia toma un valor de 6 dB y la relación axial de 1.4 dB mientras que en la banda superior (1.575 GHz) la ganancia alcanza los 6.5 dB y la relación axial se ve mejorada hasta los 0.4 dB.

En la Fig.3.47 se ha querido representar la relación axial simulada en función de  $\theta$  para el prototipo diseñado con un sustrato circular de 100 mm de diámetro, para distintas frecuencias dentro de las bandas de interés de la antena. En dicha figura se puede ver como todas las frecuencias que comprenden las bandas de interés presentan un ancho de haz a 4 dB superior a  $156^\circ$ , logrando alcanzar además un ancho de haz a 1.5 dB superior a  $120^\circ$  en toda la banda baja.

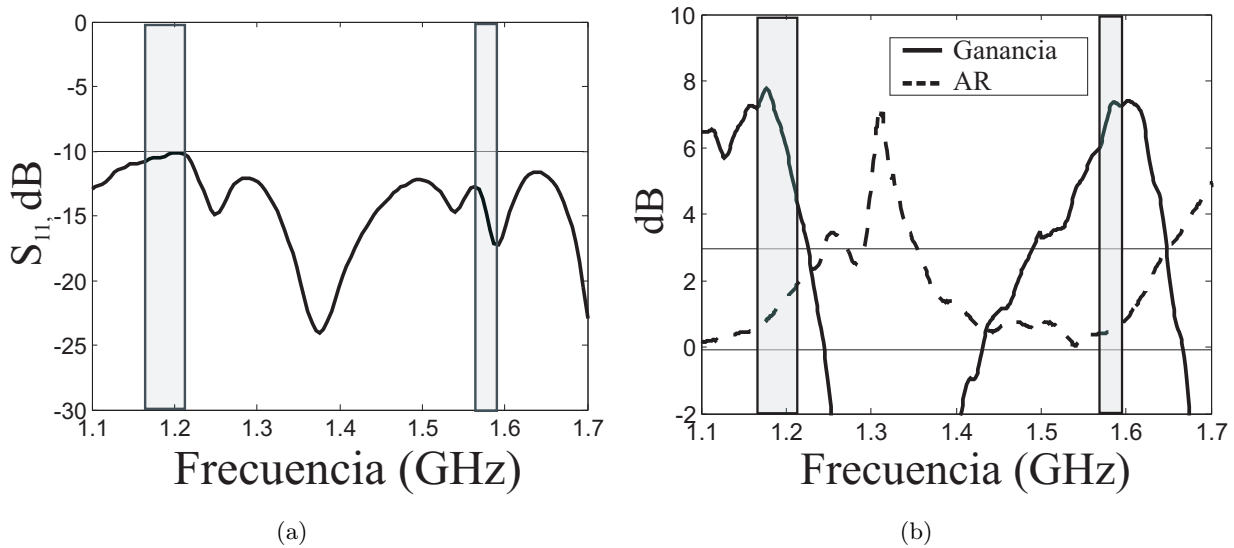


Figura 3.46: (a) Medida del coeficiente de reflexión para la antena de banda dual de anillos circulares apilados fabricada con polarización circular. (b) Ganancia y relación axial medida en la dirección del máximo de radiación ( $\theta=0^\circ$ ) en función de la frecuencia.

En la Fig.3.48 se ha ilustrado la medida de la relación axial y la ganancia para las frecuencias centrales de las bandas de operación en función del ángulo de elevación. Mientras que la ganancia es mejor que -8 dB hasta los  $\theta=90^\circ$  en la banda baja y hasta los  $80^\circ$  en la banda alta, el ancho de haz de relación axial a 4 dB se ha degradado considerablemente tomando valores en la banda inferior de  $98^\circ$  y de  $120^\circ$  en la banda superior. En este punto es necesario resaltar que las medidas realizadas en los ángulos bajos no fueron del todo fiables a causad de la jaula metálica que sostenía la antena durante

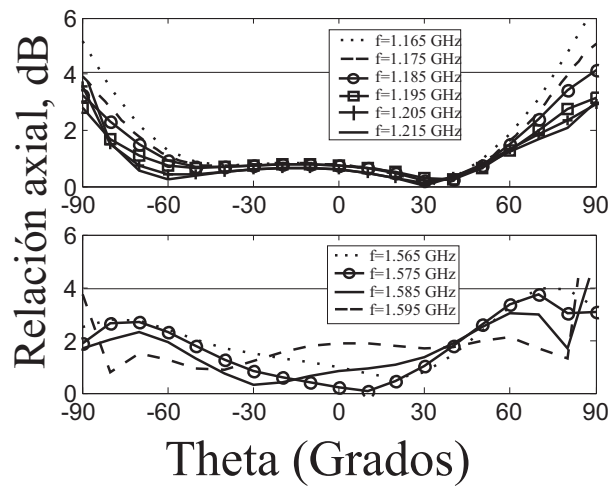


Figura 3.47: Simulación de la relación axial en función del ángulo  $\theta$  para diferentes valores de frecuencia, Corte  $\phi=0^\circ$ .

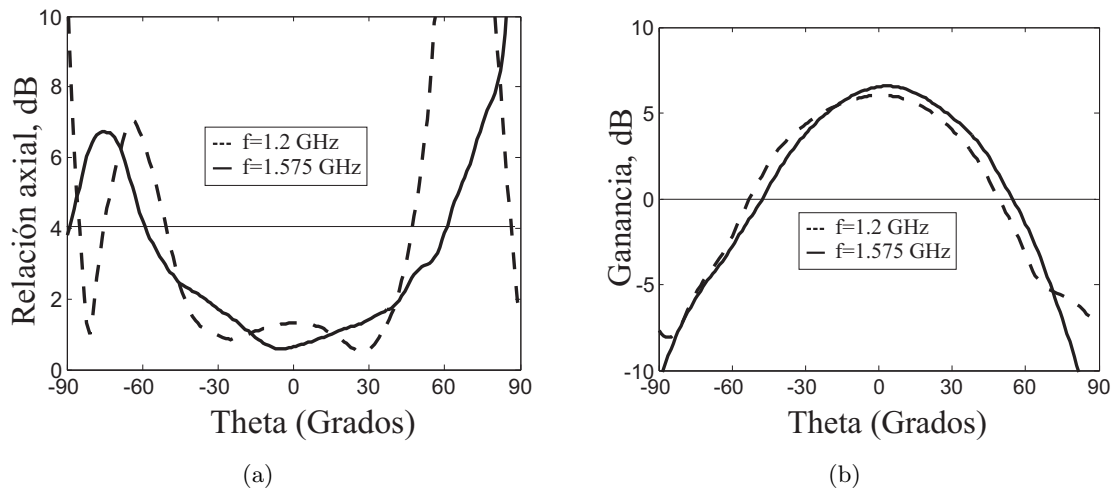


Figura 3.48: Medida de la relación axial(a) y ganancia (b) en función del ángulo de elevación a la frecuencia central de ambas bandas, corte  $\phi=0^\circ$ .

el proceso de medida, por lo que se degradaron las prestaciones de la antena.

### 3.6. Prototipo IV: Antena de banda dual con anillos circulares concéntricos

Una de las limitaciones que presentan las estructuras basadas en elementos radiantes apilados es su elevado volumen. A medida que se aumenta el número de capas para mejorar el ancho de banda o

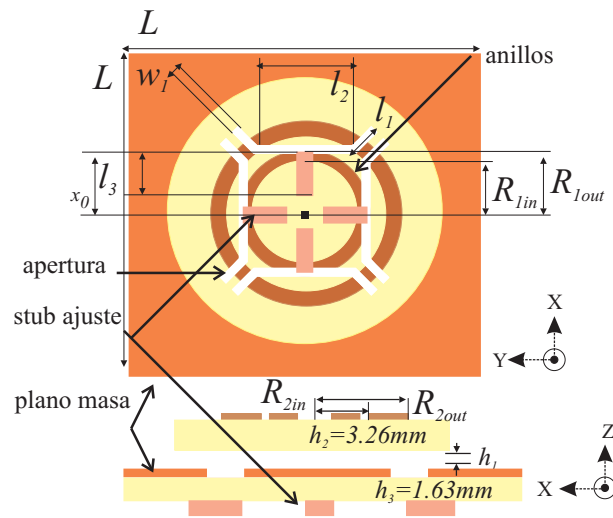


Figura 3.49: Esquema de la estructura de la antena en anillos concéntricos.

incrementar el número de bandas de operación, el perfil de la antena comienza a ser elevado.

En esta sección se presenta un nuevo prototipo de antena con polarización circular alimentada mediante apertura, donde en lugar de hacer uso de múltiples capas apiladas para obtener más de una banda de operación se opta por situar dos anillos circulares sobre la misma capa de forma concéntrica. De esta forma se obtiene una antena de banda dual mucho más compacta al haberse reducido el número de capas apiladas y por lo tanto el volumen en la antena.

### 3.6.1. Diseño de la antena

La estructura de la antena propuesta se compone de dos capas de dieléctrico separadas por un *gap* de aire, Fig.3.49. Los dos anillos circulares concéntricos están ubicados en la capa superior mientras que la red de alimentación, los *stubs* de ajuste y las cuatro aperturas a través de las cuales se alimentarán los anillos se han situado en la capa inferior. El anillo circular externo viene definido por su radio interior  $R_{2in}$  y exterior  $R_{2out}$ , mientras que el anillo circular interior presenta un radio exterior  $R_{1in}$  y exterior  $R_{1out}$ . Ambos anillos están grabados sobre una capa de dieléctrico circular de 100 mm de diámetro, para dotar así a la estructura de los beneficios citados en la sección anterior sobre la reducción de las dimensiones del dieléctrico: reducción de costes de fabricación, peso de la estructura y mejora de prestaciones en los ángulos bajos de la antena.

El proceso de diseño de la antena con anillos concéntricos es el mismo que el desarrollado en secciones anteriores con las topologías de antenas presentadas. Inicialmente la antena es excitada a través de cuatro aperturas grabadas en el plano de masa usando únicamente cuatro *stubs* de ajuste, obteniendo

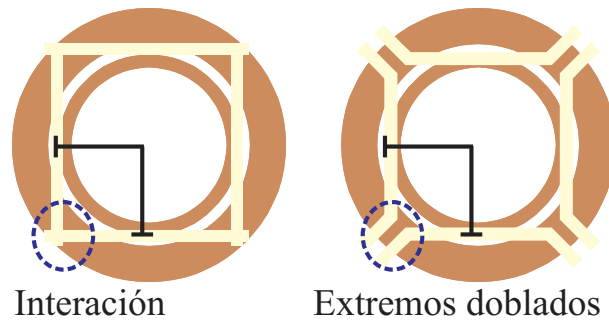


Figura 3.50: Esquema del solapamiento entre los extremos de las aperturas. Las aperturas se doblan en sus extremos para evitar que se solapen a causa de la longitud requerida en el diseño.

una antena dual con dos modos ortogonales polarizados linealmente. La frecuencia central de la banda inferior está definida principalmente por la frecuencia de resonancia del anillo exterior mientras que la frecuencia central de la banda superior viene determinada por la frecuencia de resonancia del anillo interior.

La sintonización de la antena se lleva a cabo mediante el ajuste de los parámetros de diseño que definen la estructura: la longitud de las cuatro aperturas, la longitud de los *stubs* y las dimensiones del *gap* de aire que separa ambas capas, de forma que se obtiene el ancho de banda de impedancia deseado en las dos bandas de interés. En secciones anteriores (3.3.3, 3.4.1, 3.5) se llevó a cabo un estudio sobre las tendencias de comportamiento de los parámetros de diseño en estructuras apiladas alimentadas mediante aperturas. Por este motivo, en esta sección nos centraremos en citar brevemente los efectos producidos por dichos parámetros en la estructura apilada de anillos concéntricos que aquí se presenta.

La excitación simultánea de ambos anillos concéntricos es uno de los puntos críticos de esta estructura. La posición óptima en la que las cuatro aperturas deben ubicarse es en el centro del espacio existente entre anillos, exactamente a una distancia  $x_0$  desde el centro del anillo interior Fig.3.49, si no únicamente uno de los dos anillos se verá excitado. La longitud de las aperturas ( $l_2 + 2l_1$ ) deben elegirse para optimizar el acoplamiento entre las líneas microstrip y los anillos. Debe destacarse que dada la geometría de la estructura y la posición en la que deben situarse éstas, aproximadamente en el centro del espacio existente entre anillos, es preciso doblar las aperturas  $45^\circ$  en sus extremos para evitar que estas se solapen entre sí debido a su longitud tal y como ilustra la Fig.3.50.

El incremento de la longitud de las aperturas implica una mejora en el ancho de banda de impedancia de la banda de operación inferior al mismo tiempo que también supone una reducción y desplazamiento hacia frecuencias superiores de la banda de operación superior, Fig.3.51 (b). Por otro lado, la reducción de la longitud de los *stubs*  $l_3$ , supone un incremento del ancho de banda en la banda superior al mismo tiempo que también genera un leve desplazamiento de éste hacia frecuencias

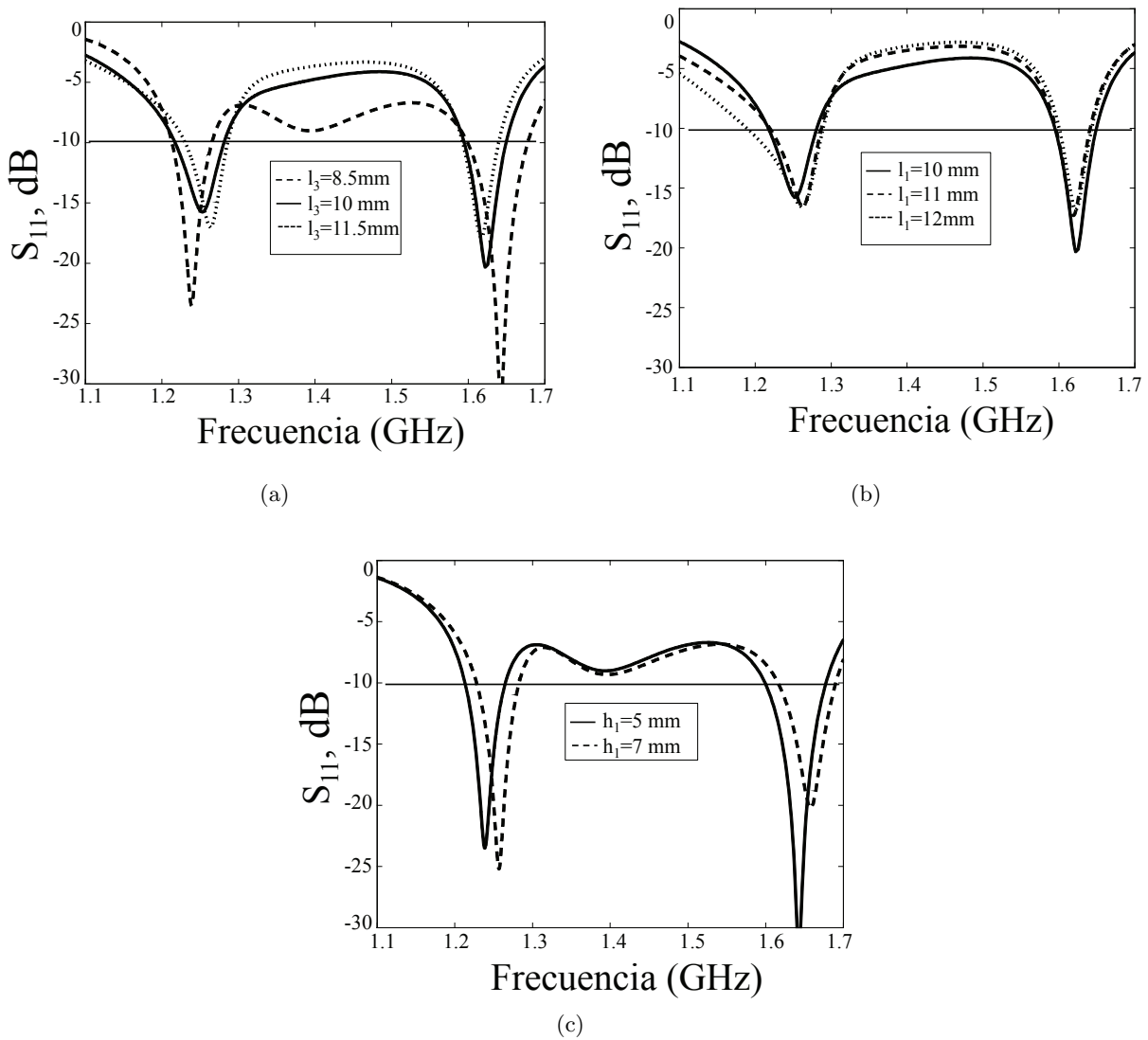


Figura 3.51: Simulación del coeficiente de reflexión en función de la variación de  $l_3$  (a),  $l_1$  (b) y  $h_1$  (c), siendo  $R_{1in}=19$  mm,  $R_{1out}=21$  mm,  $R_{2in}=23$  mm,  $R_{2in}=27$  mm,  $x_0=1$  mm,  $h_1=5$  mm,  $h_2=3.26$  mm,  $h_3=1.63$  mm,  $l_2=34$  mm,  $L=180$  mm.

superiores y de la banda baja hacia frecuencias inferiores, Fig.3.51 (a). Finalmente, el *gap* de aire entre capas  $h_1$  tiene el mismo efecto en ambas bandas, el incremento del *gap* implica que ambas bandas sufren un desplazamiento frecuencial hacia frecuencias superiores, Fig.3.51 (c). La Fig.3.52 muestra el coeficiente de reflexión simulado para la antena con polarización lineal utilizando únicamente los cuatro *stubs* como alimentación y teniendo en cuenta el efecto sobre las bandas de interés de los parámetros críticos de diseño. Puede destacarse que ambas bandas de operación cubren al completo las bandas de interés especificadas. Por último, para alimentar la antena y generar polarización circular en ella se ha utilizado de nuevo la red de alimentación de banda ancha diseñada.

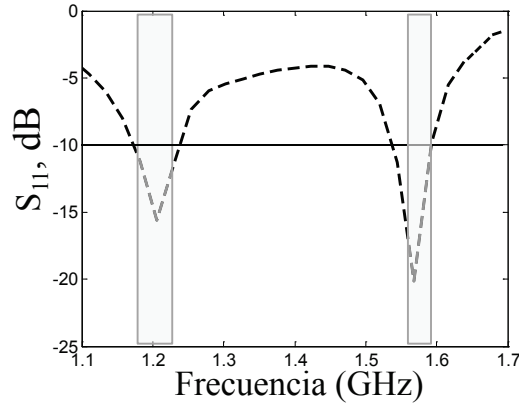


Figura 3.52: Simulación del coeficiente de reflexión para la antena dual basada en anillos concéntricos con dos polarizaciones lineales ortogonales (sin red de alimentación)

### 3.6.2. Prototipo antena: Fabricación y medida

De la misma forma que para el resto de redes de alimentación utilizadas a lo largo del capítulo, la red de banda ancha fue de nuevo diseñada a la frecuencia central de ambas bandas (1.4 GHz).

Las dimensiones físicas finales de la antena fabricada se han recogido en la Tabla.3.8, mientras que la Fig.3.53 muestra una vista superior e inferior de la antena fabricada. Puede apreciarse en la imagen como tres tornillos y seis tuercas de nylon son las encargadas de lograr el *gap* de aire entre la capa superior e inferior de la antena.

La Fig.3.54 muestra la medida del coeficiente de reflexión de la antena incluyendo la red de alimentación. Cabe enfatizar de nuevo que aunque la antena es dual, la respuesta esta adaptada de 1.16 GHz hasta 1.7 GHz debido a la red de alimentación de banda ancha y la simetría de la estructura, tal y como sucedido en los prototipos anteriores presentados.

Tabla 3.8: Resumen de las dimensiones finales de la antena de banda dual de anillos concéntricos (mm).

| $R_{1in}$ | $R_{1out}$ | $R_{2in}$ | $R_{2in}$ | $x_0$ | $h_3$ | $L$ |
|-----------|------------|-----------|-----------|-------|-------|-----|
| 19.6      | 21         | 23.2      | 27        | 21    | 1.63  | 180 |
| $h_1$     | $h_2$      | $w_1$     | $l_1$     | $l_2$ | $l_3$ |     |
| 5         | 3.26       | 3         | 9.3       | 34    | 10.9  |     |

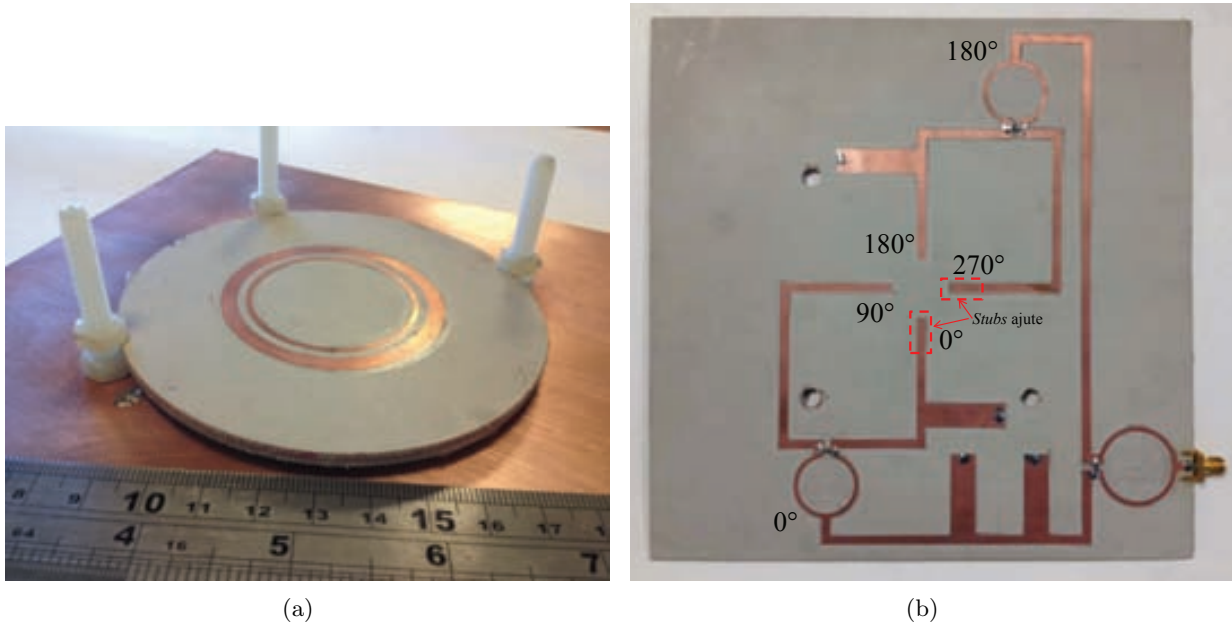


Figura 3.53: Vista superior (a) e inferior (b) de la antena dual de anillos concéntricos con polarización circular fabricada. El diámetro del disco circular de dieléctrico sobre el que reposan los anillos es de 100 mm.

Por otro lado, la Fig.3.55 refleja la medida de la ganancia (a) y la relación axial (b) en función de la frecuencia en la dirección del máximo de radiación ( $\theta=0^\circ$ ). En ambas bandas la relación axial obtenida es inferior a 1 dB y la ganancia superior a 5 dB. Es imprescindible señalar también que

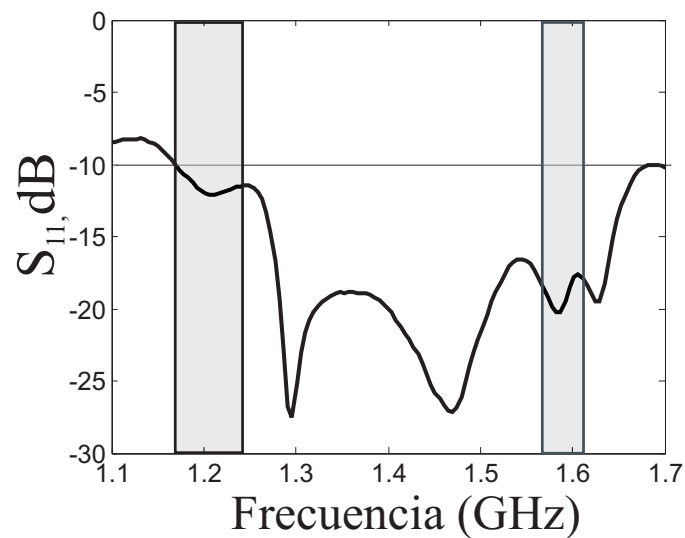


Figura 3.54: Medida del coeficiente de reflexión para la antena dual fabricada basada en anillos concéntricos con polarización circular.



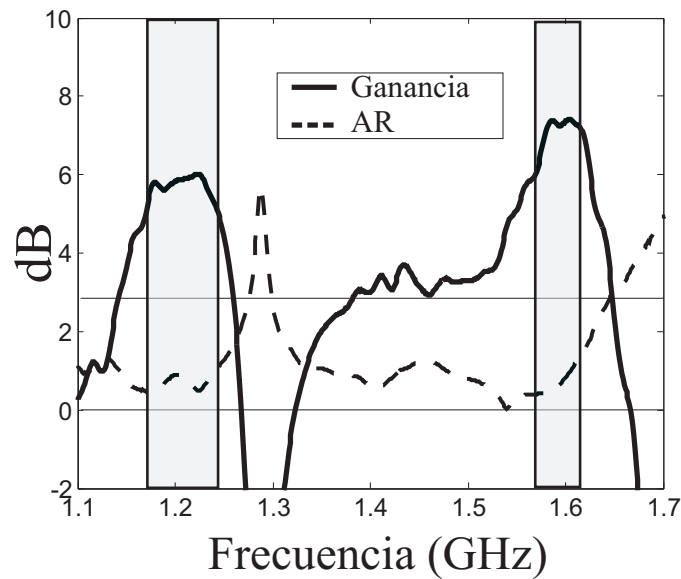


Figura 3.55: Ganancia y relación axial medida en la dirección del máximo de radiación en función de la frecuencia ( $\theta=0^\circ$ ).

debido al comportamiento de desfaseador de banda ancha de la red de alimentación, la relación axial además es inferior a 2 dB desde 1.1 GHz hasta 1.63 GHz (excepto alrededor de 1.3 GHz).

