



**Universidad Carlos III de Madrid
Escuela Politécnica Superior**

Ingeniería de Telecomunicación

Proyecto Fin de Carrera

**Aplicación de las superficies de alta impedancia al
diseño de antenas de hilo de bajo perfil**

Autor: Inmaculada Tomeo Reyes

Tutor: Eva Rajo Iglesias

5 de junio de 2008

Agradecimientos

Como se suele decir, *“Es de bien nacidos ser agradecidos”*, así que me gustaría aprovechar esta oportunidad que se me brinda para dar las gracias a todas las personas que me han apoyado durante esta importante etapa de mi vida que toca a su fin.

En primer lugar, y como no podía ser de otra manera, quiero comenzar dando las gracias a mis padres por su apoyo incondicional y por haber creído siempre en mí. Por preocuparse día a día de mi felicidad y respaldarme cuando lo he necesitado. Gracias también a mi hermano, que es a la vez, amigo y cómplice en el día a día. Si soy quien soy y lo que soy, es, en gran parte, gracias a vosotros tres.

No puedo olvidar tampoco a mis amigos. A muchos de vosotros os he conocido precisamente aquí, en la universidad, y si tuviera que decidir con quién me quedo, lo tengo muy claro: con todos. Todos y cada uno de vosotros sabéis hasta que punto sois importantes para mí y me resulta imposible plasmar eso en un papel. Prefiero demostrároslo en persona, día a día. Es cierto que con algunos he compartido más experiencias, con otros menos, pero en definitiva, todos habéis aportado algo bueno a mi vida.

No estaría siendo justa si, además de mis compañeros de siempre, no diera las gracias a los nuevos *“fichajes”*, compañeros y ex compañeros de trabajo que me han demostrado que la vida laboral puede resultar, además de gratificante, muy, muy divertida.

Por último, pero no por ello menos importantes, están los *“clásicos”*; amigos del instituto y del pueblo, que de una forma u otra siempre han estado ahí.

Sin todos vosotros, esto no habría sido posible. Gracias.

Resumen

Las superficies de alta impedancia presentan propiedades únicas relacionadas con el control de la propagación de las ondas electromagnéticas, lo que las hace especialmente útiles para la implementación de un gran número de aplicaciones. Dos son los comportamientos destacables de estas superficies. En primer lugar, pueden comportarse como conductores magnéticos perfectos, de forma que las corrientes imagen paralelas a ellas estén en fase con la corriente original y permitiendo así que los elementos radiantes paralelos a las mismas radien de forma eficiente. En segundo lugar, presentan una banda de frecuencia prohibida en la que las ondas electromagnéticas no pueden propagarse. Esto hace que no exista interferencia multicamino a lo largo del plano de masa y que los diagramas de radiación sean por lo general más suaves. Debido a estas características, en contraste con el caso de los planos de masa metálicos convencionales, las superficies de alta impedancia usadas como planos de masa permiten mejorar las prestaciones de ciertas antenas. Es por ello que en este proyecto se ha decidido aplicar este tipo de superficies al diseño de antenas de hilo de bajo perfil, en particular, el dipolo y monopolo horizontales. De dichas antenas se analizará la adaptación y el diagrama de radiación, de forma que sea posible determinar su utilidad en función de la aplicación concreta que se desee implementar.

Abstract

High impedance surfaces have unique properties in controlling the propagation of electromagnetic waves, which enable them to be implemented in a number of applications. There are two properties of these surfaces which are of special interest. First, they can behave as perfect magnetic conductors, so that the parallel image currents appear in-phase, rather than out-of-phase. This feature enables efficient radiation for antennas placed parallel and close to the surface. Second, they forbid the propagation of electromagnetic waves in certain frequency bands, so that there is an absence of multipath interference and radiation patterns are smoother. Because of these unusual properties, the high impedance surfaces can function as a unique new type of ground plane for certain antennas. This is why, in this project, they are going to be used to design low-profile wire antennas, particularly, the horizontal dipole and monopole. Return loss and radiation pattern of such antennas will be analyzed in order to determine how useful they are for implementing a specific application.

Índice General

Capítulo 1. Introducción.....	1
1.1. Motivación del proyecto.....	1
1.2. Objetivos.....	2
Capítulo 2. Estudio de las superficies AMC.....	3
2.1. Introducción.....	3
2.2. Superficies AMC.....	4
2.3. Estudio de las superficies AMC.....	7
Sección 1: Estudio paramétrico de las superficies AMC.....	7
2.3.1. Variación de la anchura del gap.....	10
2.3.2. Variación del espesor del sustrato.....	12
2.3.3. Variación de la permitividad del sustrato.....	13
2.3.4. Variación de las dimensiones de la metalización.....	14
2.3.4.1. Variación de las dimensiones de la metalización cambiando el periodo.....	15
2.3.4.2. Variación de las dimensiones de la metalización manteniendo el periodo.....	17
2.3.5. Variación de la posición de la vía.....	19
Sección 2: Estructuras AMC con diferente metalización.....	21
2.3.6. Estructura con metalización cuadrada.....	22
2.3.7. Estructura con metalización en anillo.....	22
2.3.8. Estructura con metalización en anillo abierto.....	24
2.3.8.1. Efecto de la anchura del anillo.....	25
2.3.8.2. Efecto del tamaño del sector.....	27
Sección 3: Comparativa y conclusiones.....	28
Capítulo 3. Planos de masa artificiales.....	31
3.1. Introducción.....	31
3.2. Planos de masa: superficies conductoras vs. superficies de alta impedancia.....	32
3.3. Estudio de planos de masa artificiales basados en estructuras de alta impedancia.....	34
3.3.1. Plano con metalización cuadrada y vías.....	35
3.3.1.1. Cálculo de las dimensiones del plano en función de la frecuencia de trabajo.....	36
3.3.1.2. Cálculo del EBG.....	37
3.3.2. Plano con metalización en anillo.....	39
3.3.2.1. Cálculo de las dimensiones del plano en función de la frecuencia de trabajo.....	40
3.3.2.2. Cálculo del EBG.....	41
3.3.3. Plano con metalización en anillo abierto.....	42
3.3.3.1. Cálculo de las dimensiones del plano en función de la frecuencia de trabajo.....	43
3.3.3.2. Cálculo del EBG.....	44

Capítulo 4. Aplicación al diseño de antenas de bajo perfil: dipolos y monopolos...	47
4.1. Introducción.....	47
4.2. Antenas de bajo perfil.....	48
4.2.1. Antena microstrip.....	48
4.2.2. Antenas de tipo F invertida.....	50
4.2.3. Antena de ranura.....	53
4.3. Estudio del dipolo y el monopolo horizontales sobre distintos planos de masa artificiales.....	53
Sección 1: Justificación del uso de planos de masa artificiales con antenas de hilo horizontales.....	54
Sección 2: Estudio del dipolo y monopolo horizontales sobre planos artificiales de alta impedancia con distintas metalizaciones.....	55
4.3.1. Plano con metalización cuadrada y vías.....	57
4.3.1.1. Estudio del dipolo horizontal.....	59
4.3.1.2. Estudio del monopolo horizontal.....	67
4.3.2. Plano con metalización en anillo.....	74
4.3.2.1. Estudio del dipolo horizontal.....	75
4.3.2.2. Estudio del monopolo horizontal.....	81
4.3.3. Plano con metalización en anillo abierto.....	88
4.3.3.1. Estudio del dipolo horizontal.....	90
4.3.3.2. Estudio del monopolo horizontal.....	96
Sección 3: Comparativa y conclusiones.....	103
Capítulo 5. Resultados experimentales.....	107
5.1. Introducción.....	107
5.2. Implementación de los modelos.....	108
5.2.1. Materiales y tecnología de fabricación.....	108
5.2.2. Especificaciones de los modelos a implementar.....	109
5.2.2.1. Monopolo horizontal sobre plano con metalización cuadrada y vías.....	109
5.2.2.2. Monopolo horizontal sobre plano con metalización en anillo.....	111
5.2.2.3. Monopolo horizontal sobre plano con metalización en anillo abierto.....	112
5.3. Medidas en el laboratorio.....	114
5.3.1. Monopolo horizontal sobre plano con metalización cuadrada y vías.....	116
5.3.1.1. Medida del EBG.....	116
5.3.1.2. Medida de la adaptación.....	117
5.3.2. Monopolo horizontal sobre plano con metalización en anillo.....	118
5.3.2.1. Medida del EBG.....	119
5.3.2.2. Medida de la adaptación.....	119
5.3.3. Monopolo horizontal sobre plano con metalización en anillo abierto.....	120
5.3.3.1. Medida del EBG.....	121
5.3.3.2. Medida de la adaptación.....	122
Capítulo 6. Conclusiones y líneas futuras.....	123
6.1. Conclusiones.....	123
6.2. Líneas futuras.....	124
Anexo. Resumen de costes.....	127
Bibliografía.....	131

Índice de Figuras

Figura 2.1. Comportamiento del plano de masa convencional frente a la superficie AMC.....	5
Figura 2.2. Vistas superior y lateral de la superficie AMC.....	5
Figura 2.3. Topologías de conductores magnéticos artificiales (AMC). Vistas lateral y superior. (a) champiñón, (b) UC-EBG, (c) curva de Peano de 1 orden y (d) curva de Hilbert de 2º orden.....	6
Figura 2.4. Estructura básica o celda unidad.....	8
Figura 2.5. Condiciones de contorno periódicas (PBC) aplicadas a la celda unidad.....	8
Figura 2.6. Estructura con metalización cuadrada y vía: parámetros básicos.....	9
Figura 2.7. Fase de la onda reflejada para distintos valores de ancho de gap.....	11
Figura 2.8. Frecuencia de fase reflejada nula frente a anchura de gap.....	11
Figura 2.9. Fase de la onda reflejada para distintos valores de espesor del sustrato.....	12
Figura 2.10. Frecuencia de fase reflejada nula frente a espesor del sustrato.....	13
Figura 2.11. Fase de la onda reflejada para distintos valores permitividad del sustrato.....	13
Figura 2.12. Frecuencia de fase reflejada nula frente a permitividad del sustrato.....	14
Figura 2.13. Estructura con metalización rectangular: parámetros básicos.....	14
Figura 2.14. Fase de la onda reflejada para distintos valores de anchura de metalización.....	15
Figura 2.15. Frecuencia de fase reflejada nula frente a anchura de la metalización.....	15
Figura 2.16. Fase de la onda reflejada considerando metalización rectangular de dimensiones variables.....	16
Figura 2.17. Fase de la onda reflejada considerando metalización de tamaño variable y periodo constante.....	17
Figura 2.18. Fase de la onda reflejada considerando metalización rectangular variable y periodo constante.....	18
Figura 2.19. Fase de la onda reflejada correspondiente a distintas posiciones de la vía.....	20
Figura 2.20. Frecuencia de fase reflejada nula frente a posición de la vía.....	21
Figura 2.21. Estructura con metalización en anillo: parámetros básicos.....	22
Figura 2.22. Fase de la onda reflejada para distintos valores de anchura del anillo.....	23
Figura 2.23. Frecuencia de fase reflejada nula frente a anchura del anillo.....	23
Figura 2.24. Estructura con metalización en anillo abierto: parámetros básicos.....	25
Figura 2.25. Fase de la onda reflejada para distintos valores de anchura del anillo abierto.....	25
Figura 2.26. Frecuencia de fase reflejada nula frente a anchura del anillo abierto.....	26
Figura 2.27. Fase de la onda reflejada para distintos valores de tamaño del sector.....	27
Figura 2.28. Frecuencia de fase reflejada nula frente a tamaño del sector.....	28
Figura 2.29. Frecuencia de fase reflejada nula frente a parámetros característicos de la estructura AMC.....	29
Figura 2.30. Fase de la onda reflejada para distintas geometrías de la metalización.....	30
Figura 3.1. Interferencia multicamino.....	33
Figura 3.2. Plano de masa artificial implementado con estructuras de alta impedancia con metalización cuadrada y vías.....	35
Figura 3.3. Fase de la onda reflejada en el plano para distintos tamaños de la metalización cuadrada.....	36
Figura 3.4. Plano de masa con puertos paralelos para medida de la transmisión.....	37
Figura 3.5. Simulación de la transmisión para el cálculo del EBG en un plano con metalización cuadrada y vías....	38
Figura 3.6. Frecuencia de fase reflejada nula y gap del plano con metalización cuadrada y vías.....	39
Figura 3.7. Plano de masa artificial implementado con estructuras de alta impedancia con metalización en anillo...	39
Figura 3.8. Fase de la onda reflejada en el plano para distintos tamaños de la metalización en anillo.....	40
Figura 3.9. Simulación de la transmisión para cálculo del EBG en un plano con metalización en anillo.....	41
Figura 3.10. Frecuencia de fase nula y gap del plano con metalización en anillo.....	42
Figura 3.11. Plano de masa implementado con estructuras de alta impedancia con metalización en anillo abierto...	43

Figura 3.12. Fase de la onda reflejada para distintos tamaños de la metalización en anillo abierto.....	44
Figura 3.13. Plano de masa con metalización en anillo abierto: puertos para medida de la transmisión.....	45
Figura 3.14. Simulación de la transmisión para cálculo del EBG del plano con metalización en anillo abierto.....	45
Figura 4.1. Alimentación de la antena microstrip.....	49
Figura 4.2. Modelo de línea de transmisión.....	49
Figura 4.3. Modelo de cavidad.....	50
Figura 4.4. Antena F invertida y sus variantes.....	51
Figura 4.5. Geometría de la antena F invertida.....	51
Figura 4.6. Geometría de la antena F planar invertida.....	52
Figura 4.7. Geometría de la antena F dual invertida.....	52
Figura 4.8. Alimentación de la antena de ranura.....	53
Figura 4.9. Dipolo horizontal sobre plano conductor (teoría de imágenes).....	54
Figura 4.10. Cortes asociados al estudio del campo eléctrico en la superficie ($z=5\text{mm}$) y el interior ($z=2.5\text{mm}$) del plano de masa artificial.....	56
Figura 4.11. Plano de masa con metalización cuadrada y vías: dimensiones de la celda unidad.....	57
Figura 4.12. Nivel de adaptación de la antena de referencia en función del tamaño de la metalización de las celdas unidad del plano de masa con metalización cuadrada y vías.....	58
Figura 4.13. Coeficiente de reflexión de un dipolo horizontal de distintos tamaños colocado a una altura de 5 mm sobre el plano de masa con metalización cuadrada y vías.....	59
Figura 4.14. Coeficiente de reflexión de un dipolo horizontal de tamaño 0.47λ colocado a distintas alturas sobre el plano de masa con metalización cuadrada y vías.....	61
Figura 4.15. Conjunto dipolo-plano de masa considerando metalización cuadrada y vías.....	61
Figura 4.16. Conjunto dipolo-plano de masa considerando metalización cuadrada y vías. (a) vista superior y (b) vista lateral.....	62
Figura 4.17. Nivel de adaptación del dipolo horizontal de tamaño 0.47λ colocado a 4 mm sobre el plano de masa con metalización cuadrada y vías.....	63
Figura 4.18. Diagrama de campo E generado por un dipolo horizontal 0.47λ colocado a 4 mm sobre el plano de masa con metalización cuadrada y vías. (a) campo E en la superficie del plano ($z=5\text{mm}$) y (b) campo E en la mitad del sustrato ($z=2.5\text{mm}$)....	64
Figura 4.19. Diagrama de radiación 3D del dipolo horizontal 0.47λ colocado a 4 mm sobre el plano de masa con metalización cuadrada y vías.....	65
Figura 4.20. Diagramas polares correspondientes a los cortes $\phi=0^\circ$ y $\phi=90^\circ$ del dipolo horizontal 0.47λ colocado a 4 mm sobre el plano de masa con metalización cuadrada y vías.....	66
Figura 4.21. Diagramas cartesianos plano E y plano H correspondientes al dipolo horizontal 0.47λ colocado a 4 mm sobre el plano de masa con metalización cuadrada y vías.....	67
Figura 4.22. Coeficiente de reflexión de un monopolo horizontal de distintos tamaños colocado a una altura de 5 mm sobre el plano de masa con metalización cuadrada y vías.....	67
Figura 4.23. Coeficiente de reflexión de un monopolo horizontal de tamaño 0.25λ colocado a distintas alturas sobre el plano de masa con metalización cuadrada y vías.....	68
Figura 4.24. Conjunto monopolo-plano de masa considerando metalización cuadrada y vías.....	69
Figura 4.25. Conjunto monopolo-plano de masa considerando metalización cuadrada y vías. (a) vista superior y (b) vista lateral.....	69
Figura 4.26. Nivel de adaptación del monopolo horizontal de tamaño 0.25λ colocado a 5 mm sobre el plano de masa con metalización cuadrada y vías.....	70
Figura 4.27. Diagrama de campo E generado por un monopolo horizontal 0.25λ colocado a 5 mm sobre el plano de masa con metalización cuadrada y vías. (a) campo E en la superficie del plano ($z=5\text{mm}$) y (b) campo E en la mitad del sustrato ($z=2.5\text{mm}$)....	71
Figura 4.28. Diagrama de radiación 3D del monopolo horizontal 0.25λ colocado a 5 mm sobre el plano de masa con metalización cuadrada y vías.....	72
Figura 4.29. Diagramas polares correspondientes a los cortes $\phi=0^\circ$ y $\phi=90^\circ$ del monopolo horizontal 0.25λ colocado a 5 mm sobre el plano de masa con metalización cuadrada y vías.....	73
Figura 4.30. Diagramas cartesianos plano E y plano H correspondientes al monopolo horizontal 0.25λ colocado a 5 mm sobre el plano de masa con metalización cuadrada y vías.....	73
Figura 4.31. Plano de masa con metalización en anillo: dimensiones de la celda unidad.....	74

Figura 4.32. Nivel de adaptación de la antena de referencia en función del tamaño de la metalización de las celdas unidad del plano de masa con metalización en anillo.....	74
Figura 4.33. Coeficiente de reflexión de un dipolo horizontal de distintos tamaños colocado a una altura de 5 mm sobre el plano de masa con metalización en anillo.....	75
Figura 4.34. Coeficiente de reflexión de un dipolo horizontal de tamaño 0.4λ colocado a distintas alturas sobre el plano de masa con metalización en anillo.....	76
Figura 4.35. Conjunto dipolo-plano de masa considerando metalización en anillo.....	77
Figura 4.36. Nivel de adaptación del dipolo horizontal de tamaño 0.4λ colocado a 7 mm sobre el plano de masa con metalización en anillo.....	78
Figura 4.37. Diagrama de campo E generado por un dipolo horizontal 0.4λ colocado a 7 mm sobre el plano de masa con metalización en anillo. (a) campo E en la superficie del plano ($z=5\text{mm}$) y (b) campo E en la mitad del sustrato ($z=2.5\text{mm}$)....	79
Figura 4.38. Diagrama de radiación 3D del dipolo horizontal 0.4λ colocado a 7 mm sobre el plano de masa con metalización en anillo.....	79
Figura 4.39. Diagramas polares correspondientes a los cortes $\phi=0^\circ$ y $\phi=90^\circ$ del dipolo horizontal 0.4λ colocado a 7 mm sobre el plano de masa con metalización en anillo.....	80
Figura 4.40. Diagramas cartesianos plano E y plano H correspondientes al dipolo horizontal 0.4λ colocado a 7 mm sobre el plano de masa con metalización en anillo.....	81
Figura 4.41. Posibles posiciones del monopolo horizontal. (a) centrado y (b) desplazado.....	82
Figura 4.42. Nivel de adaptación de la antena de referencia en función de su posición.....	82
Figura 4.43. Coeficiente de reflexión de un monopolo horizontal de distintos tamaños colocado a una altura de 5 mm sobre el plano de masa con metalización en anillo.....	83
Figura 4.44. Coeficiente de reflexión de un monopolo horizontal de tamaño 0.17λ colocado a distintas alturas sobre el plano de masa con metalización en anillo.....	83
Figura 4.45. Conjunto monopolo-plano de masa considerando metalización en anillo.....	84
Figura 4.46. Nivel de adaptación del monopolo horizontal de tamaño 0.17λ colocado a 4 mm sobre el plano de masa con metalización en anillo.....	85
Figura 4.47. Diagrama de campo E generado por un monopolo horizontal 0.17λ colocado a 4 mm sobre el plano de masa artificial con metalización en anillo. (a) campo E en la superficie del plano ($z=5\text{mm}$) y (b) campo E en la mitad del sustrato ($z=2.5\text{mm}$)....	85
Figura 4.48. Diagrama de radiación 3D del monopolo horizontal 0.17λ colocado a 4 mm sobre el plano de masa artificial con metalización en anillo.....	86
Figura 4.49. Diagramas polares correspondientes a los cortes $\phi=0^\circ$ y $\phi=90^\circ$ del monopolo horizontal 0.17λ colocado a 4 mm sobre el plano de masa artificial con metalización en anillo.....	87
Figura 4.50. Diagramas cartesianos plano E y plano H correspondientes al monopolo horizontal 0.17λ colocado a 4 mm sobre el plano de masa artificial con metalización en anillo.....	87
Figura 4.51. Plano de masa con metalización en anillo abierto: dimensiones de la celda unidad.....	88
Figura 4.52. Nivel de adaptación de la antena de referencia en función del tamaño de la metalización de las celdas unidad del plano de masa con metalización en anillo abierto.....	89
Figura 4.53. Nivel de adaptación de la antena de referencia en función de su orientación.....	89
Figura 4.54. Coeficiente de reflexión de un dipolo horizontal de distintos tamaños orientado según el eje y y colocado a una altura de 5 mm sobre el plano de masa con metalización en anillo abierto. (a) rango de frecuencias completo y (b) detalle del rango de frecuencias de interés.....	90
Figura 4.55. Coeficiente de reflexión de un dipolo horizontal de tamaño 0.60λ orientado según el eje y y colocado a distintas alturas sobre el plano de masa con metalización en anillo abierto.....	91
Figura 4.56. Conjunto dipolo-plano de masa considerando metalización en anillo abierto.....	92
Figura 4.57. Nivel de adaptación del dipolo horizontal de tamaño 0.60λ orientado según el eje y y colocado a 7 mm sobre el plano de masa con metalización en anillo abierto.....	93
Figura 4.58. Diagrama de campo E generado por un dipolo horizontal 0.60λ orientado según el eje y y colocado a 7 mm sobre el plano de masa con metalización en anillo abierto. (a) campo E en la superficie del plano ($z=5\text{mm}$) y (b) campo E en la mitad del sustrato ($z=2.5\text{mm}$)....	94
Figura 4.59. Diagrama de radiación 3D del dipolo horizontal 0.60λ orientado según el eje y y colocado a 7 mm sobre el plano de masa con metalización en anillo abierto.....	95

Figura 4.60. Diagramas polares correspondientes a los cortes $\phi=0^\circ$ y $\phi=90^\circ$ del dipolo horizontal 0.60λ orientado según el eje y y colocado a 7 mm sobre el plano con metalización en anillo abierto.....	96
Figura 4.61. Diagramas cartesianos plano E y plano H correspondientes al dipolo horizontal 0.60λ orientado según el eje y y colocado a 7mm sobre el plano con metalización en anillo abierto.....	97
Figura 4.62. Coeficiente de reflexión de un monopolo horizontal de distintos tamaños orientado según el eje y y colocado a una altura de 5 mm sobre el plano de masa con metalización en anillo abierto. (a) rango de frecuencias completo y (b) detalle del rango de frecuencias de interés.....	98
Figura 4.63. Coeficiente de reflexión de un monopolo horizontal de tamaño 0.30λ orientado según el eje y y colocado a distintas alturas sobre el plano de masa con metalización en anillo abierto.....	99
Figura 4.64. Conjunto monopolo-plano de masa considerando metalización en anillo abierto.....	
Figura 4.65. Nivel de adaptación del monopolo horizontal de tamaño 0.30λ orientado según el eje y y colocado a 7 mm sobre el plano de masa con metalización en anillo abierto.....	99
Figura 4.66. Diagrama de campo E generado por un monopolo horizontal 0.30λ orientado según el eje y y colocado a 7 mm sobre el plano de masa con metalización en anillo abierto. (a) campo E en la superficie del plano ($z=5\text{mm}$) y (b) campo E en la mitad del sustrato ($z=2.5\text{mm}$)....	100
Figura 4.67. Diagrama de radiación 3D del monopolo horizontal 0.30λ orientado según el eje y y colocado a 7 mm sobre el plano de masa con metalización en anillo abierto.....	101
Figura 4.68. Diagramas polares correspondientes a los cortes $\phi=0^\circ$ y $\phi=90^\circ$ del monopolo horizontal 0.30λ orientado según el eje y y colocado a 7 mm sobre el plano con metalización en anillo abierto.....	102
Figura 4.69. Diagramas cartesianos plano E y plano H correspondientes al monopolo horizontal 0.30λ orientado según el eje y y colocado a 7 mm sobre el plano con metalización en anillo abierto.....	102
Figura 5.1. Medidas del conjunto monopolo horizontal- plano artificial con metalización cuadrada y vías (vista frontal).....	110
Figura 5.2. Medidas del conjunto monopolo horizontal- plano artificial con metalización cuadrada y vías (vista lateral).....	111
Figura 5.3. Medidas del conjunto monopolo horizontal- plano artificial con metalización en anillo (vista frontal)...	112
Figura 5.4. Medidas del conjunto monopolo horizontal- plano artificial con metalización en anillo (vista lateral)...	112
Figura 5.5. Medidas del conjunto monopolo horizontal-plano artificial con metalización en anillo abierto (vista frontal).....	113
Figura 5.6. Medidas del conjunto monopolo horizontal-plano artificial con metalización en anillo abierto (vista lateral).....	114
Figura 5.7. Medidas en el laboratorio.....	114
Figura 5.8. Medida del EBG del plano artificial. (a) corte lateral esquematizado, (b) vista superior y (c) vista inferior.....	115
Figura 5.9. Medida de la adaptación del plano artificial. (a) corte lateral esquematizado, (b) vista superior y (c) vista inferior.....	116
Figura 5.10. Simulación y medida del EBG del plano artificial con metalización cuadrada y vías.....	117
Figura 5.11. Simulación y medida de la adaptación del monopolo horizontal sobre el plano artificial con metalización cuadrada y vías.....	118
Figura 5.12. Plano con metalización en anillo.....	118
Figura 5.13. Simulación y medida del EBG del plano artificial con metalización en anillo.....	119
Figura 5.14. Simulación y medida de la adaptación del monopolo horizontal sobre el plano artificial con metalización en anillo.....	120
Figura 5.15. Plano con metalización en anillo abierto.....	120
Figura 5.16. Simulación y medida del EBG del plano artificial con metalización en anillo abierto (eje x).....	121
Figura 5.17. Simulación y medida del EBG del plano artificial con metalización en anillo abierto (eje y).....	121
Figura 5.18. Simulación y medida de la adaptación del monopolo horizontal sobre el plano artificial con metalización en anillo abierto.....	122

Índice de Tablas

Tabla 2.1. Estructura con metalización cuadrada y vía: especificaciones de la estructura.....	10
Tabla 2.2. Frecuencia de fase reflejada nula frente a anchura de gap.....	11
Tabla 2.3. Frecuencia de fase reflejada nula frente a espesor del sustrato.	13
Tabla 2.4. Frecuencia de fase reflejada nula frente a permitividad del sustrato.	14
Tabla 2.5. Frecuencia de fase reflejada nula frente a anchura de la metalización.....	15
Tabla 2.6. Frecuencia de fase reflejada nula frente a anchura de la metalización (periodo constante).	17
Tabla 2.7. Frecuencia de fase reflejada nula frente a ancho de metalización rectangular (periodo constante).	19
Tabla 2.8. Frecuencia de fase reflejada nula frente a posición de la vía.....	21
Tabla 2.9. Estructura con metalización en anillo: especificaciones de la estructura.	22
Tabla 2.10. Frecuencia de fase reflejada nula frente a anchura del anillo.	23
Tabla 2.11. Estructura con metalización en anillo abierto: especificaciones de la estructura.	24
Tabla 2.12. Frecuencia de fase reflejada nula frente a anchura del anillo abierto.....	26
Tabla 2.13. Frecuencia de fase reflejada nula frente a tamaño del sector.	28
Tabla 3.1. Plano de masa con metalización cuadrada y vías: especificaciones de la celda unidad.	37
Tabla 3.2. Plano de masa con metalización en anillo: especificaciones de la celda unidad.	41
Tabla 3.3. Plano de masa con metalización en anillo abierto: especificaciones de la celda unidad.	44
Tabla 4.1. Plano de masa con metalización cuadrada y vías: especificaciones de la celda unidad definitiva.	62
Tabla 4.2. Plano de masa con metalización en anillo: especificaciones de la celda unidad definitiva.	77
Tabla 4.3. Plano de masa con metalización en anillo abierto: especificaciones de la celda unidad definitiva.	92
Tabla 4.4. Características principales del monopolo y dipolo horizontales colocados sobre el plano de masa con metalización cuadrada y vías.....	103
Tabla 4.5. Características principales del monopolo y dipolo horizontales colocados sobre el plano de masa con metalización en anillo.	104
Tabla 4.6. Características principales del monopolo y dipolo horizontales colocados sobre el plano de masa con metalización en anillo abierto.	104
Tabla 5.1. Plano de masa con metalización cuadrada y vías: especificaciones del plano completo.	110
Tabla 5.2. Plano de masa con metalización cuadrada y vías: especificaciones del monopolo horizontal.	110
Tabla 5.3. Plano de masa con metalización en anillo: especificaciones del plano completo.	111
Tabla 5.4. Plano de masa con metalización en anillo: especificaciones del monopolo horizontal.	111
Tabla 5.5. Plano de masa con metalización en anillo abierto: especificaciones del plano completo.	113
Tabla 5.6. Plano de masa con metalización en anillo abierto: especificaciones del monopolo horizontal.....	113

Capítulo 1.

Introducción.

1.1. Motivación del proyecto.

El desarrollo de *metamateriales*, estructuras artificialmente generadas con el fin de poder controlar las propiedades físicas de las ondas electromagnéticas, ha contado con el interés de la comunidad científica y técnica desde hace mucho tiempo. Ya desde finales de los años 60 se especuló con la posibilidad de contar con medios que presentaran valores simultáneos de ϵ y μ negativos. Más adelante, a finales de los años 80, se propuso la implementación artificial de un medio periódico con el fin de inhibir la propagación de ondas electromagnéticas en ciertas direcciones espaciales y en ciertas bandas frecuenciales. Dichas teorías dieron origen a estructuras modeladas pero no fabricadas. No obstante, en los últimos años se ha dado el salto de la teoría a la práctica, logrando implementar medios *metamateriales* experimentalmente validables. Prueba de ello es que existen en la actualidad muchas y muy diversas estructuras *metamateriales* muy utilizadas en el desarrollo de gran variedad de aplicaciones dentro del campo del electromagnetismo.

No existe una definición universalmente aceptada del término *metamaterial*; en el sentido más amplio, se trataría de un material artificial que presenta propiedades electromagnéticas no encontradas directamente en la naturaleza. Dichas propiedades proceden de la estructura diseñada y no de su composición, es decir, son distintas a las de sus constituyentes. Aprovechando estas propiedades es posible desarrollar aplicaciones de gran utilidad. Este es el caso de las estructuras de alta impedancia, que son especialmente adecuadas para el diseño de planos de masa artificiales.

1.2. Objetivos.

En este proyecto se pretende diseñar distintos planos de masa basados en estructuras de alta impedancia para su aplicación al diseño de antenas de hilo de bajo perfil, concretamente el dipolo y monopolo horizontales.

En lo que a organización y objetivos se refiere, el proyecto queda dividido en cinco capítulos, además de este primero. Los objetivos de cada uno de los capítulos son claros.

El segundo capítulo aporta la base necesaria para abordar con garantías el diseño de un plano de masa basado en estructuras periódicas en dos dimensiones que se comportan como conductores magnéticos artificiales (*Artificial Magnetic Conductor* o AMC). El objetivo del capítulo es la caracterización de las estructuras básicas que dan lugar a las superficies AMC, o más genéricamente, superficies de alta impedancia. Para ello se llevará a cabo un estudio paramétrico de dichas estructuras y se estudiará el comportamiento de estructuras con diferentes tipos de metalización.

En el tercer capítulo, a partir de las conclusiones obtenidas en el capítulo 2, se diseñarán tres planos de masa artificiales implementados con estructuras de alta impedancia con diferentes metalizaciones, todos ellos con una frecuencia de trabajo igual a 2 GHz. De cada uno de los planos se comprobará si presenta comportamiento de estructura EBG (*Electromagnetic Band Gap*) en la banda de frecuencia de funcionamiento.

Una vez diseñados los planos de masa, se aplicará el resultado al diseño de antenas de hilo de bajo perfil en el capítulo cuarto. Como punto de partida se justificará el uso de planos de masa artificiales con antenas de hilo horizontales. Posteriormente, para cada uno de los tres planos artificiales, se diseñarán un dipolo y un monopolo horizontales que se colocarán sobre ellos. Una vez definido cada uno de los conjuntos antena-plano, se estudiarán las características principales de los mismos: nivel de adaptación y diagrama de radiación. El análisis de estas características permitirá determinar la viabilidad del uso de cada conjunto en función de la aplicación concreta que se quiera implementar.

El capítulo quinto, correspondiente a los resultados experimentales, tiene como objetivo la validación de los resultados obtenidos a lo largo del proyecto mediante la herramienta comercial de simulación *CST Microwave Studio*.

Finalmente, el sexto y último capítulo del proyecto englobará las principales conclusiones del mismo y e intentará dar respuesta a los objetivos planteados en la presente introducción.

Capítulo 2.

Estudio de las superficies AMC.

2.1. Introducción.

En el presente capítulo se pretende establecer una base a partir de la cual abordar el diseño de un plano de masa basado en estructuras periódicas en dos dimensiones que se comportan como conductores magnéticos artificiales (*Artificial Magnetic Conductor* o AMC).

El punto de partida es la caracterización de las estructuras básicas que dan lugar a las superficies AMC. Mediante la unión de un número finito de tales estructuras es posible implementar un plano de masa cuyas características, diferentes a las de los planos de masa metálicos convencionales, permiten mejorar las prestaciones de ciertas antenas.

La magnitud a estudiar a la hora de caracterizar las estructuras AMC básicas es la fase del campo eléctrico reflejado en su superficie, cuando sobre ellas incide una onda plana. El estudio completo de las estructuras se divide en dos secciones. La sección 1 incluye un estudio paramétrico que permite determinar cómo afectan los parámetros de la estructura a la fase de la onda reflejada en la superficie AMC. En la sección 2 se comparan estructuras AMC con distintos tipos de metalización con la intención de definir un criterio que permita elegir el tipo de estructura más adecuada en función de las especificaciones del diseño. Para completar el capítulo, se resumen los resultados obtenidos a lo largo del estudio.

2.2. Superficies AMC.

Los materiales electromagnéticos artificiales o metamateriales son estructuras electromagnéticas periódicas con propiedades no encontradas en materiales naturales, que permiten el desarrollo de aplicaciones interesantes en el campo del electromagnetismo. Se realizan típicamente a partir de sustratos dieléctricos periódicos con diferentes metalizaciones. Estructuras metamateriales destacables son los cristales fotónicos, los materiales doblemente negativos (*Double Negative* o DNG), los materiales zurdos (*Left Handed Materials* o LHM), las estructuras de gap electromagnético (*Electromagnetic Band Gap* o EBG) o los conductores magnéticos artificiales (*Artificial Magnetic Conductor* o AMC).

De todas las características interesantes de los metamateriales, la fase del campo eléctrico reflejado cuando sobre ellos incide una onda plana resulta de especial interés y permite distinguir entre conductores eléctricos perfectos (PEC) y conductores magnéticos perfectos (PMC). Es conocido que cuando sobre un PEC incide una onda plana, la fase de la onda reflejada es de 180° y, por tanto, el coeficiente de reflexión es $\Gamma=-1$. La superficie dual del PEC es el PMC, que presenta un coeficiente de reflexión $\Gamma=1$; esto significa que la fase de la onda reflejada es de 0° comparada con la de la onda incidente. Resulta imposible encontrar superficies PMC en la naturaleza que operen en un amplio rango de frecuencia. No obstante, existen superficies que no son físicamente PMC pero presentan el mismo comportamiento; estas superficies reciben el nombre de superficies conductoras magnéticas artificiales (AMC).

Otro de los nombres que reciben las superficies AMC es el de superficies de alta impedancia (*High-Impedance Surfaces* o HIS). Esto se debe a que presentan una impedancia muy alta dentro de un rango de frecuencias específico, rango en que la componente tangencial del campo magnético es pequeña. Ésta es la razón de que dichas superficies reflejen las ondas incidentes con una fase igual o cercana a 0° . En la práctica, la fase de las ondas reflejadas en las superficies AMC varía entre $\pm 180^\circ$ en función de la frecuencia y toma el valor 0° a una única frecuencia.

Las superficies AMC presentan ciertas propiedades interesantes que no se manifiestan de forma directa en la naturaleza pero que dan lugar a una amplia variedad de aplicaciones en el área del electromagnetismo. En primer lugar, el comportamiento de dichas superficies como conductor magnético hace que las corrientes imagen paralelas a ellas estén en fase con la corriente original, permitiendo así que los elementos radiantes paralelos a las mismas radien de forma más eficiente independientemente de su orientación respecto al plano de masa. A esto hay que añadir que dichos elementos pueden colocarse más cerca de la superficie AMC, lo que permite tener antenas de bajo perfil. En segundo lugar, presentan una banda de frecuencia prohibida en la que las ondas de superficie no pueden propagarse (véase Figura 2.1). Esto hace que los diagramas de radiación sean por lo general más suaves y estén libres de interferencia multicamino a lo largo del plano de masa. Debido a estas

características, en contraste con el caso de los planos de masa metálicos convencionales, las superficies AMC usadas como planos de masa permiten mejorar las prestaciones de ciertas antenas.

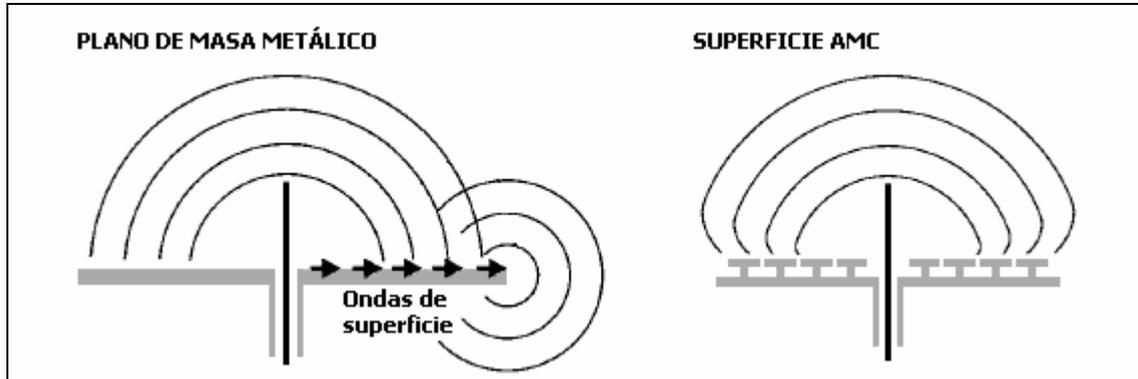


Figura 2.1. Comportamiento del plano de masa convencional frente a la superficie AMC.

Para diseñar superficies AMC se utilizan generalmente estructuras periódicas. Una de las estructuras más típicas, ampliamente utilizada en la literatura para implementar superficies periódicas, recibe el nombre de *champiñón* [1-4] debido a su forma y consta de un parche metálico cuadrado cortocircuitado al plano de masa por una vía situada en su centro. El sustrato o material existente entre la metalización y el plano de masa es dieléctrico (véase Figura 2.2). No obstante, existen muchas más topologías que pueden considerarse a la hora de diseñar una superficie AMC. Elegir una u otra depende de las especificaciones de diseño.

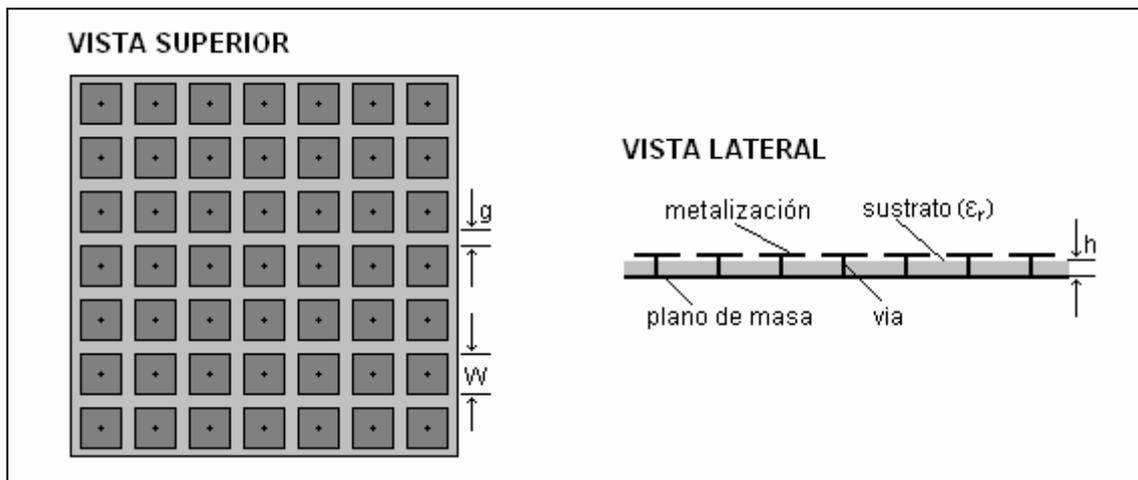


Figura 2.2. Vistas superior y lateral de la superficie AMC.

Las diferentes topologías que pueden considerarse a la hora de implementar superficies AMC comparten la misma estructura básica. Dicha estructura se repite periódicamente y consiste en una metalización colocada sobre un sustrato dieléctrico y un plano de masa metálico. La presencia o ausencia de vías para conectar la metalización y el plano de masa depende de la topología concreta. La estructura de

tipo *champiñón*, previamente introducida como una de las estructuras periódicas de referencia, presenta vías que atraviesan el sustrato y conectan la metalización con el plano de masa metálico (véase Figura 2.3a). Sin embargo, las vías son difíciles y caras de fabricar. Así, en ocasiones resulta conveniente sustituir las estructuras con vías por otro tipo de estructuras planares que no incorporen vías pero tengan el mismo comportamiento. Un ejemplo de este último tipo de estructuras sería la estructura UC-EBG (*Uniplanar Compact Electromagnetic band-gap*) [5][6]. En las estructuras UC-EBG, las vías, que tienen comportamiento inductivo, son sustituidas por la unión de dos ramas estrechas de la metalización (véase Figura 2.3b); dicha unión también presenta carácter inductivo. Por otro lado, el gap que separa las metalizaciones, repetidas periódicamente, tiene efecto capacitivo. Así, tanto la estructura tipo *champiñón* como la estructura UC-EBG tienen una impedancia que puede ser modelada según un circuito LC derivado de su geometría. Dicha impedancia es muy alta a la frecuencia de resonancia del circuito LC, caso en que se consigue el comportamiento AMC deseado. Estudios detallados sobre la resonancia LC pueden encontrarse en las referencias [1][4] y [6].

Otra alternativa a considerar a la hora de implementar superficies AMC son las estructuras de tipo SFC (*space-filling curves*) [7][8]. Estructuras SFC comúnmente utilizadas para implementar superficies AMC son las de Peano (véase Figura 2.3c), introducida por Giuseppe Peano en 1980, y la de Hilbert (véase Figura 2.3d), propuesta por David Hilbert en 1981.

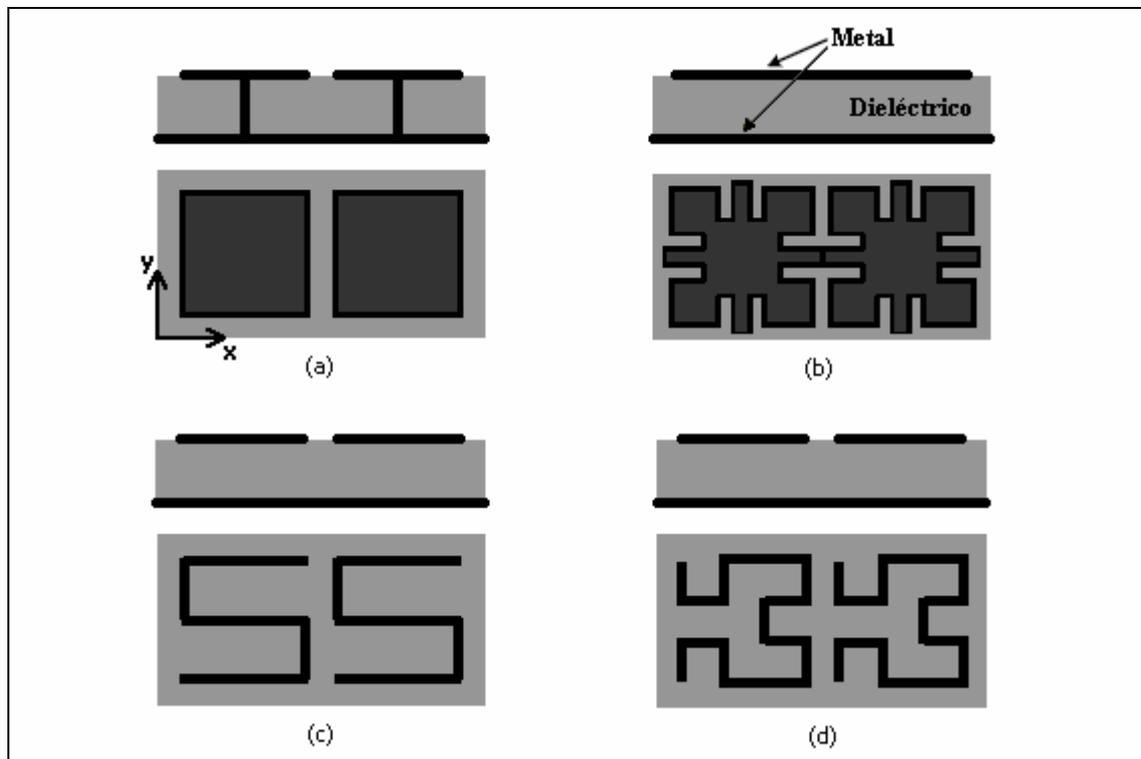


Figura 2.3. Topologías de conductores magnéticos artificiales (AMC). Vistas lateral y superior. [9]
 (a) *champiñón*, (b) UC-EBG, (c) curva de Peano de 1^{er} orden y (d) curva de Hilbert de 2^o orden.

El concepto SFC procede originalmente del ámbito matemático. Las curvas SF mapean un intervalo unidimensional en una región bidimensional; a medida que el número de iteraciones u orden de la curva se aproxima a infinito, dicha curva pasa sin cortarse por todos los puntos de la región bidimensional en la que está contenida. En el ámbito del electromagnetismo, este tipo de curvas permite implementar estructuras resonantes que pueden comportarse como superficies AMC. El tamaño de tales estructuras es fijo y corresponde al tamaño de la región bidimensional en que la curva está contenida; dicha región recibe el nombre de cuadrado unidad. A medida que el orden de la curva aumenta, las dimensiones del cuadrado unidad se mantienen fijas pero la longitud de la curva aumenta, variando así la frecuencia de resonancia de la estructura. En el caso de los ejemplos vistos, Peano y Hilbert, el comportamiento es el siguiente: puesto que la tasa de compresión del algoritmo de la curva de Peano es relativamente mayor que el de la curva de Hilbert, una curva de Peano resuena generalmente a una frecuencia de resonancia fundamental menor que la correspondiente a una curva equivalente de Hilbert del mismo orden.

2.3. Estudio de las superficies AMC.

El presente apartado se centra en el análisis de las superficies con comportamiento conductor magnético artificial (AMC). Dicho análisis constará de dos partes: en primer lugar, se realizará un estudio paramétrico de las superficies para obtener pautas de diseño y en segundo lugar, se compararán estructuras AMC con distintos tipos de metalización para tener un criterio que permita elegir el tipo de estructura más adecuada en función de las especificaciones de diseño.

Sección 1: Estudio paramétrico de las superficies AMC.

Dentro del campo de los planos de masa artificiales, el estudio de la fase del campo eléctrico reflejado en la superficie reflectora es fundamental, puesto que permite distinguir entre conductores eléctricos perfectos (PEC) y conductores magnéticos perfectos (PMC). Cuando se tiene una superficie PEC sobre la que incide normalmente una onda plana, la fase de la onda reflejada es de 180° . Si, por el contrario, se utiliza una superficie PMC, la fase de la onda reflejada es de 0° . Teniendo en cuenta la utilidad de los conductores magnéticos perfectos, especialmente como planos de masa, resulta imprescindible realizar un estudio que permita caracterizar las superficies AMC; de esta forma podrán obtenerse pautas de diseño.

La fase de la onda reflejada en las superficies AMC está determinada principalmente por cuatro parámetros (véase Figura 2.2): anchura de la metalización (W), anchura del gap (g), permitividad del sustrato (ϵ_r) y espesor del sustrato (h) [10]. En esta sección del documento se llevará a cabo un estudio sobre el efecto que los parámetros anteriores tienen en la fase de la onda reflejada en la superficie para el caso de una geometría de tipo *champiñón*. Adicionalmente se estudiará el efecto de la vía.

La Figura 2.4 representa la estructura básica, también llamada celda unidad, tomada inicialmente como referencia para realizar el estudio paramétrico.

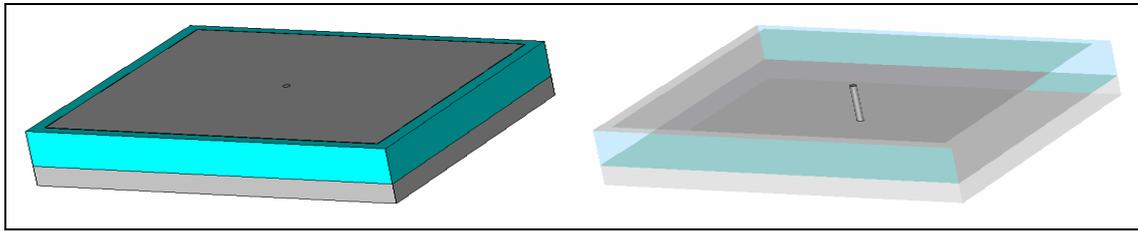


Figura 2.4. Estructura básica o celda unidad.

Para caracterizar la superficie AMC se ha utilizado el método computacional de diferencias finitas en el dominio del tiempo (*Finite Difference Time Domain* o FDTD). El método FDTD [11] es un método de tipo numérico basado en ecuaciones diferenciales en el dominio temporal y resulta muy apropiado para estimar la reflexión y transmisión de las ondas electromagnéticas a través de estructuras metamateriales considerando un amplio rango de frecuencia. Dicho método permite obtener muy buenos resultados cuando se combina con condiciones de contorno periódicas (*Periodic boundary condition* o PBC), técnica que se usará para modelar una superficie AMC infinita. Para simular el comportamiento de la estructura usando FDTD en combinación con PBC se ha utilizado la herramienta comercial *CST Microwave Studio*.

El hecho de usar condiciones de contorno periódicas para modelar la superficie AMC permite que se pueda trabajar con una única celda unidad (véase Figura 2.4) en lugar de simular una estructura infinita. Aplicando PBC alrededor de la celda, los efectos se reproducirán correctamente en el resto de elementos de la estructura.

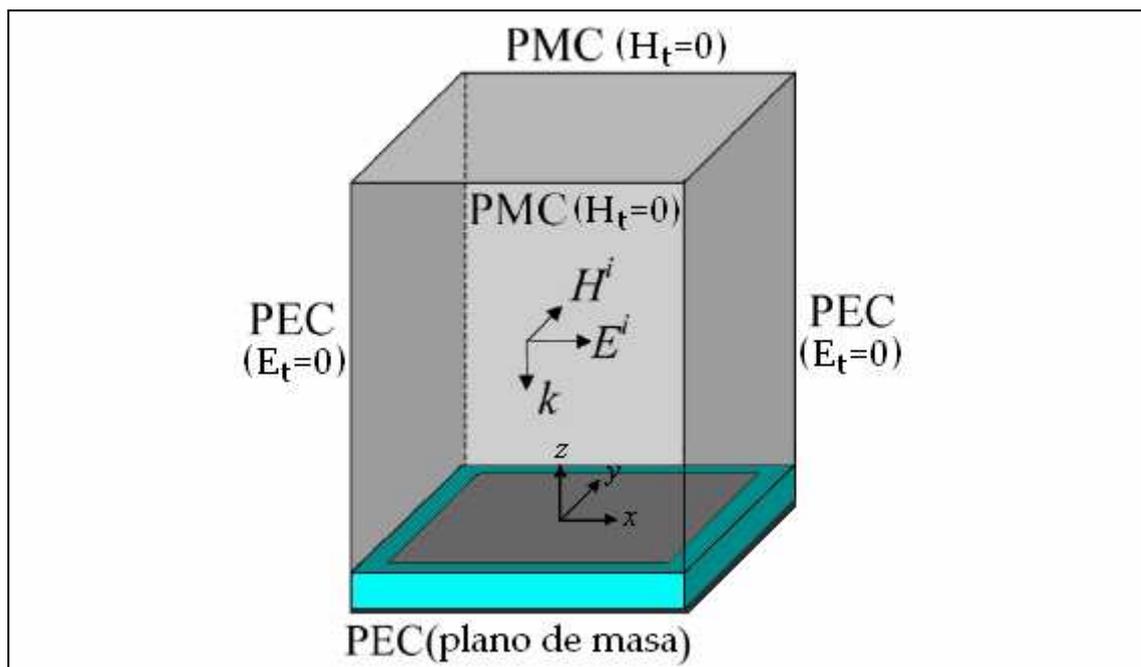


Figura 2.5. Condiciones de contorno periódicas (PBC) aplicadas a la celda unidad.

Las condiciones de contorno permiten además fijar la polarización del campo incidente. Para que el campo eléctrico incidente esté polarizado en la dirección x , las condiciones de contorno $x = x_{min}$ y $x = x_{max}$ deben ser PEC ($E_t = 0$), de forma que el vector campo eléctrico E sea normal al contorno. Por otro lado, $y = y_{min}$ e $y = y_{max}$ deben ser PMC ($H_t = 0$) para que el campo magnético sea normal al contorno. Finalmente, $z = z_{min}$ es el plano de masa y por tanto, PEC ($E_t = 0$) [4]. Estas condiciones de contorno se pueden ver representadas en la Figura 2.5.

Una vez modelada la superficie AMC se debe analizar su comportamiento. Tal y como se ha comentado anteriormente, la magnitud a estudiar a la hora de caracterizar las estructuras AMC es la fase del campo eléctrico reflejado en su superficie, cuando sobre ellas incide una onda plana. Para ver qué ocurre con dicha fase se considera un puerto de guía de onda¹ colocado a una distancia de 0.2 mm sobre la superficie de la celda unidad. Dicho puerto genera una onda cuya polarización queda fijada por las condiciones de contorno aplicadas y cuya reflexión se mide. Cuando el valor de fase de la onda reflejada es igual a 0° , el comportamiento de la estructura es el de un AMC y es, por tanto, el comportamiento deseado. Nótese que la distancia del puerto a la estructura es muy pequeña, algo necesario teniendo en cuenta que se quiere conocer la reflexión en la superficie misma de la celda.

Como punto de partida se considera una celda cuyas dimensiones físicas vienen expresadas en función de la longitud de onda en espacio libre. Para realizar este estudio se ha elegido inicialmente una frecuencia de referencia de 3 GHz; así pues, la longitud de onda en espacio libre a 3 GHz, λ_{3GHz} , se usa como longitud de referencia para definir las dimensiones físicas de la celda unidad (véase Figura 2.6). Como se podrá observar a lo largo del estudio, el hecho de elegir como frecuencia de referencia $f=3GHz$ no significa que el comportamiento AMC de la estructura deba producirse a dicha frecuencia.

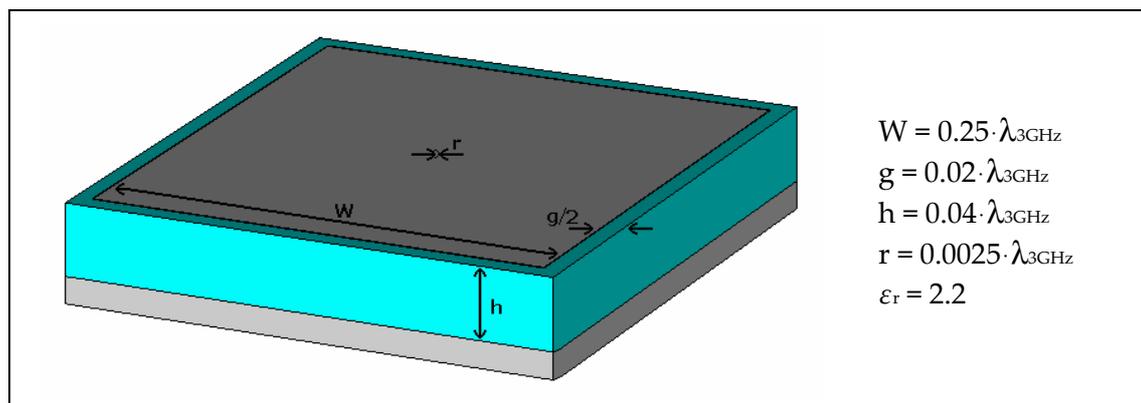


Figura 2.6. Estructura con metalización cuadrada y vía: parámetros básicos.

¹ De aquí en adelante, cuando se hable de *puerto de guía de onda* se entenderá que dicho término hace referencia al puerto de tipo *waveguide port* de la herramienta *CST Microwave Studio*.

En la figura anterior se muestran los valores de los parámetros que afectan más directamente al valor de fase de la onda reflejada en la superficie AMC: anchura de la metalización (W), anchura del gap (g), permitividad del sustrato (ϵ) y espesor del sustrato (h). Para caracterizar completamente la estructura se variará el valor de cada uno de estos parámetros; de esta forma se podrá determinar el efecto que tiene cada uno de ellos en la fase de la onda reflejada en la superficie. Para determinar el efecto de la vía, además de variar su posición, se variará el valor del radio (r).

Además de los parámetros anteriores, para que la celda unidad quede totalmente definida, resulta necesario considerar otros parámetros adicionales, tales como el espesor de la metalización, el espesor del plano de masa metálico o los materiales elegidos para la implementación. Pese a no influir en el comportamiento AMC, el valor de estos parámetros también es importante. La Tabla 2.1 muestra la información completa sobre la celda unidad que se va a estudiar.

CARACTERÍSTICAS DE LA ESTRUCTURA		
Metalización	Lado	$0.25 \cdot \lambda_{3\text{GHz}} = 25 \text{ mm}$
	Espesor	$0.00035 \cdot \lambda_{3\text{GHz}} = 0.035 \text{ mm}$
	Material	Cobre
Sustrato	Lado	$0.26 \cdot \lambda_{3\text{GHz}} = 26 \text{ mm}$
	Espesor	$0.04 \cdot \lambda_{3\text{GHz}} = 4 \text{ mm}$
	Material	Polietileno ($\epsilon_r=2.2$)
Plano de masa	Lado	$0.26 \cdot \lambda_{3\text{GHz}} = 26 \text{ mm}$
	Espesor	$0.015 \cdot \lambda_{3\text{GHz}} = 1.5 \text{ mm}$
	Material	Aluminio
Vía	Radio	$0.0025 \cdot \lambda_{3\text{GHz}} = 0.25 \text{ mm}$
	Material	Cobre

Tabla 2.1. Estructura con metalización cuadrada y vía: especificaciones de la estructura.

2.3.1. Variación de la anchura del gap.

La anchura del gap determina la distancia entre metalizaciones adyacentes y permite controlar el acoplamiento entre las celdas unidad. Tiene efecto capacitivo [1][12] y su tamaño debe ser pequeño en comparación con el tamaño de la celda unidad para evitar que se pierda el comportamiento de metamaterial de la estructura.

La variación del ancho del gap afecta directamente a la fase de la onda reflejada en la superficie AMC. Para determinar el efecto que la anchura del gap tiene en la fase de la onda reflejada se mantendrán constantes todos los parámetros de la estructura básica y se cambiará el tamaño del gap. Así, el ancho de la metalización, el espesor del sustrato, la permitividad relativa y el radio de la vía mantendrán el valor indicado en la Figura 2.6, mientras que el ancho del gap variará entre $0.005 \cdot \lambda_{3\text{GHz}}$ y $0.05 \cdot \lambda_{3\text{GHz}}$.

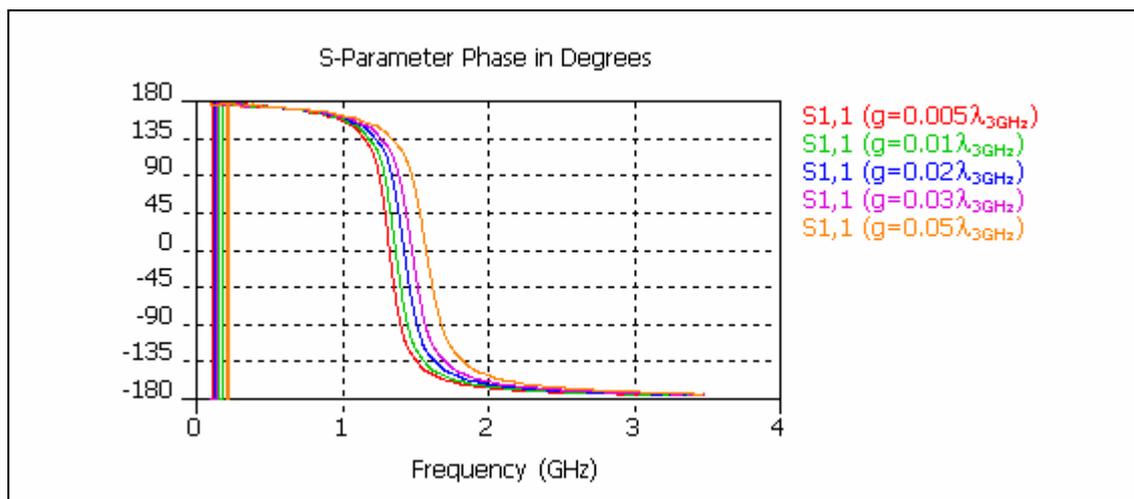


Figura 2.7. Fase de la onda reflejada para distintos valores de ancho de gap.

De acuerdo con los resultados mostrados en la Figura 2.7, a medida que aumenta el ancho del gap, aumenta la frecuencia en la que la fase de la onda reflejada es nula. Este comportamiento es debido a que el hecho de aumentar el gap de la estructura equivale a reducir la capacidad entre elementos y, por tanto, a aumentar la frecuencia de resonancia del circuito LC equivalente [1][4].