La medida de la ganancia y la relación axial en función del ángulo de elevación a 1.2 GHz y 1.575 GHz se muestra en la Fig.3.56. Es importante destacar que se logra una buena relación axial en los ángulos bajos, el ancho de haz a 4-dB de relación axial es superior a  $120^\circ$  en ambas bandas. Observando ahora el diagrama de la ganancia vemos que esta es superior a 5 dB en la dirección del máximo en ambas bandas y que además presenta una buena simetría en el semiplano superior ( $-90^\circ \leq 90^\circ$ ). La radiación en el semiplano inferior no se ha mostrado debido a que no pudo medirse ya que se colocó un plano de masa 40 mm por debajo de la antena con el objetivo de eliminar los efectos de la jaula metálica que sostenía la antena durante el proceso de medida.

### 3.7. Prototipo V: Antena ranura dual de anillos circulares concéntricos

Tal y como se refirió en el capítulo 2, las antena microstrip tipo ranura usualmente proporciona un ancho de banda de impedancia mayor que una antena tipo parche [53].

En esta sección se presenta un nuevo prototipo de antena tipo ranura de banda dual alimentada de nuevo a través de una red de alimentación de banda ancha para generar polarización circular en la

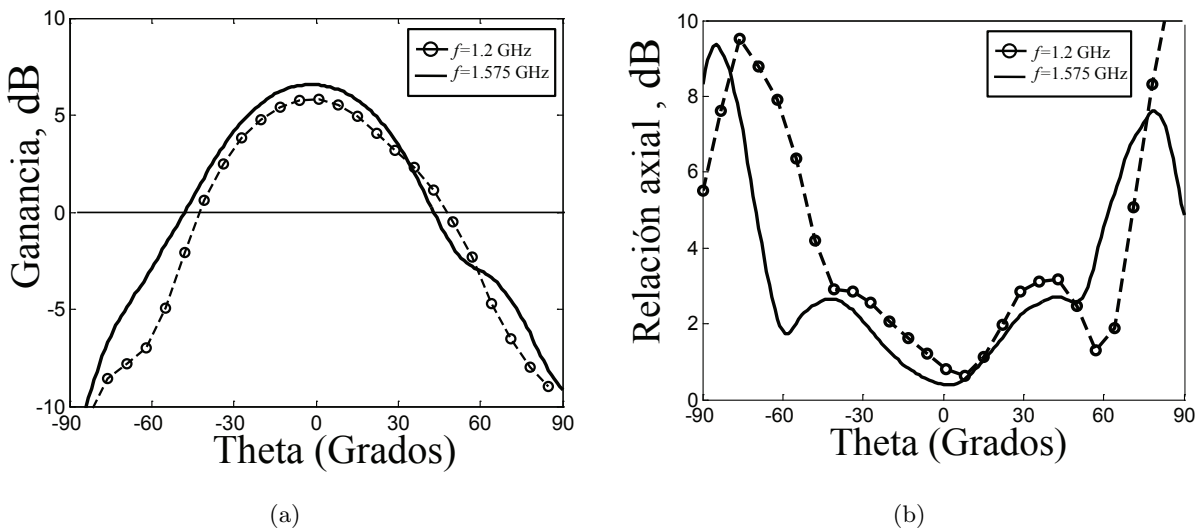


Figura 3.56: Medida de la ganancia (a) y de la relación axial (b) en función del ángulo de elevación (corte  $\Phi=0^\circ$ ) a la frecuencia central de las dos bandas.

antena a las bandas de operación de los sistemas de navegación tratados a lo largo de este capítulo.

El uso de una antena ranura permite obtener una estructura más compacta sin la necesidad de utilizar capas apiladas para lograr anchos de banda mayores. Por otro lado, la ranura se basa en un par de anillos circulares concéntricos de forma que se obtiene un comportamiento dual en la antena manteniendo una dimensión compacta. Por último y con el objetivo de solventar los reducidos valores de ganancia propios de la ranuras, en el prototipo presentado se muestra cómo la ganancia de la antena se puede mejorar aumentando únicamente el grosor del sustrato bajo la ranura concéntrica.

### 3.7.1. Diseño de la antena

La versión inicial de la antena (Fig.3.57) consiste en una capa de dieléctrico con dos ranuras en anillo circular concéntricas grabadas en la cara superior. Las ranuras son excitadas por cuatro *stubs* de ajustes y una red de alimentación de banda ancha ubicada en la cara inferior del dieléctrico. La ranura en anillo exterior esta definida por un radio interior  $R_{2in}$  y un radio exterior  $R_{2out}$ , mientras que la ranura en anillo interior presenta un radio exterior  $R_{1in}$  y exterior  $R_{1out}$ .

Inicialmente, la antena ranura es excitada conectando cuatro líneas microstrip a los *stubs* de ajuste obteniéndose así una antena de banda dual con dos modos ortogonales linealmente polarizados, al igual que sucedió con el resto de los prototipos de antenas presentadas en el capítulo. Estos *stubs* de ajuste se ha ubicado a una distancia  $x_0$  desde el centro de los anillos. La frecuencia central de la banda inferior de la antena está definida por la frecuencia de resonancia del anillo exterior mientras que la frecuencia central de la banda superior es fijada por la frecuencia de resonancia del anillo interior,

análogamente a la antena de anillos concéntricos, sección 3.6.

Dejando a un lado las dimensiones de los anillos concéntricos y teniendo presente que trabajamos con una estructura de una sola capa, los dos únicos parámetros de diseño que deben considerarse en la antena son la dimensión del plano  $L$  de masa y la longitud de los *stubs* de ajustes  $l_1$ .

En [54], [55] y [56] se mostró la influencia que tienen los planos de masa finitos sobre la radiación característica de una antena, donde para planos de masa reducidos (inferiores a  $\lambda$ ) el nivel de ganancia y pérdidas de retorno en la antena se ve seriamente afectado. En este prototipo el tamaño mínimo del plano de masa viene fijado por las dimensiones de la red de alimentación que excitan las ranuras en anillo, las cuales son 140 mm. De esta forma el plano de masa será lo suficientemente grande como para que las prestaciones de la antena no se vean degradadas, al mismo tiempo que es más compacto que los prototipos presentados en el resto del capítulo.

Una vez fijadas las dimensiones del plano de masa, el efecto más significativo de la variación de la longitud de los *stubs*  $l_1$  sobre la respuesta de la antena es un desplazamiento hacia frecuencias inferiores de ambas bandas de interés junto con un incremento del ancho de banda de impedancia de estas tras verse aumentada la longitud, Fig.3.58. Es imprescindible comentar que la longitud de los *stubs* también determina el nivel de aislamiento entre puertos, si la longitud es demasiado elevada lo que beneficia al ancho de banda de impedancia de la antena, el nivel de aislamiento entre puertos se ve degradado, lo cual no es deseable.

La Fig.3.59 muestra el coeficiente de reflexión simulado de la ranura de anillos concéntricos polarizada linealmente y alimentada a partir de los *stubs* tras haber considerado el efecto de éstos sobre las bandas de interés de la antena. Comprobamos que ambas bandas de operación cubren al completo las bandas de interés especificadas para la antena.

Una vez la antena ranura dual es diseñada, los cuatro *stubs* de ajustes son conectados a sus respectivos puertos de salida de la red de alimentación de banda ancha para generar polarización circular.

### Aumento de ganancia

Con el fin de aumentar la ganancia en ambas bandas de la antena, el espesor del sustrato  $h_1$  se ha incrementado por debajo del área que sostiene los anillos concéntricos de la forma que se muestra en la Fig.3.60. La Fig.3.61 refleja la ganancia simulada a la frecuencia central de ambas bandas en función del espesor del sustrato  $h_1$ .

Podemos comprobar que para  $h_1 = 0$  mm (Fig.3.57), la ganancia máxima en la banda inferior y superior es de 2 dB y 3.3 dB, respectivamente. Si el espesor del sustrato  $h_1$  empieza a aumentar, entonces se observa como la ganancia mejora rápidamente en ambas bandas. Teniendo en cuenta ahora el equilibrio o relación entre mejora de ganancia versus volumen de la antena, el valor óptimo de  $h_1$  en la antena debería establecerse alrededor de los 1.5 mm, donde la ganancia es próxima a los 4 dB en ambas bandas. Puesto que el grosor de los sustratos ofrecidos por los fabricantes son fijos, para el prototipo en desarrollo se ha optado por fijar  $h_1 = 1.63$  mm, ya que de esta forma se puede emplear el mismo sustrato utilizado en la Fig.3.57. En este punto es interesante comentar también que la variación del grosor del dieléctrico sobre el que están grabados los anillos en la estructura,  $h_1$ , no influye sobre el ancho de banda de relación axial en la antena.

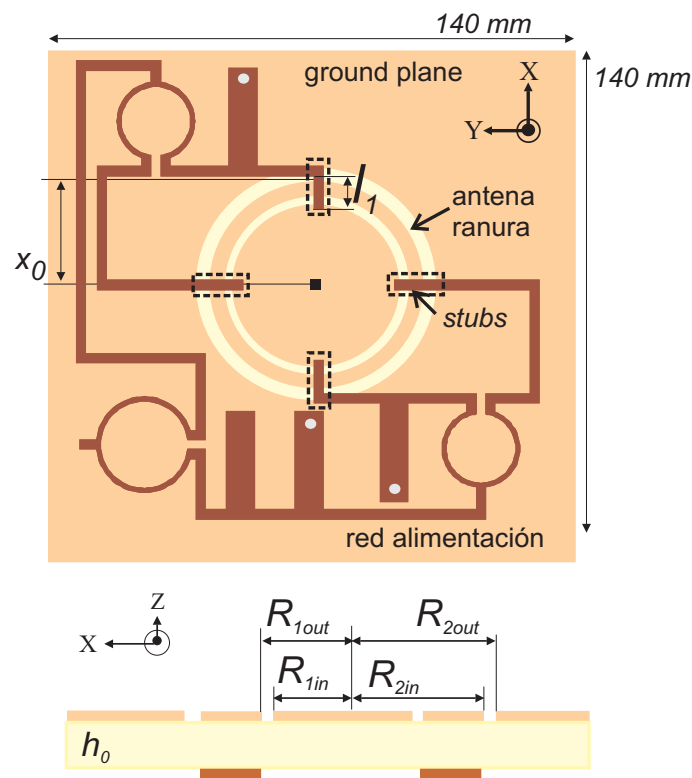


Figura 3.57: Esquema de la estructura de la antena ranura en anillos concéntricos.

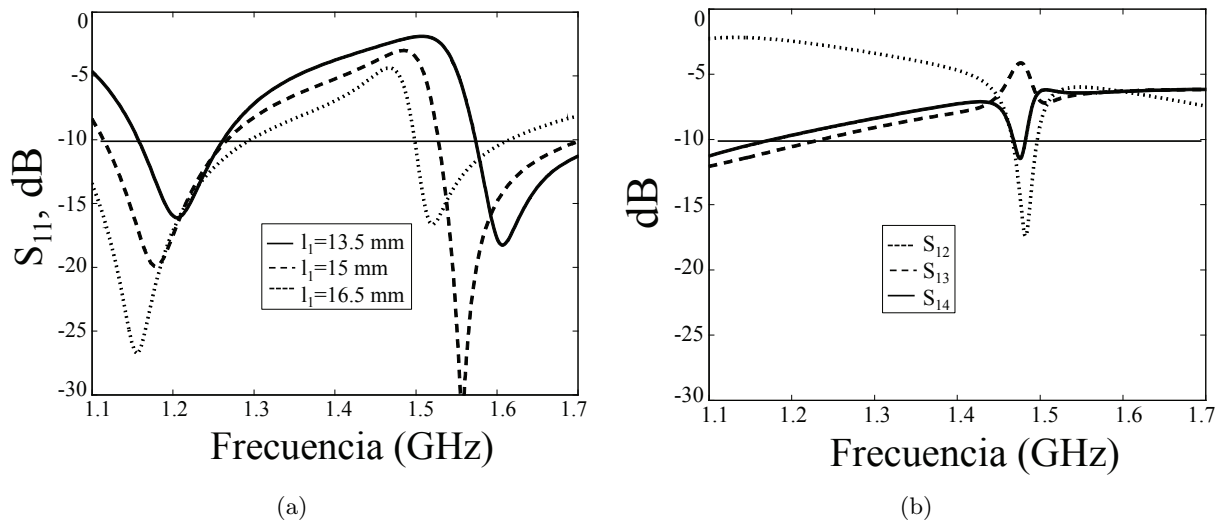


Figura 3.58: Simulación del coeficiente de reflexión en función de la variación de  $l_1$  (a). Nivel de aislamiento entre puertos para el caso de  $l_1=16.5$  mm

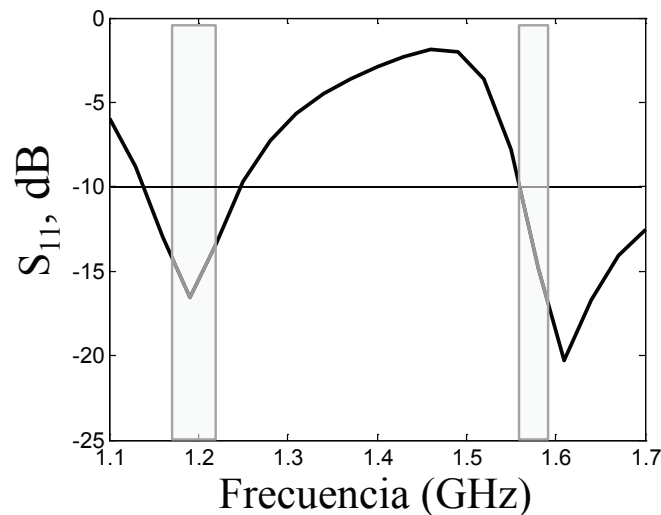


Figura 3.59: Simulación del coeficiente de reflexión para la antena ranura dual basada en anillos concéntricos con polarización lineal (sin red de alimentación).

Tal y como se observa en la Fig.3.62 el diagrama de radiación propio de una ranura es bidireccional. La radiación a ambos lados de la ranura (+z y -z) es la misma pero con polarizaciones contrarias (a derechas e izquierdas), sin embargo, en los sistemas de navegación y posicionamiento por satélite generalmente se requiere de radiación unidireccional. Con el fin de bloquear la radiación trasera de la ranura y evitar la bidireccionalidad de esta se debería introducir un reflector metálico debajo de la estructura a una distancia aproximada  $\lambda_e f f / 4$  de la antena tal y como se propone en [57]. Para el

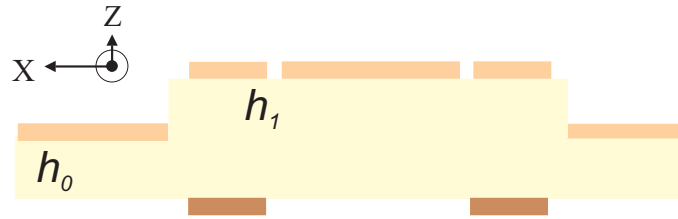


Figura 3.60: Estructura de la antena propuesta para mejorar su ganancia.

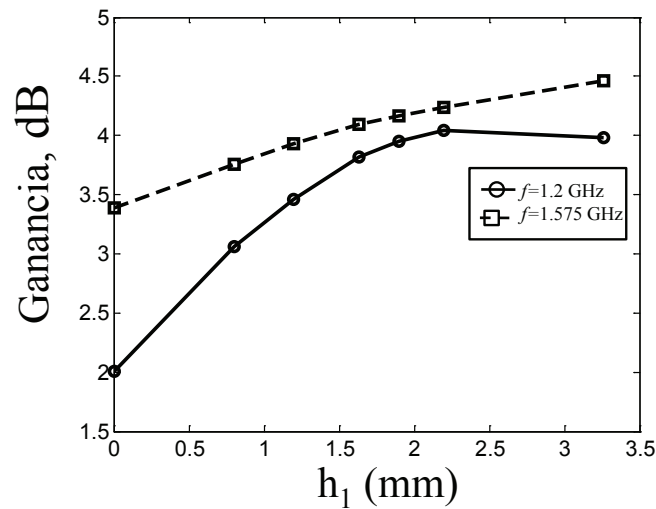


Figura 3.61: Simulación de la ganancia para la antena ranura en anillos concéntricos en función del grosor del sustrato ( $h_1$ ) a las dos frecuencias centrales de las bandas de interés.

prototipo desarrollado se ha introducido un reflector de metal de lado  $G=140$  mm (misma dimensión que el plano de masa) sostenido por 4 tornillos de nylon a una altura  $H=40$  mm de la antena, Fig.3.63. La acción de introducir el reflector además de eliminar la radiación trasera también provoca que la ganancia aumente en las bandas de interés, tal y como se observará en la próxima sección.

### 3.7.2. Prototipo antena: Fabricación y medida

Las dimensiones físicas finales de la antena ranura fabricada se ilustran en la Tabla.3.9, mientras que la Fig.3.64 expone una vista superior e inferior de la antena tras ser fabricada.

La medida del coeficiente de reflexión se corresponde con la respuesta simulada de la antena ranura, presentando un ancho de banda de impedancia elevado a causa de la red de alimentación de banda ancha, de 1.15 GHz a 1.66 GHz, Fig.2.65.

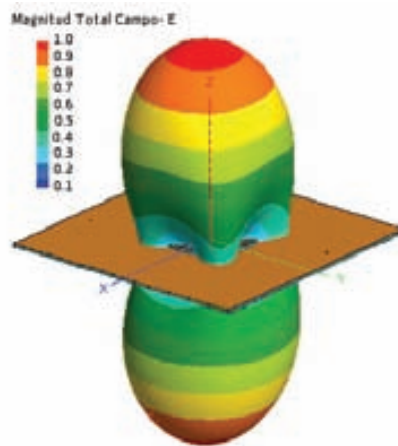


Figura 3.62: Diagrama de radiación normalizado para la antena ranura de anillos concéntricos a la frecuencia central de la banda superior,  $f=1.575$  GHz.

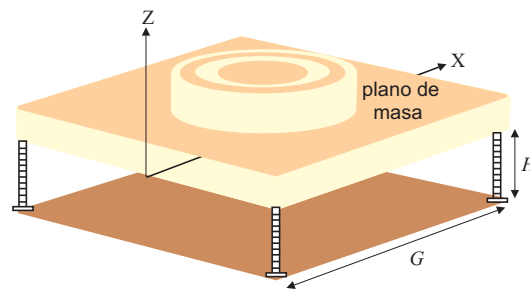


Figura 3.63: Antena ranura con reflector para producir radiación unidireccional.

Tabla 3.9: Resumen de las dimensiones finales de la antena ranura dual de anillos concéntricos (mm).

| $R_{1in}$ | $R_{1out}$ | $R_{2in}$ | $R_{2out}$ | $x_0$ | $l_1$ |
|-----------|------------|-----------|------------|-------|-------|
| 18.4      | 21         | 23.2      | 25         | 27    | 12    |

Por otro lado la Fig.3.66 ilustra la comparación entre simulación y medida de la ganancia (a) y relación axial (b) en la dirección del máximo de radiación en función de la frecuencia. Podemos destacar que a pesar de simulación y medida presentar trazas similares, se ha producido un leve desplazamiento frecuencial en la banda superior hacia frecuencias inferiores, situando el máximo de ganancia en 1.56 GHz. Además se han alcanzado valores medidos superiores a los 6.5 dB en la banda superior y a los 4 dB en la banda inferior.

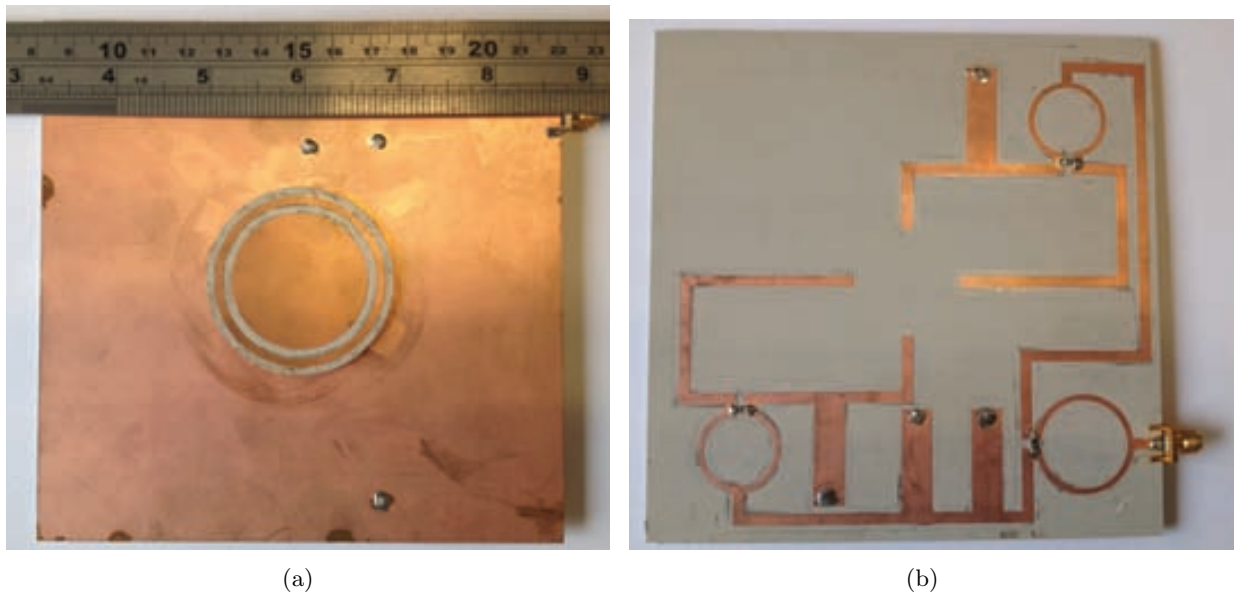


Figura 3.64: Vista superior (a) e inferior (b) de la antena dual de anillos concéntricos con polarización circular fabricada.

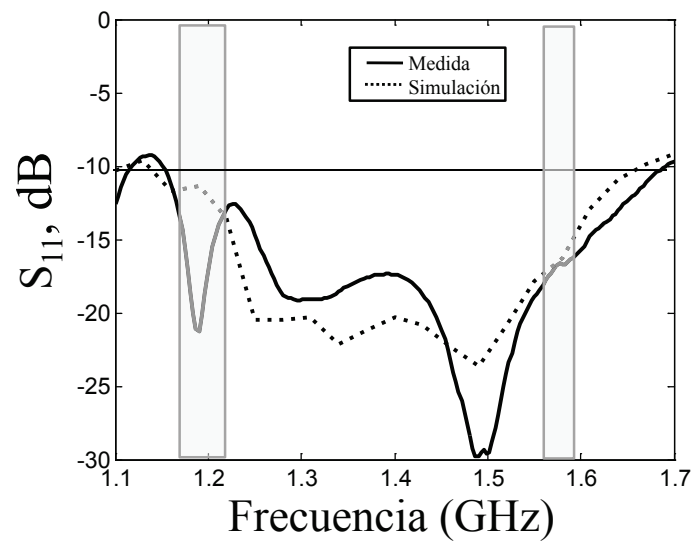


Figura 3.65: Medida del coeficiente de reflexión para la antena ranura dual fabricada de anillos concéntricos con polarización circular

La relación axial medida no solo es inferior a 1.5 dB en las bandas de interés si no que presenta buena concordancia con los valores simulados.

Como inciso podemos comentar que los resultados medidos de ganancia y ancho de banda de relación axial a 3-dB con el prototipo fabricado son muy similares a los presentados en la sección.3.6



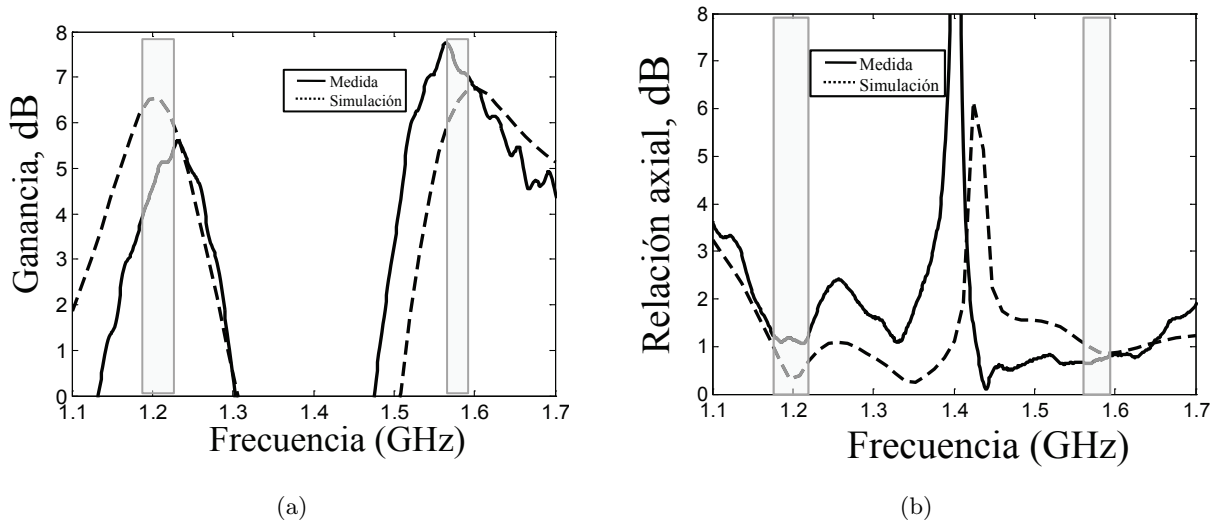


Figura 3.66: Medida de la ganancia (a) y de la relación axial (b) en la dirección de máxima radiación en función de la frecuencia ( $\theta=0^\circ$ ).

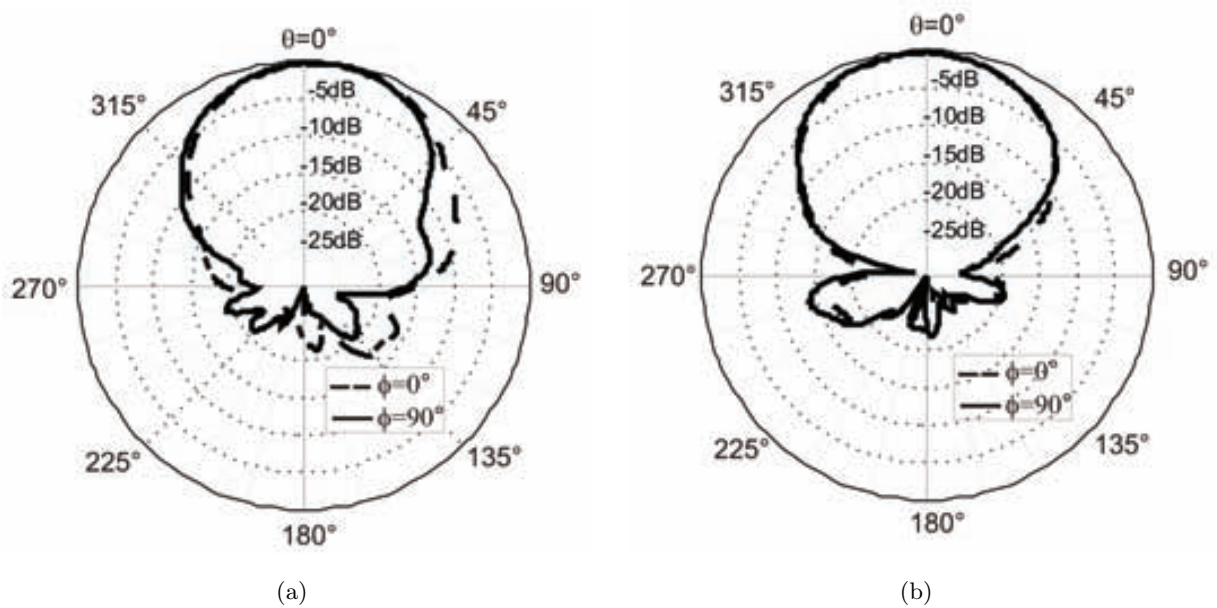


Figura 3.67: Medida del diagrama de radiación a 1.2 GHz (a) y a 1.575 GHz (b).

para la antena de anillos concéntricos, en términos de anchos de banda de adaptación y relación axial pero para unas dimensiones más compactas.

Finalmente la Fig.3.67 expone los diagramas de radiación medidos de la antena a 1.2 GHz y 1.575 GHz, respectivamente, donde se comprueba que debido al reflector metálico no hay lóbulo trasero de radiación.

### 3.8. Análisis de resultados y conclusiones

Las Tabla.3.10 y 3.11 recogen los resultados medidos de ancho de banda de impedancia (10-dB RLBW), ganancia, ancho de banda de relación axial (3-dB ARBW) y volumen de los cinco prototipos de antenas de banda dual con polarización circular descritas a lo largo del capítulo.

Tabla 3.10: Resumen de prestaciones medidas para los cinco prototipos de antenas de banda dual con polarización circular. El 3-dB ARBW(%) es a la frecuencia 1.4 GHz y para ello se tienen en cuenta la AR por debajo de 3-dB de toda la antena.(\*). Reducción de las dimensiones del dieléctrico que sostienen los elementos radiantes.

| Antena        | Volumen<br>mm x mm x mm | 10-dB<br>RLBW (%) | 3-dB<br>ARBW (%) |
|---------------|-------------------------|-------------------|------------------|
| Prototipo I   | 14.75 x 170 x 170       | 35.7              | 28.5             |
| Prototipo II  | 14.75 x 180 x 180       | 42.8              | 42.8             |
| Prototipo III | 16 x 180 x 180 (*)      | 42.8              | 35               |
| Prototipo IV  | 9.8 x 180 x 180 (*)     | 39.2              | 37.5             |
| Prototipo V   | 3.13 x 140 x 140 (*)    | 33.2              | 40               |

Tabla 3.11: Resumen de prestaciones medidas para los cinco prototipos de antenas de banda dual con polarización circular. (\*) El valor de ganancia del prototipo V hace referencia al simulado.

| Antena        | Ganancia                         | Relación axial                   |
|---------------|----------------------------------|----------------------------------|
|               | $f$ @ 1.2 GHz<br>$f$ @ 1.575 GHz | $f$ @ 1.2 GHz<br>$f$ @ 1.575 GHz |
| Prototipo I   | 2.4/2                            | 3.4/1.8                          |
| Prototipo II  | 6/5.9                            | 0.5/0.5                          |
| Prototipo III | 6/6.5                            | 1.4/0.4                          |
| Prototipo IV  | 6.2/5                            | 0.8/0.4                          |
| Prototipo V   | 3.5/4(*)                         | 1.1/0.8                          |

La introducción de este capítulo mostraba que el objetivo principal que se llevaba a cabo era el diseño de antenas de banda dual con polarización circular que dieran cobertura a los sistemas de posicionamiento GPS y Galileo.

Los prototipos presentados (exceptuando el primero, utilizado como guía de diseño) no solo han cubierto al completo el margen de operación fijado (4.19% y 1.9%) si no que lo han superado considerablemente alcanzando RLBW y ARBW medidos superiores al 33.2% y 28.5% respectivamente. Inicialmente debemos destacar que los elevados anchos de banda de impedancia y relación axial logra-

dos son principalmente debidos al uso de redes de alimentación de banda ancha(en fase e impedancia) usadas para alimentar las antenas, las cuales han permitido mantener un desfase constante entre puertos durante un amplio margen frecuencial.

Por otro lado la reducción del volumen de las antenas era otro de los objetivos alcanzar. Gracias al uso de anillos apilados y concéntricos a priori podría afirmarse que el volumen total de las antenas ha disminuido, Tabla.3.10, aunque no de una forma drástica. Es cierto que se ha reducido la altura de las antenas eliminando las distintas capas apiladas que formaban la estructura hasta llegar a una configuración en ranura de anillos concéntricos, pero no se han reducido el resto de dimensiones. En realidad el volumen mostrado en la Tabla.3.10 viene fijado por las dimensiones de la capa inferior de la antena (el plano de masa), el cual viene determinado por las dimensiones de la red de alimentación. Sin embargo, los prototipos presentados tienen más de una capa apilada, que a excepción de los dos primeros casos no son de las mismas dimensiones que el plano de masa si no mucho menores. Es decir, aunque la Tabla.3.10 no lo refleje, los prototipos III, IV y V son mucho más compactos gracias a la reducción de las dimensiones del dieléctrico que sostienen los elementos radiantes. La disminución del tamaño del dieléctrico no solo supone la reducción del volumen/peso y costes de fabricación de las estructuras, también se comprobó que dicha disminución tenía un efecto directo y positivo sobre la relación axial de los ángulos bajos de las antenas.

Por último destacar que los valores de ganancia a las frecuencias centrales de ambas bandas, Tabla.3.11, se encuentran en el rango entre los 5 dB y los 6.5 dB , valores típicos en estructuras apiladas según [2] pero superiores a los conseguidos en [13], [14], [24] o [25]. Puesto que en la Tabla.3.10 se ha definido el volumen total del prototipo V sin tener en cuenta el reflector, los resultados de ganancia de la Tabla.3.11 para dicho prototipo son los simulados y no los medidos, ya que estos segundos eran superiores a causa de la introducción del reflector.

Las conclusiones principales de este capítulo derivadas del análisis de dichos resultados son las siguientes:

- El desfase constante entre puertos obtenido gracias al uso de redes de alimentación de banda ancha permite mejorar el ancho de banda de relación axial en las antenas.
- El uso de anillos en lugar de parches permite obtener estructuras más compactas y ligeras con las mismas prestaciones.
- La reducción de las dimensiones de los dieléctricos que sostienen los elementos radiantes junto con la variación de su geometría permite no solo reducir el volumen de la estructura y abaratar su coste si no también obtener unas prestaciones en términos de relación axial mejores en los ángulos bajos de elevación de las antenas.

- El aumento del grosor del sustrato únicamente bajo una ranura concéntrica y no sobre toda la estructura al completo permite aumentar la ganancia en la antena.

## Capítulo 4

# Antenas microstrip lectoras de RFID

### 4.1. Introducción

La identificación por radio frecuencia (RFID) puede presentarse como una tecnología en el auge de su desarrollo que utiliza señales de radio frecuencia para la identificación automática de objetos. No existe una fecha concreta que fije el nacimiento de la tecnología RFID, su evolución ha permanecido ligada al desarrollo de las tecnologías de la comunicación durante la última década y más de la mitad del siglo XX.

La primera aplicación RFID apareció en la década de 1940, conocida como 'Identification Friend or Foe' y utilizada por el ejército británico durante la segunda guerra mundial, permitía el reconocimiento e identificación a larga distancia de aviones enemigos [58]. Años después de finalizar la guerra, en 1948, se publicaba el primer artículo sobre el principio básico de los RFID pasivos actuales [59]. Desde entonces, el desarrollo de la tecnología RFID ha sido lento pero continuo.

En los 60, se pusieron en marcha las primeras pruebas de campo como los sistemas de identificación pregunta-respuesta [60] o la activación remota de dispositivos con batería [61]. En 1978 Thomas Meyers y Ashley Leigh desarrollaban el transpondedor pasivo de microondas [62]. La década de los 80 fue la década de la implementación de las aplicaciones RFID. El cobro automático de peajes, la identificación de activos, el control de accesos, el seguimiento de animales o incluso la seguridad en vehículos fueron los principales intereses que se quisieron abarcar con su uso.

Como consecuencia de las numerosas aplicaciones que se pueden llevar a cabo con la tecnología RFID, aparecen los primeros estándares y en 1999 se funda el Auto-ID center en el MIT [63]. En el año 2000, tras comprobar que el desarrollo de etiquetas RFID podía lograr costes inferiores a los 5 céntimos de dólar por etiqueta, se plantea la opción de los sistemas RFID como posibles sustitutos de los códigos de barra. Muy extendidos en el mercado hasta la fecha, la popularidad de los códigos de

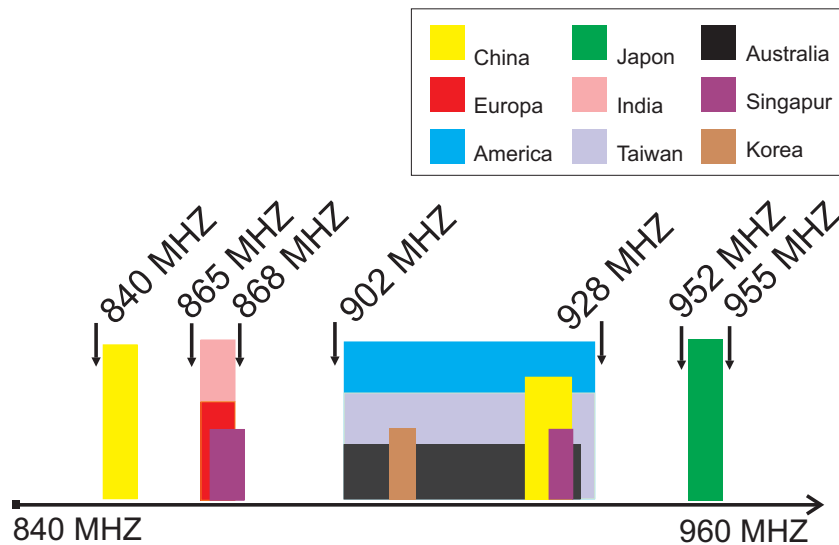


Figura 4.1: División por países del margen frecuencial de la banda UHF usada en RFID.

barra había sido fruto de su bajo coste, sin embargo su almacenaje limitado de información (solo un número y sin posibilidad de reprogramación) les hacía presente cada vez más su limitado tiempo de vida.

Finalmente, fue el año 2003 el que acabó marcando un antes y un después en el desarrollo de la tecnología RFID. Wal-Mart y Tesco, dos de las principales empresas de suministros de Estados Unidos, decidieron establecer el uso de sistemas pasivos de RFID en sus principales cadenas de suministros de productos. Después de que el departamento de defensa americano (DoD) también optara por adherirse a la tecnología RFID, muchas otras grandes empresas como Gillete o Target siguieron sus pasos.

El rango de detección y la velocidad de intercambio de datos de los sistemas RFID coexiste con otros sistemas de radio como la telefonía móvil, las redes inalámbricas locales o los sistemas de radio marino y aeronáuticos. Por este motivo el rango frecuencial de operación disponible para los dispositivos RFID es bastante restringido. Las bandas de frecuencia autorizadas varían según la región geográfica, pero la mayoría de países la sitúan en la banda de ultra-alta frecuencia (UHF) entre los 840-960 MHz. En concreto hallamos la banda Europea en los 865-868 MHz, la América en los 902-928 MHz y la asiática y la región del Pacífico de 840 MHz a 955 MHz [64], Fig. 4.1.

La tecnología RFID en UHF se basa en las comunicaciones inalámbricas de corto alcance (10 m -15 m ) y se compone de una antena lectora y un dispositivo conocido como etiqueta 'tag', formado por una antena y un chip integrado. A pesar de que estas etiquetas pueden ser pasivas o activas son las primeras las más utilizadas [3].

Un sistema convencional RFID consta de unas pocas antenas lectoras, las cuales pueden encontrarse fijas o móviles, y numerosas etiquetas adheridas a los elementos de control como: botellas, cartones, palé, etc. El lector se comunica con la etiqueta dentro de su rango de alcance y recoge información sobre los objetos que tienen las etiquetas adheridas.

Gran parte de las etiquetas para sistemas de RFID en UHF disponibles en el mercado son antenas polarizadas linealmente mientras que es deseable que la antena lectora, uno de los componentes más importantes del sistema, éste polarizada circularmente. La principal ventaja de que la antena lectora de un sistema RFID tenga polarización circular es garantizar que el receptor siempre será capaz de recibir al menos una componente de la señal independientemente de la orientación que posean las etiquetas, las cuales pueden adoptar en según que aplicaciones posiciones totalmente arbitrarias [65], [20].

Obtener diseños compactos de antenas lectoras RFID capaces de cubrir al completo la banda de operación mundial de UHF (840-960 MHz) es complicado. Los diseños propuestos en [66] y [67] cubren toda la banda de operación pero presentan un tamaño total extremadamente voluminoso (250 x 250 mm<sup>2</sup>), lo que las hace poco atractivas para ser utilizadas en aplicaciones RFID manuales/portátiles.

Es ampliamente conocido que las antenas microstrip tipo ranura en comparación con las antenas microstrip tipo parche ofrecen perfiles bajos y anchos de banda de impedancia elevados, por lo que resultan atractivas para diseños compactos donde se requieren elevados anchos de banda [2]. Por otro lado, la obtención de polarización circular a partir de la perturbación adecuada de la estructura proporciona un tamaño más reducido en las antenas en comparación con la utilización de alimentaciones duales y redes de adaptación.

En este capítulo se presenta el diseño de cuatro antenas lectoras RFID distintas con las que no solo se de cobertura a las banda de interés si no también se intenta alcanzar ARBW superiores a los valores que se pueden encontrar en la literatura, Tabla.1.2.

## 4.2. Especificaciones, sustrato y metodología de trabajo

Puesto que la banda de operación europea requiere de un ancho de banda de operación muy reducido (3 MHz) y puede ser cubierto por numerosas antenas existentes ya en el mercado, inicialmente las antenas lectoras de RFID diseñadas en este capítulo deberán operar al menos en la banda de frecuencia Norteamericana (28 MHz). Cubriendo este margen frecuencial también se dará cobertura a otras areas geográficas como: Australia, China, Singapur, Taiwan, etc.

Las especificaciones de diseño que deben cumplir las antenas son las siguientes:

- Pérdidas de retorno  $> 10$  dB en toda la banda de interés.

- Banda de operación: 902- 928 MHz (FBW  $\sim$  2.84% ).
- Polarización: Circular a derechas.
- 3-dB ARBW en la banda de interés.

El sustrato utilizado para el diseño de las antenas lectoras de este capítulo es Taconic TRF-45, cuyas características fueron definidas en el capítulo 3.

Cuatro prototipos distintos de antenas lectoras de RFID se presentan en este capítulo. El objetivo principal de estos prototipos es maximizar el 3-dB ARBW en estructuras compactas de antenas lectoras. Dichos prototipos, basados todos en una configuración de ranura en anillo, se han subdividido en dos secciones en función de la geometría en anillo que los define, circular o cuadrado. Comenzando por los prototipos basados en anillos circulares y posteriormente en el cuadrado, se narra en esta sección la metodología de diseño común empleada en el desarrollo de las antenas.

El diseño comienza determinando las dimensiones ( $R_{in}$  y  $R_{out}$ ) de una ranura en anillo, circular o cuadrada, polarizada linealmente y alimentada con una línea microstrip de  $50 \Omega$  acabada en un *stub* de ajuste (denominaremos *stub* de ajuste al tramo de línea acabada en circuito en abierto que sobrepasa la ranura (Fig.4.2)).

Después de fijar el radio y ancho del anillo, las dimensiones del plano de masa sobre el que esta grabado y la longitud óptima del *stub* de ajuste de forma que el anillo cubra al completo la banda de interés fijada en la sección 4.1, se introducen dos muescas simétricas en el anillo a  $45^\circ$  y  $225^\circ$  respecto la línea de alimentación. La Fig.4.3 presenta las tres topologías de muescas propuestas para la ranura en anillo circular mientras que la Fig.4.3(d) muestra la topología de muesca empleada en la ranura en anillo cuadrado. La posición de la línea de alimentación junto con las muescas provocan la excitación simultánea de un par de modos en cuadratura de fase en el anillo, proporcionando así polarización circular a derechas en las antenas.

A continuación se lleva a cabo un estudio paramétrico de las muescas junto con los aspectos particulares de cada diseño que permiten sacar las tendencias de comportamiento a partir de las cuales se fijan las dimensiones finales de las antenas para cada caso.

### 4.3. Antena con ranura en anillo polarizada linealmente

Para una ranura en anillo circular o cuadrada, el modo fundamental se produce aproximadamente a la frecuencia cuya longitud de onda corresponde con media circunferencia de la ranura del anillo [68].

$$f_r \approx \frac{c}{b} \sqrt{\frac{1 + \epsilon_r}{2\epsilon_r}} \quad (4.1)$$



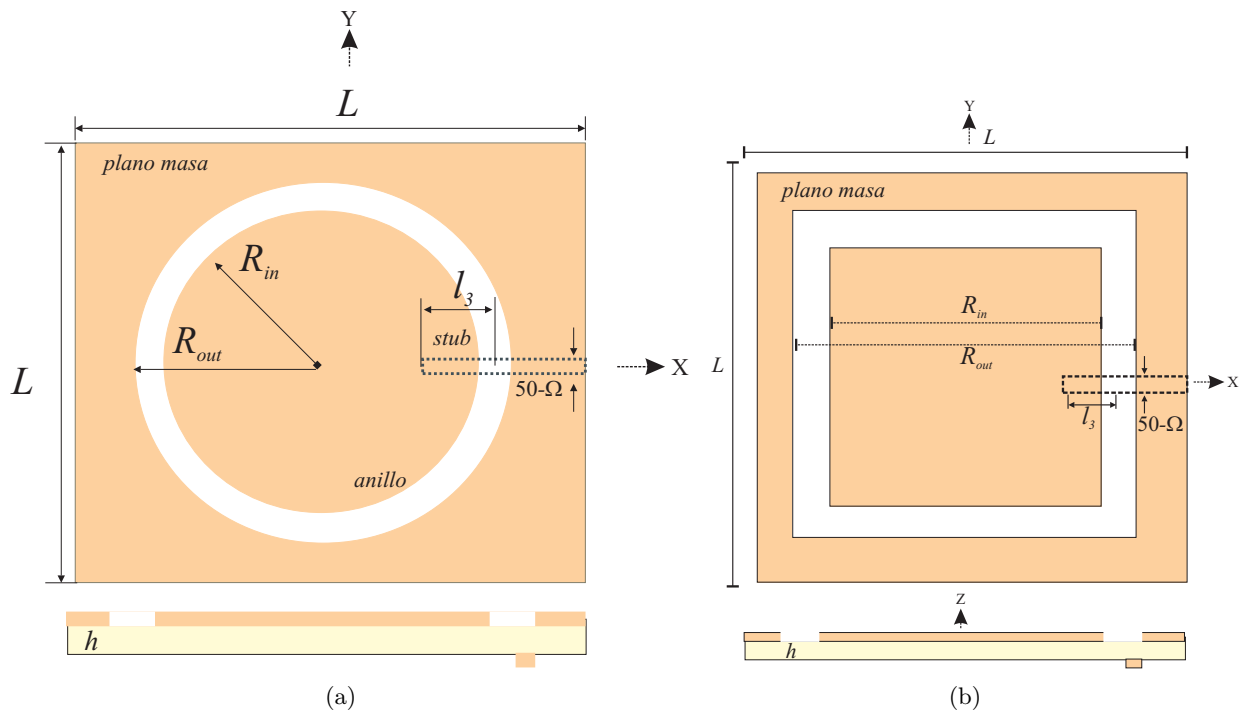


Figura 4.2: Geometría de una ranura en anillo circular (a) y cuadrada (b) polarizada linealmente.

donde  $c$  es la velocidad de la luz en el vacío,  $b$  es  $\pi(R_{in}+R_{out})$  en el caso de la ranura circular y  $2(R_{in}+R_{out})$  en el caso de la ranura cuadrada y el segundo término es el factor de corrección considerando la presencia de medios dieléctricos distintos a ambos lados de la ranura [69].

La expresión 4.1 no tiene en cuenta las dimensiones del plano de masa ( $L$ ) en el que se encuentran grabados los anillos, el cual sin embargo ejerce un efecto significativo sobre la frecuencia de resonancia del modo fundamental. Tal y como se puede observar en la Fig.4.4, para una relación de aspecto  $R$  ( $R_{out}/R_{in}$ ) fija, el decremento de la dimensión del plano de masa en la antena supone un desplazamiento hacia frecuencias inferiores del mínimo de adaptación de la antena.

Teniendo presente este hecho, la expresión 4.1 y el objetivo de preservar la compactación en el diseño de la antena, lo que conlleva que la relación de aspecto  $R$  y el tamaño del plano de masa deben ser tan reducidos como sea posible, se establecen unas dimensiones iniciales de:  $L=115$  mm y  $R=1.12$ . Tales dimensiones garantizan la cobertura por parte de la ranura en anillo del ancho de banda de operación fijado en la sección 4.1, como muestra la Fig.4.5.

El ancho de banda de impedancia en la antena ha sido maximizado a partir de la elección de una longitud que permite cubrir la banda de interés. Como vimos en el capítulo 3, el *stub* permite sintonizar el exceso de reactancia de la antena y la variación de su longitud modifica el lugar geométrico de la impedancia en la carta de Smith, Fig.4.6.

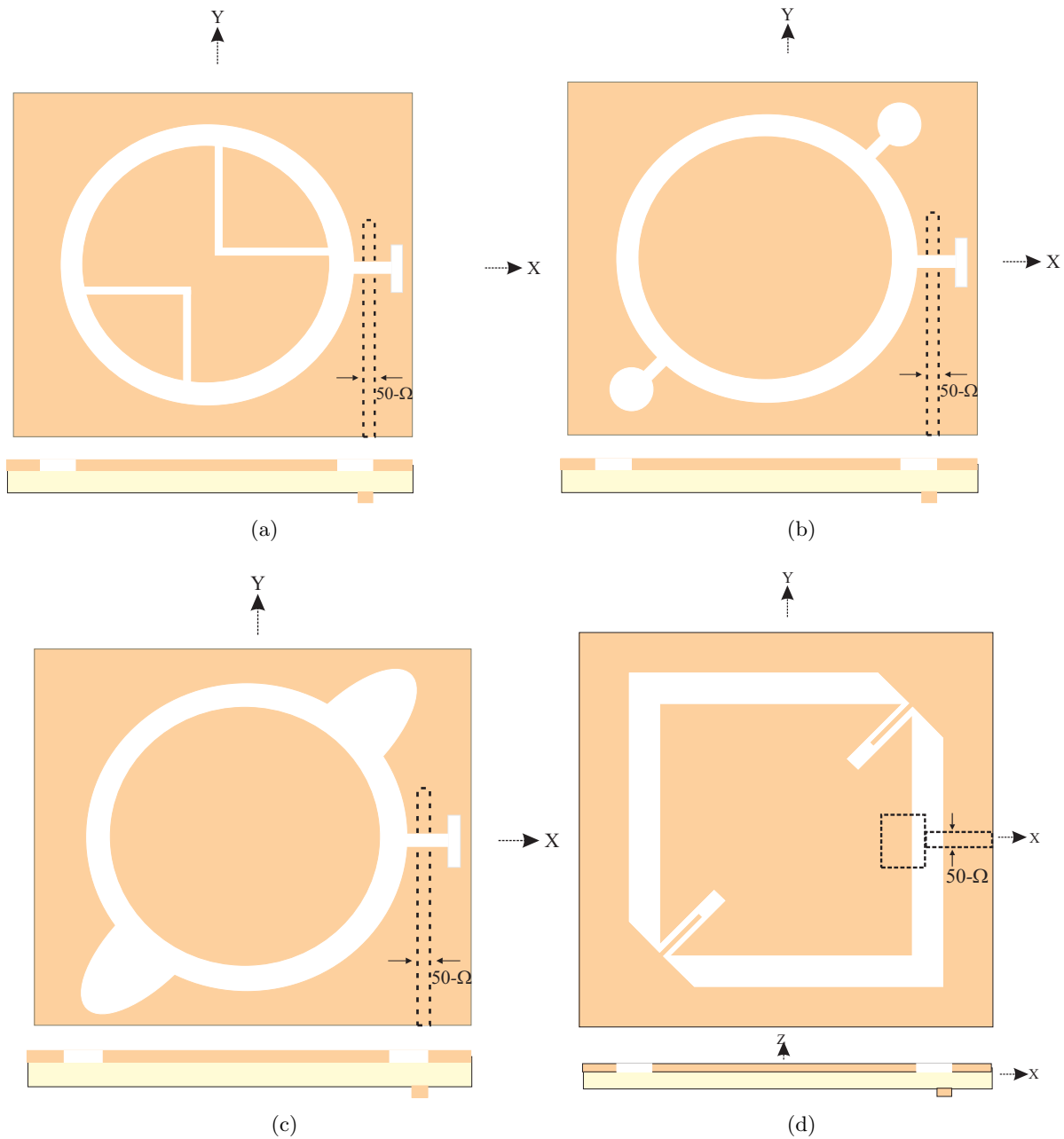


Figura 4.3: Geometría de la ranura en anillo circular polarizada circularmente tras la introducción de dos perturbaciones simétricas en geometría en  $L$  (a), *lollipop* (b) y semi-elipse (c). Ranura en anillo cuadrado polarizado circularmente tras la introducción de dos aperturas simétricas en meandro (d).