Además del comportamiento de la frecuencia en función de la anchura del gap, sería interesante conocer el tipo de dependencia existente entre ambas magnitudes; para ello se usará la información de la Tabla 2.2 y la Figura 2.8.

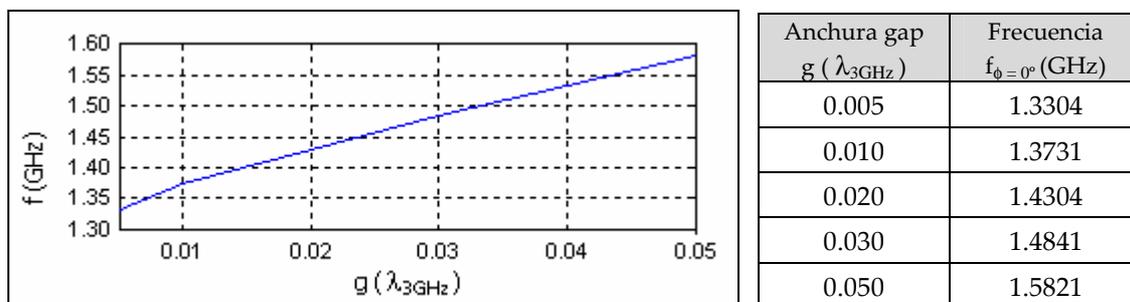


Figura 2.8. & Tabla 2.2. Frecuencia de fase reflejada nula frente a anchura de gap.

En la Tabla 2.2 se muestran, para los distintos valores de la anchura del gap, los valores de frecuencia en los que la fase de la onda reflejada en la superficie AMC es 0° . La Figura 2.8 corresponde a la representación gráfica de los valores de la tabla y permite comprobar que la dependencia entre el ancho del gap y la frecuencia a la que se tiene una fase de la onda reflejada nula es prácticamente lineal. El hecho de que la pendiente de la recta no sea muy grande, indica que para conseguir un aumento considerable de la frecuencia es necesario aumentar mucho el gap, algo que no puede hacerse puesto que, como se ha comentado previamente, podría llegar a perderse el comportamiento de metamaterial de la estructura si el gap se aumenta excesivamente.

2.3.2. Variación del espesor del sustrato.

El espesor del sustrato es uno de los parámetros más importantes en el diseño de estructuras de tipo *champiñón*. Generalmente se utilizan espesores pequeños, puesto que suele ser deseable tener estructuras lo más planas posible. Para determinar cómo afecta el espesor del sustrato a la fase de la onda reflejada se mantendrán constantes el ancho de la metalización, el ancho del gap, la permitividad relativa y el radio de la vía (véanse valores indicados en la Figura 2.6) y se variará el espesor del sustrato entre $0.02 \cdot \lambda_{3\text{GHz}}$ y $0.1 \cdot \lambda_{3\text{GHz}}$. En este caso, al aumentar el espesor del sustrato también se aumentará la longitud de la vía.

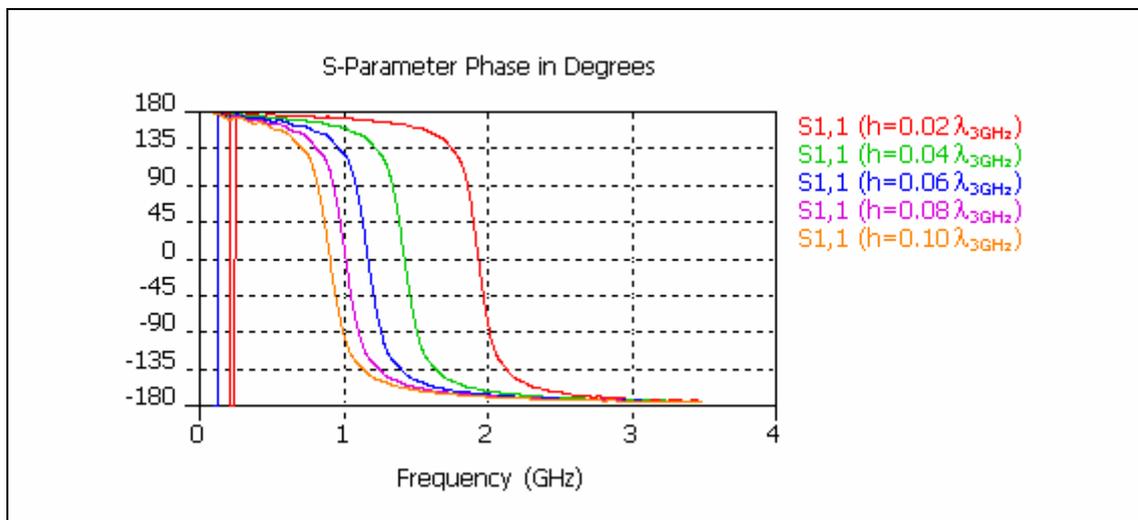


Figura 2.9. Fase de la onda reflejada para distintos valores de espesor del sustrato.

Los valores de fase de la onda reflejada en la superficie AMC en función del espesor del sustrato se muestran en la Figura 2.9. Como se puede observar, si aumenta el espesor del sustrato, disminuye la frecuencia a la que la onda reflejada tiene fase nula. La explicación a este comportamiento es la siguiente: cuando aumenta el tamaño del sustrato, aumenta también la longitud de la vía y con ello, la inductancia del circuito LC equivalente. Dicho aumento de la inductancia se traduce en una disminución de la frecuencia de resonancia del circuito.

En la Tabla 2.3 se muestran, para distintos valores de espesor del sustrato, los valores de frecuencia en los que la fase de la onda reflejada en la superficie AMC es nula. Si se representan gráficamente estos valores (véase Figura 2.10), se puede comprobar que la dependencia entre el espesor del sustrato y la frecuencia en la que la fase de la onda reflejada es nula, es ligeramente cuadrática, además de decreciente. Así, la máxima variación de frecuencia se tiene para valores pequeños de espesor del sustrato. Por otro lado, una vez alcanzado cierto espesor, la variación de frecuencia es mínima y teniendo en cuenta que un sustrato muy ancho supone tener una antena de mayor perfil, no suele ser recomendable.

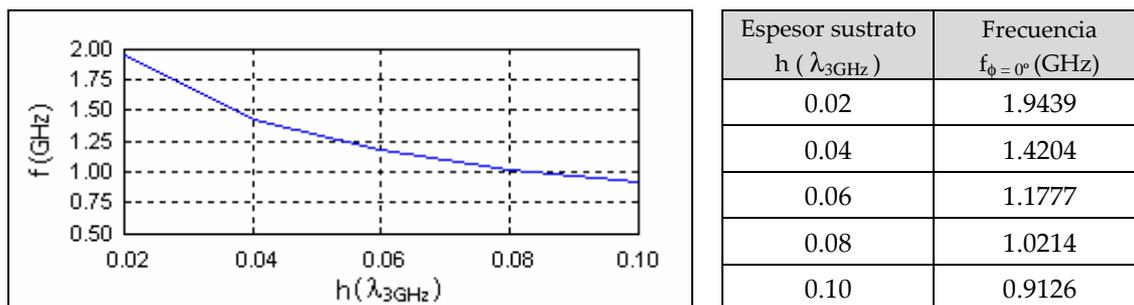


Figura 2.10. & Tabla 2.3. Frecuencia de fase reflejada nula frente a espesor del sustrato.

2.3.3. Variación de la permitividad del sustrato.

La permitividad relativa o constante dieléctrica del sustrato es otro de los parámetros utilizados para controlar la fase de la onda reflejada en la superficie AMC. Algunos sustratos comerciales como el polietileno o el arlon han sido investigados. También, a modo de referencia, se ha considerado el aire como sustrato. La estructura analizada en este caso tiene los mismos parámetros que la estructura de referencia (véase Figura 2.6), únicamente el valor de la permitividad se modifica. La fase de la onda reflejada en la superficie AMC está representada en la Figura 2.11 y los datos más representativos se listan en la Tabla 2.4.

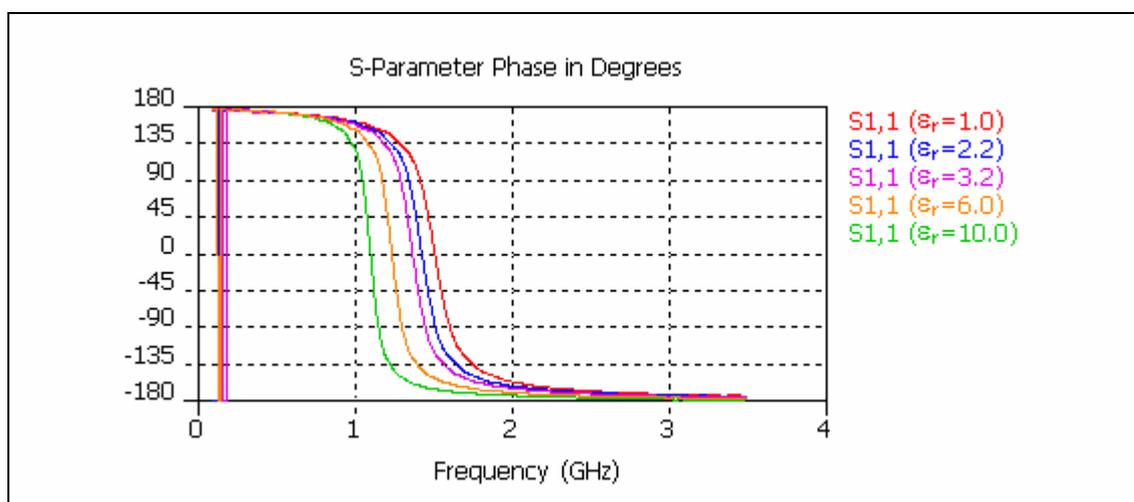


Figura 2.11. Fase de la onda reflejada para distintos valores permitividad del sustrato.

Atendiendo al comportamiento de la fase de la onda reflejada se puede afirmar que a medida que aumenta la permitividad del sustrato, disminuye el valor de frecuencia en que la fase de la onda reflejada es nula. En este caso, al aumentar la permitividad, la estructura es eléctricamente más grande, por lo que trabaja a frecuencias más altas. Puesto que el valor mínimo de la permitividad corresponde al aire ($\epsilon_r = 1$), el máximo valor de frecuencia que se podrá conseguir si únicamente se varía la permitividad del sustrato, es 1.5 GHz para la celda unidad concreta que se está estudiando.

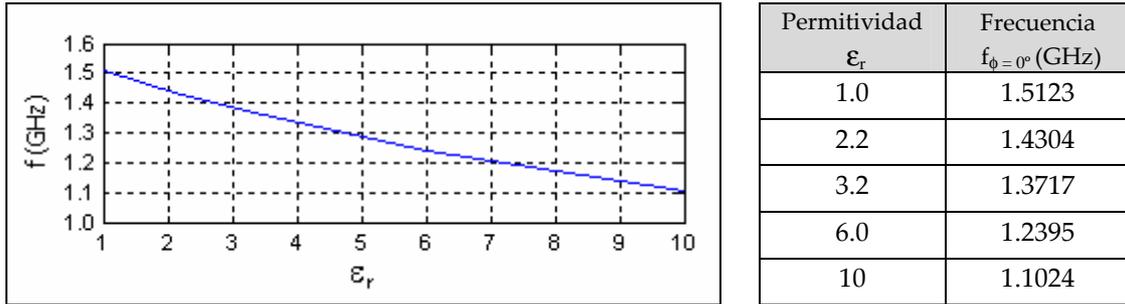


Figura 2.12. & Tabla 2.4. Frecuencia de fase reflejada nula frente a permitividad del sustrato.

La dependencia entre la constante dieléctrica y la frecuencia a la que se tiene una fase de la onda reflejada igual a 0° es prácticamente lineal, tal y como puede observarse en la gráfica de la Figura 2.12. En este caso la pendiente de la recta es muy pequeña, por lo que un pequeño incremento de la frecuencia requeriría una disminución considerable de la permitividad.

2.3.4. Variación de las dimensiones de la metalización.

La anchura de la metalización de la estructura AMC juega un importante papel a la hora de determinar el valor de frecuencia en que la fase de la onda reflejada se anula. Para estudiar el efecto de las dimensiones de la metalización, éstas se variarán entre $0.1 \cdot \lambda_{3\text{GHz}}$ y $0.4 \cdot \lambda_{3\text{GHz}}$, manteniendo fijos el resto de parámetros de la estructura. En este apartado se trabajará con celdas unidad tanto cuadradas como rectangulares.

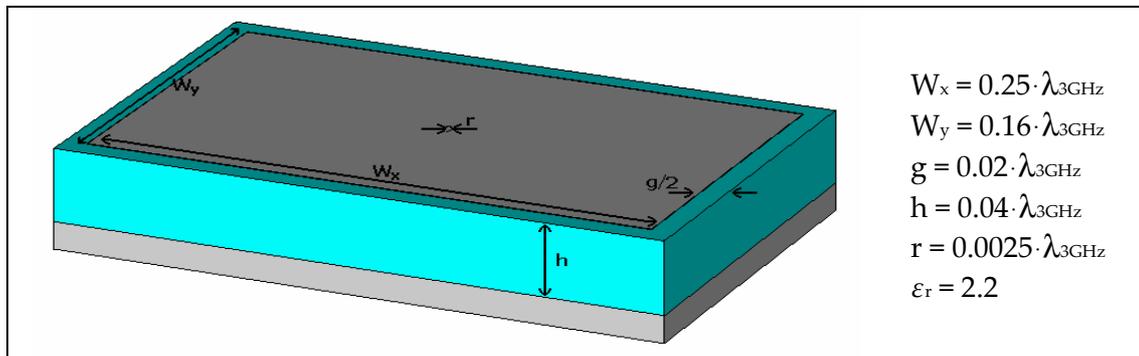


Figura 2.13. Estructura con metalización rectangular: parámetros básicos.

Los parámetros correspondientes a la celda unidad cuadrada son los que se han venido usando hasta el momento (véase Figura 2.6) y los correspondientes a la celda unidad rectangular son los que se muestran en la Figura 2.13. Para ambos tipos de celda se han considerado dos situaciones. La primera de ellas corresponde al caso en que no se mantienen las dimensiones de la celda unidad de referencia, dimensiones que de ahora en adelante, se conocerán con el nombre de periodo de referencia o simplemente periodo. La segunda situación corresponde al caso en que el periodo sí se mantiene.

2.3.4.1. Variación de las dimensiones de la metalización cambiando el periodo.

▪ Caso cuadrado.

La metalización cuadrada es un caso particular de metalización rectangular, por lo que en principio, bastaría con estudiar únicamente el segundo caso. No obstante, puesto que en todo momento se ha estudiado el caso cuadrado, se dedicará un apartado aparte a su estudio.

La Figura 2.14 muestra la fase de la onda reflejada en la superficie AMC cuando se tienen diferentes valores de anchura de la metalización. Adicionalmente, la Figura 2.15 muestra los valores de frecuencia en los que dicha fase es nula, de acuerdo a los datos listados en la Tabla 2.5.

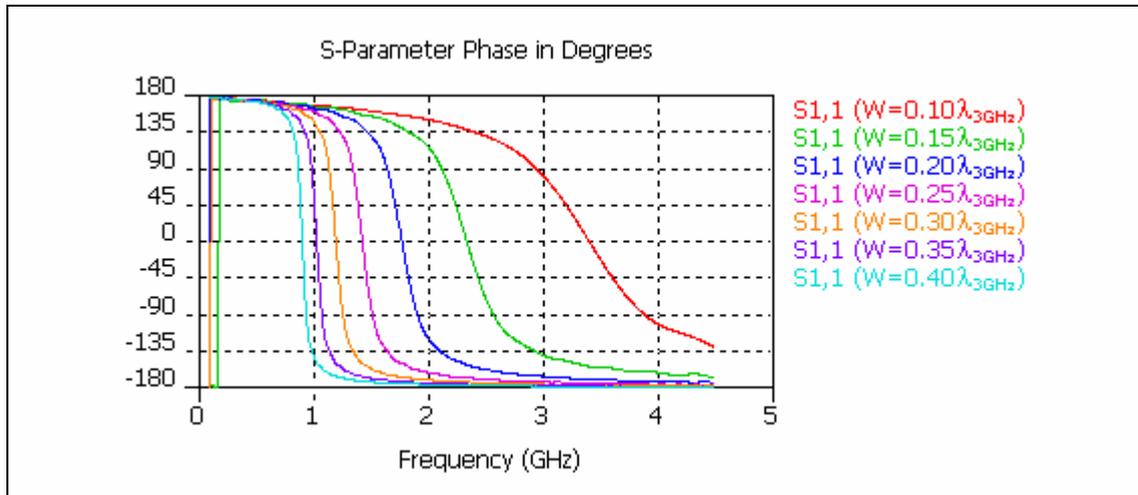
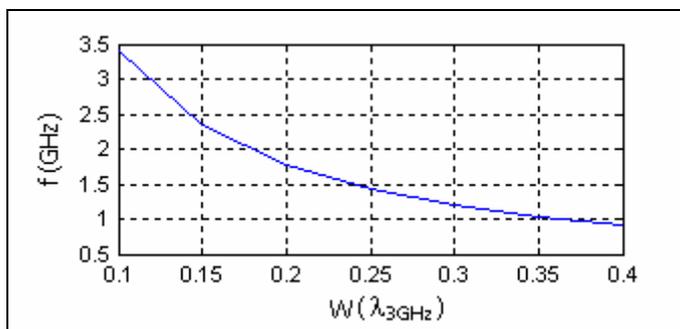


Figura 2.14. Fase de la onda reflejada para distintos valores de anchura de metalización.



Ancho metalización W (λ _{3GHz})	Frecuencia f _{φ=0°} (GHz)
0.10	3.4080
0.15	2.3397
0.20	1.7736
0.25	1.4304
0.30	1.1982
0.35	1.0306
0.40	0.9042

Figura 2.15. & Tabla 2.5. Frecuencia de fase reflejada nula frente a anchura de la metalización.

A medida que aumenta el tamaño de la metalización disminuye la frecuencia en la que la fase de la onda reflejada es nula. La dependencia entre ambas magnitudes es

claramente cuadrática y, a diferencia de los casos anteriormente estudiados, un pequeño aumento del ancho de la metalización produce una disminución considerable de la frecuencia. Este hecho nos indica que el ancho de la metalización es el parámetro que más afecta al valor de frecuencia.

▪ **Caso rectangular.**

Puesto que la estructura AMC de referencia tiene metalización cuadrada, es simétrica en las direcciones x e y . Así, la fase de la onda reflejada en la superficie es independiente de la dirección de polarización de la onda incidente. Por el contrario, cuando se consideran metalizaciones rectangulares, dicha fase cambia en función de la polarización.

Para realizar el estudio correspondiente al caso rectangular se ha mantenido constante la dimensión x de la metalización (W_x) y se ha variado la dimensión y (W_y). Teniendo en cuenta que W_x es constante, cuando la onda incidente tiene polarización x , no se observa ningún cambio en la fase de la onda reflejada. Puesto que W_y es la dimensión que cambia, se ha de considerar una onda polarizada en y para observar cambios en la fase.

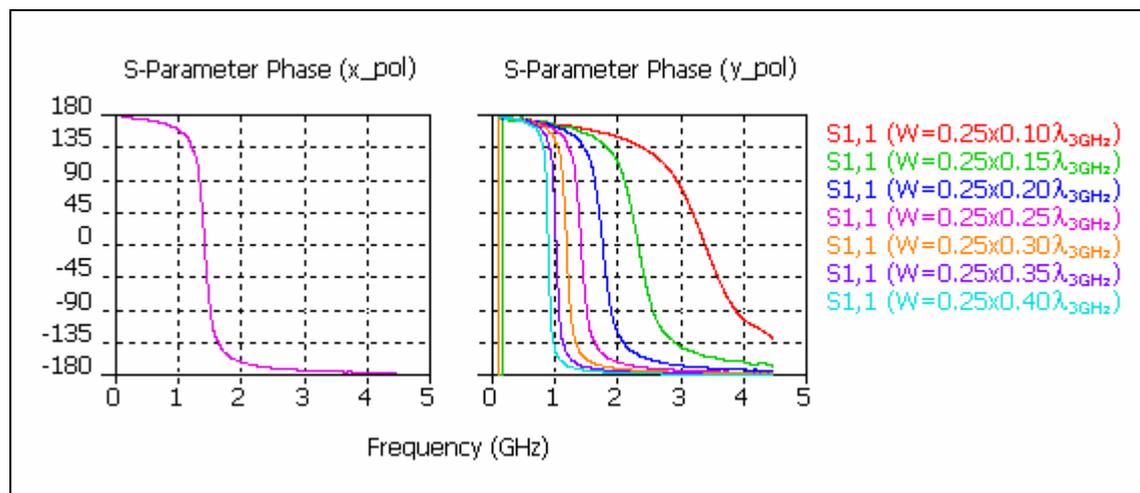


Figura 2.16. Fase de la onda reflejada considerando metalización rectangular de dimensiones variables.

La figura anterior muestra la fase de la onda reflejada en la superficie AMC para distintos valores de la dimensión y de la metalización. Como se puede observar, el resultado es idéntico al que se obtiene al variar la anchura de la metalización cuadrada (véase Figura 2.14). Esto es de esperar considerando lo siguiente: puesto que la dimensión y de la metalización es la única variable, es también la única que afecta a la fase de la onda reflejada y dado que los valores de la dimensión y son exactamente los mismos que se consideraron al variar el tamaño de la metalización cuadrada, las gráficas correspondientes a la fase también son exactamente las mismas. Así, las conclusiones en el caso rectangular son las mismas que en el caso cuadrado.

2.3.4.2. Variación de las dimensiones de la metalización manteniendo el periodo.

▪ Caso cuadrado.

En el apartado anterior se ha estudiado el efecto que el tamaño de la metalización de la estructura AMC tiene en la fase de la onda reflejada. En este apartado se repetirá el mismo estudio, pero en lugar de considerar el tamaño de la metalización como único parámetro a variar, se considerará también el ancho del gap. De esta forma, jugando con ambos parámetros se podrá mantener el periodo de la estructura de referencia. De acuerdo con los parámetros de la celda unidad cuadrada (véase Figura 2.6), el valor de la anchura de la metalización es $0.25 \cdot \lambda_{3\text{GHz}}$, y el ancho del gap $0.02 \cdot \lambda_{3\text{GHz}}$. Así pues, el periodo de la estructura es $0.27 \cdot \lambda_{3\text{GHz}}$.

La Figura 2.17 muestra la fase de la onda reflejada en la superficie AMC cuando se tienen diferentes anchuras de metalización y gap. Adicionalmente, en la Tabla 2.6 se listan los valores de frecuencia en los que dicha fase es nula.

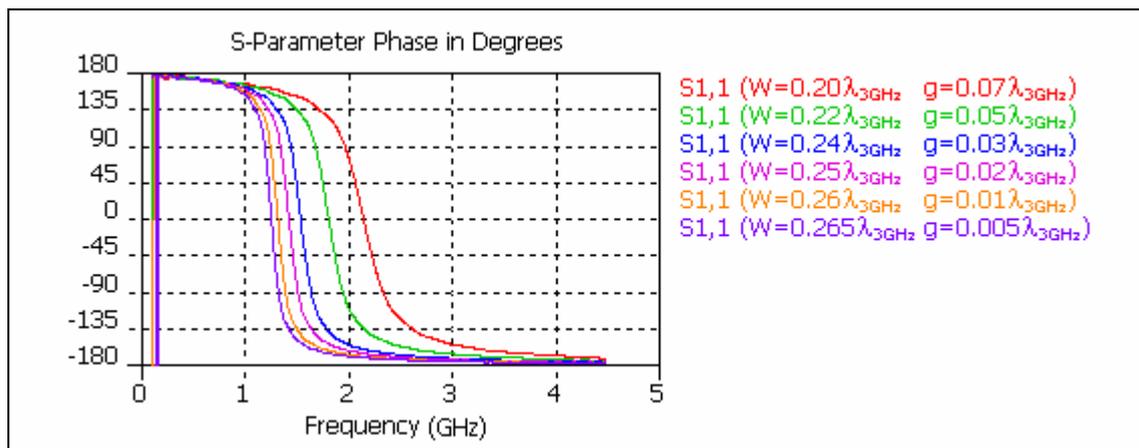


Figura 2.17. Fase de la onda reflejada considerando metalización de tamaño variable y periodo constante.

Anchura metalización W ($\lambda_{3\text{GHz}}$)	Anchura gap g ($\lambda_{3\text{GHz}}$)	Frecuencia $f_{\phi=0^\circ}$ (GHz)
0.20	0.07	2.1511
0.22	0.05	1.8151
0.24	0.03	1.5443
0.25	0.02	1.4305
0.26	0.01	1.3222
0.265	0.005	1.2599

Tabla 2.6. Frecuencia de fase reflejada nula frente a anchura de la metalización (periodo constante).

Cuando varían a la vez las dimensiones de la metalización (W) y el tamaño del gap (g), es necesario tener en cuenta que el comportamiento de ambos parámetros es opuesto en lo que a fase de la onda reflejada se refiere. Lo mismo ocurre con el valor de

frecuencia en que la fase reflejada es nula: mientras que la variación de la frecuencia frente al tamaño de la metalización es decreciente (mayor metalización, menor frecuencia), la variación frente a la anchura del gap es creciente (mayor anchura del gap, mayor frecuencia). Por otro lado, el comportamiento de la frecuencia frente a W es cuadrático, y frente a g , lineal.

En este caso W y g varían de forma que el periodo permanezca constante; esto es, si W aumenta, g disminuye y a la inversa. En tales condiciones la variación de la frecuencia frente a ambos parámetros es decreciente, por lo que el resultado final también es decreciente -hay refuerzo-. De acuerdo a lo que se acaba de comentar, cuando se varía el tamaño de la metalización y el gap manteniendo el periodo, el comportamiento es el siguiente: a medida que aumenta el tamaño de la metalización y disminuye el del gap, disminuye la frecuencia.

Atendiendo a los valores de frecuencia mostrados en la Tabla 2.6 observamos que la variación de la frecuencia es cuadrática. Esto indica que el tamaño de la metalización tiene un efecto más notable que el tamaño del gap, algo que ya se había observado con anterioridad.

▪ Caso rectangular.

En el caso de la celda unidad rectangular, las dimensiones x e y de la metalización son, respectivamente, $0.25 \cdot \lambda_{3\text{GHz}}$ y $0.16 \cdot \lambda_{3\text{GHz}}$. El tamaño del gap es $0.02 \cdot \lambda_{3\text{GHz}}$ (véase Figura 2.13). Estos valores definen el periodo de la estructura de referencia, que será igual a $0.27 \cdot \lambda_{3\text{GHz}}$ en la dimensión x y a $0.18 \cdot \lambda_{3\text{GHz}}$ en la dimensión y .

Debido a la asimetría de la estructura es necesario estudiar los casos en que las direcciones de polarización de la onda incidente son x e y . La Figura 2.18 muestra la fase de la onda reflejada en la superficie AMC cuando se tienen diferentes tamaños de metalización y gap. En la Tabla 2.7 se listan los valores de frecuencia en los que la fase reflejada es 0° .

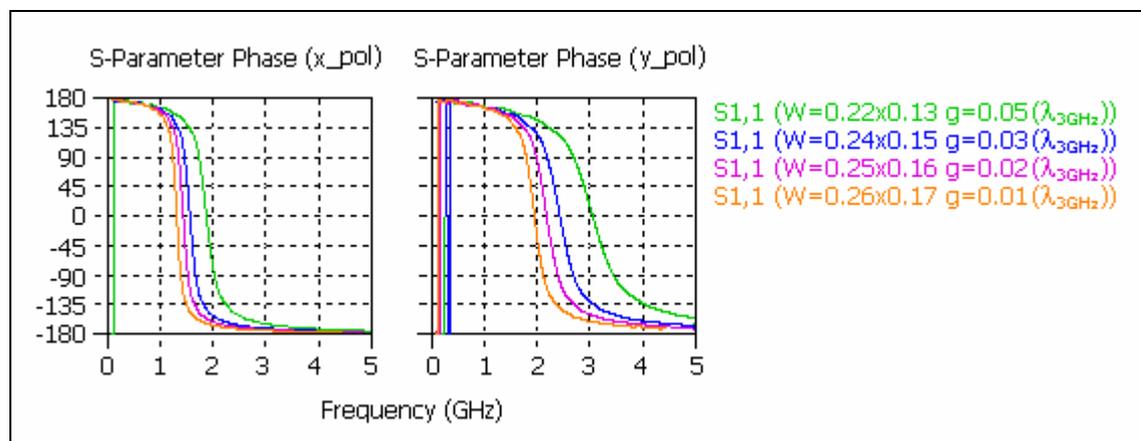


Figura 2.18. Fase de la onda reflejada considerando metalización rectangular variable y periodo constante.

Anchura gap g ($\lambda_{3\text{GHz}}$)	Anchura metalización W ($\lambda_{3\text{GHz}}$)		Frecuencia $f_{\phi=0^\circ}$ (GHz)	
	W_x	W_y	Polarización x	Polarización y
0.05	0.22	0.13	1.8953	3.0761
0.03	0.24	0.15	1.5801	2.4479
0.02	0.25	0.16	1.4514	2.2006
0.01	0.26	0.17	1.3283	1.9674

Tabla 2.7. Frecuencia de fase reflejada nula frente a anchura de la metalización rectangular (periodo constante).

En este caso, al igual que ocurría en el caso cuadrado, las dimensiones de la metalización y la anchura del gap varían de tal forma que el comportamiento resultante de la combinación de ambos parámetros es claramente decreciente: a medida que aumenta el tamaño de la metalización y disminuye el del gap, disminuye la frecuencia en la que la fase de la onda reflejada es nula.

En cuanto a las distintas polarizaciones, ambas tienen el mismo comportamiento general, que además se corresponde con el que se ha venido observando hasta el momento: a medida que aumenta el tamaño de la metalización y disminuye el del gap, disminuye la frecuencia. No obstante, cuando la onda incidente se polariza según la dirección del eje x , los valores de frecuencia en que la fase de la onda reflejada es nula son menores. La razón es la siguiente: cuando se tiene una onda con polarización x , la dimensión x de la metalización (W_x) es la que tiene efecto dominante y dado que la dimensión x es la mayor, es la que menor frecuencia tiene asociada. Por otro lado, atendiendo a los datos mostrados en la Tabla 2.7, observamos que la variación de la frecuencia es cuadrática para ambos tipos de polarización, tal como corresponde al hecho de que la influencia del tamaño de la metalización sea mayor que la del tamaño del gap.

2.3.5. Variación de la posición de la vía.

Para terminar con el estudio paramétrico de la superficie AMC se va a determinar el efecto que tiene la vía en la fase de la onda reflejada. Para ello, se ha partido de la estructura de referencia (véase Figura 2.6) y se ha variado la posición de la vía a lo largo del eje x . Las posiciones están expresadas en relación a W . Así, la posición 0 representa el extremo de la metalización, $0.25W$ es la posición intermedia entre el extremo y el centro y $0.5W$ es el centro de la metalización.

Por otro lado, se ha considerado el efecto del radio de la vía, variando su valor entre $0.0025 \cdot \lambda_{3\text{GHz}}$ y $0.0125 \cdot \lambda_{3\text{GHz}}$. Los resultados gráficos correspondientes a estas simulaciones no se han incluido porque el radio de la vía, muy fina en el caso bajo estudio, tiene un efecto apenas perceptible en la fase de la onda reflejada.

Como prueba final, se ha eliminado la vía de la estructura. Los resultados correspondientes a la fase de la onda reflejada obtenidos al eliminar la vía son iguales a

los obtenidos cuando la vía está colocada en el centro de la estructura. Esto no significa que la vía no afecte al comportamiento de la fase, pues como se verá en este mismo apartado, el hecho de colocar la vía en diferentes posiciones provoca variaciones en la fase de la onda reflejada en la superficie AMC. Considerando que a lo largo de este proyecto se utilizarán estructuras con metalización cuadrada y vía centrada, que presentan el mismo comportamiento de la fase reflejada que las estructuras sin vía, podría considerarse en principio la opción de eliminar la vía para abaratar costes de fabricación. No obstante, además del comportamiento AMC, las estructuras que se están estudiando presentan comportamiento EBG (*Electromagnetic Band Gap*) y la presencia o ausencia de la vía afecta directamente al EBG de la estructura. Aunque en este capítulo no se ha estudiado nada referente al EBG, en capítulos posteriores (capítulo 3) sí se tendrá en cuenta. Es por ello que a lo largo de todo el estudio de la estructura AMC básica se ha considerado la presencia de la vía.

Al cambiar la posición de la vía se pierde la simetría de la estructura, por lo que resulta necesario estudiar los casos en que las direcciones de polarización de la onda incidente son x e y . Puesto que la posición de la vía varía a lo largo del eje x , solo se observará el efecto de dicha variación cuando la onda incidente esté polarizada según la dirección x . La fase correspondiente a una onda incidente con polarización y se mantendrá constante y coincidirá con la fase correspondiente a una onda con polarización x cuando la vía se encuentre en el centro de la metalización, único caso en que existe simetría.

La Figura 2.19 muestra la fase de la onda reflejada en la superficie AMC cuando la vía ocupa diferentes posiciones. Adicionalmente, la Figura 2.20 muestra los valores de frecuencia en los que la fase de la onda reflejada es nula, de acuerdo a los datos listados en la Tabla 2.8.

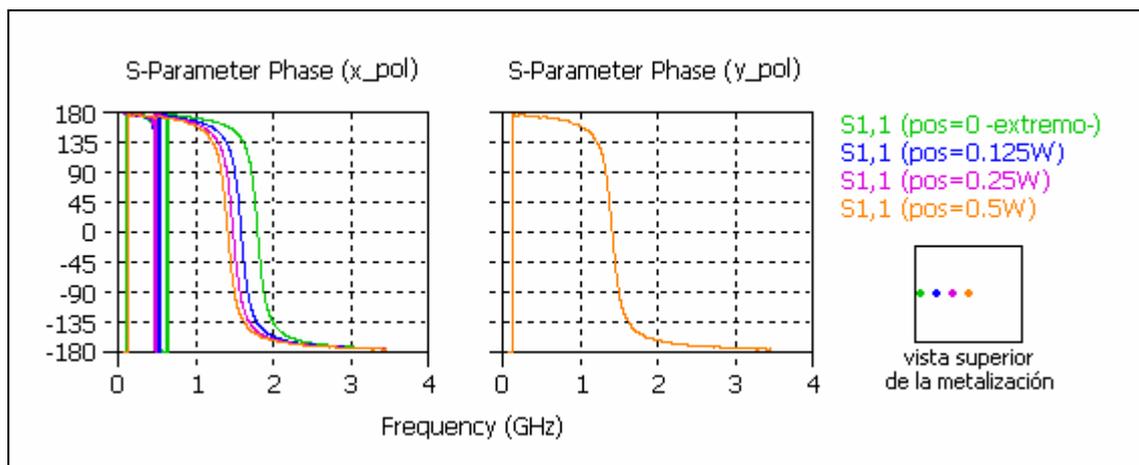


Figura 2.19. Fase de la onda reflejada correspondiente a distintas posiciones de la vía.

Atendiendo al comportamiento de la fase de la onda reflejada se puede afirmar que en el caso de la polarización x -única que se ve afectada-, a medida que la vía se

acerca al centro de la metalización, disminuye el valor de frecuencia en el que la fase de la onda reflejada es nula.

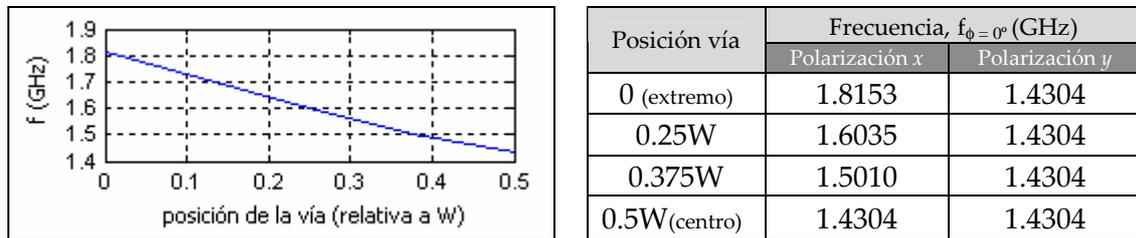


Figura 2.20 & Tabla 2.8. Frecuencia de fase reflejada nula frente a posición de la vía

La dependencia entre la posición de la vía y la frecuencia reflejada es prácticamente lineal (véase Figura 2.20) y puesto que la posición límite de la vía es el extremo, podemos afirmar que el máximo valor de frecuencia que podremos conseguir, si únicamente varía la posición de la vía, es 1.81 GHz para la celda unidad concreta que estamos estudiando. Por otro lado, observamos que el máximo rango de variación de frecuencia que se puede conseguir es aproximadamente 400 MHz considerando el rango completo de variación de la posición de la vía. Según esto, el efecto que la posición de la vía tiene en el valor de frecuencia reflejada es pequeño.

Sección 2: Estructuras AMC con diferente metalización.

Además de las dimensiones de la estructura AMC, la forma de la metalización es otro de los factores que afectan directamente a la fase de la onda reflejada en la superficie. Utilizando un tipo de metalización u otra se obtienen estructuras AMC más o menos compactas. Así, una comparativa entre estructuras con diferentes tipos de metalización permitirá decidir qué tipo de estructura será la más adecuada dadas las especificaciones de un determinado diseño.

Para poder determinar el efecto que los distintos tipos de metalización tienen en la fase de la onda reflejada, es necesario mantener constantes el resto de parámetros de la estructura. Los parámetros que se considerarán en este caso son los mismos que los de la estructura de referencia utilizada en el estudio paramétrico (véase Figura 2.6). Recordemos:

$$g = 0.02 \cdot \lambda_{3\text{GHz}}; h = 0.04 \cdot \lambda_{3\text{GHz}}; r^2 = 0.0025 \cdot \lambda_{3\text{GHz}}; \epsilon_r = 2.2.$$

Los tipos de metalizaciones que se analizarán en este apartado del documento son: metalización cuadrada y metalizaciones en anillo y anillo abierto. Los parámetros asociados a cada una de ellas son los siguientes: ancho de la metalización (W); ancho del anillo (a), aplicable a ambos tipos de metalización en anillo, y ángulo del sector (α), aplicable únicamente al caso del anillo abierto.

² Únicamente la estructura con metalización cuadrada tiene vía.

2.3.6. Estructura con metalización cuadrada.

La estructura con metalización cuadrada y vía o *champiñón*, es la estructura de referencia que se ha utilizado en el estudio paramétrico de la superficie AMC (véase Figura 2.6). Así pues, esta estructura ha quedado completamente caracterizada en la sección anterior.

2.3.7. Estructura con metalización en anillo.

Entre las estructuras AMC fabricadas en tecnología microstrip, son metalizaciones muy utilizadas la cuadrada, correspondiente a las estructuras tipo *champiñón*, o los anillos abiertos concéntricos correspondientes a las estructuras SRR (*Split Ring Resonator*) [13]. No obstante, para tener mayor conocimiento del comportamiento de las estructuras AMC, la metalización en anillo se ha elegido en este caso como alternativa a las formas estándar.

La Figura 2.21 muestra la estructura a estudiar; sus dimensiones están detalladas en la Tabla 2.9.

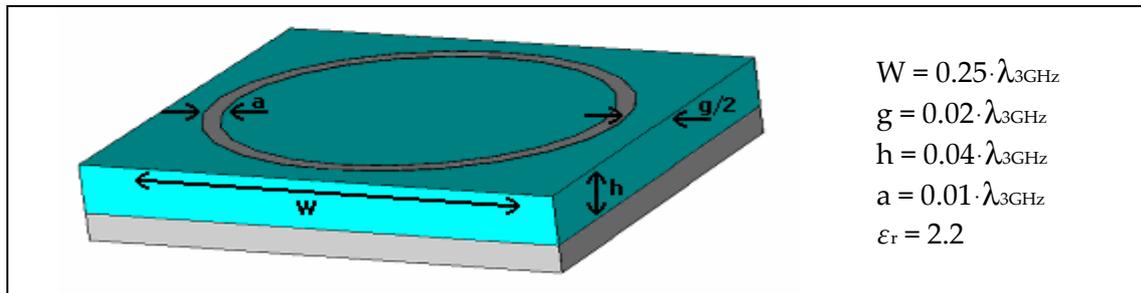


Figura 2.21. Estructura con metalización en anillo: parámetros básicos.

CARACTERÍSTICAS DE LA ESTRUCTURA		
Metalización	Anchura del anillo	$0.01 \cdot \lambda_{3\text{GHz}} = 1 \text{ mm}$
	Radio interno	$0.115 \cdot \lambda_{3\text{GHz}} = 11.5 \text{ mm}$
	Radio externo	$0.125 \cdot \lambda_{3\text{GHz}} = 12.5 \text{ mm}$
	Espesor	$0.00035 \cdot \lambda_{3\text{GHz}} = 0.035 \text{ mm}$
	Material	Cobre
Sustrato	Lado	$0.26 \cdot \lambda_{3\text{GHz}} = 26 \text{ mm}$
	Espesor	$0.04 \cdot \lambda_{3\text{GHz}} = 4 \text{ mm}$
	Material	Polietileno ($\epsilon_r=2.2$)
Plano de masa	Lado	$0.26 \cdot \lambda_{3\text{GHz}} = 26 \text{ mm}$
	Espesor	$0.015 \cdot \lambda_{3\text{GHz}} = 1.5 \text{ mm}$
	Material	Aluminio

Tabla 2.9. Estructura con metalización en anillo: especificaciones de la estructura.

La anchura total de la estructura corresponde a la suma de la anchura de referencia de la metalización cuadrada ($W = 0.25 \cdot \lambda_{3\text{GHz}}$) y el gap ($g = 0.02 \cdot \lambda_{3\text{GHz}}$). De esta forma se fija el periodo de la celda unidad al mismo valor que se ha utilizado en el estudio paramétrico, lo que facilita la comparativa entre las estructuras independientemente de la metalización que presenten. Por otro lado, la anchura de referencia del anillo es $0.01 \cdot \lambda_{3\text{GHz}}$. Aunque se ha realizado un estudio para determinar el efecto que el ancho del anillo tiene en la fase reflejada, inicialmente se ha optado por utilizar como referencia el anillo más estrecho. El motivo de la elección es que mientras más estrecho es el anillo, haciendo una analogía con cualquier tira en tecnología microstrip, mayor es la impedancia de la estructura y, por tanto, más cercano es el comportamiento de la superficie al comportamiento ideal de un PMC.

Puesto que en el estudio paramétrico de la estructura de tipo *champiñón* se determinó el efecto que el gap, el sustrato y la vía tienen en la fase de la onda reflejada en la superficie AMC, no se repetirá el estudio. Sí se incluirá, sin embargo, información sobre cómo afecta el ancho del anillo a la fase reflejada. El resultado obtenido se muestra en la Figura 2.22.

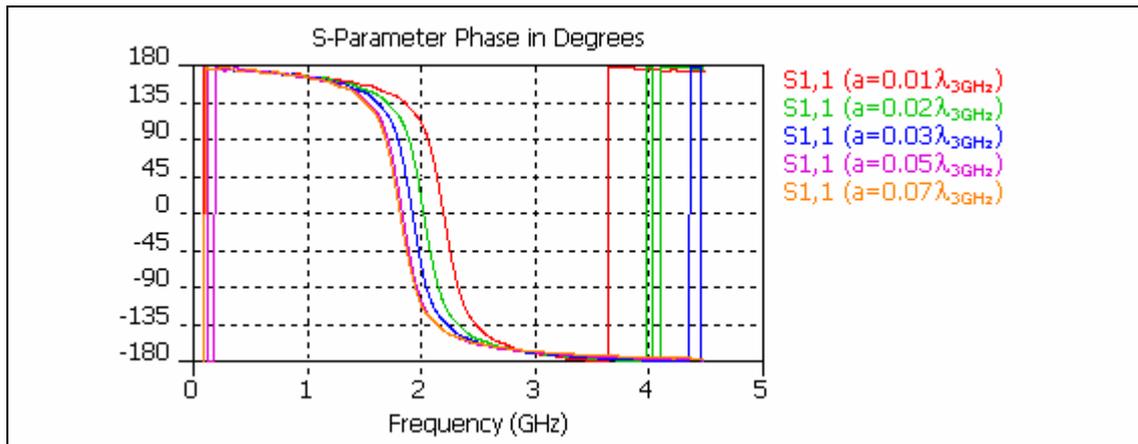


Figura 2.22. Fase de la onda reflejada para distintos valores de anchura del anillo.

Como se puede observar, a medida que disminuye el ancho del anillo, aumenta el valor de frecuencia en que la fase de la onda reflejada es nula. Para conocer el tipo de dependencia existente entre ambas magnitudes se usará la información de la Tabla 2.10 y la Figura 2.23.

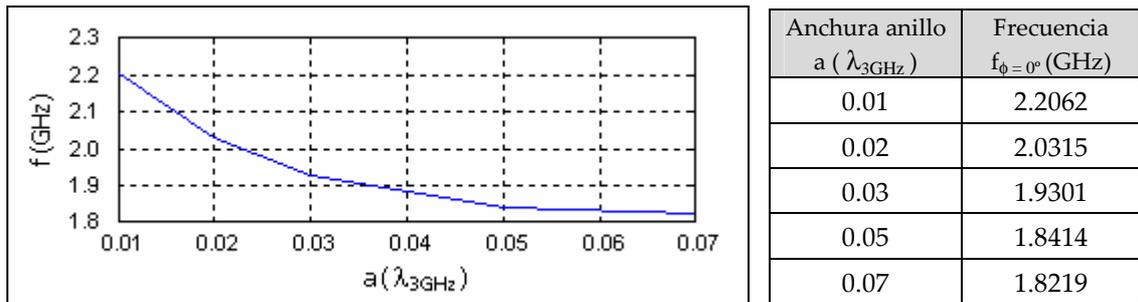


Figura 2.23. & Tabla 2.10. Frecuencia de fase reflejada nula frente a anchura del anillo.

En la Tabla 2.10 se muestran, para distintos valores de anchura del anillo, los valores de frecuencia en los que la fase de la onda reflejada en la superficie AMC es 0° . La Figura 2.23 corresponde a la representación gráfica de los valores de la tabla y permite comprobar que la dependencia entre el ancho del anillo y la frecuencia es cuadrática: mientras más estrecho es el anillo, mayor es la variación del valor de la frecuencia. A partir de una anchura en torno a $0.05 \cdot \lambda_{3\text{GHz}}$ la variación es muy pequeña, y puesto que al aumentar la anchura del anillo disminuye la impedancia de la estructura, podemos concluir que no es conveniente considerar tamaños mayores a $0.05 \cdot \lambda_{3\text{GHz}}$.

2.3.8. Estructura con metalización en anillo abierto.

Una vez caracterizada la estructura con metalización en anillo, es fácil preguntarse qué ocurriría si al anillo se le quitara un sector de ángulo α , teniendo así una capacidad adicional. Para saberlo basta con estudiar la estructura con metalización en anillo abierto. Esta estructura, al igual que las que presentan como metalización dos anillos abiertos concéntricos [13] o un cuadrado abierto [14], es también una estructura de tipo SRR (*Split Ring Resonator*).

La estructura a caracterizar está representada en la Figura 2.24 y sus dimensiones se muestran en la Tabla 2.11. Aunque se ha realizado un estudio para determinar el efecto que el ancho del anillo tiene en la fase reflejada, se ha optado por utilizar como referencia el anillo más estrecho, para maximizar la impedancia de la estructura. Además, se ha realizado un estudio para determinar el efecto del tamaño del sector. Dicho tamaño debe ser pequeño para evitar que se pierda el comportamiento AMC de la estructura; por ello, el tamaño de referencia elegido es $\alpha=5^\circ$.

CARACTERÍSTICAS DE LA ESTRUCTURA		
Metalización	Anchura del anillo	$0.01 \cdot \lambda_{3\text{GHz}} = 1 \text{ mm}$
	Ángulo del sector	$\alpha = 5^\circ$
	Radio interno	$0.115 \cdot \lambda_{3\text{GHz}} = 11.5 \text{ mm}$
	Radio externo	$0.125 \cdot \lambda_{3\text{GHz}} = 12.5 \text{ mm}$
	Espesor	$0.00035 \cdot \lambda_{3\text{GHz}} = 0.035 \text{ mm}$
	Material	Cobre
Sustrato	Lado	$0.26 \cdot \lambda_{3\text{GHz}} = 26 \text{ mm}$
	Espesor	$0.04 \cdot \lambda_{3\text{GHz}} = 4 \text{ mm}$
	Material	Polietileno ($\epsilon_r=2.2$)
Plano de masa	Lado	$0.26 \cdot \lambda_{3\text{GHz}} = 26 \text{ mm}$
	Espesor	$0.015 \cdot \lambda_{3\text{GHz}} = 1.5 \text{ mm}$
	Material	Aluminio

Tabla 2.11. Estructura con metalización en anillo abierto: especificaciones de la estructura.

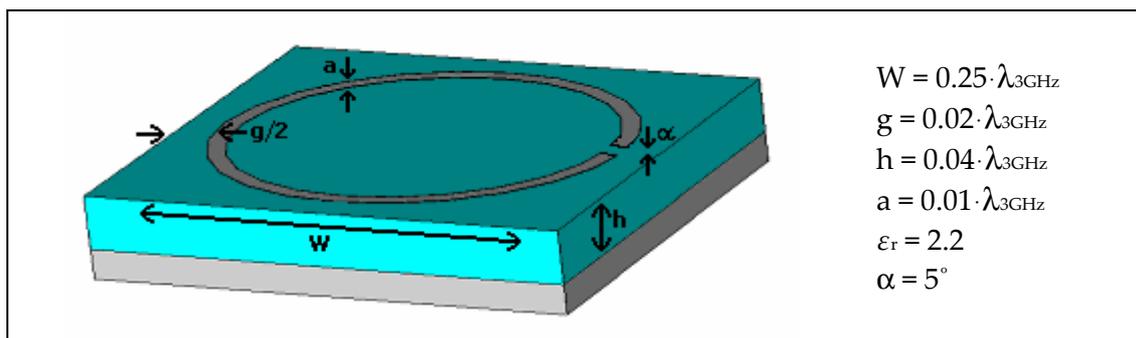


Figura 2.24. Estructura con metalización en anillo abierto: parámetros básicos.

2.3.8.1. Efecto de la anchura del anillo.

En el presente apartado vamos a comprobar cómo afecta la anchura del anillo abierto a la fase de la onda reflejada en la superficie AMC. Debido a la asimetría de la estructura es necesario estudiar qué ocurre con la fase de la onda reflejada cuando la onda incidente tiene polarizaciones x e y .

Cuando la onda incidente tiene polarización x , los valores de frecuencia en los que la fase de la onda reflejada se anula son prácticamente iguales a los obtenidos cuando se tiene un anillo cerrado (véanse Figuras 2.25 y 2.22 respectivamente), lo que demuestra que una onda incidente polarizada en x no se ve afectada por la apertura del anillo. Esto ocurre porque el campo, al estar polarizado en perpendicular a la apertura, actúa como si tal apertura no existiera debido a las condiciones de contorno. Por otro lado, cuando la onda incidente está polarizada según el eje y , los valores de frecuencia en los que la fase reflejada se anula son menores que en el caso de la polarización x . Esto hace que dentro del rango de frecuencia bajo estudio se tengan dos valores de frecuencia reflejada nula en lugar de uno, como se ha venido observando hasta el momento. La variación en el valor de la frecuencia indica que la apertura del anillo sí afecta cuando se tiene una onda polarizada según el eje y , lo cual responde al hecho de que en este caso el campo sí que “ve” la apertura.

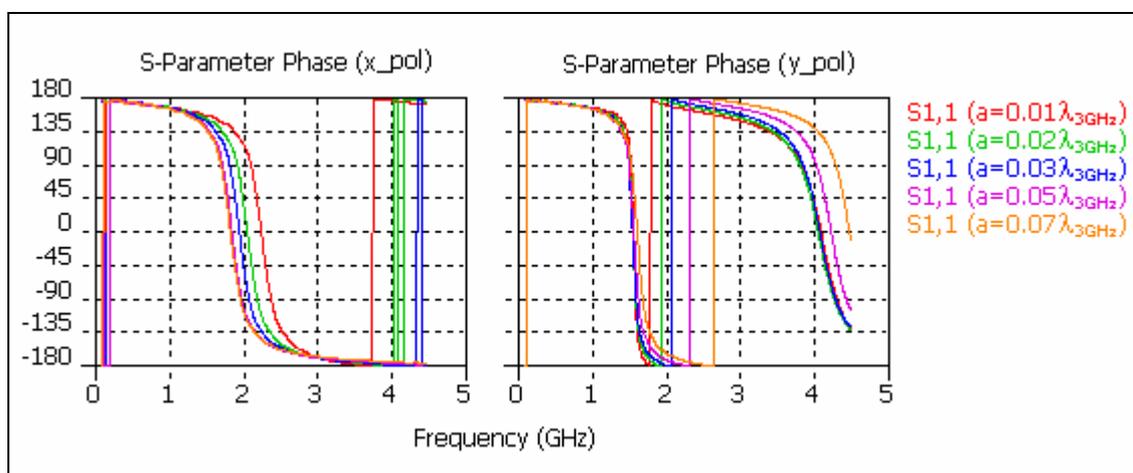


Figura 2.25. Fase de la onda reflejada para distintos valores de anchura del anillo abierto.

En la Tabla 2.12 se indican, para distintos valores de anchura del anillo, los valores de frecuencia en los que la fase de la onda reflejada en la superficie AMC es nula. La Figura 2.26 corresponde a la representación gráfica de los valores de la tabla.

Anchura anillo a ($\lambda_{3\text{GHz}}$)	Frecuencia, $f_{\phi=0^\circ}$ (GHz)		
	Polarización x	Polarización y	
	$f_{\phi=0^\circ}$ inferior	$f_{\phi=0^\circ}$ inferior	$f_{\phi=0^\circ}$ superior
0.01	2.2470	1.5625	4.0991
0.02	2.0587	1.5568	4.0561
0.03	1.9515	1.5527	4.0823
0.05	1.8540	1.5703	4.2358
0.07	1.8310	1.6174	4.4805

Tabla 2.12. Frecuencia de fase reflejada nula frente a anchura del anillo abierto.

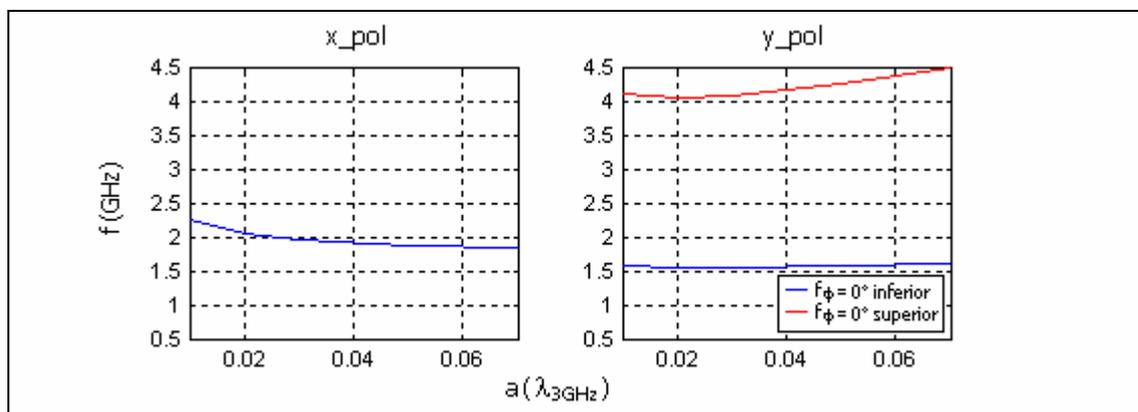


Figura 2.26. Frecuencia de fase reflejada nula frente a anchura del anillo abierto.

Como se puede observar en la figura anterior, de acuerdo con lo que se ha afirmado previamente, cuando la onda incidente tiene polarización x no se ve afectada por la apertura del anillo, por lo que el comportamiento de la estructura es el esperado: a medida que aumenta el tamaño de la metalización, disminuye la frecuencia en que la fase de la onda reflejada se anula. Por el contrario, cuando la onda incidente está polarizada según la dirección del eje y , se ve afectada por la apertura, por lo que el comportamiento de la onda reflejada cambia, y con ella su fase. Como se ha venido observando a lo largo de todo el estudio, mientras mayor es el tamaño de la metalización, menor es la frecuencia en la que la fase de la onda reflejada se anula. No obstante, en la gráfica correspondiente a la polarización y se observa que el comportamiento es distinto. Concretamente, en la banda inferior de frecuencias apenas existe variación alguna de la frecuencia reflejada y en la banda superior de frecuencias, para anchuras del anillo mayores a $0.03 \cdot \lambda_{3\text{GHz}}$, la frecuencia aumenta en lugar de disminuir.

Algo que puede observarse independientemente de la polarización de la onda, es que la variación de la frecuencia es muy pequeña, por lo que se puede afirmar que la anchura del anillo es un parámetro que afecta poco a la fase de la onda reflejada.

2.3.8.2. Efecto del tamaño del sector.

El tamaño del sector del anillo abierto es otro de los parámetros que afectan a la fase de la onda reflejada en la superficie AMC. Para determinar el efecto que el ángulo del sector tiene en la fase de la onda reflejada se variará su valor entre 3° y 25° . No se considerarán tamaños de sector mayores de 25° porque cuando el ángulo es muy grande, el comportamiento AMC de la estructura se pierde.

La Figura 2.27 muestra la fase de la onda reflejada en la superficie AMC cuando se tienen diferentes tamaños de sector. El resultado correspondiente a la polarización y presenta, como ya se observó al estudiar el efecto de la anchura del anillo, dos valores de frecuencia en los que la fase es nula. El resultado correspondiente a la polarización x presenta un único valor dentro del rango de frecuencia bajo estudio.

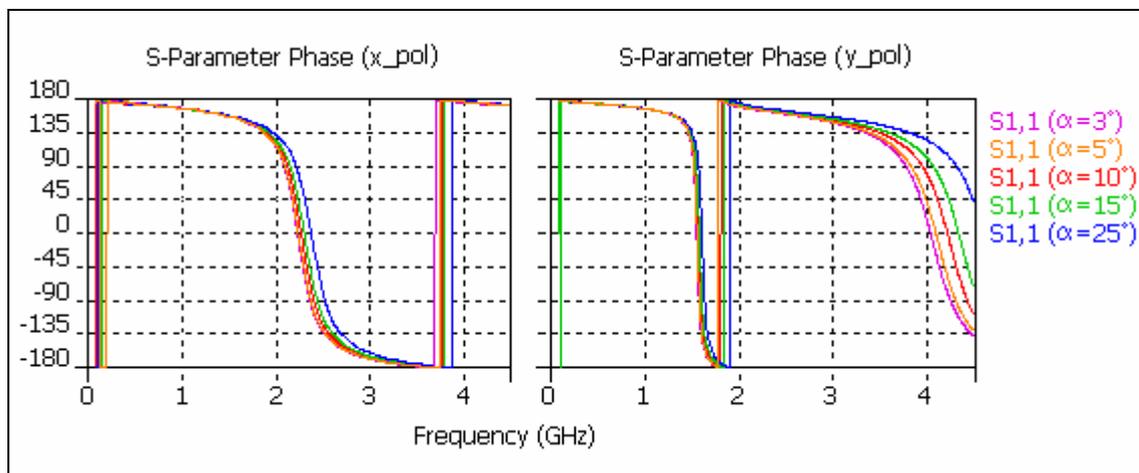


Figura 2.27. Fase de la onda reflejada para distintos valores de tamaño del sector.

En la Tabla 2.13 se muestran, para distintos valores de ángulo del sector, los valores de frecuencia en los que la fase de la onda reflejada en la superficie AMC es 0° . La Figura 2.28 corresponde a la representación gráfica de los valores de la tabla y permite comprobar que la dependencia entre el tamaño del sector y la frecuencia es prácticamente lineal, independientemente de la polarización de la onda incidente. El hecho de que la pendiente de la recta sea pequeña (especialmente en el caso de la frecuencia inferior de la onda con polarización y), indica que para conseguir un aumento apreciable de la frecuencia es necesario aumentar mucho el sector, algo que no puede hacerse puesto que, como se ha comentado previamente, podría llegar a perderse el comportamiento AMC de la estructura.

El hecho de que el valor de la frecuencia aumente cuando aumenta el sector se corresponde con el comportamiento esperado de la estructura ya que al aumentar el tamaño del sector disminuye el tamaño de la circunferencia y, por tanto, el tamaño de la metalización. Dado que mientras menor es el tamaño de la metalización mayor es la frecuencia, el comportamiento de la estructura queda justificado. Además, la apertura

correspondiente al sector puede considerarse como una capacidad que disminuye a medida que aumenta el tamaño del sector, lo que hace que aumente el valor de la frecuencia de resonancia.

Tamaño sector α ($^{\circ}$)	Frecuencia, $f_{\phi=0^{\circ}}$ (GHz)		
	Polarización x	Polarización y	
	$f_{\phi=0^{\circ}}$ inferior	$f_{\phi=0^{\circ}}$ inferior	$f_{\phi=0^{\circ}}$ superior
3	2.2381	1.5569	4.0436
5	2.2470	1.5625	4.0991
10	2.2768	1.5757	4.2227
15	2.3092	1.5877	4.3415
25	2.3827	1.6142	4.6394

Tabla 2.13. Frecuencia de fase reflejada nula frente a tamaño del sector.

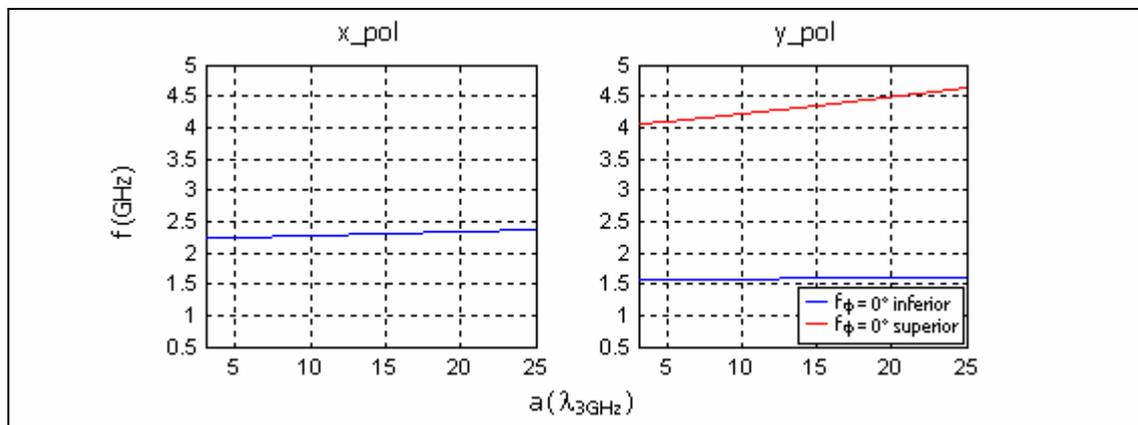


Figura 2.28. Frecuencia de fase reflejada nula frente a tamaño del sector.