#### 4.4. Antena con ranura en anillo polarizada circularmente

Como se comentó en el capítulo 2 la ruptura de la simetría de una estructura resonante permite el desplazamiento en frecuencia de una pareja de modos degenerados ( $J_1$  y  $J'_1$ ). Es decir, la inserción de un par de muescas en una ranura linealmente polarizada como la presentada en la sección anterior,

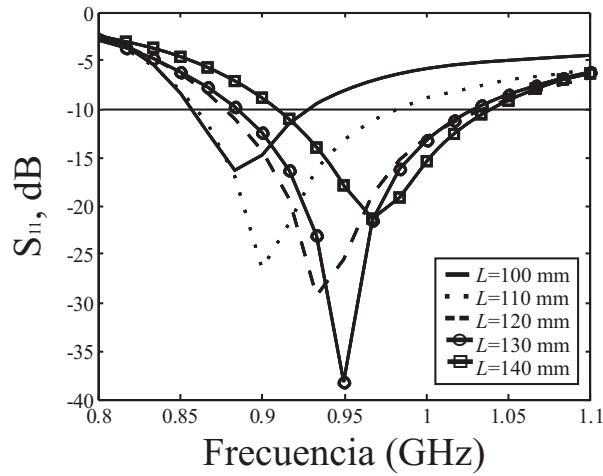


Figura 4.4: Desplazamiento del mínimo de adaptación de la ranura en anillo circular en función de la variación de las dimensiones del plano de masa de la antena.

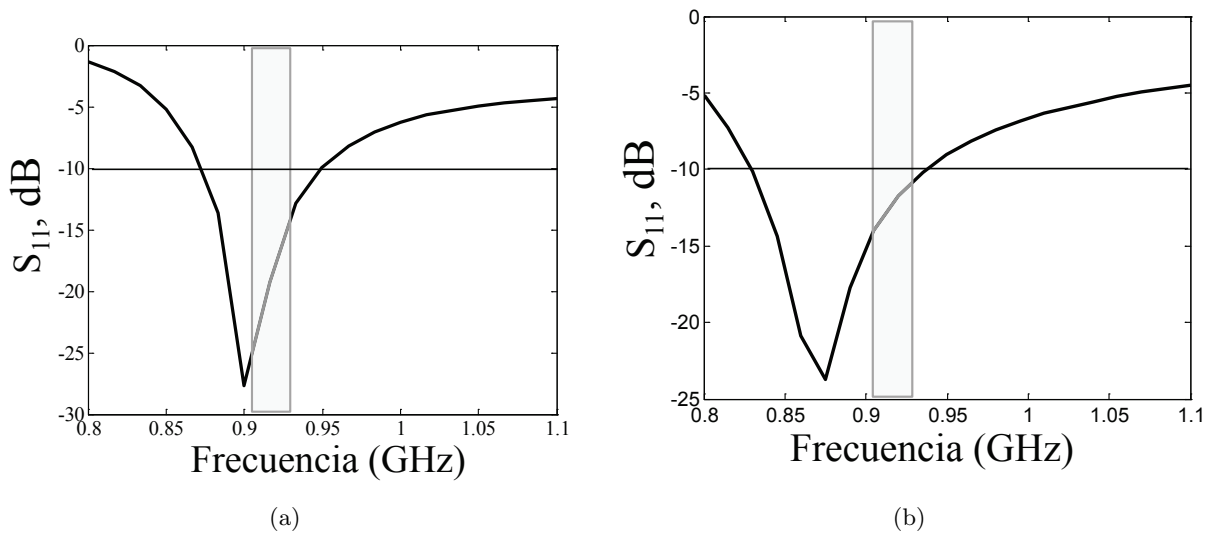


Figura 4.5: Coeficiente de reflexión para la ranura en anillo linealmente polarizada. (a) Circular con  $L=115$  mm,  $R=1.12$  y  $l_3=15$  mm (a) y (b) Cuadrado con  $L=115$  mm,  $R=1.12$  y  $l_3=13$  mm.

modifica la distribución de corriente magnética en ella. Esta alteración provoca que a la frecuencia fundamental de la ranura  $f_f$ , no se excite un único modo resonante si no dos modos degenerados  $f_i$  y  $f_s$ , Fig.4.7. Siendo a la frecuencia en que ambos modos presentan la misma amplitud y una diferencia de fase de  $90^\circ$  entre ellos, a la frecuencia a la cual se satisface la condición necesaria para obtener polarización circular en la antena.

La Fig.4.7 muestra el coeficiente de reflexión y la relación axial en función de la frecuencia para

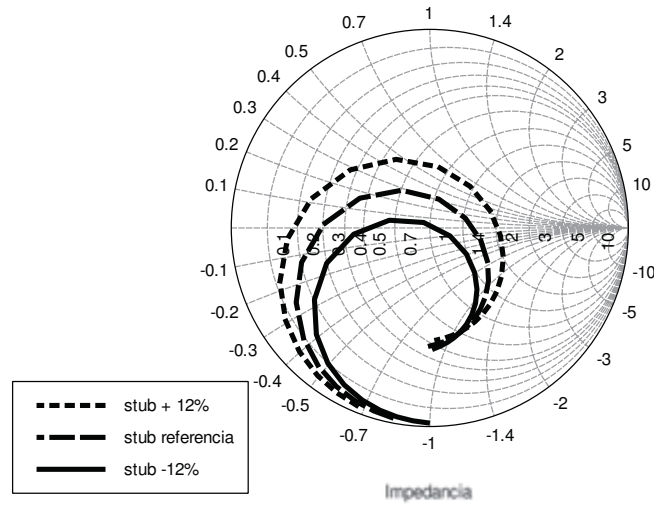


Figura 4.6: Modificación del lugar geométrico de la impedancia en la ranura en anillo circular para diferentes longitudes de *stub* de ajuste.

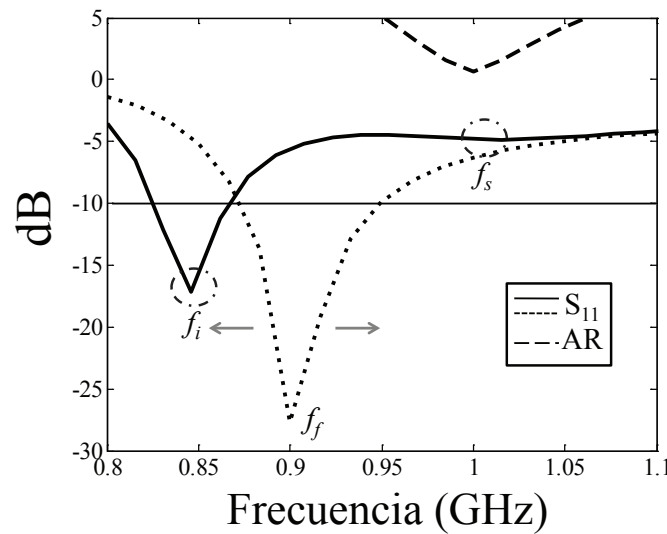


Figura 4.7: Representación del coeficiente de reflexión y la relación axial en función de la frecuencia de la ranura representada en la Fig.4.5 (punteado) tras introducir un par de perturbaciones arbitrarias (solido y rallado).

una ranura en anillo circular tras ser perturbada por un par de muescas de dimensiones arbitrarias de las propuestas en la Fig.4.3. Si observamos el coeficiente de reflexión pueden destacarse dos mínimos de adaptación, mínimos relacionados con los dos modos resonantes degenerados. También podemos

apreciar en la Fig.4.7 que el nivel de adaptación de dichos modos es distinto, alrededor de -15 dB a  $f_i$  y -5 dB en  $f_s$ . Ambos modos son excitados al mismo tiempo, pero no en igual medida, ya que esto depende en gran parte de la ubicación y de la fuente de excitación, de acuerdo con las especificaciones que hemos definido en la sección 4.2.

Uno de los problemas que surge durante el diseño de antenas con polarización circular a partir de perturbaciones es el que se aprecia en la Fig.4.7. El mínimo de relación axial se encuentra aproximadamente a  $f_s$  mientras que la máxima adaptación se da alrededor de  $f_i$ , es decir ambos no coinciden en frecuencia.

El ajuste de las dimensiones de las muescas introducidas junto con otros parámetros de diseño relacionados con la alimentación de la antena permiten resolver este problema. Sin embargo, para antenas con anchos de banda reducidos, como la mayoría de las presentadas en la Tabla 1.1, este proceso puede resultar tedioso y complejo, llegando a no obtenerse resultados satisfactorios. Las nuevas geometrías de muescas que se proponen en este capítulo permiten alcanzar 3-dB ARBW mayores en las antenas lo que facilita la resolución del problema expuesto.

Para concluir este apartado cabe señalar que todas las muescas propuestas a lo largo del capítulo son simétricas. El motivo de trabajar con muescas simétricas en lugar de asimétricas se debe al análisis de los trabajos previos sobre muescas asimétricas llevados a cabo por Nasimuddi en [20], [22], [21], [70] y [15], donde los resultados logrados no ofrecen una mejora notable en prestaciones en comparación con el uso de perturbaciones convencionales simétricas.

## 4.5. Prototipo I: muescas en L

La Fig.4.8 muestra una ranura en anillo circular tras insertar el primer prototipo de muescas propuesto con geometría en L. Las muescas han sido grabadas en el radio interior del anillo a  $45^\circ$  y  $225^\circ$  respecto del *stub* de ajuste para obtener polarización circular a derechas en la antena, hecho que se aprecia observado el sentido de giro de la distribución corriente eléctrica en función del tiempo en la Fig.4.9. Si por el contrario las muescas se hubieran situado a  $135^\circ$  y  $315^\circ$  respecto del *stub* de ajuste, el sentido de giro obtenido hubiera sido a izquierdas.

Cabe destacar que una ranura aislada polarizada circularmente, es decir sin ningún reflector situado tras ella, radía de forma bidireccional. Por este motivo el diagrama de radiación a ambos lados de la ranura es igual pero con polarización contraria Fig.4.10(a). La ubicación de las muescas fija el sentido de giro en el semieje superior (+z) en la antena y para este caso en concreto podemos comprobar como predomina la polarización circular a derechas, mientras que en el semieje inferior (-z) lo hace a izquierdas, Fig.4.10(b).

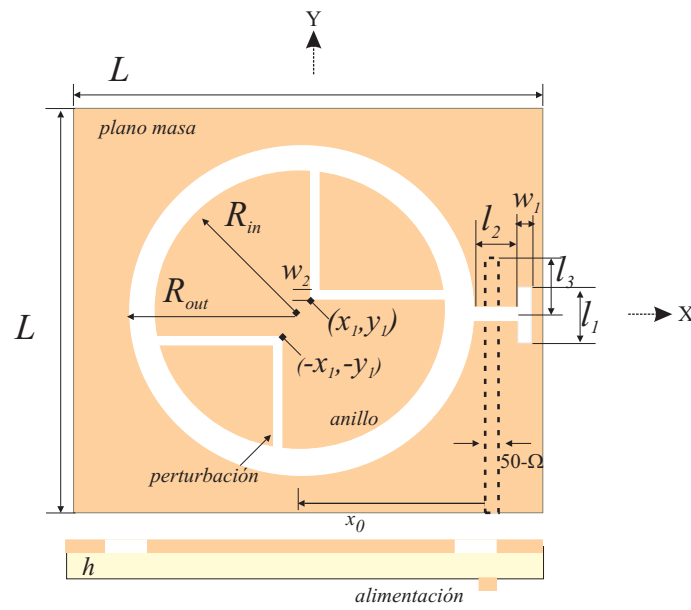


Figura 4.8: Geometría de la ranura en anillo circular polarizada circularmente tras la introducción de dos perturbaciones simétricas con geometría en  $L$ .

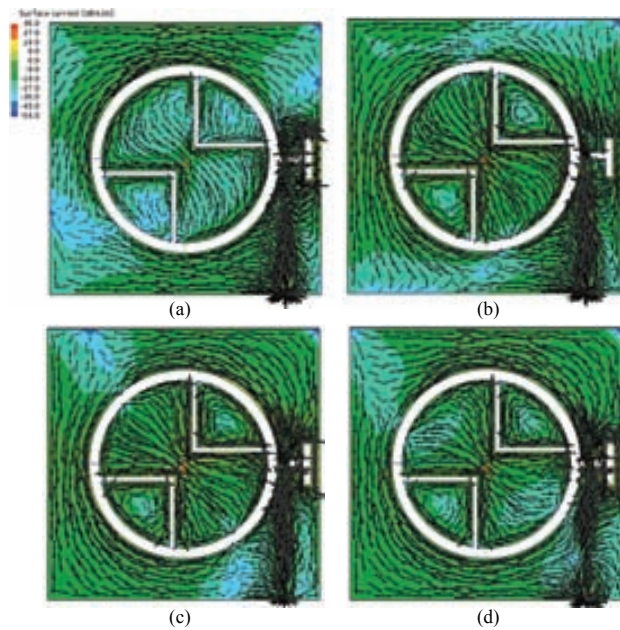


Figura 4.9: Distribución de corriente eléctrica en la ranura en anillo circular con perturbaciones en  $L$  a 915 MHz. a)  $\omega t=0^\circ$ , b)  $\omega t=45^\circ$ , c)  $\omega t=90^\circ$  y d)  $\omega t=135^\circ$ .

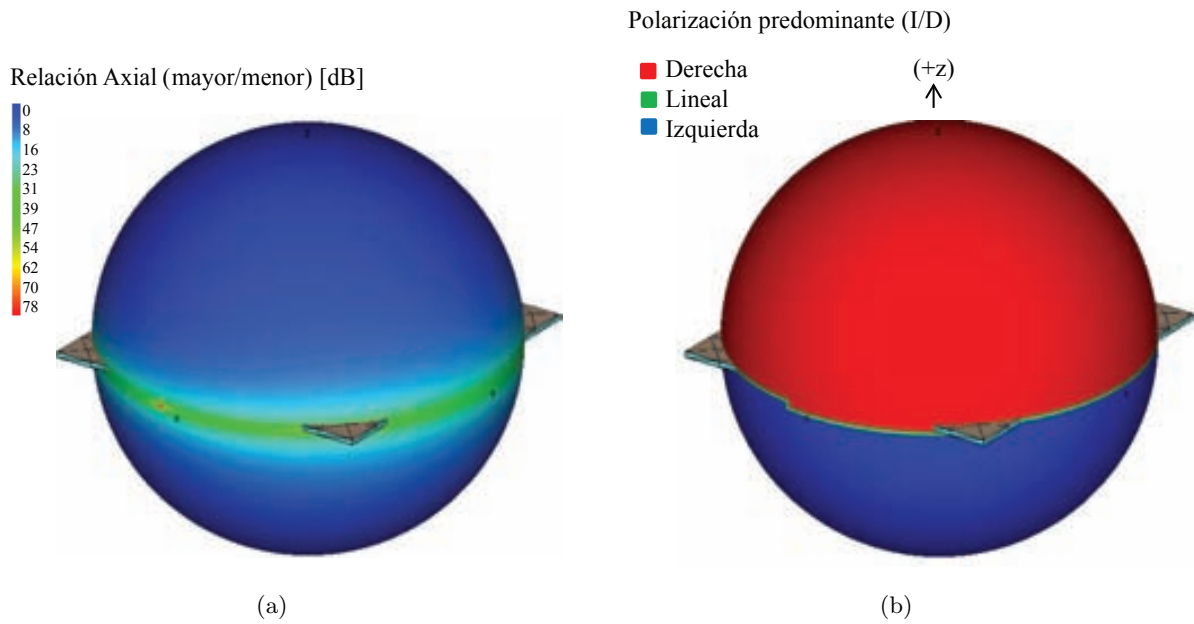


Figura 4.10: Simulación 3D de la relación axial(a) y polarización predominante (b) para dimensiones arbitrarias de la geometría presentada en la Fig.4.8 a 915 MHz.

La posición del punto de alimentación (*stub* de ajuste) inicialmente situado en un extremo del centro del ancho del anillo se ha desplazado en el eje X tras introducir una apertura en T. Esta apertura en T se compone de dos aperturas simples de dimensiones  $l_1, l_2$  y  $w_1$ , Fig.4.8. La línea de transmisión acabada en el *stub* de ajuste está grabada en la cara opuesta del dielectrico a una distancia  $x_0$  desde el centro del anillo, el campo en la ranura se excita desde la línea y el *stub* a través de la apertura en T.

La introducción de una apertura lateral en la ranura en anillo, método presentado en [71], permite mejorar la excitación del anillo por parte de la línea de transmisión. Por otro lado, las dimensiones de la apertura en T junto con la longitud del *stub* deben ser determinadas para mejorar la alimentación de forma que se obtenga el ancho de banda de impedancia deseado.

A continuación se muestran los efectos sobre la respuesta de la ranura de los parámetros críticos de diseño. Teniendo en cuenta la influencia de estos parámetros, se determinan las dimensiones finales del diseño de forma que se cumplan las especificaciones fijadas en la sección 4.2.

#### 4.5.1. Efectos de las muescas en L

El ARBW de la antena está principalmente controlado por la posición  $x_1, y_1$  y el ancho  $w_2$  de las muescas en geometría en L, Fig.4.8. Variando estos parámetros el mínimo de relación axial y su posición en frecuencia puede ser ajustado.

Las Figs.4.11 y 4.13 ilustran como reduciendo  $x_1$  o incrementado  $w_2$  en las muescas en  $L$ , el mínimo de relación axial puede ser desplazado en frecuencia sin sufrir una reducción significativa en el ARBW. Mientras que incrementando  $y_1$ , el 3-dB ARBW de la antenna puede mejorar notablemente sin sufrir un desplazamiento en frecuencia destacable, Fig.4.12. A diferencia de  $x_1$  y  $w_2$ , la variación de  $y_1$  en la estructura tiene un efecto significativo sobre el ancho de banda de impedancia, Fig.4.12. El incremento de  $y_1$ , supone un aumento del ancho de banda de la antenna a causa de la mejora en adaptación del modo degenerado superior, el cual se encuentra próximo a la frecuencia central de la banda de interés.

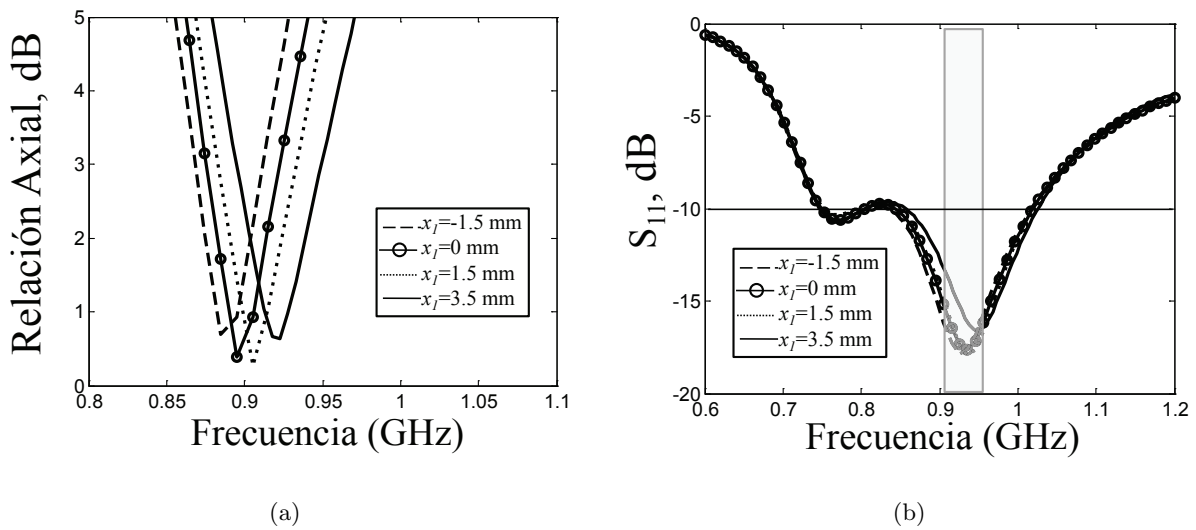


Figura 4.11: Simulación de la relación axial (a) y el coeficiente de reflexion (b) en función de la variación de  $x_1$  para la estructura de la Fig.4.8.

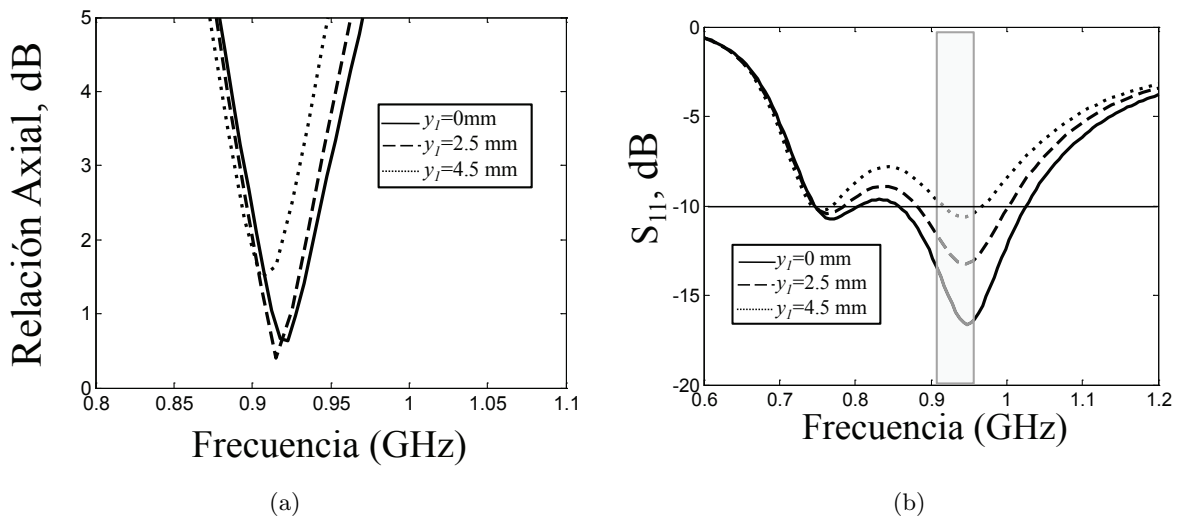


Figura 4.12: Simulación de la relación axial (a) y el coeficiente de reflexión (b) en función de la variación de  $y_1$  para la estructura de la Fig.4.8.



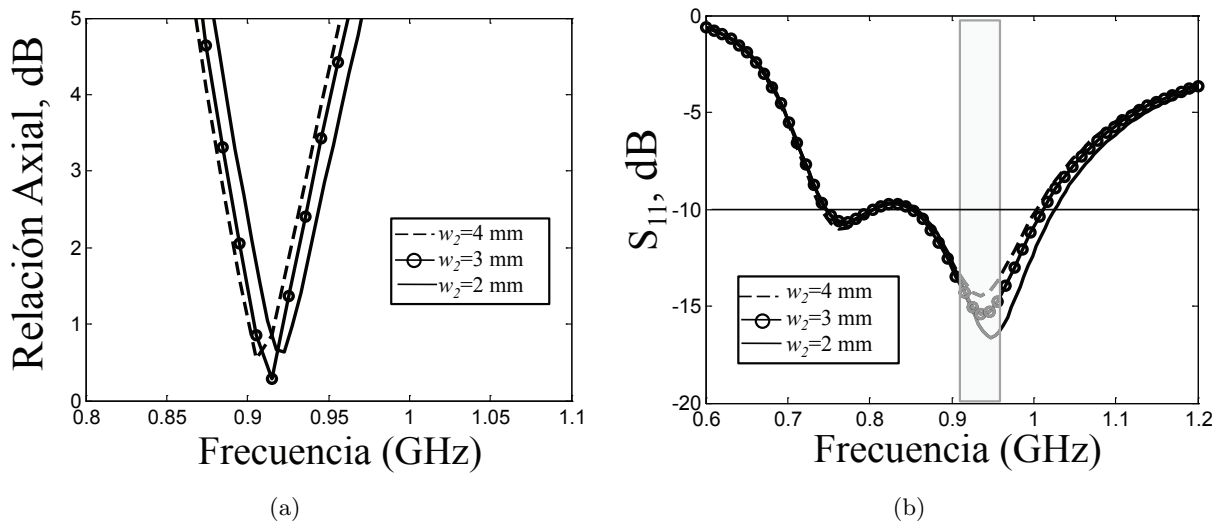


Figura 4.13: Simulación de la relación axial (a) y el coeficiente de reflexión (b) en función de la variación de  $w_2$  para la estructura de la Fig.4.8.

#### 4.5.2. Efectos del *Stub* de ajuste y la apertura en T

El ajuste fino de la antena se lleva a cabo retocando la longitud del *stub* y de la apertura en T con el objetivo de lograr el ancho de banda de impedancia deseado tras la introducción de las muescas en geometría en L.

La variación de dichos parámetros no supone un efecto significativo sobre la ARBW de la ranura pero sí sobre su impedancia de entrada, modificándose el ancho de banda de impedancia de la antena. Según muestra la Fig.4.14 (a) el decremento de la longitud del *stub*  $l_3$ , supone una mejora en adaptación a  $f_i$  lo que en un principio implica un aumento en el ancho de banda de impedancia de la ranura. Por otro lado, a medida que  $l_3$  continua decreciendo la adaptación a  $f_s$  se desplaza hacia frecuencias superiores, apareciendo una desadaptación alrededor de la banda de interés ( $f_f$ ) que desdobra en dos la banda de operación, reduciendo por tanto el ancho de banda de impedancia.

El incremento de la longitud de las dos secciones que forman la apertura en T  $l_1$  y  $l_2$ , genera una mejora en adaptación a  $f_s$  y una desadaptación a  $f_i$  al mismo tiempo, Fig.4.14 (b) y (c). Al no producirse desplazamientos en frecuencia de los modos, la elección idónea de ambas longitudes permite obtener un incremento en el ancho de banda de impedancia de la ranura, si ambos modos se encuentran lo suficientemente próximos y adaptados.