Sección 3: Comparativa y conclusiones.

A lo largo del apartado 2.3 de este capítulo se ha analizado el comportamiento de las superficies AMC. Para caracterizar completamente las superficies, su estudio se ha dividido en secciones. En la primera de ellas se ha realizado un estudio paramétrico y en la segunda se han analizado estructuras AMC con distintos tipos de metalización. Finalmente, en esta última sección se resumirán los resultados obtenidos, de forma que resulte más sencillo diseñar una superficie AMC una vez conocidas las especificaciones.

En el estudio paramétrico de la superficie AMC se ha determinado el efecto que la metalización, el sustrato, el gap y la vía tienen en la fase de la onda reflejada. Más concretamente, se ha estudiado qué ocurre con la frecuencia a la que dicha fase es nula. Pese a conocer la dependencia existente entre la frecuencia y cada uno de los parámetros característicos de la estructura AMC, resulta complicado comparar unos casos con otros. Por este motivo, en la Figura 2.29 se recogen las gráficas correspondientes a todos los parámetros estudiados.

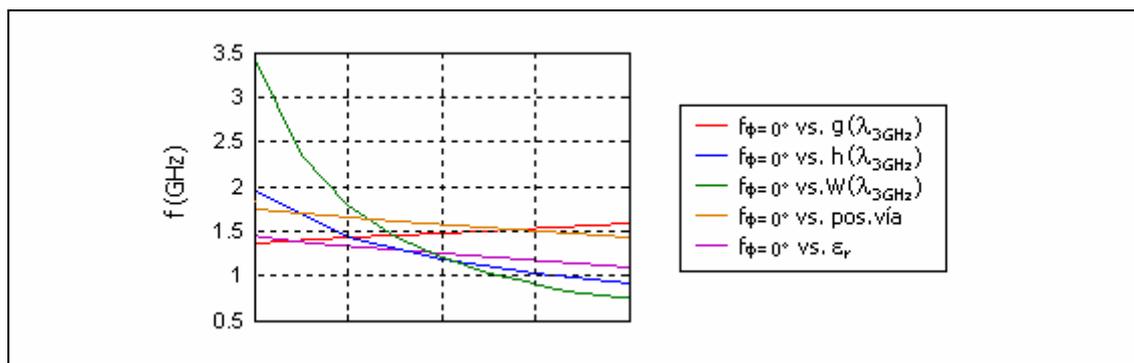


Figura 2.29. Frecuencia de fase reflejada nula frente a parámetros característicos de la estructura AMC.

De los resultados mostrados en la figura anterior se puede extraer mucha información sobre el comportamiento de las estructuras AMC. Esta información se ha venido comentando a lo largo de los apartados anteriores pero conviene condensarla. En primer lugar, se observa que la variación de la frecuencia es decreciente en todos los casos salvo en el caso de la anchura del gap. Así, a diferencia de lo que ocurre con el resto de parámetros, la frecuencia en la que la fase reflejada es nula aumenta cuando el gap aumenta, no cuando disminuye. En segundo lugar, se observa que la variación de la frecuencia frente al tamaño del gap, la constante dieléctrica del sustrato y la posición de la vía es prácticamente lineal y de pendiente muy poco pronunciada. Por el contrario, la variación frente a las dimensiones de la metalización y el espesor del sustrato es cuadrática y el rango de valores de la frecuencia es mucho mayor. Esta información indica que las dimensiones de la metalización y el espesor del sustrato son los parámetros que más afectan al valor de frecuencia. Por tratarse de una variación cuadrática, cuando el tamaño de dichos parámetros es pequeño la variación de la frecuencia es grande, pero a partir de cierto valor apenas se modifica; así, no tiene sentido aumentar el valor de ambos parámetros tanto como se quiera porque no se notará efecto alguno.

Una vez analizados los resultados del estudio paramétrico, se pasará a describir el comportamiento de la estructura AMC cuando presenta diferentes metalizaciones: cuadrada, en anillo y en anillo abierto. Las estructuras a comparar son aquellas que se han tomado como referencia en cada uno de los casos (véanse Tablas 2.1, 2.9 y 2.11). Todas ellas tienen las mismas características y dimensiones en lo referente a gap y sustrato. Los parámetros correspondientes a cada una de las metalizaciones son los siguientes: la anchura es $W=0.25 \cdot \lambda_{3\text{GHz}}$; el ancho del anillo, tanto cerrado como abierto, es $a=0.01 \cdot \lambda_{3\text{GHz}}$ y el sector del anillo abierto es $\alpha=5^\circ$. La fase de la onda reflejada en cada uno de los casos se muestra en la Figura 2.30. La influencia del tamaño del anillo y el sector ha sido previamente analizada en los apartados 2.3.7 y 2.3.8.

Cuando la metalización es cuadrada o en anillo se tiene una estructura simétrica y por tanto, en ambos casos, la fase de la onda reflejada cuando la onda incidente tiene polarización x , es la misma que se obtiene cuando tiene polarización y . Por el contrario, en el caso del anillo abierto, el comportamiento de la fase varía notablemente en función de la polarización.

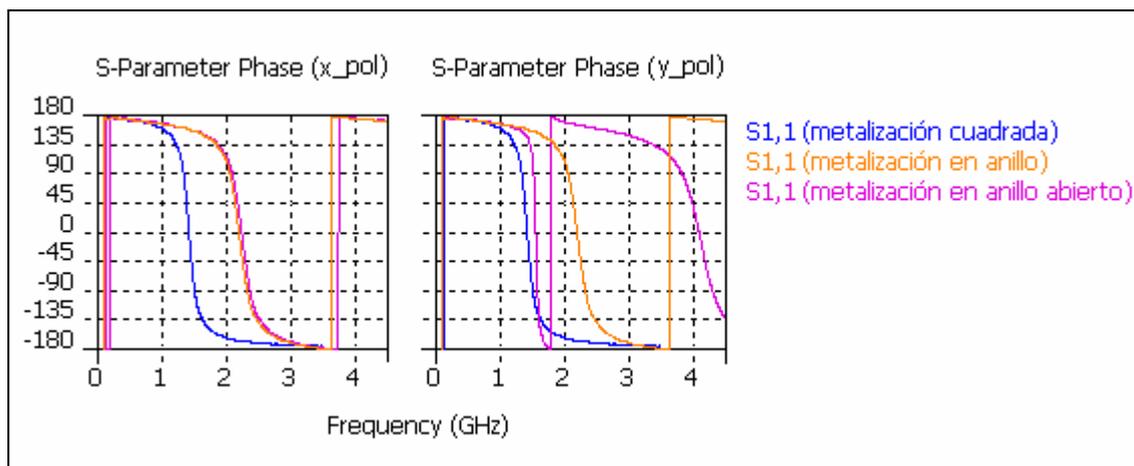


Figura 2.30. Fase de la onda reflejada para distintas geometrías de la metalización.

Atendiendo a la gráfica que muestra los resultados correspondientes a la polarización x , se observa que los valores de frecuencia obtenidos en el caso del anillo cerrado y el anillo abierto son prácticamente iguales. Esto es lógico si se tiene en cuenta que, a diferencia de lo que ocurre en el caso de la polarización y , la onda incidente con polarización x no se ve afectada por la apertura del anillo. La estructura más compacta en este caso es aquella en que la metalización es cuadrada puesto que teniendo las mismas dimensiones que las otras estructuras, presenta una menor frecuencia en la que la fase de la onda reflejada se anula. Por el contrario, la estructura con metalización en anillo debe tener mayor tamaño si se quieren obtener valores bajos de frecuencia.

La estructura más compacta cuando la onda incidente está polarizada según el eje y , sigue siendo la de metalización cuadrada; no obstante, también la estructura con metalización en anillo abierto es bastante compacta. Dependiendo de la aplicación concreta de la superficie AMC, se podría considerar que la estructura en anillo abierto es la que más posibilidades ofrece puesto que dentro del rango de frecuencia estudiado, presenta dos frecuencias en las que la fase reflejada es nula en lugar de una.

En las dos gráficas de la figura se puede observar, especialmente en los casos de metalización en anillo, que el comportamiento de la fase de la onda reflejada es periódico; esto es, las variaciones de fase entre $\pm 180^\circ$ se repiten periódicamente en distintas bandas de frecuencia. Debido a este comportamiento, en el caso de la metalización en anillo abierto se tienen, dentro del rango de frecuencia bajo estudio, dos valores de frecuencia de fase reflejada nula en lugar de uno. En el caso de la metalización cuadrada es necesario aumentar el rango de frecuencia para poder observar este mismo comportamiento. Queda claro entonces que la mayor periodicidad se obtiene para el caso del anillo abierto (especialmente cuando la onda incidente tiene polarización y), seguido del caso del anillo cerrado y, por último, de la metalización cuadrada. Finalmente comentar que este comportamiento periódico aumenta las posibilidades de uso de las estructuras AMC.

Capítulo 3.

Planos de masa artificiales.

3.1. Introducción.

En el capítulo anterior se estableció la base para abordar el diseño de planos de masa basados en estructuras periódicas en dos dimensiones con comportamiento de conductor magnético artificial. Para ello se llevó a cabo un estudio paramétrico de las estructuras básicas utilizadas para implementar el plano y se estudió el comportamiento de estructuras con diferentes tipos de metalización.

En este capítulo, a partir de las conclusiones previamente obtenidas, se diseñarán tres planos de masa artificiales implementados con estructuras periódicas en dos dimensiones con diferentes metalizaciones, todos ellos con una frecuencia de trabajo igual a 2 GHz.

El estudio completo de cada uno de los planos de masa se divide en dos partes. En primer lugar, se decide el número de celdas unidad que se van a utilizar para implementar el plano y se calculan las dimensiones de las celdas de forma que, en conjunto, presenten comportamiento AMC a la frecuencia de trabajo. Una vez diseñado el plano, se comprueba si presenta comportamiento de estructura de tipo EBG (*Electromagnetic Band Gap*) en la banda de frecuencia de funcionamiento.

3.2. Planos de masa: superficies conductoras vs. superficies de alta impedancia.

Las superficies conductoras eléctricas se caracterizan por ser reflectores que invierten la fase de las ondas reflejadas. Los buenos conductores presentan campo eléctrico nulo en su interior, y debido a las condiciones de contorno, el campo eléctrico tangencial a la superficie también es nulo. Así, cuando una onda incide sobre un conductor eléctrico, la onda reflejada sufre una inversión de fase para que el campo eléctrico tangencial presente un nulo en la superficie.

En aplicaciones de antenas, las superficies conductoras se utilizan comúnmente como planos de masa. Un plano de masa metálico finito hace que las ondas incidentes se reflejen y protege parcialmente de la radiación lo que hay al otro lado del mismo. Desafortunadamente, el hecho de que las ondas reflejadas sufran una inversión de fase puede resultar en una interferencia destructiva entre las ondas incidente y reflejada, especialmente en el caso en que antena y plano están muy cercanos. Esto equivale a decir que las corrientes imagen en la superficie conductora pueden cancelar las corrientes de la antena cuando ésta es paralela al plano de masa, con lo que se reduce considerablemente la eficiencia de radiación. Este problema puede solucionarse colocando la antena a distancia $\lambda/4$ del plano. En este caso, el desfase producido en el camino desde la antena hasta el plano y de nuevo de vuelta hacia la antena, completa un ciclo y, por tanto, se tiene una interferencia constructiva y la antena radia de forma eficiente. No obstante, la estructura completa debe tener un espesor mínimo de $\lambda/4$, lo que limita la posibilidad de diseñar antenas de bajo perfil.

Otra de las propiedades de los planos de masa metálicos es que soportan ondas de superficie, que son ondas electromagnéticas que se propagan en la superficie de separación entre el metal y el espacio libre. Cuando una antena está situada cerca de una placa conductora, como es el caso de los planos de masa metálicos, radia parte de la energía, pero también genera corrientes que se propagan por la placa. Así pues, a frecuencias de microondas, las ondas de superficie no son más que las corrientes normales que circulan en cualquier conductor eléctrico.

Cuando se trabaja con planos de masa infinitos, el único efecto de las ondas de superficie es una ligera reducción de la eficiencia de la antena. Dicha reducción se debe a que parte de la energía, en lugar de ser radiada, se pierde en las ondas de superficie. No obstante, los planos de masa son siempre finitos y en tales planos las ondas de superficie se propagan hasta alcanzar el borde, donde pueden generar una radiación indeseada por efectos de difracción. Los efectos de difracción están causados por el cambio brusco en las condiciones de contorno que implican los bordes del plano de masa. El resultado de este comportamiento es una interferencia multicamino a lo largo del plano de masa (véase Figura 3.1) que provoca irregularidades en el diagrama de

radiación. A este comportamiento no deseado de las ondas de superficie hay que añadir que si varias antenas se encuentran sobre el mismo plano de masa metálico, las corrientes de superficie pueden causar un acoplamiento mutuo indeseado.

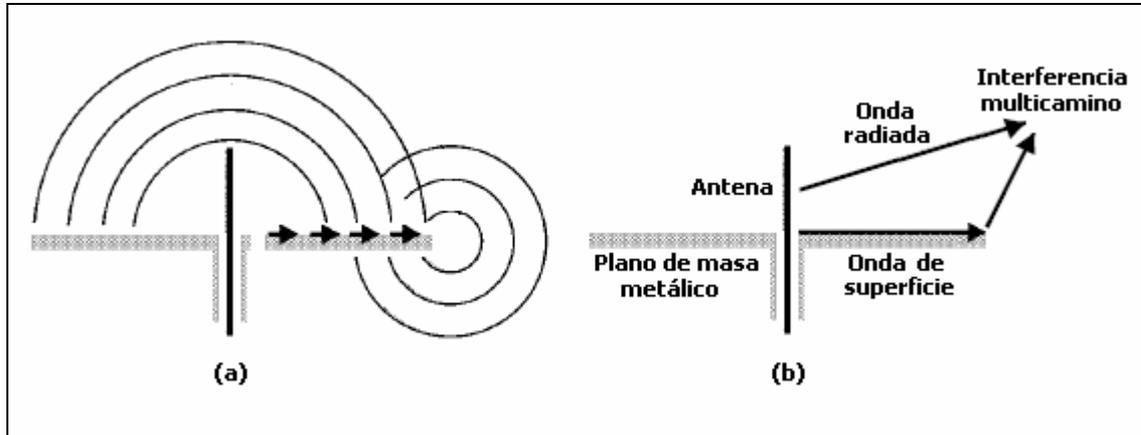


Figura 3.1. Interferencia multicamino.
(a) representación de ondas y (b) representación simplificada.

Una alternativa a los planos de masa metálicos convencionales son las superficies de alta impedancia (*High Impedance Surface* o HIS). Las superficies de alta impedancia son estructuras electromagnéticas periódicas que presentan comportamiento de conductor magnético artificial (*Artificial Magnetic Conductor* o AMC) y/o de estructura de gap electromagnético (*Electromagnetic Band Gap* o EBG). Dependiendo de la geometría de la estructura periódica estas dos características, AMC y EBG, pueden o no, darse en el mismo rango de frecuencias [15].

Las superficies HIS presentan una impedancia muy alta dentro de un rango de frecuencias específico, rango en que la componente tangencial del campo magnético es pequeña. Ésta es la razón de que dichas superficies reflejen las ondas incidentes con una fase igual a 0° a cierta frecuencia, adoptando el comportamiento de un conductor magnético perfecto. El comportamiento de las superficies de alta impedancia como conductor magnético hace que las corrientes imagen paralelas a la superficie estén en fase con las corrientes originales, favoreciendo el hecho de que se radie más eficientemente. De esta forma, es posible colocar en paralelo al plano ciertas antenas que, como las de hilo, deben colocarse en perpendicular cuando el plano de masa es metálico. Al colocar los elementos radiantes horizontalmente, éstos pueden estar más próximos la superficie, lo que favorece el bajo perfil del conjunto antena-plano de masa.

El comportamiento AMC de las superficies de alta impedancia previamente descrito, se produce cuando la incidencia es próxima a la dirección normal, pero además, cuando la incidencia es próxima a la dirección transversal, tales superficies se comportan como superficies EBG, reduciendo el acoplo entre antenas vecinas. Es por esto que estas estructuras son de gran utilidad para el diseño de antenas de alta

ganancia y bajo perfil, si bien es cierto que tienen otras muchas aplicaciones en microondas para el diseño de guías de onda, osciladores, filtros, amplificadores, etc. [16][17][18].

Por otro lado, por tratarse de estructuras con comportamiento EBG, las superficies de alta impedancia proporcionan bandas de frecuencia dentro de las cuales las ondas de superficie no se propagan. Esto hace que los diagramas de radiación sean por lo general más suaves y estén libres de interferencia multicamino a lo largo del plano de masa.

Teniendo en cuenta que ni el comportamiento AMC ni el comportamiento EBG se manifiestan de forma directa en la naturaleza, los planos de masa basados en superficies de alta impedancia reciben el nombre de planos de masa artificiales. Son precisamente los comportamientos AMC y EBG los que, en contraste con el caso de los planos de masa metálicos convencionales, hacen de las superficies de alta impedancia los planos de masa ideales para mejorar las prestaciones de ciertas antenas, especialmente las antenas de hilo de bajo perfil.

3.3. Estudio de planos de masa artificiales basados en estructuras de alta impedancia.

El término más genérico para designar las estructuras que se manejan en este proyecto es el de superficies de alta impedancia. Las superficies de alta impedancia son estructuras electromagnéticas periódicas que pueden comportarse como conductores magnéticos artificiales y/o como estructuras de gap electromagnético.

En el capítulo anterior se estudió en detalle el comportamiento AMC de las estructuras de alta impedancia. No obstante, no hay que olvidar que dicho comportamiento puede complementarse con el de EBG. En el presente capítulo se va a trabajar con planos de masa finitos implementados mediante estructuras de alta impedancia. Concretamente, se utilizarán los tres tipos de estructura estudiados en el capítulo anterior: celda unidad con metalización cuadrada, en anillo y en anillo abierto.

Inicialmente, la característica que se va a estudiar de cada uno de los planos de masa es el comportamiento AMC. Así, se jugará con las dimensiones de las celdas unidad estudiadas en el capítulo 2 para conseguir que el plano de masa funcione a la frecuencia deseada, que en este caso es $f=2$ GHz. El hecho de considerar una frecuencia de funcionamiento de 2 GHz se debe a que en capítulos posteriores de este documento se estudiará la aplicación de los planos de masa artificiales al diseño de antenas de bajo perfil, y más concretamente al diseño de antenas de hilo. Puesto que una frecuencia razonable de funcionamiento de las antenas de hilo es 2 GHz, se diseñará el plano de masa de forma que funcione a dicha frecuencia.

Posteriormente se comprobará qué ocurre con el gap electromagnético de cada uno de los planos artificiales. Como ya se ha comentado previamente, dependiendo de la geometría de la estructura periódica con que se implemente la superficie de alta impedancia, las características AMC y EBG pueden darse o no en el mismo rango de frecuencias. Para los tres tipos de plano de masa a caracterizar se comprobará si esto ocurre o no, porque el hecho de que ambos comportamientos coincidan en la misma banda de frecuencias es muy beneficioso. La razón es clara: si al comportamiento AMC, que favorece el hecho de que las antenas radien de forma más eficiente, le añadimos el comportamiento EBG, que permite eliminar las ondas de superficie y con ello la interferencia multicamino en el plano de masa, se conseguirá mejorar considerablemente las prestaciones de ciertas antenas.

3.3.1. Plano con metalización cuadrada y vías.

El comportamiento AMC de las estructuras de alta impedancia ha sido estudiado de forma detallada en el capítulo 2. Para ello, se han simulado estructuras infinitas utilizando condiciones de contorno periódicas. No obstante, los planos de masa son siempre finitos y por tanto, es necesario comprobar qué ocurre cuando en lugar de tener infinitas celdas unidad se tiene un número finito de ellas. De aquí en adelante, nos referiremos al número de celdas unidad como número de periodos (N).

En el caso del plano con metalización cuadrada y vías, el número de periodos que se ha considerado es 8 (véase Figura 3.2). La razón por la que se ha elegido $N=8$ es que es un número suficientemente alto de periodos como para que el plano se comporte como una buena estructura periódica en dos dimensiones, pero a la vez es suficientemente bajo como para tener un plano de dimensiones reducidas cuya fabricación no sea excesivamente tediosa debido al elevado número de vías.

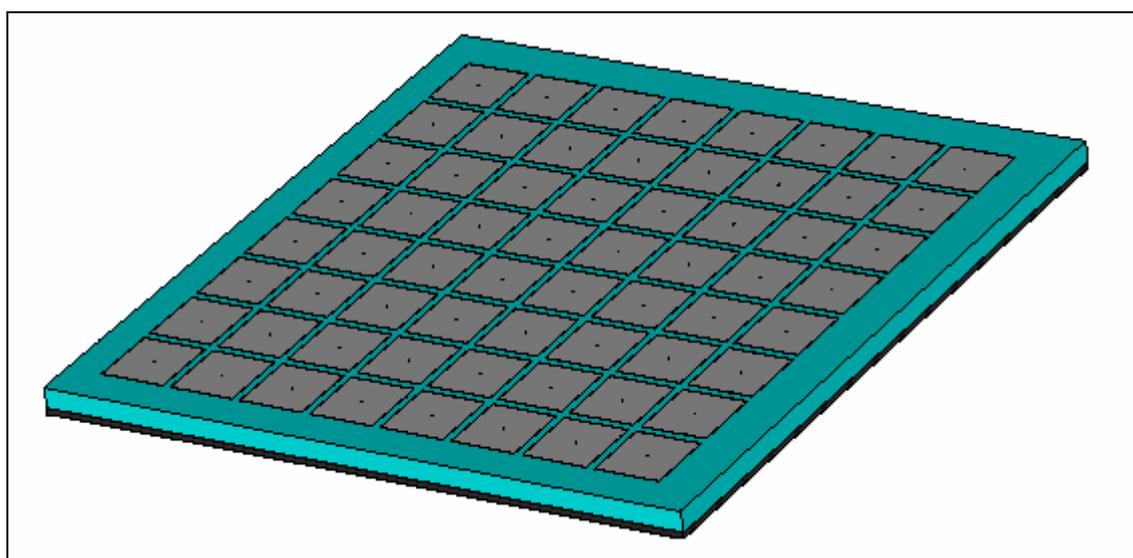


Figura 3.2. Plano de masa artificial implementado con estructuras de alta impedancia con metalización cuadrada y vías.

3.3.1.1. Cálculo de las dimensiones del plano en función de la frecuencia de trabajo.

Para que el plano de masa funcione a la frecuencia deseada, $f=2$ GHz en este caso, es necesario que las celdas unidad tengan un tamaño determinado. Tras el estudio paramétrico de las estructuras AMC, se llegó a la conclusión de que los parámetros que más influyen en el valor de la frecuencia en que la onda reflejada se anula, son el tamaño de la metalización y el espesor del sustrato, éste último en menor medida que el anterior. Así pues, para fijar la frecuencia de trabajo del plano de masa mostrado en la Figura 3.2 se han mantenido constantes todos los parámetros de la celda unidad (véase Tabla 2.1) salvo el tamaño de la metalización, que se ha variado entre $0.09 \cdot \lambda_{2\text{GHz}}$ y $0.13 \cdot \lambda_{2\text{GHz}}$.

Para medir la frecuencia de trabajo del plano se ha considerado un puerto de guía de onda a una distancia de 0.5 mm sobre la superficie del mismo. Dicho puerto genera una onda cuya reflexión se mide. Cuando el valor de fase de la onda reflejada es igual a 0° , el comportamiento del plano es el de un AMC y es, por tanto, el comportamiento deseado (véase Figura 3.3). Nótese que la distancia del puerto al plano es muy pequeña, algo necesario teniendo en cuenta que se quiere conocer la reflexión en la superficie misma del plano.

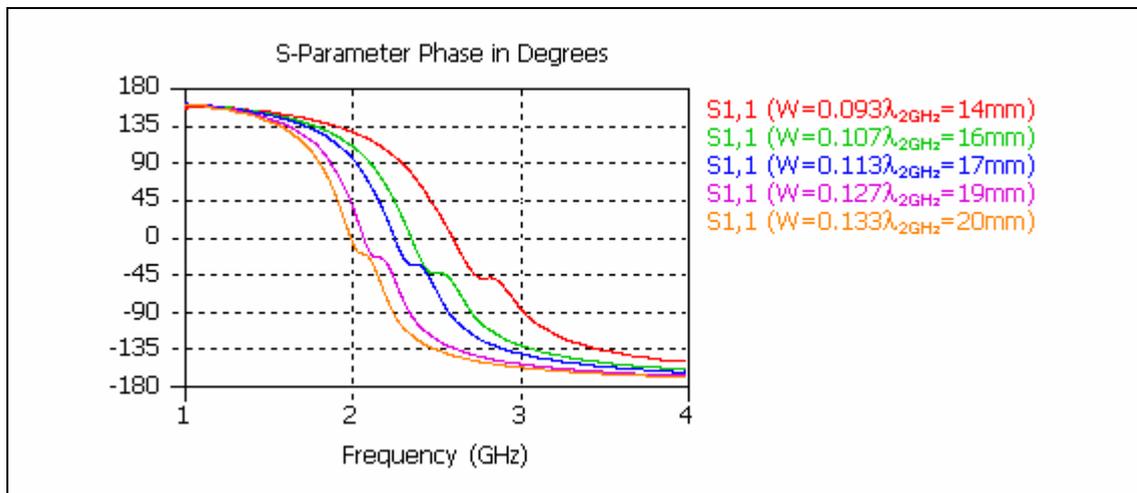


Figura 3.3. Fase de la onda reflejada en el plano para distintos tamaños de la metalización cuadrada.

De acuerdo a la figura anterior, el tamaño que debe tener la metalización cuadrada para que el plano de masa funcione a 2 GHz es $W=0.133 \cdot \lambda_{2\text{GHz}}$. Conocido este dato, se puede caracterizar completamente la celda unidad utilizada³.

³ El valor de los parámetros de la celda unidad, a excepción del tamaño de la metalización, se han elegido de acuerdo a los requisitos de fabricación. Teniendo en cuenta que los modelos que se están estudiando serán construidos y medidos, los valores de los parámetros, y en especial los espesores, corresponden a dimensiones estándar de las planchas de materiales disponibles para fabricar los distintos planos de masa.

CARACTERÍSTICAS DE LA CELDA UNIDAD		
Metalización	Lado	$0.133 \cdot \lambda_{2\text{GHz}} = 20 \text{ mm}$
	Espesor	$0.00023 \cdot \lambda_{2\text{GHz}} = 0.035 \text{ mm}$
	Material	Cobre
Gap	Tamaño	$0.013 \cdot \lambda_{2\text{GHz}} = 2\text{mm}$
Sustrato	Lado	$0.147 \cdot \lambda_{2\text{GHz}} = 22 \text{ mm}$
	Espesor	$0.033 \cdot \lambda_{2\text{GHz}} = 5 \text{ mm}$
	Material	Polietileno ($\epsilon_r=2.2$)
Plano de masa	Lado	$0.147 \cdot \lambda_{2\text{GHz}} = 22 \text{ mm}$
	Espesor	$0.01 \cdot \lambda_{2\text{GHz}} = 1.5 \text{ mm}$
	Material	Aluminio
Vía	Radio	$0.0017 \cdot \lambda_{2\text{GHz}} = 0.25 \text{ mm}$
	Material	Cobre

Tabla 3.1. Plano de masa con metalización cuadrada y vías: especificaciones de la celda unidad.

Puesto que el número de periodos del plano completo es 8, y teniendo en cuenta el exceso de sustrato que se ha considerado en los bordes del plano (véase Figura 3.2), las dimensiones del plano completo son 198x198 mm.

3.3.1.2. Cálculo del EBG.

Para caracterizar completamente el plano de masa artificial bajo estudio, además del comportamiento AMC del mismo, se debe estudiar el comportamiento EBG. Como ya se ha comentado previamente, las estructuras de alta impedancia presentan bandas de frecuencias en las que las ondas de superficie no se propagan. Una forma de medir dichas bandas de frecuencia es calculando la transmisión a través del plano de masa, o lo que es lo mismo, el módulo de los parámetros S_{12} o S_{21} (ambos parámetros son iguales debido a que se trata de una estructura pasiva simétrica). Para ello, se ha de colocar un puerto de guía de onda a ambos lados del plano (véase Figura 3.4).

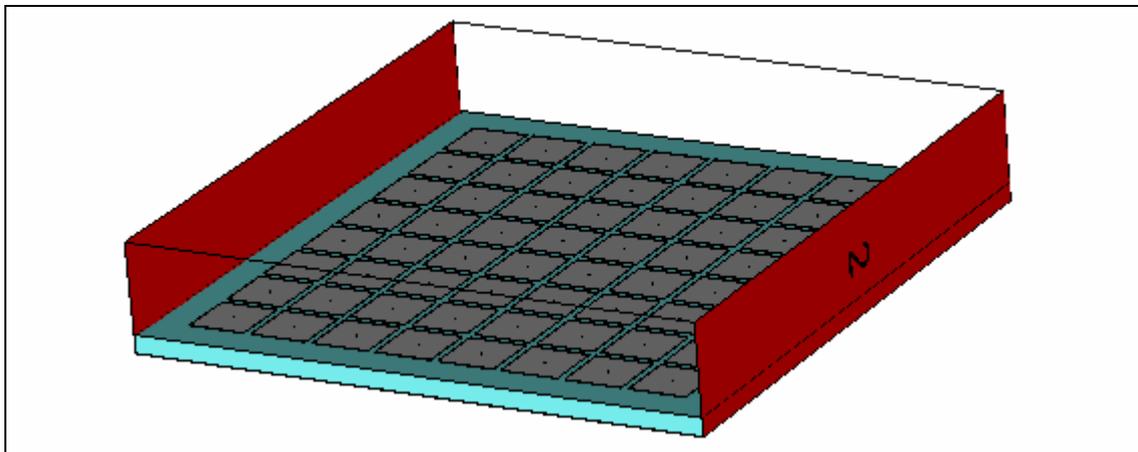


Figura 3.4. Plano de masa con puertos paralelos para medida de la transmisión.

La Figura 3.5 muestra dos medidas diferentes del módulo del parámetro de transmisión. La primera de ellas corresponde al caso en que el plano se encuentra en espacio abierto, de forma que las condiciones de contorno $z = z_{min}$ y $z = z_{max}$ son precisamente las correspondientes a espacio abierto. Pese a que la medida presenta oscilaciones, se aprecia claramente el gap electromagnético. Para apreciar el gap de forma aún más clara, se puede considerar una forma alternativa de medir la transmisión que consiste en poner encima de la superficie del plano una caja de aire de altura $\lambda_{2GHz}/10$ y considerar que las condiciones de contorno correspondientes a $z = z_{min}$ y $z = z_{max}$ son PEC ($E_t = 0$); los puertos en este caso también se colocan según se indica en la Figura 3.4. La razón por la cual este segundo método de medida también es válido para determinar el gap electromagnético es la siguiente: puesto que en z_{min} y z_{max} se tienen condiciones de conductor eléctrico perfecto, la estructura completa se comporta como una guía de placas paralelas. En estas condiciones, el campo eléctrico que se propaga tiene únicamente componente normal y puesto que el campo está guiado, la transmisión y, por tanto, el gap, se observa de forma más nítida. Atendiendo a los resultados mostrados en la figura, el rango de frecuencias correspondientes al EBG es 1.9-2.75 GHz.

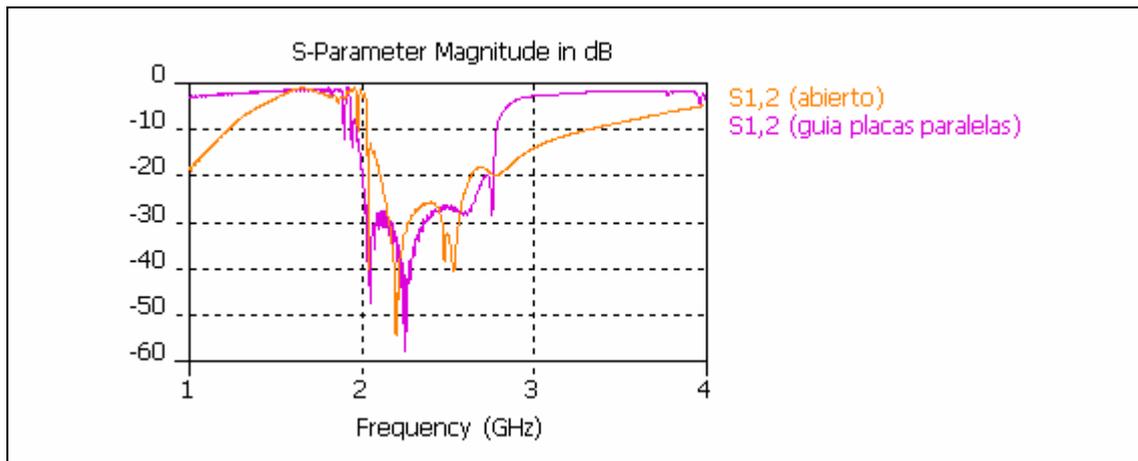


Figura 3.5. Simulación de la transmisión para el cálculo del EBG en un plano con metalización cuadrada y vías.

Los comportamientos AMC y EBG no tienen porqué darse simultáneamente en el mismo rango de frecuencias, esto es algo que depende de la geometría de la estructura periódica con que se implementa la superficie de alta impedancia. No obstante, en el caso del plano de masa con metalización cuadrada y vías, ambos comportamientos ocurren aproximadamente en el mismo rango de frecuencia, tal y como puede observarse en la Figura 3.6. Concretamente, en el caso de la frecuencia bajo estudio, $f=2$ GHz, se está en el límite en que los comportamientos AMC y EBG coinciden, luego en principio, no es posible asegurar si el plano presentará las ventajas de ambos comportamientos o no. No obstante, en el capítulo siguiente del proyecto se estudiará qué ocurre cuando se utiliza el plano bajo estudio para el diseño de antenas de bajo perfil. Una vez definida la estructura antena-plano de masa, se podrá comprobar si efectivamente ambos comportamientos coinciden.

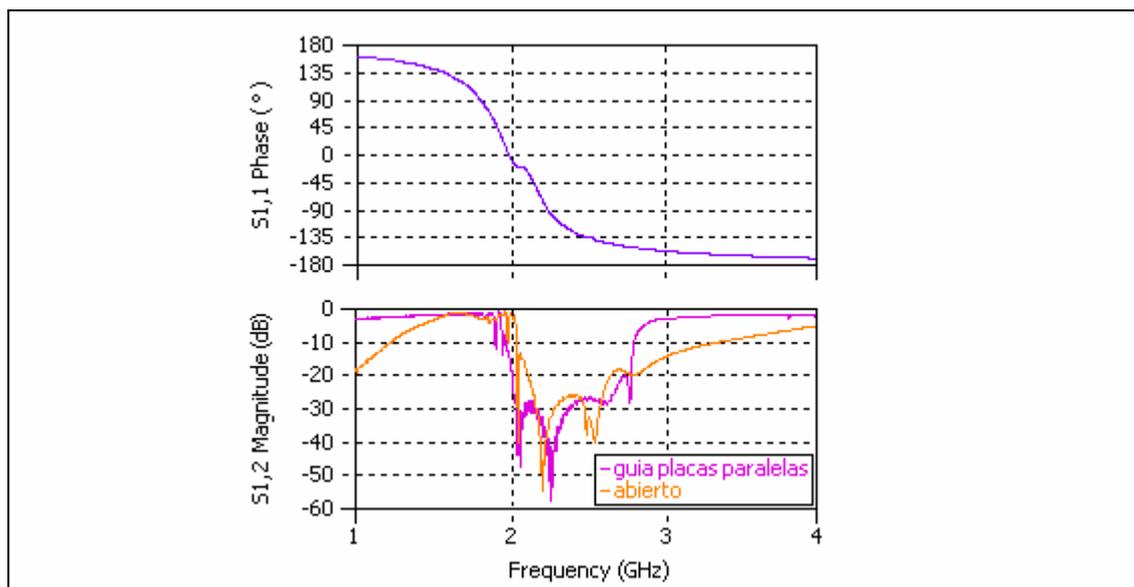


Figura 3.6. Frecuencia de fase reflejada nula y gap del plano con metalización cuadrada y vías.

3.3.2. Plano con metalización en anillo.

Las estructuras de alta impedancia utilizadas para implementar el segundo de los planos de masa artificiales presentan metalización en anillo (véase Figura 3.7).

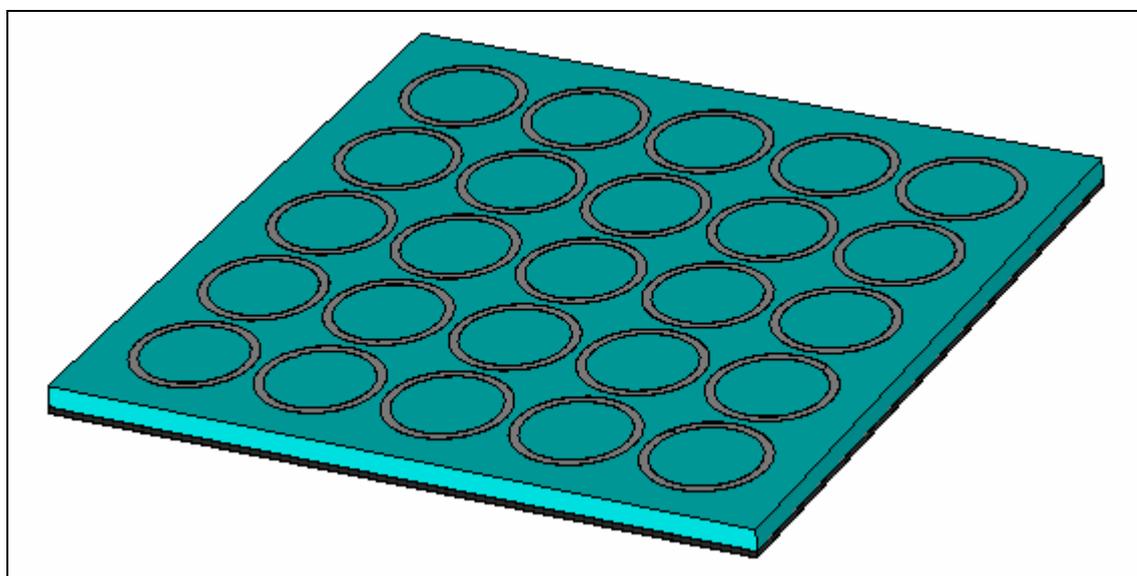


Figura 3.7. Plano de masa artificial implementado con estructuras de alta impedancia con metalización en anillo.

Tras el estudio paramétrico de las estructuras AMC, se concluyó que la estructura con metalización en anillo es menos compacta que la estructura con metalización cuadrada, puesto que teniendo ambas las mismas dimensiones, presenta un mayor valor de frecuencia en el que la fase de la onda reflejada se anula. Así, para

que este tipo de estructura trabaje a la frecuencia deseada, $f=2$ GHz, el tamaño del anillo debe ser mayor que el de la metalización cuadrada. En estas condiciones se pueden considerar dos opciones de diseño: mantener fijo el número de celdas unidad del plano aunque cambie el tamaño total del mismo o, por el contrario, mantener fijo el tamaño del plano y cambiar el número de celdas unidad. En el caso que nos ocupa se pretende comparar planos de dimensiones semejantes, por lo que se ha optado por la segunda opción, esto es, cambiar el número celdas unidad. Por esta razón, el número de periodos del plano de masa bajo estudio es 5, en lugar de 8, como en el caso del plano con metalización cuadrada (véanse Figuras 3.7 y 3.2 respectivamente).

3.3.2.1. Cálculo de las dimensiones del plano en función de la frecuencia de trabajo.

Para fijar el valor de la frecuencia de trabajo del plano de masa a un valor concreto, $f=2$ GHz en este caso, es necesario hacer un estudio de las dimensiones que deben tener las celdas unidad que lo componen. Puesto que el tamaño de la metalización es el parámetro más determinante a la hora de fijar la frecuencia a la que el plano se comporta como un AMC, se han mantenido constantes todos los parámetros de la celda unidad (véase Tabla 3.2) salvo el tamaño de la metalización, que se ha variado entre $0.18 \cdot \lambda_{2\text{GHz}}$ y $0.22 \cdot \lambda_{2\text{GHz}}$. Los valores de los parámetros de la estructura, a excepción del tamaño de la metalización, son los mismos que se consideraron al estudiar el plano de masa implementado con champiñones. De esta forma, resultará más sencillo hacer una comparación entre los tres tipos de plano que se están estudiando.

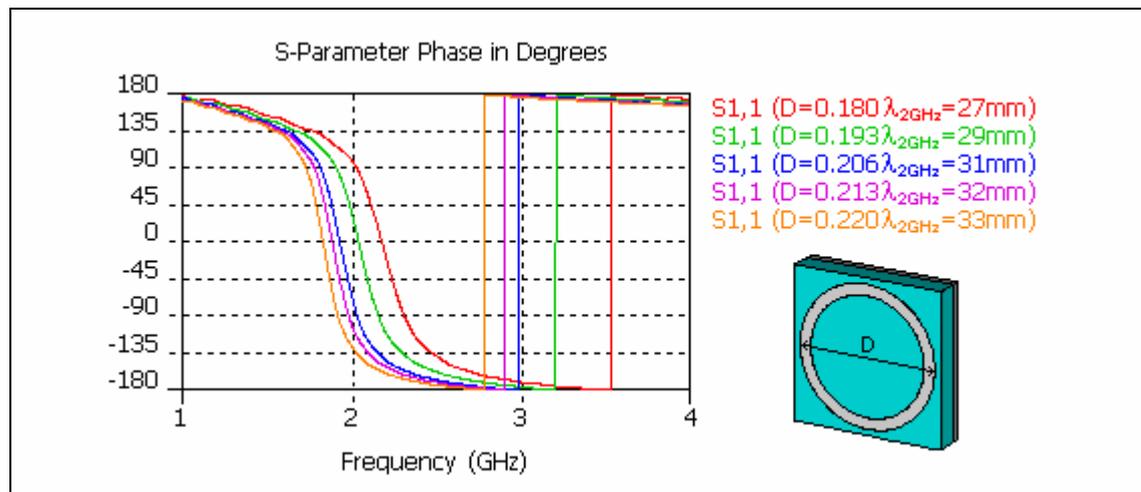


Figura 3.8. Fase de la onda reflejada en el plano para distintos tamaños de la metalización en anillo.

De acuerdo a los resultados mostrados en la Figura 3.8, el diámetro que debe tener la metalización en anillo para que el plano de masa funcione a 2 GHz es $D=0.193 \cdot \lambda_{2\text{GHz}}$. El valor de la anchura del anillo es $0.013 \cdot \lambda_{2\text{GHz}}$, esto es, 2mm. El motivo de tal elección es que mientras más estrecho es el anillo, mayor es la impedancia de la

estructura y, por tanto, más cercano es el comportamiento del plano al comportamiento ideal de un conductor magnético perfecto. Finalmente comentar que puesto que el número de periodos del plano completo es 5, y considerando el exceso de sustrato en los bordes del plano (véase Figura 3.7), las dimensiones del plano completo son 186x186 mm.

CARACTERÍSTICAS DE LA ESTRUCTURA		
Metalización	Anchura del anillo	$0.013 \cdot \lambda_{2\text{GHz}} = 2 \text{ mm}$
	Radio interno	$0.083 \cdot \lambda_{2\text{GHz}} = 12.5 \text{ mm}$
	Radio externo	$0.097 \cdot \lambda_{2\text{GHz}} = 14.5 \text{ mm}$
	Espesor	$0.00023 \cdot \lambda_{2\text{GHz}} = 0.035 \text{ mm}$
	Material	Cobre
Gap	Tamaño	$0.013 \cdot \lambda_{2\text{GHz}} = 2 \text{ mm}$
Sustrato	Lado	$0.206 \cdot \lambda_{2\text{GHz}} = 31 \text{ mm}$
	Espesor	$0.033 \cdot \lambda_{2\text{GHz}} = 5 \text{ mm}$
	Material	Polietileno ($\epsilon_r=2.2$)
Plano de masa	Lado	$0.206 \cdot \lambda_{2\text{GHz}} = 31 \text{ mm}$
	Espesor	$0.01 \cdot \lambda_{2\text{GHz}} = 1.5 \text{ mm}$
	Material	Aluminio

Tabla 3.2. Plano de masa con metalización en anillo: especificaciones de la celda unidad.

3.3.2.2. Cálculo del EBG.

Para determinar el gap electromagnético que presenta el plano de masa con metalización en anillo se colocarán puertos de guía de onda a ambos lados del mismo y se medirá el módulo del parámetro de transmisión S_{12} o S_{21} . Al igual que en el estudio del plano de masa implementado con champiñones, se considerarán dos situaciones, aquella en que el plano de masa está en espacio libre y aquella en que se considera una estructura que se comporta como una guía de placas paralelas. El resultado se muestra en la Figura 3.9.

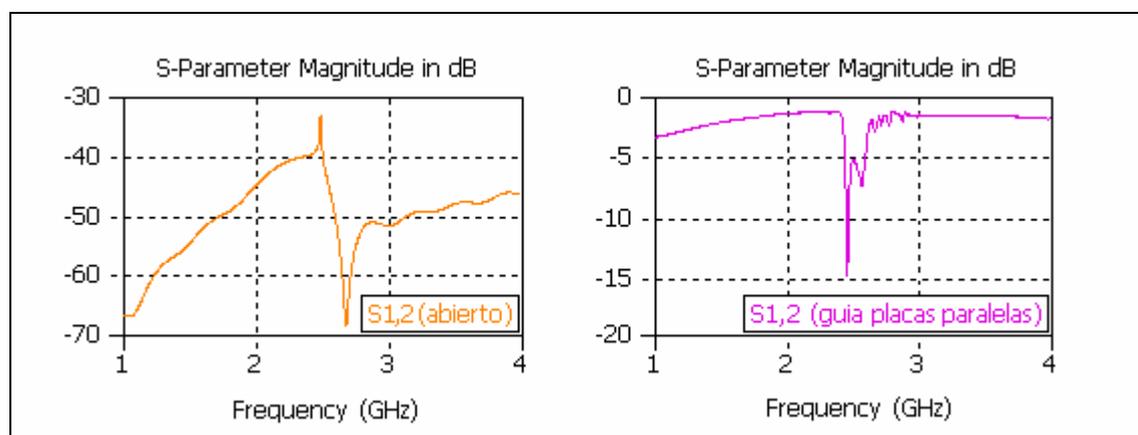


Figura 3.9. Simulación de la transmisión para cálculo del EBG en un plano con metalización en anillo.

Como se puede observar en la figura anterior, existe gran diferencia entre el resultado obtenido en condiciones de espacio libre y el obtenido aplicando las condiciones correspondientes a una guía de placas paralelas. Puesto que en el caso en que el plano está en espacio libre hay muchas más pérdidas, el gap electromagnético se mide mucho peor, de ahí el bajo valor del módulo del parámetro de transmisión. Además, su forma es bastante irregular. El gap medido en condiciones de guía de placas paralelas es bastante más nítido, aunque la caída del módulo del coeficiente de transmisión es menor. Pese a las diferencias existentes en ambos casos, queda claro que el gap medido en un caso y otro está aproximadamente en el mismo rango de frecuencias. Otra característica muy importante del gap electromagnético obtenido es que no se presenta en el mismo rango de frecuencias que el comportamiento AMC del plano (véase Figura 3.10). Esto hace que a la hora de diseñar una antena, se deba elegir qué comportamiento interesa más en función de las especificaciones.

Finalmente, es necesario tener en cuenta que, además de la geometría de la celda unidad, la presencia o ausencia de vías es un factor muy determinante tanto para el rango de frecuencias en que aparece el gap electromagnético, como para la forma del mismo. Esto es lógico si tenemos en cuenta que, puesto que se mide la transmisión, el hecho de que el sustrato presente o no elementos que lo atraviesen afecta considerablemente.

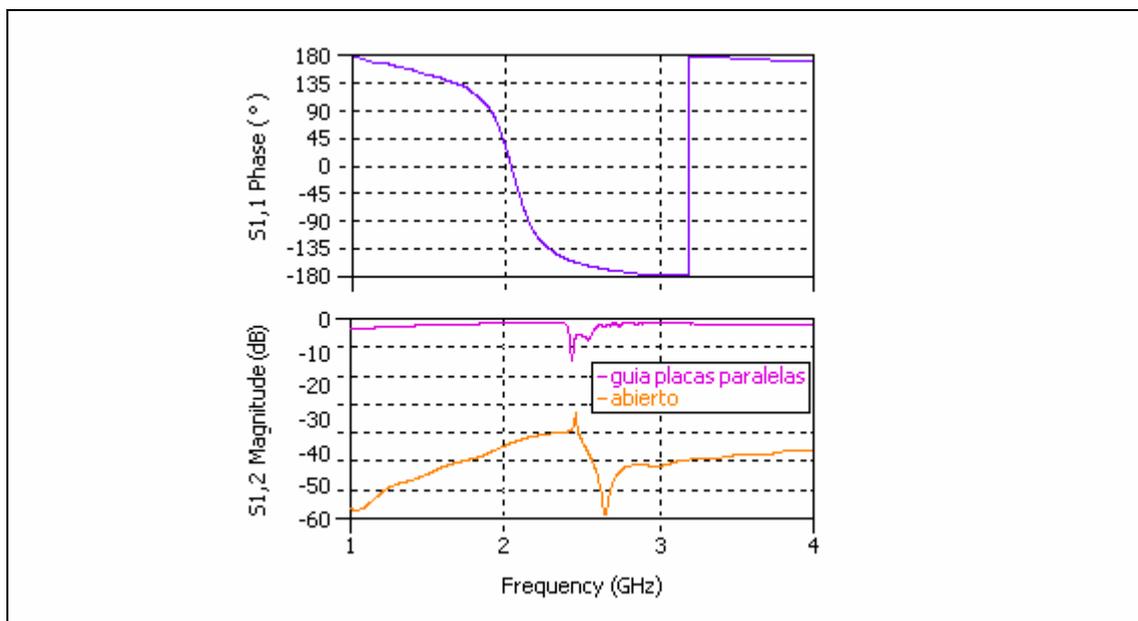


Figura 3.10. Frecuencia de fase nula y gap del plano con metalización en anillo.

3.3.3. Plano con metalización en anillo abierto.

Para completar este capítulo se estudiarán las características de un plano de masa implementado con estructuras de alta impedancia con metalización en anillo abierto.

Como ya se ha comentado en el apartado anterior, las estructuras con metalización en anillo son menos compactas que los champiñones. De esta forma, ante estructuras con las mismas dimensiones, aquellas con metalización en anillo presentan un mayor valor de frecuencia en el que la fase de la onda reflejada se anula. Si se diferencia entre los anillos cerrado y abierto, se puede afirmar que cuando el anillo está cerrado, la estructura es menos compacta que cuando está abierto. Así, para que el plano de masa trabaje a una frecuencia de 2 GHz, el tamaño del anillo abierto debe ser menor que el del anillo cerrado pero mayor que el de la metalización cuadrada. El número de periodos a considerar, $N=7$, también es, por tanto, un número intermedio entre los dos casos anteriores (véase Figura 3.11).

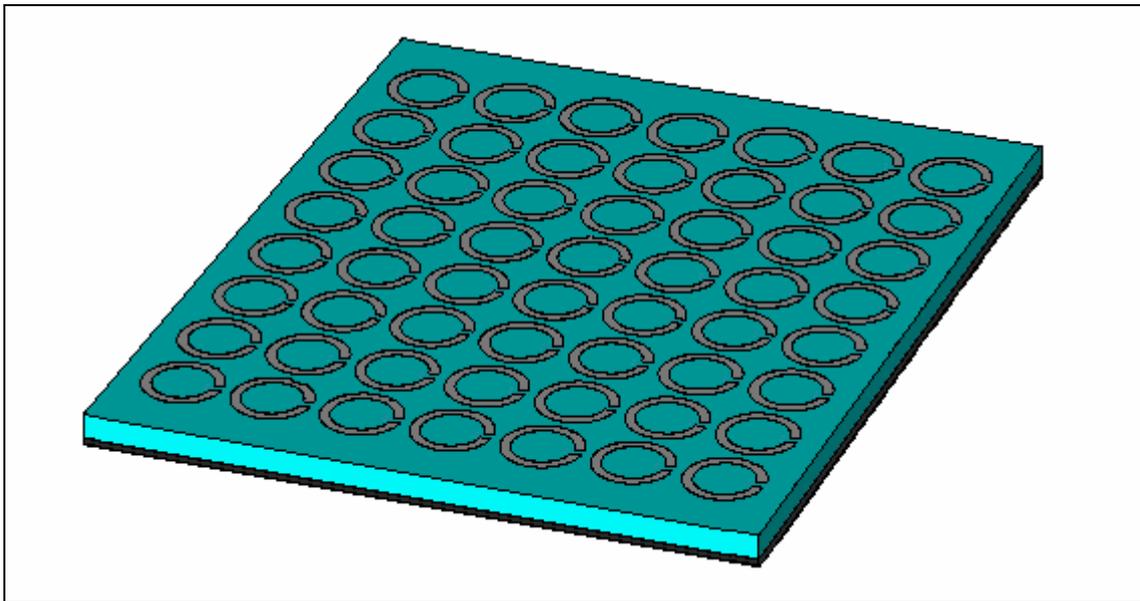


Figura 3.11. Plano de masa implementado con estructuras de alta impedancia con metalización en anillo abierto.

3.3.3.1. Cálculo de las dimensiones del plano en función de la frecuencia de trabajo.

Al igual que se ha hecho con los dos planos de masa caracterizados previamente, para determinar las dimensiones de las celdas unidad que componen el plano bajo estudio, se mantendrán constantes todos sus parámetros salvo el tamaño de la metalización. El tamaño del sector abierto que presenta el anillo debe ser pequeño si se quiere maximizar la impedancia de la estructura. Así, el sector de referencia que se ha considerado es $\alpha=10^\circ$. De nuevo, la frecuencia de trabajo del plano deberá ser 2 GHz.

Los resultados obtenidos al variar el tamaño de la metalización se muestran en la Figura 3.12. De acuerdo con dichos resultados, el diámetro que debe tener la metalización en anillo abierto para que el plano de masa funcione a 2 GHz es $D=0.14 \cdot \lambda_{2\text{GHz}}$. Así, puesto que el número periodos del plano es 7, y teniendo en cuenta el

exceso de sustrato en los bordes (véase Figura 3.11), las dimensiones del plano completo son 184x184 mm. En la Tabla 3.3 se muestran los valores de todos los parámetros de la celda unidad utilizada para implementar el plano de masa.

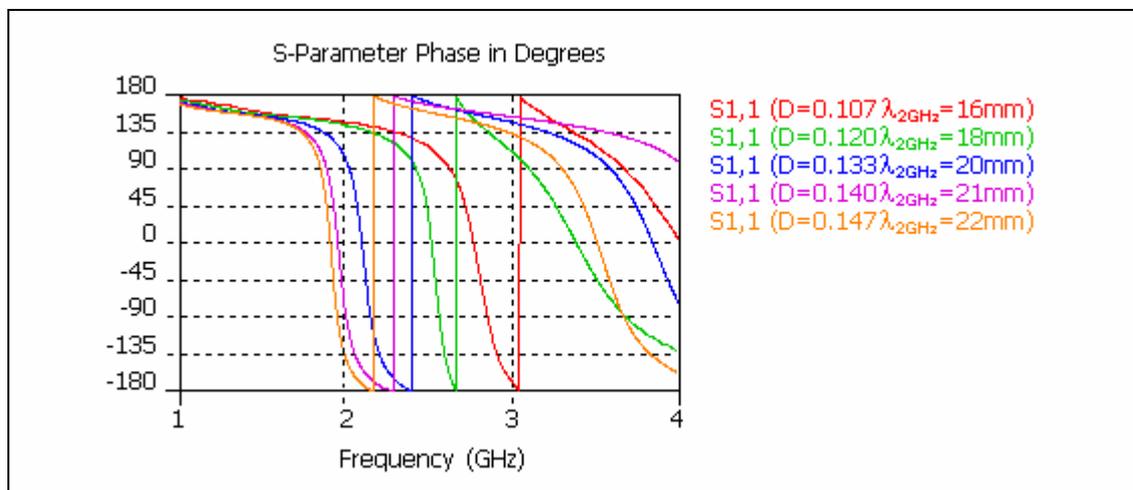


Figura 3.12. Fase de la onda reflejada para distintos tamaños de la metalización en anillo abierto.

CARACTERÍSTICAS DE LA ESTRUCTURA		
Metalización	Anchura del anillo	$0.013 \cdot \lambda_{2\text{GHz}} = 2 \text{ mm}$
	Ángulo del sector	$\alpha = 10^\circ$
	Radio interno	$0.057 \cdot \lambda_{2\text{GHz}} = 8.5 \text{ mm}$
	Radio externo	$0.07 \cdot \lambda_{2\text{GHz}} = 10.5 \text{ mm}$
	Espesor	$0.00023 \cdot \lambda_{2\text{GHz}} = 0.035 \text{ mm}$
	Material	Cobre
Gap	Tamaño	$0.013 \cdot \lambda_{2\text{GHz}} = 2\text{mm}$
Sustrato	Lado	$0.153 \cdot \lambda_{2\text{GHz}} = 23 \text{ mm}$
	Espesor	$0.033 \cdot \lambda_{2\text{GHz}} = 5 \text{ mm}$
	Material	Polietileno ($\epsilon_r=2.2$)
Plano de masa	Lado	$0.153 \cdot \lambda_{2\text{GHz}} = 23 \text{ mm}$
	Espesor	$0.01 \cdot \lambda_{2\text{GHz}} = 1.5 \text{ mm}$
	Material	Aluminio

Tabla 3.3. Plano de masa con metalización en anillo abierto: especificaciones de la celda unidad.

3.3.3.2. Cálculo del EBG.

Para caracterizar completamente el plano de masa artificial bajo estudio, además del comportamiento AMC del mismo, se va a analizar el comportamiento EBG. La forma de medir la banda de frecuencia correspondiente al EBG consiste en determinar la transmisión a través del plano de masa. A diferencia de los casos anteriores, el plano con metalización en anillo abierto no es simétrico, por lo que la transmisión es distinta en una u otra dirección. Así pues, se calculará la transmisión

tanto en la dirección x como en la dirección y , lo cual equivale a medir los parámetros S_{12} o S_{21} en el caso de la dirección x y S_{34} o S_{43} en caso de la dirección y (véase Figura 3.13).

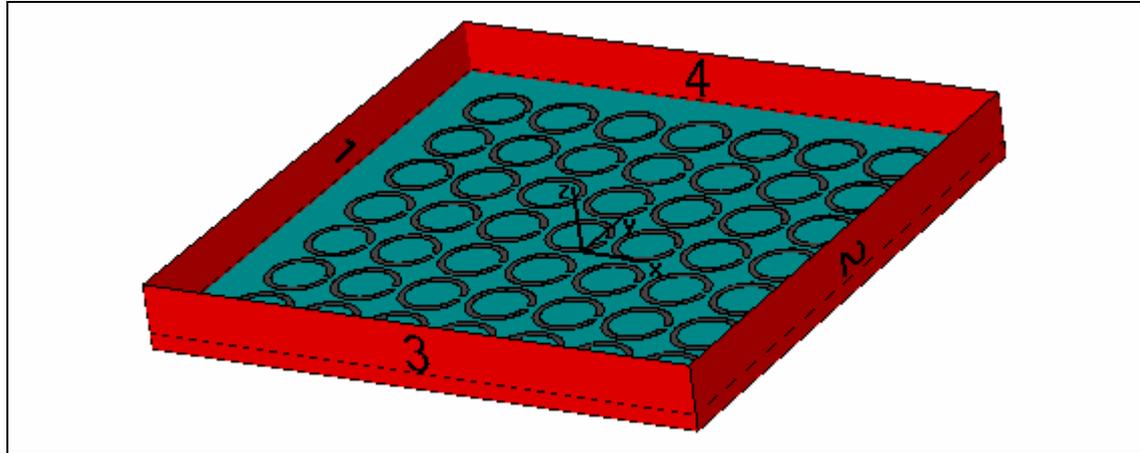


Figura 3.13. Plano de masa con metalización en anillo abierto: puertos para medida de la transmisión.

El resultado de la medida del EBG se muestra en la Figura 3.14. En este caso, puesto que el rango de frecuencias de 1 a 4 GHz es demasiado reducido como para poder afirmar algo sobre el gap, se ha ampliado hasta 8 GHz.

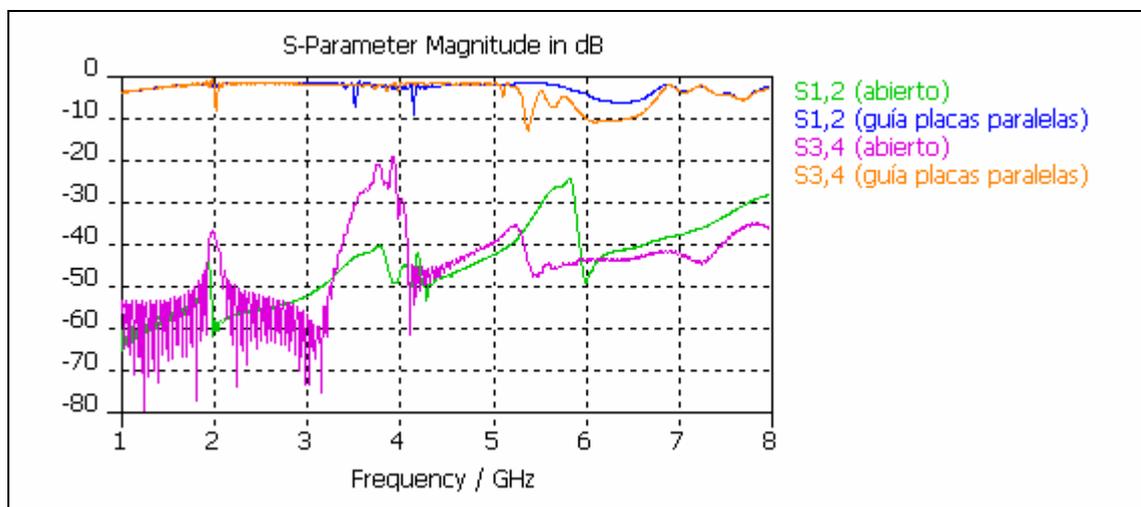


Figura 3.14. Simulación de la transmisión para cálculo del EBG del plano con metalización en anillo abierto.