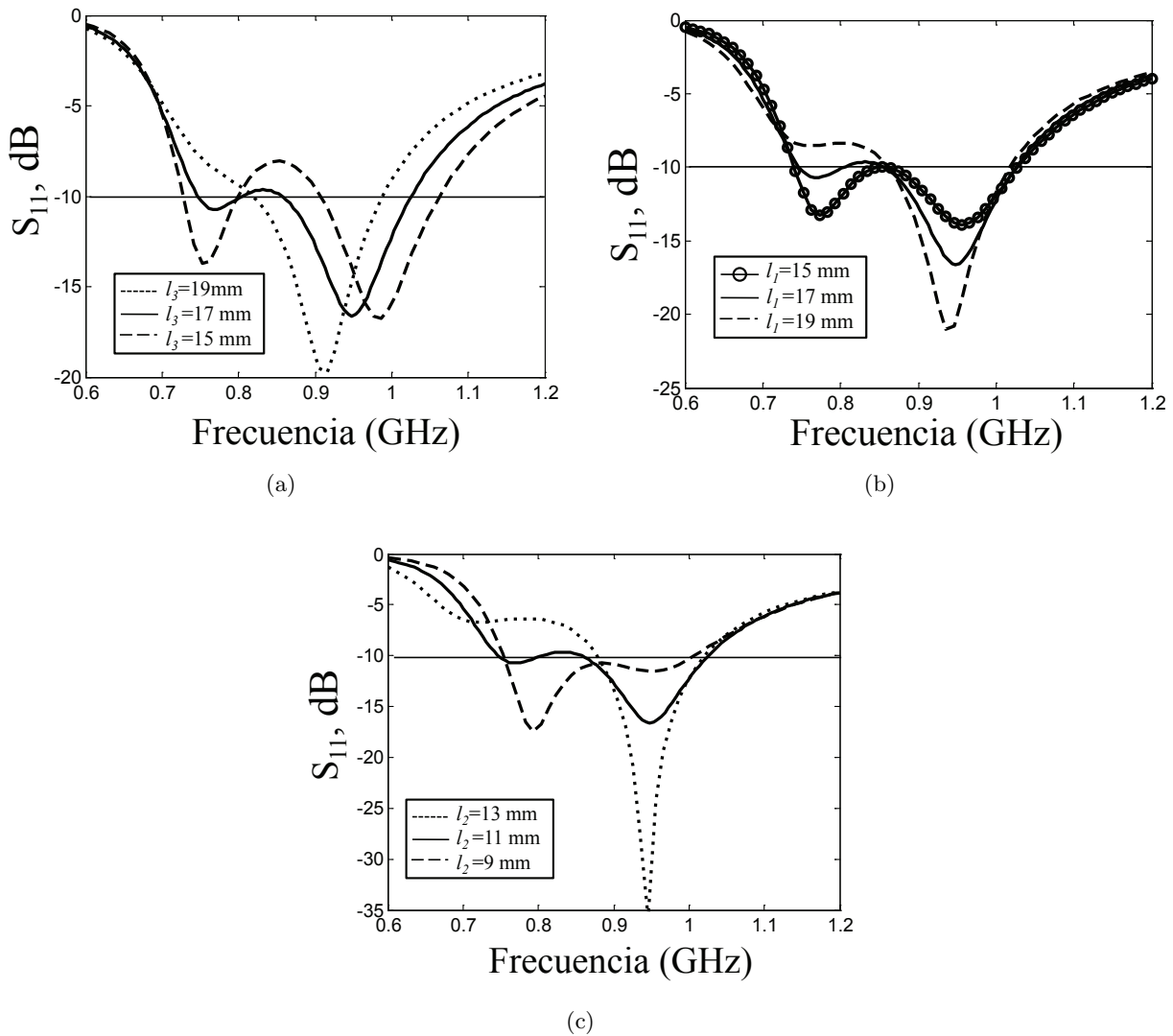


Figura 4.14: Simulación del coeficiente de reflexión en función de la variación de  $l_3$  (a),  $l_1$  (b) y  $l_2$  (c) para la estructura de la Fig.4.8.

### 4.5.3. Fabricación y medida

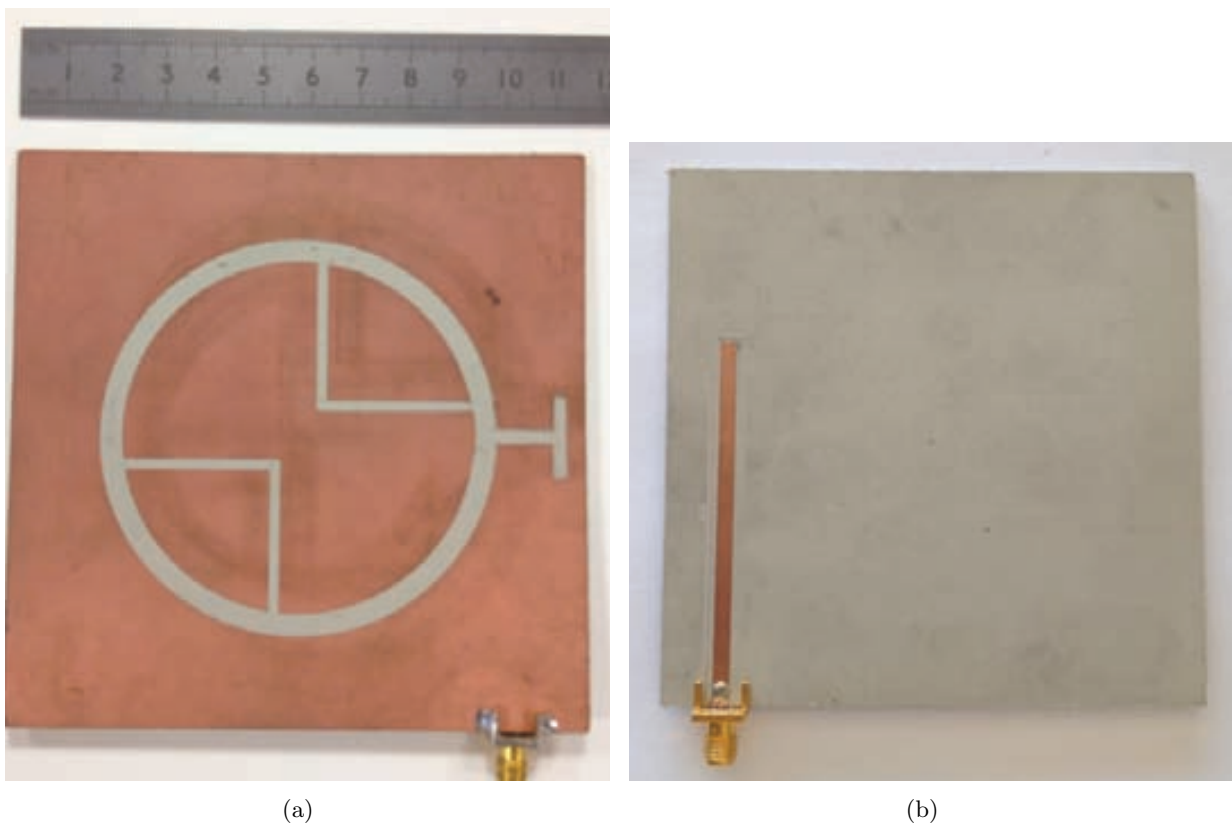
La Tabla.4.1 muestra las dimensiones finales fijadas para el prototipo que garantizan el cumplimiento de las especificaciones establecidas.

Una imagen de la vista superior (a) e inferior (b) de la ranura fabricada se representa en la Fig.4.15.

La Fig.4.16 refleja el *set-up* de medida empleado para todas las antenas de la Fig.4.3. Las antenas fueron montadas sobre una pirámide de Rohacell ( $\epsilon_r = 1.2$ ) para intentar reducir la influencia de la caja metálica que soportaba la antena durante el proceso de la medida.

Tabla 4.1: Resumen dimensiones finales de la ranura con muescas en  $L$  en mm.

| $R_{in}$ | $R_{out}$ | $w_1$ | $x_1$ |
|----------|-----------|-------|-------|
| 35.5     | 39.9      | 2     | 3.6   |
| $L$      | $x_0$     | $w_2$ | $y_1$ |
| 115      | 41.1      | 3     | 4.9   |
| $l_1$    | $l_2$     | $l_3$ |       |
| 17       | 11.1      | 17    |       |

Figura 4.15: Vista superior (a) e inferior (b) de la ranura en anillo circular con muescas en  $L$  fabricada.

En la Fig.4.17 se puede observar como se ha obtenido una buena concordancia entre el coeficiente de reflexión simulado, 857-1029 MHz (18.8%), y medido en la ranura 880- 1037 MHz(17.1%).

La Fig.4.18 muestra la eficiencia y directividad a la frecuencia central de la antenna. Podemos ver como el anillo presenta una eficiencia elevada próxima al 90% durante un amplio margen frecuencial mientras que la directividad toma valores superiores a los 4 dB en la dirección del máximo de radiación ( $\theta=0^\circ$ ) y tiene un comportamiento bidireccional, característico en una antenna tipo ranura.

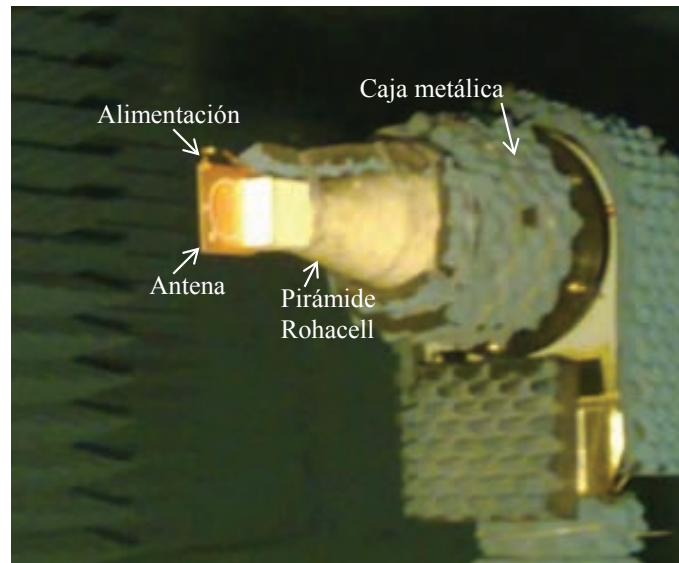


Figura 4.16: *Set-up* de medida.

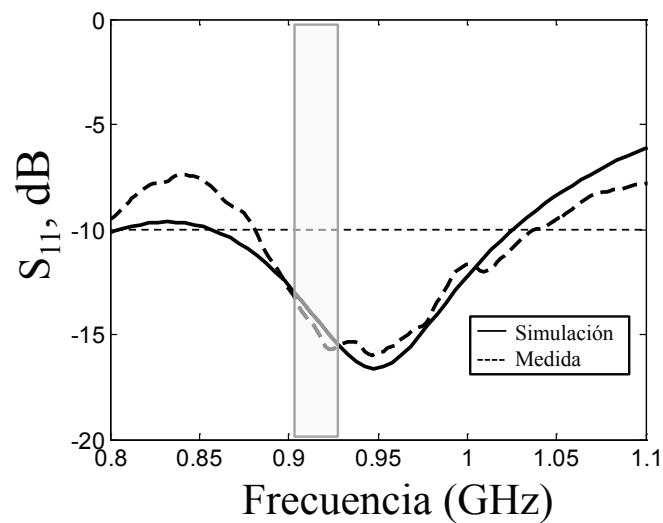


Figura 4.17: Simulación y medida del coeficiente de reflexión en función de la frecuencia para la ranura en anillo circular con muescas en  $L$ .

Por otro lado, la ganancia y relación axial medida y simulada en función de la frecuencia en la dirección del máximo de radiación (eje  $+z$ ) para la ranura se representa en la Fig.4.19(a). A pesar de ser el 3-dB ARBW medido, 887-933 MHz (5%), algo inferior al simulado, 895-950 MHz (6%), este es superior al especificado. La ganancia simulada presenta un valor constante en la banda de operación próximo a los 3-dB, la medida sin embargo es inferior a causa de posibles pérdidas introducidas

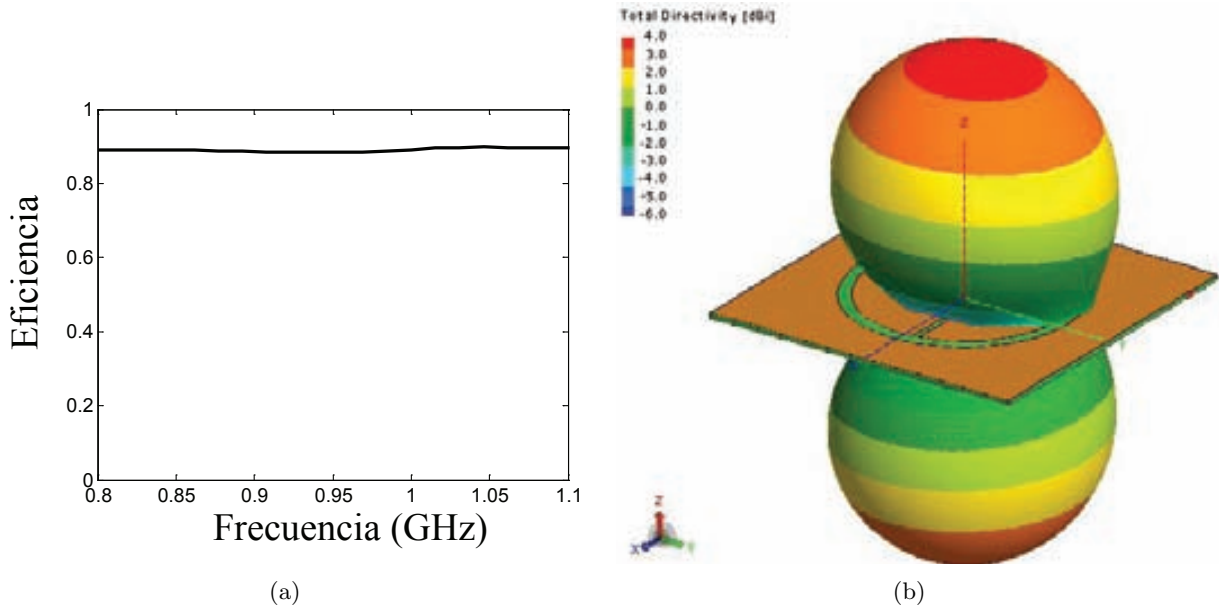


Figura 4.18: Directividad a 915 MHz (a) y eficiencia (b) simulada de la ranura en anillo circular con muescas en  $L$ .

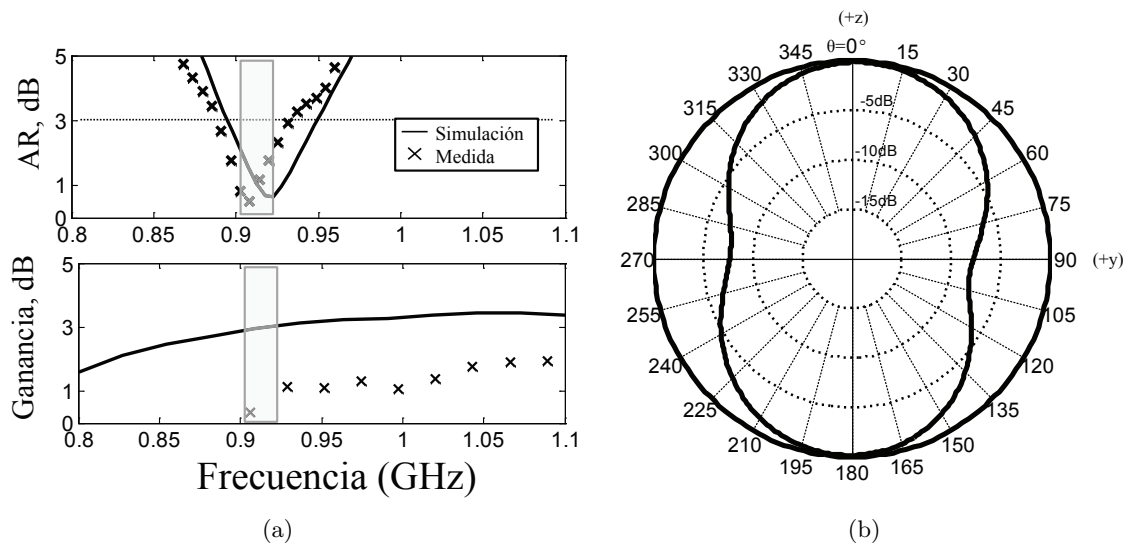


Figura 4.19: (a) Simulación y medida de la ganancia y la relación axial (eje  $+z$ ) en función de la frecuencia para la ranura en anillo circular con muescas en  $L$ . (b) Medida del diagrama de radiación a 915 MHz.

durante el proceso de medida. La medida del diagrama de radiación a 915 MHz en el corte ZY se ha representado en la Fig.4.19(b), donde se aprecia una buena simetría de la bidireccionalidad de la radiación de la antena.

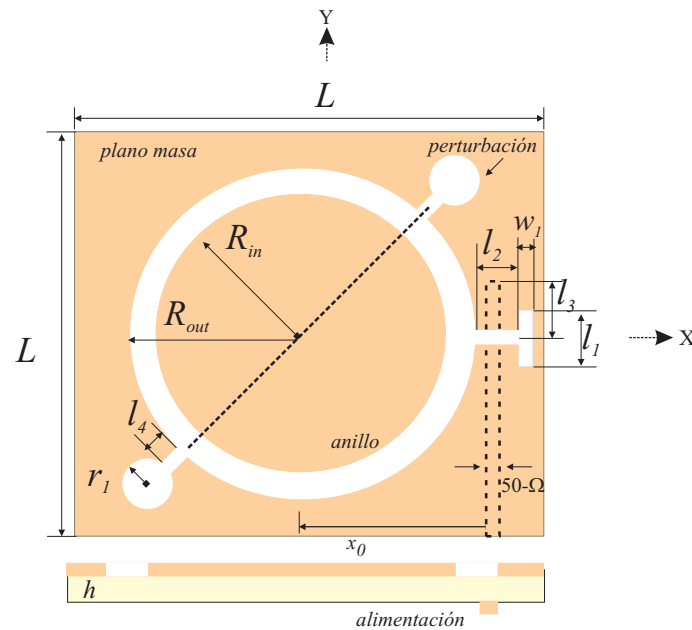


Figura 4.20: Geometría de la ranura en anillo circular polarizada circularmente tras la introducción de dos perturbaciones simétricas en geometría en *lollipop*.

## 4.6. Prototipo II: muescas en *Lollipop*

El principio de operación de las muescas con geometría en *Lollipop* es bastante similar al de las muescas en *L* presentadas en la sección anterior. De nuevo las muescas han sido grabadas a  $45^\circ$  y  $225^\circ$  respecto al *stub* de ajuste para obtener polarización circular a derechas, la Fig.4.21 muestra la distribución de corrientes en el anillo donde se observa el sentido de giro. A diferencia de la sección anterior, las muescas en *Lollipop* se han situado en el radio exterior del anillo circular, Fig.4.20.

Dos parámetros se encargan de controlar la mínima relación axial y su posición en frecuencia: el radio  $r_1$  y la longitud  $l_4$ , a continuación se muestra la influencia de estos sobre la respuesta de la ranura. El comportamiento del *stub* de ajuste y la apertura en T sobre la ranura con anillo circular con muescas en *Lollipop* es idéntica a la explicada en la sección anterior.

### 4.6.1. Efectos de las muescas en geometría *Lollipop*

La Fig.4.22 representa la variación de  $r_1$  de 4 mm a 7 mm. El valor mínimo de relación axial se encuentra próximo en frecuencia al mínimo de adaptación inferior (el cual coincide con la banda de interés) que, comparado con el mínimo de adaptación superior (fuera de la banda de interés), presenta una pobre adaptación de impedancias, Fig. 4.22(b). Es decir el 3-dB ARBW y el ancho de banda de

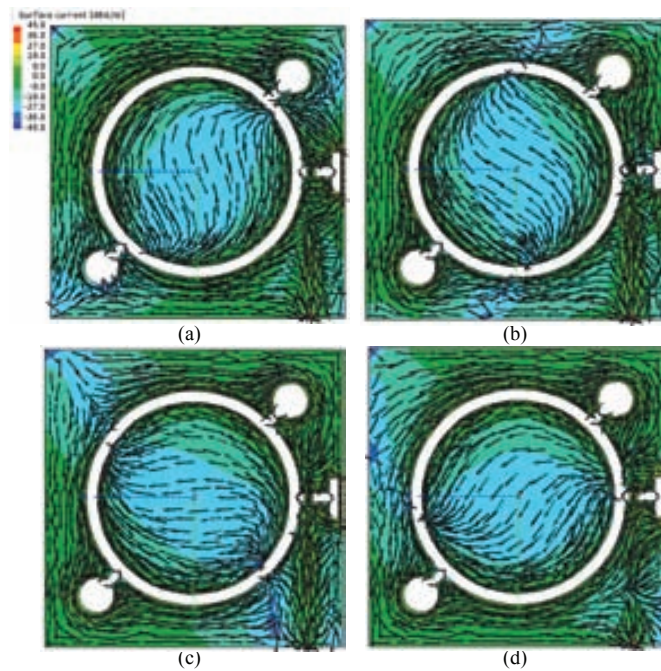


Figura 4.21: Distribución de corriente eléctrica en la ranura en anillo circular con muescas en *Lollipop* a 915 MHz. a)  $\omega t=0^\circ$ , b)  $\omega t=45^\circ$ , c)  $\omega t=90^\circ$  y d)  $\omega t=135^\circ$ .

impedancia de la antena no coinciden en frecuencia.

Tal y como muestra la Fig.4.22(b) el incremento de  $r_1$  mejora la adaptación del modo inferior degenerado, por lo que el ancho de banda de impedancia aumenta entonces. Es decir, tomando el valor idóneo de  $r_1$ , se logra adaptación de impedancias en el mismo margen frecuencial donde se sitúa el ancho de banda de relación axial de la antena. La elección óptima de  $r_1$  permite además incrementar significativamente el 3-dB ARBW, Fig.4.22(a).

La Fig.4.23 representa la variación de  $l_4$  de 4.5 mm a 6.5 mm, el cual presenta el mismo efecto en el ancho de banda de impedancia que la variación de  $r_1$ . Este aumenta si el valor de  $l_4$  se incrementa, Fig.4.23(b). Por otra lado, cabe destacar que el 3-dB ARBW solo sufre un leve desplazamiento frecuencial con la variación de  $l_4$ . Este hecho resulta útil en los casos en los que es necesario acabar de centrar en frecuencia la banda de operación de la antena pero sin que se sufra una degradación en las prestaciones (relación axial).

#### 4.6.2. Fabricación y resultados

En la Tabla.4.2 se muestran las dimensiones finales fijadas para el prototipo de ranura en anillo circular con muescas en *Lollipop* tras considerar el comportamiento relatado en la sección anterior.

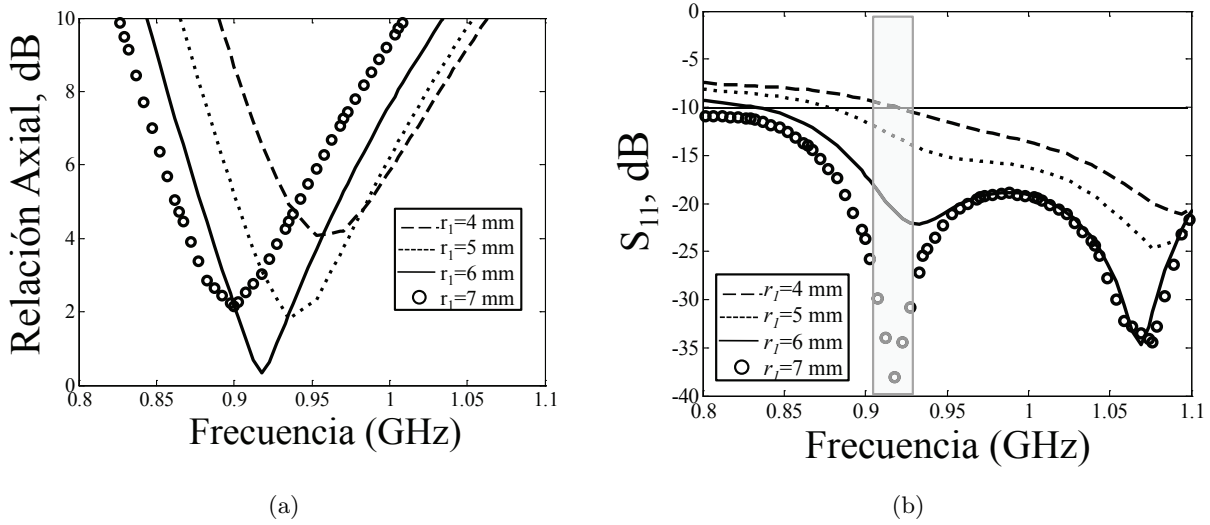


Figura 4.22: Simulación de la relación axial (a) y el coeficiente de reflexion (b) en función de la variación de  $r_1$  para la estructura de la Fig.4.20.

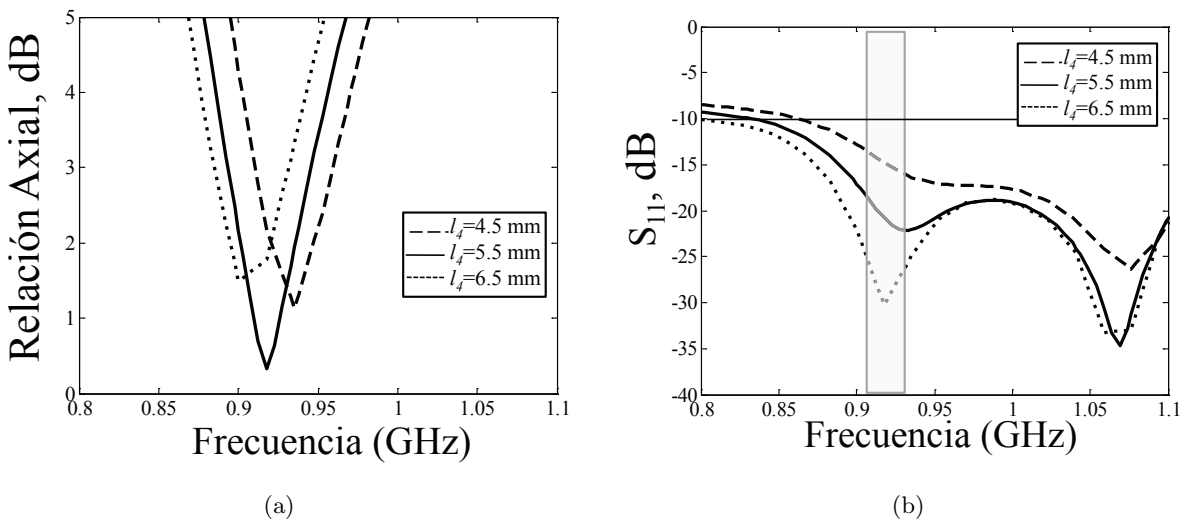


Figura 4.23: Simulación de la relación axial (a) y el coeficiente de reflexión (b) en función de la variación de  $l_4$  para la estructura de la Fig.4.20.