De acuerdo con los resultados mostrados en la figura anterior, existe una clara diferencia entre las gráficas correspondientes a la transmisión en los ejes x ($|S_{12}|$) e y ($|S_{34}|$), lo cual era de esperar considerando la asimetría de la estructura. No obstante, el comportamiento no es muy distinto en un caso y en otro, especialmente si se considera una guía de placas paralelas. Por otro lado, resulta difícil afirmar con certeza si existe o no un gap electromagnético en la banda de frecuencia bajo estudio. En principio, en el

caso de la transmisión según el eje x , parece existir un gap en el rango de 6 a 6.6 GHz, pues en las simulaciones correspondientes a las condiciones de abierto y de guía de placas paralelas, se observa una caída de la transmisión. No obstante, es tan baja que no puede afirmarse nada de forma definitiva. En el caso de la transmisión en el eje y aún es más complicado afirmar si existe gap, pues atendiendo a los resultados de ambos métodos de simulación, no hay ninguna banda de frecuencia en que se observe una caída simultánea de la transmisión. Para poder asegurar si es cierto que el plano de masa con metalización en anillo abierto presenta o no gap electromagnético, será necesario medir la transmisión una vez construido el plano; los resultados correspondientes se incluyen en el capítulo 5 de este documento. Finalmente comentar que independientemente del hecho de que exista o no gap electromagnético, queda claro que los comportamientos AMC y EBG no se producen en la misma banda de frecuencias.

Capítulo 4.

Aplicación al diseño de antenas de bajo perfil: dipolos y monopolos.

4.1. Introducción.

En el capítulo anterior se diseñaron tres planos de masa artificiales implementados con estructuras periódicas en dos dimensiones con diferentes metalizaciones, todos ellos con una frecuencia de trabajo igual a 2 GHz. En este capítulo se pretende aplicar el resultado obtenido al diseño de antenas de hilo de bajo perfil, concretamente el dipolo y monopolo horizontales.

Para estructurar el capítulo se han considerado diferentes secciones en el apartado principal. En la primera de ellas se incluye la justificación del uso de planos de masa artificiales con antenas de hilo horizontales y en la segunda, se incluye el estudio del dipolo y monopolo horizontales colocados sobre cada uno de los tres planos de masa diseñados. Para terminar, se considera una última sección en la que se resumen los resultados obtenidos.

El estudio completo de cada una de las antenas se divide en tres partes. En primer lugar, se calcula el tamaño óptimo de la antena. Una vez fijado el tamaño se determina a qué altura debe colocarse la antena sobre el plano de masa para que el nivel de adaptación sea el máximo posible. Finalmente, una vez diseñado el conjunto antena-plano de masa, se estudian las características principales del mismo: nivel de adaptación y diagrama de radiación.

4.2. Antenas de bajo perfil.

En aplicaciones de altas prestaciones, tales como aplicaciones espaciales, militares, aéreas o industriales, en las que tamaño, peso, perfil aerodinámico o prestaciones suelen ser factores muy determinantes, se requieren normalmente antenas de bajo perfil. Además, el hecho de que en general tales antenas presenten gran capacidad de adaptación a diversas superficies, las hace especialmente indicadas para este tipo de aplicaciones. Dentro de este ámbito se pueden mencionar aplicaciones tanto de comunicaciones (tierra-aire-espacio), como de navegación (radar, sistemas de aterrizaje, altimetría), seguimiento, medida (radiometría, radioastronomía, meteorología), formación de imágenes aéreas de alta resolución (radar de apertura sintética ó SAR), etc.

Por otro lado, aplicaciones comerciales como las comunicaciones móviles o inalámbricas presentan especificaciones semejantes en lo que a antenas se refiere. La miniaturización de los dispositivos debido a la integración electrónica, obliga a que la antena sea lo más pequeña posible. Así, tales aplicaciones requieren el uso de antenas de bajo perfil, que además deben ser ligeras, conformables, de fácil fabricación y bajo coste.

En este apartado, se describirán brevemente las características más importantes de ciertas antenas de bajo perfil que se utilizan comúnmente tanto en el caso de aplicaciones de altas prestaciones como en el caso de aplicaciones comerciales.

4.2.1. Antena microstrip.

La antena microstrip es una estructura resonante que se compone de una metalización sobre un sustrato dieléctrico y bajo éste un plano de masa [19]. Se pueden utilizar metalizaciones de formas muy diversas, aunque las geometrías más habituales son la circular y la rectangular. El hecho de utilizar una u otra forma del parche suele responder a la optimización de ciertos aspectos del funcionamiento de la antena. La antena microstrip se alimenta comúnmente a través de una línea de transmisión en el mismo plano del parche o a través de un conector coaxial. Otras formas de alimentación son el acoplamiento por proximidad o el acoplamiento por ranura (véase Figura 4.1).

Existen muy diversas formas de analizar el funcionamiento de las antenas microstrip, desde los modelos más simples, basados en líneas de transmisión o cavidades hasta los más complejos, usando métodos numéricos o espectrales.

El modelo más simple de antena microstrip es el modelo de línea de transmisión. Según este modelo, la radiación se hace presente en las discontinuidades y circuitos abiertos de la estructura, especialmente si su tamaño es comparable a la

longitud de onda. No obstante, el efecto de bordes se manifiesta en todo el contorno de la estructura y depende del grosor y la permitividad del dieléctrico. El parche equivale a dos ranuras de dimensiones $W \times \Delta L$ (véase Figura 4.2) y la longitud L se elige para que haya una inversión de fase y la radiación de ambas ranuras se suma en fase. La radiación existente en los flancos laterales del parche se cancela entre sí. El circuito equivalente es una línea de transmisión de longitud L , con dos impedancias que simulan las pérdidas de radiación y la capacidad de la discontinuidad y el circuito abierto. Este método no tiene en cuenta las variaciones del campo a lo largo de los bordes radiantes ni los efectos de la alimentación. Pese a estos inconvenientes, el modelo de línea de transmisión es una buena aproximación al comportamiento de la antena microstrip con parche rectangular, aunque no es aplicable al parche circular ni a otros parches de formas arbitrarias.

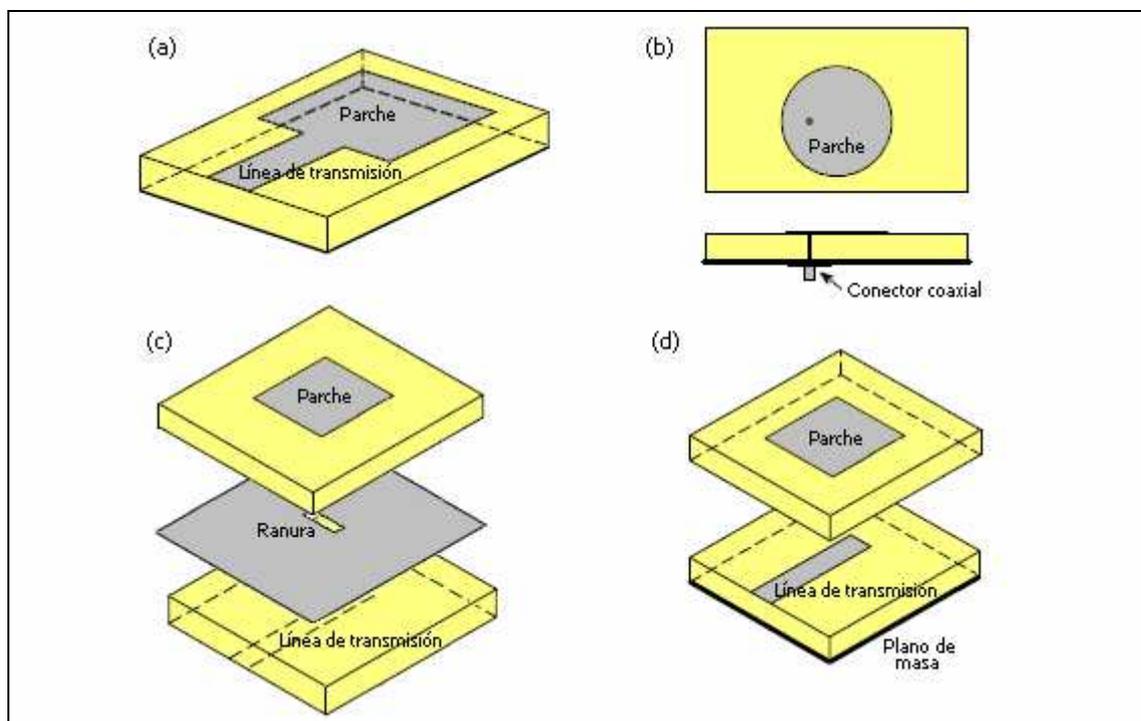


Figura 4.1. Alimentación de la antena microstrip.

(a) línea de transmisión, (b) coaxial, (c) acoplamiento por ranura y (d) acoplamiento por proximidad.

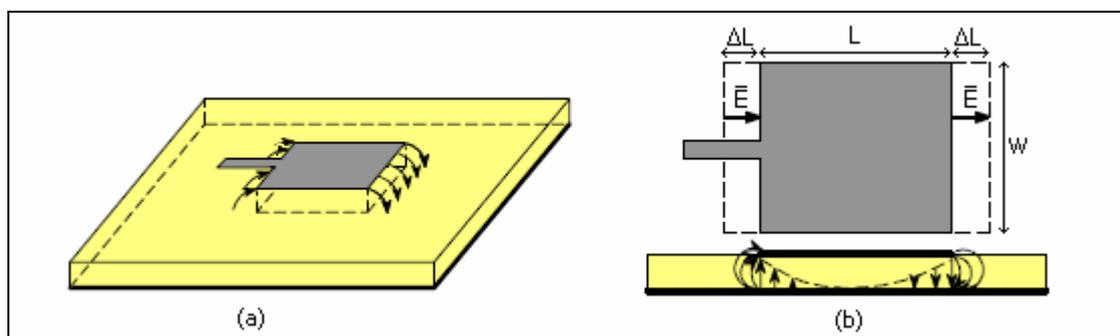


Figura 4.2. Modelo de línea de transmisión.

(a) efecto de bordes y (b) detalle de la cancelación de la radiación de los flancos laterales.

Un modelo más riguroso de funcionamiento de la antena microstrip es el modelo de cavidad (véase Figura 4.3). Según este modelo, la antena se comporta como una cavidad resonante cuyas paredes superior e inferior son PEC ($E_t = 0$) y cuyas paredes laterales son PMC ($H_t = 0$). En el interior de la cavidad, entre las paredes eléctricas y magnéticas, se producen ondas estacionarias. Para analizar los campos en el interior de la cavidad es necesario resolver la ecuación de onda sujeta a las condiciones de contorno de los campos tangenciales. Por otro lado, para calcular el diagrama de radiación es necesario considerar las corrientes magnéticas equivalentes en el contorno de la cavidad, siendo las paredes que contribuyen a la radiación aquellas en que las corrientes magnéticas no se cancelan entre sí. El modelo de cavidad funciona correctamente en el caso de cavidades de formas sencillas, como la rectangular o la circular. Sin embargo, la resolución de la ecuación de onda en una cavidad de forma arbitraria suele ser bastante tediosa.

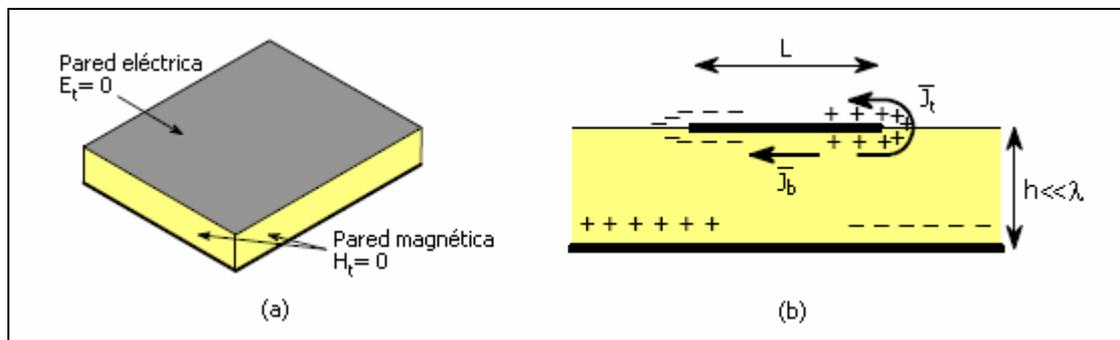


Figura 4.3. Modelo de cavidad.
(a) condiciones de contorno y (b) principio de funcionamiento del modelo.

En el caso de las antenas microstrip que presentan metalizaciones de formas arbitrarias se suelen utilizar métodos numéricos para resolver las ecuaciones de campo. Métodos comúnmente aplicados en la práctica son el método computacional de diferencias finitas en el dominio del tiempo (*Finite Difference Time Domain* o FDTD) o el método de los momentos (MoM).

Las antenas microstrip tienen gran cantidad de ventajas. Presentan bajo perfil y reducido peso, además de ser robustas. Son conformables, versátiles, fácilmente integrables en circuitos de microondas y de fabricación sencilla y barata. Su principal limitación es su reducido ancho de banda, por tratarse de estructuras resonantes.

4.2.2. Antenas de tipo F invertida.

Otro tipo de antenas de bajo perfil son la antena F invertida (IFA) y sus variantes, F planar invertida (PIFA) y F dual invertida (DIFA) [19]. Dichas antenas se muestran en la Figura 4.4.

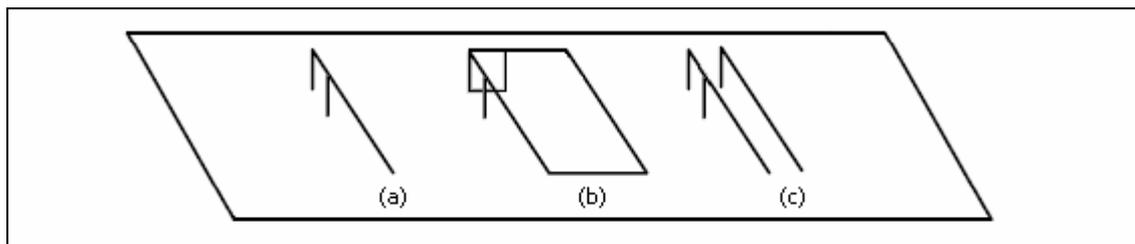


Figura 4.4. Antena *F* invertida y sus variantes.
 (a) *F* invertida (IFA), (b) *F* planar invertida (PIFA) y (c) *F* dual invertida (DIFA).

La base común de todas las antenas de tipo *F* invertida consiste en un monopolo vertical corto al que se añade un segmento horizontal de conductor en la punta que actúa como carga capacitiva (estructura en forma de *L* invertida). Su impedancia de entrada es prácticamente equivalente a la del monopolo corto, si le unimos la reactancia debida al hilo horizontal situado sobre el plano de masa. En general, resulta complicado adaptar una estructura de este tipo a una línea de alimentación porque su impedancia consta de una resistencia pequeña y una alta reactancia. Teniendo en cuenta que debido a la desadaptación disminuye considerablemente la eficiencia de radiación de la antena, es necesario modificar esta estructura básica para conseguir una impedancia de entrada prácticamente resistiva que se adapte fácilmente a una línea coaxial estándar. Para ello se agrega una conexión a tierra en sentido opuesto al segmento conductor horizontal respecto al monopolo vertical, obteniéndose así una antena IFA (véase Figura 4.5).

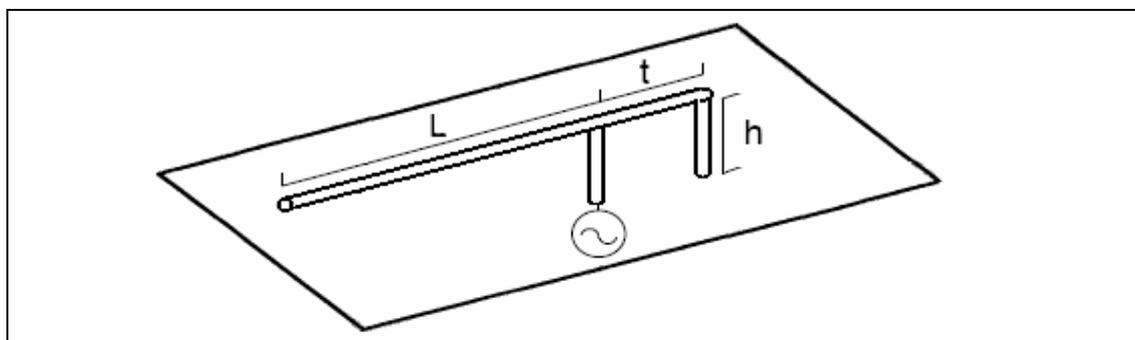


Figura 4.5. Geometría de la antena *F* invertida.

La nueva conexión a tierra en forma de *L* invertida permite ajustar la impedancia de entrada de la antena variando la distancia t que hay entre el punto de alimentación y la propia conexión. Una desventaja de construir una antena IFA usando conductores relativamente delgados es que el ancho de banda es bajo (típicamente 2%). La solución a esto es reemplazar los conductores por placas, dando origen a la antena PIFA. La antena PIFA está formada por un parche microstrip de tipo *F* invertida. Se trata esencialmente de un parche resonante $\lambda/4$ cortocircuitado en un extremo. Existen varios métodos para realizar el cortocircuito. Se pueden utilizar hilos que unan el parche radiante con el plano de masa, o bien, considerar una pared que realice la misma función. Lo más común es utilizar el último método porque da mayor robustez al diseño y facilita la fabricación. La frecuencia de resonancia de una antena PIFA

depende de la altura del parche (h), de su longitud (L), del ancho de la pared de cortocircuito (W) y del punto de alimentación (t) (véase Figura 4.6). La alimentación es típicamente coaxial. Por norma general este tipo de antenas suelen alcanzar anchos de banda del 19%-20%. Si t es pequeño comparado con la longitud del elemento planar, el diagrama de radiación de la antena PIFA presenta las siguientes características: es omnidireccional en acimut y en los planos xy e yz es idéntico al del monopolo vertical. En el plano xz , sin embargo, aparecen dos componentes de campo eléctrico. Las componentes varían en fase y tienen distintos puntos de máxima radiación y cuando ambas se combinan, los nulos en ambos diagramas se rellenan hasta proporcionar una cobertura prácticamente omnidireccional.

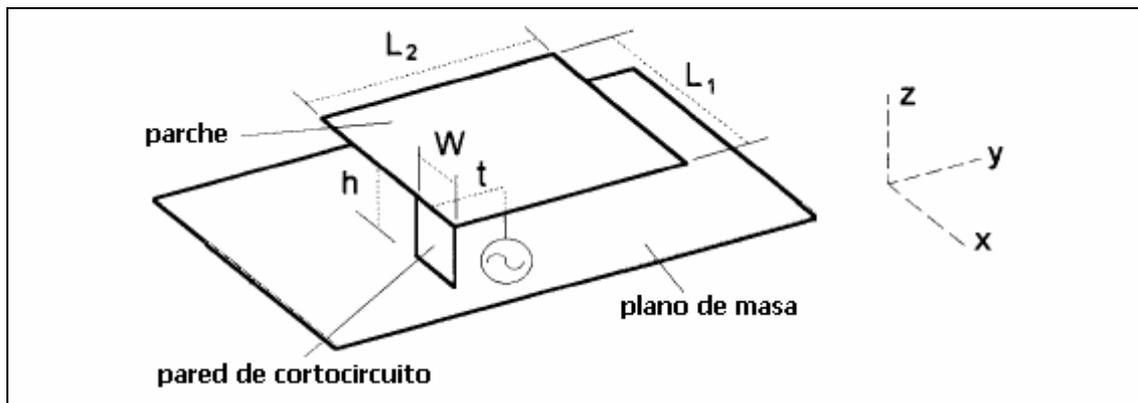


Figura 4.6. Geometría de la antena F planar invertida.

La última de las variantes de la antena IFA es la antena F dual invertida. Esta antena se construye añadiendo un segundo elemento en L invertida a la antena F invertida. El segundo elemento es parásito y no se alimenta de forma directa. Según puede observarse en la Figura 4.7, el elemento alimentado, de longitud L_f , y el elemento acoplado, de longitud L_c , están separados por un offset, s . El elemento acoplado presenta una frecuencia de resonancia distinta a la del elemento alimentado. En el caso en que las frecuencias de resonancia de ambos elementos son cercanas, sus anchos de banda se solapan, lo que permite aumentar el ancho de banda total. El diagrama de radiación de la antena DIFA es relativamente omnidireccional en los planos xy e yz .

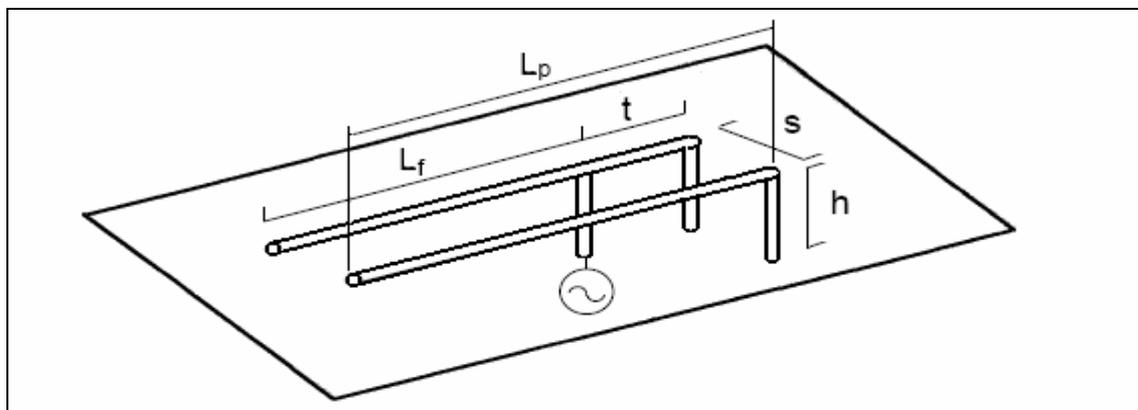


Figura 4.7. Geometría de la antena F dual invertida.

4.2.3. Antena de ranura.

Una ranura es una apertura en un plano de masa en la que una de las dos dimensiones es pequeña comparada con la longitud de onda. En general, la longitud de la ranura es $\lambda/2$ a la frecuencia de trabajo y el ancho es una pequeña fracción de λ . La ranura es la antena dual del dipolo. Así, una ranura y un dipolo de las mismas dimensiones presentan diagramas de radiación idénticos pero con los campos eléctrico y magnético intercambiados.

Existen diversas formas de alimentar ranuras, una de ellas es a través de guías de onda. Las ranuras interrumpen normalmente el paso de las corrientes y el acoplamiento entre la guía y la ranura es proporcional a dicho efecto. Otra forma de alimentación de ranuras es a través de líneas microstrip. En este caso la ranura se sitúa en el plano de masa y la línea debe tener un circuito abierto a una distancia $\lambda/4$ de la ranura (véase Figura 4.8).

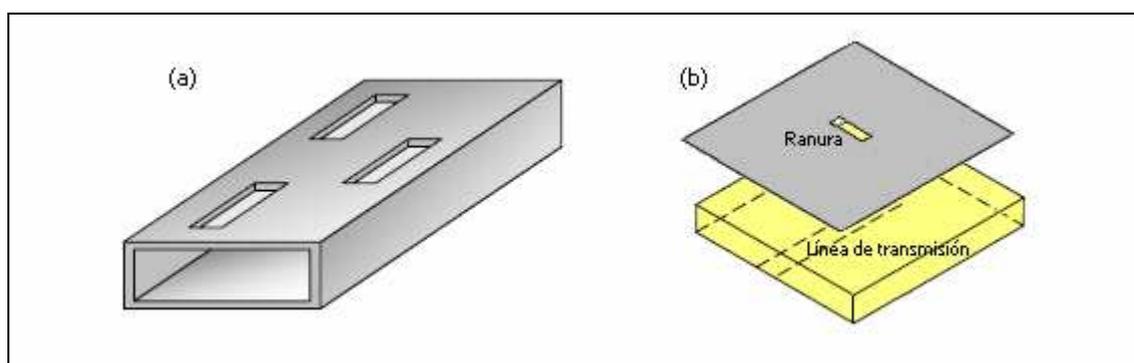


Figura 4.8. Alimentación de la antena de ranura.
(a) alimentación mediante guía de onda y (b) alimentación mediante línea de transmisión.

4.3. Estudio del dipolo y el monopolo horizontales sobre distintos planos de masa artificiales.

En el apartado anterior de este capítulo se han descrito brevemente las características de ciertas antenas de bajo perfil que se utilizan frecuentemente. A partir de este punto vamos a centrar la atención en el estudio de un tipo concreto de antenas de bajo perfil: las antenas de hilo de bajo perfil. Concretamente se estudiarán los casos del dipolo y el monopolo horizontales sobre planos de masa artificiales implementados con estructuras de alta impedancia con diferentes metalizaciones.

Sección 1: Justificación del uso de planos de masa artificiales con antenas de hilo horizontales.

De acuerdo con lo que se ha venido viendo a lo largo de este documento, está comprobado que las superficies de alta impedancia son útiles como planos de masa. Tanto la supresión de ondas de superficie asociada al comportamiento EBG, como la reflexión en fase asociada al comportamiento AMC, son características que pueden ser aprovechadas para mejorar ciertas prestaciones de algunas antenas.

Como resultado de la supresión de las ondas de superficie, una antena colocada sobre un plano de masa artificial de alta impedancia presenta un diagrama de radiación por lo general más suave que en el caso del plano de masa metálico convencional, y con menos potencia perdida en la radiación trasera. Además, en el caso de arrays, la supresión de ondas de superficie reduce el acoplamiento mutuo y ayuda a eliminar los ángulos ciegos.

La otra propiedad importante de las superficies de alta impedancia es que reflejan las ondas en fase en lugar de en contrafase. Esto equivale a invertir la dirección de las corrientes imagen. Esta propiedad es la que permite utilizar ciertas antenas, como el dipolo y monopolo horizontales, que no pueden ser utilizadas si se encuentran sobre un plano de masa conductor convencional.

Cuando se tiene un dipolo o monopolo horizontal sobre un plano de masa metálico convencional, las ondas reflejadas sufren una inversión de fase, que puede resultar en una interferencia destructiva entre las ondas incidente y reflejada. Esto equivale a decir que las corrientes imagen en la superficie conductora cancelan las corrientes de la antena, con lo que se reduce considerablemente la eficiencia de radiación por ocasionarse una fuerte desadaptación (véase Figura 4.9).

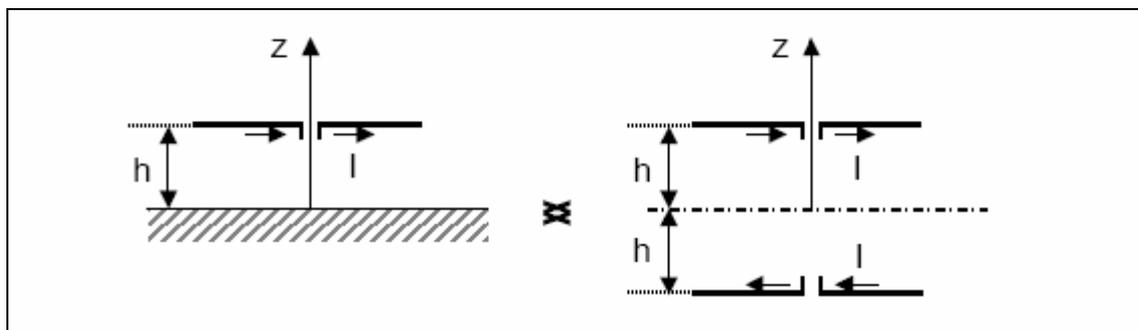


Figura 4.9. Dipolo horizontal sobre plano conductor (teoría de imágenes).

Este problema puede solucionarse colocando la antena a distancia $\lambda/4$ del plano porque, en este caso, el desfase producido en el camino desde la antena hasta el plano y de nuevo de vuelta hacia la antena, completa un ciclo y, por tanto, se tiene una interferencia constructiva y la antena radia de forma eficiente. No obstante, la

estructura completa debe tener un espesor mínimo de $\lambda/4$, lo que limita la posibilidad de diseñar antenas de bajo perfil, que es precisamente lo que se pretende. Otra forma de evitar el problema sería considerar el dipolo o monopolo en posición vertical, pero esta alternativa también limita la posibilidad de diseñar una antena de bajo perfil.

La solución definitiva al problema consiste en sustituir el plano de masa metálico por un plano de masa de alta impedancia. Teniendo en cuenta que este último refleja las ondas en fase a la frecuencia de funcionamiento, las corrientes imagen se reforzarán en lugar de cancelarse y el dipolo y monopolo horizontales, que presentan bajo perfil, radiarán de forma eficiente. Si en el caso del plano de masa utilizado los comportamientos AMC y EBG coinciden a la frecuencia de trabajo, se contará además con la ventaja que supone la supresión de las ondas de superficie.

Sección 2: Estudio del dipolo y monopolo horizontales sobre planos artificiales de alta impedancia con distintas metalizaciones.

En el capítulo 3 de este proyecto se diseñaron tres planos de masa artificiales implementados con estructuras de alta impedancia con diferentes metalizaciones, todos ellos con una frecuencia de trabajo igual a 2 GHz. En este capítulo se pretende aplicar el resultado obtenido al diseño de antenas de hilo de bajo perfil, concretamente el dipolo y monopolo horizontales.

El estudio que se va a llevar a cabo en esta sección del capítulo 4 comenzará con un repaso de las dimensiones que deben tener las celdas unidad de cada uno de los planos de masa para que las antenas a estudiar, dipolo y monopolo horizontales, funcionen a 2 GHz. Una vez fijadas las dimensiones del plano de masa, se estudiarán las características de cada una de las antenas. Dicho estudio se dividirá en tres partes: cálculo del tamaño y altura óptimos de la antena y estudio de las características principales del conjunto antena-plano de masa diseñado.

Para determinar el tamaño óptimo del dipolo o monopolo a considerar, se colocará la antena sobre el plano de masa a una altura fija de $\lambda_{2\text{GHz}}/30=5$ mm y se variará su tamaño. En principio, sería de esperar que el tamaño óptimo de las antenas fuera $\lambda/2$ en el caso del dipolo y $\lambda/4$ en el caso del monopolo; no obstante, el tipo de plano de masa afecta directamente a la resonancia de la antena, por lo que es necesario hacer un estudio del tamaño de la misma considerando cada uno de los tres planos de masa con que se va a trabajar. Como posteriormente se verá, la frecuencia de resonancia varía relativamente poco con el tamaño de la antena; lo que sí varía notablemente es la adaptación. Por este motivo, es posible determinar inicialmente la frecuencia de resonancia usando una antena de referencia, y posteriormente ajustar el tamaño de la antena para optimizar la adaptación. Esto es precisamente lo que se hará

para cada uno de los planos a estudiar, usando como antena de referencia el monopolo horizontal⁴ $\lambda/4$.

Una vez fijado el tamaño de la antena es necesario determinar a qué altura sobre el plano de masa debe colocarse para maximizar la adaptación. Para ello, se coloca la antena del tamaño deseado a distintas alturas sobre el plano de masa y se estudia qué ocurre con el módulo del parámetro S_{11} , que indica el nivel de adaptación.

Para terminar, una vez diseñados plano y antena, se estudiarán sus características principales: nivel de adaptación y diagrama de radiación.

El nivel de adaptación de la antena es un indicativo de la eficiencia de la misma, de ahí que resulte muy útil estudiarlo. Para tener una referencia de lo buena o mala que es la adaptación de la antena cuando ésta se coloca sobre el plano de masa artificial, se comparará con los casos en que se tiene un plano de masa conductor eléctrico perfecto o no se tiene plano de masa.

El diagrama de radiación del conjunto dipolo-plano de masa es otra de las características esenciales del mismo. Dependiendo de la aplicación concreta que se vaya a dar al conjunto, interesa tener diagramas de radiación de una forma u otra. No obstante, en este caso no se está considerando ninguna aplicación concreta, por lo que hay que limitarse a estudiar si el diagrama de radiación presenta buenas características en términos generales.

El estudio del diagrama de radiación del conjunto definitivo antena-plano consta de dos partes esenciales. En primer lugar se estudia la distribución de campo eléctrico en el plano de masa, tanto en la superficie como en el interior (véase Figura 4.10), y en segundo lugar, se estudia el diagrama de campo lejano.

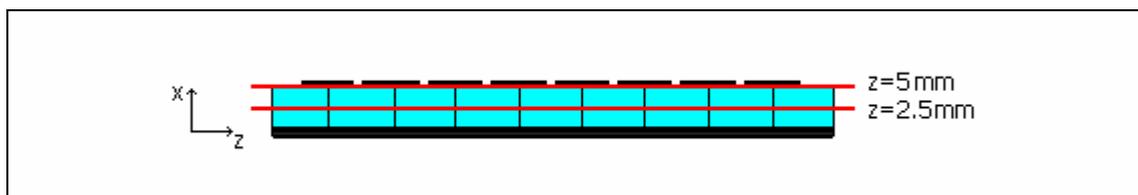


Figura 4.10. Cortes asociados al estudio del campo eléctrico en la superficie ($z=5\text{mm}$) y el interior ($z=2.5\text{mm}$) del plano de masa artificial.

El diagrama de campo eléctrico en el interior y la superficie del plano de masa artificial aporta información que resulta esencial para comprender el funcionamiento de las estructuras de alta impedancia cuando éstas se agrupan para dar lugar a una

⁴ Podría utilizarse un dipolo horizontal $\lambda/2$ en lugar del monopolo $\lambda/4$, el resultado sería prácticamente el mismo. No obstante, teniendo en cuenta que los modelos que se están estudiando serán construidos y medidos y que la antena que se utilizará a la hora de construir es el monopolo por motivos de simplicidad, se ha optado por ajustar los parámetros del plano de forma que la resonancia se ajuste más a la frecuencia de trabajo en el caso del monopolo.

estructura mayor, un plano de masa en este caso. Teniendo en cuenta que la herramienta de simulación utilizada en este proyecto (*CST Microwave Studio*) permite observar qué va ocurriendo con el campo a medida que cambia la fase de la excitación, es posible analizar el comportamiento del campo E y la relación que tiene dicho comportamiento con la forma en que radia el conjunto antena-plano. Por otro lado, el diagrama de campo lejano o simplemente diagrama de radiación, permite observar las características de radiación en función de la dirección angular. Para cada uno de los conjuntos antena-plano estudiados se mostrará el diagrama en 3D, los cortes en polares correspondientes a los ángulos $\phi=0^\circ$ y $\phi=90^\circ$ y los diagramas plano E y plano H en coordenadas cartesianas.

4.3.1. Plano con metalización cuadrada y vías.

Previamente se ha comentado que en el capítulo anterior se diseñaron tres planos de masa artificiales implementados con estructuras de alta impedancia con diferentes metalizaciones. En el caso del plano con metalización cuadrada y vías se utilizaron 8 filas de 8 celdas unidad cuyas dimensiones se eligieron de forma que el plano funcionara a 2 GHz. La información más relevante se muestra en la Figura 4.11. Por otro lado, se comprobó que el plano bajo estudio presenta comportamiento EBG en la banda 1.9-2.75 GHz.

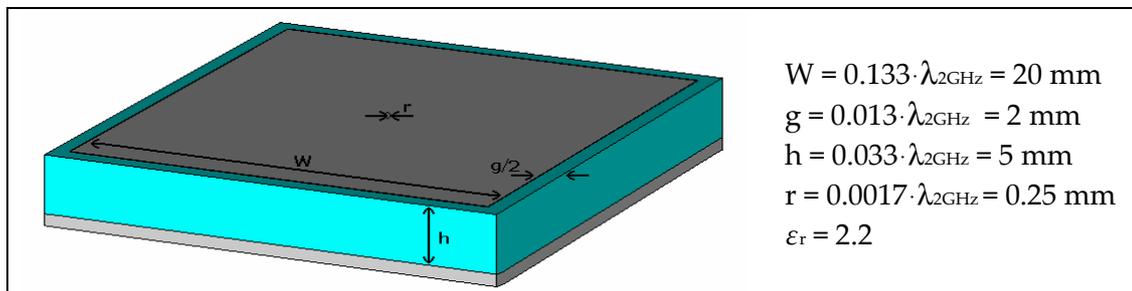


Figura 4.11. Plano de masa con metalización cuadrada y vías: dimensiones de la celda unidad.

En este caso se pretende utilizar el plano de masa diseñado como plano para una antena de hilo horizontal, dipolo o monopolo, cuya frecuencia de funcionamiento debe ser igual a 2 GHz, que, recordemos, es la frecuencia de trabajo.

Si se coloca sobre el plano un dipolo o monopolo horizontal, la mayor adaptación debería obtenerse a 2 GHz, puesto que esa es la frecuencia a la que el plano está funcionando como AMC. Sin embargo, la adaptación máxima no se produce exactamente a esa frecuencia. La razón es la siguiente: para medir inicialmente la frecuencia de trabajo del plano se consideró un puerto de guía de onda a una distancia de 0.5 mm sobre la superficie del mismo. Dicho puerto genera una onda que se refleja en el plano y, viendo la frecuencia en que el valor de fase de la onda reflejada se anula, se conoce la frecuencia a la que el plano se comporta como un AMC. Por otro lado, cuando se coloca un dipolo o monopolo horizontal sobre el mismo plano de masa, las

ondas incidentes no tienen las mismas características que las generadas por el puerto de guía de onda, por lo que la frecuencia en la que el valor de fase de la onda reflejada toma el valor 0° tampoco es el mismo. Así, tenemos por un lado un valor de frecuencia más *teórico*, que es el calculado considerando el puerto de guía de onda, y uno más *práctico*, que es el calculado considerando las antenas.

Para determinar las dimensiones del plano definitivo que se usará con las antenas de hilo bajo estudio, se utilizará como referencia el tamaño del plano diseñado en el apartado 3.3.1 (véase Figura 4.11) y se modificará de forma que la frecuencia de resonancia de las antenas sea igual a 2 GHz. El procedimiento es el siguiente: se coloca un monopolo horizontal $\lambda/4$ (antena de referencia) sobre el plano de masa previamente diseñado y se calcula el parámetro S_{11} , que indica la adaptación. Atendiendo al valor de frecuencia de resonancia obtenido, se redefinen las dimensiones de la celda unidad del plano.

Tras el estudio paramétrico de las estructuras de alta impedancia se llegó a la conclusión de que los parámetros que más influyen en el valor de la frecuencia en que la onda reflejada se anula, son el tamaño de la metalización y el espesor del sustrato, éste último en menor medida que el anterior. Así pues, para ajustar la frecuencia de trabajo del plano de masa únicamente se variará el tamaño de la metalización de la celda unidad (véase Figura 4.12). Por otro lado, comentar que las condiciones de contorno fijadas a la hora de realizar las simulaciones corresponden a espacio abierto (*open add space*) en todas las direcciones para que el problema se asemeje lo máximo posible a una situación real.

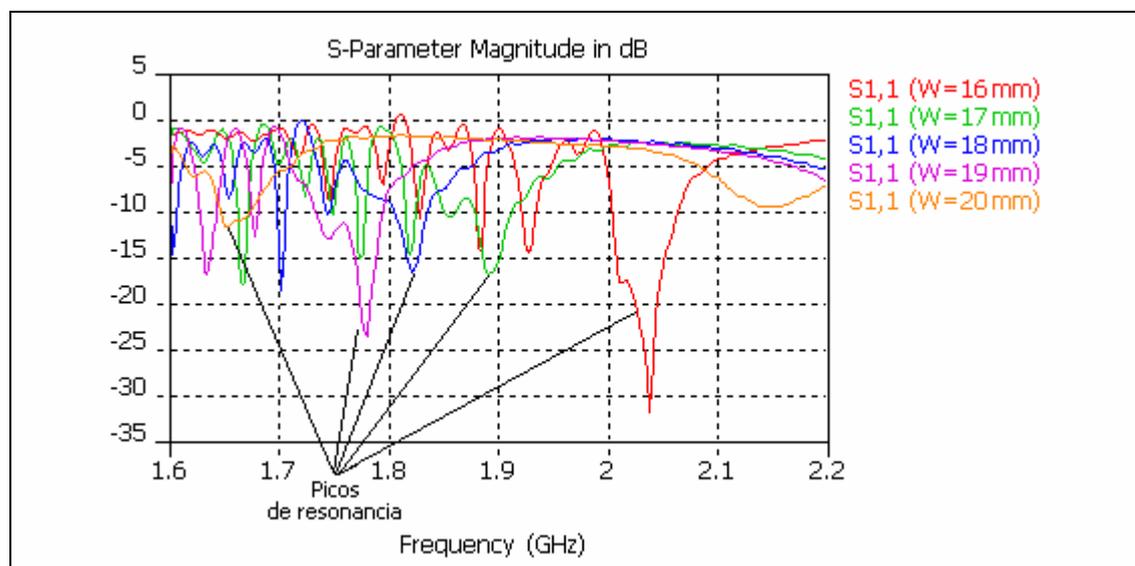


Figura 4.12. Nivel de adaptación de la antenna de referencia en función del tamaño de la metalización de las celdas unidad del plano de masa con metalización cuadrada y vías.

En la figura anterior se muestra el módulo del coeficiente de reflexión obtenido al colocar un monopolo horizontal $\lambda/4$ sobre el plano de masa y variar las dimensiones del último, concretamente el ancho de la metalización de las celdas unidad. A la vista

de que el resultado de la simulación presenta muchas oscilaciones en el rango de frecuencias de interés, se ha marcado de forma explícita el pico de resonancia de la antena asociado a cada uno de los tamaños de la metalización del plano. Como se puede observar, el valor de frecuencia de resonancia obtenido para el tamaño de referencia del plano, $W=20\text{mm}$, es menor a 2 GHz. Teniendo en cuenta que en las estructuras de alta impedancia el valor de la frecuencia de funcionamiento aumenta a medida que el tamaño de la metalización disminuye, se disminuirá progresivamente el tamaño de la metalización hasta alcanzar un valor de frecuencia de resonancia de 2 GHz. De acuerdo con los resultados, el tamaño definitivo de la metalización del plano de masa que se usará con las antenas de hilo a caracterizar es $W=0.106\lambda_{2\text{GHz}}=16\text{mm}$.

4.3.1.1. Estudio del dipolo horizontal.

En el presente apartado se va a llevar a cabo un estudio del dipolo horizontal colocado sobre un plano de masa artificial con metalización cuadrada y vías. Inicialmente se determinarán el tamaño del dipolo y la altura a la que debe colocarse para optimizar la adaptación y posteriormente se pasará a estudiar sus características más importantes.

▪ Cálculo del tamaño del dipolo.

Como se ha comentado previamente, la primera parte del estudio consiste en determinar qué tamaño debe tener el dipolo para que el nivel de adaptación sea el mejor posible. Para ello, se mantiene fija la altura del dipolo y se varían sus dimensiones (véase Figura 4.13). La altura de referencia considerada es $\lambda_{2\text{GHz}}/30=5\text{mm}$. La razón por la que se ha elegido esta altura es que es suficientemente pequeña como para que se pueda hablar de antena de bajo perfil y suficientemente grande como para que el proceso de fabricación no sea demasiado complicado en caso de tener que construir. No obstante, en el siguiente apartado se llevará a cabo un estudio de cual es la altura más adecuada a la que se debe colocar el dipolo.

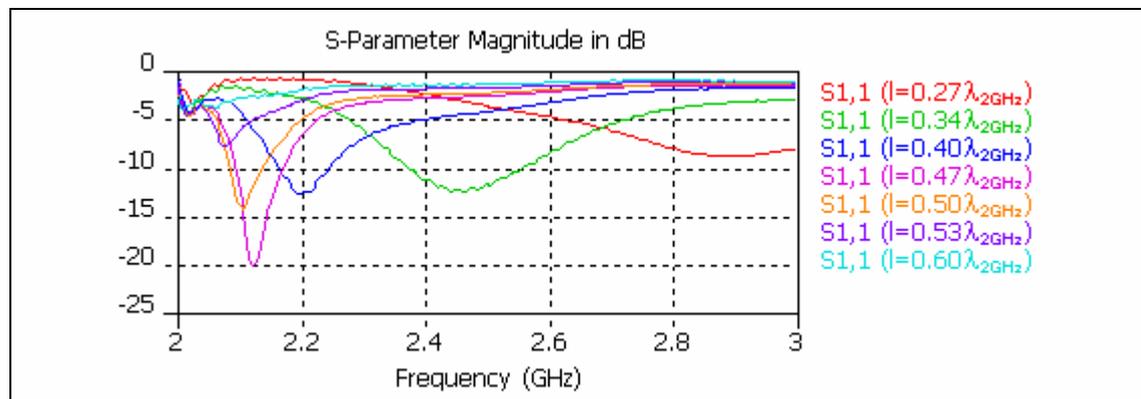


Figura 4.13. Coeficiente de reflexión de un dipolo horizontal de distintos tamaños colocado a una altura de 5 mm sobre el plano de masa con metalización cuadrada y vías.

La figura anterior muestra el nivel de adaptación de un dipolo horizontal de distintos tamaños colocado a una altura de 5 mm sobre el plano de masa bajo estudio. Como se puede observar, el valor de la frecuencia de resonancia del dipolo no es el mismo para todos los tamaños. Nótese que, de acuerdo al comportamiento normal del dipolo, a medida que aumenta el tamaño del mismo, disminuye el valor de la frecuencia de resonancia.

El rango de frecuencias dentro del cual la antena presenta unas pérdidas de retorno de valor aceptable ($|S_{11}| < -10$ dB) está comprendido entre 2 y 2.6 GHz. Así, se puede afirmar que dicho rango es el rango de frecuencias de funcionamiento del plano de masa artificial que se está estudiando. En principio, dicho plano está diseñado de forma que presente comportamiento AMC a la frecuencia de 2 GHz. No obstante, es frecuente considerar que el comportamiento AMC no corresponde únicamente a un valor de frecuencia sino a un rango, que es aquél en que la fase de la onda reflejada varía entre $0^\circ \pm 90^\circ$, caso en que las ondas se reflejan en fase en lugar de en contrafase. Este es uno de los motivos por los que el plano presenta un buen comportamiento en un rango de frecuencias y no en un único valor de frecuencia. Por otro lado, es necesario tener en cuenta que las estructuras de alta impedancia utilizadas para implementar el plano, además de presentar un rango de frecuencias en que el comportamiento corresponde al de un AMC, presentan un rango de frecuencias en que se tiene un comportamiento EBG. Así, el rango de frecuencias de funcionamiento del plano es el resultado de la unión de los dos comportamientos anteriormente mencionados, por lo que no necesariamente debe estar centrado en torno a la frecuencia asociada al comportamiento AMC, $f = 2$ GHz.

De acuerdo con los resultados mostrados en la gráfica, la mejor adaptación se obtiene para un dipolo de tamaño $0.47 \cdot \lambda_{2\text{GHz}}$. En principio, cabría esperar que el dipolo que presentara mejor adaptación fuera el dipolo $0.5 \cdot \lambda_{2\text{GHz}}$, puesto que se trata del dipolo más utilizado debido a su buen comportamiento; sin embargo, el dipolo obtenido presenta un tamaño ligeramente menor. La razón por la que esto ocurre es que la presencia del plano artificial afecta directamente al comportamiento del dipolo, por lo que resulta imposible estudiar antena y plano por separado, aislando sus comportamientos. De ahí que el comportamiento de la antena no se corresponda con el comportamiento de un dipolo normal. La conclusión que se puede sacar de esto es que la antena no puede tratarse como tal, sino como un conjunto dipolo-plano de masa.

▪ Cálculo de la altura del dipolo.

Una vez fijado el tamaño del dipolo se pasará a determinar a qué altura debe colocarse sobre el plano de masa para que la adaptación sea máxima. Para ello, se considera un dipolo del tamaño deseado, $0.47 \cdot \lambda_{2\text{GHz}}$, y se varía su altura. Se ha considerado una variación de altura entre 2 y 10 mm. La razón es que una altura menor a 2 mm no tiene demasiado sentido, principalmente por cuestiones de fabricación, y una altura mayor a 10 mm podría comenzar a considerarse no adecuada en el caso de una antena de bajo perfil. El resultado se muestra en la Figura 4.14.

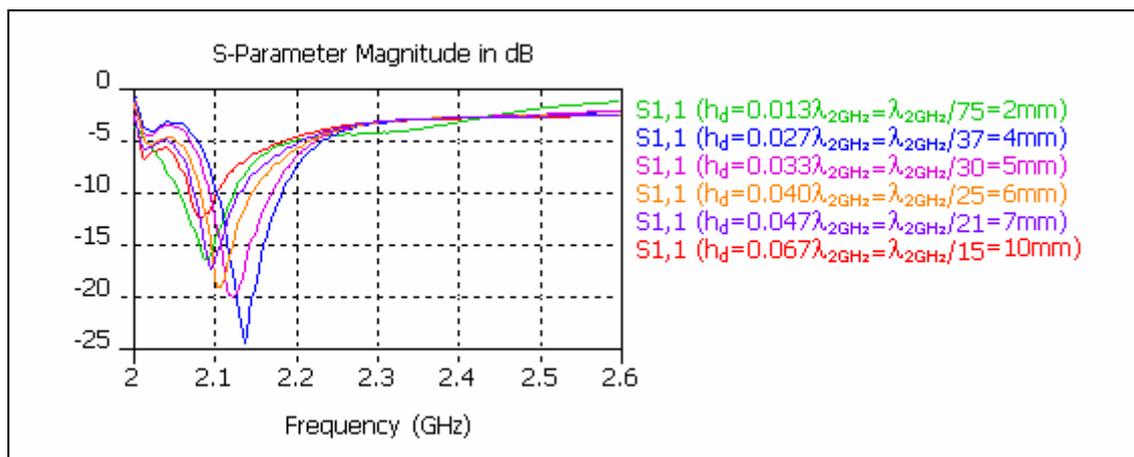


Figura 4.14. Coeficiente de reflexión de un dipolo horizontal de tamaño 0.47λ colocado a distintas alturas sobre el plano de masa con metalización cuadrada y vías.

De acuerdo con los resultados mostrados en la figura anterior, la altura que debe tener el dipolo para maximizar la adaptación es 4 mm. Así pues, esta es la altura que se utilizará para caracterizar el conjunto dipolo-plano de masa que se ha diseñado.

▪ Caracterización del conjunto dipolo-plano de masa diseñado.

Una vez determinadas las dimensiones tanto del dipolo horizontal como del plano de masa para que la frecuencia de funcionamiento sea 2 GHz y la adaptación sea máxima, se analizarán las características del conjunto dipolo-plano de masa (véase Figura 4.15).

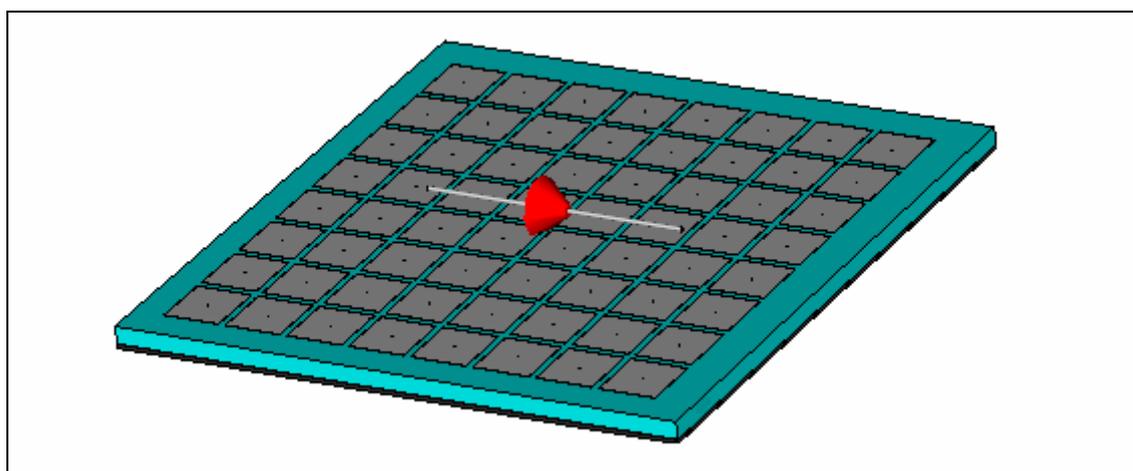


Figura 4.15. Conjunto dipolo-plano de masa considerando metalización cuadrada y vías.

La Tabla 4.1 muestra la información correspondiente a la celda unidad definitiva que se utilizará para implementar el plano de masa con metalización cuadrada y vías.

CARACTERÍSTICAS DE LA CELDA UNIDAD		
Metalización	Lado	$0.106 \cdot \lambda_{2\text{GHz}} = 16 \text{ mm}$
	Espesor	$0.00023 \cdot \lambda_{2\text{GHz}} = 0.035 \text{ mm}$
	Material	Cobre
Gap	Tamaño	$0.013 \cdot \lambda_{2\text{GHz}} = 2\text{mm}$
Sustrato	Lado	$0.12 \cdot \lambda_{2\text{GHz}} = 18 \text{ mm}$
	Espesor	$0.033 \cdot \lambda_{2\text{GHz}} = 5 \text{ mm}$
	Material	Polietileno ($\epsilon_r=2.2$)
Plano de masa	Lado	$0.12 \cdot \lambda_{2\text{GHz}} = 18 \text{ mm}$
	Espesor	$0.01 \cdot \lambda_{2\text{GHz}} = 1.5 \text{ mm}$
	Material	Aluminio
Vía	Radio	$0.0017 \cdot \lambda_{2\text{GHz}} = 0.25 \text{ mm}$
	Material	Cobre

Tabla 4.1. Plano de masa con metalización cuadrada y vías: especificaciones de la celda unidad definitiva.

Puesto que el número total de periodos del plano es 8, y teniendo en cuenta que se ha considerado un exceso de sustrato en los bordes, las dimensiones del plano completo son 144x144 mm.

En cuanto al dipolo horizontal elegido, tiene longitud $0.47 \cdot \lambda_{2\text{GHz}}$ y está situado a una altura de 4 mm ($\lambda_{2\text{GHz}}/37$) sobre el plano de masa (véase Figura 4.16).

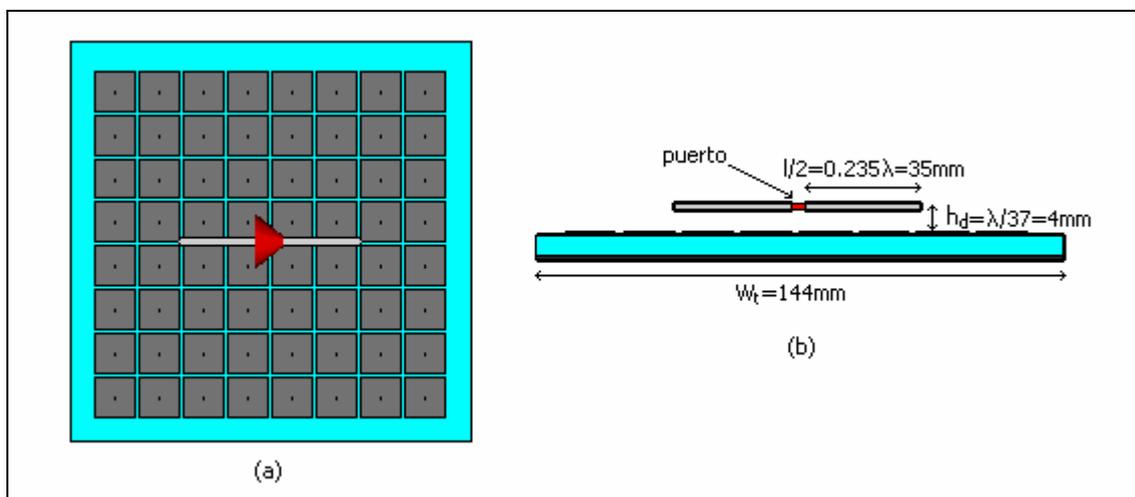


Figura 4.16. Conjunto dipolo-plano de masa considerando metalización cuadrada y vías. (a) vista superior y (b) vista lateral.

- Nivel de adaptación.

En los apartados anteriores del estudio del dipolo horizontal se han calculado el tamaño y altura óptimos del mismo para maximizar la adaptación. Ahora, se pretende analizar cual es el nivel del adaptación del dipolo bajo estudio cuando se encuentra

sobre el plano con metalización cuadrada y vías, comparándolo con los casos en que se tiene un plano de masa conductor eléctrico perfecto o no se tiene plano de masa (véase Figura 4.17).

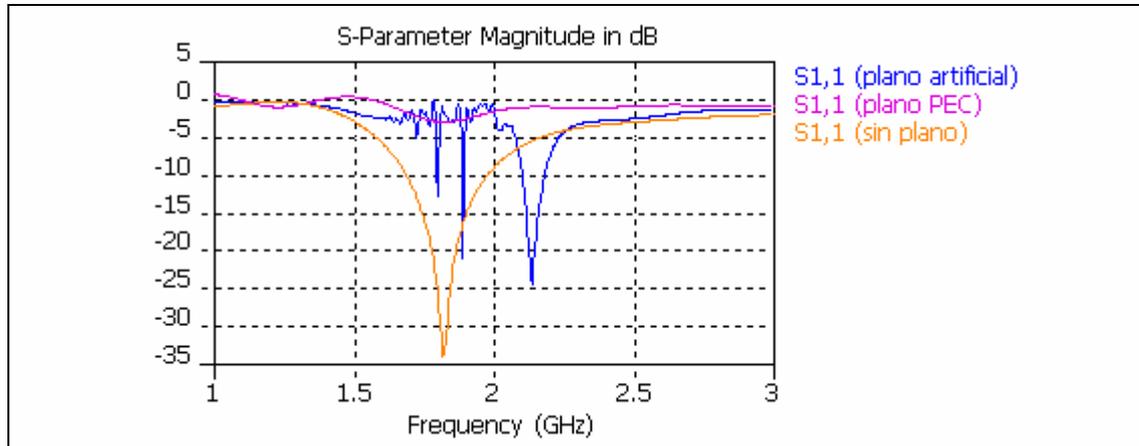


Figura 4.17. Nivel de adaptación del dipolo horizontal de tamaño 0.47λ colocado a 4 mm sobre el plano de masa con metalización cuadrada y vías.

Atendiendo a los resultados mostrados en la figura anterior se puede observar que cuando el dipolo se encuentra sobre un plano de masa PEC, debido a la teoría de imágenes, no se adapta. Por el contrario, cuando se tiene un dipolo horizontal sin plano de masa, se obtiene una adaptación mucho mayor. En principio, esto puede parecer muy beneficioso, pero hay que tener en cuenta que existen situaciones en las que es obligatorio considerar la existencia del plano de masa. Este es el caso de las aplicaciones que requieren que la antena se coloque sobre alguna superficie. Es precisamente en este tipo de situación en la que el plano artificial resulta totalmente necesario si, además de querer colocar el dipolo horizontal sobre la superficie, se quiere que el conjunto presente bajo perfil. Finalmente, comentar que la adaptación del dipolo cuando se encuentra sobre el plano artificial, aunque no tan buena como en el caso sin plano, alcanza un nivel más que aceptable, lo que hace de este tipo de planos artificiales una alternativa muy útil como planos de masa de antenas de hilo de bajo perfil. Si a esto último añadimos que la frecuencia de adaptación de la antena está dentro de la banda de frecuencias en la que el plano bajo estudio presenta comportamiento EBG (1.9-2.75 GHz, según los resultados mostrados en el apartado 3.3.1.2), podemos afirmar que, puesto que las pérdidas de energía asociadas a las ondas de superficie disminuyen, la eficiencia de radiación será aún mayor.

- Diagrama de radiación.

Tal y como se ha comentado al inicio de la sección, el diagrama de radiación del conjunto dipolo-plano de masa es una de las características esenciales del mismo. En el caso del dipolo horizontal sobre plano de masa con metalización cuadrada y vías, y al igual que posteriormente se hará con el resto de planos artificiales, se estudiará la distribución de campo eléctrico en la superficie y el interior del plano y el diagrama de campo lejano.

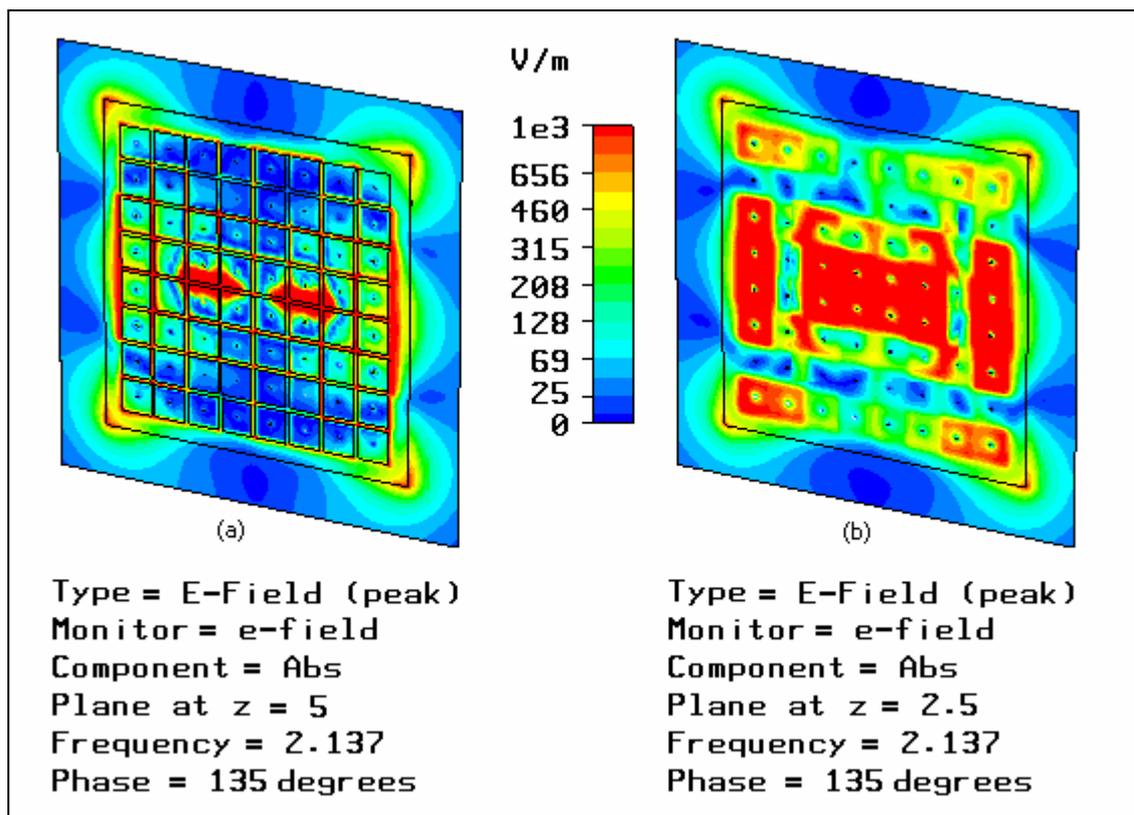


Figura 4.18. Diagrama de campo E generado por un dipolo horizontal 0.47λ , colocado a 4 mm sobre el plano de masa con metalización cuadrada y vías.
(a) campo E en la superficie del plano ($z=5\text{mm}$) y (b) campo E en la mitad del sustrato ($z=2.5\text{mm}$)

La Figura 4.18 muestra el diagrama de campo eléctrico en la superficie del plano de masa y en la mitad del sustrato. En principio, gracias al programa de simulación *CST Microwave Studio*, es posible observar una animación del comportamiento del campo E en función de la fase de la excitación. No obstante, para sacar conclusiones sobre el comportamiento del campo basta con tener una imagen correspondiente a un valor de fase cualquiera. En este caso se ha elegido el valor 135° porque corresponde a una imagen bastante ilustrativa del comportamiento que se pretende analizar.