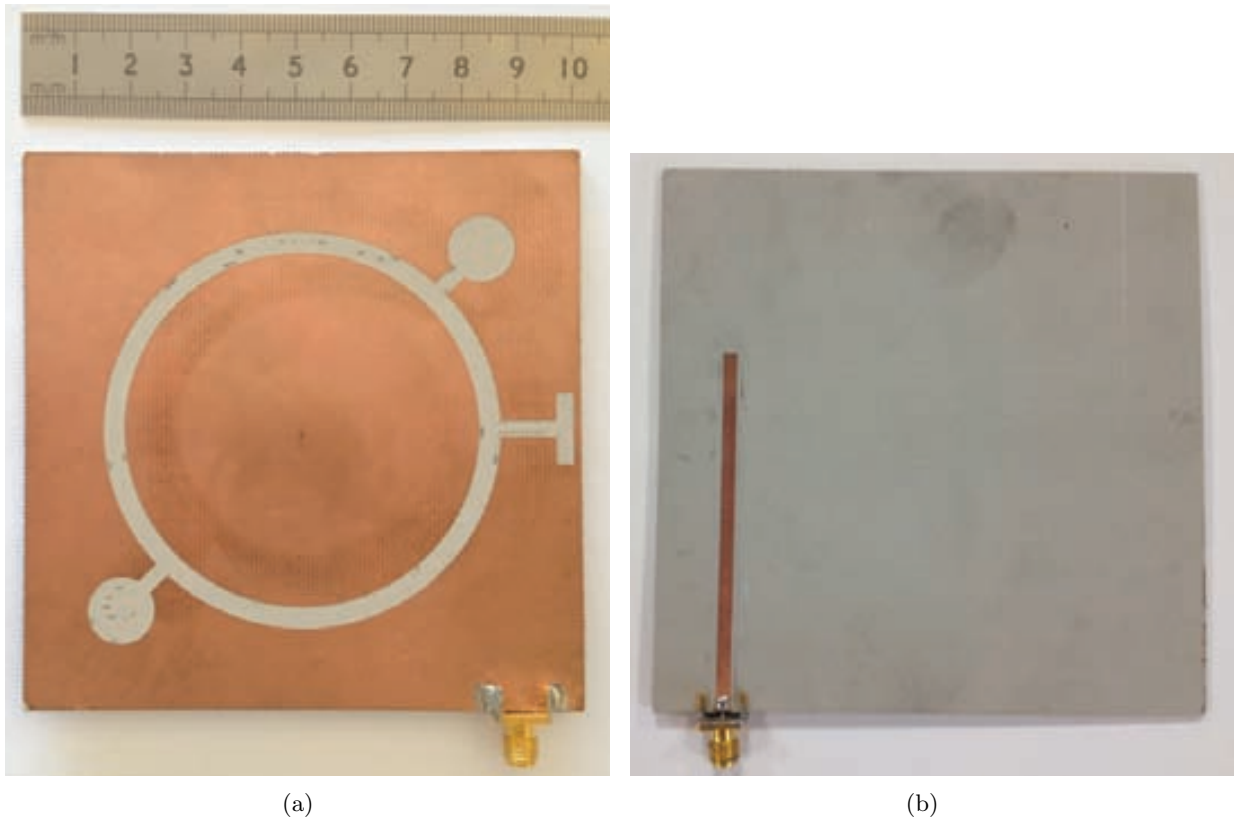
Una imagen de la vista superior (a) e inferior (b) de esta se muestra en la Fig.4.24.

La simulación y medida del coeficiente de reflexión siguen las mismas tendencias de comportamiento, Fig.4.25. Por otro lado el ancho de banda de impedancia simulado 831-1160 MHz (35.9%) se ha visto ligeramente reducido 882-1132 MHz (27.5%), pero continua siendo muy superior a la banda de operación.



Tabla 4.2: Resumen dimensiones finales de la ranura con muescas en *Lollipop* en mm.

| $R_{in}$ | $R_{out}$ | $w_1$ | $r_1$ | $l_1$ |
|----------|-----------|-------|-------|-------|
| 32.2     | 36        | 2     | 6     | 13    |
| $L$      | $x_0$     | $l_4$ | $l_2$ | $l_3$ |
| 100      | 37.4      | 5.5   | 10    | 17    |

Figura 4.24: Vista superior (a) e inferior (b) de la ranura en anillo circular con perturbaciones en *Lollipop* fabricada.

Los valores de eficiencia y directividad simulados ofrecidos por la antena para las dimensiones fijadas en la Tabla.4.2 son muy similares a los obtenidos en la sección anterior con las muescas en  $L$ , alrededor del 90 % en toda la banda de interés y alrededor de los 4 dB de directividad en la dirección del máximo, Fig.4.26. Si ahora nos fijamos en la Fig.4.27 (a) la cual representa la ganancia y relación axial medida y simulada en función de la frecuencia en la dirección del máximo de radiación (eje  $+z$ ), la ganancia simulada es idéntica a la obtenida con las muescas en  $L$  y superior a la medida, presentando un valor constante en la banda de operación próximo a 1-dB.

El 3-dB ARBW medido, 892-933 MHz (4.5 %), se ha visto de nuevo reducido en comparación con

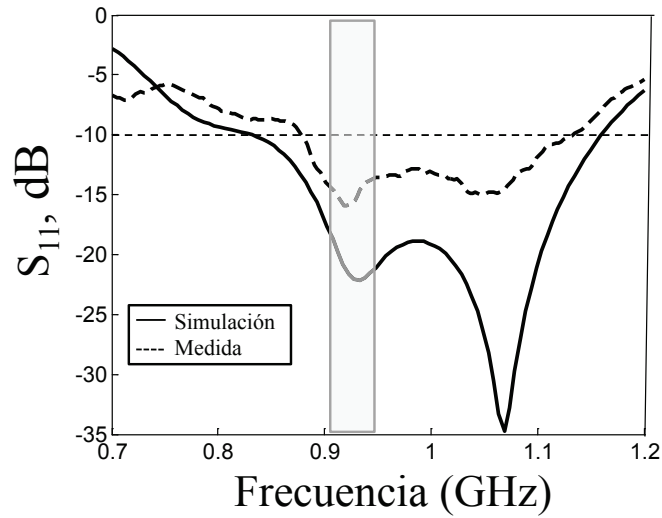


Figura 4.25: Simulación y medida del coeficiente de reflexión en función de la frecuencia para la ranura en anillo circular con perturbaciones *Lollipop*.

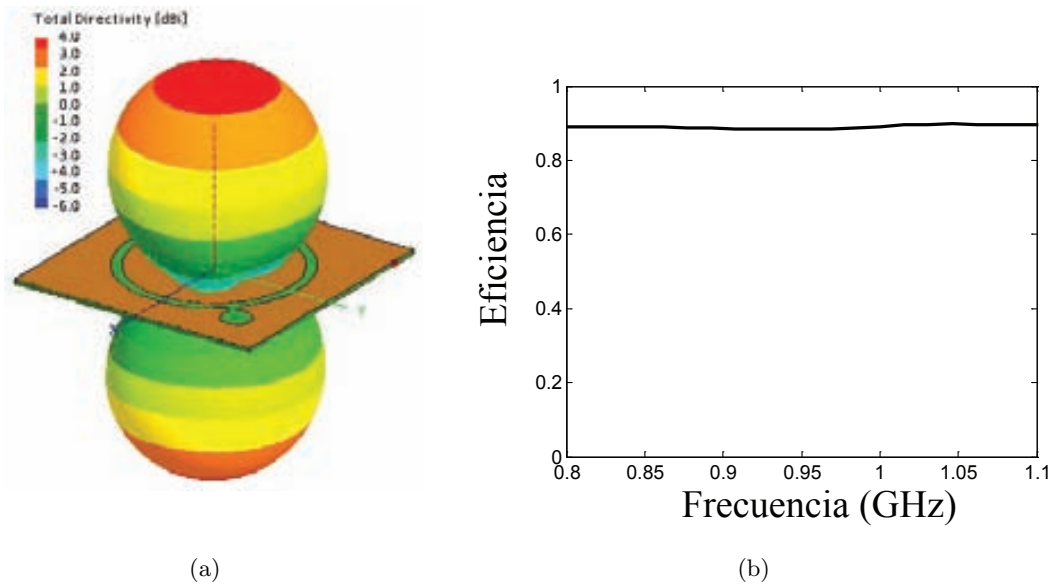


Figura 4.26: Directividad a 915 MHz (a) y eficiencia (b) simulada de la ranura en anillo circular con muescas en *lollipop*.

el simulado, 892-945 MHz (5.7%), pero ambos son superiores al especificado. Por último se observa la bidireccionalidad del diagrama de radiación en el corte ZY a 915 MHz con una leve rotación sobre el eje Y, Fig.4.27(b).

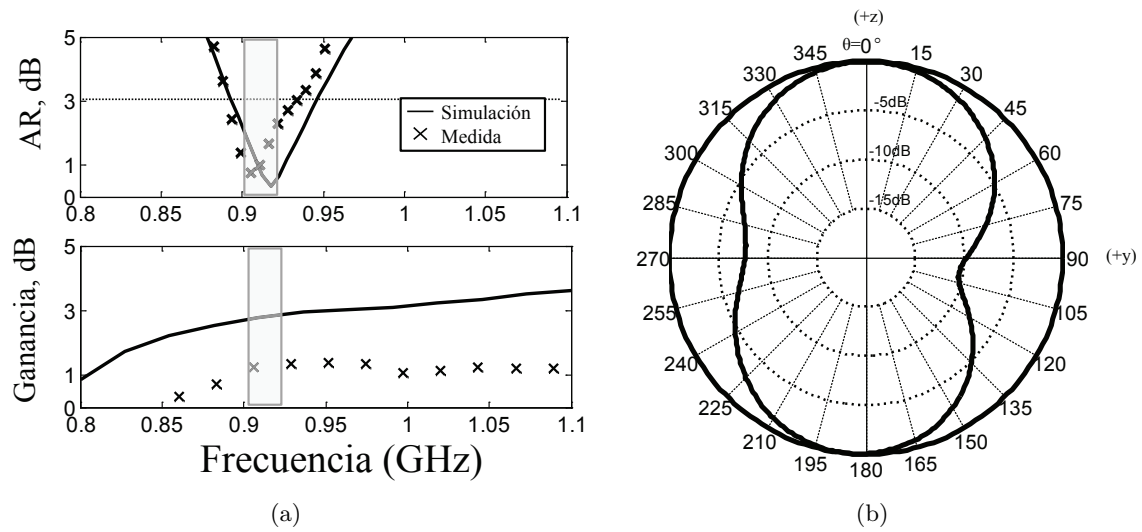


Figura 4.27: (a) Simulación y medida del coeficiente de reflexión en función de la frecuencia para la ranura en anillo circular con muescas en *Lollipop*. (b) Medida del diagrama de radiación a 915 MHz.

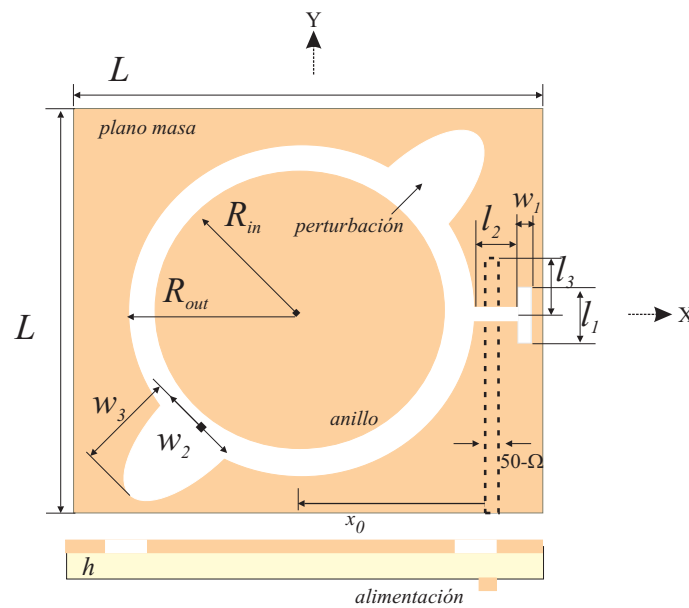


Figura 4.28: Geometría de la ranura en anillo circular polarizada circularmente tras la introducción de dos perturbaciones simétricas con geometría en semi-elipse.

### 4.7. Prototipo III: muescas en *Semi-elipse*

Las muescas grabadas de nuevo en el radio exterior del anillo circular a  $45^\circ$  y  $225^\circ$  respecto al *stub* de ajuste Fig.4.28, se caracterizan por las dimensiones de su semieje menor  $w_2$  y su semieje mayor  $w_3$ , dichos parámetros determinan la mínima relación axial y su posición en frecuencia. A continuación se

muestra la influencia de la variación de ellos sobre la respuesta de la ranura.

#### 4.7.1. Efectos de las muescas en geometría *Semi-elipse*

En la Fig. 4.29 se representa el efecto sobre la relación axial y el coeficiente de reflexión de la variación de las dimensiones del semieje menor,  $w_2$ , de 7 mm a 10 mm. El mínimo de relación axial se encuentra más próximo en frecuencia al mínimo en adaptación superior ( $f_s$ ), el cual coincide en frecuencia con la banda de interés, que al mínimo en adaptación inferior ( $f_i$ ). Sin embargo este primero, presenta un nivel de adaptación pobre.

Incrementar las dimensiones del semieje menor en la ranura permite aumentar el 3-dB ARBW en la antena significativamente sin que éste sufra ningún desplazamiento importante en frecuencia. Aumentar el 3-dB ARBW a partir del incremento de  $w_2$  supone sin embargo una reducción del ancho banda de impedancia en la antena, ya que tal y como se aprecia en la Fig. 4.29(b) se empeora el nivel de adaptación en la banda de interés.

Incrementar las dimensiones en el semieje superior de la semi-elipse produce el mismo efecto sobre el coeficiente de reflexión de la ranura, la adaptación en la banda de paso se ve degradada, Fig.4.30(b).

Por otro lado, el incremento de  $w_3$  no aumenta el 3-dB ARBW si no que permite el desplazamiento de este en frecuencia sin que sufra una degradación considerable. Este efecto es muy útil en el caso de que se precise ajustar en banda la ranura, ya que permite acabar de centrar en frecuencia la relación axial sin modificar su ancho de banda, únicamente el nivel del mínimo de relación axial se ve alterado, Fig. 4.30(a).

#### 4.7.2. Efectos de la ranura lateral

El nivel de adaptación en la banda de interés resulta pobre en función de las dimensiones que adquieran los semiejes superiores e inferiores de las *semi-elipses*. Retomando el concepto de apertura en T presentado anteriormente, el cual mejora la excitación entre la ranura y la línea de alimentación aumentando así el ancho de banda de impedancia en la antena, se ha introducido una apertura de dimensiones  $l_2 \times w_1$  a  $180^\circ$  respecto al eje X, Fig.4.28. Con la inserción de la apertura se obtiene un nuevo parámetro de control que permite modificar ligeramente la adaptación en banda sin degradar el 3-dB ARBW, Fig.4.31.

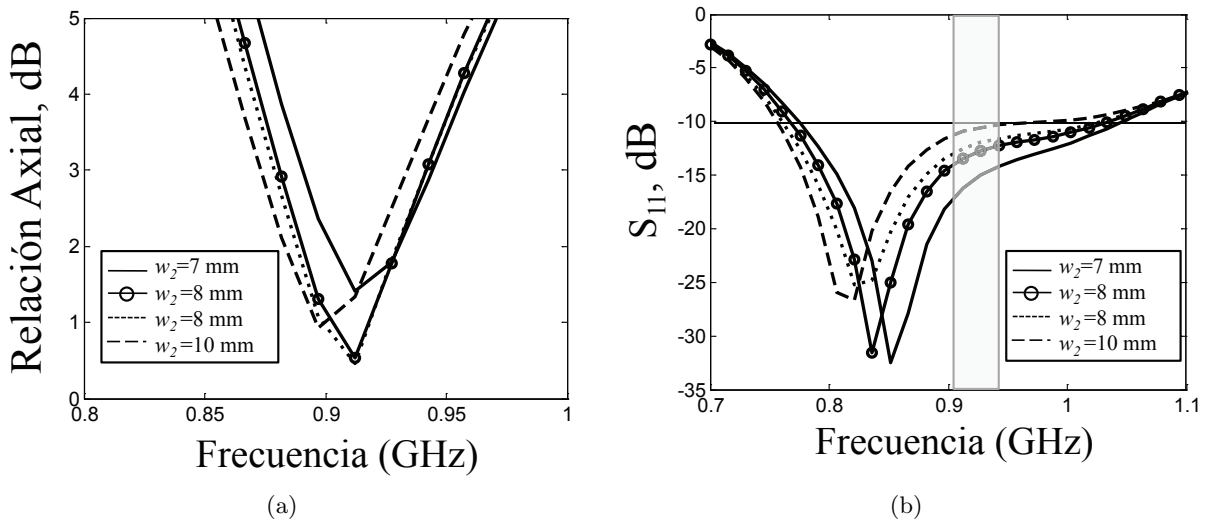


Figura 4.29: Simulación de la relación axial (a) y el coeficiente de reflexión (b) en función de la variación de  $w_2$  para la estructura de la Fig.4.28.

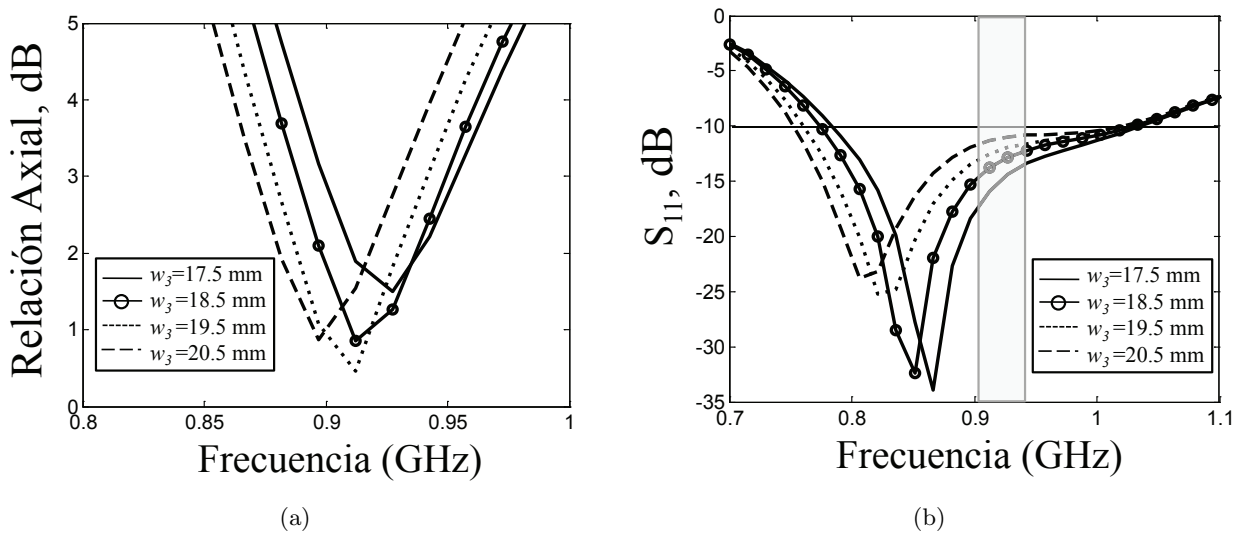


Figura 4.30: Simulación de la relación axial (a) y el coeficiente de reflexión (b) en función de la variación de  $w_3$  para la estructura de la Fig.4.28.

### 4.7.3. Fabricación y resultados

La Tabla.4.3 expone las dimensiones finales fijadas para el prototipo de ranura en anillo circular con muescas en *semi-elipse*. Una vista superior (a) e inferior (b) de la ranura con muescas en *semi-elipse* se ilustra en la Fig.4.32.

La simulación y medida del coeficiente de reflexión de la ranura fabricada se representa en la Fig.4.33. Por un lado es destacable un desplazamiento hacia frecuencias inferiores de los mínimos de

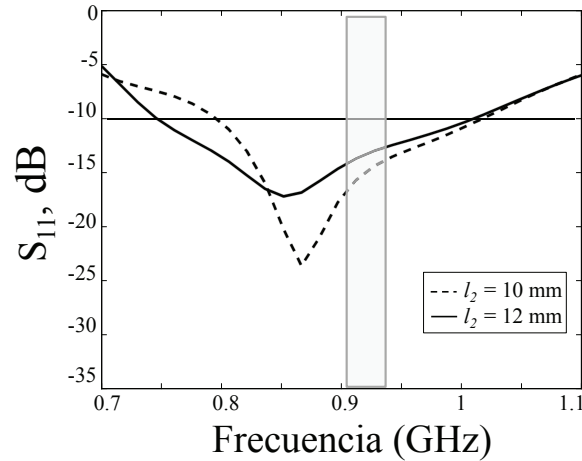


Figura 4.31: Simulación del coeficiente de reflexión en función de la variación de  $l_2$  tras haber introducido una apertura de dimensiones  $l_2 \times w_1$  a  $180^\circ$  respecto al eje X.

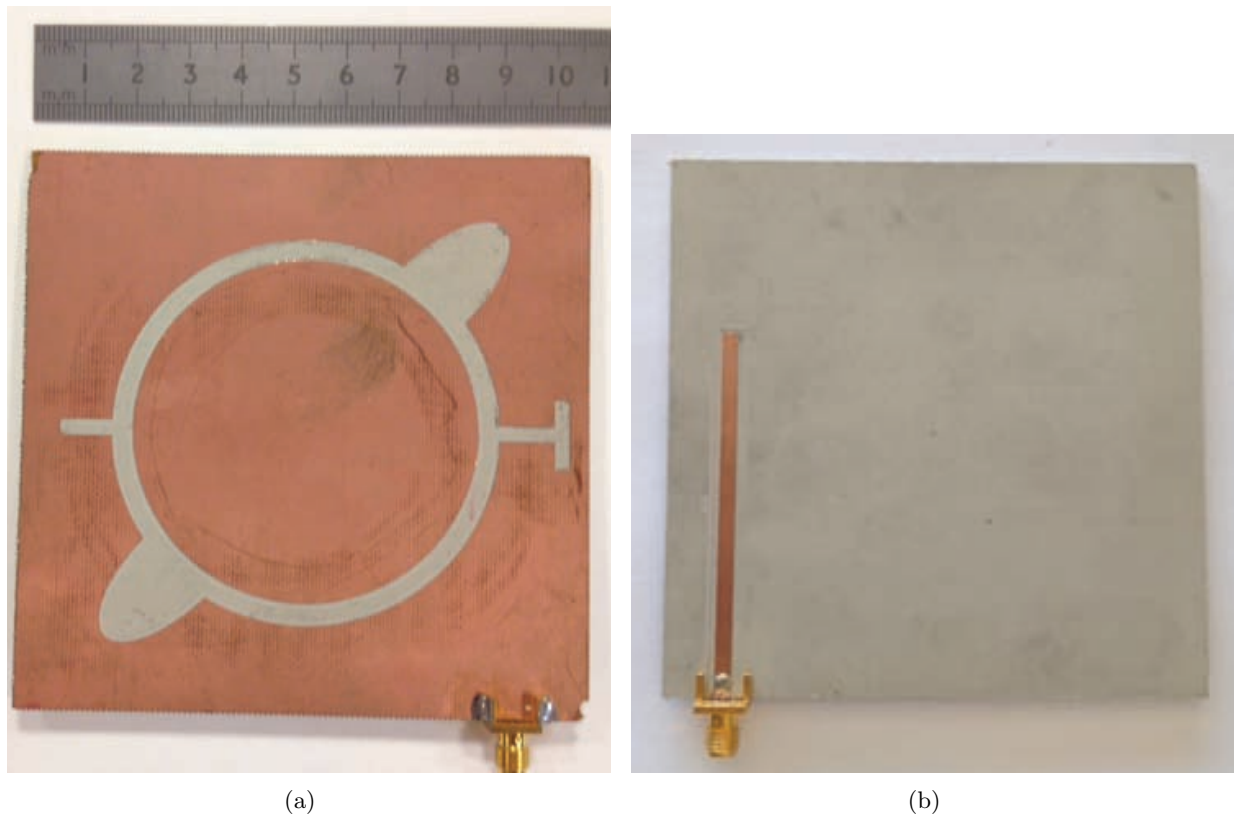
Tabla 4.3: Resumen dimensiones finales de la ranura con muescas en *semi-elipse* en mm.

| $R_{in}$ | $R_{out}$ | $w_1$ | $w_2$ | $w_3$ |
|----------|-----------|-------|-------|-------|
| 32.2     | 36.5      | 2     | 8.5   | 19.5  |
| $L$      | $x_0$     | $l_3$ | $l_1$ | $l_2$ |
| 105      | 39.1      | 17    | 13    | 10    |

adaptación en la respuesta medida. Por otro, el ancho de banda de impedancia simulado se ha visto reducido de 842-1160 MHz (34.7%) a 842-1098 MHz (27.9%), sin embargo éste sigue siendo superior al especificado.

La eficiencia y directividad simulada a la frecuencia central de la antena es prácticamente igual a la obtenida con los prototipos I y II, Fig.4.34.

La Fig.4.35 (a) representa la ganancia y relación axial medida y simulada en función de la frecuencia en la dirección del máximo de radiación (eje +z). Se obtiene una buena concordancia entre el 3-dB ARBW medido, 875-932 MHz (6.2%) y el simulado, 879-832 MHz (5.7%), con una ligera variación del mínimo de relación axial. La ganancia simulada, constante a 3-dB, es superior a la medida la cual alcanza valores próximos a 1-dB. Por último el diagrama de radiación en el corte ZY a 915 MHz es ilustrado en la Fig.4.35(b). Una leve inclinación sobre el eje Y destaca nuevamente en la bidireccionalidad del diagrama de radiación.



(a)

(b)

Figura 4.32: Vista superior (a) e inferior (b) de la ranura en anillo circular con muescas en *semi-elipse* fabricada.

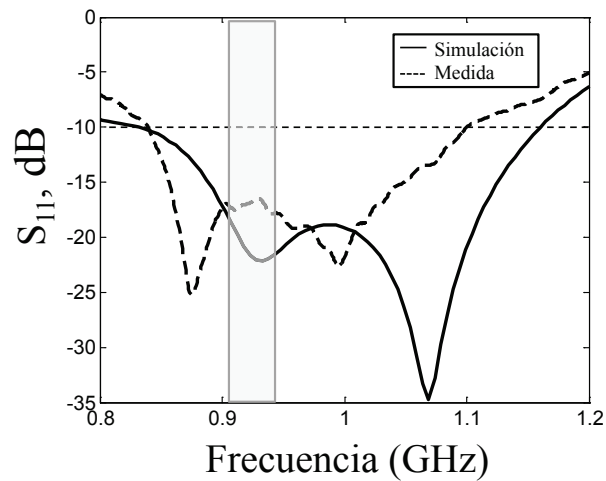


Figura 4.33: Simulación y medida del coeficiente de reflexión en función de la frecuencia para la ranura en anillo circular con muescas *semi-elipse*.