En la figura del campo eléctrico en la superficie del plano de masa (Figura 4.18a), se observa claramente un máximo de radiación en la posición en la que se encuentra la antena. Dicha radiación se va propagando a lo largo del plano de masa hasta alcanzar los bordes. El hecho de que existan intensidades de campo fuertes en los bordes del plano es un claro inconveniente, pues, debido a la difracción del campo provocada en dichos bordes, aumenta la radiación trasera.

Para poder sacar conclusiones sobre el comportamiento de las estructuras de alta impedancia como parte del plano artificial es necesario fijarse en la figura correspondiente al campo eléctrico en mitad del sustrato (Figura 4.18b). Según puede observarse en esta figura, y como era de esperar, existe un máximo de campo en el centro del plano, en la posición que ocupa la antena. No obstante, para un mismo valor

de fase de la excitación existen, además de un grupo central, otros grupos de celdas que también presentan un máximo de campo. El hecho de que existan estos grupos de celdas no es del todo perjudicial, si bien es cierto que lo más importante para que el conjunto antena-plano radie correctamente es que todas las celdas del plano funcionen como un conjunto, es decir, que no radien de manera independiente.

Una vez se ha comprobado qué ocurre con el campo eléctrico en el plano de masa se pasará a estudiar el diagrama de radiación. Para ello, se mostrará el diagrama en 3D, los cortes en polares correspondientes a los ángulos $\phi=0^\circ$ y $\phi=90^\circ$ y los diagramas plano E y plano H en coordenadas cartesianas.

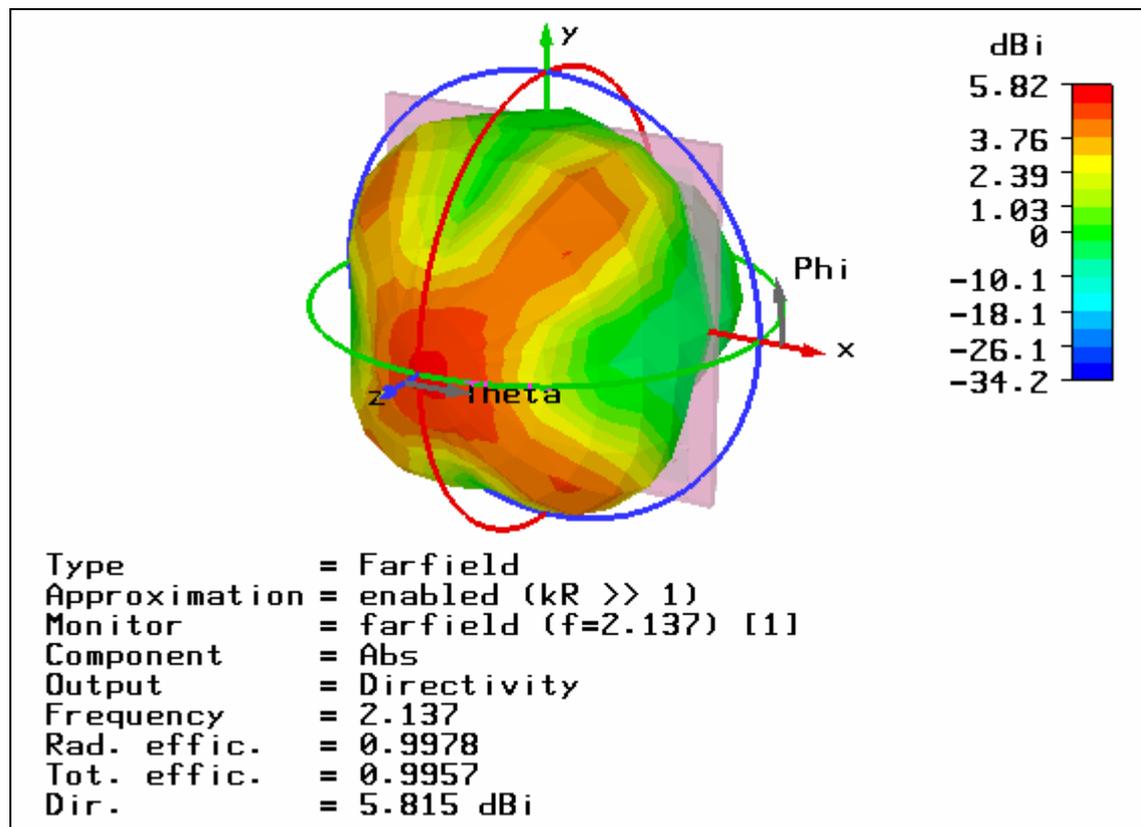


Figura 4.19. Diagrama de radiación 3D del dipolo horizontal 0.47λ colocado a 4 mm sobre el plano de masa con metalización cuadrada y vías.

La figura anterior muestra el diagrama de radiación en tres dimensiones del conjunto dipolo horizontal-plano de masa. Pese a que el diagrama en 3D apenas aporta información cuantitativa, sí que resulta útil para tener una idea general de las características de radiación del conjunto. Tal y como se puede observar en la figura, el diagrama de radiación del dipolo horizontal presenta un máximo en la dirección broadside ($\theta=0^\circ$); dicho máximo se extiende hacia las esquinas en forma de hombros. Ya al analizar la distribución de campo E en el interior del plano se observó que la intensidad de campo en las esquinas es muy grande, lo que explica la existencia de estos hombros en el diagrama de radiación.

Para poder obtener más información sobre el diagrama de radiación se ha recurrido a una representación en coordenadas polares de los cortes correspondientes a los ángulos $\phi=0^\circ$ y $\phi=90^\circ$ (véase Figura 4.20). En dicha representación se muestra la amplitud del diagrama de radiación mediante una línea roja y el nivel de lóbulos laterales mediante una línea verde. Lo más destacable de la figura es la pequeña diferencia que existe entre el nivel de radiación trasera y el nivel máximo de radiación, algo que indica que existe mucha radiación trasera. Este hecho es muy perjudicial, pues representa grandes pérdidas de energía en forma de radiación no útil.

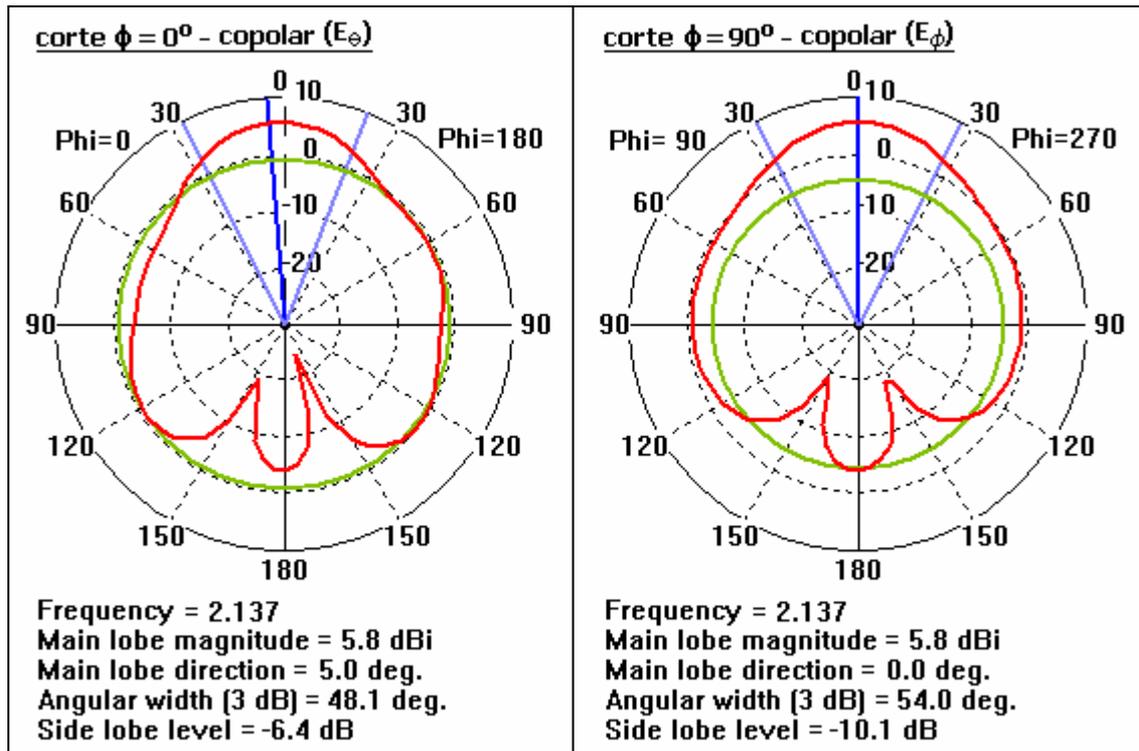


Figura 4.20. Diagramas polares correspondientes a los cortes $\phi=0^\circ$ y $\phi=90^\circ$ del dipolo horizontal 0.47λ , colocado a 4 mm sobre el plano de masa con metalización cuadrada y vías.

Para terminar con el estudio del diagrama de radiación del dipolo horizontal se considerarán los diagramas plano E y plano H en coordenadas cartesianas. Como puede observarse en la Figura 4.21, existe una gran diferencia entre las componentes copolar y contrapolar o cross-polar, tanto en el diagrama plano E como en el diagrama plano H. Así, se puede afirmar que el diagrama de radiación del dipolo horizontal presenta polarización lineal. Para poder ofrecer datos cuantitativos sobre la diferencia entre las componentes se indicará el nivel de aislamiento contrapolar. Dicho nivel se mide de la siguiente forma: se toma el valor del ancho de haz a 3 dB que se indica en la figura correspondiente a los cortes en polares (Figura 4.20). Se traslada dicho valor al diagrama en cartesianas, y dentro del rango de valores de θ correspondiente al ancho de haz, se mide la mínima diferencia entre las componentes copolar y contrapolar. En este caso, el nivel de aislamiento contrapolar es de 25.07 dB en el plano E y de 31.59 dB en el plano H. Estos valores son claros indicativos de la existencia de polarización lineal.

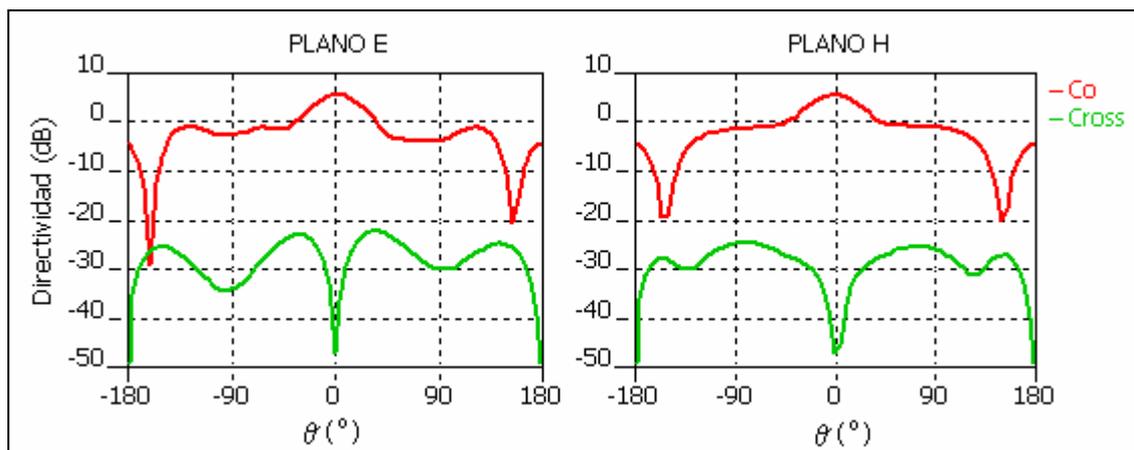


Figura 4.21. Diagramas cartesianos plano E y plano H correspondientes al dipolo horizontal 0.47λ colocado a 4 mm sobre el plano de masa con metalización cuadrada y vías.

4.3.1.2. Estudio del monopolo horizontal.

Una vez completado el estudio del dipolo horizontal, se va a estudiar el caso del monopolo horizontal colocado sobre el plano de masa artificial con metalización cuadrada y vías. La estructura del estudio será la misma que en el caso del dipolo.

▪ Cálculo del tamaño del monopolo.

Para comenzar el estudio del monopolo horizontal se determinará qué tamaño debe tener para que el nivel de adaptación sea el mejor posible. La altura del monopolo se mantendrá fija y se variará el tamaño (véase Figura 4.22). Al igual que en el caso del dipolo se considerará una altura de referencia igual a $\lambda_{2\text{GHz}}/30=5\text{ mm}$.

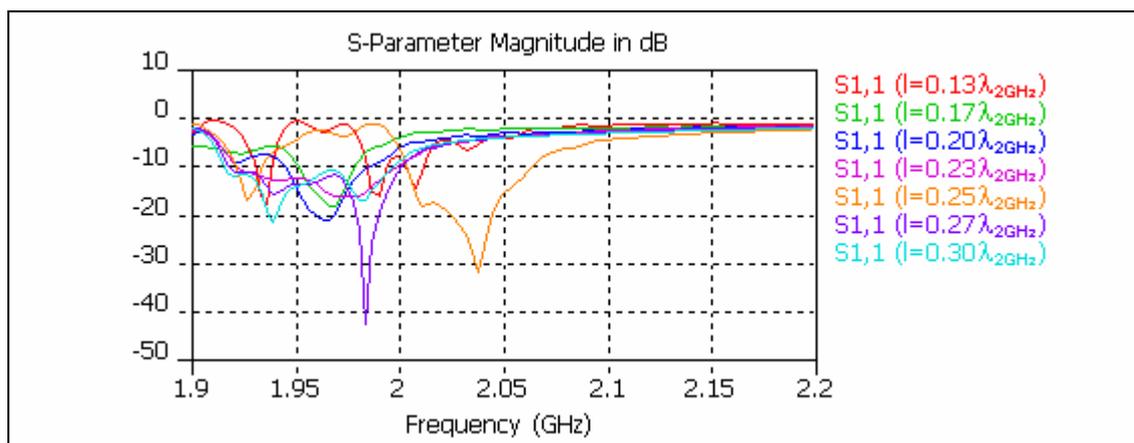


Figura 4.22. Coeficiente de reflexión de un monopolo horizontal de distintos tamaños colocado a una altura de 5 mm sobre el plano de masa con metalización cuadrada y vías.

De acuerdo a los resultados de la figura anterior, existen dos tamaños de monopolo que pueden resultar adecuados para el diseño. Por un lado, el monopolo de tamaño $0.27\lambda_{2\text{GHz}}$ presenta adaptación máxima y banda estrecha. Por otro, el monopolo

de tamaño $0.25 \cdot \lambda_{2\text{GHz}}$ presenta una adaptación ligeramente menor pero banda más ancha. En principio, dependiendo de las especificaciones de la aplicación concreta se debería decidir entre el caso de banda ancha y el de banda estrecha. No obstante, puesto que el estudio que se está llevando a cabo es genérico, se puede considerar cualquiera de las dos opciones como válida. En este caso, teniendo en cuenta que la adaptación del monopolo $0.25 \cdot \lambda_{2\text{GHz}}$ es más que aceptable y puesto que un ancho de banda grande suele ser una característica bastante deseable en muchas aplicaciones de antenas, se ha optado por utilizar el monopolo $0.25 \cdot \lambda_{2\text{GHz}}$ para el diseño final. Finalmente, comentar que la frecuencia de funcionamiento del monopolo $0.25 \cdot \lambda_{2\text{GHz}}$ no es exactamente 2 GHz, sino 2.038 GHz. Sin embargo, la desviación es tan pequeña que puede considerarse despreciable.

▪ Cálculo de la altura del monopolo.

Una vez fijado el tamaño de la antena se pasará a determinar a qué altura debe colocarse sobre el plano de masa para que la adaptación sea máxima. Para ello, se considerarán distintas alturas del monopolo $0.25 \cdot \lambda_{2\text{GHz}}$ y se elegirá la más adecuada. Los resultados se muestran en la Figura 4.23.

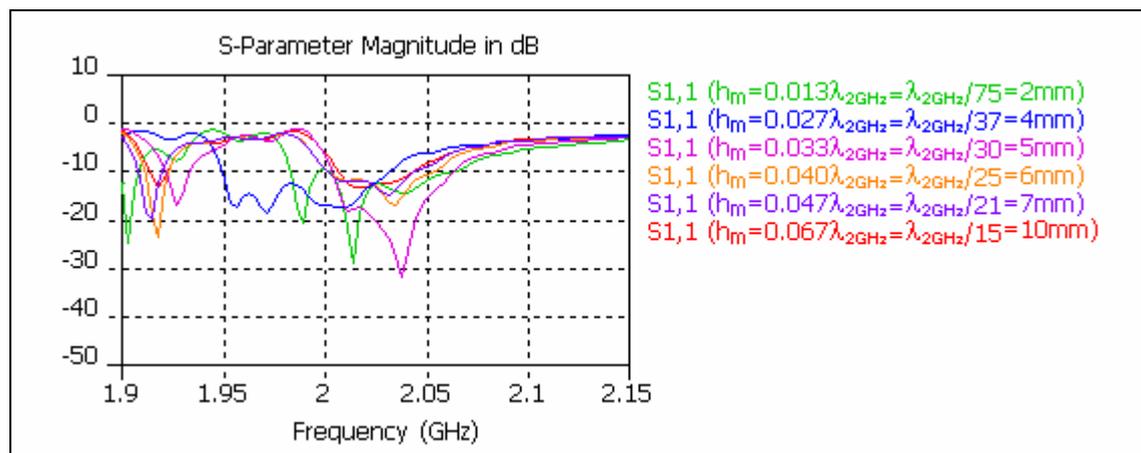


Figura 4.23. Coeficiente de reflexión de un monopolo horizontal de tamaño 0.25λ colocado a distintas alturas sobre el plano de masa con metalización cuadrada y vías.

Como se puede observar, la altura que debe tener el monopolo para maximizar la adaptación es 5 mm. Esta es la altura que inicialmente se consideró como altura de referencia y es la que se va a utilizar definitivamente para caracterizar el conjunto monopolo-plano de masa.

▪ Caracterización del conjunto monopolo-plano de masa diseñado.

Al igual que se hizo en el caso del dipolo, una vez determinadas las dimensiones definitivas tanto del plano de masa como del monopolo horizontal, se pasará a analizar el nivel de adaptación y el diagrama de radiación del conjunto antena-plano (véase Figura 4.24).

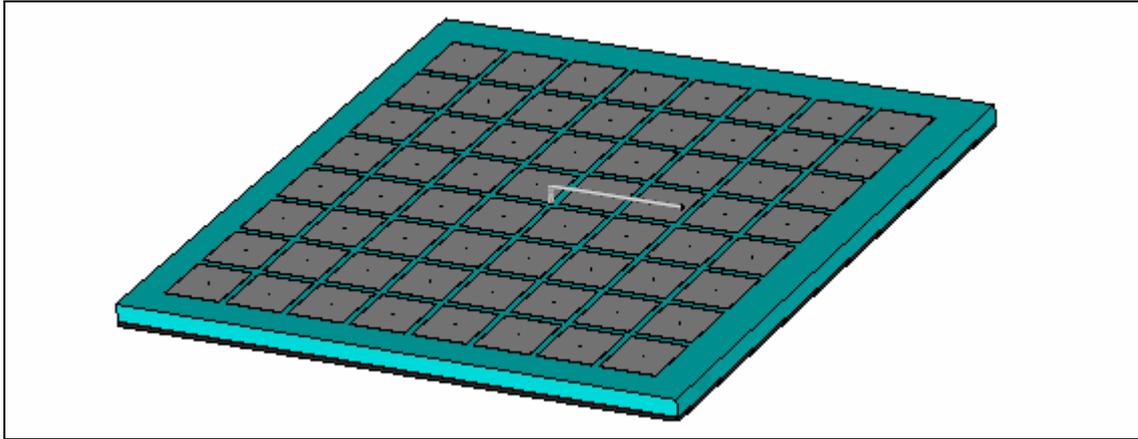


Figura 4.24. Conjunto monopolo-plano de masa considerando metalización cuadrada y vías.

El plano de masa considerado es el mismo que en el caso del dipolo (véase Tabla 4.1). En cuanto al monopolo horizontal elegido, tiene longitud $0.25 \cdot \lambda_{2\text{GHz}}$ y está situado a una altura de 5 mm ($\lambda_{2\text{GHz}}/30$) sobre el plano de masa (véase Figura 4.25).

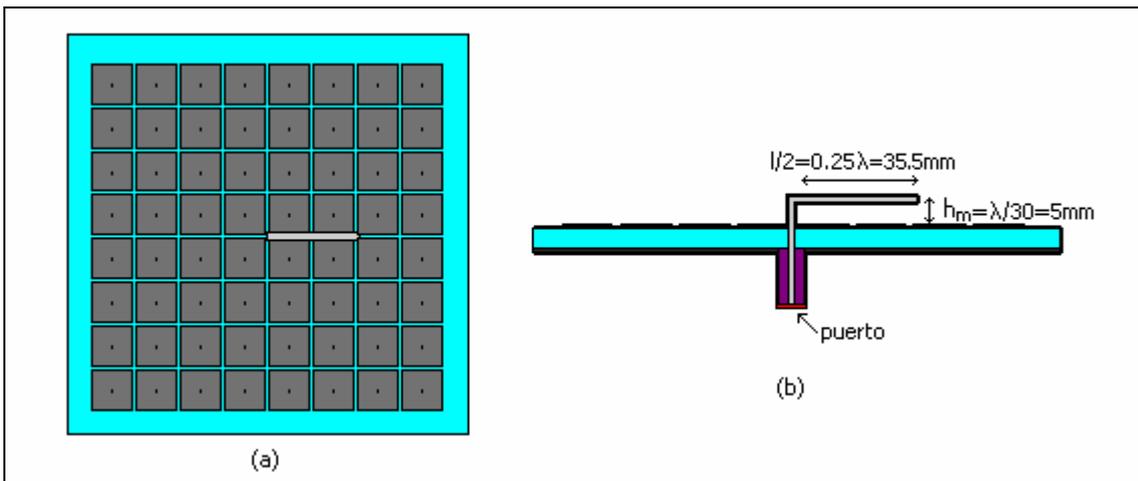


Figura 4.25. Conjunto monopolo-plano de masa considerando metalización cuadrada y vías.
(a) vista superior y (b) vista lateral.

Para simular el monopolo con la herramienta *CST Microwave Studio*, se ha implementado el mismo a partir de un cable coaxial alimentado mediante un puerto de guía de onda. El hilo que define el monopolo corresponde al alma del coaxial. La forma de simular el dipolo es más sencilla, puesto que se alimenta mediante un puerto discreto colocado entre sus 2 brazos (véase Figura 4.16) y no es necesario modificar el plano.

- Nivel de adaptación.

Una vez diseñado el monopolo a estudiar, se va a analizar cuál es el nivel de adaptación cuando se encuentra sobre el plano artificial con metalización cuadrada y vías. El resultado se comparará con el caso en que se tiene un plano de masa conductor

eléctrico perfecto (véase Figura 4.26). A diferencia de lo que se hizo al analizar la adaptación del dipolo, no se va a considerar el caso del monopolo sin plano de masa por ser algo que carece de sentido.

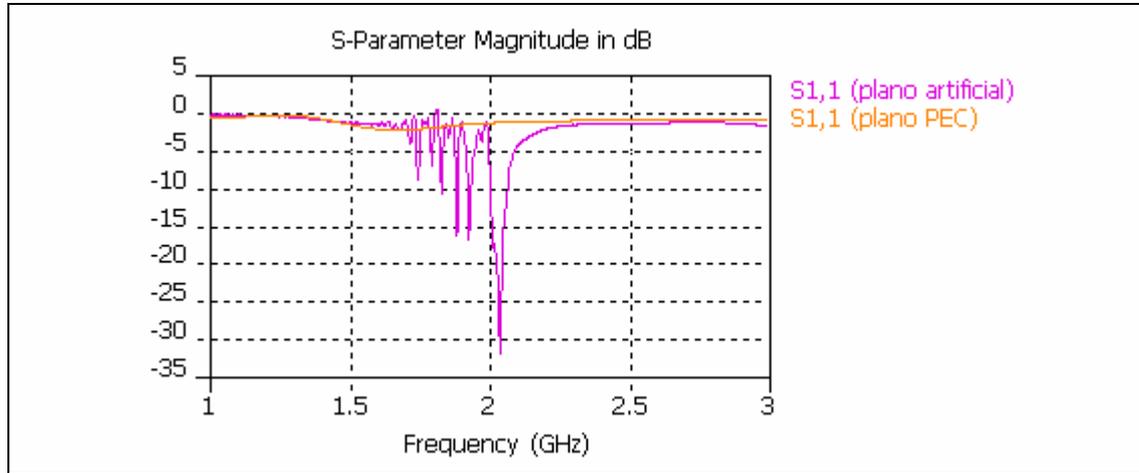


Figura 4.26. Nivel de adaptación del monopolo horizontal de tamaño 0.25λ colocado a 5 mm sobre el plano de masa con metalización cuadrada y vías.

Al igual que ocurrió en el caso del dipolo horizontal, y como era de esperar, cuando el monopolo se encuentra sobre un plano de masa PEC no se adapta. Por el contrario, cuando se sitúa sobre el plano artificial se obtiene un nivel de adaptación mucho mayor, en torno a los 25-30 dB, lo que hace de dicho plano una alternativa válida como plano de masa de la antena. Nótese que en la banda de frecuencias 1.8-1.9 GHz aparecen una serie de picos que presentan unas pérdidas de retorno de valor aceptable ($|S_{11}| < -10$ dB). Aunque a priori podrían parecer picos de resonancia, no lo son; se trata simplemente de ruido.

- Diagrama de radiación.

Pese a haberse diseñado un conjunto monopolo horizontal-plano de masa que presenta un buen nivel de adaptación, no se puede garantizar su utilidad sin estudiar qué ocurre con su diagrama de radiación.

Para comenzar, se analizará la distribución de campo eléctrico en la superficie del plano de masa y en la mitad del sustrato. Para ello se utilizará una imagen que corresponde al campo E cuando la fase de la excitación es 100° (véase Figura 4.27). El hecho de elegir un valor de fase igual a 100° responde al mismo motivo que en el caso del dipolo previamente estudiado: se obtiene una imagen bastante ilustrativa del comportamiento que se pretende analizar.

Atendiendo a la figura que muestra el campo eléctrico en la superficie del plano de masa (Figura 4.27a), se observa claramente un máximo de radiación en el centro del plano, en la posición que ocupa la antena. Dicha radiación se va propagando a lo largo del plano de masa hasta alcanzar los bordes. En lo referente a la intensidad de

radiación en los bordes del plano, se puede afirmar que es máxima en las esquinas del lado derecho y en el lado izquierdo, por lo que el fenómeno de difracción será especialmente dañino en esas zonas del plano. En las Figuras 4.28 y 4.29 se podrá observar claramente las repercusiones que este fenómeno tiene en la forma del diagrama de radiación.

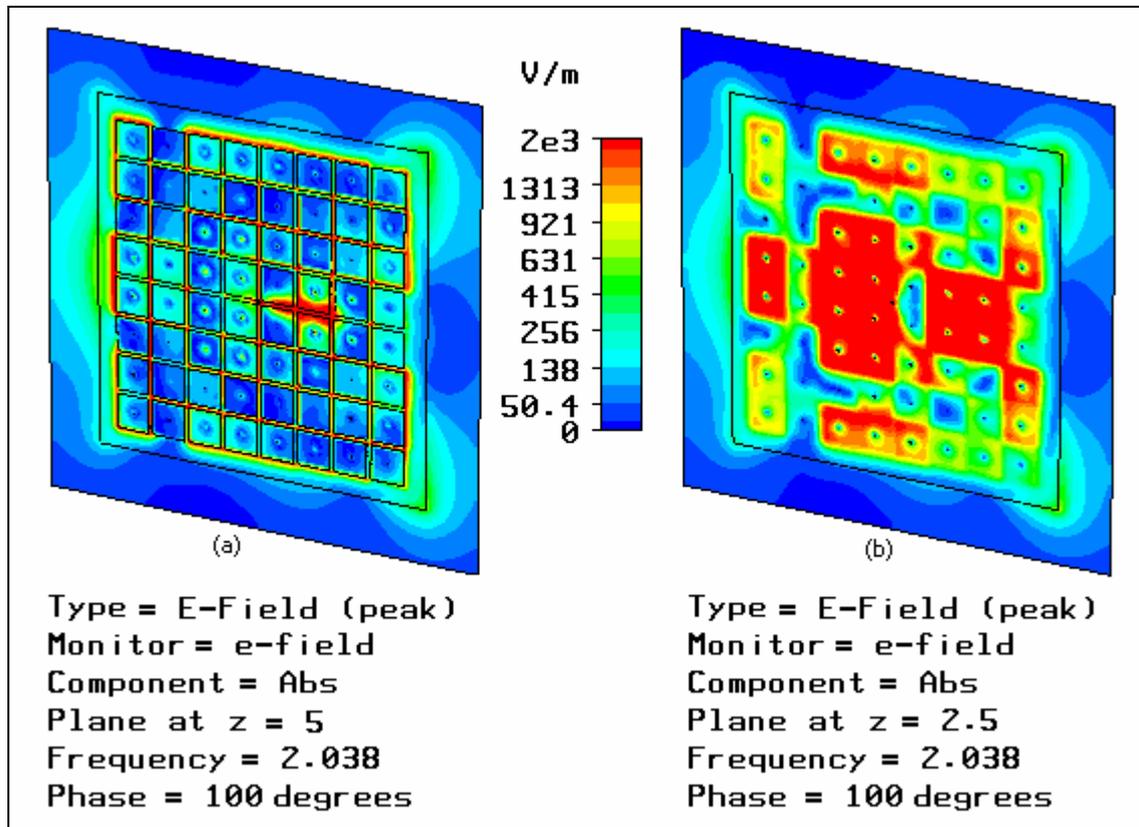


Figura 4.27. Diagrama de campo E generado por un monopolo horizontal 0.25λ colocado a 5 mm sobre el plano de masa con metalización cuadrada y vías.
(a) campo E en la superficie del plano ($z=5\text{mm}$) y (b) campo E en la mitad del sustrato ($z=2.5\text{mm}$)

Atendiendo a lo que ocurre con el campo hacia la mitad del sustrato del plano de masa (Figura 4.27b), se puede observar que, a diferencia de lo que ocurre en la superficie, el campo es mínimo justo en el centro del plano y se propaga hacia los bordes rápidamente y con gran intensidad. Como ya se ha comentado previamente, el hecho de que la intensidad de radiación en los bordes sea tan grande supone un grave problema.

Una vez analizado el comportamiento del campo eléctrico en el plano de masa, se procederá a analizar el diagrama de campo lejano. La Figura 4.28 muestra el diagrama de radiación en tres dimensiones del conjunto monopolo horizontal-plano de masa. Como se puede observar, el diagrama presenta sus máximos de radiación en los extremos del plano ($\theta = \pm 90^\circ$), algo totalmente inesperado si se tiene en cuenta que la antena es un monopolo horizontal colocado en el centro del plano de masa en la

dirección del eje x . La razón que explica que se tenga un diagrama de radiación de esta forma es la difracción causada por el cambio brusco en las condiciones de contorno que implican los bordes del plano de masa; bordes en los que la intensidad de radiación es muy alta.

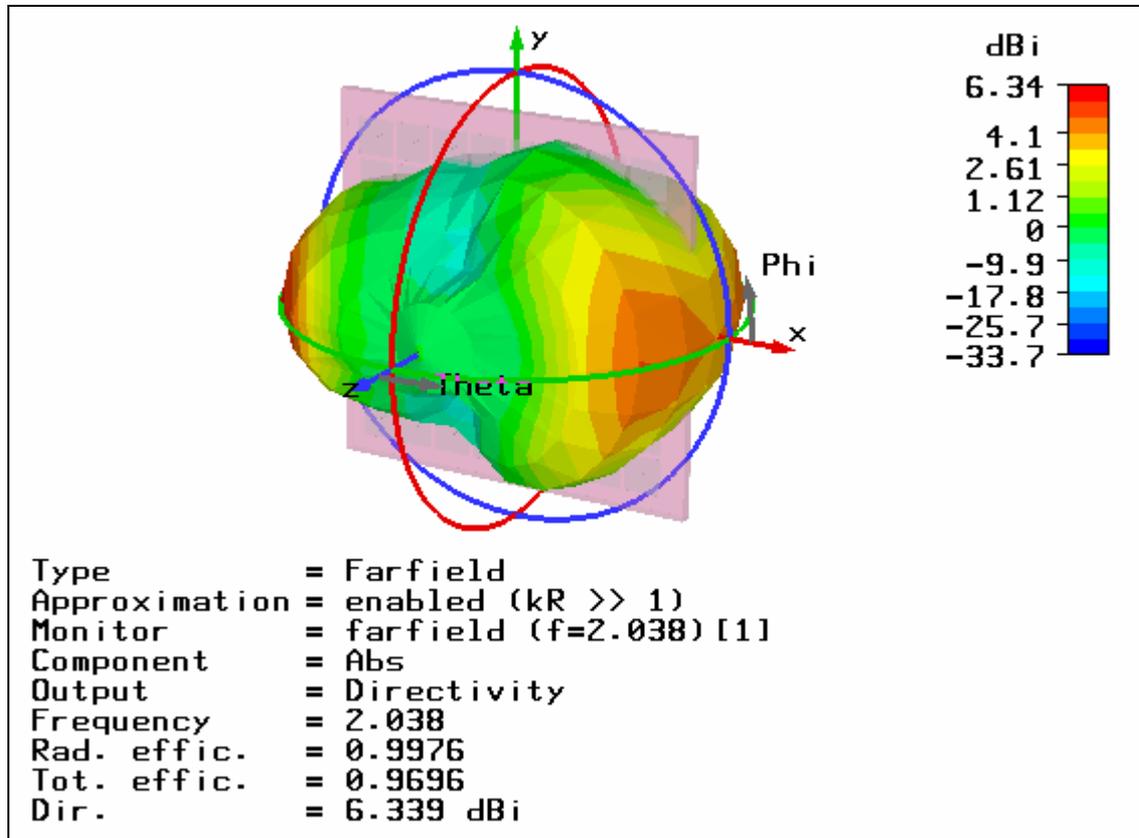


Figura 4.28. Diagrama de radiación 3D del monopolo horizontal 0.25λ colocado a 5 mm sobre el plano de masa con metalización cuadrada y vías.

Ya en el diagrama en 3D se puede apreciar que la radiación trasera es muy grande; no obstante, para observar más claramente qué ocurre con dicha radiación basta con recurrir a los cortes del diagrama correspondientes a los ángulos $\phi=0^\circ$ y $\phi=90^\circ$ en coordenadas polares. Atendiendo a los resultados mostrados en la Figura 4.29, resulta obvio que el diagrama de radiación del conjunto antena-plano que se está estudiando no presenta buenas características, en especial en lo referente a la radiación trasera. Concretamente, el nivel de radiación trasera llega a ser mayor que el nivel máximo de radiación de la antena, lo que significa que la energía que se pierde en forma de radiación trasera es mayor que la energía que se radia. Otro de los problemas del diagrama es que en lugar de depender del elemento principal de radiación, depende fuertemente de elementos secundarios como son los bordes del plano de masa, lo que hace que sea poco controlable a la hora de ajustar ciertos parámetros de diseño. Si a esto añadimos la forma totalmente atípica del diagrama y el altísimo nivel de lóbulos laterales, podemos concluir que diagrama bajo estudio no parece adecuado para la mayoría de las aplicaciones.

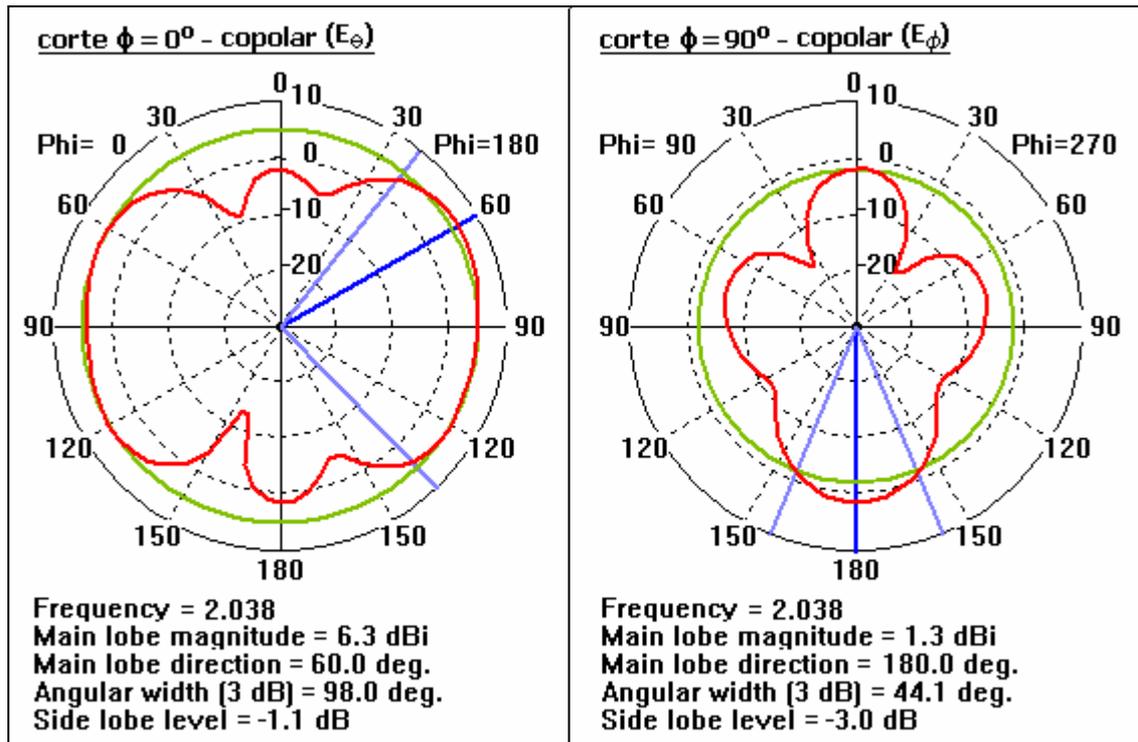


Figura 4.29. Diagramas polares correspondientes a los cortes $\phi = 0^\circ$ y $\phi = 90^\circ$ del monopolo horizontal 0.25λ colocado a 5 mm sobre el plano de masa con metalización cuadrada y vías.

Para terminar con el estudio del diagrama de radiación se procederá a analizar qué ocurre con los diagramas plano E y plano H (véase Figura 4.30). Según puede observarse en la figura, en el plano E existe una gran diferencia entre las componentes copolar y contrapolar, justo al contrario que en el plano H, en el que ambas componentes son muy parecidas. El hecho de tener una componente contrapolar alta implica que existen grandes pérdidas y, aunque viendo el diagrama plano E podría afirmarse que la polarización de la antena es lineal, el hecho de tener una componente contrapolar muy alta en el plano H indica que habrá degradación de la polarización. Finalmente comentar que en este caso, a diferencia del caso del dipolo horizontal, no se medirá el nivel de aislamiento contrapolar, pues teniendo en cuenta la forma inusual del diagrama de radiación, no tiene mucho sentido.

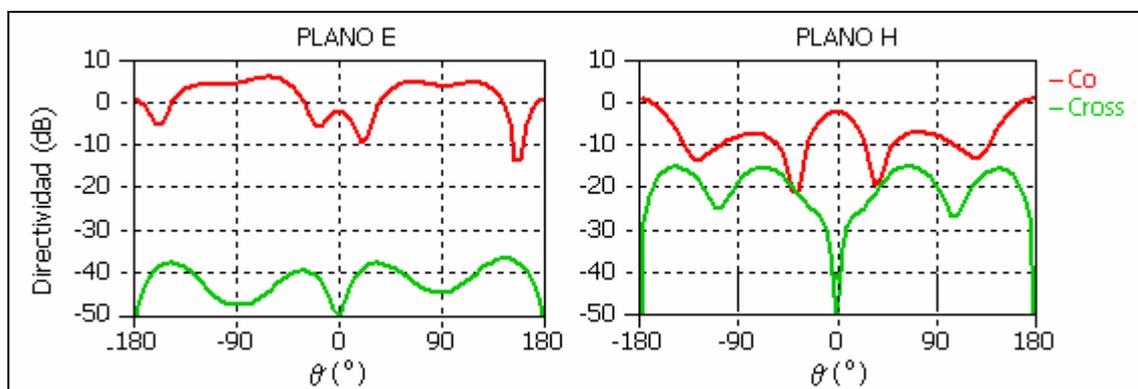


Figura 4.30. Diagramas cartesianos plano E y plano H correspondientes al monopolo horizontal 0.25λ colocado a 5 mm sobre el plano de masa con metalización cuadrada y vías.

4.3.2. Plano con metalización en anillo.

El segundo de los planos de masa artificiales que se estudiaron en el capítulo 3 de este proyecto es el plano con metalización en anillo. Para implementar dicho plano se utilizaron 25 celdas unidad distribuidas en 5 filas de 5 celdas, cuyas dimensiones se eligieron de forma que la frecuencia de funcionamiento fuera 2 GHz. La Figura 4.31 muestra la información más relevante sobre la celda unidad. También es importante recordar que en el caso del plano con metalización en anillo, los comportamientos AMC y EBG no se producen en la misma banda de frecuencia, por lo que no es posible aprovechar las ventajas de ambos.

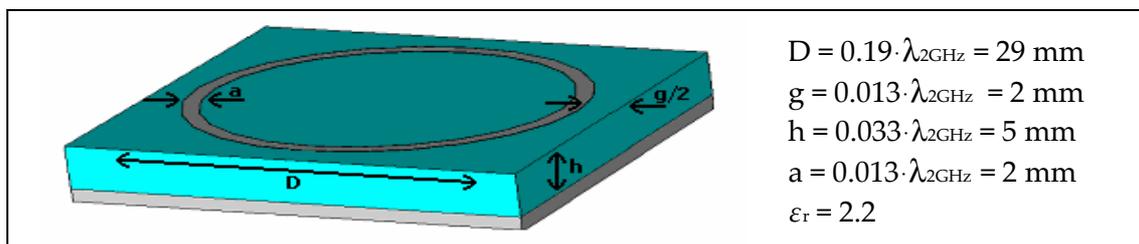


Figura 4.31. Plano de masa con metalización en anillo: dimensiones de la celda unidad.

Pese a que la frecuencia de trabajo del plano es 2 GHz cuando se mide utilizando un puerto de guía de onda, si se coloca sobre el mismo un dipolo o monopolo horizontal, dicha frecuencia pasa a ser más alta. Teniendo en cuenta que en las estructuras de alta impedancia el valor de frecuencia disminuye a medida que aumenta el tamaño de la metalización, será necesario aumentar el diámetro del anillo progresivamente hasta bajar el valor de la frecuencia de funcionamiento a 2 GHz. De nuevo, la antena que se utilizará como referencia para determinar las dimensiones del plano será el monopolo horizontal $\lambda/4$ situado a una altura de 5 mm.

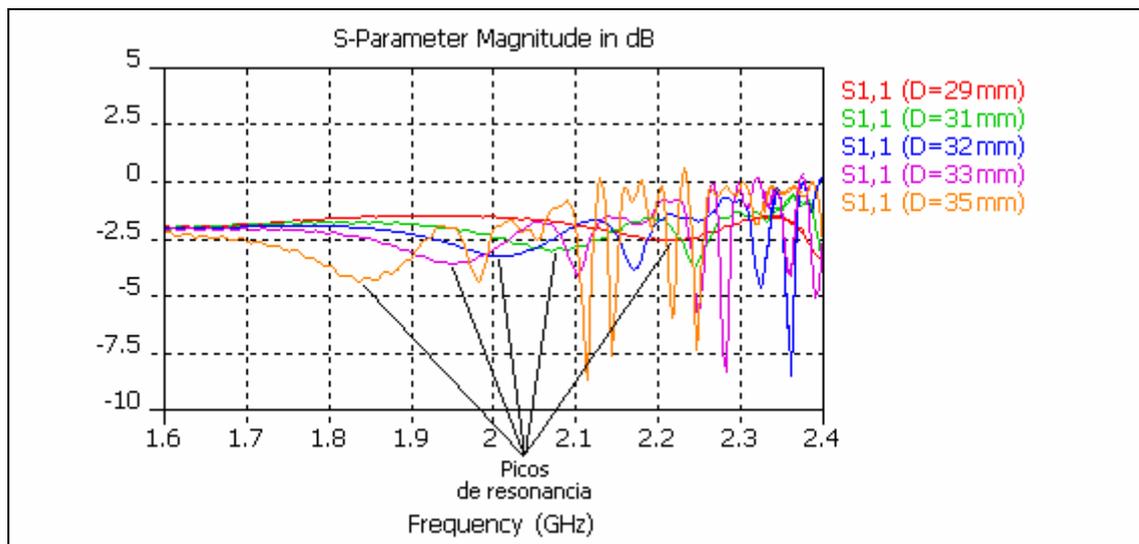


Figura 4.32. Nivel de adaptación de la antena de referencia en función del tamaño de la metalización de las celdas unidad del plano de masa con metalización en anillo.

En la Figura 4.32 se muestra el nivel de adaptación de la antena de referencia cuando se varía el diámetro de la metalización en anillo de las celdas unidad que forman el plano. Cuando la antena resuena a una frecuencia de 2 GHz se tiene el comportamiento deseado y, por tanto, el tamaño de la metalización asociado es el que debe utilizarse en el diseño. En este caso, puesto que no se alcanza un nivel mínimo de adaptación de -10 dB, se puede afirmar que el monopolo $\lambda/4$ no se adapta. Esto ocurre porque el tamaño $\lambda/4$ no es el idóneo para el monopolo⁵. No obstante, pese a no haber adaptación, es posible saber a qué frecuencia está resonando la antena. En principio, debido a la existencia de muchos y muy diversos picos, puede resultar complicado saber cuáles de ellos son los picos de resonancia. Para asegurarse de cuáles son los picos de resonancia, basta con poner monitores de campo en aquellas frecuencias que son más susceptibles de ser correctas y observar como se comporta el conjunto antena-plano de masa. Tras colocar monitores de campo a diversas frecuencias, se ha llegado a la conclusión de que los picos de resonancia son los que están indicados en la figura y de acuerdo a ello, se puede afirmar que el diámetro definitivo del anillo de la metalización debe ser $D=0.213 \cdot \lambda_{2\text{GHz}}=32 \text{ mm}$.

4.3.2.1. Estudio del dipolo horizontal.

Una vez calculadas las dimensiones que debe tener el plano artificial con metalización en anillo para que la frecuencia de funcionamiento sea de 2 GHz, se estudiará qué ocurre cuando se coloca sobre el mismo un dipolo horizontal.

▪ Cálculo del tamaño del dipolo.

Al igual que se hizo en el caso del plano con metalización cuadrada y vías, para determinar el tamaño que debe tener el dipolo para que el nivel de adaptación sea el mejor posible, se mantiene fija la altura del mismo y se varían sus dimensiones (véase Figura 4.33).

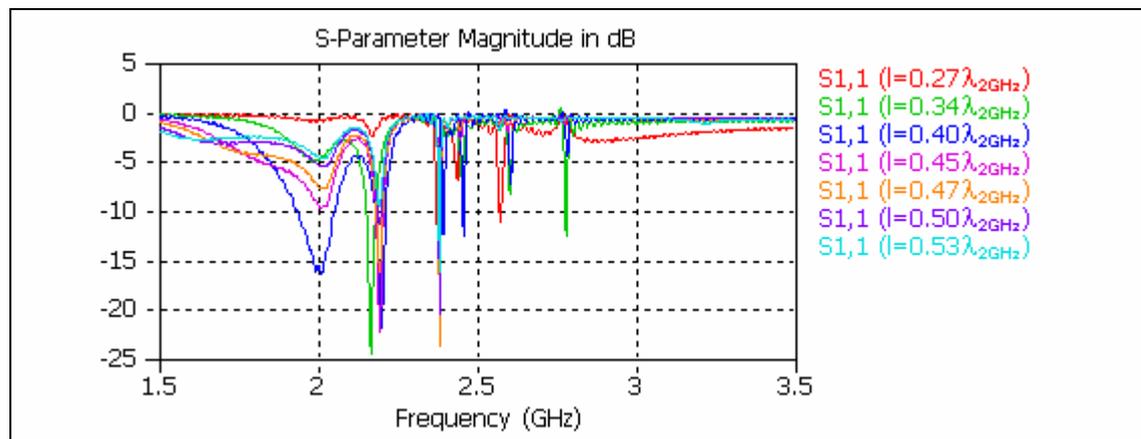


Figura 4.33. Coeficiente de reflexión de un dipolo horizontal de distintos tamaños colocado a una altura de 5 mm sobre el plano de masa con metalización en anillo.

⁵ El tamaño idóneo se determinará posteriormente al caracterizar completamente la antena.

Atendiendo a los resultados mostrados en la figura anterior, se observa que existen al menos dos valores de frecuencia en el rango en torno a 2 GHz en que las pérdidas de retorno tienen un valor aceptable ($|S_{11}| < -10$ dB). Así, existen al menos dos frecuencias que presentan posibles picos de resonancia. Como ya se ha comentado previamente, la forma de saber cómo se comporta la antena en cada una de esas frecuencias es utilizar monitores de campo. Tras colocar monitores de campo en las frecuencias $f=2$ GHz y $f=2.2$ GHz para ver los diagramas de radiación, se ha observado que la antena se comporta mejor en el primer caso, por lo que se puede afirmar que la antena resuena a 2 GHz y no a 2.2 GHz. Teniendo en cuenta esta última afirmación, la longitud del dipolo que maximiza la adaptación es $l=0.4 \cdot \lambda_{2\text{GHz}}$. Así pues, este es el tamaño de antena que se considerará en el diseño definitivo.

▪ Cálculo de la altura del dipolo.

Una vez fijado el tamaño del dipolo, se ha de determinar la altura a la que debe colocarse. La Figura 4.34 muestra el nivel de adaptación del dipolo horizontal $0.4 \cdot \lambda_{2\text{GHz}}$ cuando éste se coloca a diferentes alturas sobre el plano de masa. Como se puede observar, la adaptación del dipolo mejora a medida que aumenta la altura. Este comportamiento se mantiene hasta que la altura alcanza un valor de 7 mm. A partir de ese momento, a medida que aumenta la altura, empeora la adaptación. De esta forma, la altura óptima del dipolo es $\lambda_{2\text{GHz}}/21=7$ mm.

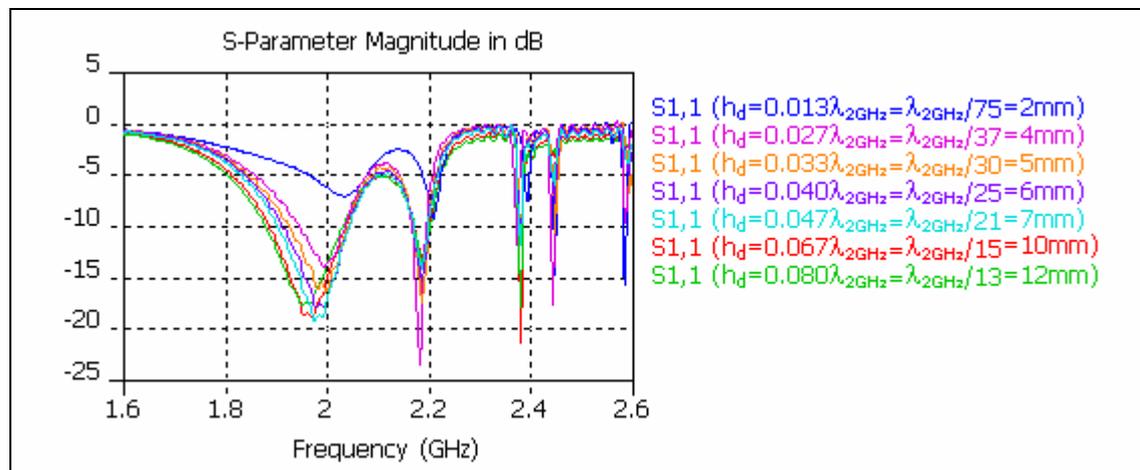


Figura 4.34. Coeficiente de reflexión de un dipolo horizontal de tamaño 0.4λ colocado a distintas alturas sobre el plano de masa con metalización en anillo.

▪ Caracterización del conjunto dipolo-plano de masa diseñado.

De acuerdo a los resultados obtenidos previamente, la estructura a estudiar consiste en un plano de masa artificial formado por 5 filas de 5 celdas unidad con metalización en anillo de diámetro 32 mm, y un dipolo de tamaño $0.4 \cdot \lambda_{2\text{GHz}}$ colocado a una altura de 7 mm sobre el plano (véase Figura 4.35). Para caracterizar la estructura se estudiará el nivel de adaptación y el diagrama de radiación de la antena.

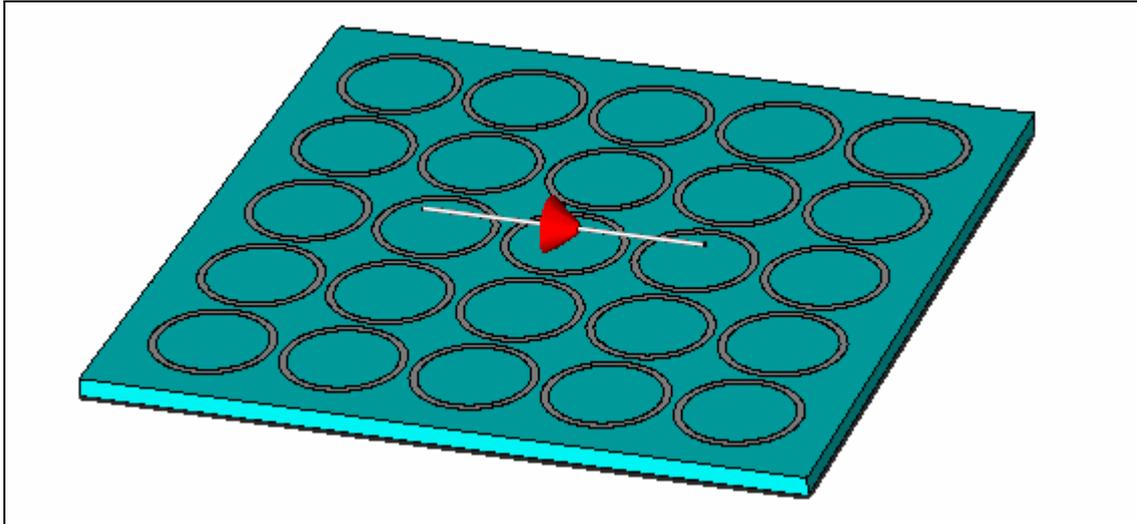


Figura 4.35. Conjunto dipolo-plano de masa considerando metalización en anillo.

La Tabla 4.2 muestra la información correspondiente a la celda unidad definitiva que se utilizará para implementar el plano de masa con metalización en anillo. Teniendo en cuenta que el número total de periodos del plano es 5 y que se ha considerado un exceso de sustrato en los bordes, las dimensiones del plano completo son 187x187 mm.

CARACTERÍSTICAS DE LA ESTRUCTURA		
Metalización	Anchura del anillo	$0.013 \cdot \lambda_{2\text{GHz}} = 2 \text{ mm}$
	Radio interno	$0.093 \cdot \lambda_{2\text{GHz}} = 14 \text{ mm}$
	Radio externo	$0.106 \cdot \lambda_{2\text{GHz}} = 16 \text{ mm}$
	Espesor	$0.00023 \cdot \lambda_{2\text{GHz}} = 0.035 \text{ mm}$
	Material	Cobre
Gap	Tamaño	$0.013 \cdot \lambda_{2\text{GHz}} = 2\text{mm}$
Sustrato	Lado	$0.226 \cdot \lambda_{2\text{GHz}} = 34 \text{ mm}$
	Espesor	$0.033 \cdot \lambda_{2\text{GHz}} = 5 \text{ mm}$
	Material	Polietileno ($\epsilon_r=2.2$)
Plano de masa	Lado	$0.226 \cdot \lambda_{2\text{GHz}} = 34 \text{ mm}$
	Espesor	$0.01 \cdot \lambda_{2\text{GHz}} = 1.5 \text{ mm}$
	Material	Aluminio

Tabla 4.2. Plano de masa con metalización en anillo: especificaciones de la celda unidad definitiva.

- Nivel de adaptación.

Una vez descrito el conjunto antena-plano definitivo, se pasará a determinar la adaptación del mismo. En la Figura 4.36 se muestra el nivel de adaptación del dipolo horizontal en tres casos: sin plano de masa, con plano PEC y con plano artificial. El resultado obtenido en los dos primeros casos ha sido previamente analizado al estudiar

el plano de masa con metalización cuadrada y vías. Cuando se coloca el dipolo sobre un plano artificial, se tiene un nivel de adaptación en torno a -20 dB, lo que corresponde a un valor bastante aceptable. Para terminar, comentar que el valor del ancho de banda a -10 dB en el caso con plano artificial es igual a 7%, un valor muy cercano a lo que podría considerarse banda estrecha.

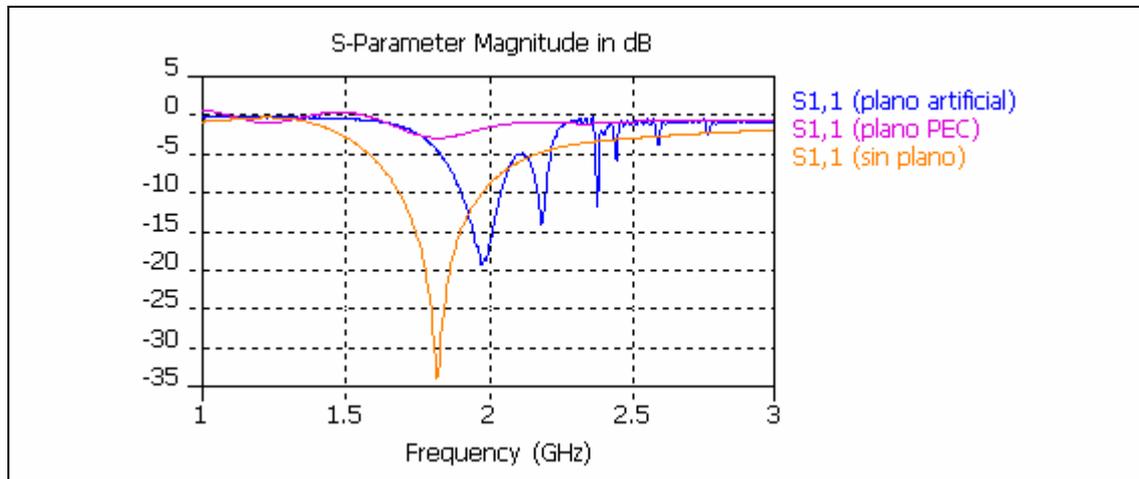


Figura 4.36. Nivel de adaptación del dipolo horizontal de tamaño 0.4λ colocado a 7 mm sobre el plano de masa con metalización en anillo.

- Diagrama de radiación.

El hecho de que el conjunto dipolo-plano que se está estudiando presente buen comportamiento en lo que a adaptación se refiere, es algo muy beneficioso. No obstante, es indispensable que también el diagrama de radiación presente buenas características para poder afirmar de forma definitiva si el plano con metalización en anillo es o no adecuado como plano de masa para el dipolo horizontal. Las Figuras 4.37, 4.38, 4.39 y 4.40 muestran las distintas variantes del diagrama de radiación.

En la figura del campo E en la superficie del plano (Figura 4.37a), se observa un máximo de radiación en el centro, en la posición que ocupa la antena. Dicha radiación se va propagando a lo largo del plano de masa hacia los extremos. En este caso, a diferencia de lo que ocurría con el plano con metalización cuadrada y vías, la radiación se propaga hacia los extremos del plano pero no llega a alcanzar el borde, lo cual resulta bastante beneficioso, pues se reduce la difracción y la radiación trasera. Por otro lado, la figura correspondiente al campo eléctrico en mitad del sustrato (Figura 4.37b), muestra claramente que todas las celdas del plano de masa funcionan como un conjunto y no de manera independiente. Puesto que la antena está colocada en el centro del plano, la máxima intensidad de campo se presenta en el centro y a medida que cambia la fase de la excitación, el campo se va propagando de forma progresiva hacia los extremos disminuyendo de intensidad. Este tipo de comportamiento favorece una buena radiación de la energía, que se traducirá en una forma adecuada del diagrama de radiación.