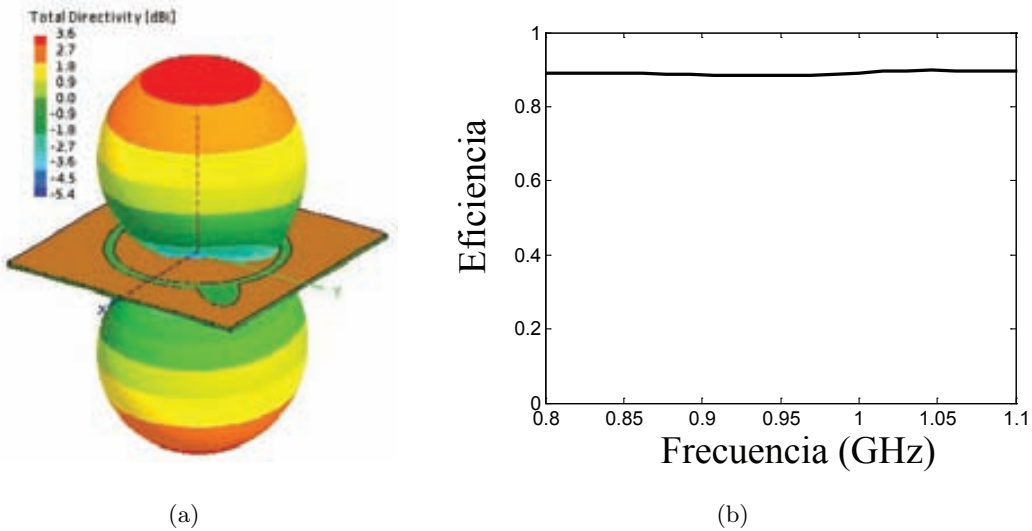


Figura 4.34: Directividad a 915 MHz (a) y eficiencia (b) simulada de la ranura anillo circular con muescas en *semi-elipse*.

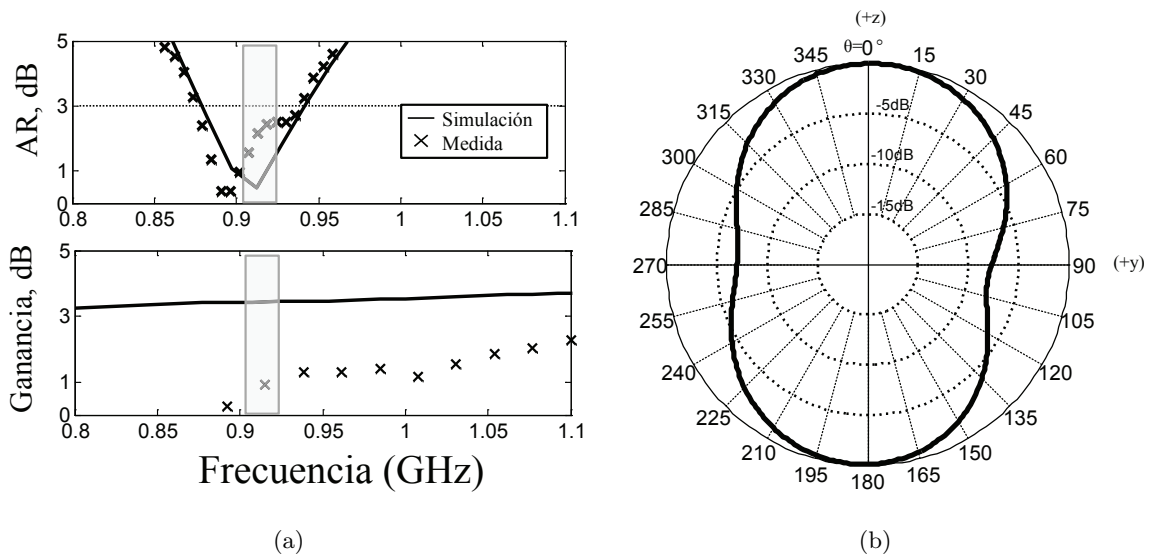


Figura 4.35: (a) Simulación y medida del coeficiente de reflexión en función de la frecuencia para la ranura en anillo circular con muescas en *semi-elipse*. (b) Medida del diagrama de radiación a 915 MHz.

#### 4.8. Prototipo IV: ranura cuadrada con muescas en meandro

La Fig.4.36 muestra la ranura en anillo cuadrado tras insertar las muescas propuestas con geometría en meandro y esquinas degeneradas. Al igual que en el resto de secciones anteriores las muescas en esta ocasión también han sido grabadas a  $45^\circ$  y  $225^\circ$  respecto del *stub*, la Fig.4.37 muestra el sentido de giro a derechas en la antena a partir de la distribución de corriente eléctrica en función del tiempo.



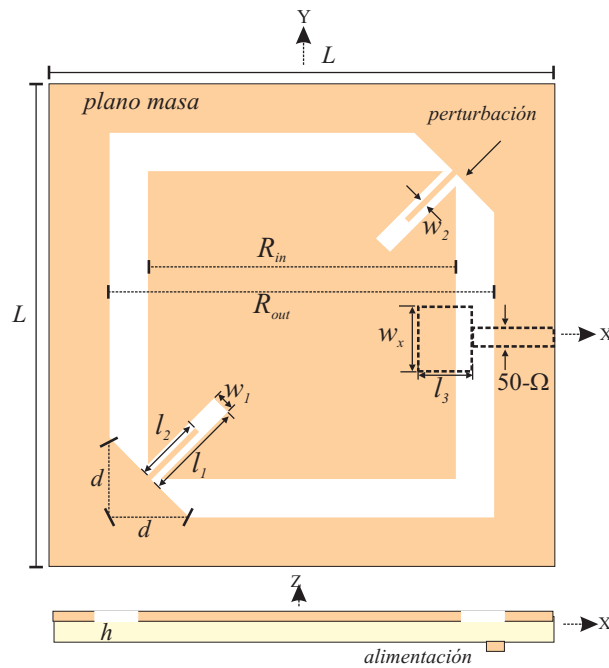


Figura 4.36: Geometría de la ranura en anillo cuadrado polarizado circularmente tras la introducción de dos aperturas simétricas en meandro.

Esta geometría de muescas en meandro con esquina truncadas surge como resultado de la combinación de otras muescas comúnmente conocidas pero que ofrecen 3-dB ARBW reducidos como los *slits* [12] o las esquinas degeneradas [72], como resultado con este nuevo prototipo de muesca se logran alcanzar 3-dB ARBW mayores.

Como se observa en la Fig.4.36 el anillo cuadrado está alimentado por una línea de transmisión acabada en un *stub* de ajuste situado en el centro de uno de los laterales del anillo cuadrado. Las dimensiones iniciales del *stub* de ajuste para el anillo cuadrado linealmente polarizado,  $l_3=13$  mm y  $w_x$  igual a  $50 \Omega$ , cubrían al completo la banda de operación fijada tal y como se vio en la Fig.4.5. Sin embargo tras la introducción de las muescas en la estructura, las cuales tienen una influencia directa sobre la adaptación en banda de la antena, se precisa de un redimensionado del *stub* degenerándolo finalmente en un *widened stub* [73]. El uso de *widened stubs* proporcionan un grado más de libertad en la antena ( $w_x$ ) permitiendo mejorar la adaptación.

A continuación se muestran las tendencias de comportamiento del nuevo prototipo de muescas presentado, viendo cómo afecta la variación de las dimensiones de éstos en el ancho de banda de impedancia y el ancho de banda de relación axial de la antena.

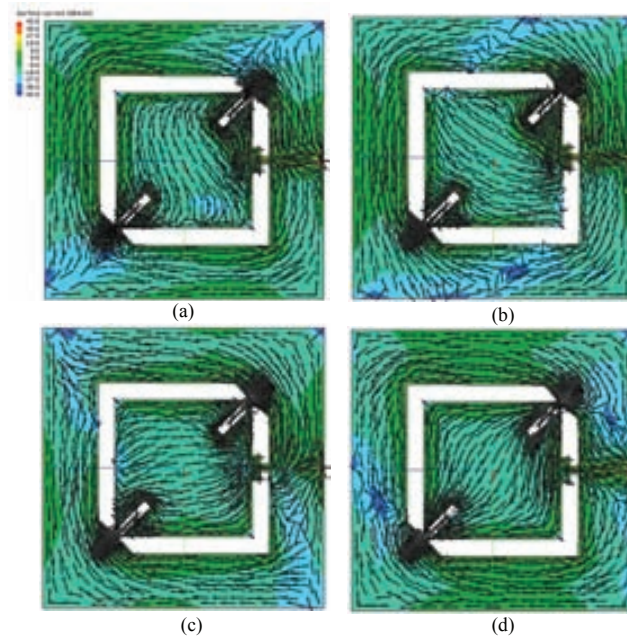


Figura 4.37: Distribución de corriente eléctrica en la ranura en anillo cuadrado con muescas en meandros y esquinas degeneradas a 915 MHz. a)  $\omega t=0^\circ$ , b)  $\omega t=45^\circ$ , c)  $\omega t=90^\circ$  y d)  $\omega t=135^\circ$ .

#### 4.8.1. Efectos de las muescas en meandro y esquinas degeneradas

El 3-dB ARBW de la antena está principalmente controlado por la longitud de  $l_1$  y  $l_2$  de las muescas en meandro y la dimensión de la esquina degenerada  $d$ , Fig.4.36. Un ajuste fino del mínimo de relación axial y su posición en frecuencia puede llevarse a cabo mediante la modificación de dichos parámetros.

Al reducir las dimensiones de las esquinas degeneradas  $d$  o mediante el incremento de la longitud del meandro interior  $l_2$ , Fig.4.39, el mínimo valor de relación axial mejora de forma significativa. La Fig.4.40 por otro lado muestra la variación de la longitud exterior del meandro  $l_1$ , Fig.4.38, permite desplazar ligeramente el 3-dB ARBW sin que éste se vea reducido.

A diferencia de  $l_1$ , la alteración de  $l_2$  y  $d$  presenta un efecto significativo sobre el ancho de banda de impedancia en la antena, Fig.4.39(b) y Fig.4.40(b). El incremento de  $l_2$  y decremento de  $d$  implica una mejora del mínimo de relación axial o un desplazamiento hacia frecuencias superiores de éste, sin embargo provoca un empeoramiento en términos de adaptación. Por este motivo, la transformación del *stub* de ajuste en un *widened stub* con dimensiones  $l_3$ ,  $w_x$  añade un grado extra de libertad a la mejora en adaptación en la antena una vez el ancho de banda de relación axial a sido ajustado a partir de las muescas.

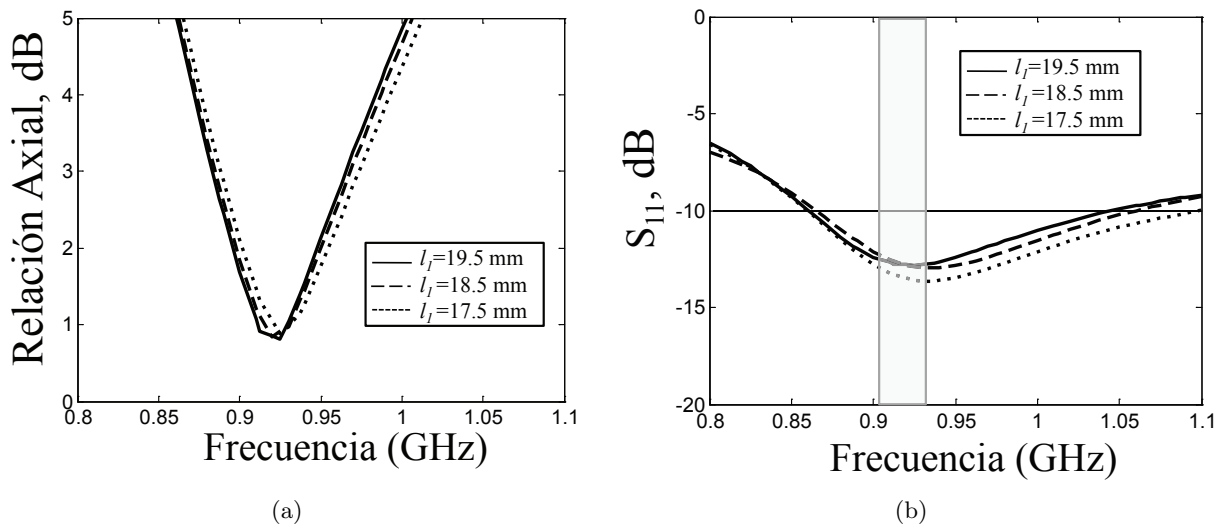


Figura 4.38: Simulación de la relación axial (a) y el coeficiente de reflexión (b) en función de la variación de  $l_1$  para la estructura de la Fig.4.36.

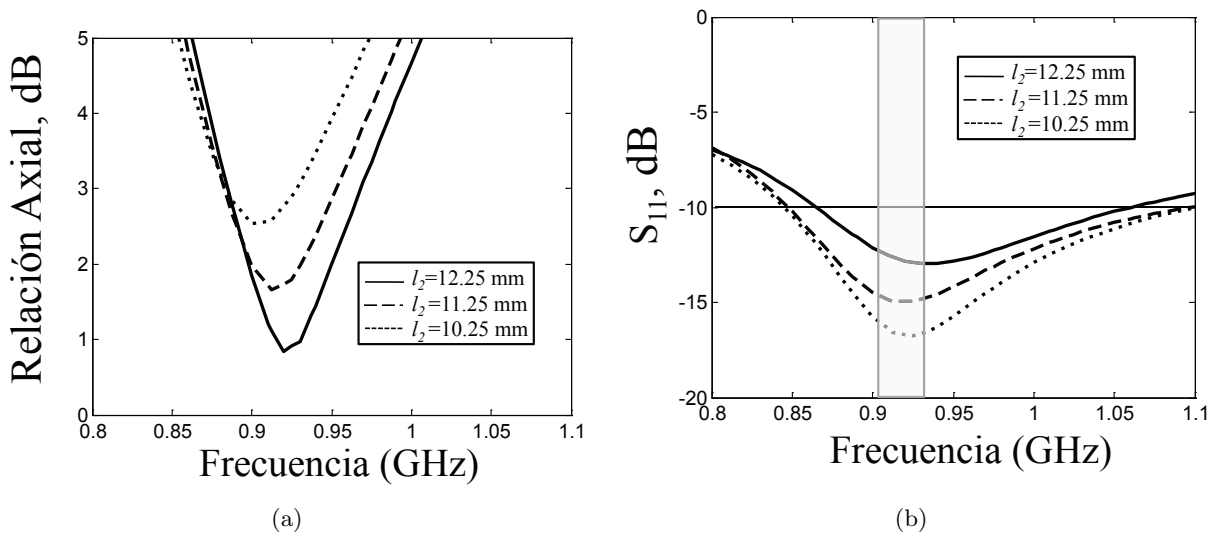


Figura 4.39: Simulación de la relación axial (a) y el coeficiente de reflexión (b) en función de la variación de  $l_2$  para la estructura de la Fig.4.36.

#### 4.8.2. Efectos del *widened stub*

La Fig.4.40 muestra el efecto sobre la carta de Smith de la variación de las dimensiones del ancho del *widened stub* en la antena. Como se puede comprobar, el ensanchamiento del *stub* provoca un ligero acercamiento del lazo de impedancia hacia el centro de la carta, lo conlleva una ligera mejora en adaptación en la antena.

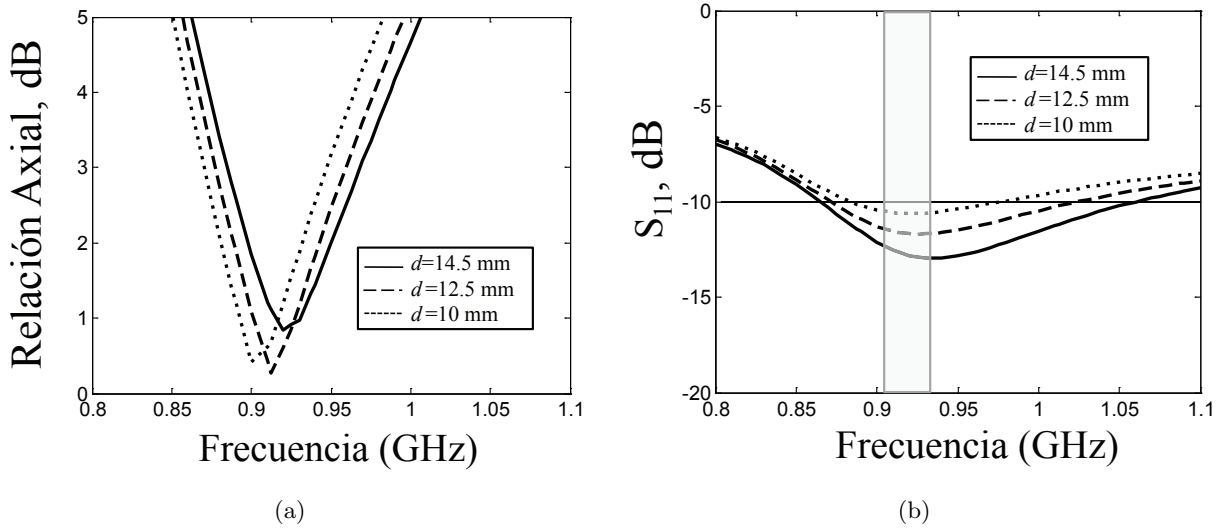


Figura 4.40: Simulación de la relación axial (a) y el coeficiente de reflexión (b) en función de la variación de  $d$  para la estructura de la Fig.4.36.

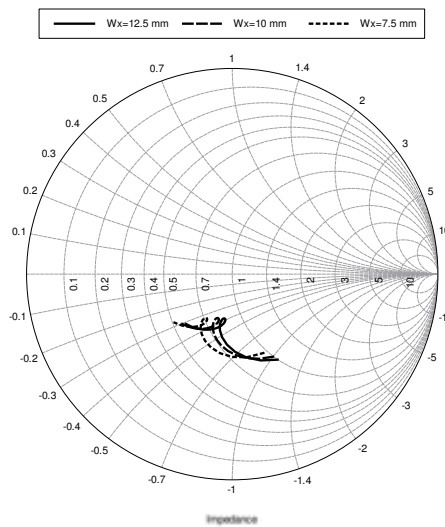


Figura 4.41: Desplazamiento del lugar geométrico de la impedancia en la ranura en anillo cuadrado para una variación del ancho del *widened stub*

### 4.8.3. Fabricación y medida

La Tabla.4.4 muestra las dimensiones finales fijadas para el prototipo estudiado que garantizan el cumplimiento de las especificaciones establecidas, tras haber considerado el efecto sobre la respuesta de la ranura de las muescas en meandro y esquinas degeneradas y el *widened stub*.

Tabla 4.4: Resumen dimensiones finales de la ranura con muescas en meandro y esquinas degeneradas, en mm.

| $R_{in}$ | $R_{out}$ | $w_1$ | $w_2$ |
|----------|-----------|-------|-------|
| 35       | 28        | 3.5   | 1     |
| $L$      | $l_1$     | $l_2$ | $l_3$ |
| 115      | 18.5      | 12.2  | 11.9  |
| $w_x$    | $d$       |       |       |
| 10       | 14.4      |       |       |

Una imagen de la vista superior (a) e inferior (b) de la ranura fabricada se representa en la Fig.4.42.

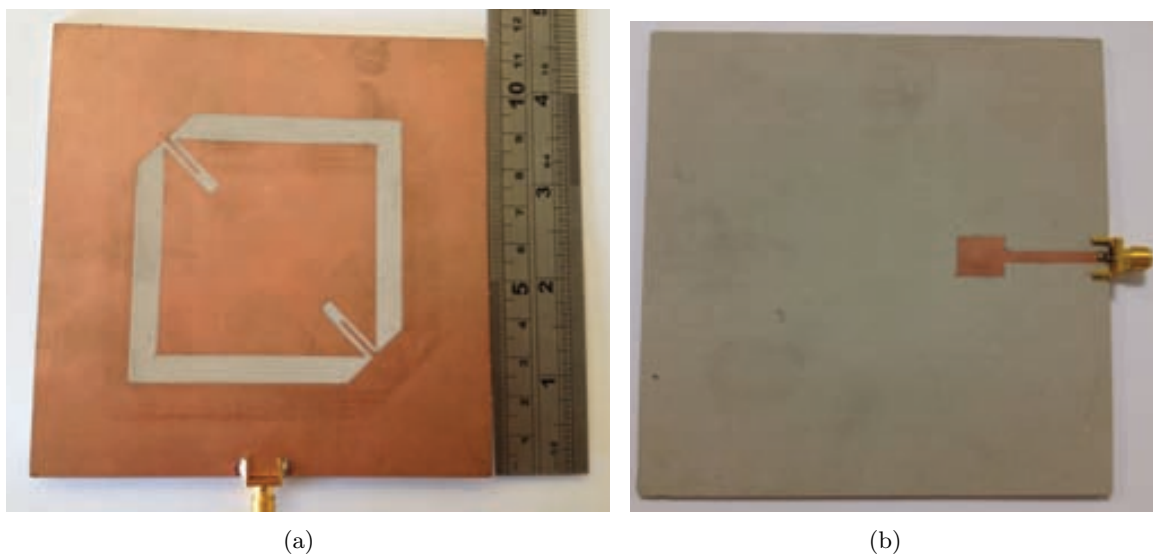


Figura 4.42: Vista superior (a) e inferior (b) de la ranura en anillo cuadrada fabricada.

Existe una buena correlación entre el coeficiente de reflexión simulado y medido en la ranura, Fig.4.43, lográndose un ancho de banda de impedancia simulado del 18.8 % (857- 1029 MHz) y medido del 13.4 % (879 - 1002 MHz).

La eficiencia y directividad simulada a la frecuencia central de la antena toman valores muy similares a los obtenidos para las ranuras en anillos circulares, Fig.4.44.

La Fig.4.45(a) expone la ganancia y relación axial medida y simulada en función de la frecuencia en la dirección del máximo de radiación (eje +z) en la ranura cuadrada. En esta ocasión el 3-dB ARBW medido, 884-941 MHz (6 %) es igual al simulado, 894-948 MHz (5.9 %), y únicamente se ve afectado por una traslación en frecuencia de 10 MHz. Por otro lado, la ganancia medida es ligeramente superior a la simulada, la cual presenta un valor alrededor de los 4-dB en la banda de operación. La medida

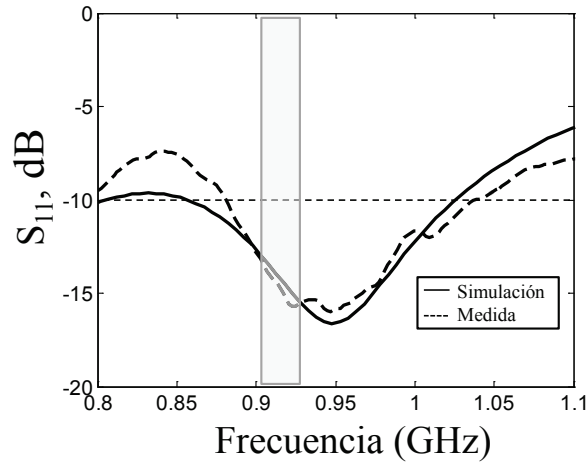


Figura 4.43: Simulación y medida del coeficiente de reflexión en función de la frecuencia para la ranura en anillo cuadrado con muescas en meandro y esquinas degeneradas.

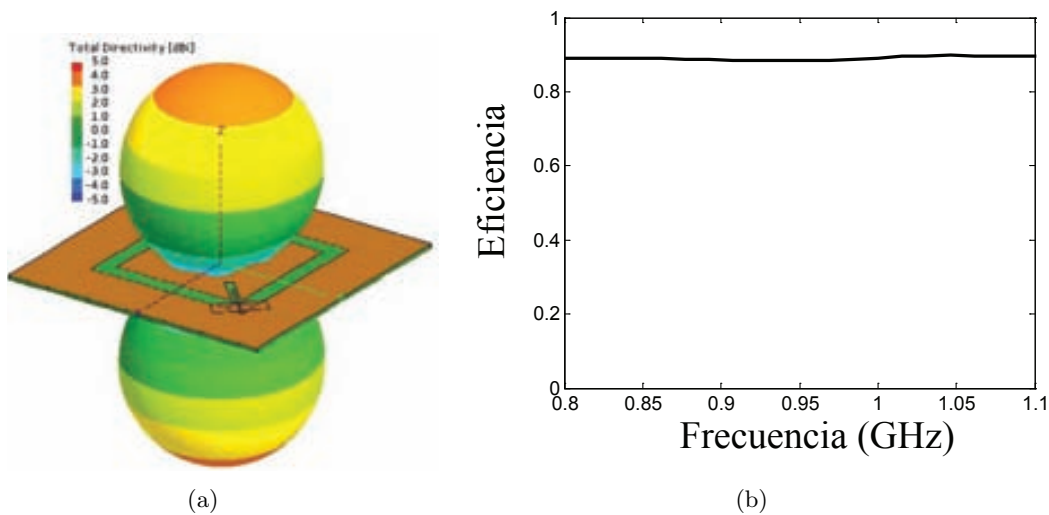


Figura 4.44: Directividad a 915 MHz (a) y eficiencia (b) simulada de la ranura en anillo cuadrado.

del diagrama de radiación a 915 MHz en el corte ZY se ha representado en la Fig.4.45(b), donde se puede apreciar la bidireccionalidad característica de la ranura.

### 4.9. Análisis de resultados y conclusiones

La Tabla.4.5 recoge los resultados simulados y medidos de ancho de banda de impedancia (10-dB RLBW), ganancia y ancho de banda de relación axial (3-dB ARBW) para las cuatro estructuras de ranura en anillo circular y cuadrado descritas a lo largo del capítulo.