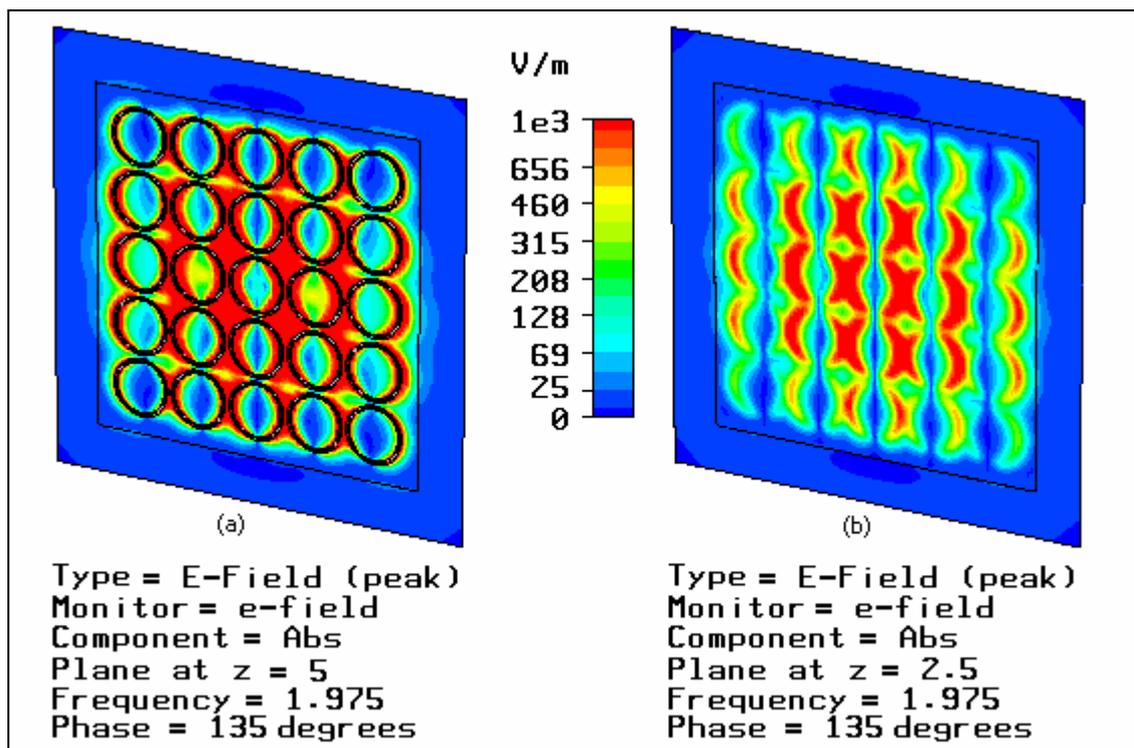


Figura 4.37. Diagrama de campo E generado por un dipolo horizontal 0.4λ colocado a 7 mm sobre el plano de masa con metalización en anillo.
 (a) campo E en la superficie del plano ($z=5\text{mm}$) y (b) campo E en la mitad del sustrato ($z=2.5\text{mm}$)

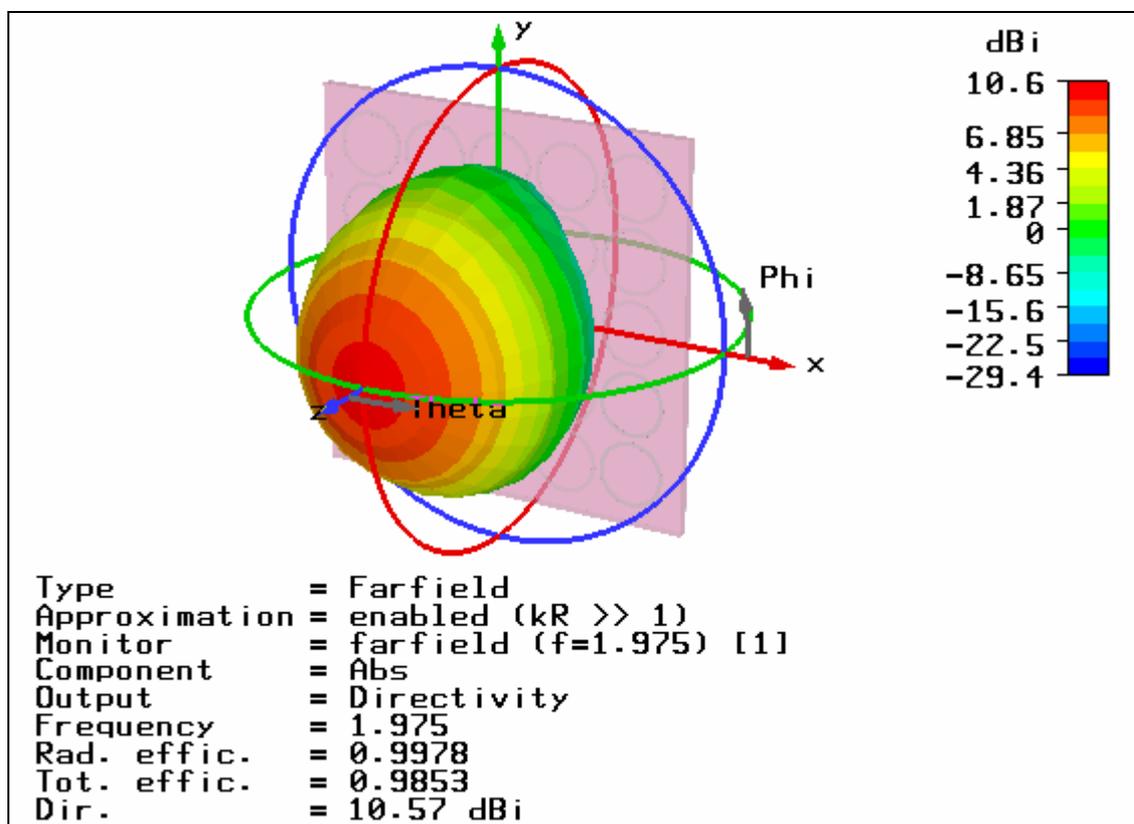


Figura 4.38. Diagrama de radiación 3D del dipolo horizontal 0.4λ colocado a 7 mm sobre el plano de masa con metalización en anillo.

La Figura 4.38 muestra el diagrama de radiación en tres dimensiones del conjunto dipolo horizontal-plano de masa. Dicho diagrama presenta un máximo de radiación en la dirección broadside ($\theta=0^\circ$) y no presenta lóbulos secundarios. Al analizar la distribución de campo E en el interior del plano de masa artificial, se observó que la intensidad de campo en los bordes del plano era muy pequeña, lo que explica que no se aprecie la existencia de radiación trasera en el diagrama.

En la representación en coordenadas polares de los cortes correspondientes a los ángulos $\phi=0^\circ$ y $\phi=90^\circ$ (Figura 4.39), se observan claramente las buenas características que presenta el diagrama de radiación. El diagrama bajo estudio corresponde a un único lóbulo principal bien definido, que prácticamente presenta simetría de revolución. No existen lóbulos secundarios ni radiación trasera, por lo que no se desperdicia energía. Además, a diferencia del caso del plano con metalización cuadrada y vías, puesto que la energía está más contenida, se tiene un valor mucho más alto de ganancia.

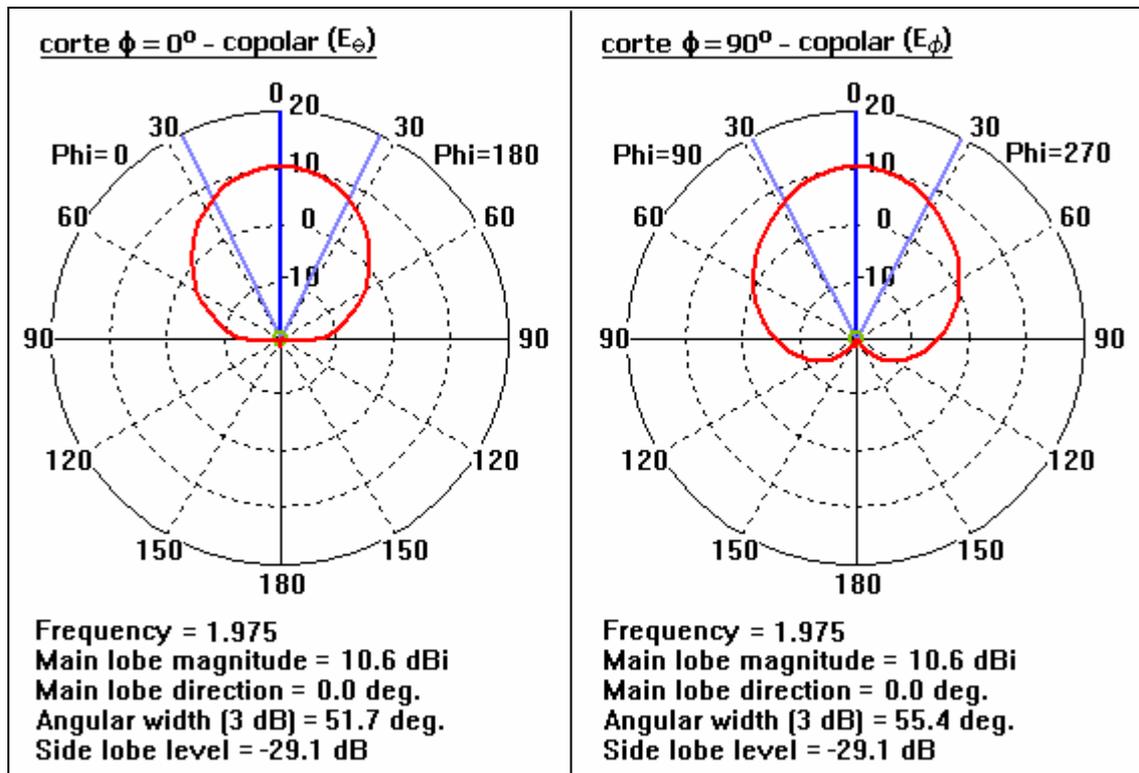


Figura 4.39. Diagramas polares correspondientes a los cortes $\phi=0^\circ$ y $\phi=90^\circ$ del dipolo horizontal 0.4λ colocado a 7 mm sobre el plano de masa con metalización en anillo.

Para terminar este apartado, se analizará la polarización de la antena a partir de los diagramas plano E y plano H en coordenadas cartesianas mostrados en la Figura 4.40. En dicha figura se aprecia claramente que existe una gran diferencia entre las componentes copolar y contrapolar del campo en ambos planos. Esto es un claro indicativo de que la polarización de la antena es lineal. El hecho de que la componente contrapolar en el caso del diagrama plano E corresponda a una línea horizontal de

valor -200 dB, indica que el valor de dicha componente es tan bajo que el programa de simulación *CST Microwave Studio* no puede calcularla con exactitud. Si se calculan los valores correspondientes al nivel de aislamiento contrapolar, se obtienen los siguientes resultados: 162.3 dB en el caso del plano E y 90.53 dB en el caso del plano H. Estos valores tan altos del nivel de aislamiento contrapolar corroboran la conclusión previamente obtenida: la antena bajo estudio está polarizada linealmente.

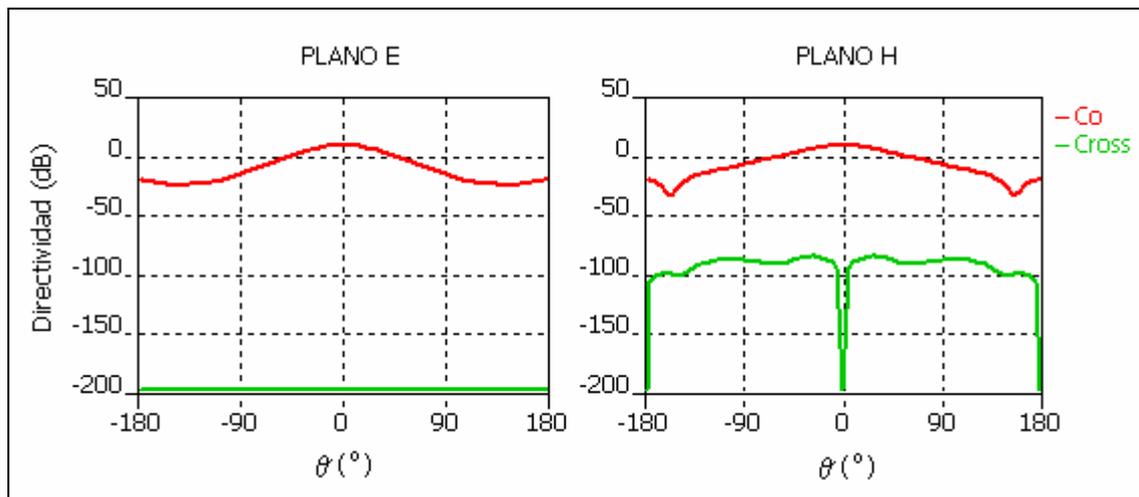


Figura 4.40. Diagramas cartesianos plano E y plano H correspondientes al dipolo horizontal 0.4λ colocado a 7 mm sobre el plano de masa con metalización en anillo.

4.3.2.2. Estudio del monopolo horizontal.

Una vez completado el estudio del dipolo horizontal, se va a estudiar el comportamiento del monopolo horizontal cuando éste se coloca sobre el plano de masa artificial con metalización en anillo que se ha diseñado.

En el caso del plano con metalización cuadrada y vías el número de periodos utilizado en la implementación era 8, por lo que resultaba sencillo atravesar el plano de masa por su centro sin alterar la geometría de las celdas unidad. En el caso del plano con metalización en anillo, el número de periodos considerados es 5. En estas condiciones, si se quiere colocar el monopolo en el centro del plano, es necesario atravesar la celda unidad central del mismo, algo que puede alterar el comportamiento del plano y afectar a la adaptación de la antena. La alternativa a esto es colocar el monopolo ligeramente desplazado, en una de las uniones entre las celdas unidad, algo que evitaría tener que atravesarlas (véase Figura 4.41).

Para tomar una decisión sobre la posición que deber tener el monopolo se ha tenido en cuenta la adaptación. En la Figura 4.42 se muestra el nivel de adaptación del monopolo horizontal de referencia (monopolo $0.25 \cdot \lambda_{2\text{GHz}}$ colocado a una altura de 5 mm sobre el plano) cuando se encuentra centrado y desplazado.

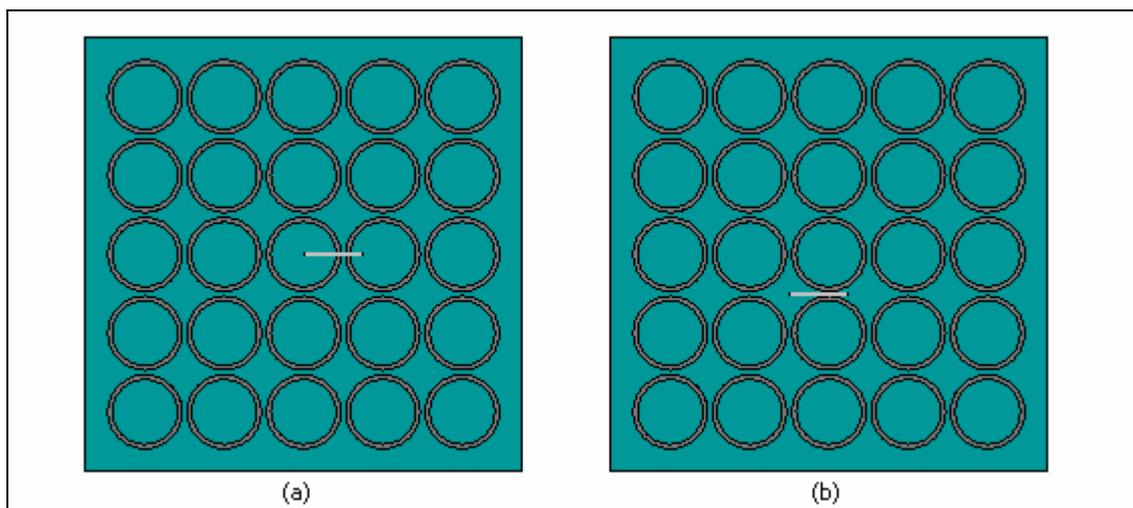


Figura 4.41. Posibles posiciones del monopolo horizontal.
 (a) centrado y (b) desplazado.

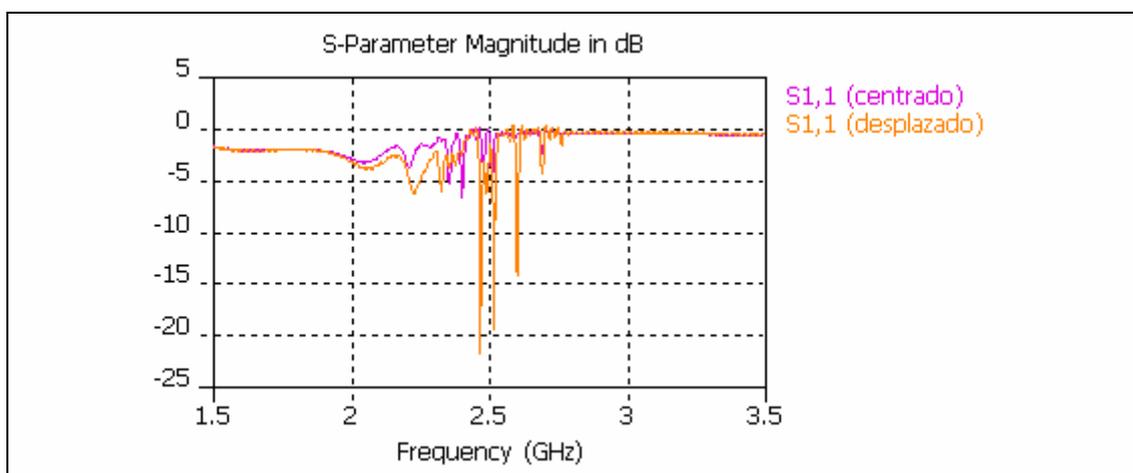


Figura 4.42. Nivel de adaptación de la antena de referencia en función de su posición.

Tal y como se puede observar en la figura anterior, el nivel de adaptación del monopolo $\lambda/4$ es muy bajo. De hecho, puesto que no se alcanza un nivel mínimo de -10 dB, se puede considerar que la antena está desadaptada. Pese a ello, se aprecia claramente que la adaptación es mayor en el caso en que el monopolo se encuentra desplazado, por lo que se elegirá esta alternativa a la hora de diseñar el conjunto antena-plano de masa.

▪ **Cálculo del tamaño del monopolo.**

La primera parte del estudio del monopolo horizontal consiste en determinar su tamaño. En la Figura 4.43 se muestra el nivel de adaptación de un monopolo horizontal de distintos tamaños colocado a 5 mm del plano artificial. Como se puede observar, el monopolo que mejor se adapta es el de tamaño $0.17 \cdot \lambda_{2\text{GHz}}$. En principio, resulta lógico pensar que la frecuencia óptima de trabajo del monopolo $0.17 \cdot \lambda_{2\text{GHz}}$ es 2.2 GHz, pues el nivel de adaptación es máximo a esa frecuencia. No obstante, también a 2 GHz se tiene

un nivel de adaptación por debajo de -10 dB, lo que significa que $f=2\text{GHz}$ es otra de las posibles frecuencias de funcionamiento de la antena. Para decidir cuál de las dos frecuencias es la más apropiada, es necesario estudiar el diagrama de radiación en cada caso. Para ello, se consideran monitores de campo en cada una de las frecuencias y se estudia el comportamiento del conjunto monopolo-plano. Si se analizan los resultados correspondientes al diagrama de radiación en ambas frecuencias se observa que el diagrama correspondiente a $f=2.2\text{GHz}$ presenta muy malas características, por lo que se puede afirmar que el funcionamiento correcto de la antena se produce a la frecuencia de 2 GHz y no a 2.2 GHz como parecía a priori. El diagrama de radiación del monopolo será analizado en detalle más adelante, dentro de este mismo apartado.

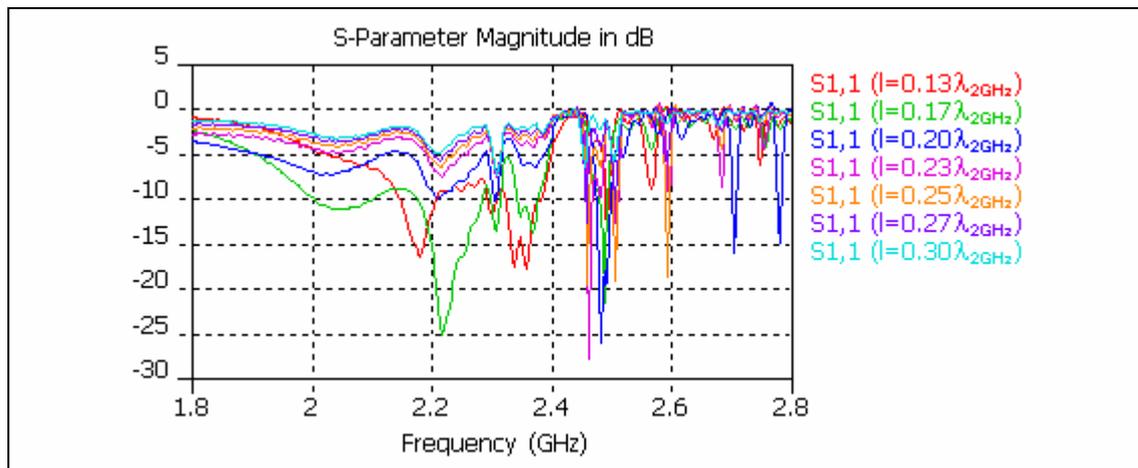


Figura 4.43. Coeficiente de reflexión de un monopolo horizontal de distintos tamaños colocado a una altura de 5 mm sobre el plano de masa con metalización en anillo.

▪ Cálculo de la altura del monopolo.

Una vez fijado el tamaño del monopolo horizontal, $l=0.17\lambda_{2\text{GHz}}$, se determinará a qué altura debe colocarse sobre el plano de masa para maximizar la adaptación.

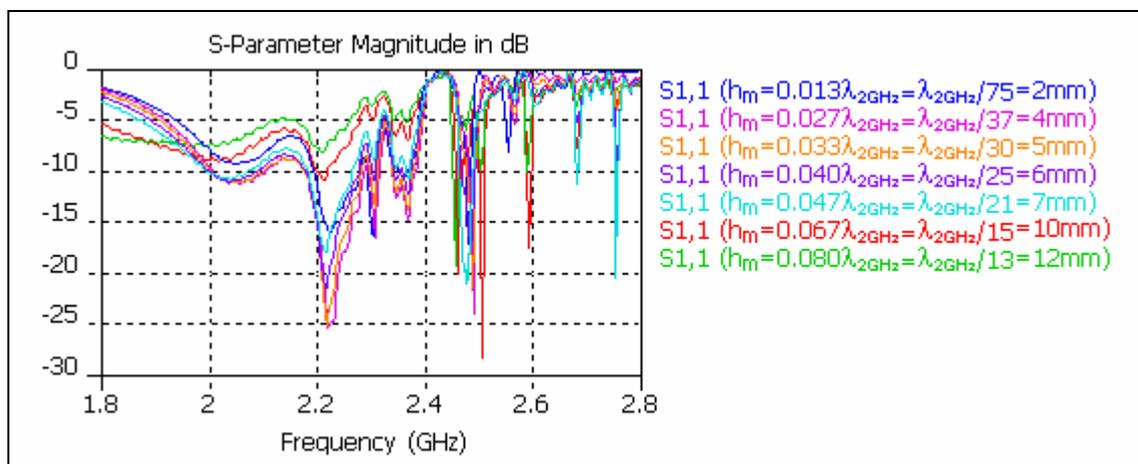


Figura 4.44. Coeficiente de reflexión de un monopolo horizontal de tamaño 0.17λ colocado a distintas alturas sobre el plano de masa con metalización en anillo.

La Figura 4.44 muestra el efecto que tiene la altura de la antena sobre el nivel de adaptación. Como se puede observar, el nivel de adaptación máximo se obtiene para un valor de altura de 4 mm. A partir de dicho valor, la adaptación empeora a medida que aumenta la altura.

▪ Caracterización del conjunto monopolo-plano de masa diseñado.

Una vez fijadas las dimensiones definitivas del plano y la antena, se analizarán el nivel de adaptación y el diagrama de radiación. El plano de masa considerado ya se ha descrito en detalle al estudiar las características del dipolo horizontal, por lo que no se volverá a detallar la información (véase Tabla 4.2). En cuanto al monopolo horizontal, tiene longitud $0.17 \cdot \lambda_{2\text{GHz}}$ y está situado a una altura de 4 mm ($\lambda_{2\text{GHz}}/37$) sobre el plano de masa. Tal y como se ha comentado previamente, la posición del monopolo con respecto al plano no es centrada para evitar alterar la geometría de la celda unidad central del plano, algo que empeoraría la adaptación de la antena (véase Figura 4.45).

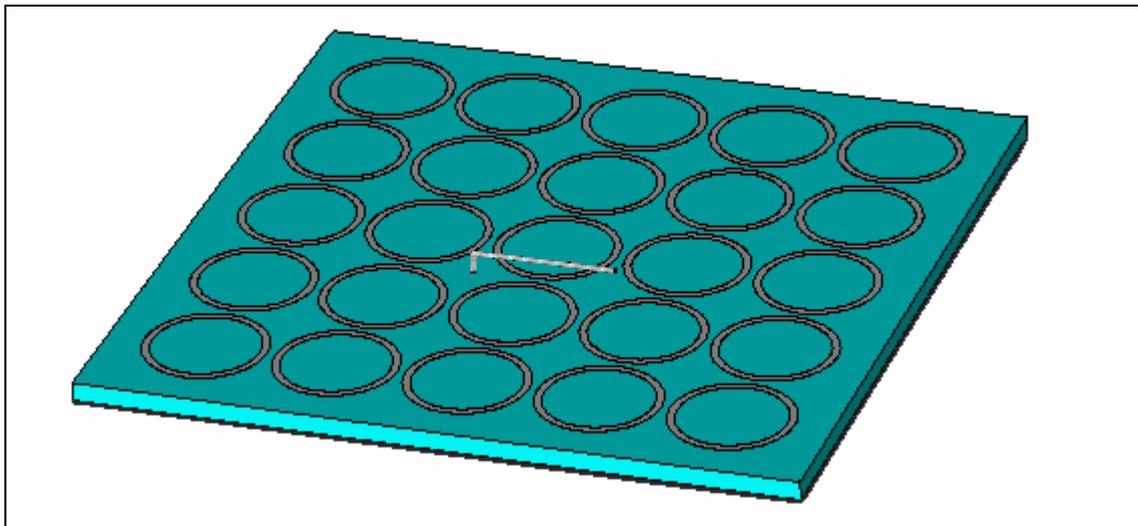


Figura 4.45. Conjunto monopolo-plano de masa considerando metalización en anillo.

- Nivel de adaptación.

La primera de las características a estudiar del conjunto antena-plano es el nivel de adaptación. Teniendo en cuenta que la desadaptación provoca una disminución considerable de la eficiencia de radiación, es importante que el nivel de adaptación sea lo mejor posible. Como puede observarse en la Figura 4.46, el hecho de usar como plano de masa del monopolo horizontal un plano PEC no tiene sentido, pues la antena no se adapta. Sí se adapta, sin embargo, cuando el plano es el plano artificial con metalización en anillo que se ha diseñado. Como ya se observó al estudiar el tamaño del monopolo, el módulo del parámetro S_{11} presenta muchas oscilaciones, por lo que podría considerarse que existen varios picos de resonancia posibles. No obstante, ya se decidió que debido a las características de radiación, el pico de resonancia de la antena que interesa es el correspondiente a $f=2\text{GHz}$. El nivel de adaptación a esta frecuencia

no es demasiado grande ($|S_{11}| = -11$ dB), pero es suficiente para que la antena radie de forma eficiente.

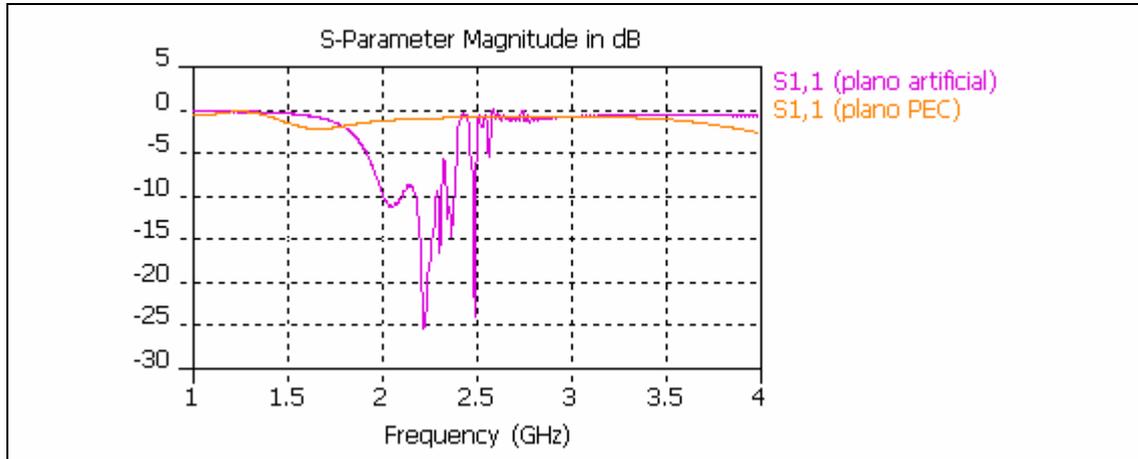


Figura 4.46. Nivel de adaptación del monopolo horizontal de tamaño 0.17λ colocado a 4 mm sobre el plano de masa con metalización en anillo.

- Diagrama de radiación.

Para completar el estudio del monopolo horizontal sobre el plano de masa con metalización en anillo, analizaremos los diagramas de campo.

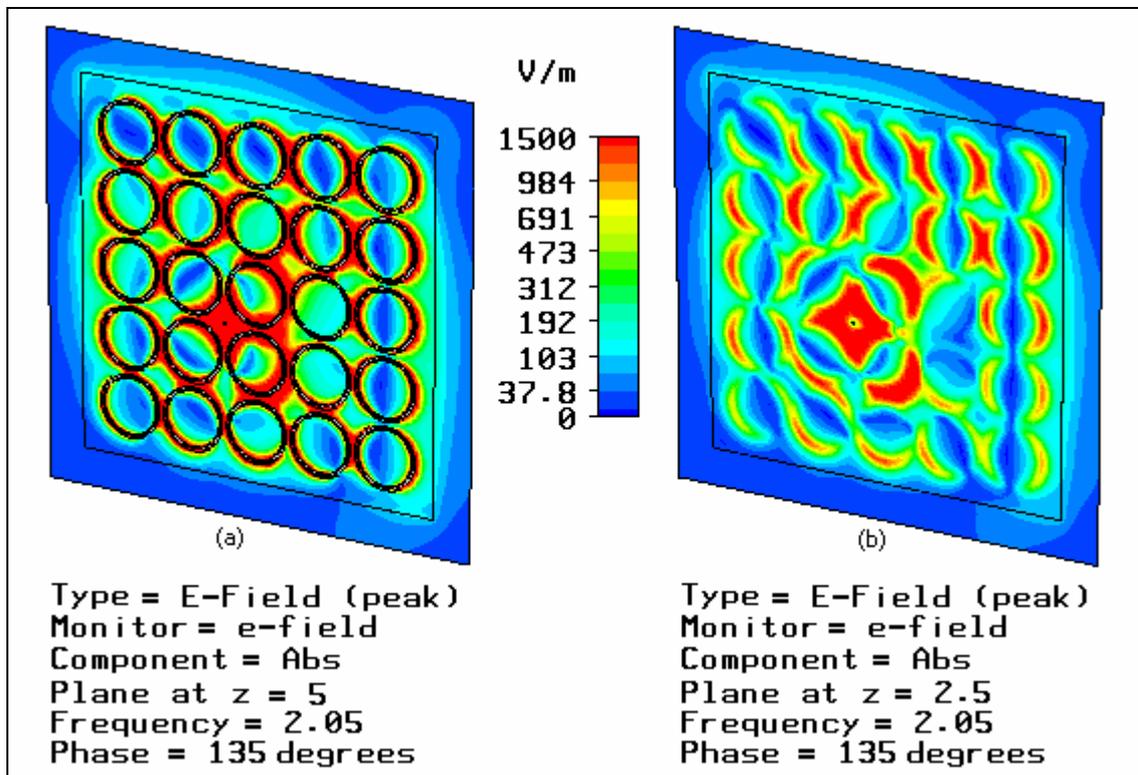


Figura 4.47. Diagrama de campo E generado por un monopolo horizontal 0.17λ colocado a 4 mm sobre el plano de masa artificial con metalización en anillo.

(a) campo E en la superficie del plano ($z=5$ mm) y (b) campo E en la mitad del sustrato ($z=2.5$ mm)

La Figura 4.47 muestra la distribución de campo eléctrico en la superficie y el interior del plano de masa. El comportamiento que se observa en ambas gráficas es muy similar: el campo presenta intensidad máxima en la posición en la que se encuentra la antena y alcanza los extremos con menor intensidad. Si mediante el software de simulación *CST Microwave Studio* se observa la animación del campo en función de la fase de la excitación, se ve claramente que todas las celdas del plano funcionan como un conjunto y que a medida que cambia la fase, el máximo de radiación se va propagando progresivamente hacia los extremos disminuyendo su intensidad. No obstante, la intensidad del campo en los bordes del plano, aunque baja, no es despreciable, algo que se traducirá en un aumento de la radiación trasera.

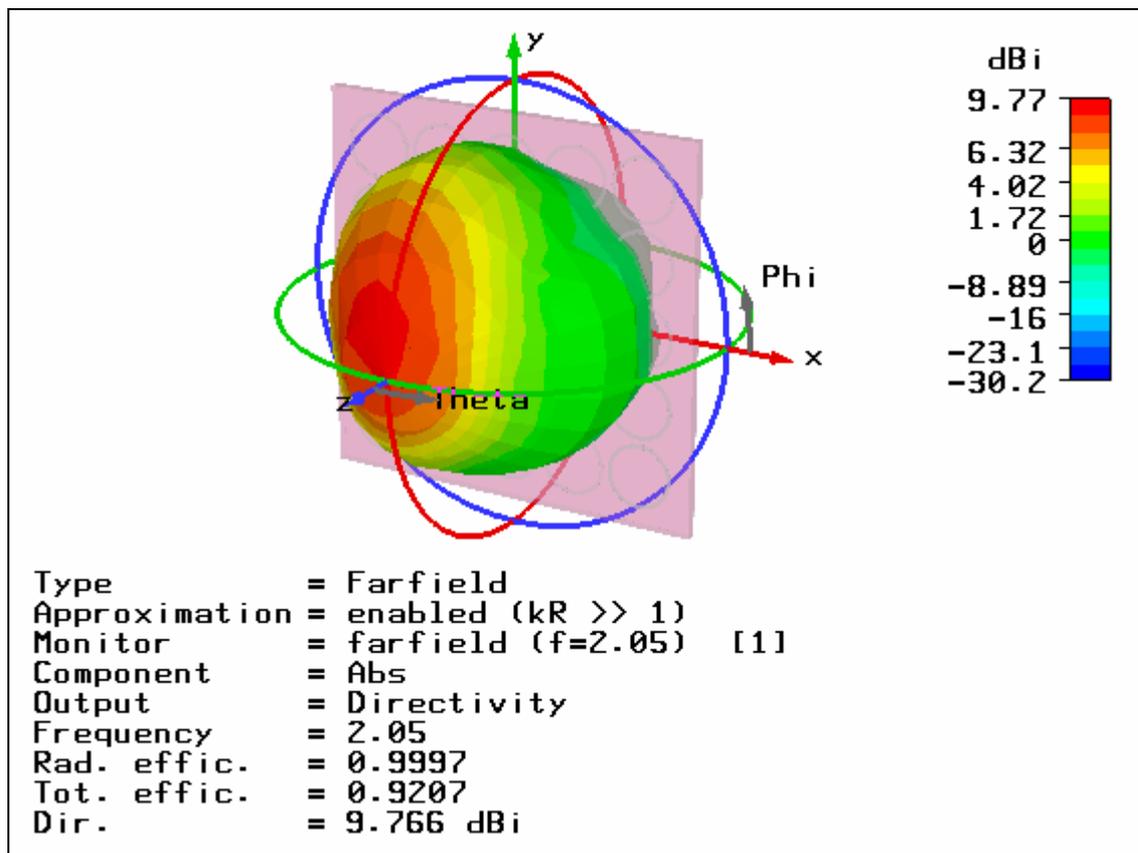


Figura 4.48. Diagrama de radiación 3D del monopolo horizontal 0.17λ colocado a 4 mm sobre el plano de masa artificial con metalización en anillo.

Atendiendo al diagrama de campo lejano en tres dimensiones (Figura 4.48) se puede afirmar que el máximo de radiación se presenta en la dirección broadside ($\theta = 0^\circ$), aunque ligeramente desplazado como consecuencia del desplazamiento de la antena con respecto al centro del plano de masa. Este desplazamiento de la dirección del lóbulo principal puede observarse de forma más clara en la figura correspondiente a los cortes $\phi=0^\circ$ y $\phi=90^\circ$ en coordenadas polares (Figura 4.49). En dicha figura se observa además que, tal y como se predijo al analizar el campo E en el interior del plano de masa, existe un nivel considerable de radiación trasera, lo que significa que una parte importante de la energía se pierde en forma de radiación no útil.

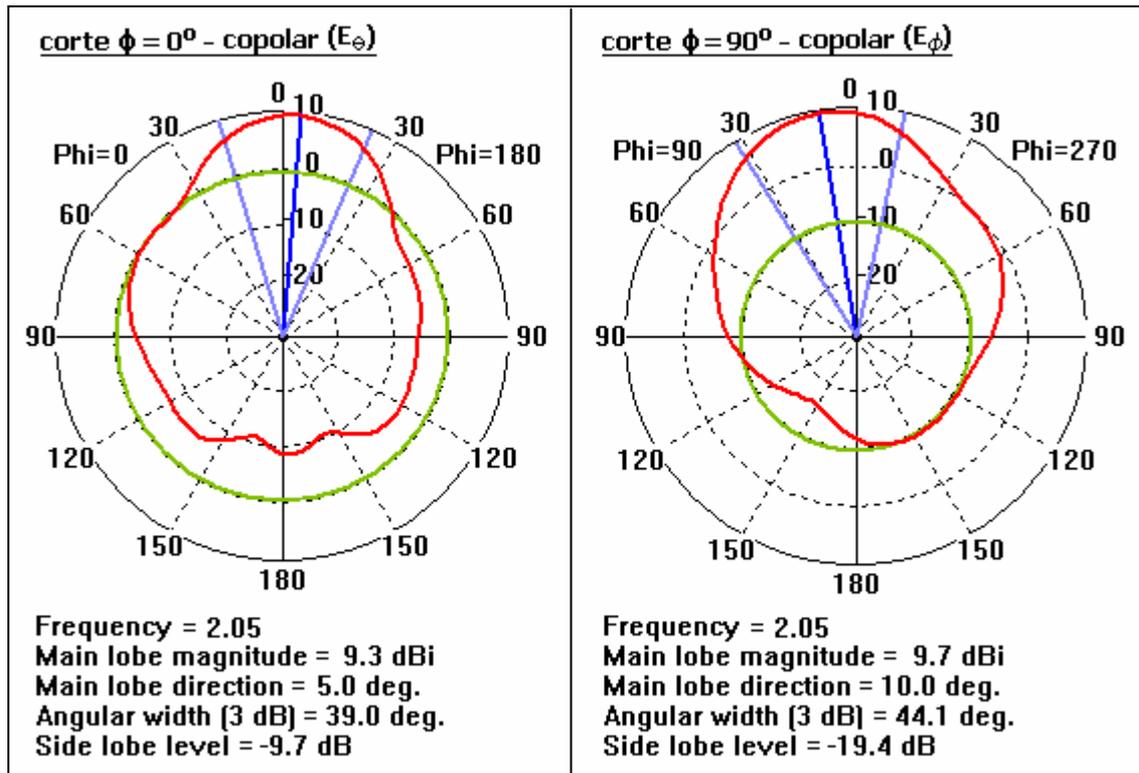


Figura 4.49. Diagramas polares correspondientes a los cortes $\phi = 0^\circ$ y $\phi = 90^\circ$ del monopolo horizontal 0.17λ colocado a 4 mm sobre el plano de masa artificial con metalización en anillo.

Para terminar, se analizarán los diagramas plano E y plano H. Lo más destacable de estos diagramas, mostrados en la Figura 4.50, es el alto nivel de componente contrapolar que hay en ambos casos. El hecho de que la componente contrapolar tenga un valor tan alto indica que existen muchas pérdidas.

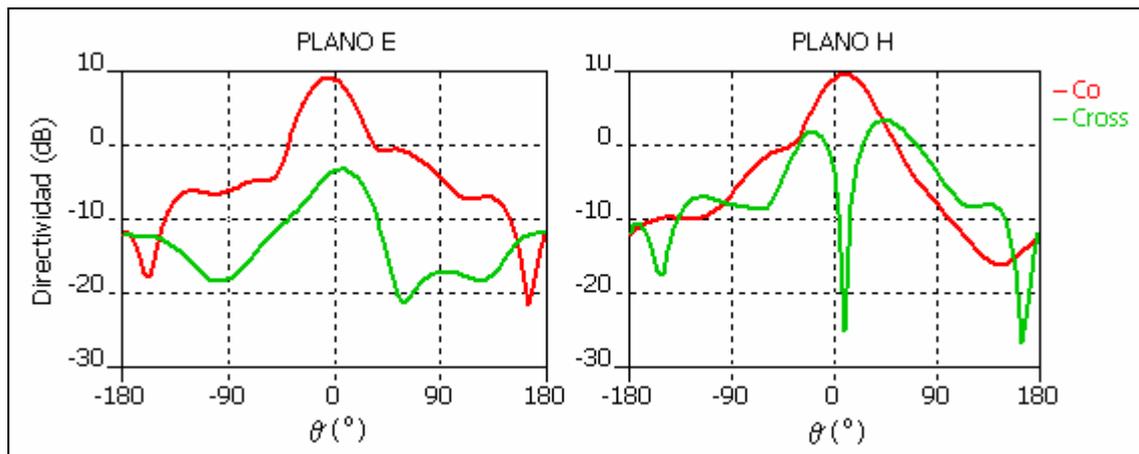


Figura 4.50. Diagramas cartesianos plano E y plano H correspondientes al monopolo horizontal 0.17λ colocado a 4 mm sobre el plano de masa artificial con metalización en anillo.

En el caso particular del diagrama plano E, aunque no demasiado grande, sí existe diferencia entre las componentes copolar y contrapolar; concretamente, el nivel

de aislamiento contrapolar es de 9.56 dB. Puesto que el plano E es el mismo plano que el de la polarización de la antenna, se puede considerar que la antenna está polarizada linealmente. No obstante, no hay que olvidar que en el caso del plano H la diferencia entre las componentes es muy pequeña, al igual que el nivel de aislamiento contrapolar, de valor 1.63 dB. Teniendo en cuenta que este bajo valor de aislamiento se traduce en un alto valor de pérdidas, se puede afirmar que aunque la polarización sea lineal, estará notablemente degradada.

4.3.3. Plano con metalización en anillo abierto.

El último de los planos de masa artificiales a estudiar es el plano con metalización en anillo abierto. Dicho plano presenta 49 celdas unidad, distribuidas en 7 filas de 7 celdas cada una. Las dimensiones de las celdas unidad se eligieron de forma que la frecuencia de funcionamiento del plano fuera igual a 2 GHz (véase Figura 4.51). Además de la frecuencia de funcionamiento, se determinó el EBG y se comprobó que los comportamientos AMC y EBG del plano no se producen en la misma banda de frecuencia.

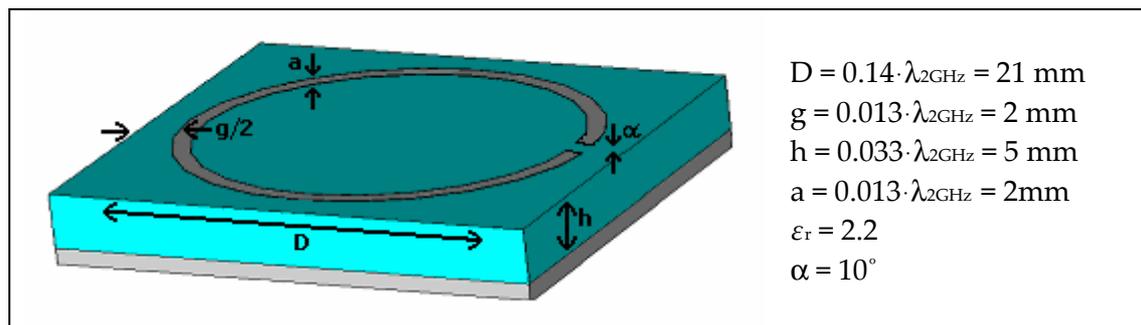


Figura 4.51. Plano de masa con metalización en anillo abierto: dimensiones de la celda unidad.

Para determinar las dimensiones del plano definitivo que se usará con las antenas de hilo bajo estudio, se ajustará el tamaño de referencia de las celdas unidad indicado en la figura anterior de forma que la frecuencia de resonancia de las antenas sea igual a 2 GHz.

En la Figura 4.52 se muestra el nivel de adaptación de la antenna de referencia cuando se varía el diámetro de la metalización en anillo abierto de las celdas unidad que forman el plano. El comportamiento general de la estructura se corresponde con los resultados obtenidos en el estudio de las superficies de alta impedancia, puesto que la frecuencia de resonancia aumenta a medida que disminuye el tamaño de la metalización. Atendiendo a los picos de resonancia, se puede afirmar que el diámetro de la metalización en anillo que se debe considerar para que el plano funcione a 2 GHz es $D=0.13 \cdot \lambda_{2\text{GHz}}=20$ mm. Este tamaño es muy similar al que se obtuvo al hacer el estudio del plano en el capítulo 3 ($D=0.14 \cdot \lambda_{2\text{GHz}}=21$ mm).

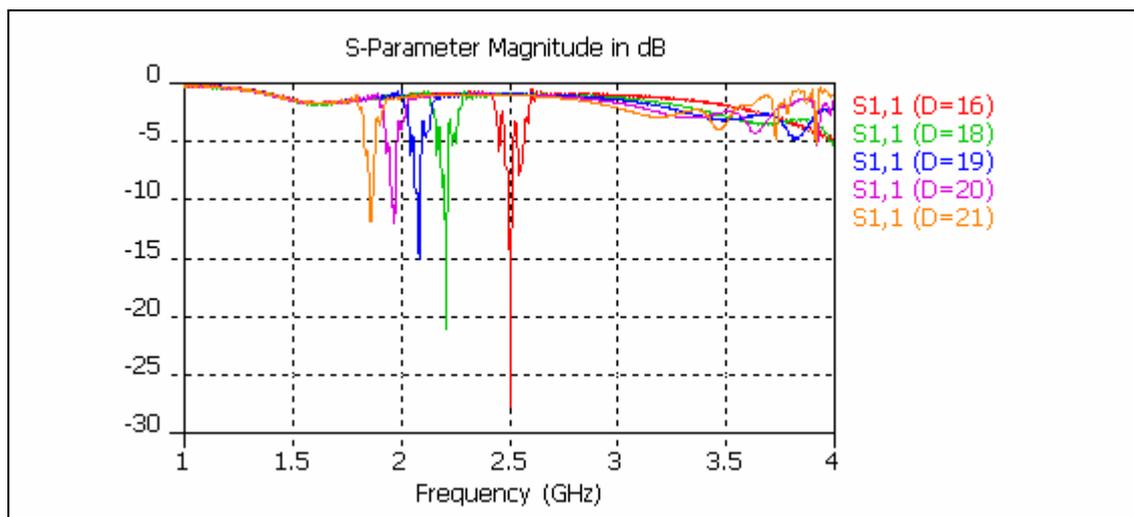


Figura 4.52. Nivel de adaptación de la antena de referencia en función del tamaño de la metalización de las celdas unidad del plano de masa con metalización en anillo abierto.

Una vez conocidas las dimensiones del plano de masa a utilizar se puede pasar al estudio de las antenas, que, a diferencia de los casos anteriores, consta de cuatro partes en lugar de tres: estudio de la orientación de la antena, del tamaño y altura óptimos y, finalmente, de las características principales.

Tal y como se acaba de comentar, en el caso del plano con metalización en anillo abierto es necesario considerar un apartado adicional en el estudio de las antenas. Se trata del estudio de la orientación. Hasta el momento se ha trabajado con planos de masa simétricos, por lo que desde un principio se consideró una orientación fija de la antena, correspondiente a la dirección del eje x . Al considerar una metalización con forma de anillo únicamente abierto en uno de sus lados, se pierde la simetría de la estructura, y por tanto, el comportamiento de la antena no es el mismo si ésta se coloca de una forma u otra. Es por ello que resulta conveniente estudiar el comportamiento de la antena en función de su orientación.

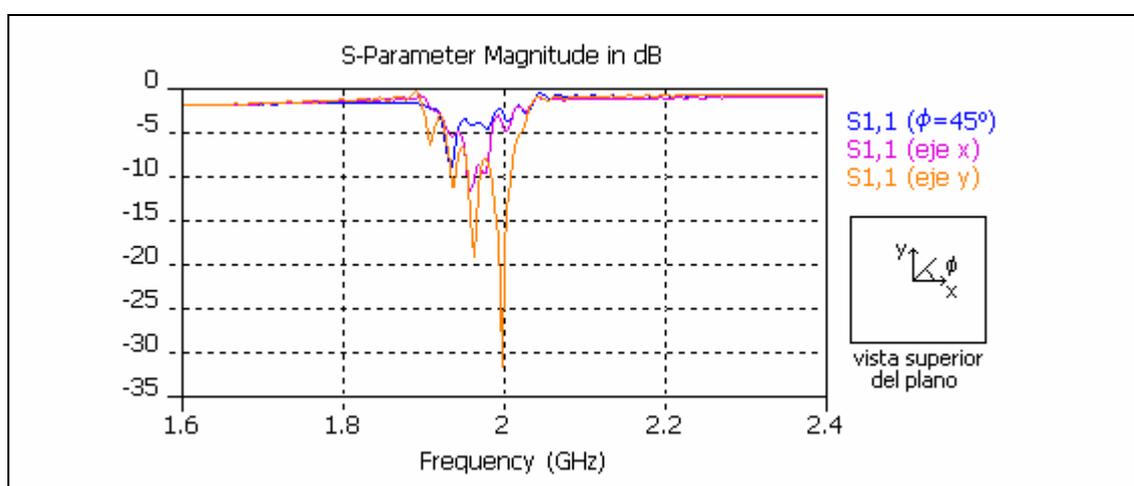


Figura 4.53. Nivel de adaptación de la antena de referencia en función de su orientación.

La Figura 4.53 muestra el nivel de adaptación de la antena de referencia en función de su orientación. Se han considerado tres situaciones distintas: orientación según los ejes x e y , y orientación a lo largo de la dirección $\phi=45^\circ$. Como se puede observar, los mejores valores de adaptación se han obtenido para la orientación correspondiente al eje y , por lo que las antenas que se diseñarán estarán orientadas según dicho eje⁶.

4.3.3.1. Estudio del dipolo horizontal.

En el presente apartado se va a realizar un estudio del dipolo horizontal que ha de colocarse sobre el plano de masa artificial con metalización en anillo abierto.

▪ Cálculo del tamaño del dipolo.

Para determinar el tamaño del dipolo que maximiza el nivel de adaptación, se mantiene fija la altura y se varían las dimensiones del mismo. La Figura 4.54a muestra el nivel de adaptación de un dipolo horizontal de distintos tamaños colocado sobre el plano de masa que se está estudiando. Como se puede ver, la frecuencia de resonancia de la antena está muy localizada en torno a los 2 GHz, independientemente del tamaño de la misma.

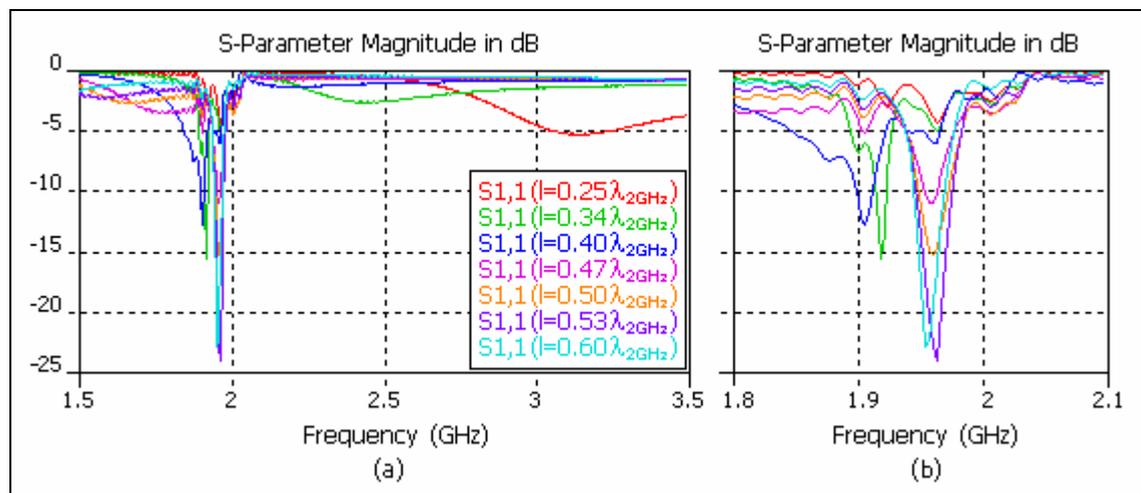


Figura 4.54. Coeficiente de reflexión de un dipolo horizontal de distintos tamaños orientado según el eje y y colocado a una altura de 5 mm sobre el plano de masa con metalización en anillo abierto. (a) rango de frecuencias completo y (b) detalle del rango de frecuencias de interés.

La Figura 4.54b permite observar en detalle lo que ocurre en el rango de frecuencias de interés. Atendiendo a los resultados mostrados en esta figura, se puede afirmar que los tamaños $0.53 \cdot \lambda_{2\text{GHz}}$ y $0.6 \cdot \lambda_{2\text{GHz}}$ son los que mayor nivel de adaptación

⁶ Para asegurar que en el caso del dipolo la mejor orientación es también la correspondiente al eje y , se ha considerado un dipolo $\lambda/2$ para medir la adaptación en los tres casos (eje x , eje y y dirección $\phi=45^\circ$). No obstante, puesto que en todo momento se ha considerado que la antena de referencia es el monopolo $\lambda/4$ se ha decidido incluir únicamente los resultados correspondientes a esta última.

presentan. Puesto que el ancho de banda en ambos casos es muy semejante, para tomar una decisión sobre el tamaño definitivo que debe tener la antena se han considerado monitores de campo en cada uno de los casos. Tras estudiar las características de los diagramas de radiación correspondientes a los dos dipolos, se puede afirmar que el dipolo que mejor se comporta es el de tamaño $0.6 \cdot \lambda_{2\text{GHz}}$. Así pues, este tamaño será el que se utilice en el diseño definitivo del conjunto antena-plano de masa.

▪ Cálculo de la altura del dipolo.

Una vez fijado el tamaño del dipolo se pasará a determinar a qué altura debe colocarse sobre el plano de masa. La Figura 4.55 muestra el efecto que tiene la altura de la antena sobre el nivel de adaptación. Como se puede observar, la adaptación del dipolo mejora a medida que aumenta la altura. Este comportamiento se mantiene hasta que se alcanza un valor de 7 mm. A partir de ese momento, a medida que aumenta la altura, empeora la adaptación. De esta forma, la altura óptima del dipolo es $\lambda_{2\text{GHz}}/21=7$ mm.

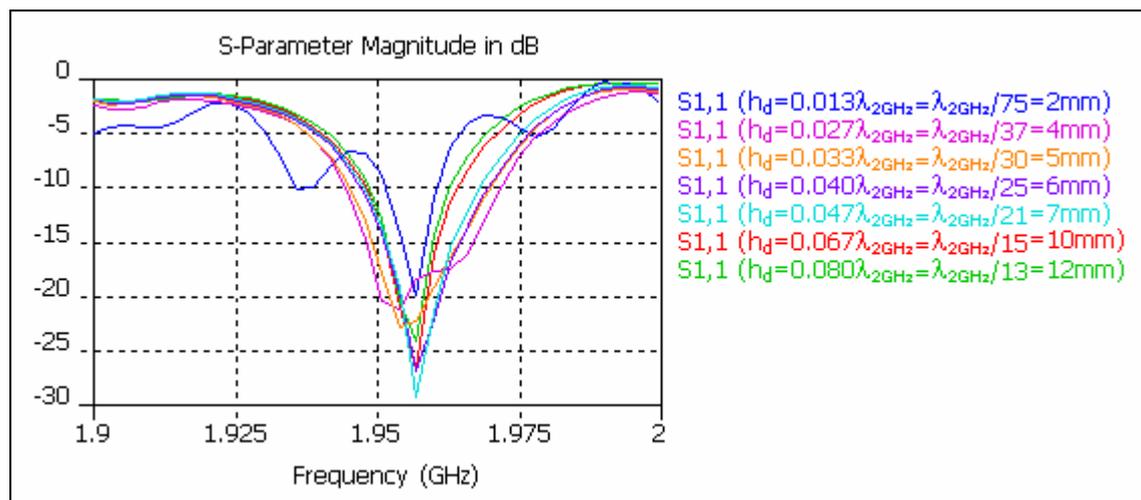


Figura 4.55. Coeficiente de reflexión de un dipolo horizontal de tamaño 0.60λ orientado según el eje y y colocado a distintas alturas sobre el plano de masa con metalización en anillo abierto.

▪ Caracterización del conjunto dipolo-plano de masa diseñado.

De acuerdo a los resultados obtenidos previamente, la estructura diseñada consiste en un plano de masa artificial formado por 7 filas de 7 celdas unidad con metalización en anillo abierto de 20 mm de diámetro, y un dipolo de tamaño $0.6 \cdot \lambda_{2\text{GHz}}$ colocado a 7 mm sobre el plano (véase Figura 4.56). La Tabla 4.3 muestra la información correspondiente a la celda unidad que se utilizará para implementar el plano de masa con metalización en anillo abierto. Considerando que el número total de periodos del plano es 7 y que existe un exceso de sustrato en los bordes, las dimensiones del plano completo son 176x176 mm.

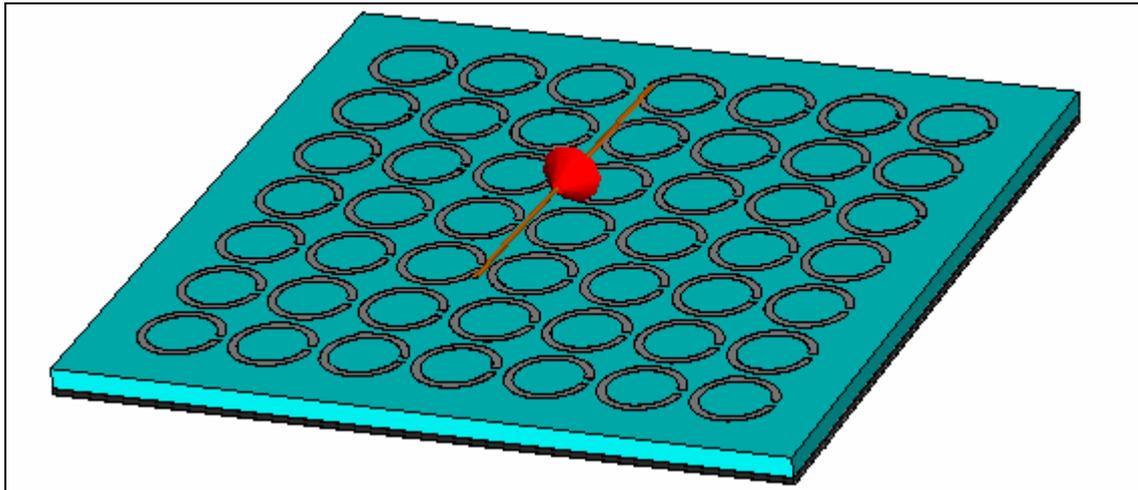


Figura 4.56. Conjunto dipolo-plano de masa considerando metalización en anillo abierto.

CARACTERÍSTICAS DE LA ESTRUCTURA		
Metalización	Anchura del anillo	$0.013 \cdot \lambda_{2\text{GHz}} = 2 \text{ mm}$
	Ángulo del sector	$\alpha = 10^\circ$
	Radio interno	$0.053 \cdot \lambda_{2\text{GHz}} = 8 \text{ mm}$
	Radio externo	$0.067 \cdot \lambda_{2\text{GHz}} = 10 \text{ mm}$
	Espesor	$0.00023 \cdot \lambda_{2\text{GHz}} = 0.035 \text{ mm}$
	Material	Cobre
Gap	Tamaño	$0.013 \cdot \lambda_{2\text{GHz}} = 2\text{mm}$
Sustrato	Lado	$0.147 \cdot \lambda_{2\text{GHz}} = 22 \text{ mm}$
	Espesor	$0.033 \cdot \lambda_{2\text{GHz}} = 5 \text{ mm}$
	Material	Polietileno ($\epsilon_r=2.2$)
Plano de masa	Lado	$0.147 \cdot \lambda_{2\text{GHz}} = 22 \text{ mm}$
	Espesor	$0.01 \cdot \lambda_{2\text{GHz}} = 1.5 \text{ mm}$
	Material	Aluminio

Tabla 4.3. Plano de masa con metalización en anillo abierto: especificaciones de la celda unidad definitiva.

- Nivel de adaptación.

En los apartados anteriores del estudio del dipolo horizontal se han calculado el tamaño y altura óptimos del mismo para maximizar el nivel de adaptación. Ahora, se pretende analizar cual es el valor de dicho nivel. Atendiendo a las gráficas mostradas en la Figura 4.57 se puede afirmar que en los casos sin plano y con plano PEC el resultado obtenido es el mismo que se ha venido observando a lo largo del todo el estudio del dipolo horizontal. Por otro lado, si se coloca el dipolo sobre el plano artificial, se tiene un nivel de adaptación en torno a -30 dB, lo que corresponde a un valor bastante aceptable. No obstante, se tiene un ancho de banda muy pequeño, algo que limita considerablemente la utilidad del conjunto antena-plano, pues sólo podrá utilizarse para aplicaciones de banda muy estrecha.

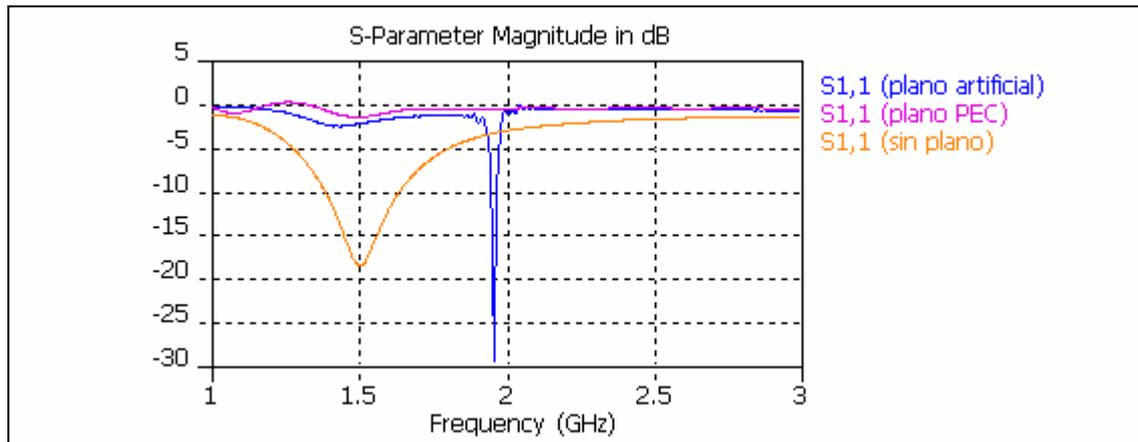


Figura 4.57. Nivel de adaptación del dipolo horizontal de tamaño 0.60λ orientado según el eje y y colocado a 7 mm sobre el plano de masa con metalización en anillo abierto.

- Diagrama de radiación.

Para terminar con el estudio del conjunto dipolo horizontal-plano de masa, se analizarán las características de radiación del mismo.

Si se analiza el comportamiento del campo eléctrico en función de la fase de la excitación, se puede llegar a la conclusión de que las celdas unidad que forman el plano no radian de forma conjunta, sino en grupos. Teniendo en cuenta que en este caso la antena está colocada en el centro del plano según la dirección y , lo lógico sería que la máxima intensidad de campo se presentara en el centro y que el campo fuera propagándose hacia los extremos de forma progresiva a medida que cambia la fase de la excitación. Sin embargo, aunque sí es cierto que el máximo se presenta en la posición que ocupa la antena, la propagación del campo no es muy uniforme. La Figura 4.58 muestra un caso concreto del comportamiento del campo E , el correspondiente a un valor de fase de la excitación de 222° . Esta figura es bastante ilustrativa del comportamiento que se pretende analizar, pues permite observar los grupos de celdas que se han mencionado previamente. Por un lado, observando el plano de izquierda a derecha, se ve que las tres primeras columnas de celdas presentan un mínimo de radiación cuando la cuarta y quinta columnas presentan un máximo, algo que también ocurre a la inversa. Las columnas sexta y séptima radian de forma totalmente independiente al resto, sin relación alguna con los dos grupos de celdas anteriores. Pese a que no todas las celdas del plano radian de forma conjunta, el hecho de que existan grupos que sí lo hagan favorece una buena radiación de la energía, algo que se traducirá en una forma adecuada del diagrama de radiación. En lo referente a la intensidad de campo en los bordes del plano, se puede comentar que es prácticamente nula, lo cual representa una clara ventaja, pues al no haber mucha difracción en los bordes disminuye la radiación trasera.

Una vez se ha comprobado qué ocurre con el campo eléctrico en el plano de masa se pasará a estudiar el diagrama de radiación. Para ello, se mostrará el diagrama en 3D, los cortes en polares correspondientes a los ángulos $\phi=0^\circ$ y $\phi=90^\circ$ y los diagramas plano E y plano H en coordenadas cartesianas.

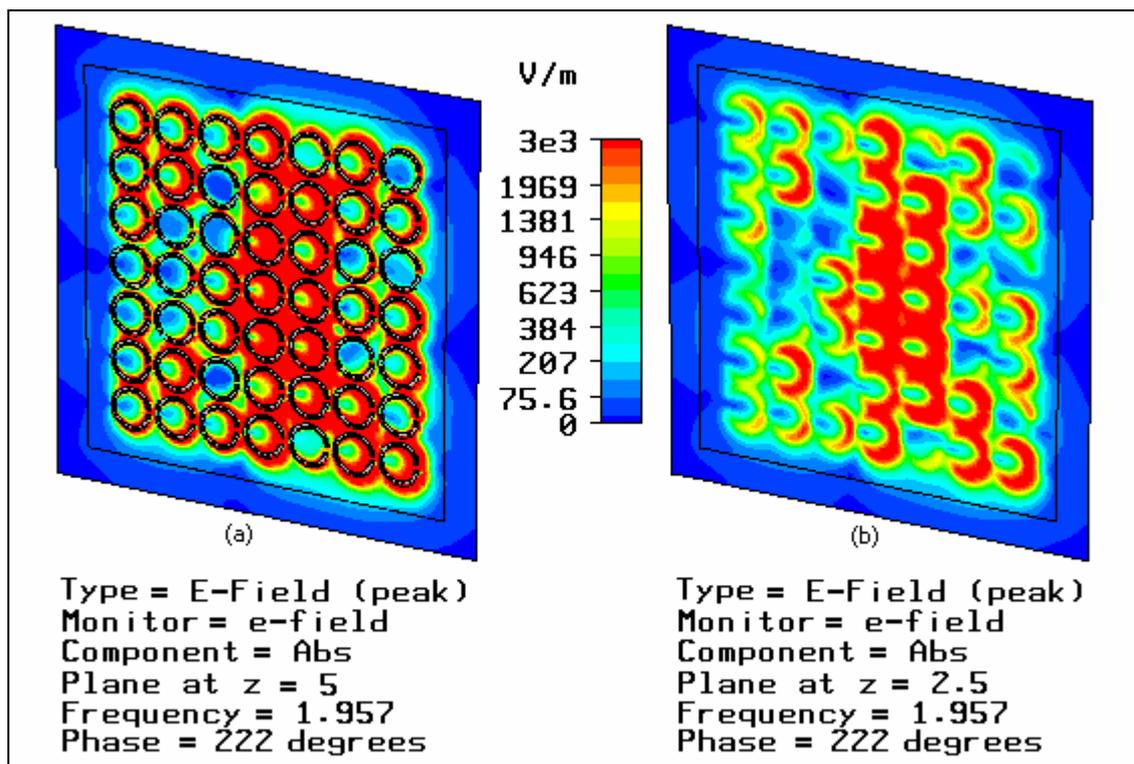


Figura 4.58. Diagrama de campo E generado por un dipolo horizontal 0.60λ orientado según el eje y y colocado a 7 mm sobre el plano de masa con metalización en anillo abierto.
(a) campo E en la superficie del plano ($z=5\text{mm}$) y (b) campo E en la mitad del sustrato ($z=2.5\text{mm}$)

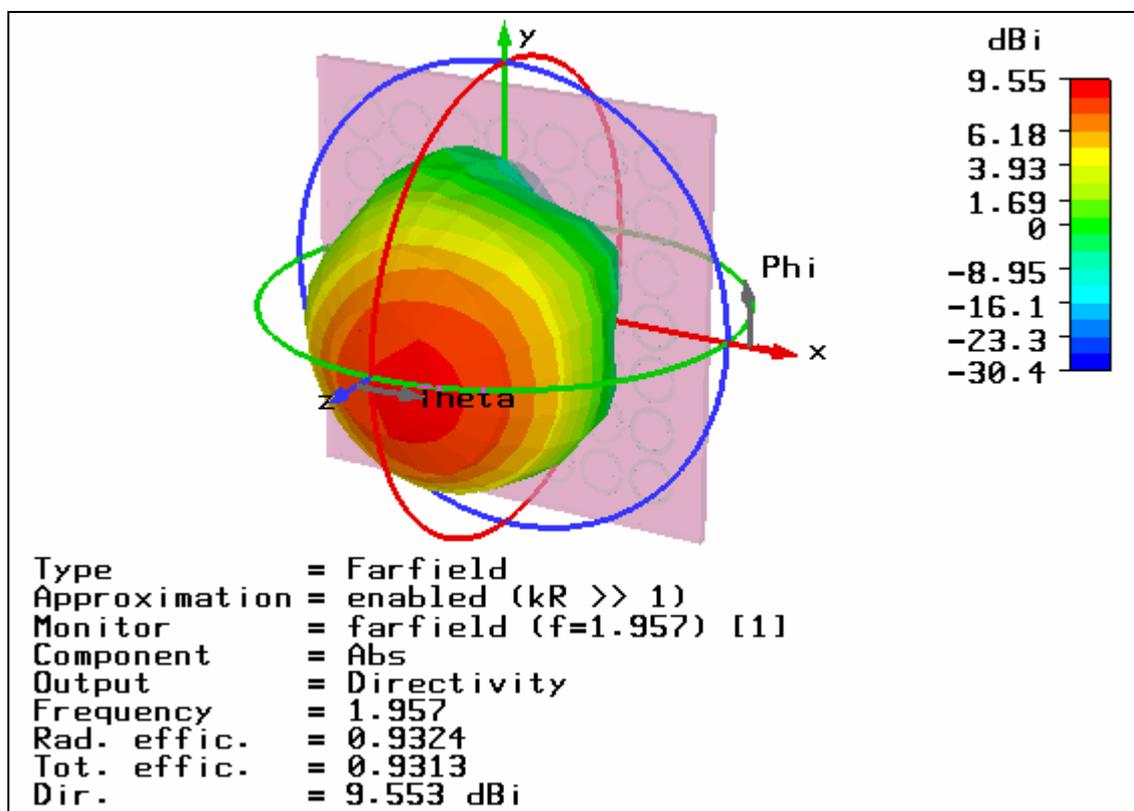


Figura 4.59. Diagrama de radiación 3D del dipolo horizontal 0.60λ orientado según el eje y y colocado a 7 mm sobre el plano de masa con metalización en anillo abierto.

La Figura 4.59 muestra el diagrama de radiación en tres dimensiones del conjunto dipolo horizontal-plano de masa. Dicho diagrama presenta un máximo de radiación en la dirección broadside, aunque puede observarse un ligero desapuntamiento. Al analizar el campo E en el interior del plano de masa artificial, se observó que la intensidad de campo en los bordes del plano era muy pequeña, lo que explica que no se aprecie claramente la existencia de radiación trasera en el diagrama.

En la Figura 4.60, correspondiente a la representación en coordenadas polares de la componente copolar del campo en los planos E y H (ángulos $\phi=90^\circ$ y $\phi=0^\circ$ respectivamente), se observa claramente el desapuntamiento del lóbulo principal del diagrama de radiación que se mencionó previamente. Por otro lado, queda también claro que la radiación trasera, aunque pequeña, no es completamente nula, algo que se traducirá en pérdidas de energía. El nivel de lóbulos laterales es bastante bajo y la energía está bastante concentrada, lo que hace que el valor de ganancia del diagrama sea aceptable. Así, pese al ligero inconveniente que suponen el desapuntamiento y la radiación trasera, se puede afirmar que el diagrama de radiación del conjunto dipolo-plano diseñado presenta, en general, buenas características.

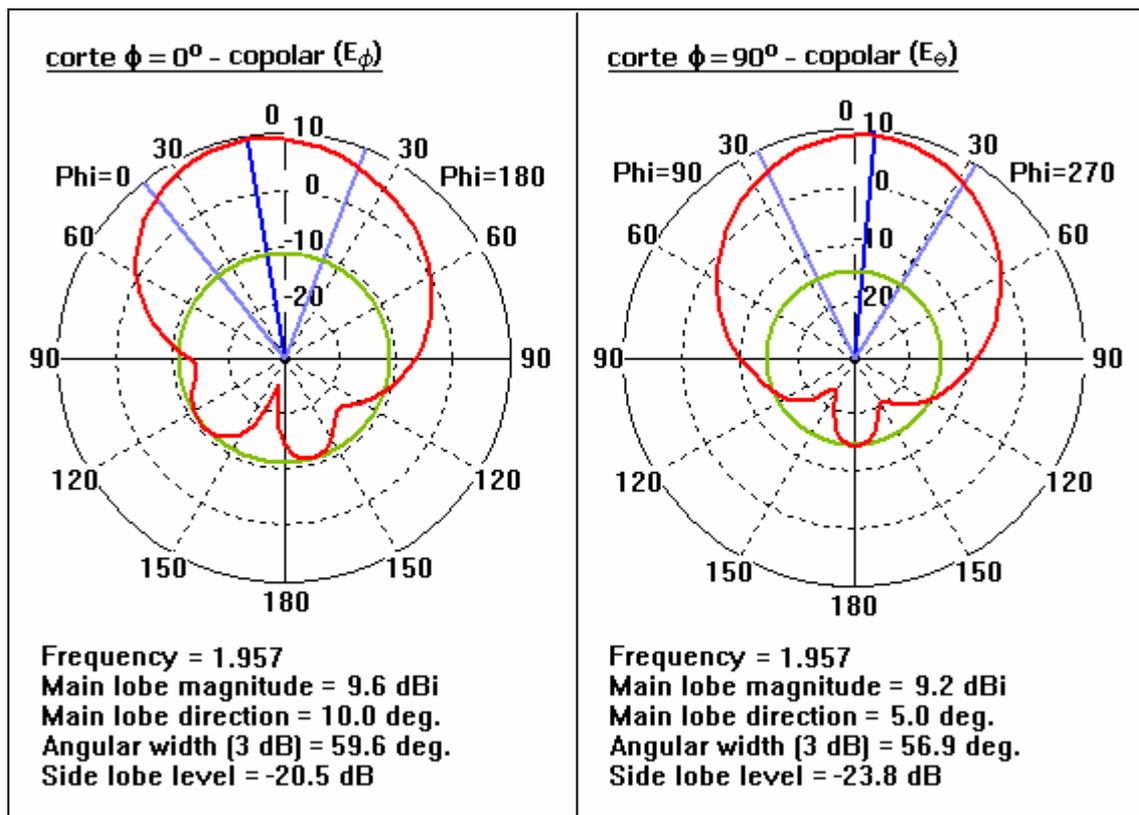


Figura 4.60. Diagramas polares correspondientes a los cortes $\phi=0^\circ$ y $\phi=90^\circ$ del dipolo horizontal 0.60λ , orientado según el eje y y colocado a 7 mm sobre el plano con metalización en anillo abierto.

Para completar el estudio del diagrama de radiación de la antena, se analizará lo que ocurre con los diagramas plano E y plano H en coordenadas cartesianas (véase Figura 4.61).

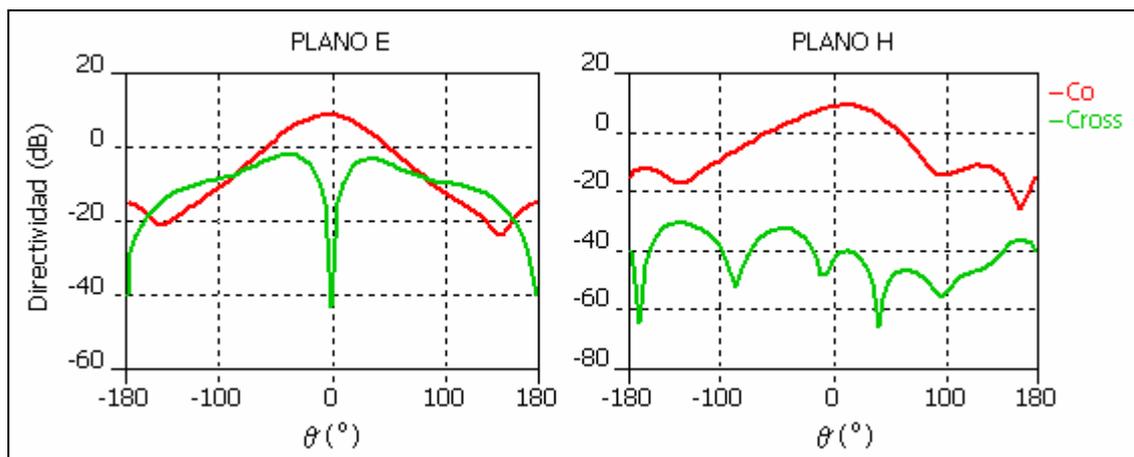


Figura 4.61. Diagramas cartesianos plano E y plano H correspondientes al dipolo horizontal 0.60λ orientado según el eje y y colocado a 7mm sobre el plano con metalización en anillo abierto.

Como se puede observar en la figura anterior, la diferencia existente entre las componentes copolar y contrapolar del campo en el caso del plano E no es muy grande. Concretamente, el valor del nivel de aislamiento contrapolar en este plano es de 7.18 dB. Atendiendo a este valor del nivel de aislamiento se puede afirmar que la polarización de la antena, aunque lineal, estará bastante degradada considerando el alto nivel de componente contrapolar que existe y las pérdidas que ello conlleva. Por el contrario, en el diagrama plano H la diferencia entre las dos componentes de campo es bastante notable, siendo el nivel de aislamiento contrapolar igual a 44.57 dB. Esto es una ventaja, pues aunque está claro que existe una degradación en la polarización de la antena, el hecho de que en el plano H exista una componente contrapolar reducida mejora las condiciones al no contribuir a un aumento de las pérdidas.

4.3.3.2. Estudio del monopolo horizontal.

Una vez completado el estudio del dipolo horizontal, se va a estudiar el caso del monopolo horizontal colocado sobre el plano de masa artificial con metalización en anillo abierto. La estructura del estudio será la misma que en el caso del dipolo.

Al igual que ocurría en el caso del plano con metalización en anillo, el plano de masa con metalización en anillo abierto presenta un número impar de periodos, 7 en concreto. En estas condiciones, si se quiere colocar el monopolo en el centro del plano, es necesario atravesar la celda unidad central del mismo, algo que puede alterar el comportamiento del plano y afectar a la adaptación de la antena. La alternativa a esto es colocar el monopolo ligeramente desplazado, en una de las uniones entre las celdas unidad, algo que evitaría tener que atravesarlas. Para tomar una decisión sobre la posición que deber tener el monopolo se ha tenido en cuenta la adaptación. El mejor resultado se ha obtenido para el caso en que el monopolo se encuentra desplazado, por lo que esta es la posición que se considerará en el diseño. Recordemos además que el monopolo a diseñar está orientado según el eje y , pues, tal y como se estudió al inicio de este apartado, es la orientación que permite obtener mejores niveles de adaptación.

▪ Cálculo del tamaño del monopolo.

Para comenzar el estudio del monopolo horizontal se determinará qué tamaño debe tener para que el nivel de adaptación sea el mejor posible. La Figura 4.62a muestra el nivel de adaptación de un monopolo horizontal de distintos tamaños colocado sobre el plano artificial con metalización en anillo abierto. Como se puede ver, la frecuencia de resonancia de la antenna está muy localizada en torno a los 2 GHz, independientemente del tamaño de la misma. Otra característica interesante que puede observarse en la figura es el comportamiento periódico del plano, pues dentro del rango de frecuencia bajo estudio (1-4 GHz), la antenna presenta comportamiento resonante en dos bandas, las correspondientes a 2 y 4 GHz. Una de las conclusiones que se obtuvieron tras el estudio paramétrico de las superficies AMC fue que el comportamiento de las ondas reflejadas en dichas superficies es periódico; esto es, se producen variaciones de la fase de la onda reflejada entre $\pm 180^\circ$ que se repiten periódicamente en distintas bandas de frecuencia. De las tres superficies estudiadas, la que presenta mayor periodicidad es la que tiene metalización en anillo abierto, lo que significa que es la superficie que más próximas tiene las bandas de frecuencia en que la fase de la onda reflejada varía entre $\pm 180^\circ$. Por esta razón es posible observar en un rango relativamente pequeño de frecuencias dos bandas de resonancia.

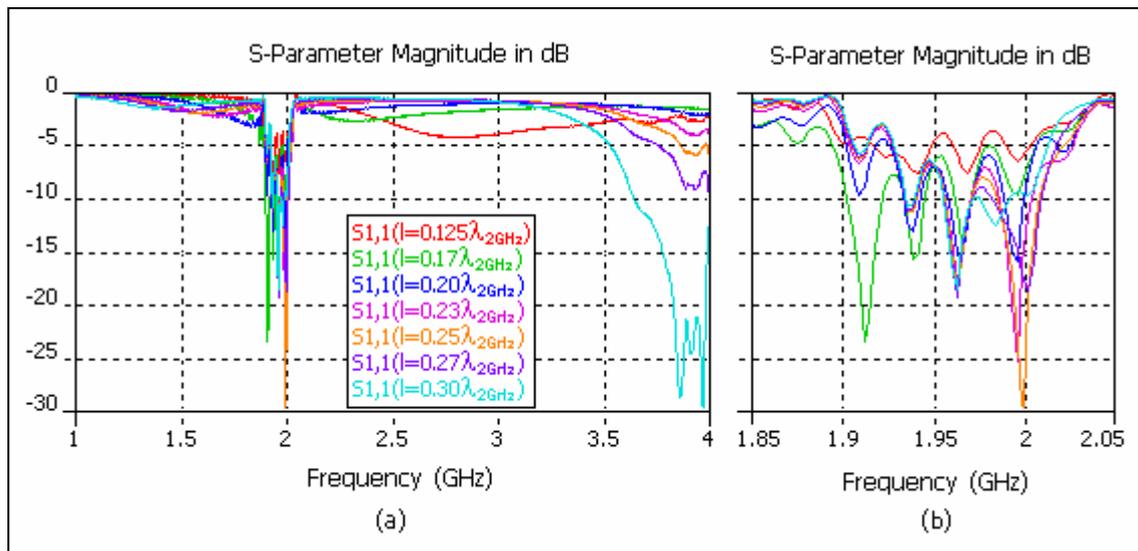


Figura 4.62. Coeficiente de reflexión de un monopolo horizontal de distintos tamaños orientado según el eje y y colocado a una altura de 5 mm sobre el plano de masa con metalización en anillo abierto. (a) rango de frecuencias completo y (b) detalle del rango de frecuencias de interés.

La Figura 4.62b permite observar en detalle lo que ocurre en el rango de frecuencias de interés. Atendiendo a los resultados mostrados en esta figura, puede parecer a priori que el tamaño $0.25 \cdot \lambda_{2GHz}$ es el más indicado, pues a él corresponde la máxima adaptación a una frecuencia exacta de 2 GHz. No obstante, puesto que el módulo del parámetro S_{11} presenta gran cantidad de oscilaciones para cualquiera de los tamaños considerados, se ha optado por hacer un análisis del comportamiento del

campo antes de decidir cuál es el tamaño más apropiado. Para ello, se han colocado monitores de campo en las frecuencias más susceptibles de ser frecuencias de resonancia ($f=1.912\text{GHz}$, $f=1.957\text{GHz}$ y $f=2\text{GHz}$). Tras observar el comportamiento del campo en cada uno de estos casos se puede afirmar que el mejor comportamiento se obtiene en el caso del dipolo $0.3\cdot\lambda_{2\text{GHz}}$, que resuena a la frecuencia $f=1.957\text{GHz}$.

▪ Cálculo de la altura del monopolo.

Para determinar la altura a la que debe colocarse la antena para optimizar el nivel de adaptación, se coloca el monopolo $0.3\cdot\lambda_{2\text{GHz}}$ a distintas alturas sobre el plano de masa y se comprueba el nivel de adaptación. Como puede observarse en la Figura 4.63, el módulo del parámetro S_{11} presenta gran cantidad de oscilaciones para cualquiera de las alturas consideradas, de modo que, al igual que se hizo a la hora de elegir el tamaño de la antena, se ha optado por llevar a cabo un análisis del comportamiento del campo antes de decidir cuál es la altura más apropiada. Tras realizar dicho análisis se puede afirmar que la altura más adecuada para colocar la antena es $h_m=7\text{mm}$.

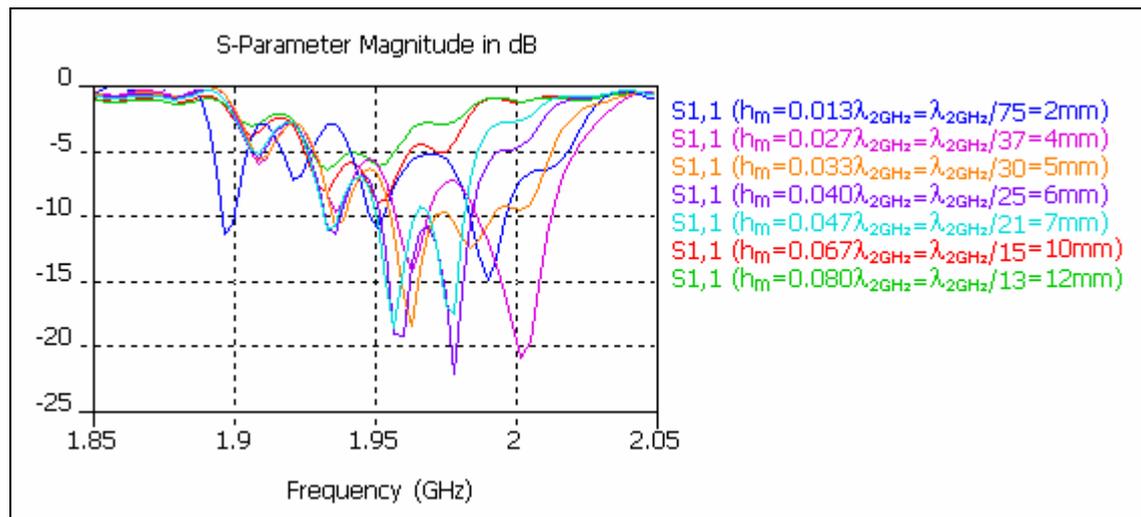


Figura 4.63. Coeficiente de reflexión de un monopolo horizontal de tamaño 0.30λ orientado según el eje y y colocado a distintas alturas sobre el plano de masa con metalización en anillo abierto.

▪ Caracterización del conjunto monopolo-plano de masa diseñado.

Una vez determinadas las dimensiones definitivas tanto del plano de masa con metalización en anillo abierto, como del monopolo horizontal que se ha de colocar sobre el mismo, se analizará el nivel de adaptación y el diagrama de radiación de la antena. El plano de masa considerado se ha descrito en detalle al estudiar las características del conjunto dipolo-plano, por lo que no se volverá a detallar la información (véase Tabla 4.3). En cuanto al monopolo horizontal a implementar, tiene longitud $0.3\cdot\lambda_{2\text{GHz}}$ y está situado a una altura de 7mm ($\lambda_{2\text{GHz}}/21$) sobre el plano de masa (véase Figura 4.64).

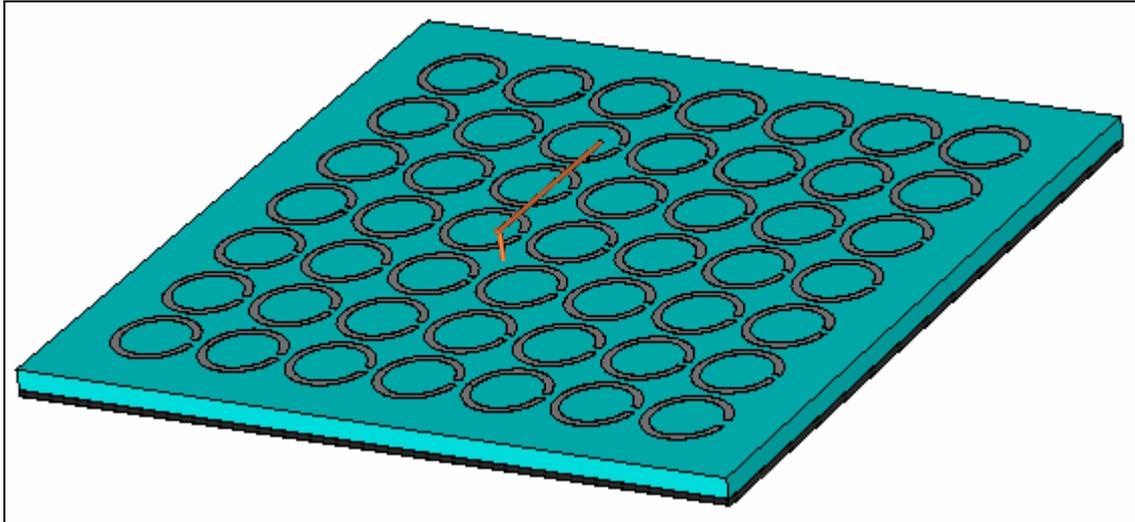


Figura 4.64. Conjunto monopolo-plano de masa considerando metalización en anillo abierto.

- Nivel de adaptación.

Como se ha venido observando a lo largo de todo el estudio del monopolo horizontal, cuando éste se coloca sobre un plano PEC no se adapta (véase Figura 4.65). Si se utiliza el plano artificial con metalización en anillo abierto como plano de masa de la antena, sí existe adaptación, aunque hay que tener en cuenta ciertos aspectos negativos. En primer lugar, el módulo del parámetro S_{11} presenta oscilaciones en la banda de adaptación, por lo que no resulta sencillo determinar cual es el valor exacto de frecuencia en el que la antena se adapta mejor. Así, para poder decidir de forma segura cuál debe ser la frecuencia de trabajo, es necesario ver qué ocurre con el diagrama de radiación. Como ya se comprobó al estudiar el tamaño de la antena, el mejor comportamiento del conjunto se produce a la frecuencia $f=1.957$ GHz, que justamente coincide con el valor de frecuencia en el que la adaptación alcanza su nivel máximo ($|S_{11}| = -18$ dB). Otro de los inconvenientes que se pueden mencionar es que el módulo de S_{11} oscila entre -10 dB y -18 dB, por lo que se está bastante cerca del valor límite de adaptación, esto es, -10 dB.

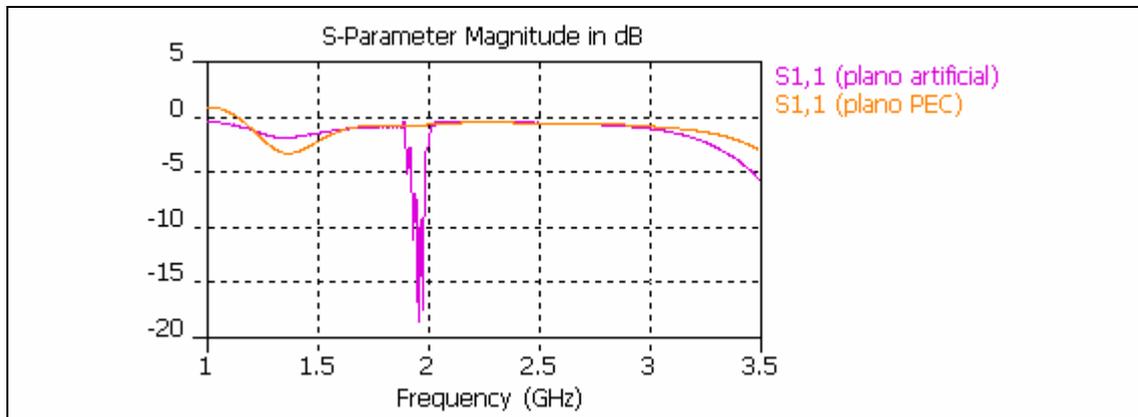


Figura 4.65. Nivel de adaptación del monopolo horizontal de tamaño 0.30λ orientado según el eje y y colocado a 7 mm sobre el plano de masa con metalización en anillo abierto.

Finalmente comentar que debido a las oscilaciones, resulta complicado medir el ancho de banda a -10 dB. No obstante, considerando la oscilación que corresponde a la frecuencia de trabajo de la antena, se puede afirmar que el ancho de banda es del 0.6%, por lo que claramente se debe hablar de banda estrecha.

- Diagrama de radiación.

Para completar el estudio del conjunto monopolo horizontal-plano artificial, se estudiarán las características de radiación del mismo.

Si se analiza el comportamiento del campo eléctrico en función de la fase de la excitación, se observa que la propagación del campo no es uniforme. Esto se debe a que existe un comportamiento totalmente independiente de distintos grupos de celdas. La Figura 4.66 muestra la intensidad de campo eléctrico en la superficie del plano de masa y en la mitad del sustrato y en ella se observan los grupos de celdas que se han mencionado previamente (véase Figura 4.66b). Por un lado, en la esquina superior izquierda del plano se tiene el grupo A, que presenta una intensidad de campo bastante alta independientemente del valor de fase de la excitación. No obstante, aunque la radiación de este grupo de celdas es siempre bastante alta, cuando presenta un mínimo de intensidad, el grupo contiguo o grupo B, presenta un máximo y a la inversa. Por último, el grupo C, correspondiente a las tres últimas filas del plano, radia de forma totalmente independiente a los dos grupos anteriores, alternando máximos y mínimos de intensidad en las distintas celdas.

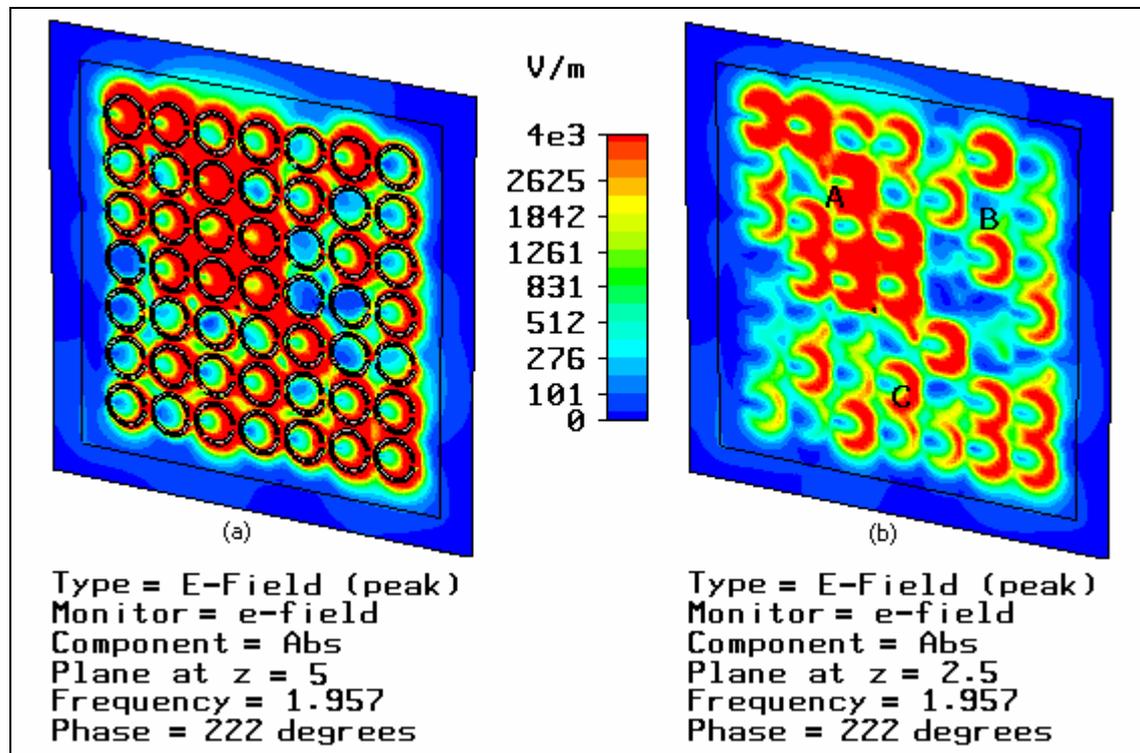


Figura 4.66. Diagrama de campo E generado por un monopolo horizontal 0.30λ orientado según el eje y y colocado a 7 mm sobre el plano de masa con metalización en anillo abierto.

(a) campo E en la superficie del plano ($z=5\text{mm}$) y (b) campo E en la mitad del sustrato ($z=2.5\text{mm}$)

Como ya se ha comentado anteriormente, el hecho de que las celdas del plano radien en grupo es algo positivo, pues se traduce en una forma adecuada del diagrama de radiación. Sin embargo, en este caso los grupos son muy independientes unos de otros y presentan comportamientos bastante aislados, lo que disminuye considerablemente la eficiencia de radiación.

Una vez se ha estudiado lo que ocurre con la propagación del campo en el interior del plano de masa, se pasará a estudiar el diagrama de campo lejano. Según puede observarse en la Figura 4.67, el diagrama de radiación del conjunto antena-plano presenta una forma bastante irregular, con claros indicios de la existencia de radiación trasera. El máximo de radiación, aunque ligeramente desapuntado, se presenta en torno a la dirección broadside.

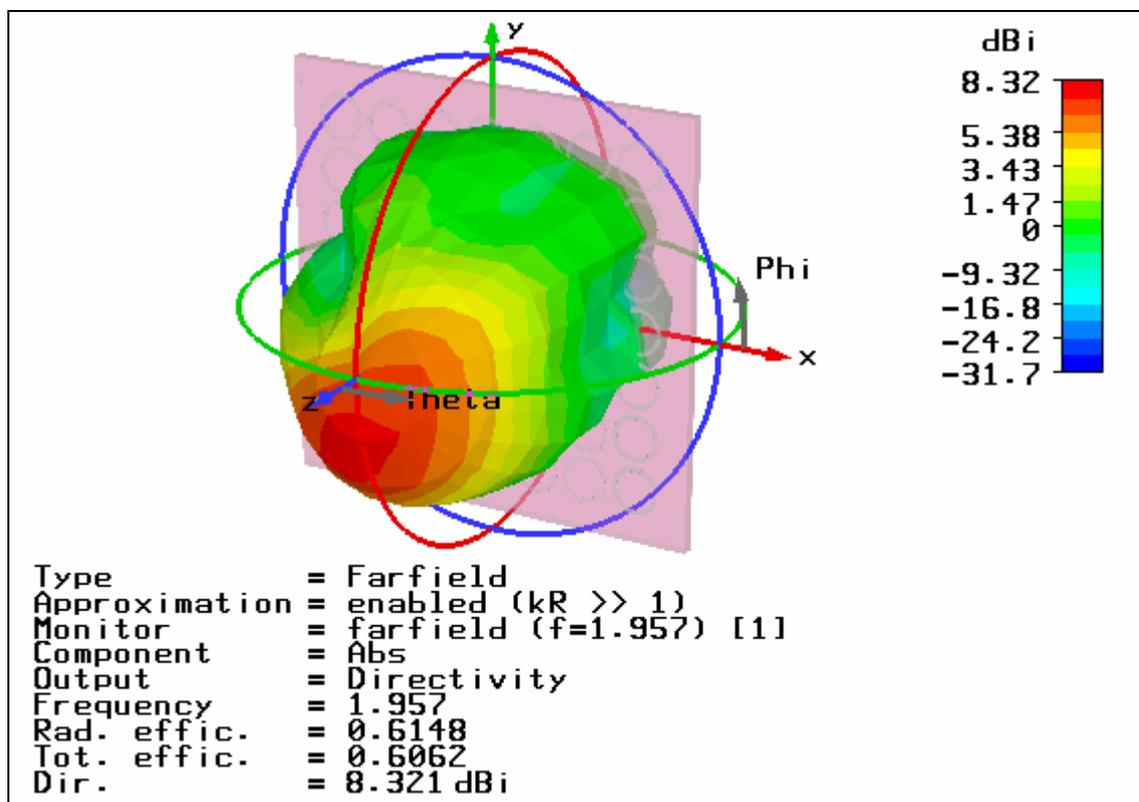


Figura 4.67. Diagrama de radiación 3D del monopolo horizontal 0.30λ orientado según el eje y y colocado a 7 mm sobre el plano de masa con metalización en anillo abierto.

En la gráfica en coordenadas polares correspondiente a los cortes $\phi=0^\circ$ y $\phi=90^\circ$ (véase Figura 4.68), se observa claramente el desapuntamiento del lóbulo principal, así como la forma multilobulada e irregular del diagrama y el alto nivel de radiación trasera. Se puede observar además que existe mucha radiación en la dirección correspondiente a $\theta=90^\circ$, algo que, al igual que la radiación trasera, supone pérdidas considerables de energía en forma de radiación no útil. Si se tienen en cuenta todas estas características, además del valor relativamente bajo de eficiencia, se puede afirmar que el conjunto monopolo-plano que se está estudiando no presenta un comportamiento demasiado bueno en lo que a radiación se refiere.

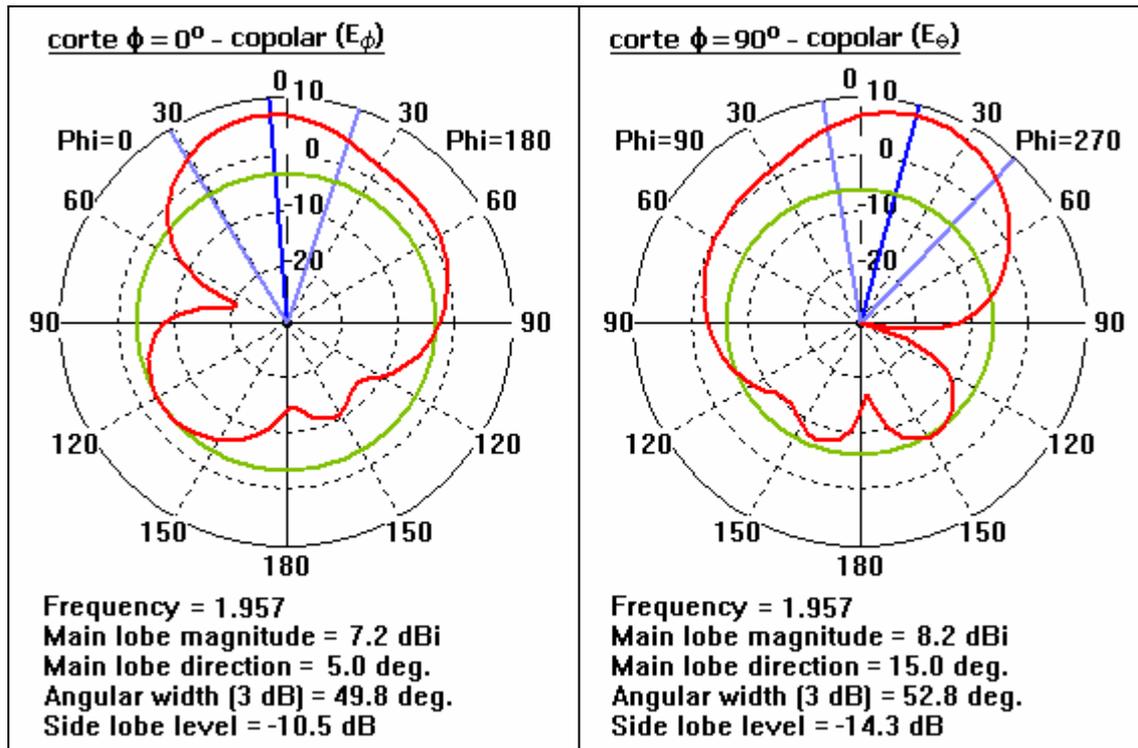


Figura 4.68. Diagramas polares correspondientes a los cortes $\phi = 0^\circ$ y $\phi = 90^\circ$ del monopolo horizontal 0.30λ orientado según el eje y y colocado a 7 mm sobre el plano con metalización en anillo abierto.

Para completar el estudio del diagrama de radiación del monopolo horizontal sobre plano artificial con metalización en anillo abierto, se comprobará qué ocurre con los diagramas plano E y plano H en coordenadas cartesianas (véase Figura 4.69). Como se puede observar, pese a la diferencia existente entre las componentes copolar y contrapolar del campo, el nivel de contrapolar es bastante alto en ambos planos, lo que indica que existen pérdidas considerables. El nivel de aislamiento contrapolar es de 12.7 dB en el caso del plano E y de 9.192 dB en el caso del plano H. Estos valores del nivel de aislamiento son bajos e indican que, aunque es posible hablar de antena polarizada linealmente, la polarización estará bastante degradada.

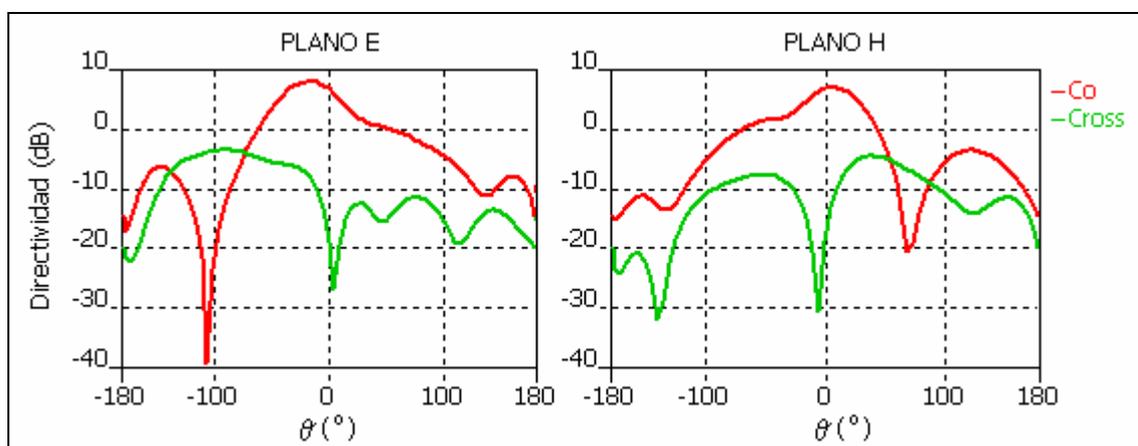


Figura 4.69. Diagramas cartesianos plano E y plano H correspondientes al monopolo horizontal 0.30λ orientado según el eje y y colocado a 7 mm sobre el plano con metalización en anillo abierto.

Sección 3: Comparativa y conclusiones.

A lo largo del apartado 4.3 de este capítulo se han diseñado y caracterizado diferentes conjuntos antena-plano de masa. En la primera sección, se ha justificado el uso de planos de masa artificiales con antenas de hilo horizontales y en la segunda, se ha incluido un estudio del dipolo y monopolo horizontales colocados sobre cada uno de los tres planos artificiales diseñados en el capítulo 3. Con el fin de resumir los resultados obtenidos y poder sacar conclusiones, se ha considerado esta tercera y última sección.

Las Tablas 4.4, 4.5 y 4.6 incluyen la información más relevante de cada una de las antenas. En lo referente al nivel de adaptación, no sólo se ha incluido el valor, sino también el ancho de banda asociado. Por otro lado, en lo referente al diagrama de radiación, se han incluido los datos cuantitativos de mayor interés. En este último caso resulta necesario hacer una observación: el nivel de radiación trasera suele expresarse como la diferencia en dB entre el nivel máximo del lóbulo principal de la antena y el nivel máximo del lóbulo más alto que se encuentre por detrás del plano de masa (relación delante/atrás). Este valor tiene sentido cuando se trabaja con diagramas que tienen lóbulos claramente diferenciados, algo que no ocurre con todos los diagramas de radiación que se han obtenido en este estudio. Por este motivo, en lugar de dar el valor de la relación delante/atrás, se ha optado por indicar el nivel máximo de radiación trasera, de forma que por simple comparación con el nivel máximo de radiación, es posible saber si es alta o no.

Plano artificial		Metalización cuadrada y vías	
Antena		Dipolo horizontal	Monopolo horizontal
Adaptación	Nivel	-24.35 dB	-31.72 dB
	Ancho de banda (-10dB)	4%	3%
Diagrama de radiación	Apuntamiento	Broadside	Endfire
	Directividad máxima	5.8 dBi	6.3 dBi
	Eficiencia de radiación	0.9978	0.9976
	Radiación trasera	Alta Nivel máximo: 0 dBi	Muy alta Nivel máximo: 6 dBi
	Aislamiento contrapolar ⁷	Plano E: 25.07dB Plano H: 31.59 dB	Plano E: - Plano H: -
Otras características	Presenta hombros	Su forma depende fuertemente de los bordes del plano y no del elemento primario de radiación	

Tabla 4.4. Características principales del monopolo y dipolo horizontales colocados sobre el plano de masa con metalización cuadrada y vías.

⁷ Recordemos que en el caso del monopolo horizontal sobre plano con metalización cuadrada y vías no se midió el nivel de aislamiento contrapolar porque debido a la forma inusual del diagrama de radiación, carecía de sentido.

Plano artificial		Metalización en anillo	
Antena		Dipolo horizontal	Monopolo horizontal
Adaptación	Nivel	-19.23 dB	-11.1 dB
	Ancho de banda (-10dB)	7%	4.7%
Diagrama de radiación	Apuntamiento	Broadside	Broadside
	Directividad máxima	10.6 dBi	9.7 dBi
	Eficiencia de radiación	0.9978	0.9997
	Radiación trasera	Prácticamente nula	Media Nivel máximo: -11.5 dBi
	Aislamiento contrapolar	Plano E: 162.3 dB Plano H: 90.53 dB	Plano E: 9.56 dB Plano H: 1.63 dB
	Otras características	Lóbulo único bien definido; prácticamente presenta simetría de revolución	Ligero desapuntamiento debido al desplazamiento de la antena

Tabla 4.5. Características principales del monopolo y dipolo horizontales colocados sobre el plano de masa con metalización en anillo.

Plano artificial		Metalización en anillo abierto	
Antena		Dipolo horizontal	Monopolo horizontal
Adaptación	Nivel	-29.23 dB	-18 dB
	Ancho de banda (-10dB)	1%	0.6%
Diagrama de radiación	Apuntamiento	Broadside	Broadside
	Directividad máxima	9.6 dBi	8.2 dBi
	Eficiencia de radiación	0.9324	0.6148
	Radiación trasera	Media Nivel máximo: -11dB	Alta Nivel máximo: -3.5 dBi
	Aislamiento contrapolar	Plano E: 7.18dB Plano H: 44.57dB	Plano E: 12.7 dB Plano H: 9.192 dB
	Otras características	Ligeramente desapuntado	Ligero desapuntamiento y forma muy irregular

Tabla 4.6. Características principales del monopolo y dipolo horizontales colocados sobre el plano de masa con metalización en anillo abierto.

Sobre el nivel de adaptación se puede comentar que es suficientemente grande en todos los casos ($|S_{11}| > -10$ dB), lo que supone una disminución despreciable del valor de la eficiencia total de las antenas. No obstante, el ancho de banda es bastante reducido, por lo que las posibles aplicaciones de los conjuntos antena-plano anteriores, deberán ser de banda estrecha.

En cuanto a las características de los diagramas de radiación, se puede destacar el hecho de que la mayor parte de ellos presenta su máximo en la dirección broadside. El caso del monopolo horizontal sobre plano con metalización cuadrada y vías es un caso especial, pues debido a la alta difracción que existe en los bordes del plano, el diagrama presenta su máximo en la dirección endfire. Este diagrama tiene además un problema añadido: en lugar de depender del elemento principal de radiación, que es la antena, depende fuertemente de elementos secundarios como son los bordes del plano de masa, lo que hace que sea poco controlable a la hora de ajustar ciertos

parámetros de diseño. Se trata también del diagrama con mayor nivel de radiación trasera. En lo referente a directividad máxima y eficiencia de radiación no existen serias diferencias entre unos casos y otros, algo que tampoco ocurre con la radiación trasera. Dicha radiación presenta niveles medio-altos en todos los casos, salvo en el caso del dipolo sobre plano con metalización en anillo, que presenta radiación trasera nula. El hecho de tener tales niveles de radiación trasera indica que una parte importante de la energía se pierde en forma de radiación no útil. Finalmente comentar que el nivel de aislamiento contrapolar indica que las antenas están polarizadas linealmente, si bien es cierto que existen casos en que se tiene un nivel bastante bajo, lo que indica que existe degradación de la polarización y aumento de las pérdidas.

Para terminar, simplemente mencionar que la información que se tiene sobre el diagrama de radiación de cada conjunto antena-plano es suficiente como para poder determinar su utilidad en función de la aplicación.

Capítulo 5.

Resultados experimentales.

5.1. Introducción.

Este proyecto ha estado orientado desde un principio al estudio de las superficies de alta impedancia y su uso como planos de masa de antenas de hilo de bajo perfil. Para llevar a cabo el estudio teórico se ha utilizado una herramienta de simulación llamada *CST Microwave Studio*. No obstante, para demostrar hasta que punto son fiables los resultados teóricos, resulta imprescindible llevar a cabo una validación experimental de los mismos y eso es lo que se pretende hacer en este capítulo.

El capítulo presenta dos partes bien diferenciadas. En la primera de ellas se explican los aspectos más importantes del proceso de implementación de los modelos y se detallan las especificaciones de los mismos. En la segunda, se muestran las medidas tomadas en el laboratorio, comparándolas con los resultados teóricos obtenidos mediante el software de simulación.

5.2. Implementación de los modelos.

En el capítulo anterior, con el objetivo de demostrar la utilidad de las superficies de alta impedancia como planos de masa, se decidió utilizar antenas de hilo de bajo perfil, que no funcionan correctamente con los planos de masa metálicos convencionales. Concretamente, se realizó un estudio de dos antenas, el dipolo y el monopolo horizontales, colocados sobre tres tipos distintos de plano artificial. A lo largo del estudio se determinaron las dimensiones de los planos para que funcionaran a 2 GHz, así como las dimensiones y posición de las antenas que, dentro de lo posible, optimizaban la adaptación. Así pues, como resultado del estudio se obtuvieron una serie de conjuntos antena-plano de masa que cumplían con los requisitos de diseño: frecuencia de funcionamiento igual a 2 GHz y nivel de adaptación máximo. Estos conjuntos antena-plano de masa son los que se tendrán en cuenta a la hora de considerar qué modelos se han de implementar.

En principio, puesto que se han estudiado tres planos artificiales diferentes sobre los que se han colocado dos tipos de antena, son seis los modelos totales que se habrían de fabricar. Sin embargo, puesto que lo que se pretende al realizar medidas experimentales es validar los resultados de las simulaciones, no es necesario construir los seis modelos. Basta con considerar una de las dos antenas estudiadas, y por tanto, basta con construir únicamente tres modelos. Por motivos de simplicidad en la fabricación se ha considerado que la antena a construir sea el monopolo horizontal.

5.2.1. Materiales y tecnología de fabricación.

A lo largo de todo este proyecto se han ido indicando tanto las dimensiones como los materiales utilizados en las simulaciones de los diferentes modelos. Dicha información es la que se va a utilizar para implementar cada uno de ellos.

Desde un primer momento, en el caso de los planos de masa artificiales, la elección de las dimensiones de las celdas unidad, a excepción del tamaño de la metalización, se realizó de acuerdo a los requisitos de fabricación. Así, los valores de los distintos parámetros, y en especial los espesores, corresponden a dimensiones estándar de las planchas de materiales disponibles para fabricar los distintos planos. También los materiales se han elegido con cierto criterio, teniéndose en cuenta, además de las características, la disponibilidad y el precio. Concretamente, los materiales que se han considerado para la construcción de los planos de masa artificiales son los siguientes:

- Sustrato:
Se usa polietileno de baja densidad molecular, con una permitividad relativa de 2.2. Es un material barato, ligero y cuya constante dieléctrica se mantiene bastante estable con la frecuencia.

- Plano de masa metálico:
Se usa aluminio de 1.5 mm de espesor. Este material es utilizado típicamente en la fabricación de planos de masa por ser barato y fácil de mecanizar. Su conductividad no es tan buena como la del cobre, pero para el uso como plano de masa es suficiente.
- Metalizaciones:
Para implementar las metalizaciones se usa la técnica de fotograbado sobre lámina de cobre de 35 micrones de espesor, típica de la tecnología microstrip. Se trata de una tecnología barata que permite una gran complejidad geométrica en los diseños. Puesto que no se puede fotograbar directamente sobre el sustrato, se coloca sobre el mismo una lámina de kapton de espesor 25 μ m y constante dieléctrica $\epsilon_r=3.4$ y se fotografa sobre dicha lámina.
- Vías:
Las vías que presenta el plano de masa implementado con *champiñones* son de cobre y tienen un radio de 0.25mm.

Por otro lado, las antenas elegidas para comprobar el funcionamiento de los planos de masa artificiales son antenas de hilo de bajo perfil. Pese a que se han estudiado dos de ellas, el dipolo y el monopolo horizontales, se construirá únicamente la segunda.

El monopolo horizontal se implementará con cable de cobre de radio 0.635 mm, como continuación del alma del conector coaxial. Se utilizará un conector SMA.

5.2.2. Especificaciones de los modelos a implementar.

Este apartado recoge, de forma concisa, toda la información necesaria para implementar los tres modelos seleccionados para llevar a cabo las medidas experimentales.

5.2.2.1. Monopolo horizontal sobre plano con metalización cuadrada y vías.

Las Tablas 5.1 y 5.2 presentadas a continuación muestran, respectivamente, la información correspondiente al plano de masa con metalización cuadrada y vías y el monopolo horizontal que se van a construir. La información de las tablas se completa con los esquemas mostrados en las Figuras 5.1 y 5.2, correspondientes a las vistas frontal y lateral del conjunto antena-plano.

CARACTERÍSTICAS DEL PLANO		
Sustrato	Lado	162 mm
	Espesor	5 mm
	Material	Polietileno ($\epsilon_r=2.2$)
Plano de masa	Lado	162 mm
	Espesor	1.5 mm
	Material	Aluminio
Metalización (8x8)	Lado	16 mm
	Espesor	0.035 mm
	Material	Cobre
Vía (8x8)	Radio	0.25 mm
	Material	Cobre
Gap	Tamaño	2mm

Tabla 5.1. Plano de masa con metalización cuadrada y vías: especificaciones del plano completo.

CARACTERÍSTICAS DE LA ANTENA			
Antena	Hilo conductor	Radio	0.635 mm
		Longitud	35.5 mm
		Altura	5 mm (sobre el plano)
		Material	Cobre
Alimentación	Conector coaxial SMA		

Tabla 5.2. Plano de masa con metalización cuadrada y vías: especificaciones del monopolo horizontal.

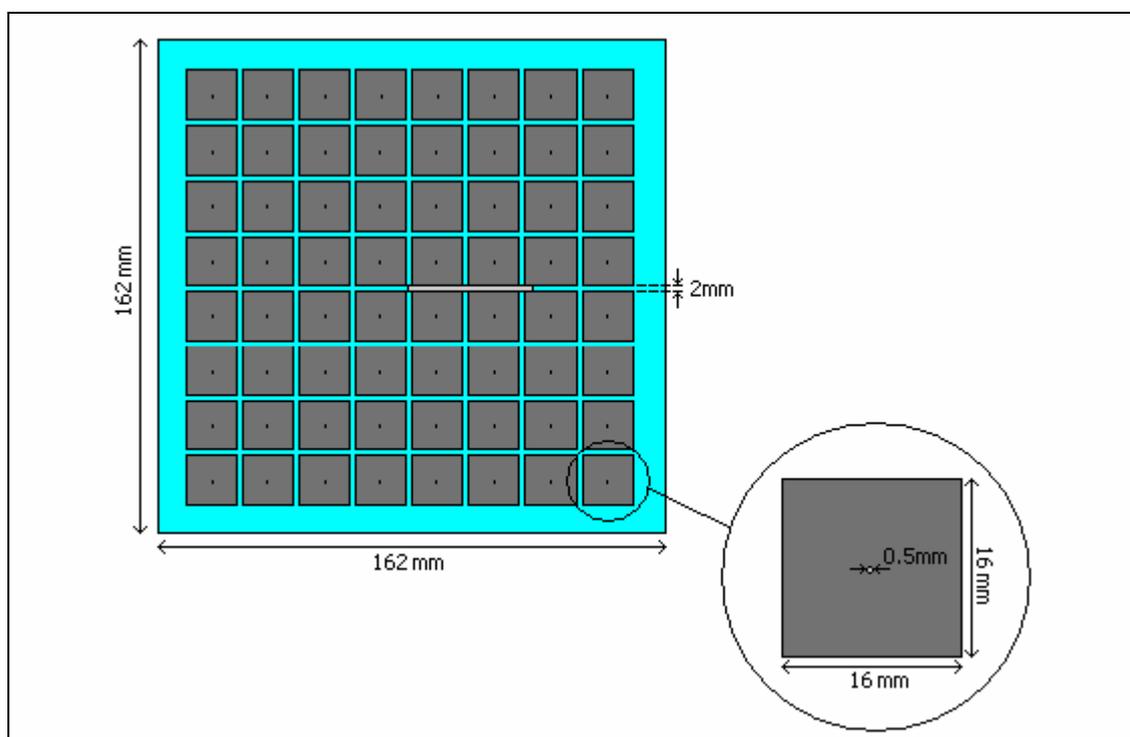


Figura 5.1. Medidas del conjunto monopolo horizontal- plano artificial con metalización cuadrada y vías (vista frontal).

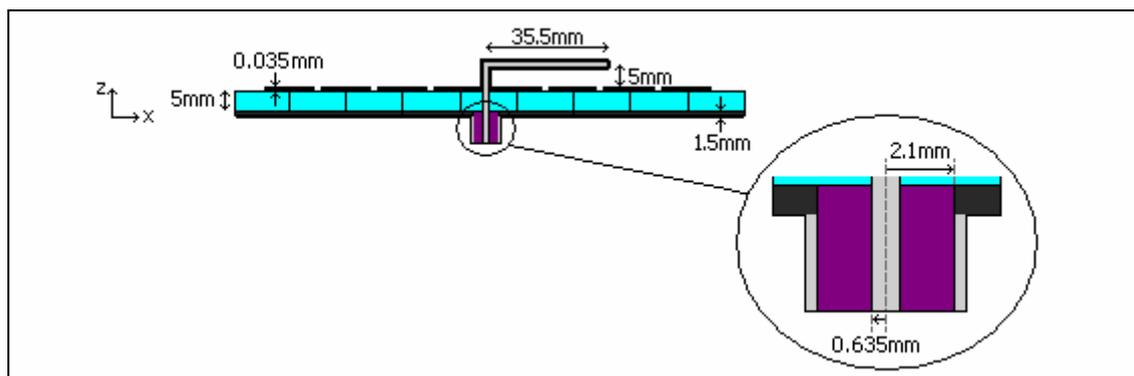


Figura 5.2. Medidas del conjunto monopolo horizontal- plano artificial con metalización cuadrada y vías (vista lateral).

5.2.2.2. Monopolo horizontal sobre plano con metalización en anillo.

Siguiendo con el esquema del apartado anterior, se muestran a continuación las tablas que recogen la información correspondiente al plano de masa con metalización en anillo y al monopolo horizontal que se debe colocar sobre el mismo.

CARACTERÍSTICAS DEL PLANO		
Sustrato	Lado	187 mm
	Espesor	5 mm
	Material	Polietileno ($\epsilon_r=2.2$)
Plano de masa	Lado	187 mm
	Espesor	1.5 mm
	Material	Aluminio
Metalización (5x5)	Anchura del anillo	2 mm
	Radio interno	14 mm
	Radio externo	16 mm
	Espesor	0.035 mm
	Material	Cobre
Gap	Tamaño	2mm

Tabla 5.3. Plano de masa con metalización en anillo: especificaciones del plano completo.

CARACTERÍSTICAS DE LA ANTENA			
Antena	Hilo conductor	Radio	0.635 mm
		Longitud	25.5 mm
		Altura	4 mm (sobre el plano)
		Material	Cobre
Alimentación	Conector coaxial SMA		

Tabla 5.4. Plano de masa con metalización en anillo: especificaciones del monopolo horizontal.

Las Figuras 5.3 y 5.4, correspondientes a las vistas frontal y lateral del conjunto monopolo-plano de masa, ofrecen una visión más clara de lo que se va a construir.