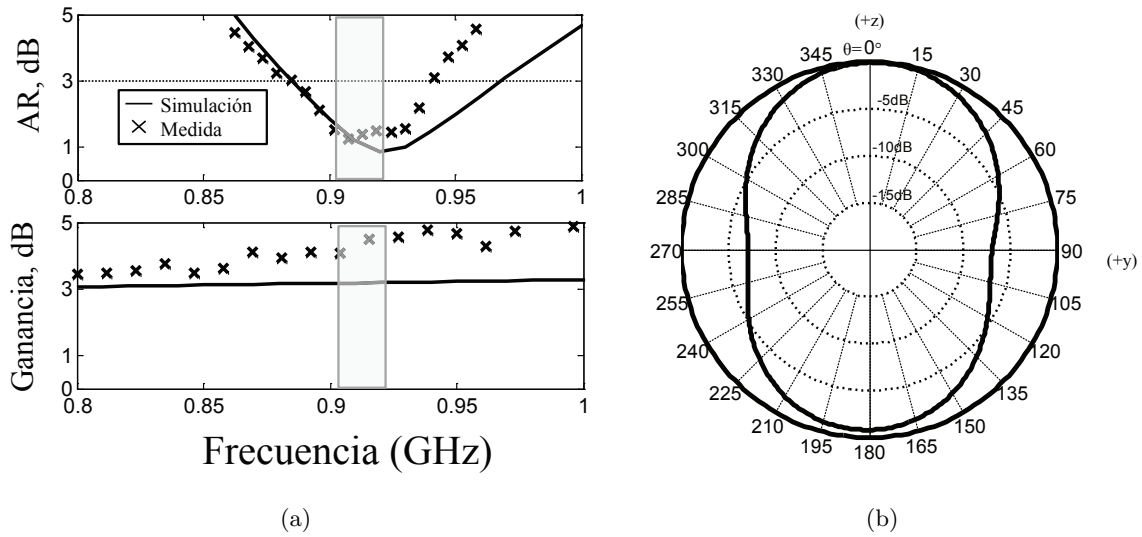


Figura 4.45: (a) Simulación y medida de la ganancia y la relación axial (eje +z) en función de la frecuencia para la ranura en anillo cuadrado con muescas en meandro y esquinas degeneradas. (b) Medida del diagrama de radiación a 915 MHz.

Tabla 4.5: Resumen de prestaciones para los cuatro prototipos de ranuras en anillo polarizadas circularmente.

| Antena        | 10-dB<br>RLBW (%)<br>Simulado | 10-dB<br>RLBW (%)<br>Medido | Ganancia(dB)<br>$f$ @ 915 MHz | 3-dB<br>ARBW (%)<br>Simulado | 3-dB<br>ARBW (%)<br>Medido |
|---------------|-------------------------------|-----------------------------|-------------------------------|------------------------------|----------------------------|
| Prototipo I   | 18.8                          | 17.1                        | 1                             | 6                            | 5                          |
| Prototipo II  | 35.9                          | 27.5                        | 1                             | 5.7                          | 4.5                        |
| Prototipo III | 34.7                          | 27.9                        | 1                             | 5.7                          | 6.2                        |
| Prototipo IV  | 18.8                          | 13.4                        | 4                             | 5.9                          | 6                          |

Como se relató en la introducción el objetivo principal de las antenas desarrolladas era el diseño de antenas lectoras de RFID en la banda de operación Americana (902- 928 MHz). Los cuatro prototipos de ranuras presentados no solo han cubierto al completo el margen de operación fijado (2.84%) si no que lo han superado considerablemente alcanzando RLBW y ARBW medidos superiores al 13.4% y 4.5%, respectivamente.

Los valores simulados en general son superiores a los medidos en términos de RLBW y ARBW. Estas pequeñas diferencias se podrían justificar por la tolerancias de fabricación y el proceso de medida de las antenas. Esta diferencia es claramente significativa en términos de ganancia en las ranuras circulares, donde no se ha superado 1 dB medido en la banda de operación, Tabla.4.5.

Si nos centramos ahora en el 10-dB RLBW podemos subdividir los prototipos en dos grupos: por un lado las ranuras con muescas en  $L$  y meandro con valores simulados entorno al 18 %, y por otro las ranuras con muescas en *Lollipop* y *semi-ellipse* con valores simulados cercanos al 35 %. Esta división de los prototipos en función del 10-dB RLBW pone de manifiesto que independientemente de la geometría de la ranura utilizada (circular o cuadrada) aquellas que tenían ubicadas las muescas en el radio/lado exterior del anillo (*Lollipop* y *semi-ellipse*) son precisamente los que han alcanzado anchos de banda de impedancia mayores.

Al analizar los 3-dB ARBW simulados se observa que los valores logrados oscilan alrededor del 5.85 %, lo que deriva en tres conclusiones principales:

- Las cuatro muescas propuestas ofrecen las mismas prestaciones en términos ARBW.
- El ARBW alcanzado es superior al fijado en las especificaciones y al obtenido por geometrías tradicionales como muescas rectangulares o esquinas truncadas, Tabla.1.2.
- El ARBW es independiente de la posición de las muescas en el anillo (interior o exterior).

El objetivo que perseguía con el desarrollo de los prototipos descritos no era el de obtener un diseño único y específico de antena lectora. Por tanto teniendo esto presente junto con los datos obtenidos, si nos centramos ahora en un ejemplo hipotético en el que se priorizarse el 10-dB RLBW y 3-dB ARBW de la antena lectora podríamos concluir que el mejor diseño de prototipo de antena lectora de RFID presentado sería la ranura en anillo circular con muescas exteriores en geometría *semi-ellipse*.



## Capítulo 5

# Conclusiones y líneas futuras

### 5.1. Conclusiones

Esta tesis se ha centrado en el diseño de distintos prototipos de antenas microstrip con polarización circular para aplicaciones de navegación y comunicación por satélite y para sistemas RFID.

Los diseños desarrollados para aplicaciones satelitales, en concreto para las bandas de operación de los sistemas GPS y Galileo, se han caracterizado por utilizar estructuras más robustas y complejas que garantizaran la estabilidad, precisión y fiabilidad de las prestaciones de las antenas. Mientras que los prototipos desarrollados para aplicaciones de RFID, en concreto en la banda de UHF, han destacado más por la sencillez, compactación y miniaturización.

Los objetivos de diseño de las antenas para ambas aplicaciones eran completamente distintos, por ese motivo estas fueron analizadas de forma separada en dos capítulos distintos.

**Capítulo 3** muestra cuatro prototipos diferentes de antenas multibanda con polarización circular para los sistemas GPS y Galileo. Los diseños presentados se han basado principalmente en tres conceptos:

- Antenas parche microstrip
- Estructuras de múltiples capas apiladas.
- Alimentación mediante apertura.

Las estructuras basadas en diversas capas de parches apilados son comúnmente utilizadas en antenas multibanda ([39], [40], [41]), mientras que la alimentación mediante apertura además de permitir optimizar por separado los parches de la alimentación, permite mejorar el ancho de banda de impedancia en las antenas.

Inicialmente y a partir del prototipo de antena de banda dual presentado por Pozar en [41] se ha realizado un estudio experimental que ha proporcionado las tendencias de comportamiento de los diferentes parámetros críticos de una configuración de parches apilados con geometría cuadrada. Este estudio ha permitido realizar un diseño previo de una antena de banda dual con polarización lineal, a partir de la cuál se ha obtenido el diseño de una antena de banda dual con 2 polarizaciones ortogonales.

A continuación se han diseñado dos redes de alimentación (una con un comportamiento en fase de banda estrecha y la otra de banda ancha) que han permitido la alimentación de la apertura cruzada utilizada en el prototipo inicial, y también de las aperturas empleadas en los prototipos posteriores. Ambas redes de alimentación han proporcionado los desfases necesarios entre las ramas de las aperturas de forma que se ha generado polarización circular en las antenas.

Con los prototipos desarrollados se han alcanzado 10-dB RLBW y 3-dB ARBW medidos superiores al 33.2% y 28.5% respectivamente, lo que es más que lo fijado en las especificaciones. Estos elevados anchos de banda de impedancia y relación axial han sido principalmente fruto del uso de la red de alimentación de banda ancha(en fase e impedancia) utilizadas para alimentar las antenas.

Con los prototipos desarrollados además de obtener buenas prestaciones en términos de anchos de banda, también se ha reducido el volumen de las antenas en comparación con el diseño inicial presentado en [41]. La compactación en volumen obtenido se ha debido principalmente al uso de anillos, anillos concéntricos, reducción de las dimensiones del dieléctrico que sostenía los elementos radiantes e incluso al uso de ranuras concéntricas.

Por otro lado, la disminución del tamaño del dieléctrico que sostenía los elementos radiantes no solo ha supuesto la reducción del volumen/peso y costes de fabricación de las antenas, si no también se ha comprobado que dicha disminución ha supuesto un efecto directo y positivo sobre la relación axial de los ángulos bajos de las antenas. Finalmente, los valores de ganancia obtenidos a las frecuencias centrales de ambas bandas se han encontrado en un rango entre los 5 dB y los 6.5 dB, valores típicos en estructuras apiladas.

Todos los diseños presentados en el capítulo 3 son válidos por tanto para ser utilizados en los sistemas de posicionamiento GPS y Galileo.

**Capítulo 4** lleva a cabo el diseño de cuatro prototipos de antenas para lectores de RFID. Basadas en una configuración en ranura en anillo circular y cuadrada, las antenas se han alimentado mediante una línea de transmisión microstrip acabada en un *stub* de ajuste.

A lo largo del capítulo se han ido presentado distintas geometrías de muescas: en *L*, *lollipop*, *semi-ellipse* o en meandro, las cuales al perturbar las ranuras han generado polarización circular en las antenas. Con los cuatro prototipos presentados se han alcanzado 10-dB RLBW y 3-dB ARBW

medidos superiores al 13.4% y 4.5%, respectivamente.

Teniendo en cuenta los resultados obtenidos para las antenas diseñadas se ha llegado a la conclusión de que independiente de la geometría de la ranura utilizada (circular o cuadrada) aquellas que tenían ubicadas las perturbaciones en el radio/lado exterior del anillo (*Lollipop* y *semi-ellipse*) han sido las que han alcanzado anchos de banda de impedancia mayores. Mientras que las diferentes perturbaciones ofrecen prestaciones muy similares en términos de 3-dB ARBW.

De nuevo no se identifica un prototipo concreto y único de entre todos los diseñados como el 'mejor' de ellos. En función de las necesidades requeridas unos se ajustaran mejor que otros, sin embargo, todos ellos poseen prestaciones interesantes y útiles para ser utilizados como antenas para lectores de RFID.

## 5.2. Líneas futuras

En esta tesis se ha analizado el diseño de antenas microstrip con polarización circular para aplicaciones de posicionamiento por satélite y para aplicaciones RFID. A pesar de haberse finalizado esta tesis todavía queda investigación por realizar, por dicho motivo una lista de posibles tópicos a estudiar en un futuro se presenta a continuación:

- Emplear un método de alimentación alternativo al utilizado en las antenas del capítulo 3 que proporcione buenas prestaciones y un tamaño más reducido.
- Buscar técnicas que permitan mejorar el ancho de haz de relación axial en las antenas multibanda sin aumentar el volumen de estas.
- Combinar más de una de las perturbaciones propuestas en el capítulo 4 y utilizarlas sobre una estructura de anillos concéntricos para obtener antenas multibanda con polarización circular, pero sin la necesidad de utilizar redes de alimentación externa.

## 5.3. Publicaciones de la autora

- **M. Ramírez**, J. Parrón, 'Concentric Annular Ring Slot Antenna for Global Navigation Satellite Systems', *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 11, pp. 705-707, July 2012
- **M. Ramírez**, J. Parrón, 'Dual-Band Circularly Polarized Microstrip Antenna', *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, vol. 26, pp. 737-743, 1 March 2012

- **M. Ramírez**, J. Parrón, J.M. Gonzalez-Arbesú, J. Gemio, 'Concentric Annular-Ring Microstrip Antenna With Circular Polarization', IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 10, pp. 517-519, May 2011
- **M. Ramírez**, J. Parrón, 'Circularly-Polarized Stacked Annular-Ring Microstrip Antenna', Progress In Electromagnetics Research Letters, Vol. 23, 99-107, 28 April 2011
- **M. Ramírez**, J. Parrón, 'Circularly polarized square-ring slot antenna', IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APS-2013), Orlando, USA, 7-13 July 2013.
- **M. Ramírez**, J. Parrón, 'Slot Antenna for RFID readers', European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2013), Gothenburg, Sweden, 8-12 April 2013.
- **M. Ramírez**, J. Parrón, 'Circularly Polarized Ring-Slot Antenna for RFID Readers', European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2012), Prague, Czech Republic, 26-30 March 2012.
- **M. Ramírez**, J. Parrón, 'Dual-Band Annular-Ring Microstrip Antenna with Bow Tie Shaped Aperture Coupling', European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2011), Roma, Italy, 11-15 April 2011.
- E. Corrales, O. Menendez, P. de Paco, **M. Ramírez**, J. Verdu, 'Microstrip Dual-Band Bandpass Filter Based on the Cul-de-Sac Topology', 40th European Microwave Conference 2010, EuMC '10, pp. 549-552, 28-30, September 2010.
- **M. Ramírez**, J. Parrón, 'Design, Fabrication and measurement of a dual-band circularly-polarized stacked microstrip antenna for Galileo and GPS', European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2010), Barcelona, Spain, 12-16 April 2010
- O. Menéndez, P. de Paco, **M. Ramírez**, E. Corrales, J. Verdú, 'Design, Fabrication and Measurement of a GPS-Galileo Dual-Passband Filter', IEEE 10th Annual Wireless and Microwave Technology Conference, 2009. WAMICON '09. pp. 1-4, April 2009.

## 5.4. Agradecimientos especiales

La realización de esta tesis doctoral a sido posible gracias:

- A mi director de tesis (Josep Parrón) que me dio la oportunidad de realizar esta tesis doctoral con él.
- A los miembros del grupo AMS del departamento de Telecomunicaciones e Ingeniería de Sistemas de la Universidad Autónoma de Barcelona.

- A la Universidad Politécnica de Cataluña (UPC) por permitirnos realizar todas las medidas de esta tesis en su cámara anecoica y especialmente a la ayuda de Jose Maria Gonzalez Arbesu del departamento de Teoría de la señal y comunicaciones (TSC).
- Al programa de becas predoctorales (PIF) de la Universidad Autónoma de Barcelona(UAB).
- Al Ministerio de Economía y Competitividad a través de las becas TEC2009-1387-C03-02 y TEC2012-37582-C04-01, y al programa CONSOLIDER-INGENIO 2010, Ref-CSD2008-00068.
- Y por último y no menos importantes, gracias a los autores y coautores de todos aquellos libros y artículos que se han consultado.



# Bibliografía

- [1] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and design*. John Wiley and Sons, Second Edition.
- [2] I. A. R. Garg, P. Bhartia, *Microstrip Antenna Design Handbook*. Artech House, 2001.
- [3] K. Finkenzeller, *RFID Handbook*. 2nd Ed, Wiley, 2004.
- [4] W. ESA, “<http://www.esa.int/esana/galileo.html>.”
- [5] W. Nasa, “<http://gpshome.ssc.nasa.gov/>.”
- [6] W. Glonass, “<http://www.glonass-ianc.rsa.ru/en/>.”
- [7] W. Son, W. Lim, M. Lee, S. Min, y J. Yu, “Printed square quadrifilar helix antenna (qha) for gps receiver,” *EuMC Microwave Conference*, pp. 1292–1295, Octubre 2008.
- [8] C. Lan, T. Chang, y J. Kiang, “Helical antenna for gps applications,” *Antennas and Propagation Society Int. Symp.*, vol. 3, pp. 3329–3332, Junio 2004.
- [9] W.-Y. Qin, J. Qiu, y Q. Wang, “A novel multi-frequency quadrifilar helix antenna,” *International Soc. Symp. Antennas and Propagation*, vol. 1B, pp. 467–470, 2005.
- [10] C. C. Kilgus, “Shaped-conical radiation pattern performance of the backfire quadrifilar helix,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-23, pp. 392–397, Mayo 1975.
- [11] J. H. Lu, C. L. Tang, y K. L. Wong, “Single-feed slotted equilateral-triangular microstrip antenna for circular polarization,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 47, no. 7, pp. 1174–1178, Julio 1999.
- [12] W. S. Chen, C. K. Wu, y K. L. Wong, “Novel compact circularly polarized square microstrip antenna,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 49, no. 3, pp. 340–342, Marzo 2011.
- [13] Y. Zhou, C.-C. Chen, y J. L. Volakis, “Single-fed circularly polarized antenna element with reduced coupling for gps arrays,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, no. 5, pp. 1469–1472, Mayo 2008.

- [14] —, “Dual band proximity-fed stacked patch antenna for tri-band gps applications,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, no. 1, pp. 220–223, Enero 2007.
- [15] Nasimuddin, Z. N. Chen, y X. Qing, “Dual-band circularly polarized s-shaped slotted patch antenna with a small frequency-ratio,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, no. 6, pp. 2112–2115, Junio 2010.
- [16] Q. X. Chu y F. Lin, “Design of multi-band microstrip power dividers,” *IEEE Electrical Design of Advanced Packaging and Systems Symposium*, pp. 1–4, Diciembre 2011.
- [17] S. L. Ma y J. S. Row, “Design of single-feed dual-frequency patch antenna for gps and wlan applications,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 59, no. 9, pp. 3433–3436, Septiembre 2011.
- [18] H. Q. Cheng, L. B. Tian, y B. J. Hu, “Compact circularly polarized square microstrip fractal antenna with symmetrical t-slits,” *International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing*, pp. 613–616, Septiembre 2007.
- [19] A. Kruekaew y C. Phongcharoenpanich, “Linear/circular polarization switchable antenna for uhf rfid reader,” *International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communications Systems*, pp. 1–4, Diciembre 2011.
- [20] Nasimuddin, Z. N. Chen, y X. Qing, “Asymmetric-circular shaped slotted microstrip antennas for circular polarization and rfid applications,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, no. 12, pp. 3821–3828, Diciembre 2010.
- [21] —, “Compact arc-shaped slotted circularly polarized microstrip antenna for rfid readers,” *International Workshop on Antenna Technology*, pp. 340–343, Marzo 2011.
- [22] —, “Compact asymmetric-slit microstrip antennas for circular polarization,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 59, no. 1, pp. 285–288, Enero 2011.
- [23] C. Hua-Ming, C. Kuo-Yung, L. Yi-Fang, W. Hsiang-Neng, J. Y. Jan, y C. F. Yang, “Single-layer circularly polarized patch antenna for rfid reader application,” *Antennas and Propagation Society International Symposium*, pp. 1–4, Junio 2009.
- [24] Z. Wang, S. Fang, S. Fu, y S. Lü, “Dual-band probe-fed stacked patch antenna for gnss applications,” *IEEE Antennas And Wireless Propagation Letters*, vol. 8, pp. 100–103, Abril 2009.
- [25] Y.-P. Hong, J.-M. Kim, S.-C. Jeong, D.-H. Kim, y J.-G. Yook, “Low-profile s-band dual-polarized antenna for sdars application,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 4, no. 1, pp. 475–477, 2005.



- [26] D. M. Pozar y S. M. Duffy, "A dual-band circularly polarized aperture coupled stacked microstrip antenna for global positioning satellite," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 45, no. 11, pp. 1618–1623, Noviembre 1997.
- [27] ADS-Momentum, "<http://www.home.agilent.com/>."
- [28] Feko, "<http://www.feko.info/>."
- [29] W. Fresadora, "<http://www.lpkfusa.com/rapidpcb/circuitboardplotters/s62.htm>."
- [30] D. Pozar, *Microwave Engineering*. John Wiley and Sons, Second Edition. 1998.
- [31] R. J. Garbacz y R. H. Turpin, "A generalized expansion for radiated and scattered fields," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-19, pp. 348–358, Mayo 1971.
- [32] R. F. Harrington y J. R. Mautz, "Theory of characteristic modes for conducting bodies," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-19, pp. 622–628 358, Septiembre 1971.
- [33] E. Antonino-Daviu, "Analysis and design of antennas for wireless communications using modal methods," *Thesis Doctoral*, 2008.
- [34] G. Deschamps, "Microstrip microwave antennas," *3rd USA symposium*, 1953.
- [35] J. Howell, "Microstrip antennas." *Int. Symposium Antennas and Propagation Soc.*, 1972.
- [36] R. Munson, "Conformal microstrip antennas and phased arrays," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, pp. 74–77, 1974.
- [37] B. Helin, *Array Antenna System for Galileo Reference Ground Station*. Thesis.Ecole Nationale Supérieure de l'Aéronautique et de l'Espace. Toulouse, France. ESTEC, European Space Agency, 2004.
- [38] I. J. Bahl y P. Bhartia, *Microstrip Antennas*. Artech House, 1982.
- [39] E. Rajo y C. Martín, "Parches apilados asimétricos," *Symposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI)*, Septiembre 2001.
- [40] J. Wang, R. Fralich, C. Wu, y J. Litva, "Multifunctional aperture coupled stacked antenna," *Antennas and Propagation Society Inter. Symp.*, pp. 727–730, Junio 1991.
- [41] D. M. Pozar y S. M. Duffy, "A dual-band circularly polarized aperturecoupled stacked microstrip antenna for global positioning satellite," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 45, no. 11, pp. 1618–1625, Noviembre 1997.
- [42] W. Sustrato, "<http://www.taconic-add.com/en-index.php>."

- [43] —, “<http://bungard.de/index.php.option.com>.”
- [44] D. Pozar, “A review of aperture coupled microstrip antennas: History, operation, development, and applications.” Mayo 1996.
- [45] D. M. Pozar, “Microstrip antenna aperture-coupled to a microstripline,” *Electronic Letters*, vol. 21, no. 2, pp. 49–50, Enero 1985.
- [46] X. Tang y K. Mouthaan, “Design of a uwb phase shifter using shunt  $\lambda/4$  stubs,” *IEEE MTT-S International Microwave Symp. Digest*, pp. 1021–1024, Junio 2009.
- [47] K. Antoskiewicz y L. Shafai, “Impedance characteristics of circular microstrip patches,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 38, no. 2, pp. 942–946, Junio 1990.
- [48] I. J. Bahl, S. S. Stuchly, y M. A. Stuchly, “A a new microstrip radiator for medical application,” *IEEE Transactions Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-28, pp. 1464–1468, Diciembre 1980.
- [49] J. W. Mink, “Circular ring microstrip antenna elements,,” *IEEE Transactions AP-S Int. Symp. Dig.*, pp. 605–608, Junio 1980.
- [50] P. Moosavi y L. Shafai, “Stacked square ring resonators for bandwidth enhancement,” *Antennas and Propagation Society Int. Symp.*, vol. 2, pp. 944–947, Julio 1997.
- [51] S. I. Shafai y L. Shafai, “Microstrip square-ring antenna with capacitive feeding for multi-frequency operation,” *Antennas and Propagation Society Int. Symp.*, pp. 1–4, Julio 2008.
- [52] —, “Electromagnetically-coupled multiple square rings for multi-frequency operation,” *Antennas and Propagation Society Int. Symp.*, pp. 1–4, Junio 2009.
- [53] M. Ji, Z. Zhang, Z. Feng, y R. Li, “A meander annular-ring slot antenna for circularly polarized radiation,” *Inter. Conf. Microwave and Millimeter Wave Technology*, pp. 1016–1019, Mayo 2010.
- [54] J. Huang, “The finite ground plane effect on the microstrip antenna radiation patterns,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 31, no. 2, pp. 649–653, 1983.
- [55] A. K. Bhattacharyya, “Effects of finite ground plane on the radiation characteristics of a circular patch antenna,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 38, no. 2, pp. 152–159, 1990.
- [56] S. Noghianian y L. Shafai, “Control of microstrip antenna radiation characteristics by ground plane size and shape,” *IEEE Proc. Microwave Antennas and Propagation*, vol. 145, no. 2, pp. 207–212, 1998.
- [57] X. L. Bao, G. Ruvio, y J. M. Amman, “Directional dual-band slot antenna with dual-bandgap high-impedance-surface reflector,” *Progress In Electromag. Research C*, vol. 9, pp. 1–11, 2009.

- [58] R. Want, "An introduction to rfid technology," *IEEE Pervasive Comput.*, vol. 5, no. 1, pp. 25–33, Marzo 2006.
- [59] H. Stockman, "Communication by means of reflected power," *Proceedings of the IRE.*, vol. 36, no. 10, pp. 1196–1204, Octubre 1948.
- [60] J. P. Vinding, "Interrogator-responder identification system," *U.S. Patent 3.299.424*, Enero 1967.
- [61] R. M. Richardson, "Remotely activated radio frequency powered devices," *U.S. Patent 3.098.971*, Julio 1963.
- [62] T. D. Meyers y A. P. Leigh, "Passive encoding microwave transponder," *U.S. Patent 4.068.232*, Enero 1978.
- [63] <http://www.autoidlabs.org/>.
- [64] W. Zhongbao, F. Shaojun, F. Shiqiang, y F. Mujie, "Single-fed single-patch broadband circularly polarized antenna for uhf rfid reader applications," *International Conference on Industrial and Information Systems (IIS)*, pp. 1066–1073, Julio 2010.
- [65] L. Pei-Ju, T. Hsien-Chiao, H. Yu-Jung, y C. Ming-Kun, "Design of patch antenna for rfid reader applications," *International Conference on Anti-counterfeiting, Security, and Identification in Communication*, pp. 193–196, Agosto 2009.
- [66] Z. N. Chen y H. L. Chung, "A universal uhf rfid reader antenna," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, no. 5, pp. 1275–1282, Mayo 2009.
- [67] Z. Wang, S. Fang, S. Fu, y S. Jia, "Single-fed broadband circularly polarized stacked patch antenna with horizontally meandered strip for universal uhf rfid applications," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 59, no. 4, pp. 1066–1073, Abril 2011.
- [68] W. Kin-Lu, H. Chien-Chin, y C. Wen-Shan, "Printed ring slot antenna for circular polarization," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 50, no. 1, pp. 75–77, Enero 2002.
- [69] J. Rao y B. Das, "Impedance characteristics of transverse slots in the ground plane of a stripline," *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, vol. 125, no. 1, pp. 29–32, Enero 1978.
- [70] Nasimuddin, Z. N. Chen, y X. Qing, "Aperture-coupled c-shaped slot cut square microstrip antenna for circular polarization," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 50, no. 12, pp. 3175–3178, Diciembre 2008.
- [71] S.-A. Yeh, H.-M. Chen, Y.-F. Lin, Y.-C. Kao, y J.-Y. Jan, "Single-layer circularly polarized slot antenna for rfid reader application," *International Symposium on Antennas and Propagation Society*, pp. 1–4, Julio 2010.

- [72] W.-S. Chen, C.-K. Wu, y K.-L. Wong, “Sa meander annular-ring slot antenna for circularly polarized radiation,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 34, no. 11, pp. 1045–1047, Mayo 1998.
- [73] H.-D. Chen, “Broadband cpw-fed square slot antenna with a widened tuning stub,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, no. 8, pp. 1982–1986, Agosto 2003.