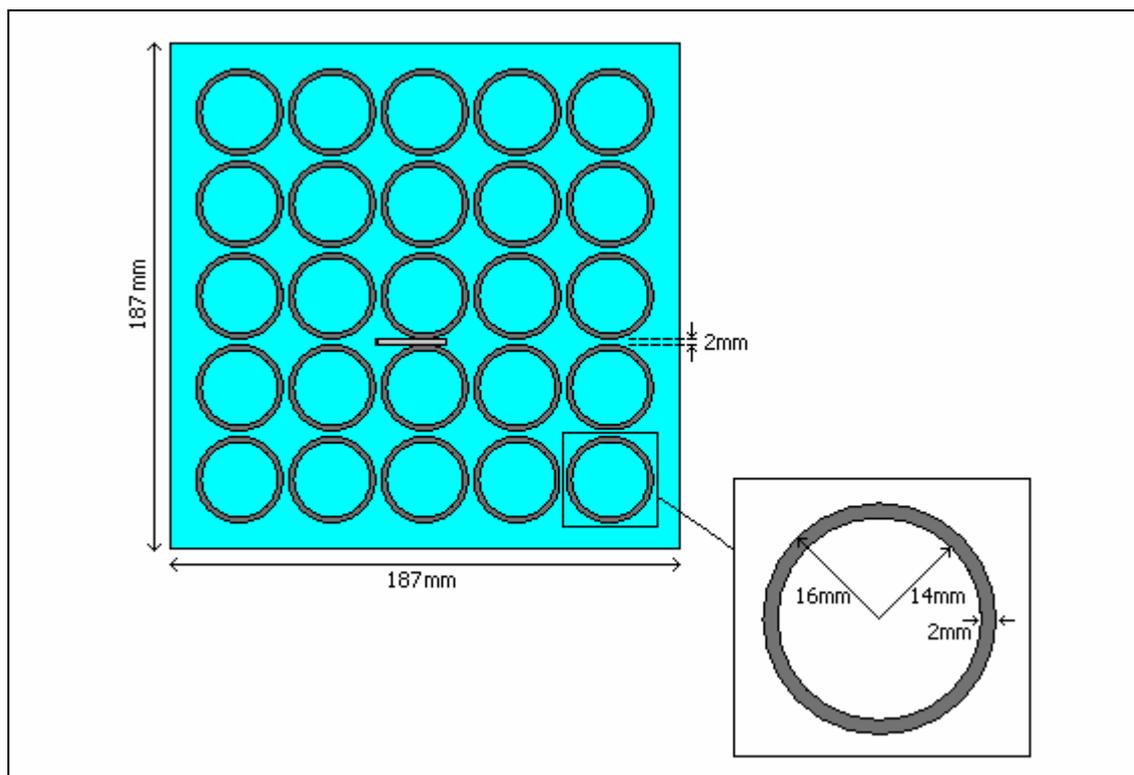


Figura 5.3. Medidas del conjunto monopolo horizontal- plano artificial con metalización en anillo (vista frontal).

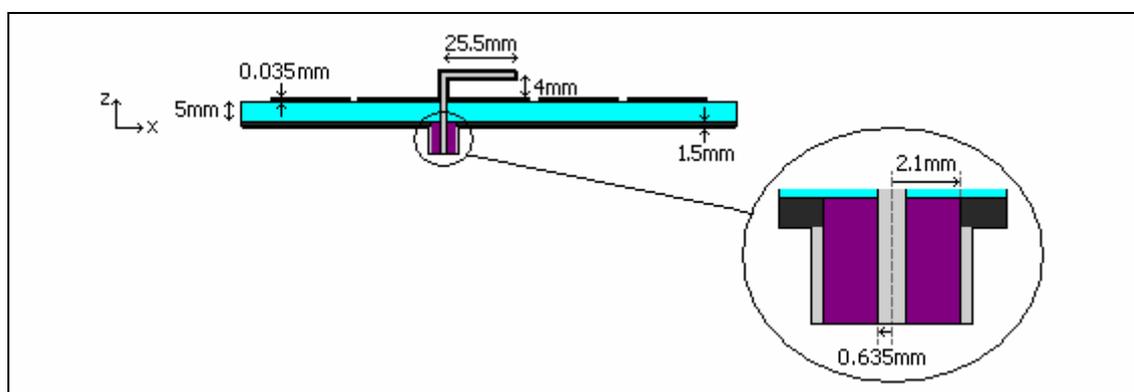


Figura 5.4. Medidas del conjunto monopolo horizontal- plano artificial con metalización en anillo (vista lateral).

5.2.2.3. Monopolo horizontal sobre plano con metalización en anillo abierto.

El último de los planos a estudiar, el plano con metalización en anillo abierto, presenta las características mostradas en la Tabla 5.5. En cuanto a la antena que se ha de colocar sobre el plano de masa, a diferencia del resto de los casos, está orientada según el eje y en lugar del eje x . Sus características principales están resumidas en la Tabla 5.6. Finalmente, las Figuras 5.5 y 5.6 muestran de forma detallada toda la información correspondiente a las dimensiones tanto del plano como de la antena.

CARACTERÍSTICAS DEL PLANO		
Sustrato	Lado	176 mm
	Espesor	5 mm
	Material	Polietileno ($\epsilon_r=2.2$)
Plano de masa	Lado	176 mm
	Espesor	1.5 mm
	Material	Aluminio
Metalización (7x7)	Anchura del anillo	2 mm
	Ángulo del sector	$\alpha = 10^\circ$
	Radio interno	8 mm
	Radio externo	10 mm
	Espesor	0.035 mm
	Material	Cobre
Gap	Tamaño	2mm

Tabla 5.5. Plano de masa con metalización en anillo abierto: especificaciones del plano completo.

CARACTERÍSTICAS DE LA ANTENA			
Antena	Hilo conductor	Radio	0.635 mm
		Longitud	45 mm
		Altura	7 mm (sobre el plano)
		Material	Cobre
Alimentación	Conector coaxial SMA		

Tabla 5.6. Plano de masa con metalización en anillo abierto: especificaciones del monopolo horizontal.

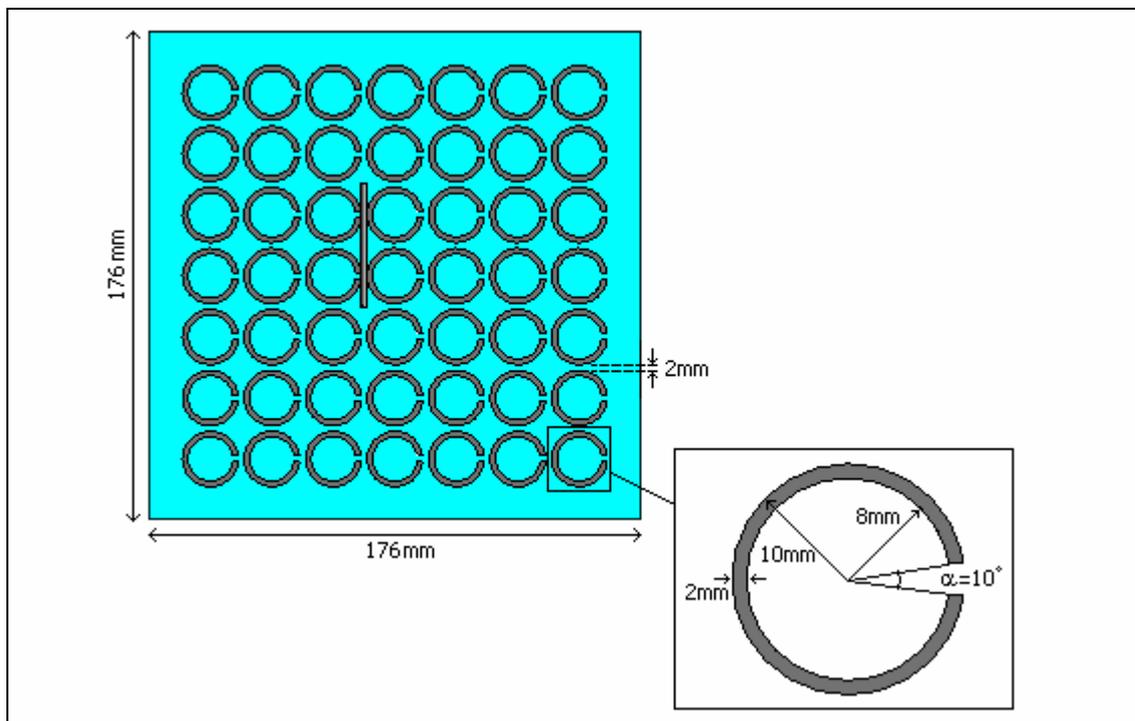


Figura 5.5. Medidas del conjunto monopolo horizontal-plano artificial con metalización en anillo abierto (vista frontal).

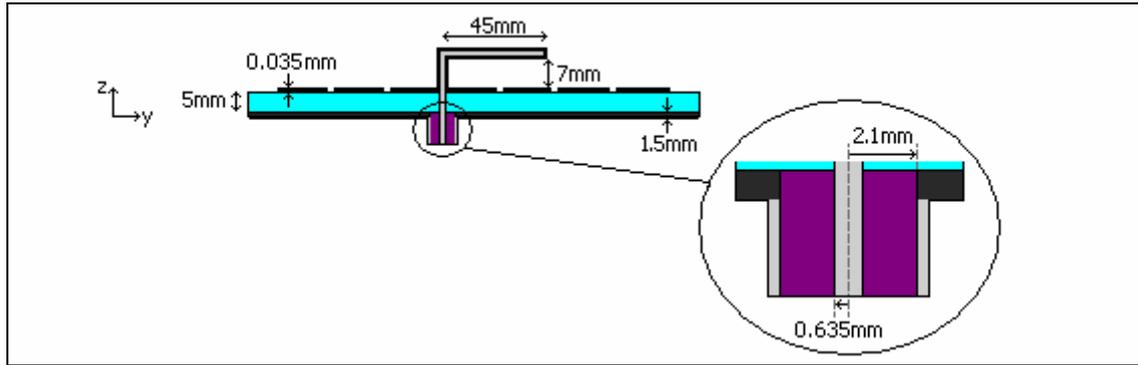


Figura 5.6. Medidas del conjunto monopolo horizontal-plano artificial con metalización en anillo abierto (vista lateral).

5.3. Medidas en el laboratorio.

Una vez montados los modelos se puede proceder a su medida en el laboratorio. Para ello, se ha utilizado un analizador vectorial de redes Agilent E8364B (10 MHz - 50 GHz). Las calibraciones se han realizado con un kit de calibración de 3.5 mm Agilent Technologies/Hewlett-Packard 85033D.

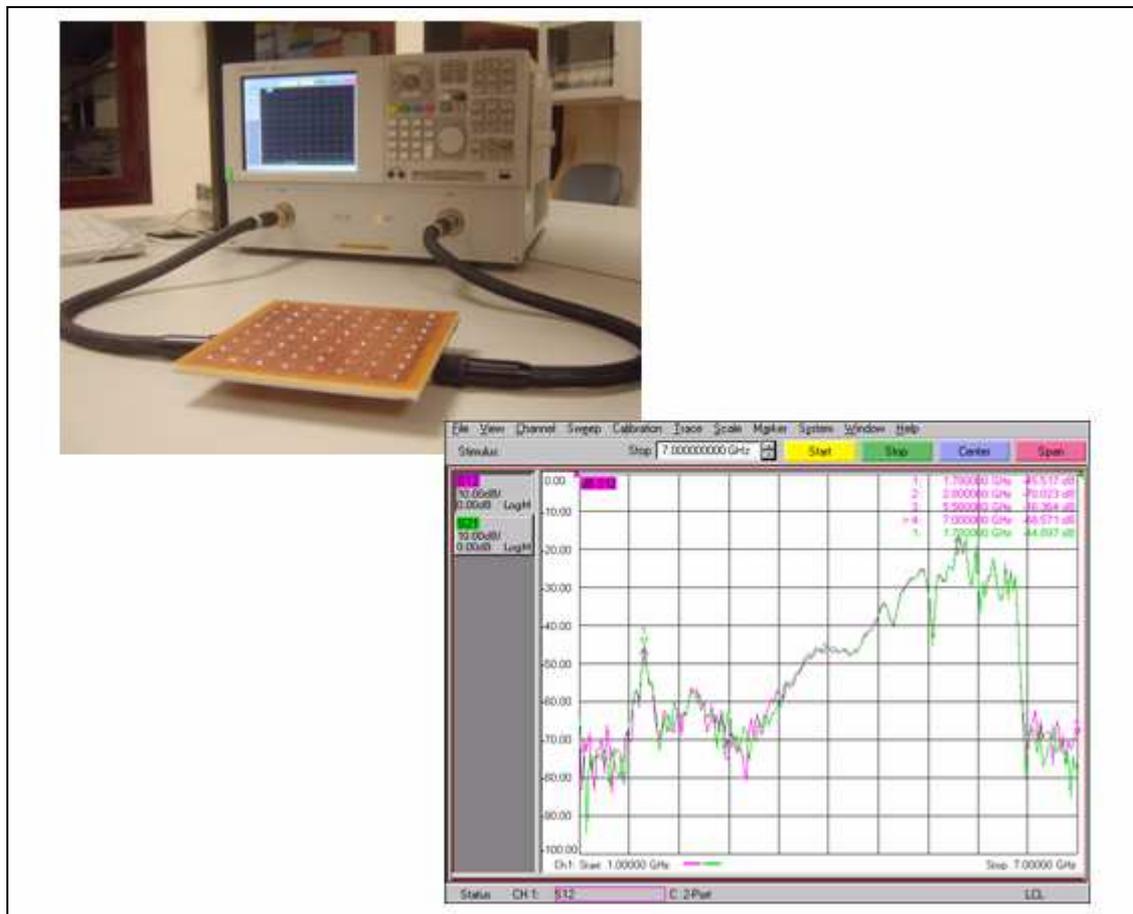


Figura 5.7. Medidas en el laboratorio.

De los tres modelos construidos se va a medir tanto el EBG como la adaptación. Como consecuencia de ello, el proceso de medición debe realizarse en dos fases.

En primer lugar, y en ausencia de la antena, se mide el EBG del plano artificial. El hecho de medir el EBG previamente a colocar la antena se debe a que al atravesar esta última el plano de masa, la transmisión se ve afectada y teniendo en cuenta que el EBG es una característica propia del plano, no debe haber ningún obstáculo que modifique la transmisión. Para medir el EBG se colocan dos pinchos de cobre verticales, uno a cada lado del plano (véase Figura 5.8) y se mide la transmisión entre uno y otro (parámetros S_{12} o S_{21} -ambos parámetros son iguales debido a que se trabaja con una estructura pasiva simétrica-).

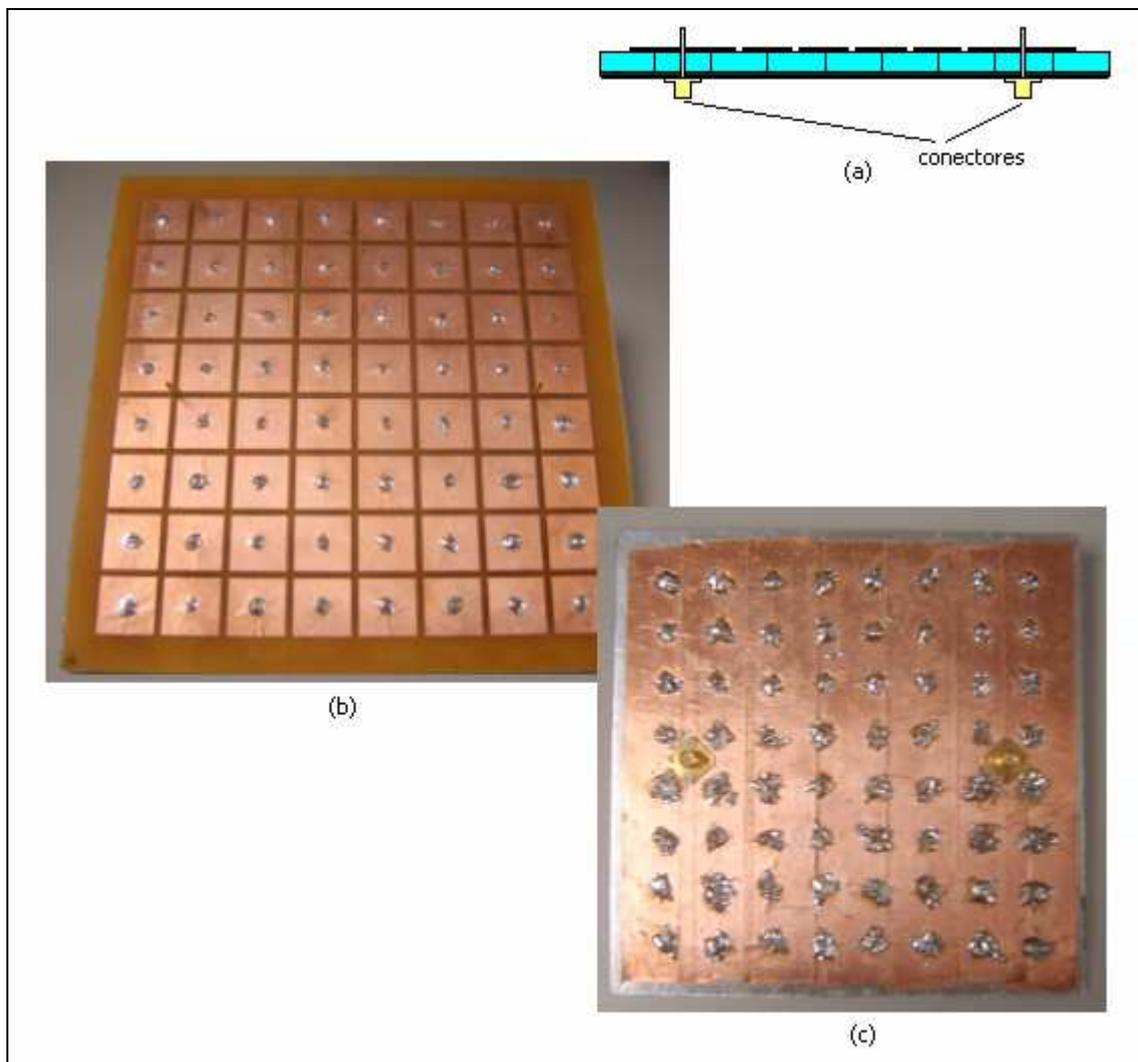


Figura 5.8. Medida del EBG del plano artificial.
(a) corte lateral esquematizado, (b) vista superior y (c) vista inferior

Una vez medido el EBG se quitan los pinchos utilizados para medir la transmisión y se coloca el monopolo horizontal (véase Figura 5.9). Para determinar la adaptación se mide el parámetro S_{11} .

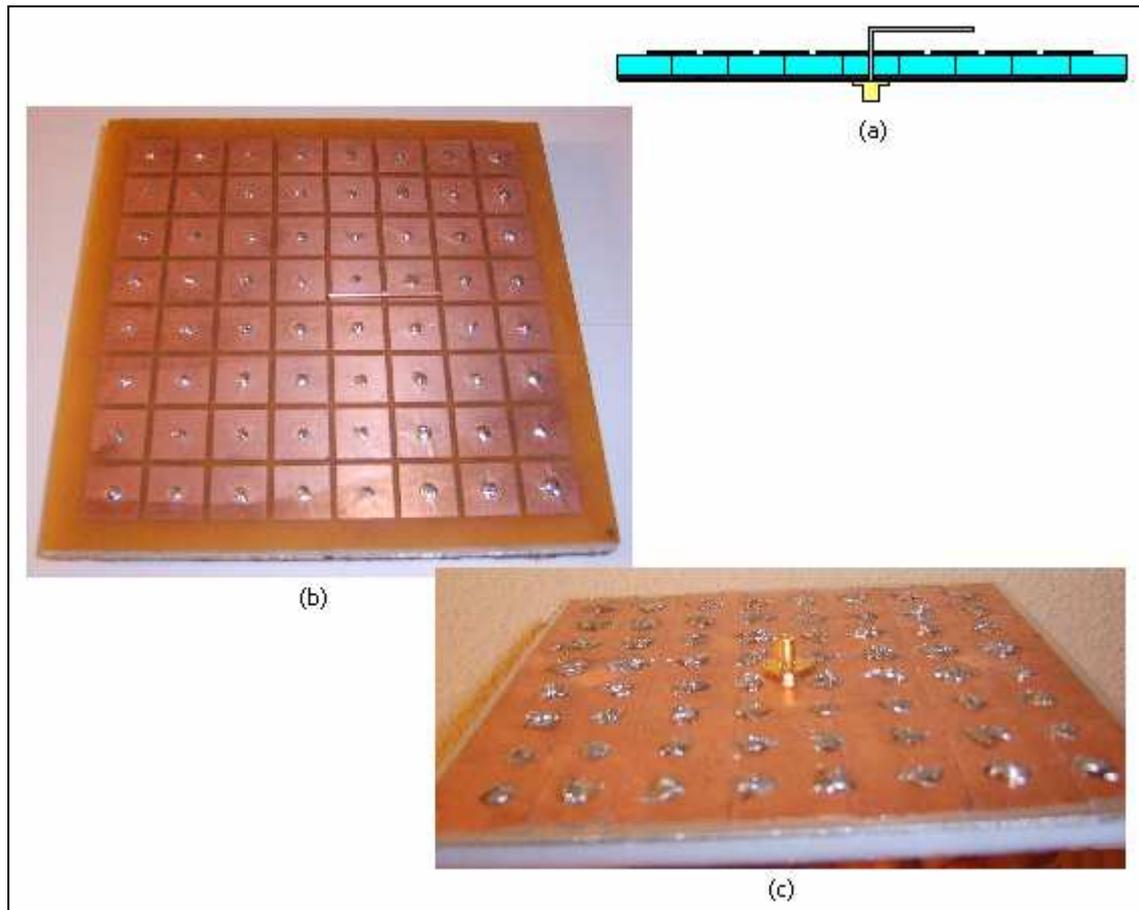


Figura 5.9. Medida de la adaptación del plano artificial.
 (a) corte lateral esquematizado, (b) vista superior y (c) vista inferior

Para comparar las medidas experimentales con los resultados obtenidos de las simulaciones se usará la herramienta comercial *Microwave Office*.

5.3.1. Monopolo horizontal sobre plano con metalización cuadrada y vías.

El primero de los conjuntos monopolo horizontal-plano de masa que se va a medir es el correspondiente al plano con metalización cuadrada y vías (véanse Figuras 5.8 y 5.9). Como se ha comentado previamente, las características a medir son el EBG y la adaptación.

5.3.1.1. Medida del EBG.

Para determinar el EBG del plano con metalización cuadrada y vías se debe medir la transmisión (parámetros S_{12} o S_{21}). El resultado de dicha medida se muestra en la Figura 5.10, junto con los resultados correspondientes a la simulación de la transmisión en dos situaciones: considerando condiciones de abierto y de guía de placas paralelas.

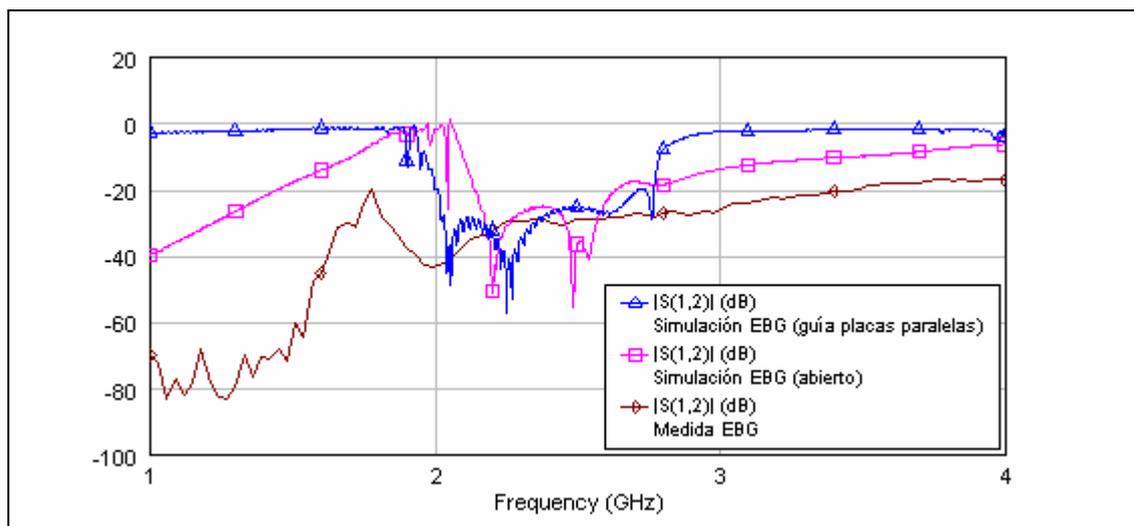


Figura 5.10. Simulación y medida del EBG del plano artificial con metalización cuadrada y vías.

Como puede observarse en la figura anterior, en la gráfica correspondiente a la medida del EBG hay una caída del parámetro de transmisión en la banda 1.75-2.25 GHz. Dicha banda es la correspondiente al gap electromagnético. En el caso de las simulaciones el gap se presenta en la banda 1.9-2.75 GHz. El hecho de que los resultados teórico y experimental no coincidan exactamente es normal, pues los métodos de simulación y medida son bastante diferentes: para medir la transmisión en las simulaciones se consideran puertos de guía de onda, mientras que para medirla experimentalmente se usan pinchos.

5.3.1.2. Medida de la adaptación.

Una vez construido el monopolo horizontal se puede determinar su adaptación midiendo el parámetro S_{11} . El resultado de dicha medida se muestra en la Figura 5.11 junto con el resultado correspondiente a la simulación.

Si se observa la gráfica de la medida de la adaptación, se ve claramente que la frecuencia a la que está trabajando la antenna no es 2 GHz, como se pretendía, sino ligeramente menor. Concretamente, la antenna resuena a la frecuencia $f=1.876$ GHz. Además, el valor de adaptación es de -21.29 dB frente a los -31.72 dB obtenidos en la simulación. Esto no representa realmente un problema, pues cualquier valor de adaptación menor a -10 dB, es totalmente aceptable. Lo que si representa una ventaja con respecto al caso simulado es el aumento del ancho de banda a -10 dB, que toma un valor del 5.6% frente al 3% obtenido en la simulación. Aunque en ambos casos se debe hablar de banda estrecha, un ancho de banda lo mayor posible suele ser deseable en la mayor parte de las aplicaciones. Finalmente comentar que la frecuencia de resonancia real de la antenna, 1.876 GHz, está dentro de la banda de frecuencias correspondiente al gap electromagnético, 1.75-2.25 GHz. Esto es muy beneficioso, pues se puede asegurar que a la frecuencia de trabajo de la antenna, la propagación de las ondas de superficie será menor, o incluso nula.

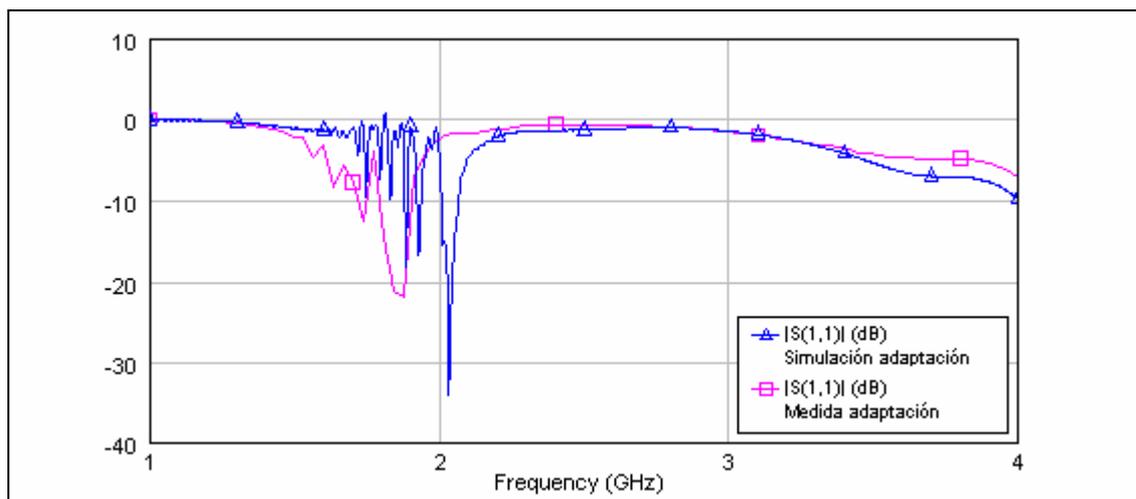


Figura 5.11. Simulación y medida de la adaptación del monopolo horizontal sobre el plano artificial con metalización cuadrada y vías.

5.3.2. Monopolo horizontal sobre plano con metalización en anillo.

El segundo de los conjuntos monopolo horizontal-plano de masa a medir es el correspondiente al plano con metalización en anillo. Las características que a medir son las mismas que en el caso anterior: EBG (véase Figura 5.12b) y adaptación (véase Figura 5.12a).

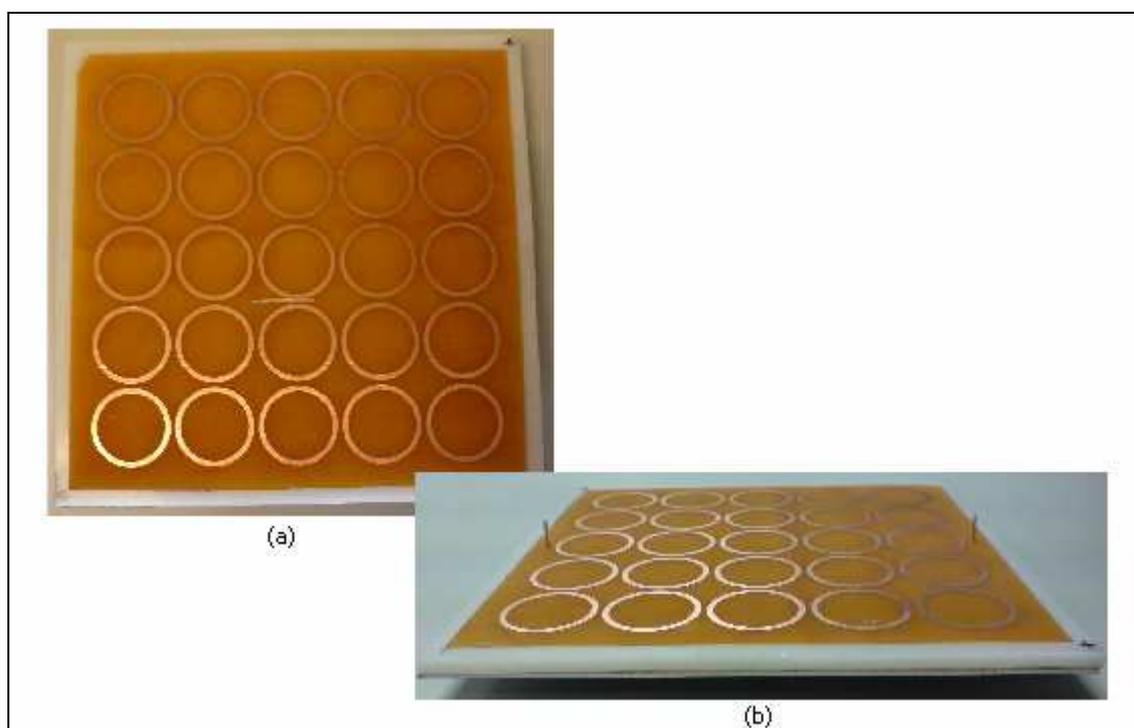


Figura 5.12. Plano con metalización en anillo.
(a) plano con monopolo para medida de la adaptación y (b) plano con pinchos para medida del EBG.

5.3.2.1. Medida del EBG.

El resultado de la medida de la transmisión (parámetros S_{12} o S_{21}) correspondiente al plano artificial con metalización en anillo se muestra en la Figura 5.13. En la misma figura se muestran además los resultados de las simulaciones correspondientes a las condiciones de abierto y de guía de placas paralelas.

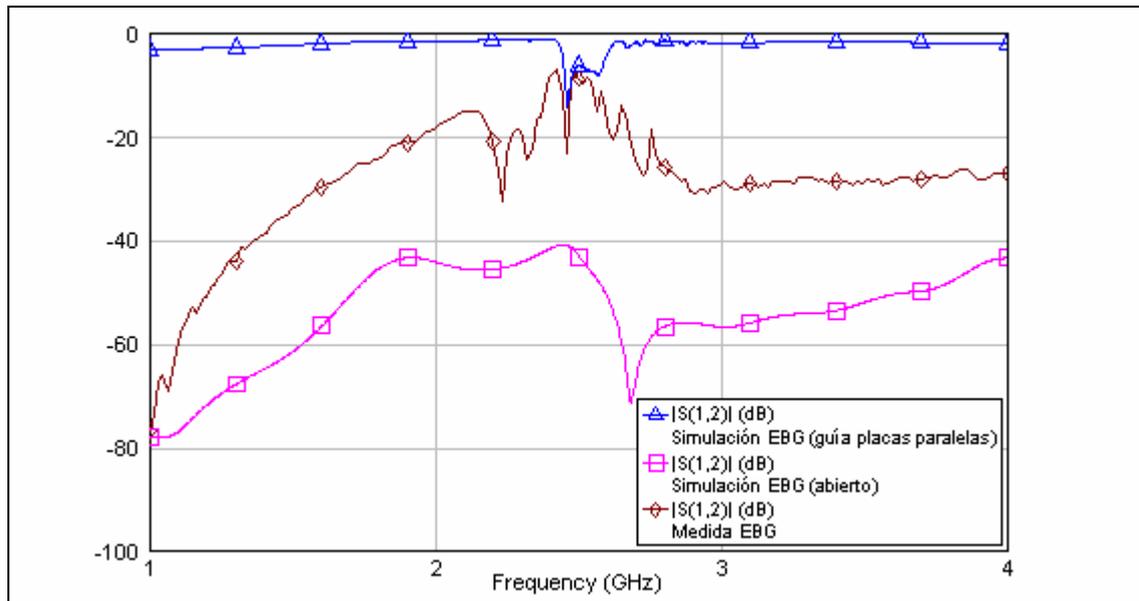


Figura 5.13. Simulación y medida del EBG del plano artificial con metalización en anillo.

Como puede observarse, en el caso del plano con metalización en anillo la presencia del EBG no es tan clara como en el caso del plano con metalización cuadrada y vías. Atendiendo al resultado de la medida, se observa una pequeña caída de la transmisión en la banda 2.11-2.42 GHz, que podría considerarse gap electromagnético. Dicho gap está ligeramente adelantado con respecto al que se obtiene mediante las simulaciones, algo normal, pues como se ha comentado previamente, los métodos de medida de la transmisión son distintos. Nótese además que existe una banda de corte entre 1 y 2 GHz. Dicha banda, presente en los tres planos que se están estudiando, no puede considerarse banda de funcionamiento EBG, pues hasta que la transmisión no alcanza un nivel relativamente alto y luego vuelve a bajar, no puede considerarse que haya gap alguno.

5.3.2.2. Medida de la adaptación.

Tras medir el EBG del plano artificial se eliminan los pinchos utilizados para la medida de la transmisión y se monta el monopolo horizontal. Una vez montada la antena se mide el parámetro S_{11} para determinar su adaptación. La Figura 5.14 muestra la medida correspondiente al módulo del parámetro S_{11} , así como el resultado de la simulación correspondiente. Como se puede observar, la forma de la gráfica es prácticamente idéntica en ambos casos; únicamente existe una ligera variación de los

valores del nivel de adaptación. Recordemos que al hacer el estudio teórico del conjunto antena-plano, se observó que la frecuencia óptima de funcionamiento del mismo era 2 GHz, y no 2.2 GHz como puede parecer en un principio. En el caso del resultado de la simulación, la frecuencia exacta de resonancia es 2.056 GHz y el nivel de adaptación es de -11.1 dB. La resonancia equivalente en el caso de la medida experimental se encuentra a una frecuencia de 2 GHz y alcanza un nivel de -10 dB, justo el nivel mínimo requerido para poder considerar que la antena está adaptada.

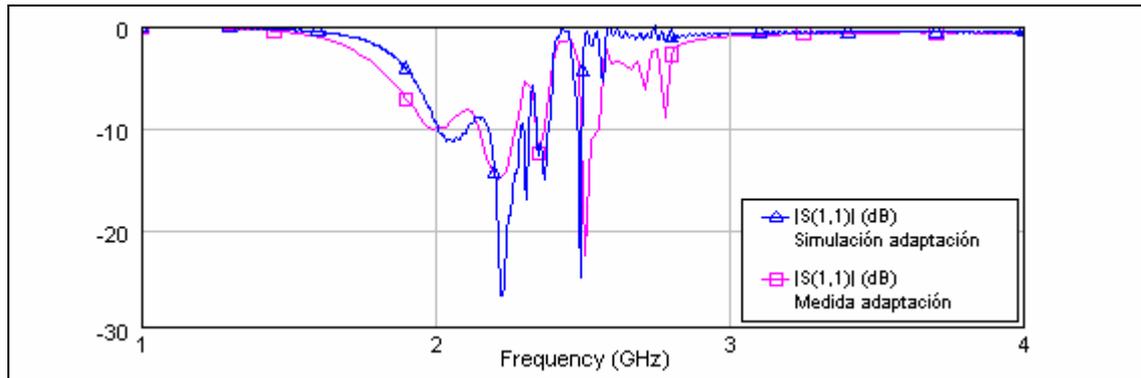


Figura 5.14. Simulación y medida de la adaptación del monopolo horizontal sobre el plano artificial con metalización en anillo.

5.3.3. Monopolo horizontal sobre plano con metalización en anillo abierto.

El último de los planos a medir es el plano con metalización en anillo abierto.

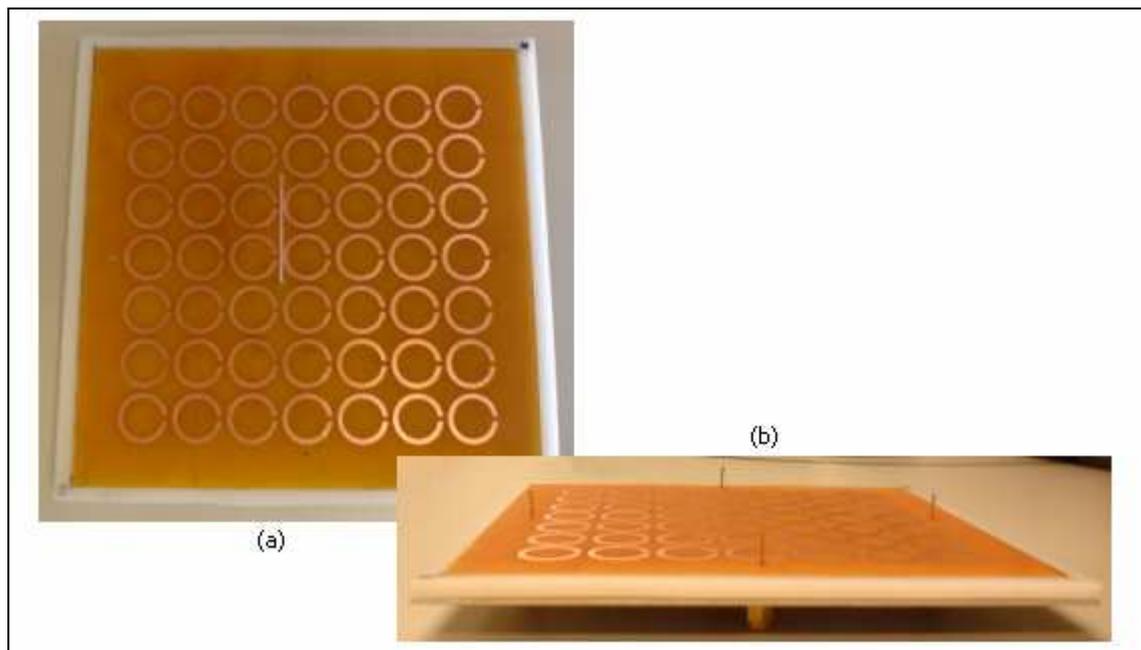


Figura 5.15. Plano con metalización en anillo abierto.
(a) plano con monopolo para medida de la adaptación y (b) plano con pinchos para medida del EBG.

De este plano se determinará el rango de frecuencias correspondiente al EBG y la adaptación del monopolo horizontal colocado sobre el mismo (véase Figura 5.15).

5.3.3.1. Medida del EBG.

Como ya se ha comentado previamente, la forma de medir la banda de frecuencia correspondiente al EBG consiste en determinar la transmisión a través del plano de masa. A diferencia de los casos anteriores, el plano con metalización en anillo abierto no es simétrico, por lo que la transmisión es distinta en una u otra dirección. Así pues, se medirá la transmisión tanto en la dirección x como en la dirección y , lo cual equivale a medir los parámetros S_{12} o S_{21} en el caso de la dirección x y S_{34} o S_{43} en caso de la dirección y .

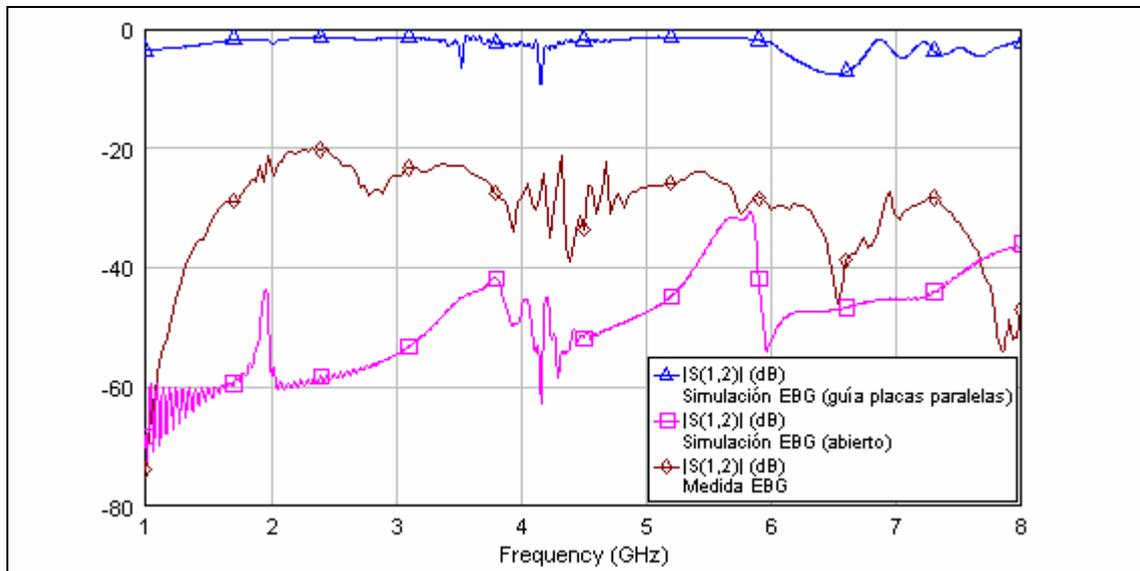


Figura 5.16. Simulación y medida del EBG del plano artificial con metalización en anillo abierto (eje x).

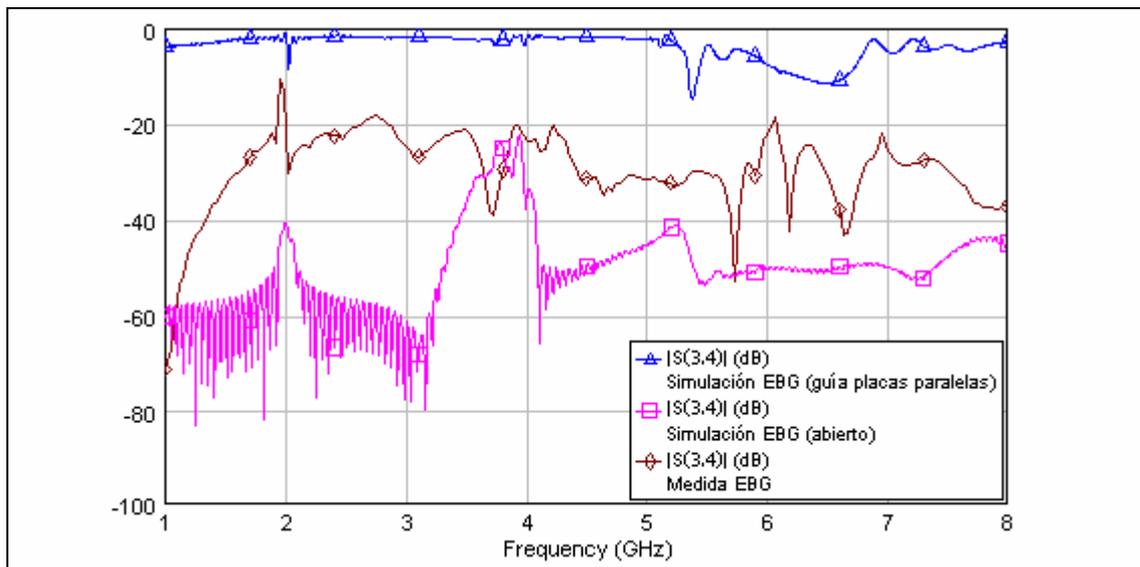


Figura 5.17. Simulación y medida del EBG del plano artificial con metalización en anillo abierto (eje y).

Las Figuras 5.16 y 5.17 muestran el valor del parámetro de transmisión en las direcciones x e y respectivamente. En ambos casos, el resultado de la medida se compara con el resultado de las simulaciones correspondientes. Como ya se afirmó en el capítulo 3 al analizar el resultado de la simulación del EBG del plano con metalización en anillo abierto, resulta muy complicado poder asegurar con certeza si existe gap electromagnético en la banda de frecuencia bajo estudio. Este hecho queda totalmente corroborado con la medida experimental, pues ni en una dirección ni en otra del plano, existe una caída de la transmisión de la que pueda afirmarse con seguridad que corresponde a un gap electromagnético. En cualquier caso, lo que sí es cierto es que no existe gap en torno a la frecuencia $f=2\text{GHz}$, que es la frecuencia de resonancia de la antena, por lo que no se podrán aprovechar las ventajas que ofrecería el EBG a esta frecuencia.

5.3.3.2. Medida de la adaptación.

Para terminar de caracterizar el conjunto antena-plano que se está estudiando es necesario medir la adaptación de la antena. El resultado de la medida correspondiente al módulo del parámetro S_{11} se muestra en la Figura 5.18. Con el fin de validar el resultado de la simulación correspondiente, se compara la medida con dicho resultado.

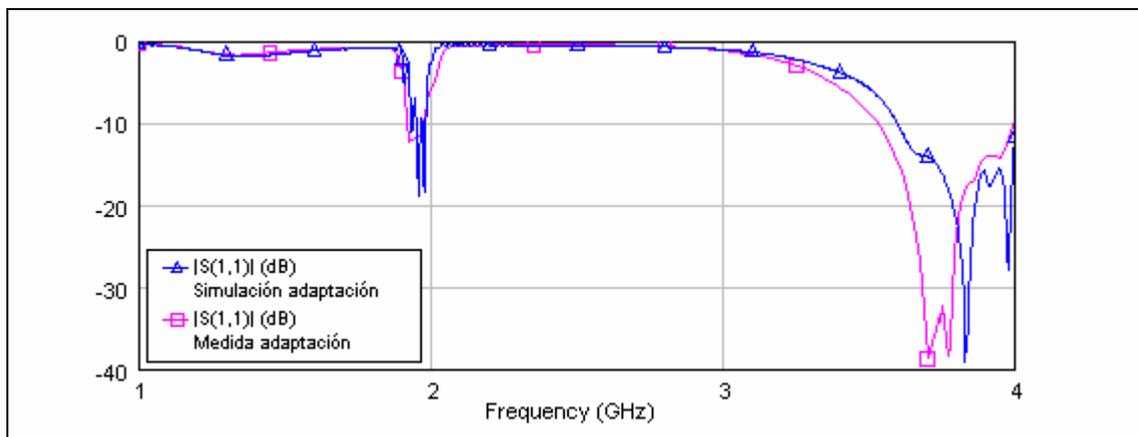


Figura 5.18. Simulación y medida de la adaptación del monopolo horizontal sobre el plano artificial con metalización en anillo abierto.

Como puede observarse en la figura anterior, y como ha venido ocurriendo en todos los casos bajo estudio, los resultados teórico y experimental del nivel de adaptación son muy semejantes. Si se observa la gráfica de la medida de la adaptación, se ve que la frecuencia a la que está trabajando la antena no es exactamente 2 GHz, sino ligeramente menor; concretamente, 1.94 GHz. La medida de la adaptación presenta una clara mejoría con respecto al resultado de la simulación, pues no presenta oscilaciones, algo que además resulta beneficioso para aumentar ligeramente el ancho de banda. El valor concreto del nivel de adaptación medido es -11.84 dB , luego puede afirmarse que la antena está adaptada.

Capítulo 6.

Conclusiones y líneas futuras.

6.1. Conclusiones.

Como punto final al proyecto se ofrecen a continuación una serie de conclusiones a modo de cierre de cada uno de los capítulos en los que se ha dividido el documento.

Tras un primer capítulo, en el que se indicaban la motivación y principales objetivos del proyecto, se pasó al desarrollo del proyecto en sí. Como punto de partida, en el segundo capítulo se analizó el comportamiento AMC de las superficies de alta impedancia y quedaron caracterizadas las estructuras básicas que dan lugar a las mismas. Mediante el estudio paramétrico de dichas estructuras se llegó a la conclusión de que las dimensiones de la metalización y el espesor del sustrato son los parámetros que más afectan al valor de frecuencia en que se tiene un comportamiento AMC. Por otro lado, se estudió el comportamiento de estructuras con diferentes tipos de metalización (cuadrada, en anillo y en anillo abierto) y se observó que la estructura con metalización cuadrada es más compacta que las que tienen metalización en anillo, pues teniendo todas ellas las mismas dimensiones, presenta un menor valor de frecuencia en que el comportamiento es AMC. También quedó de manifiesto el hecho de que las estructuras analizadas presentan comportamiento periódico en frecuencia.

Una vez adquirida la base teórica adecuada, en el tercer capítulo se diseñaron tres planos de masa artificiales implementados con las estructuras de alta impedancia previamente estudiadas. Todos los planos presentaban una frecuencia de trabajo igual a 2 GHz. De cada uno de ellos se analizaron los comportamientos AMC y EBG y se llegó a la conclusión, posteriormente corroborada mediante medidas experimentales, de que ambos comportamientos únicamente coinciden en la misma banda de frecuencias en el caso del plano con metalización cuadrada y vías.

En el capítulo cuarto se utilizaron los planos de masa diseñados con antenas de hilo de bajo perfil, concretamente, el dipolo y monopolo horizontales. Para ello se determinaron las dimensiones tanto de los planos artificiales como de las antenas para que cumplieran dos requisitos: frecuencia de funcionamiento igual a 2 GHz y máxima adaptación posible. Posteriormente se obtuvo la información más relevante sobre el diagrama de radiación de cada conjunto antena-plano para poder determinar su utilidad en función de la aplicación concreta a implementar.

Finalmente, el capítulo quinto, correspondiente a los resultados experimentales, tiene como objetivo la validación de los resultados obtenidos a lo largo del proyecto. Tras implementar los modelos correspondientes al monopolo horizontal colocado sobre cada uno de los tres planos de masa, se ha llegado a la conclusión de que la medida de adaptación obtenida mediante simulación es bastante realista, pues coincide casi a la perfección con las medidas obtenidas en el laboratorio. En lo referente al EBG, las medidas experimentales únicamente han arrojado luz en el caso del plano con metalización cuadrada, pues han servido para demostrar dos cosas: que efectivamente existe un EBG y que dicho EBG se presenta en la misma banda de frecuencias en que resuena la antena. En el caso de las metalizaciones en anillo, y considerando que los métodos de simulación y medida son diferentes, los resultados teóricos y experimentales son también bastante diferentes y únicamente en el caso del anillo cerrado se puede especificar, con cierto margen de duda, el rango de frecuencias correspondiente al EBG. Sea como sea, en ninguno de los dos casos, anillo cerrado o abierto, el comportamiento EBG se produce en el mismo rango de frecuencias que la resonancia de la antena.

6.2. Líneas futuras.

A lo largo del estudio realizado en este proyecto se han descubierto puntos dentro de su esquema a partir de los cuales se podrían originar nuevas líneas de desarrollo.

Ya en el análisis del comportamiento AMC de las estructuras de alta impedancia aparece alguna de ellas, como podría ser el estudio del ancho de banda de las distintas geometrías. En este documento se ha considerado que el comportamiento AMC de las superficies de alta impedancia se produce a una única frecuencia, que es

aquella en que la fase de la onda reflejada, cuando sobre la superficie incide una onda plana, se anula. No obstante, sería razonable considerar que el comportamiento AMC no corresponde únicamente a un valor de frecuencia sino a un rango, que es aquél en que la fase de la onda reflejada varía entre $\pm 90^\circ$, pues en ese caso las ondas se reflejan en fase en lugar de en contrafase. Puesto que se ha demostrado que el comportamiento de las distintas geometrías difiere considerablemente, resultaría de gran utilidad estudiar en cada caso concreto el rango de frecuencias en que puede considerarse que el comportamiento de la estructura es el de un AMC.

En lo referente al diseño de los planos de masa, existen muchos y muy diversos aspectos en los que se puede profundizar. En primer lugar, resultaría de mucha utilidad investigar cómo afecta al comportamiento del plano y de las antenas posteriormente utilizadas el hecho de considerar uno u otro número de periodos. El criterio que se ha aplicado en este caso a la hora de elegir el número de periodos a utilizar en cada caso ha sido fundamentalmente el tamaño y la fabricación. En todo momento se ha pretendido trabajar con planos manejables y cuya fabricación no requiriera demasiado trabajo, especialmente en el caso del plano que presenta vías. No obstante, sería interesante comparar planos con distinto número de periodos para determinar exactamente en qué aspectos y hasta qué punto se ven afectados.

Por otro lado, sería posible considerar algunas variantes de los planos. Por ejemplo, en el caso del plano implementado con *champiñones*, podrían unirse los *champiñones* en tiras, esto es, podría eliminarse el gap en una de las direcciones del plano. Lo que debería ocurrir en estas condiciones es lo siguiente: en el caso de la polarización horizontal (paralela a la superficie), si el campo es perpendicular a las tiras el comportamiento es el de un AMC, pero si es paralelo es el de un PEC. Así, si las antenas que se consideran (dipolo o monopolo) se colocan en perpendicular a las tiras, deberían adaptarse bien porque 'ven' un AMC. No obstante, queda claro que habrá diferencia entre considerar tiras y considerar *champiñones* separados, por lo que sería interesante comparar ambos casos.

En lo referente a las antenas, sería bueno comprobar experimentalmente las propiedades de radiación de las mismas con medidas de los diagramas de radiación.

Por otro lado, resultaría interesante considerar antenas con distinto tipo de polarización. En el caso que nos ocupa, tanto el monopolo como el dipolo presentan polarización lineal, pero podría haberse considerado alguna otra antena, como por ejemplo la espiral, que presente polarización circular.

Finalmente podría comprobarse el comportamiento en array de las antenas de hilo bajo estudio. Ésta sería también una forma de verificar el comportamiento EBG de los planos, pues debido a la supresión de las ondas de superficie, debería reducirse el acoplamiento mutuo entre elementos.

Anexo

Resumen de costes

Una vez completado el proyecto y elaborada la documentación, se puede realizar un cálculo del coste final del mismo. Este cálculo está basado en el trabajo realizado y en el material empleado. También quedan incluidos los gastos de fabricación de cada uno de los modelos implementados, así como los gastos de montaje.

- Recursos humanos

En la siguiente tabla se detallan los costes unitarios de recursos humanos del personal que ha tomado parte en el proyecto, expresados en euros por hora sin incluir el I.V.A.

Código	Nombre	Responsabilidad	Coste unitario
P1	Eva Rajo Iglesias	Tutor de proyecto	60 € / hora
P2	Juan Pedro Perianes Rodríguez	Técnico de laboratorio	28 € / hora
P3	Inmaculada Tomeo Reyes	Ingeniero junior	30 € / hora

- Recursos materiales

En la tabla presentada a continuación se especifica el material amortizable que se ha utilizado, disponible en el laboratorio de la universidad Carlos III de Madrid, indicándose el precio de su uso por mes sin incluir I.V.A.

Descripción	Precio	Amortización	Coste unitario
Ordenador	1248 €	3 años	34.66 € / mes
Analizador de redes	100412 €	6 años	1394,6 €/mes
Resto de equipamiento	3000 €	6 años	41.66 € / mes

- Coste de material fungible

A continuación se muestran los costes del material fungible que se ha necesitado a lo largo del proyecto. De nuevo se trata de costes sin I.V.A. añadido.

Concepto	Coste total
Material de oficina	300 €
Acceso a Internet / teléfono	250 €

- Coste del material para la fabricación de los modelos

En la tabla siguiente se muestran los costes correspondientes a los materiales utilizados para implementar cada uno de los modelos diseñados en el proyecto, indicándose el precio sin incluir I.V.A.

Dentro de la fabricación de los modelos también es necesario considerar el coste de fotograbado y montaje, no obstante, dicho coste se tendrá en cuenta al calcular el coste asociado a recursos humanos (véase siguiente punto), pues depende de las horas de trabajo que se hayan dedicado.

Modelo	Coste unitario
Plano con metalización cuadrada y vías + monopolo horizontal	56 €
Plano con metalización en anillo + monopolo horizontal	48 €
Plano con metalización en anillo abierto + monopolo horizontal	72 €

- Coste del proyecto asociado a recursos humanos y materiales

En la tabla siguiente se realiza el cálculo de los costes por recursos humanos necesarios en la elaboración del proyecto. En la tabla se calcula el coste por tarea indicándose finalmente el coste total de recursos humanos del proyecto.

Tarea	Código	Horas	Coste unitario	Importe
Planificación inicial del proyecto y documentación	P1	6	60 € / hora	360 €
	P3	30	30 € / hora	900 €
Estudio de las estructuras AMC	P1	3	60 € / hora	180 €
	P3	80	30 € / hora	240 €
Diseño teórico de los planos y antenas	P1	6	60 € / hora	360 €
	P3	300	30 € / hora	9000 €
Fotograbado y montaje (3 modelos)	P2	25	28 € / hora	700 €
Medidas en el laboratorio	P3	9	30 € / hora	270 €
Validación, seguimiento y documentación final	P1	15	60 € / hora	900 €
	P3	250	30 € / hora	7500 €
TOTAL (sin I.V.A)				
20410 €				

Para calcular los gastos materiales se presenta una tabla similar, pero directamente se calculan los costes a partir del tiempo total de ocupación de cada uno de los equipos. Para los utilizados únicamente en las mediciones se especifica el

periodo de utilización en meses, mientras que en el caso del ordenador, dado que se ha usado de forma constante a lo largo del proyecto, se va a detallar el coste final empleando el coste unitario por mes y multiplicándolo por la duración estimada del proyecto (6 meses).

Descripción	Coste unitario	Utilización	Importe
Ordenador	34.66 € / mes	6 meses	242.62 €
Analizador de redes	1394,6 €/mes	1 mes	1394.6 €
Resto de equipamiento	41.66 € / mes	3 meses	124.98 €
Fungible			550 €
TOTAL (sin I.V.A)			
			2312.2 €

- Resumen final del coste del proyecto

Para terminar, en la tabla siguiente se muestra el resumen final del coste del proyecto, según cada uno de los costes parciales considerados. Asimismo se incluyen los impuestos correspondientes a la elaboración del proyecto.

Concepto	Coste total
Recursos humanos	20410 €
Recursos materiales	2312.2 €
Material para fabricación de los modelos	176 €
Total parcial	22898.2 €
Base imponible	22898.2 €
I.V.A. (16%)	3663.712 €
TOTAL COSTES (I.V.A. incluido)	26561.912 €

Bibliografía

- [1] Dan Sievenpiper, “High-impedance electromagnetic surfaces”, *Ph.D. Dissertation, University of California, Los Angeles, 1999.*
- [2] Sievenpiper, D., L. Zhang, R. F. J. Broas, N. G. Alexopolous and E. Yablonovitch, “High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. 47, No. 11 2059–2074, 1999.*
- [3] Alexandros P. Feresidis, George Goussetis, Shenhong Wang and John (Yiannis) C. Vardaxoglou, “Artificial magnetic conductor surfaces and their application to low-profile high-gain planar antennas”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 53, No. 1, 209–215, January 2005.*
- [4] Ying Zhang, Jürgen von Hagen, MarwanYounis, Christian Fischer and Werner Wiesbeck, “Planar artificial magnetic conductors and patch antennas”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 51, No. 10, 2704–2712, October 2003.*
- [5] Yang, F. R., K. P. Ma, Y. Qian and T. Itoh, “A uniplanar compact photonic-bandgap (UC-PBG) structure and its applications for microwave circuit,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. 47, No. 8, 1509–1514, 1999.*
- [6] Yang, F. R., K. P. Ma, Y. Qian and T. Itoh, “A novel TEM waveguide using uniplanar compact photonic-bandgap (UC-PBG) structure,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. 47, No. 11, 2092–2098, 1999.*
- [7] J. A. McVay, A. Hoorfar and N. Engheta, “An overview of space-filling curves in novel antenna designs: theory, simulations and experiments”, *EMTS 2007 International URSI Commission B-Electromagnetic Theory Symposium, July 26-28 2007, Ottawa, ON, Canada.*
- [8] “Metamaterials: physics and engineering explorations”, Edited by N. Engheta and R.W. Ziolkowski.
- [9] J. R. Sohn, K. Y. Kim, H.-S. Tae and J.-H. Lee, “Comparative study on various artificial magnetic conductors for low-profile antenna”, *Progress In Electromagnetics Research, PIER 61, 27–37, 2006.*
- [10] Fan Yang and Yahya Rahmat-Samii, “Reflection phase characterizations of the EBG ground plane for low profile wire antenna applications”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 51, No. 10, 2691–2703, October 2003.*

- [11] Manohar Deshpande and Joon Shin, “Characterization of meta-materials using computational electromagnetic methods”, *Wireless Communications and Applied Computational Electromagnetics, 2005. IEEE/ACES International Conference on 3-7 April 2005 Page(s): 421 – 424.*
- [12] Christophe Caloz and Tatsuo Itoh, “Novel artificial metamaterials concepts and structures for microwave applications”, *University of California, Los Angeles.*
- [13] Francisco Javier Falcone Lanas, “Synthesis and applications of microwave metamaterials in planar circuit technology: from electromagnetic bandgaps to left handed materials”, *Tesis Doctoral, Universidad Pública de Navarra, Pamplona, 2005.*
- [14] Soon-Soo Oh and Lotfollah Shafai, “Artificial magnetic conductor using split ring resonators and its applications to antennas”, *Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 48, No. 2, 329–334 February 2003.*
- [15] George Goussetis, Alexandros P. Feresidis and John (Yiannis) C. Vardaxoglou, “Tailoring the AMC and EBG characteristics of periodic arrays printed on grounded dielectric substrate”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 54, No. 1, 82–89, January 2006.*
- [16] P. Padilla de la Torre, J.M. Fernández y M. Sierra Castañer, “Tiras AMC-PEC-AMC en guías de onda de placas paralelas”.
- [17] Jinse Jung, Choon Sik Cho, Jae W. Lee, Jaeheung Kim and Tae Hwan Kim, “A low phase noise microwave oscillator using split ring resonators”, *Proceedings of the 36th European Microwave Conference, 95–98, September 2006, Manchester UK.*
- [18] Muhammad Faeyz Karim, Ai-Qun Liu, Aibin Yu and Arokiaswami Alphones, “Micromachined tunable filter using fractal electromagnetic bandgap (EBG) structures”, *Sensors and Actuators A 133 (2007) 355–362.*
- [19] Andrew T. Gobien, “Investigation of low profile antenna designs for use in hand-held radios”, *Ph.D. Dissertation, Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, Virginia, 1997.*